



République Algérienne Démocratique Et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Larbi Tebessi – Tébessa  
Institut des Mines



## THESE

Présenté pour l'obtention du diplôme de  
**Doctorat en science**

Filière : Mine

Option : Electromécanique minière

par

**HOUAM Ala**

## THEME

**Optimisation de l'intégration des énergies  
renouvelables dans les réseaux de  
distribution par la commande MPPT**

Zoubir AOULMI	MCA à l'université de Tébessa	Président
Fares ZAAMOUCHE	MCA à l'université de Tébessa	Rapporteur
Djamel OUNNAS	MCA à l'université de Tébessa	Co- Rapporteur
Nacer HEBBIR	Professeur à l'université d'Oum El Bouaghi	Examineur
Sihem GHOUELBOURK	MCA à l'université d'Annaba	Examineur
Mohcene BECHOUAT	MCA à l'université de Ghardaia	Examineur

# Remerciement

Avant tout, mes remerciements à mon DIEU le tout puissant qui m'a aidé à faire ce travail et qui m'a donné le courage, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'étude afin que je puisse arriver à ce niveau.

Je tiens à exprimer ma gratitude à mon directeur de thèse, Dr **ZAAMOUCHE Fares** Maitre de Conférences à l'Université Larbi Tebessi Tebessa, qui a inspiré certaines des idées développées dans cette thèse et qui a toujours partagé ses connaissances avec moi. Je remercie vivement Dr **OUNNAS Djamel** Maitre de Conférences à l'Université Larbi Tebessi Tebessa co-directeur de thèse, pour leurs conseils et leur soutien dans l'élaboration de cette thèse de doctorat. J'ai beaucoup de respect et d'admiration pour eux deux et je les remercie pour leur soutien surtout dans les circonstances exceptionnelles de ce travail.

Je tiens à remercier le Dr AOULMI Zoubir Maitre de Conférences à l'Université Larbi Tebessi Tebessa d'accepté de présider le jury de ma soutenance et sincèrement c'est une opportunité pour moi.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements et ma profonde gratitude à mesdames et messieurs; Pr. **HEBBIR Nacer** Professeur de l'université Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi ; Dr **GHOUELBOURK Sihem** Maitre de Conférences à l'universite de Badji Mokhtar Annaba; Dr **BECHOUAT Mohcene** Maitre de Conférences à l'Université de Ghardaia pour leurs acceptation d'être les membres du jury de cette thèse et d'évaluer ce travail.

Je remercie tous mes collègues de l'université Larbi Tebessi et de l'institut des Mines, pour leurs conseils et leurs encouragements.

## Table des matières

<b>Remerciements</b> .....	i
<b>Liste des figures</b> .....	iii
<b>Liste des tableaux</b> .....	Vii
<b>Introduction Générale</b> .....	01
<b>Chapitre I. Vue générale sur les systèmes photovoltaïques connectés aux réseaux</b>	
I.1. Introduction.....	03
I.2. Principe de conversion photovoltaïque:.....	03
I.3. Module photovoltaïque .....	05
I.3.1. Normes de caractérisation et de résistivité des modules PV.....	05
I.3.1.1. Conditions standard de test (STC).....	05
I.3.1.1.1. Caractérisation en laboratoire.....	06
I.3.1.1.2. Caractérisation en extérieur.....	07
I.3.1.1.3. Tests de vieillissement accéléré.....	07
I.3.1.2. Caractéristiques électrique d'une cellule photovoltaïque I-V.....	07
I.3.1.2.1. Influence de la température.....	08
I.3.1.2.2. Influence de l'éclairement.....	08
I.3.1.2.3. Point de puissance maximale MPP.....	09
I.3.1.2.4. Rendement du panneau.....	09
I.3.1.2.5. Facteur de forme .....	09
I.4. Technologies des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs	10
I.4.1. IGBT .....	10
I.4.2. MOSFET .....	10
I.4.3. Nouveaux matériaux semi-conducteurs.....	11
I.5. Les Systèmes Photovoltaïques.....	11
I.5.1. Classification des systèmes photovoltaïques.....	11
I.5.1.1. Système autonome.....	12
I.5.1.1.1. Systèmes au fil du soleil.....	12
I.5.1.1.2. Systèmes avec stockage.....	12
I.5.1.2. Système hybride.....	13
I.5.1.3. Système connecté au réseau.....	13
I.5.1.3.1. Configuration centralisée.....	14
I.5.1.3.2. Configuration chaîne .....	15
I.5.1.3.3. Configuration multi- chaîne .....	16
I.5.1.3.4. Configuration du module intégré (topologie de module AC) ... .....	16
I.5.1.3.5. Configuration modulaire série.....	16
I.5.1.3.5. Configuration Topologie modulaire parallèle.....	17

I.5.1.4. Avantages et inconvénients des systèmes connectés au réseau.....	18
I.6. Analyse de l'intégration dans les réseaux électriques.....	18
I.6.1. Principes structurant un réseau électrique.....	18
I.6.2. Réseau de transport électrique .....	19
I.6.3. Réseau de distribution .....	20
I.6.4. Conditions du Code Grid dans les réseaux électriques .....	21
I.6.5. Exigences du Code Grid pour l'insertion des sources d'énergie renouvelables	21
I.6.6. Evolution des réseaux électriques.....	22
I.6.6.1. Structure classique d'un réseau électrique.....	22
I.6.5.2. Structure moderne ou Intelligent d'un réseau électrique.....	23
I.7. Conclusion.....	23
Références.....	22

## Chapitre II. Modélisation et fonctionnement d'une chaîne de conversion PV

II.1. Introduction.....	30
II.2. La chaîne de conversion photovoltaïque.....	30
II.3. Modélisation mathématique d'une cellule solaire.....	30
II.4. Modélisation et fonctionnement des hacheurs.....	32
II.4.1. Les convertisseurs élévateur (Boost).....	32
II.4.1.1. Calcul des paramètres du boost.....	34
II.4.1.2. Modèle mathématique du convertisseur Boost.....	36
II.4.2. Les convertisseurs DC-DC abaisseur (Buck ).....	37
II.4.2.1. Modèle mathématique du convertisseur Buck.....	39
II.4.3. Le convertisseur abaisseur-élévateur (buck-boost) .....	40
II.4.3.1. Modèle mathématique d'un convertisseur Buck-boost.....	41
II.5. Modélisation et fonctionnement des onduleurs.....	41
II.5.1. Modélisation des onduleurs triphasés a deux niveaux.....	41
II.5.2. Topologies des onduleurs multiniveaux.....	43
II.5.2.1. Topologie des onduleurs à capacités flottantes.....	44
II.5.2.2. Topologie des Onduleurs multi-niveaux type CHB.....	44
II.5.2.3. Topologie des onduleurs multi-niveaux de type NPC.....	45
II.5.2.3.1. Modélisation de l'onduleur.....	47
II.5.2.3.2. Résultats de simulation.....	48
II.6. Conclusion .....	51
Références .....	52

## Chapitre III. Commande des convertisseurs DC-DC et DC-AC

III.1. Introduction.....	57
III.2. Stratégies de commande des hacheurs.....	57
III.2.1. Algorithme de perturbation et observation (P&O).....	57
III.2.2. Algorithme MPPT basé sur l'incrémentation de conductance (INC).....	59



III.2.3. MPPT basé sur la logique floue (Mamdani).....	60
III.2.4. Contrôleur à logique floue de Takagi Sugeno T-S.....	52
III.2.5. Optimisation de l'essaim de particules (PSO).....	63
III.2.6. Algorithme génétique.....	65
III.2.7. Réseaux de neurones artificiels .....	65
III.2.8. Approches d'optimisation méta-heuristique.....	65
III.2.8.1. Algorithme d'Optimisation de Baleine (WOA).....	66
III.2.8.2. Algorithme d'Optimisation des Loups Gris (GWO).....	66
III.2.8.3. Algorithme d'Optimisation des Fourmilions (ALO).....	67
III.2.8.4. Algorithme d'optimisation Hétérocère-Flamme (MFO).....	68
III.3. Les Différentes Stratégies de commandes MLI des onduleurs.....	68
III.3.1. La modulation sinusoïdale (SPWM).....	69
III.3.1.1. Caractéristique de la modulation sinusoïdale (SPWM).....	70
III.3.1.2. Générations des rapports cycliques de la MLIS.....	71
III.3.2. La modulation vectorielle.....	71
III.3.3. La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID).....	72
III.3.2.1. DPWM-MIN et DPWM-MAX.....	73
III.3.2.2. DPWM0, DPWM1 et DPWM2.....	74
III.3.2.3. DPWM3.....	75
III.4. Conclusion.....	76
Références .....	77
 <b>Chapitre IV. Commande DPWM d'un onduleur NPC triphasé 5 niveaux en utilisant la commande T-S, FLC du convertisseur boost</b>	
IV.1. Introduction.....	83
IV.2. Description et méthodologie du système.....	83
IV.3. Etage de conversion PV/DC-DC.....	83
IV.4. Commande floue du système photovoltaïque.....	84
IV.4.1. Méthode de contrôle flou T-S.....	84
IV.5. Commande d'un Onduleur à cinq niveaux de types NPC triphasé.....	87
IV.5.1. Principe de fonctionnement.....	87
IV.5.2. Modélisation d'onduleur.....	90
IV.5.3. La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID).....	91
IV.5.4. Simulation, résultats et interprétation.....	92

IV.5. Conclusion.....	99
Références .....	100
Conclusion Générale.....	103

# Liste des figures

## Chapitre I

<b>I.1</b>	Mécanismes de transformation de l'énergie solaire en une énergie électrique.....	03
<b>I.2</b>	Caractéristiques d'une jonction PN sous éclairement.....	05
<b>I.3</b>	a- Cellule solaire et celui de trois cellules solaires connectées en série et en parallèle. b- effet du diode By-pass.....	06
<b>I.4</b>	Caractérisation en laboratoire a. simulateur solaire Lot-Oriel, de classe AAA du LGEP, b. spectre intégré.....	07
<b>I.5</b>	Caractéristique électrique d'une cellule photovoltaïque.....	08
<b>I.6</b>	Influence de l'éclairement sur les caractéristiques I-V et P-V.....	08
<b>I.7</b>	Influence de la température sur les caractéristiques I-V et P-V.....	09
<b>I.8</b>	Comparaison de conception des différents MOSFET : MOSFET à gauche, MOSFET à Super-Jonction au centre, FlyMos à droite.....	11
<b>I.9</b>	Système de Pompage PV.....	12
<b>I.10</b>	Schéma d'un système PV autonome avec stockage.....	12
<b>I.11</b>	Schéma d'un système PV hybride.....	13
<b>I.12</b>	Schéma d'un système PV connecté au réseau.....	14
<b>I.13</b>	Configuration centralisée du système PV connecté au réseau.....	15
<b>I.14</b>	Configuration chaîne du système PV connecté au réseau.....	15
<b>I.15</b>	Configuration du module intégré.....	16
<b>I.16</b>	Topologie à hacheurs modulaires séries .....	17
<b>I.17</b>	Topologie à hacheurs modulaires parallèle.....	17
<b>I.18</b>	Vue globale du réseau électrique.....	19
<b>I.19</b>	Structure maillé d'un réseau de transport électrique.....	20

<b>I.20</b>	Schéma arborescente d'une station de distribution.....	20
<b>I.21</b>	Représentation verticale (sens unique) des réseaux électriques classique.....	22
<b>1.22</b>	Représentation horizontale (bidirectionnelle) des réseaux électriques actuels.	23

## **Chapitre II**

<b>II.1</b>	Chaine de conversion photovoltaïque.....	30
<b>II.2</b>	Circuit équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque.....	30
<b>II.3</b>	Block de simulation d'un panneau PV sous environnement MATLAB.....	31
<b>II.4</b>	Circuit équivalent du convertisseur boost.....	33
<b>II.5</b>	Circuit équivalent du convertisseur boost (K ouvert).....	33
<b>II.6</b>	Circuit équivalent du convertisseur boost (K ferme).....	33
<b>II.7</b>	Convertisseur Boost. De haut en bas : Fonction de commande, courant dans l'inductance en conduction continue et discontinue.....	35
<b>II.8</b>	Simulation du modèle mathématique de convertisseur Boost.....	37
<b>II.9</b>	Circuit équivalent d'un convertisseur élévateur (buck) .....	38
<b>II.10</b>	Forme d'ondes des tensions et des courants d'entrée et de sortie du convertisseur abaisseur « Buck » en fonction du rapport cyclique D et la période $T_s$ .....	39
<b>II.11</b>	Simulation du modèle mathématique de convertisseur BUCK.....	40
<b>II.12</b>	Schéma de principe du convertisseur non inverseur Buck/Boost.....	40
<b>II.13</b>	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	42
<b>II.14</b>	Modèle Simulink d'un onduleur triphasé a deux niveaux.....	43
<b>II.15</b>	Base du tableau de classification des convertisseurs multiniveaux.....	43
<b>II.16</b>	Convertisseur triphasé 3 niveaux à capacités flottantes.....	44
<b>II.17</b>	Structure d'un onduleur CHB triphasé a cinq niveaux.....	45
<b>II.18</b>	Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.....	46
<b>II.19</b>	Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de	

	type NPC.....	47
<b>II.20</b>	Signaux des impulsions des six interrupteurs supérieurs de l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC.....	49
<b>II.21</b>	Tensions simples à la sortie d'un onduleur triphasé à trois niveaux.....	49
<b>II.22</b>	Spectre harmonique de la tension de phase (simple) Van.....	50
<b>II.23</b>	Tensions composées Vab, Vbc et Vca à la sortie d'un onduleur triphasé à trois niveaux.....	50
<b>II.24</b>	Spectre harmonique de la tension composée Vab.....	50

### **Chapitre III**

<b>III.1</b>	Courbe P-V de l'algorithme P&O.....	58
<b>III.2</b>	Organigramme de la méthode perturbation et observation (P&O).....	58
<b>III.3</b>	Organigramme de la méthode INC.....	59
<b>III.4</b>	Algorithme conductance incrémentale.....	60
<b>III.5</b>	Variables linguistiques du FLC.....	61
<b>III.6</b>	Modèle Simulink de la commande Floue.....	62
<b>III.7</b>	Directions de la technique PSO.....	63
<b>III.8</b>	Organigramme de l'algorithme GWO.....	66
<b>III.9</b>	Mise à jour des positions des loups.....	67
<b>III.10</b>	Signal de la MLI sinusoïdale.....	69
<b>III.11</b>	Modulation sinusoïdale unipolaire.....	71
<b>III.12</b>	Principe de la MLI à doubles triangles.....	71
<b>II.13</b>	Schéma de principe de la modulation sinusoïdale.....	72
<b>II.14</b>	Schéma de principe de la MLI Vectorielle.....	72
<b>II.15</b>	Commutation des vecteurs et des secteurs, b- SVPWM.....	73
<b>II.16</b>	Schéma de principe de la MLI discontinue, basée sur l'injection de la composante homopolaire.....	73

<b>II.17</b>	principe de DPWMmin et DPWMmax.....	74
<b>II.18</b>	Modulante en MLID1.....	75
<b>II.19</b>	Modulante en DPWM0et DPWM2.....	75
<b>II.20</b>	Modulante en DPWM 3.....	76

### **Chapitre IV**

<b>IV.1</b>	Configuration du système complet.....	83
<b>IV.2</b>	Système de conversion PV/ DC-DC.....	84
<b>IV.3</b>	Diagramme du model T-S FLC.....	84
<b>IV.4</b>	Suivi de trajectoire du $V_{pop}$ .....	87
<b>IV.5</b>	Onduleur à cinq niveaux de types NPC triphasé.....	87
<b>IV.6</b>	Première configuration du 1 <sup>er</sup> bras.....	88
<b>IV.7</b>	Première configuration du 1 <sup>er</sup> bras.....	88
<b>IV.8</b>	Troisième configuration du 1 <sup>er</sup> bras.....	88
<b>VI.9</b>	Quatrième configuration du 1 <sup>er</sup> bras.....	89
<b>VI.10</b>	Quatrième configuration du 1 <sup>er</sup> bras.....	89
<b>IV.11</b>	Forme de l'onde de $V_{ao}$ d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC.....	90
<b>IV.12</b>	MLI discontinue basée sur l'injection de la composante homopolaire.....	91
<b>IV.12</b>	Génération des impulsions aux interrupteurs.....	92
<b>IV.13</b>	Chronogramme d'impulsions pour le secteur I.....	92
<b>IV.14</b>	Modèle simulink du système proposé.....	93
<b>IV.15</b>	Model Simulation du convertisseur boost avec la commande T-S FLC.....	93
<b>IV.16</b>	Fonctions d'appartenances pour générer $V_{pop}$ .....	94
<b>IV.17</b>	Profile de variation d'irradiation.....	94
<b>IV.18</b>	Les réponses du système de haut en bas : la tension de sortie $V_o$ , la puissance $P_{pv}$ et le rapport cyclique $D$ .....	95

<b>IV.19</b>	Model simulink d'un onduleur NPC 3ph cinq niveaux contrôle par une stratégie MLI discontinue.....	96
<b>IV.20</b>	Les formes d'onde de référence et les porteuses triangulaires pour DPWM, (M = 0,9 et $f_c = 6$ KHz).....	97
<b>IV.21</b>	Signaux de contrôle générés par DPWM.....	97
<b>IV.22</b>	La tension simple $V_{an}$ et son spectre harmonique pour $M=0.9$ .....	98
<b>IV.23</b>	La tension composé $V_{an}$ et son spectre harmonique pour $M=0.9$ .....	98
<b>IV.24</b>	Le courant de ligne $I_{ABC}$ et son spectre harmonique pour $M=0.9$ .....	98

# *Liste des tableaux*

I.1	Comparaison entre le réseau électrique traditionnel et intelligent.....	23
II.1	États de commutation et tension de sortie de l'onduleur CHB à cinq niveaux.....	45
III.1	Table des inférences floue pour une commande par logique floue.....	61
III.2	Paramètre de l'algorithme PSO.....	64
IV.1	Table de commutation de l'onduleur NPC à 5 niveaux.....	89
IV.2.	Paramètres du pann PV.....	93
IV.3.	Les paramètres d'onduleur .....	96



# *Introduction Générale*

---

1. Introduction .....	1
-----------------------	---

---

# Introduction générale

La tendance mondiale aux énergies renouvelables est devenue une nécessité urgente et incontournable pour trouver de nouvelles alternatives énergétiques. Ces énergies offrent aujourd'hui des pistes potentielles pouvant répondre aux nouvelles normes en matière de pollution, du gaspillage des ressources énergétiques fossiles et de réchauffement climatique sans introduire à terme des coûts de production élevés ([Pavlovic, 2020] ,[Elbaset,2019]).

Ces énergies ont de nombreuses utilisations telles que la production d'électricité en tant que système autonome ou isolé, mais leurs avantages sont grandement améliorés lorsqu'elles sont intégrées au réseau électrique [Patel,2021].

L'intégration des sources variables est beaucoup moins compliquée si elles sont connectées aux réseaux électriques à grande échelle, qui peuvent prendre l'avantage de la diversité naturelle des sources variables. Il s'agit d'intégrer des actifs de production d'énergie renouvelable en autoconsommation (solaire thermique et/ou photovoltaïque, éolienne, production de chaleur à partir de biomasse ou de biogaz, géothermie, ...) [Petibon,2009] [Waeli,2019], pour permettre aux industriels de réduire leur empreinte carbone, de diversifier leur mix énergétique et de réduire leur dépendance par rapport aux énergies fossiles.

Cependant, plusieurs problèmes restent à résoudre pour pouvoir intégrer progressivement ces sources dans les réseaux électriques dans des conditions convenables à l'obtention d'une énergie électrique à faible coût [Bihari,2020]. Plus important encore, ces sources sont souvent très volatiles et aléatoires, Il est donc nécessaire d'appliquer des stratégies de contrôle sophistiquées et de développer de nouveaux algorithmes de commande avancés qui facilitent d'une façon significative l'intégration de ce type d'énergie, soit pour le but de minimiser le temps de réponse du système, ou pour réduire les pertes de commutation ainsi que le taux d'harmonique THD [Shah,2020].

Deux configurations typiques pour un système Photovoltaïque connecté au réseau peuvent être distinguées : la configuration à un seul étage et la configuration à deux étages de conversion d'énergie.

Dans les systèmes à deux étages, le hacheur est utilisé pour augmenter la tension du générateur PV et suivre la puissance maximale, ce qui nécessite l'association d'un organe de commande dit MPPT (Maximum Power Point Tracking) pour satisfaire les caractéristiques non linéaires de la puissance et la forte dépendance des conditions climatiques externes (température, ensoleillement) ([Sheng, 2014] [Abbes,2014] [Safia,2020]).

Le second étage (l'onduleur de tension) permet la conversion de cette puissance en tension alternative de haute qualité. Cependant, la présence de plusieurs étages de conversion de puissance affecte l'efficacité globale, la fiabilité du système, de plus elle augmente le coût ([Roh,2021] [Hussaian,2020]).

Après tout ce qui a été mentionné dans cette présentation, L'objectif de cette thèse vise précisément à proposer et à concevoir un schéma de contrôle efficace, robuste et précis d'une

configuration à deux étages de conversion d'énergie par l'utilisation de deux topologies de convertisseurs statiques.

L'objectif principal de cette thèse est de développer deux stratégies de commande, la première pour le convertisseur DC /DC dite T-S FLC ([Tatikayala,2021], [Ounnas,2017]), et la deuxième pour le convertisseur DC /DC dite DPWM [Khan,2022]; pour l'optimisation de l'intégration des sources d'énergies renouvelables dans un réseau électrique de distribution, ce qui permet, d'assurer un niveau d'insertion adéquat et fiable, et de réagir efficacement à tout changement inattendu dans l'énergie produite par ces sources d'énergie, lesquelles dépendent des conditions météorologiques existantes ([Zaamouche,2018] ,[Houam,2022]).

Basant sur l'objectif présenté, cette thèse est subdivisée comme suit :

Une introduction générale dans laquelle nous avons présenté le problème de l'intégration des énergies renouvelables dans un contexte général, suivi de la méthode d'optimisation proposée dans ce travail.

Puis, dans le premier chapitre nous donnerons une vue générale sur les systèmes photovoltaïques connectés aux réseaux, du point de vue générations des cellules PV, types des systèmes PV notamment les systèmes raccordé aux réseaux. Ainsi que les réseaux électriques, leurs structures de base, leurs évolutions d'une structure classique vers une structure intelligente.

Dans le deuxième chapitre, nous donnerons un aperçu général sur les différentes parties qui constitués la chaine de conversion PV et leurs modélisations. En focalisant sur la modélisation des hacheurs boost et les onduleurs NPC.

Dans le chapitre trois, nous présenterons les différentes stratégies de commande pour les convertisseurs DC-DC et DC-AC. Nous nous sommes concentrés sur les types de commande dont leur efficacité a été prouvée par les chercheurs dans le domaine.

Dans le dernier chapitre qui contient les contributions principales de cette thèse. Nous procéderons une partie simulation d'une Commande DPWM d'un onduleur NPC triphasé 5 niveaux en utilisant la commande T-S FLC du convertisseur boost, Les résultats obtenus seront présentés et discutés.

Enfin, nous conclurons ce travail par une conclusion générale ainsi que des perspectives.

# Chapitre **I**

## *Vue générale sur les systèmes photovoltaïques connectés aux réseaux*

I.1. Introduction.....	03
I.2. Principe de conversion photovoltaïque:.....	03
I.3. Le module photovoltaïque .....	05
I.4. Technologies des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs.....	10
I.5. Les Systèmes Photovoltaïques.....	11
I.6. Analyse de l'intégration dans les réseaux électriques.....	18
I.7. Conclusion.....	23
Référence.....	24

## I.1. Introduction

La conversion photovoltaïque peut s'effectuer par le biais d'un capteur constitué de matériaux sensibles à l'énergie contenue dans les photons. Ce capteur se présente à l'échelle élémentaire sous forme d'une cellule nommée cellule photovoltaïque (PV). La quantité d'énergie électrique ainsi générée peut varier en fonction du matériau utilisé [Houari,2018].

Dans ce chapitre, nous donnerons un aperçu des systèmes photovoltaïques ainsi que les configurations de base et l'évolution des réseaux électriques où cette énergie sera intégrée.

## I.2. Principe de conversion photovoltaïque

Plusieurs types de matériaux sont susceptibles d'être utilisés dans les capteurs PV, soit seuls, soit associés sous forme de multicouches afin de mieux couvrir la totalité du spectre solaire. Cette découverte est inventée par le physicien français Edmond Becquerel en 1839, les premières cellules PV à oxyde cuivreux (CuO) ont été créées en 1930, suivies de cellules en sélénium (Se). Pendant des années, l'effet photovoltaïque n'était en somme qu'une curiosité de laboratoire. En 1954, les premières cellules au silicium (Si) ont été réalisées dans les laboratoires de la compagnie Bell Telephone aux États-Unis [Alonso,2006].

L'effet « photovoltaïque » désigne la conversion directe de l'énergie lumineuse en énergie électrique au moyen d'un dispositif dit « cellules photovoltaïques » réalisées à l'aide des composants semi-conducteurs qui possèdent la particularité de produire l'électricité quand ils sont éclairés, par le biais de la production et du transport des charges électriques positives et négatives sous l'effet de la lumière. [Notton,2004]

Ces éclaircissements sont constitués des photons qui transportent chacune une énergie  $E_{ph}$ , cette énergie est donnée par la relation suivante :

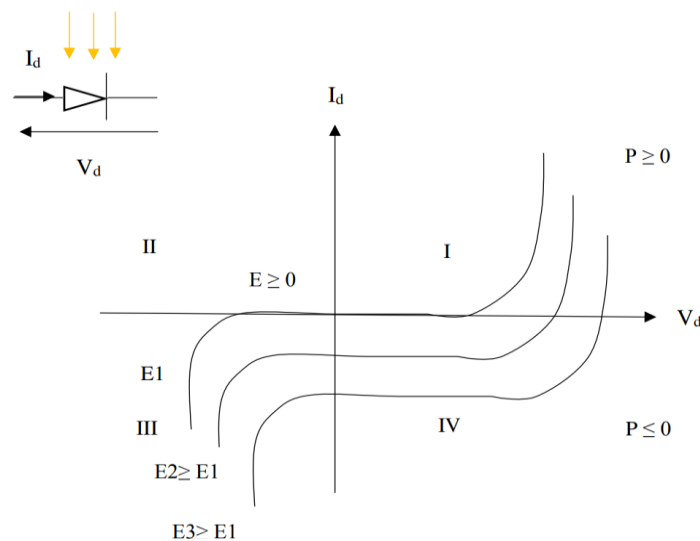
$$E_{ph} = h \times \frac{C}{\lambda} \quad \text{I-1}$$

Les matériaux les plus utilisés dans la conversion photovoltaïque sont les semi-conducteurs et le silicium en particulier, ce dernier est composé d'une jonction PN, et lorsqu'elle est exposée à la lumière on obtient une tension électrique à la borne de cette jonction. Ce matériau comporte deux parties, l'une présentant un excès d'électrons et l'autre un déficit en électrons, dites respectivement dopée de type n et dopée de type p. Lorsque la première est mise en contact avec la seconde, les électrons en excès dans le matériau n diffusent dans le matériau p. Cette transformation passe par trois mécanismes comme le montre sur la figure (I-1)



**Figure I-1.** Mécanismes de transformation de l'énergie solaire en une énergie électrique

le choix des matériaux utilisés pour concevoir des cellules PV se fait en fonction des propriétés physiques de certains de leurs électrons susceptibles d'être libérés de leurs atomes lorsqu'ils sont excités par des photons provenant du spectre solaire et possédant une certaine quantité d'énergie selon leurs longueurs d'onde. Une fois libérés, ces charges se déplacent dans le matériau formant globalement un courant électrique de nature continu (DC). La circulation de ce courant donne alors naissance à une force électromotrice (FEM) aux bornes du semi-conducteur correspondant ainsi au phénomène physique appelé effet photovoltaïque [Cabal,2009]. Ainsi, si l'on polarise électriquement une jonction PN et en la soumettant à un éclairage solaire, on obtient les caractéristiques semblables à celles représentées sur la figure (I.2).



**Figure I-2.** Caractéristiques d'une jonction PN sous éclairement [Merrahi,2018]

Actuellement plusieurs recherches sont en cours pour améliorer le rendement de nouveaux matériaux et réduire leur coût, afin de généraliser l'utilisation de l'énergie PV à grande échelle dans tous les domaines.

Pour comparer les différentes technologies de production d'électricité, le facteur le plus important est le coût énergétique par kWh fourni; l'estimation de ce dernier est basé sur deux critères : le rendement de conversion d'énergie photovoltaïque et le coût d'investissement. Les différentes technologies sont classées dans trois catégories :

**a- Cellules solaires de première génération:** cette génération est à base de silicium contient trois types : les Cellules à silicium monocristallin, poly-cristallin et cellule amorphe.

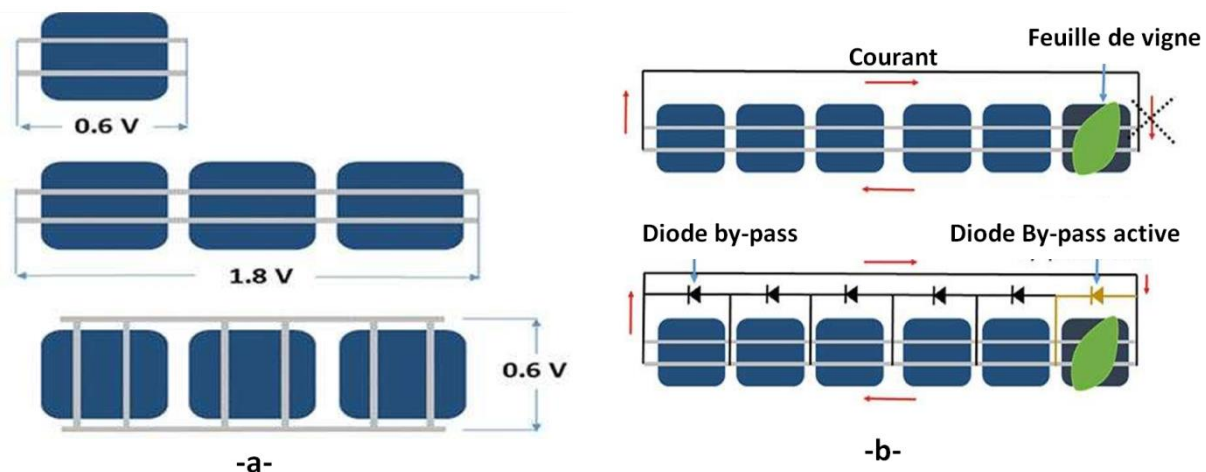
**b- Cellules solaires de deuxième génération:** Il s'agit de nouveaux types de cellules photovoltaïques qui ont fait leur apparition sur le marché, ce sont les cellules à couche mince.

**c- Cellules solaires de troisième génération:** cette technologie repose sur l'utilisation d'une matière première constituée de perles sphériques de silicium cristallin de qualité inférieure, les types de cellule de cette technologie sont les suivants : Cellule Sphérique, cellule concentratrice, cellule multi jonction, multi jonction métamorphique inversée (IMM), pérovskites et cellule à pigment photosensible. [Patel,2021]

### I.3. Modules photovoltaïques

Dans un module PV, un certain nombre de cellules solaires individuelles sont connectées électriquement pour augmenter leur puissance de sortie [Virtuani,2020], l'association en série des cellules donne une tension équivalente à la somme des tensions élémentaires, tandis que le courant global correspond au courant d'une seule cellule solaire, contrairement à la connexion parallèle, les courants s'additionnent et la tension globale est égale à la tension d'une seule cellule solaire, comme montre sur la figure (I-3-a).

Pour éviter l'effet d'ombrage partiel sur les cellules ; le schéma électrique d'un module solaire contient généralement des diodes de dérivation ; Si une seule cellule ou un groupe de cellules est ombragée, elle devient en polarisation inverse, ne générant plus de puissance, mais devenant un puits de puissance qui dissipe la puissance générée par les autres cellules de la chaîne comme montre dans la figure (I-3-b).



**Figure I-3.** a- Association des cellules solaires en série et en parallèle ; b- effet du diode By-pass

#### I.3.1. Normes de caractérisation et de résistivité des modules PV

Il est important de connaître dans quelles conditions les modules sont caractérisés et quelles sont les normes en vigueur, pour cela. Nous verrons que tous les modules sont caractérisés dans une même condition et que les données constructeur ( $\eta$ ,  $V_{oc}$ ,  $I_{sc}$ ,  $P_{max}$ , FF) sont données à partir de celle-ci [Mambrini,2014].

##### I.3.1.1. Conditions standard de test (STC)

Pour comparer les modules PV de différentes fabrications, il a été décidé par convention de choisir comme conditions standard (STC) une irradiation normale de  $1\ 000\ \text{W}/\text{m}^2$  (1 soleil) selon la répartition spectrale AM1.5 et une température de cellule de  $25^\circ\text{C}$ . Ce spectre de référence AM1.5G a été adopté par des organismes tel que l'ASTM [ASTM, 2003] et l'IEC [IEC, 2008]. Ce spectre de référence AM1.5G correspond à un rayonnement global (direct et diffus), sous certaines conditions atmosphériques, sur une surface plate orientée sud, ayant un angle de  $37^\circ$  par rapport à l'horizontal.

La puissance crête d'un module PV correspond alors à la puissance qu'il peut fournir s'il est fermé sur sa charge optimale et soumis aux STC.

Comme les cellules PV d'un module soumis à l'ensoleillement maximum fonctionnent à une température plus élevée que la température ambiante, il a été aussi décidé par convention de choisir comme conditions normales (NOCT, Nominal Operating Cell Temperature), la NOCT est une norme de test adaptée aux conditions de fonctionnement des cellules solaires, définie comme la température atteinte par les cellules en circuit ouvert dans un module en supposant une irradiation de 800 W/m<sup>2</sup>, une température ambiante de 20 °C et une vitesse du vent de 1 m/s avec le module PV à un angle d'inclinaison de 45° et sa face arrière ouverte à la brise. A partir de la NOCT, on peut estimer la température de fonctionnement d'une cellule par la relation suivante :

$$T_{cell} = T_{air} + \frac{N_{NOCT} - 20}{800} \times E \quad I-2$$

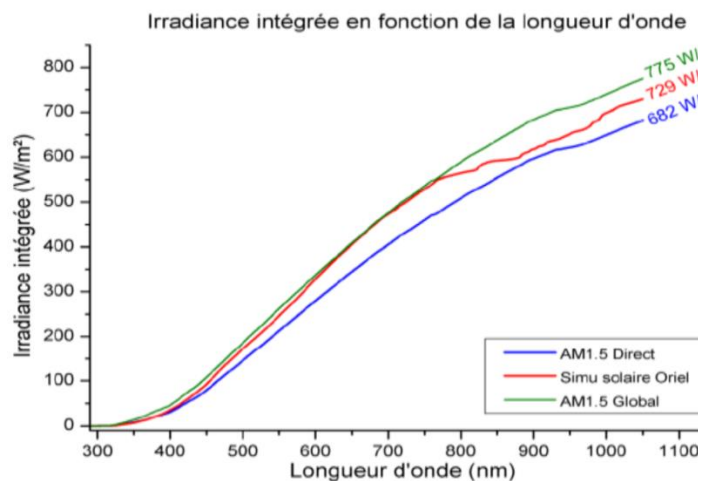
Il existe plusieurs méthodes de caractérisation qui se veulent les plus proches possibles de ces conditions standards (STC) [Carlson,2014].

### I.3.1.1.1. Caractérisation en laboratoire

La plupart des caractérisations de cellules ou modules PV se font actuellement en intérieur à l'aide de simulateurs solaires de type flash. Le principale avantage est que les mesures ne sont pas dépendantes des conditions extérieures. La Figure I-5 montre qu'on peut atteindre une grande reproductibilité car les conditions de test peuvent être ajustées aux valeurs désirées de température de module et d'intensité lumineuse. Cela est d'autant plus important que les données constructeur sont mesurées uniquement sous STC [Mambrini,2014].



-a-



-b-

**Figure I-4.** Caractérisation en laboratoire a. simulateur solaire Lot-Oriel, de classe AAA du LGEP.

b. spectre intégré [Mambrini,2014]



### I.3.1.1.2. Caractérisation en extérieur

Certains fabricants apposent sur chacun des modules, une étiquette individuelle indiquant les paramètres principaux effectivement mesurés dans les conditions STC et le comportement du module en utilisation réelle. En effet, il peut être plus intéressant, notamment pour les filières autres que le silicium cristallin, de s'éloigner des conditions STC.

Cette caractérisation peut présenter certains avantages tel que :

- La compatibilité entre le spectre solaire et le spectre AM1.5G ;
- Dans les conditions d'éclairement stable, la lumière incidente est extrêmement uniforme sur toute la surface du module quel que soit sa dimension ;
- Le coût de cette caractérisation est nettement moins cher qu'en intérieur car il n'y a pas besoin de sources lumineuses coûteuses ;

Cependant, Cette caractérisation présente quelques inconvénients tel que:

- les variations des conditions météorologiques (intensité lumineuse, incidence, température extérieure, vitesse du vent);
- Tous les paramètres influant la réponse du module varient ensemble et il est donc difficile de décorrélérer l'effet de chacun ;
- Les difficultés rencontrées par le chercheur lors de la recherche d'un "STC extérieur";

### I.3.1.1.3. Tests de vieillissement accéléré

La performance des modules photovoltaïques peut être dégradée suite à plusieurs facteurs à savoir; la perte de puissance graduelle, les pertes optiques de l'encapsulant, les saletés sur la face avant du module, la cassure du verre, les points chauds, la dégradation des diodes de by-pass et la stagnation de l'eau dans le module. Cette dégradation se traduit par le dommage progressif des caractéristiques d'un composant ou d'un système qui peut modifier son aptitude à fonctionner dans les limites des critères d'acceptabilité et qui est engendrée par les conditions de service [Quintana,2002].

### I.3.1.2. Caractéristiques électrique I(V) d'une cellule photovoltaïque

Le principe de base pour tracer la courbe I(V) est de faire varier la charge aux bornes du module, de zéro (court-circuit) à l'infini (circuit-ouvert). Il est possible de la faire varier dans le sens décroissant, soit du  $V_{oc}$  à  $I_{sc}$  ou bien dans le sens croissant du  $I_{sc}$  à  $V_{oc}$ .

Si la cellule solaire est court-circuitée, le courant de court-circuit  $I_{sc}$ , qui est proportionnel à l'intensité du rayonnement solaire incident, traversera le circuit, on choisit en pratique la résistance de travail pour que ce produit atteigne la valeur maximale. Le produit  $U \times I$  à un certain point des caractéristiques de la cellule solaire est toujours inférieur au produit  $U_{oc} \times I_{sc}$ . Par conséquent, pour le point de fonctionnement optimal, dans lequel la puissance utile est la puissance maximale, c'est-à-dire que  $P_{mpp} = U_{mpp} \cdot I_{mp} = F \cdot U_{oc} \cdot I_{sc}$ . Cette relation représente le facteur de remplissage des cellules photovoltaïque [Pavlovic,2020].

La cellule photovoltaïque possède une caractéristique I(V) non linéaire Figure(I.5), Nous pouvons décomposer la caractéristique I(V) d'un générateur photovoltaïque en 3 zones :

- Une zone assimilable à un générateur de courant  $I_{CC}$  proportionnel à l'irradiation, d'admittance interne pouvant être modélisée par  $1/R_{Sh}$  (Zone 1) ;

- Une zone assimilable à un générateur de tension  $V_{C0}$  d'impédance interne équivalente à  $R_s$  (Zone 2),
- Une zone où l'impédance interne du générateur varie très fortement de  $R_s$  à  $R_{sh}$  (Zone 3).

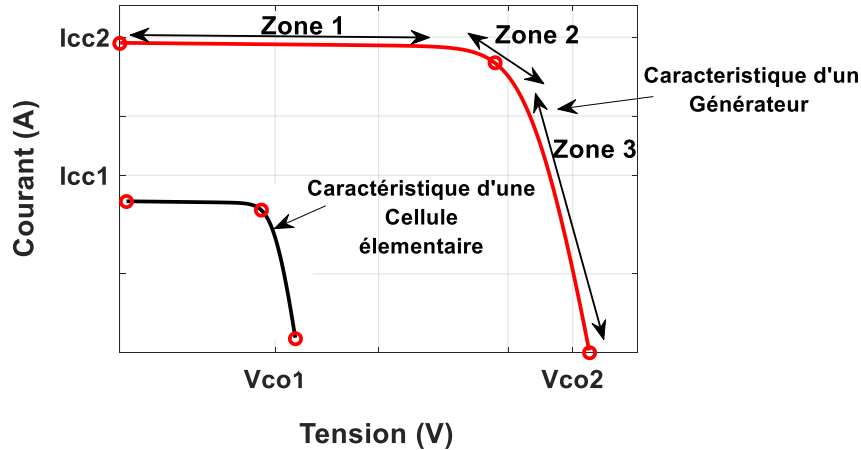


Figure I-5 Caractéristique électrique d'une cellule photovoltaïque

### I.3.1.2.1. Influence de l'éclairement

D'après la figure (I-6) ; la caractéristique courant - tension d'une cellule photovoltaïque change avec l'irradiation pour une température donnée, quand l'irradiation augmente, la courbe se translate vers le haut et vers la droite, le courant de court-circuit  $I_{sc}$  varie proportionnellement à l'irradiation. Dans un même temps, la tension de circuit ouvert  $V_{oc}$  ne varie que très peu [Dey,2018]

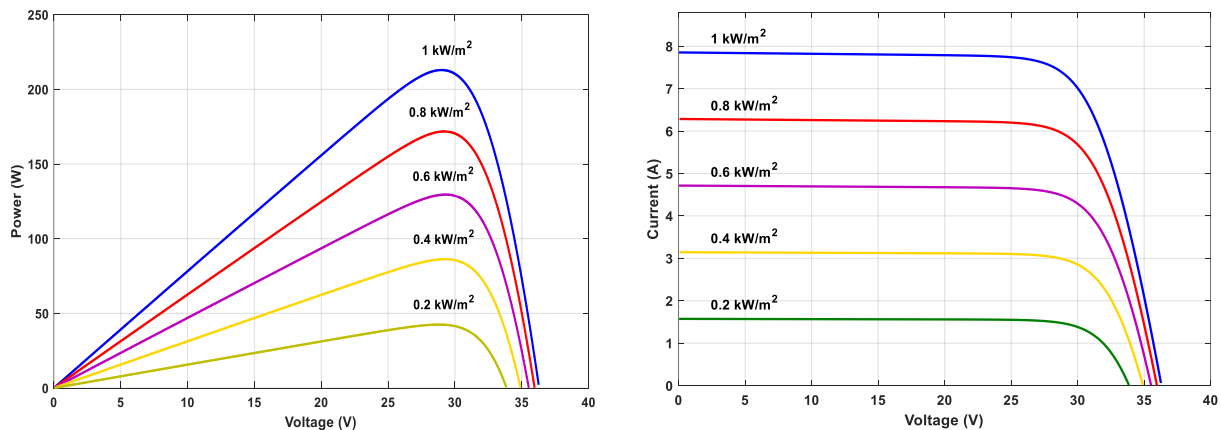
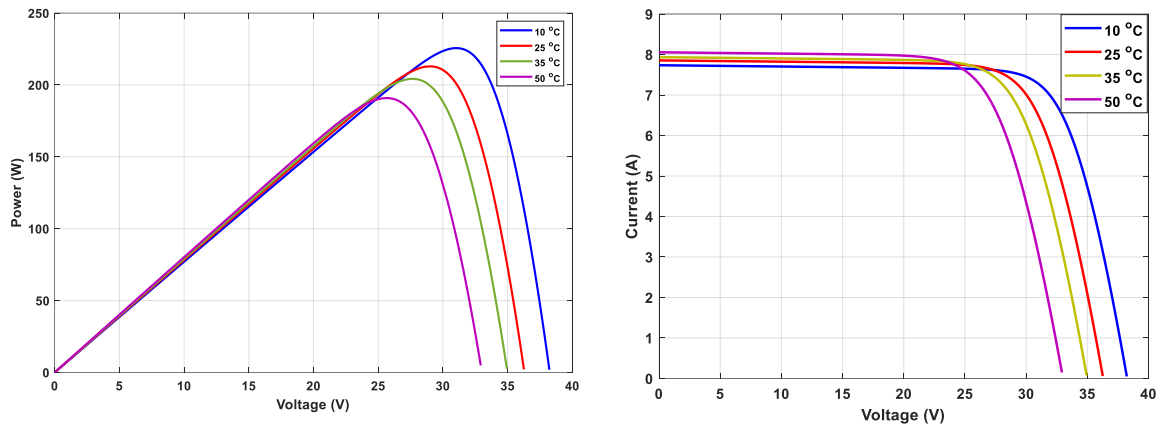


Figure I-6. Influence de l'éclairement sur les caractéristiques I-V et P-V. (module 1Soltech 1STH-215-P)

### I.3.1.2.2. Influence de la température

Quand la température diminue, la tension à vide augmente, mais le courant de court-circuit diminue dans des proportions moindres. La diminution du courant de saturation ( $I_0$ ) est la principale cause de la chute de courant à basse température.

Comme la tension  $V_{oc}$  diminue plus que le courant n'augmente avec la température figure (I-7), il en résulte que la puissance maximale diminue quand la température augmente [Meekhun,2011].



**Figure I-7.** Influence de la température sur les caractéristiques I-V et P-V.  
(1Soltech 1STH-215-P)

### I.3.1.2.3. Point de puissance maximale MPP

L'utilisation optimale d'un panneau consiste à alimenter une charge avec une tension  $V_{\max}$  et un courant  $I_{\max}$ . En effet, selon la formule  $P = VI$ , pour que la puissance soit maximale ; il faut avoir des conditions dans lesquelles le produit  $VI$  est maximal C'est le point de charge idéal pour la cellule solaire ou le point de puissance maximale Ppm.

En raison des propriétés non linéaires de la tension et du courant du panneau PV, un tracker de point de puissance maximale (MPPT) est nécessaire pour suivre le point de puissance maximale, qui fournit environ 10 à 25 % de puissance supplémentaire pour le même panneau.

Les facteurs affectant le MPP sont l'irradiation et la température de la cellule. L'irradiation peut changer rapidement en raison de l'évolution des conditions environnementales. Il est très nécessaire de régler précisément le MPPT dans différentes conditions environnementales pour atteindre le MPP.

### I.3.1.2.4. Rendement du panneau

Le rendement  $\eta$  d'un panneau est le rapport entre la puissance électrique effectivement délivrée par les cellules PV et la quantité d'énergie solaire reçue dans les conditions standards ( $1000 \text{ W/m}^2$ ,  $25^\circ\text{C}$ ). Le rendement caractérisant le taux de conversion photons-électrons d'un panneau solaire photovoltaïque.[Venkateswari,2019]

$$\eta = \frac{P_{pv}}{G A_{eff}} \quad \text{I-3}$$

Le rendement d'un module photovoltaïque dépend de nombreux facteurs tel que : L'orientation du toit, L'inclinaison, la présence ou non d'ombres portées, les valeurs locales de rayonnement, la propreté du module.

### I.3.1.2.5. Facteur de forme

C'est le rapport entre la puissance maximale que peut fournir une cellule et la puissance qu'il est théoriquement possible d'obtenir (puissance optimale) :

$$ff = \frac{I_m V_m}{V_{co} I_{sc}} \quad \text{I-4}$$

## I.4. Technologies des interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs

Les dispositifs d'électroniques de puissance à semi-conducteurs sont les composants électroniques de base pour le contrôle de puissance et la conversion des systèmes d'électroniques de puissance. Un grand nombre de pratiques ont prouvé que le développement de dispositifs de puissance à semi-conducteurs est la clé de la mise à jour technique des systèmes électroniques [Dong,2019].

Dans cette section, nous donnons un aperçu des technologies d'interrupteurs de puissance à base de semi-conducteurs dans le but de clarifier les choix technologiques à adopter pour les convertisseurs DC /DC (hacheur) et DC/AC (onduleur) pour notre cas d'étude.

Pour les systèmes photovoltaïques, les deux technologies MOSFET et IGBT peuvent être utilisées. Cependant, pour le concepteur de convertisseurs, le choix d'un composant n'est pas trivial et peut conduire à un véritable surtout si l'application visée fonctionne sous une tension de quelques centaines de Volt où les deux technologies MOSFET et IGBT sont en concurrence.

### I.4.1. IGBT

L'IGBT (Insulated Gate bipolar Transistor), est principalement utilisé dans les alimentations de plusieurs centaines de volts jusqu'à quelques kV avec un courant pouvant aller à plusieurs kA, et ne possédant pas de diode interne, celle-ci doit lui être ajoutée pour avoir un composant bidirectionnel en courant. Depuis le début des années 1980 avec l'apparition du composant IGBT des améliorations sur les structures des cellules et des matériaux ont été apportées

Certains constructeurs mettent cette diode directement dans le boîtier avec l'IGBT pour avoir un composant bidirectionnel en courant et monodirectionnel en tension.

L'IGBT présente de nombreux avantages, tels que le contrôle de la tension, une grande impédance d'entrée, une faible puissance d'entraînement, une faible résistance à l'état passant et une faible perte de commutation.

Dans un module IGBT pour une application de type onduleur sur charge inductive, l'ajout de puces diodes augmente la surface de ce module, Pour réduire cette surface un RC-IGBT (Reverse Conducting) [Igarashi,2011] [Rahimo,2008] est utilisé, est un IGBT qui possède une diode inverse intégrée.

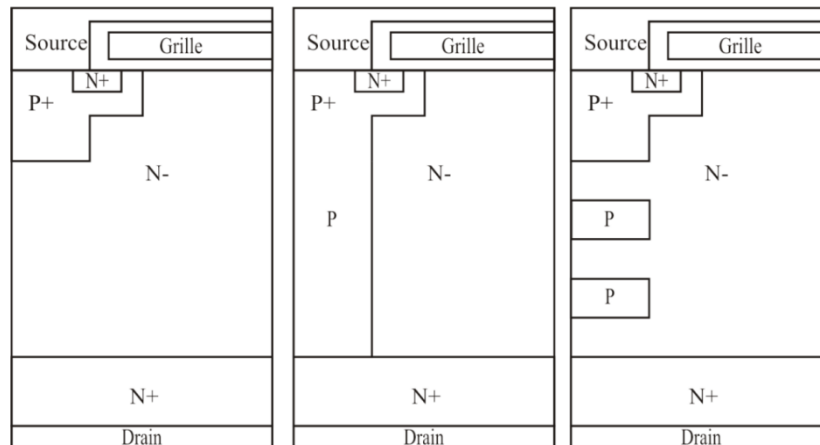
Pour avoir un composant bidirectionnel en tension et monodirectionnel en courant, un RB-IGBT (Reverse Bloking) [Kapels,2003]est utilisé. Et pour aller plus loin dans l'intégration des interrupteurs et potentiellement réduire la taille des convertisseurs associés, le composant MBS (Monolithic Bidirectional Switch) [Sit,2004] est un composant similaire à deux IGBT « têtes bèches ».

### I.4.2. MOSFET

Le MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor) est utilisé pour des applications d'une dizaine de volts jusqu'à quelques centaines de volts en général, Bien que le MOSFET de puissance soit intrinsèquement capable de commuter en environ 1 ns [Tang,2008].

Pour diminuer les pertes à l'état passant tout en augmentant la tenue en tension, de nouvelles cellules Mosfet sont proposées. La plus connue et la plus mature est certainement la Super-Jonction Mosfet (SJ Mosfet) [Bauer,2012].

Les composants à super jonction sont très intéressants car ils donnent un bon compromis entre tenue en tension et résistance à l'état passant. Cependant, le MOSFET à îlots flottants (FlyMos ou FliMOS) [Alves,2005] pourrait mieux convenir pour les niveaux de tension inférieurs à 200V, figure (I-18). Il est à mi-chemin entre un MOSFET classique et un MOSFET à super-jonction. Au lieu de faire une tranchée profonde de matériau de type P, des petits îlots P sont mis en place. Ils permettent d'augmenter la tenue en tension tout en diminuant la résistance à l'état passant. Pour des applications de faibles tensions, ce type de composant est très intéressant. La mise en place d'un îlot peut être faite avec des épaisseurs très faibles.



**Figure I.8.** Comparaison de conception des différents MOSFET : MOSFET à gauche, MOSFET à Super-Jonction au centre, FlyMos à droite

### I.4.3. Nouveaux matériaux semi-conducteurs

Ce sont les matériaux à grands gaps tels que le SiC (Carbure de Silicium)[Azam,06], le GaN (Nitrure de Gallium) [Bazzoli,2007] et le matériau diamant [Denisenko,2005] .

## I.5. Systèmes Photovoltaïques

Toute association des modules PV en série/parallèle permet d'adapter théoriquement la production d'énergie photovoltaïque à la demande. Ces associations constituent un générateur photovoltaïque avec des caractéristiques courant-tension I(V) nonlinéaires et présentant des points de puissance maximale (PPM) dépendant du niveau d'éclairement et de la température de la cellule. Cependant tout dépend du type de système photovoltaïque la connexion à une charge (DC ou AC) nécessite des étages d'adaptation du générateur photovoltaïque jusqu'à la charge.

### I.5.1. Classification des systèmes photovoltaïques

Les systèmes photovoltaïques sont généralement classés en fonction de leurs exigences fonctionnelles et opérationnelles et de leurs configurations de composants. Sur la base de la production d'énergie électrique, les modules PV peuvent être disposés en réseaux pour augmenter la production électrique. Il existe trois principaux types de systèmes solaires photovoltaïques et de stockage : autonomes, hybrides et systèmes photovoltaïques connectés au réseau. Ils ont tous leurs avantages et leurs inconvénients, et cela dépend vraiment de l'approvisionnement énergétique actuel du client et de ce qu'il veut retirer du système [Elbaset,2019].

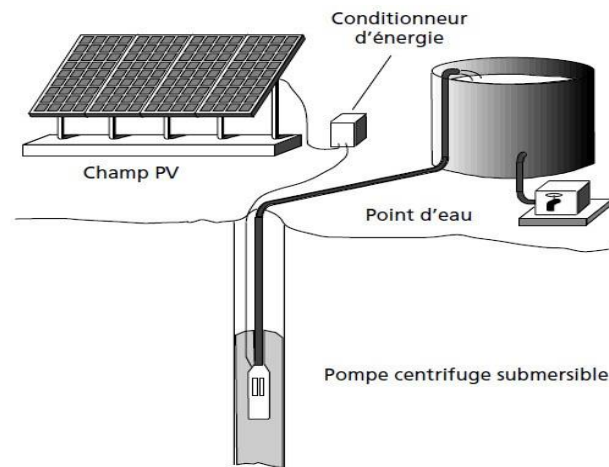
### I.5.1.1. Système autonome

On parle de configuration PV autonome lorsque le système PV n'est pas connecté au réseau. Cette configuration est adaptée aux zones rurales et isolées où l'électricité est nécessaire mais le réseau électrique national est inexistant ; dans cette configuration on distingue deux types :

#### I.5.1.1.1. Systèmes au fil du soleil

Les systèmes au fil du soleil sont des systèmes sans stockage, ils exploitent directement l'énergie solaire sans aucune source d'appoint. Ces systèmes sont classés selon la nature de la charge à alimenter en deux types : systèmes à courant continu et systèmes à courant alternatif.

L'application la plus connue est le pompage photovoltaïque à courant continu et à courant alternatif. La figure (I.9) montre un exemple d'un système de pompage PV; où le conditionneur d'énergie peut être selon la fonction exigée, un convertisseur DC/DC, un convertisseur DC/AC ou les deux en même temps, l'inconvénient est la coupure de l'alimentation en cas d'ombrage.



**Figure I.9.** Système de Pompage PV

#### I.5.1.1.2. Systèmes avec stockage

Un système avec stockage sert à alimenter les charges durant les périodes ayant un ensoleillement faible (passage des nuages), ou une absence totale de l'ensoleillement (les nuits). Ainsi ces alimentations sert à emmagasiné l'énergie durant la présence de l'excès d'énergie photovoltaïque, et de la restituer durant les autres périodes d'insuffisance d'énergie. Comme exemple, on peut citer l'alimentation des maisons en électricité dans des sites isolés [Touahri,2019].

Ces systèmes sont généralement composés de panneaux photovoltaïques (ou matrices) reliés à des régulateurs de charge qui sont reliés à des banques de batteries et à la charge. Si la charge est en courant alternatif, alors un onduleur est ajouté au système. La Figure (I.10) montre un système PV autonome avec stockage.

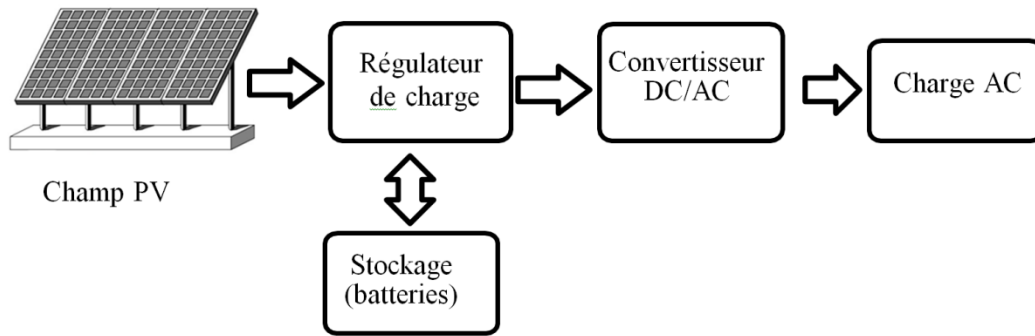


Figure I.10. Schéma d'un système PV autonome avec stockage.

### I.5.1.2. Systèmes hybride

Un système d'énergie hybride (SEH) est défini comme une installation qui utilise deux technologies ou plus de la génération d'énergies, une ou plusieurs sources de production d'énergie classique et au moins une source de production d'énergies renouvelables [Sun,2020].

Les systèmes hybrides font généralement référence à la combinaison de deux sources d'entrée quelconques; dans ce cas le Panneau solaire peut être intégré à un générateur diesel, des éoliennes, de la biomasse ou toutes autres sources d'énergie renouvelables ou non, l'objectif d'utiliser des technologies multiples est de réunir les avantages et les meilleures caractéristiques opérationnelles de chaque système [Wu,2022].

Le générateur PV est généralement dimensionné pour répondre à la demande de la charge de base, l'autre source d'énergie n'entrant en action que si elle est indispensable. Cet arrangement offre tous les avantages du PV en ce qui concerne les faibles coûts d'exploitation et de maintenance, mais garantit en outre un approvisionnement sécurisé [Elbaset,2019]

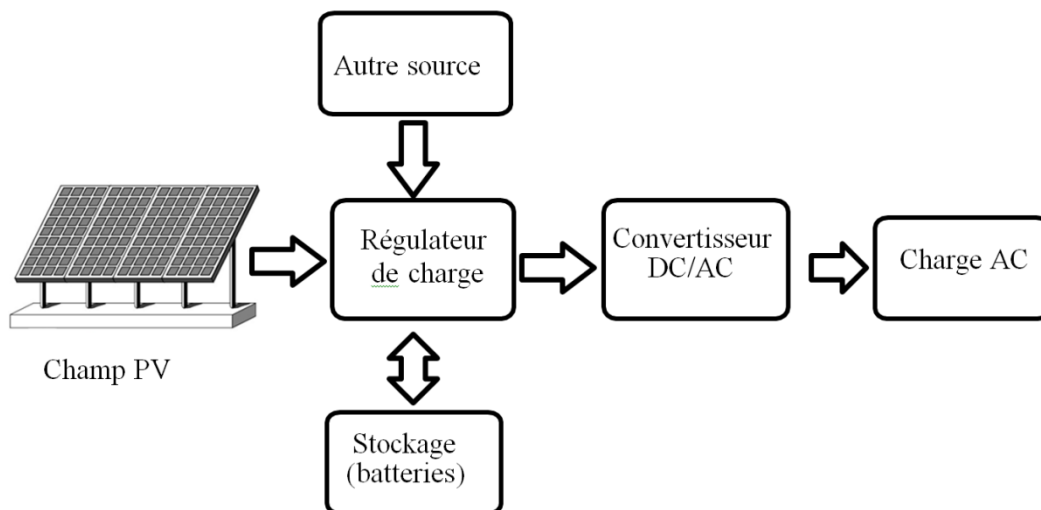
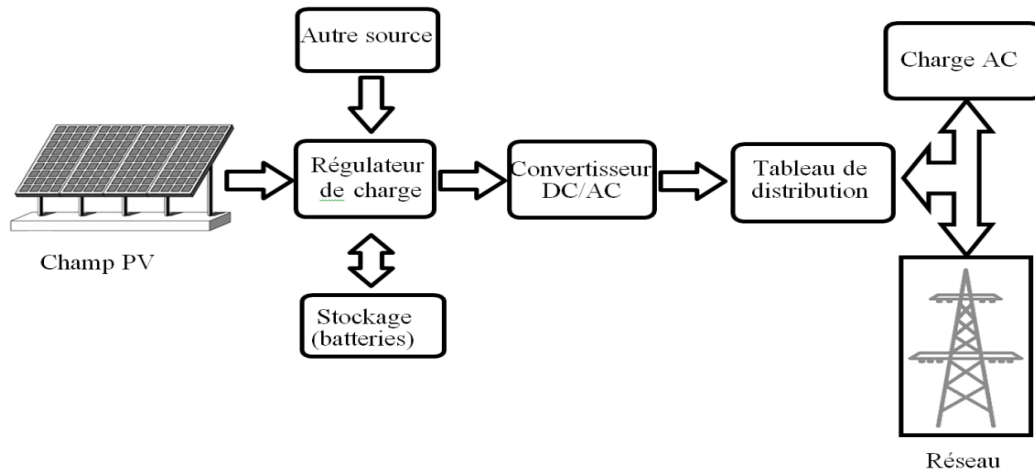


Figure I.11. Schéma d'un système PV hybride.

### I.5.1.3. Systèmes PV connectés au réseau

Les systèmes PV connectés au réseau sont généralement installés pour améliorer les performances du réseau électrique en réduisant les pertes de puissance et en améliorant le profil de tension. Cependant, ce n'est pas toujours le cas; car ces systèmes peuvent avoir plusieurs impacts négatifs sur le réseau, surtout si leur niveau d'intégration est élevé.

Ce système est en train de devenir une solution fiable et durable dans le futur segment des énergies renouvelables. La structure générale du système solaire photovoltaïque (SPVA) consiste des panneaux solaires (ou matrice), un régulateur de charge (hacheur), un tableau de distribution, un convertisseur DC/AC (onduleur), un compteur électrique et un réseau la Figure (I.12) montre les composants du système PV connecté au réseau [Gupta,2016].



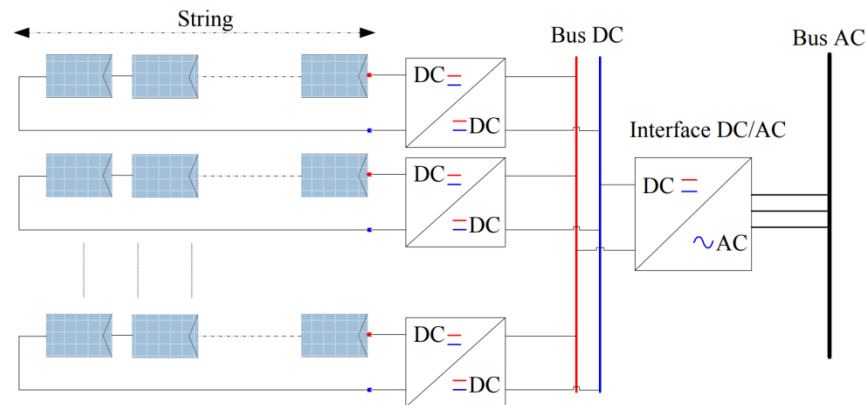
**Figure I.12.** Schéma d'un système PV connecté au réseau.

Les systèmes PV connectés au réseau peuvent être regroupés en quatre types de configurations différents : configuration centralisée pour les installations PV à grande échelle (triphases), configuration en chaîne pour les systèmes PV à petite et moyenne échelle (monophasé et triphasé), configuration multi-chaînes pour les installation a petites échelle et systèmes à grande échelle (monophasés et triphasés) et configuration de module AC pour les systèmes à petite échelle (généralement monophasé) [Vilathgamuwa,2015].

#### I.5.1.3.1. Configuration centralisée

La topologie centralisée Figure (I.13) a comme caractéristique principale, l'utilisation d'un seul onduleur de source de tension triphasé (VSI) pour connecter l'ensemble de l'installation PV au réseau, ou une partie de celle-ci. Le système PV est formé par la connexion en série des modules (chaîne) pour atteindre la tension de liaison DC souhaitée et par plusieurs chaînes en parallèle pour atteindre la puissance nominale de l'onduleur. Les avantages de cette configuration sont sa structure simple, un seul transformateur BF et un seul système de contrôle. Cela se fait au détriment d'une production d'énergie réduite en raison d'un seul algorithme MPPT pour l'ensemble du système PV. De plus, des pertes de conduction de diode sont introduites par les diodes de blocage en série de la chaîne. Actuellement, la configuration centralisée est la topologie la plus largement utilisée pour les centrales photovoltaïques à grande échelle [Kouro,2014] [Houari,2018].



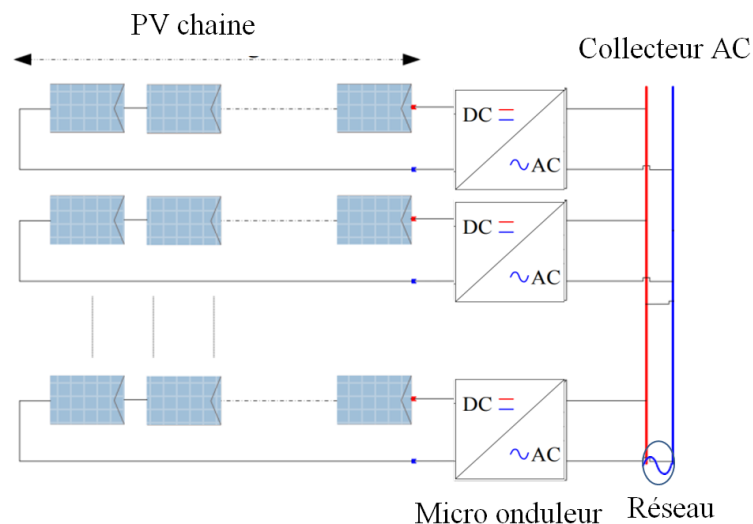


**Figure I.13.** Configuration centralisée du système PV connecté au réseau

### I.5.1.3.2. Configuration chaîne

Cette configuration utilise un onduleur par chaîne PV ; il n'y a donc pas besoin d'une diode de blocage en série. De plus, pour une installation photovoltaïque composée de plusieurs onduleurs chaîne au lieu d'un seul onduleur central, il y aura plus de MPPT individuels disponibles, ce qui augmentera le rendement énergétique total, elle augmente également la modularité, ainsi l'ajout des chaînes PV et des onduleurs de chaîne supplémentaires à la centrale électrique n'influe pas sur les chaînes existantes.

L'ombrage partiel et la non-concordance sont réduits au niveau de la chaîne et non au niveau du panneau. En revanche, par rapport à un onduleur central, la configuration de la chaîne a un nombre de composants plus élevé, plusieurs transformateurs LF ou HF si une isolation est requise et un besoin de plusieurs systèmes de contrôle du réseau individuels (capteurs, plate-forme de contrôle, unités de surveillance du réseau, etc. ) pour une centrale électrique de même taille. Par conséquent, la topologie en chaîne est largement adoptée comme solution pour les systèmes photovoltaïques à petite et moyenne échelle tels que les systèmes de toit et résidentiels.



**Figure I-14.** Configuration chaîne du système PV connecté au réseau

### I.5.1.3.3. Configuration multi- chaîne

Cette configuration fusionne les avantages des systèmes centralisés et chaîne. Il introduit la capacité MPPT distribuée de la configuration de chaîne via des convertisseurs individuels DC-DC interfaçant chaque chaîne avec l'onduleur centralisé. L'étage DC-DC peut également servir à l'élévation et à l'isolation de la tension si des convertisseurs DC-DC HF-isolés sont utilisés. De cette façon, le système gagne en rendement énergétique et en modularité par rapport à la topologie centrale, tout en conservant ses principaux avantages (structure simple et système de contrôle unique côté réseau). En termes de nombre de composants, la configuration multi-chaînes est au-dessus de la topologie centrale, en raison des convertisseurs DC-DC supplémentaires, et en dessous de l'onduleur de chaîne, car l'étage DC-DC nécessite moins de composants par rapport aux onduleurs liés au réseau [Yunlin,2013].

### I.5.1.3.4. Configuration du module intégré (topologie de module AC)

Cette configuration est communément appelée micro-onduleur figure (I.15), est l'architecture de convertisseur de puissance la plus distribuée pour les systèmes PV connectés au réseau, car elle comporte un onduleur par module PV. Par conséquent, il a la meilleure capacité MPPT de toutes les configurations. Étant donné que les modules PV génèrent généralement une BT (<50 V), une élévation de tension est nécessaire pour la connexion au réseau de cette configuration. Par conséquent, les topologies de modules AC incluent généralement un étage d'amplification DC-DC pour élever la tension du module. Dans la plupart des cas, l'étage DC-DC comprend également un transformateur d'isolation HF pour fournir une isolation galvanique [Zhou,2021].

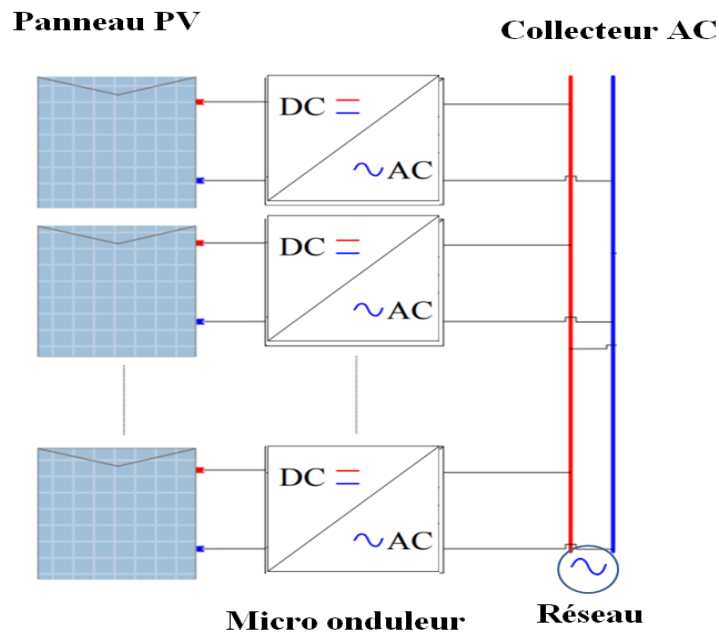
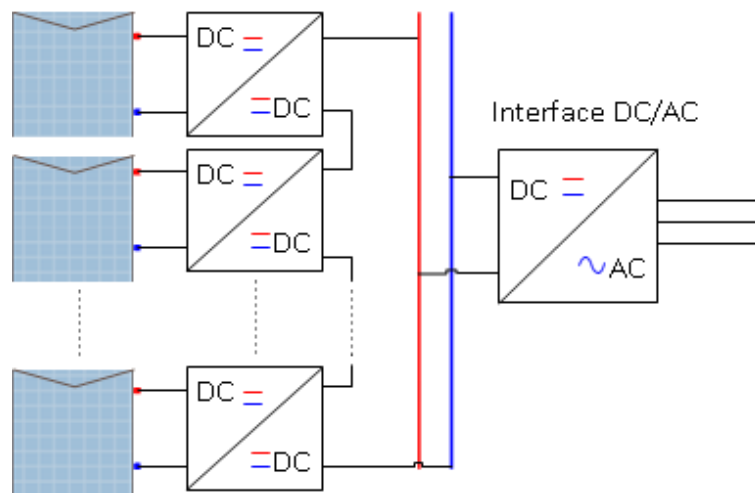


Figure I-15. Configuration du module intégré

### I.5.1.3.5. Configuration modulaire série

Cette topologie garde tous les avantages de la topologie précédente tout en diminuant le rapport d'élévation des hacheurs et permet ainsi d'augmenter le rendement. Ainsi permet de garder l'avantage d'une discrétisation de la gestion de puissance et d'atteindre le niveau de tension requis pour un fonctionnement correct de l'interface DC/AC.

En revanche, la mise en série des hacheurs implique une dépendance des points de fonctionnement des uns par rapport aux autres et complexifie les lois de commandes et le dimensionnement de la structure.

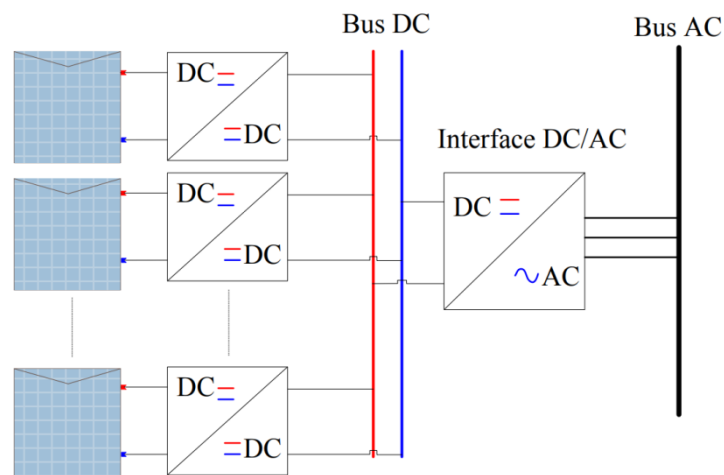


**Figure I-16.**Topologie à hacheurs modulaires séries

#### I.5.1.3.5. Configuration Topologie modulaire parallèle

La topologie hacheur modulaire parallèle présente les mêmes avantages que la topologie « chaîne », tout en augmentant le niveau de discrétisation du MPPT. Dans cette topologie Le hacheur n'est plus connecté à une chaîne de modules PV mais directement à la sortie du module PV et chaque module PV fonctionne à son MPPT.

De plus, la discrétisation de la gestion de puissance permet une exploitation mieux de l'ensemble des panneaux solaire et la détection des défauts devient plus rapide. Cependant, le rapport des tensions entre l'entrée d'un panneau est celui du bus continu pénalise cette solution. En effet, la tension aux bornes d'un panneau est souvent  $< 50$  V et la tension nécessaire au bus DC est de 400 V pour assurer un bus AC pouvant atteindre des tensions efficaces de 140 V. Pour faire face à cette problématique, un étage d'élévation intermédiaire ou l'utilisation de hacheurs isolés sont souvent utilisés pour assurer un fonctionnement correct de l'interface DC/AC.



**Figure I-17.**Topologie à hacheurs modulaires parallèle.

#### I.5.1.4. Avantages et inconvénients des systèmes PV connectés au réseau

##### Avantages

- Ces systèmes n'ont pas besoin de stockage d'énergie, et par conséquent éliminent le maillon le plus cher d'une installation autonome.
- Le réseau dans son ensemble est considéré comme un réservoir d'énergie.
- Toute puissance excédentaire est livrée au réseau, et donc pas de gaspillage
- lorsque la batterie est complètement chargée par exemple ce type des systèmes évite les pertes d'énergie associées au stockage.
- 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 rares
- Le dimensionnement du système est très facile puisqu'on peut commencer petit et agrandir par la suite sans problèmes.
- On peut satisfaire à une partie ou à la totalité de ses besoins.

##### b. Inconvénients

- La consommation risque de redevenir relativement "invisible," et on pourrait retomber dans le piège de la consommation irréfléchie.
- Le problème de l'ombrage et l'ombrage partiel
- 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.

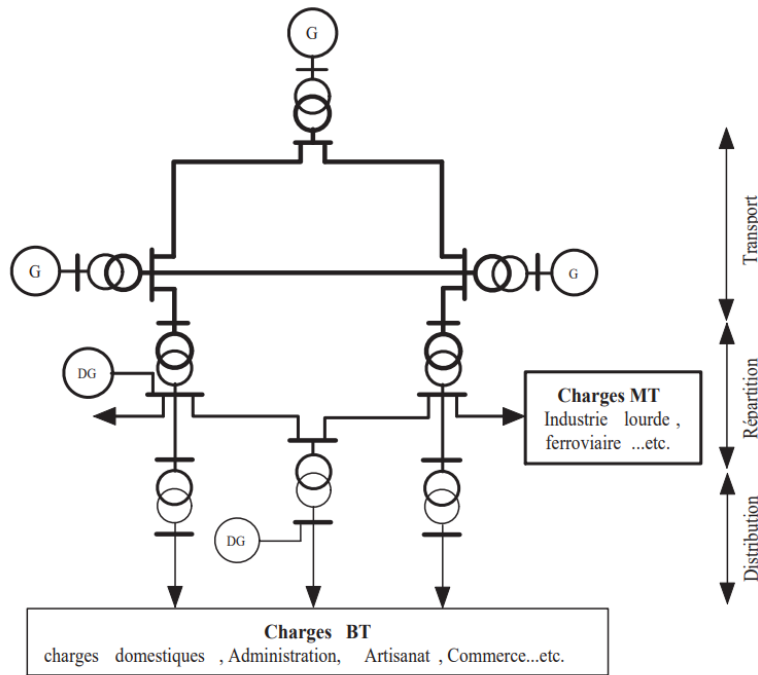
#### I.6. Analyse de l'intégration des ENR dans les réseaux électriques

Nous avons vu que dans un système de production à base d'énergie renouvelable intermittente, le niveau de puissance généré est variable, et les oscillations de puissance qui en résultent ont un réel impact sur le réseau et sur les charges qu'il alimente, alors même que la tension et la fréquence du réseau doivent satisfaire à des normes qui garantissent que les charges alimentées ne soient pas endommagées [Zheng,2013][Yunlin,2013].

Il est donc important d'étudier le comportement d'un réseau de petite et grande dimension soumis aux fluctuations de puissance induites par la production décentralisé, ainsi que l'évolution des structures classique vers des structures plus intelligente.

##### I.6.1. Principes structurant un réseau électriques

Les réseaux électriques sont constitués par l'ensemble des appareils destinés à la production, au transport, à la distribution et à l'utilisation de l'électricité depuis les centrales de génération jusqu'aux maisons de campagne les plus éloignées.



**Figure I.18.** Vue globale du réseau électrique

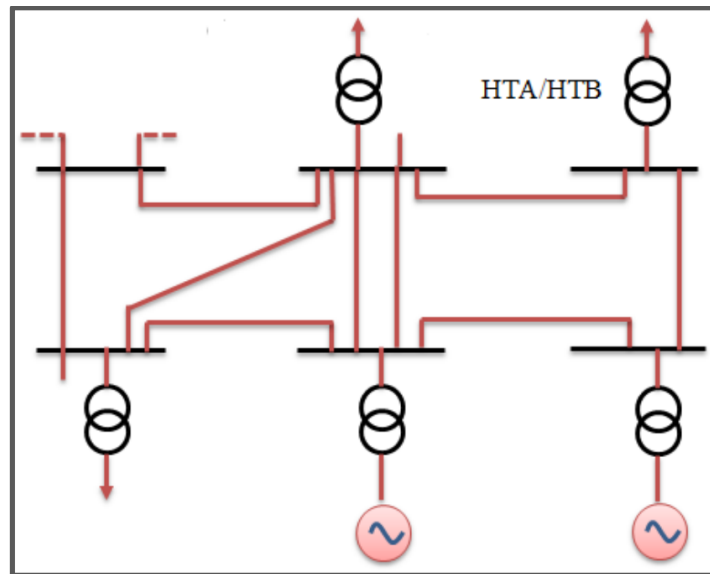
Il existe deux principes qui gèrent la structure de base d'un réseau électrique :

- Un équilibre doit être trouvé entre l'offre et la demande, compte tenu de la difficulté de stocker l'électricité. Si l'écart entre la production et la consommation augmente, le réseau électrique résistera à des chutes de tension importantes qui peuvent conduire au blackout.
- La pointe électrique doit être prise en compte, car la consommation de l'électricité est variable. Cette variabilité est sensible à l'échelle d'une année, avec des consommations plus au moins fortes selon les saisons, dans certains pays cela arrive pendant l'hiver, dans d'autres plus chaudes, largement équipés en climatisation, la pointe saisonnière à lieu en été.

La bonne application de ces deux principes exige d'une part une bonne prévision de la charge à alimenter, d'autre part la sollicitation d'autres ressources comme l'exploitation des filières de gaz, sources renouvelables et stations hydrauliques.

### I.6.2. Réseau électrique de transport

Généralement le réseau de transport suit une structure maillée qui est comme montre la figure (I.19), le maillage du réseau assure la sécurité d'alimentation, et permet de faire face aux risques locaux et incidents qui peuvent affecter l'exploitation.

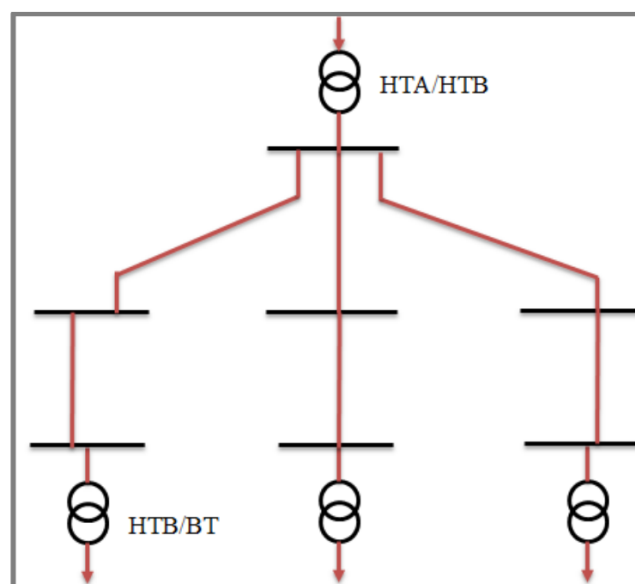


**Figure I.19.** Structure maillé d'un réseau de transport électrique.

Ce système transporte de l'électricité du centre de génération vers les sous-stations qui servent les systèmes de distribution. La plupart des lignes de transport qui transportent l'énergie électrique sont aériennes, mais il y'a une grande tendance de favoriser l'utilisation des câbles souterrains.

### I.6. 3. Réseau de distribution

Les systèmes de distributions sont conçus généralement pour délivrer la puissance transportée par le réseau de transport vers les centres de consommation. Pour réaliser ceci, les sous-stations de distribution reçoivent de la puissance à partir des lignes de transport et les transformateurs de puissance. Les réseaux de distribution sont de structure arborescente, non maillé. Cela signifie que tout point desservi n'est, à chaque instant alimenté que par un seul chemin électrique venant d'un poste source, passant successivement dans un réseau HTA, poste de distribution HTA/BT puis dans un réseau secondaire BT comme montre la figure (I.20).



**Figure I.20.** Schéma arborescente d'une station de distribution.

#### **I.6. 4. Spécifications techniques de raccordement des ENR dans les réseaux de distribution**

Le raccordement de la station PV à un Réseau de distribution HTA, s'effectue à la tension du Réseau de distribution et au point de raccordement le plus proche, et ce à travers un jeu de barre HTA. Chaque liaison de raccordement doit comporter un disjoncteur et un sectionneur de ligne situés en aval de l'installation de production au point d'injection au Réseau de distribution [Energie,2019].

Les dispositions du Code Grid énoncent les exigences techniques minimales de connexion et la plage des paramètres de fonctionnement autorisés lors du fonctionnement en parallèle du réseau. Ces règles sont spécifiées par les opérateurs de réseau électrique et sont soumises à la réglementation en vigueur. La prise en charge des installations de production décentralisées principalement avec alimentation intermittente (parfois variable sur une large marge de temps) en garantissant la qualité de l'énergie, la stabilité du système, et la fiabilité des approvisionnements, préjugent le respect d'un ensemble de règles de base par toutes les installations de production d'électricité dans le réseau d'énergie. Ces règles constituent les éléments de base du Code Grid [Erlich,2016].

le point et le schéma de raccordement de l'installation de production sont définis après une étude technique, ainsi que le dimensionnement des différents composants du circuit de raccordement en tenant compte des caractéristiques de la station PV à raccorder et celles des ouvrages du Réseau de distribution.

Pour l'insertion de la nouvelle production décentralisée il faut vérifier que cette production n'affecte pas la sécurité et la sûreté de fonctionnement du Réseau de distribution sur les points suivants:

- Le respect des intensités admissibles dans les ouvrages du Réseau de distribution en schéma normal d'exploitation et lors des régimes perturbés temporaires.
- Le respect, en cas de défaut d'isolement, des pouvoirs de coupure des disjoncteurs et de la tenue aux efforts électrodynamiques des ouvrages du Réseau et des Utilisateurs déjà raccordés.
- Le respect des performances d'élimination de défauts d'isolement.
- La maîtrise des phénomènes dangereux pour la sûreté du système électrique tels que les déclenchements en cascade, les écroulements de tension et les ruptures de synchronisme.
- Le maintien de la continuité du service dans les conditions normales de fréquence et de tension.

#### **I.6.5. Exigences du Code Grid pour l'insertion des sources d'énergie renouvelables**

Avec les changements organisationnels dans le secteur de l'électricité, la participation des installations basées sur les énergies renouvelables dans la production globale a augmenté régulièrement dans le monde durant les dernières années. Cette augmentation est prête à continuer dans l'avenir vu le développement remarquable de ce type d'énergie. En outre, la plupart des unités de production basées sur les énergies renouvelables sont reliées au réseau par des convertisseurs de source de tension. Ce développement a un impact direct sur le contrôle de la fréquence du réseau d'énergie. En conséquence, le Code Grid et les conditions relatives aux services auxiliaires à fournir par les parcs éoliens et les centrales solaires doivent également être définis. Le service auxiliaire fait référence aux services et fonctions spécialisés nécessaires pour faciliter le transit d'énergie

électrique de telle sorte que l'offre réponde continuellement à la demande, tout en maintenant les variables système (fréquence, tension, etc.) dans leurs plages autorisées.

Le Code Grid est le fait d'assigner des limites opérationnelles et préciser les mécanismes de fourniture de services auxiliaires incluant:

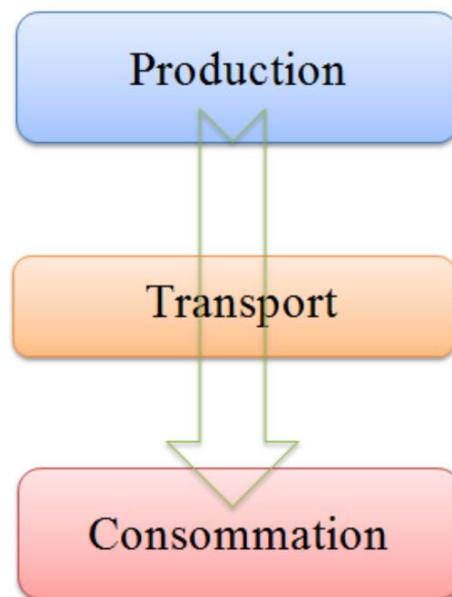
- L'équilibre de la puissance active pour maintenir la fréquence dans la plage autorisée.
- Contrôle de la tension et du support en réactive pour maintenir un profil de tension acceptable sur tout le réseau.
- Réserves tournantes (spinning reserve) pour compenser les changements stochastiques de la charge et les pannes de production imprévues.
- Le pouvoir du démarrage autonome (Black Start) pour assister la restauration du système après une défaillance majeure et le déclenchement complet du système.

### I.6.6. Evolution des réseaux électriques

Les réseaux électriques ont connu une immense évolution pendant les dernières années, de point de vue production de l'énergie, infrastructure, technologie d'information et de communication ainsi que protection et sécurité. La topologie du réseau a connu aussi de grand changement, dès l'introduction de nouvelles formes de génération, transport, et de distribution.

#### I.6.6.1 Structure classique d'un réseau électrique

La figure (I.21) montre une représentation verticale (sens unique) des réseaux électriques classiques où le transfert de la puissance électrique générée prend un seul sens durant toute la chaîne (production, transport et distribution).

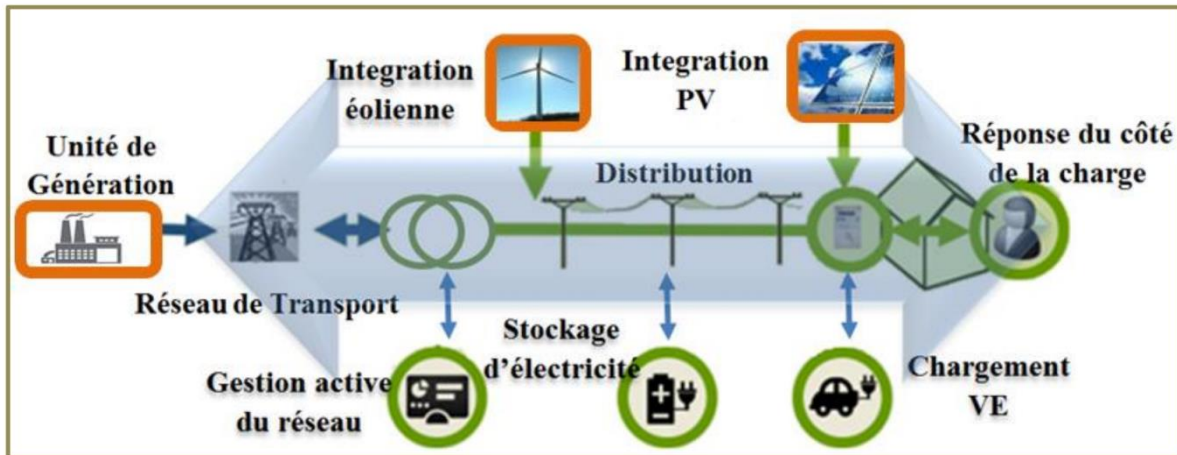


**Figure I.21.** Représentation verticale (sens unique) des réseaux électriques classiques.



**I.6.6.2. Structure moderne ou Intelligente d’un réseau électrique**

La figure (I.22) présente quelques changements significatifs dans la structure actuelle du réseau électrique par rapport à celle classique. Les réseaux électriques actuels ou réseaux intelligents permettent le transfert de l’énergie dans les deux sens, afin de donner l’occasion d’intégration à d’autres sources parmi lesquelles les sources d’énergies de type renouvelable. Aussi les réseaux intelligents permettent l’insertion des nouvelles formes disponibles dans la vie quotidienne comme les véhicules électriques [Nardelli,2014] [Shahinzadeh,2019].



**Figure I.22** Représentation horizontale (bidirectionnelle) des réseaux électriques actuels [Sebaa,2019]

**I.6.6.3. Comparaison entre les réseaux électriques anciens et actuels**

Les principales différences entre un réseau électrique intelligent et un réseau électrique classique sont présentées dans le tableau 1.1.

**Table I.1** Comparaison entre le réseau électrique traditionnel et intelligent

Réseau traditionnel	Smart Grid
Electromécanique, état solide.	Digitale/Microprocesseur.
Une seule direction et communication localisée.	Bidirectionnel, réseau de communication étendue.
Génération centralisée.	Adopte une génération distribuée et mixte (décentralisée).
Protection, surveillance et contrôle limités.	WAMPAC, protection adaptative plus fiable.
Surveillance manuelle et localisée.	Surveillance autonome, et à distance (utilisation du système SCADA Restauration manuelle lente.
Automatique, et Self-Healing Vérification manuelle des équipements.	Surveillance des équipements à distance.
Systèmes de contrôle des défauts limités (quelques détecteurs).	Pénétration des systèmes de contrôle de défauts (détections à grande échelle du réseau électrique)
Fiabilité estimée.	Fiabilité prédictive du réseau, plus efficacement améliorée.
Besoin en réserve très limité.	Permet la réponse de la charge (DR), et la Gestion du cote charge DSM.

## **I.7. Conclusion**

Les thématiques abordées au cours de ce chapitre visent à présenter une étude bibliographique dédiée aux systèmes photovoltaïques connectés aux réseaux. Pour cela, le chapitre a été subdivisé en deux parties. Dans la première partie qui a été consacrée aux générateurs photovoltaïques, Nous avons rappelé quelques généralités liées au domaine de la conversion photovoltaïque (les générations des cellules, les caractéristiques d'un générateur photovoltaïque, et les topologies de convertisseurs DC/DC dédiés aux applications photovoltaïques). La deuxième partie était dédiée au procédé de l'intégration de cette énergie, dans cette partie nous avons donné des éclaircissements sur les réseaux de distribution et leur évolution ainsi que le Code Grid dans les réseaux électriques.

**Références**

- [**Abbes,2014**] Abbes, H., Abid, H., Loukil, K., & Abid, A. T. M. (2014). Etude comparative de cinq algorithmes de commande MPPT pour un système photovoltaïque. 17, 435–445.
- [**Alonso,2006**] Alonso, C. (2006). Contribution à l'optimisation, la gestion et le traitement de l'énergie. these de doctorat, Université paul sabatier – Toulouse III
- [**Al Waeli,2019**] Al-Waeli, A. H. A., Kazem, H. A., Chaichan, M. T., & Sopian, K. (2019). Photovoltaic/thermal (PV/T) systems: Principles, design, and applications. In Photovoltaic/Thermal (PV/T) Systems: Principles, Design, and Applications. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-27824-3>
- [**Alves,2005**] S. Alves et al., Technological realization of low on-resistance FLYMOS/spl trade/transistors dedicated to automotive applications. (2005), European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, pp. 10 pp.-P.10, doi: 10.1109/EPE.2005.219700.
- [**ASTM,2003**] ASTM. (2003). Standard Tables for Reference Solar Spectral Irradiances: Direct Normal and Hemispherical for 37° Tilted Surface, West Conshohocken. West Conshohocken, PA.
- [**Azam, 2006**] Azam, S., Jonsson, R., & Wahab, Q. (2006). Single-stage, high , 26-watt power amplifier using SiC LE-MESFET. Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC, 1, 441–444. <https://doi.org/10.1109/APMC.2006.4429458>
- [**Bauer, 2012**] Bauer, F., Nistor, I., Mihaila, A., Antoniou, M., & Udrea, F. (2012). Superjunction IGBT filling the gap between SJ MOSFET and ultrafast IGBT. IEEE Electron Device Letters, 33(9), 1288–1290. <https://doi.org/10.1109/LED.2012.2203092>
- [**Bazzoli, 2007**] Bazzoli, S., Girard, S., Ferlet-Cavrois, V., Baggio, J., Paillet, P., & Duhamel, O. (2007). SEE sensitivity of a COTS GaN transistor and silicon MOSFETs. Proceedings of the European Conference on Radiation and Its Effects on Components and Systems, RADECS. <https://doi.org/10.1109/RADECS.2007.5205553>
- [**Bihari,2020**] Bihari, S. P., & Sadhu, P. K. (2020). Design analysis of high level inverter with EANFIS controller for grid connected PV system. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 103(3), 411–424. <https://doi.org/10.1007/s10470-019-01578-9>
- [**Cabal, 2009**] Cabal, C. (2009). Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque. these de doctorat, Université Toulouse III – PAUL SABATIER U.F.R. Physique Chimie Automatique.
- [**Carlson,2014**] Carlson. D. E., G. Lin and G. Ganguly,. (2000), Temperature dependence of amorphous silicon solar cell PV parameters," Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 2000 (Cat. No.00CH37036), pp. 707-712, doi: 10.1109/PVSC.2000.915967.
- [**Denisenko,2005**] Denisenko, A., & Kohn, E. (2005). Diamond power devices. Concepts and limits. Diamond and Related Materials, 14(3–7), 491–498. [://doi.org/10.1016/j.diamond.2004.12.043](https://doi.org/10.1016/j.diamond.2004.12.043)
- [**Dey,2018**] M. Dey, M. Dey, M. A. Matin and N. Amin, (2015), Design of high performance and ultra-thin CdTe solar cells with SnTe BSF from numerical analysis, 18th International Conference on Computer and Information Technology (ICCIT), pp. 573-576.

doi: 10.1109/ICCITechn.2015.7488136.

- [**Dong,2019**] Dong, S., Jin, R., Wu, P., Cui, L., Yang, X., Zi, T., & Zhang, J. (2019). Threshold voltage improvement scheme for high-voltage IGBT. IEEE 3rd International Conference on Electronic Information Technology and Computer Engineering, EITCE 2019, 390–393. <https://doi.org/10.1109/EITCE47263.2019.9094813>
- [**Elbaset,2019**] Elbaset, A. A., Abdelwahab, S. A. M., Ibrahim, H. A., & Eid, M. A. E. (2019). Performance Analysis of Photovoltaic Systems with Energy Storage Systems. In Performance Analysis of Photovoltaic Systems with Energy Storage Systems. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-20896-7>
- [**Energie,2019**] Ministère de l'énergie, (2019), Règles techniques de raccordement et règles de conduite du système électrique, [www.energy.gov.dz](http://www.energy.gov.dz)
- [**Erlich,2016**] Erlich, I., & Shewarega, F. (2016). Grid Codes in Power Systems with Significant Renewable-Based Generation. Smart Grid Handbook, 1–12. <https://doi.org/10.1002/9781118755471.sgd073>
- [**Gupta,2016**] Gupta, S., Garg, R., & Singh, A. (2016). TS-fuzzy based controller for grid connected PV system. 12th IEEE International Conference Electronics, Energy, Environment, Communication, Computer, Control: (E3-C3), INDICON 2015, 1–6. <https://doi.org/10.1109/INDICON.2015.7443280>
- [**Houam,2022**] Houam, A., Zaaouche, F., & Ounnas, D. (2022). DPWM Applying for Five-Level NPC VSI Powered by PV-Boost Converter Based on Takagi Sugeno Fuzzy Model. European Journal of Electrical Engineering, 24(2), 105–112. <https://doi.org/https://doi.org/10.18280/ejee.240205>
- [**Houari,2018**] Houari, A. (2018). Contribution à l'étude de micro-réseaux autonomes alimentés par des sources photovoltaïques, these de doctorat, Université de Lorraine.
- [**Hussaian,2020**] Hussaian Basha, C., Govinda Chowdary, V., Rani, C., Brisilla, R. M., & Odofin, S. (2020). Design of SVPWM-Based Two-Leg VSI for Solar PV Grid-Connected Systems. In Advances in Intelligent Systems and Computing (Vol. 1048). Springer Singapore. [https://doi.org/10.1007/978-981-15-0035-0\\_71](https://doi.org/10.1007/978-981-15-0035-0_71)
- [**IEC,2008**] IEC, 60904-3. (2008). Measurement principals for terrestrial photovoltaic (PV) solar devices with reference spectral irradiance data.
- [**Igarashi,2011**] Igarashi, S., Miyashita, S., Wakimoto, H., Nakazawa, H., & Okuma, Y. (2011). Advanced three-level converter with newly developed 1200V reverse blocking IGBTs. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2011.
- [**Kapels,2003**] Kapels, H., & Drücke, D. (2003). Optimized device concepts for reverse blocking IGBTs. IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 148–151. <https://doi.org/10.1109/ispsd.2003.1225251>
- [**Khan,2022**] Khan, A. A., Khan, U. A., Member, S., & Ahmed, H. F. (2022). Improved NPC Inverters Without Short-Circuit and Dead-Time Issues. 37(2), 2180–2190.
- [**Kouro,2014**] Kouro et all., H. A.-R. and F. B. (2014). Photovoltaic Energy Conversion Systems.

book chapter in "Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications", Haitham Abu-Rub; Mariusz Malinowski; Kamal Al-Haddad École (ed.); pp. 165–167). John Wiley & Sons Ltd

- [**Mambrini,2014**] Mambrini, T. (2014). Caractérisation de panneaux solaires photovoltaïques en conditions réelles d'implantation et en fonction des différentes technologies. these de doctorat, Université paris-sud.
- [**Meekhun,2011**] Meekhun, D. (2011). Réalisation d'un système de conversion et de gestion de l'énergie d'un système photovoltaïque pour l'alimentation des réseaux de capteurs sans fil autonomes pour l'application aéronautique. these de doctorat. l'Institut National des Sciences Appliquées - Toulouse.
- [**Merahi,2018**] MERAHI, R. (2018). Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques. these de doctorat, Université des Frères Mentouri Constantine.
- [**Nardelli,2014**] Nardelli, P. H. J., Rubido, N., Wang, C., Baptista, M. S., Pomalaza-Raez, C., Cardieri, P., & Latva-aho, M. (2014). Models for the modern power grid. *European Physical Journal: Special Topics*, 223(12), 2423–2437. <https://doi.org/10.1140/epjst/e2014-02219-6>
- [**Notton,2004**] Notton, G., Cristofari, C., Muselli, M., & Poggi, P. (2004). Calculation on an hourly basis of solar diffuse irradiations from global data for horizontal surfaces in Ajaccio. *Energy Conversion and Management*, 45(18–19), 2849–2866 <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2004.01.003>
- [**Ounnas,2017**] D. Ounnas, Bouktir, · M. Ramdani2 · S. Chenikher T., & Received: Bouktir, M. R. S. C. T. (2017). An Efficient Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic Systems Using Takagi – Sugeno Fuzzy Models. 4971–4982. <https://doi.org/10.1007/s13369-017-2532-0>
- [**Patel,2021**] Patel, M. R. et B. O. (2021). *Wind and Solar Power Systems : Design, Analysis, and Operation* (3rd (ed.)). USA: CRC Press.
- [**Pavlovic,2020**] Pavlovic, T. (2020). Photovoltaic Solar Energy Conversion. In *The Sun and Photovoltaic Technologies* (pp. 45–195). Springer Nature Switzerland AG. <https://doi.org/ISBN 978-3-030-22402-8>
- [**Petibon,2009**] Petibon, . Stéphane. (2009). *Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques*.
- [**Quintana,2002**] M. A. Quintana, D. L. King, T. J. McMahon and C. R. Osterwald, (2002), Commonly observed degradation in field-aged photovoltaic modules, Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2002., , pp. 1436-1439, <https://doi.org/10.1109/PVSC.2002.1190879>.
- [**Rahimo,2008**] Rahimo, M., Schlapbach, U., Kopta, A., Vobecky, J., Schneider, D., & Baschnagel, A. (2008). A high current 3300V module employing reverse conducting IGBTs setting a new benchmark in output power capability. Proceedings of the International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs, 68–71. <https://doi.org/10.1109/ISPSD.2008.4538899>

- [Roh,2021] Roh, C., Kwak, S., & Choi, S. (2021). Three - phase three - level four - leg NPC converters with advanced model predictive control. *Journal of Power Electronics*, 21(10), 1574–1584. <https://doi.org/10.1007/s43236-021-00283-z>
- [Safia,2020] Safia, Z. Ben, Allouch, M., & Chaabane, M. (2020). Decentralized T-S Fuzzy Control for Solar PV Powered Water Pumping System Driving by Induction Motor. 22(4), 301–311.
- [Shah,2020] Shah, A. (2020). Solar Cells: Basics. In S. S. in M. Science (Ed.), *Solar Cells and Modules* (Editor Arv). Springer Series in Materials Science. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-46487-5>
- [Shahinzadeh,2019] Shahinzadeh, H., Moradi, J., Gharehpetian, G. B., Nafisi, H., & Abedi, M. (2019). Internet of Energy (IoE) in Smart Power Systems. *IEEE 5th Conference on Knowledge Based Engineering and Innovation, KBEI 2019*, 627–636. <https://doi.org/10.1109/KBEI.2019.8735086>.
- [Sheng, 2014] Sheng, S., Hou, L., Wu, X., Li, J., Huang, C., & Fan, H. (2014). Simulation models and stability of pv grid-connected power system based on PSASP. *Lecture Notes in Electrical Engineering, 238 LNEE*, 125–134. [https://doi.org/10.1007/978-1-4614-4981-2\\_14](https://doi.org/10.1007/978-1-4614-4981-2_14)
- [Sittig,2004] Sittig, R., Krysiak, A., & Chmielus, S. (2004). Monolithic bidirectional switches promise superior characteristics. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 4, 2977–2982. <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355308>
- [Sun,2020] Sun, Z., Liu, M., Li, L., Zhang, Y., & Zhang, W. (2020). Research on the AC and DC Hybrid Power System Simulation Based on RTDS. *IEEE 4th Conference on Energy Internet and Energy System Integration: Connecting the Grids Towards a Low-Carbon High-Efficiency Energy System, EI2 2020*, 2324–2329. <https://doi.org/10.1109/EI250167.2020.9347186>
- [Tang,2008] Tang, T., Burkhart, C., & Road, S. H. (2008). Hybrid MOSFET / Driver for Ultra-Fast Switching. 16(June), 2–4. *IEEE International Power Modulators and High-Voltage Conference*, pp,128-13. <https://doi.org/10.1109/TDEI.2009.5211841>
- [Touahri,2019] Touahri, T., Aoun, N., Maouedj, R., Laribi, S., & Ghaitaoui, T. (2019). Design of Stand-Alone PV System to Provide Electricity for a House in Adrar, Algeria. In *Lecture Notes in Networks and Systems* (Vol. 62). Springer International Publishing. [https://doi.org/10.1007/978-3-030-04789-4\\_25](https://doi.org/10.1007/978-3-030-04789-4_25)
- [Venkateswari,2019] Venkateswari, R., & S, S. (2019). Factors in influencing the efficiency of photovoltaic system., *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 101, 376–394. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.11.012>
- [Vilathgamuwa,2015] Vilathgamuwa, M., Nayanasingi, D., & Gamini, S. (2015). *Power Electronics Electronics for for Photovoltaic* (Jerry Hudgins (ed.); Jerry Hudg). MORGAN&CLAYPOOL PUBLISHERS. <https://doi.org/10.2200/S00638ED1V01Y201504PEL008>
- [Virtuani,2020] Virtuani, A. (2020). Solar Module Technology. In *Solar Cells and Modules*, (Arvind Sha, pp. 219–247). Springer Series in Materials Science.

<https://doi.org/10.1007/978-3-030-46487-5>

- [**Wu,2022**] Wu, X., Furukawa, N., Tao, H., & farajian, H. (2022). An efficient tracking of MPP in PV systems using hybrid HCS-PS algorithm based ANFIS under partially shaded conditions. *Soft Computing*, 0123456789. <https://doi.org/10.1007/s00500-022-06952-w>
- [**Yunlin,2013**] Yunlin, S., Li, X., Hong, R., & Shen, H. (2013). Analysis on the Effect of Shading on the Characteristics of Large-scale on-grid PV System in China. *Energy and Power Engineering*, 05(04), 215–218. <https://doi.org/10.4236/epe.2013.54b042>
- [**Zaamouche,2018**] ZAAMOUCHE, F. (2018). Amélioration des Tensions de Sorties des Onduleurs par l'Utilisation des Nouvelles Topologies et Techniques de Commandes. UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA
- [**Zheng,2013**] Zheng, F., Ding, M., & Zhang, J. (2013). Modelling and simulation of grid-connected PV system in DIgSILENT/PowerFactory. *IET Conference Publications*, (623 CP). <https://doi.org/10.1049/cp.2013.1867>
- [**Zhou,2021**] Zhou, S., Gu, Y., Song, W., Wang, C., Bai, F., & Cai, Y. (2021). Research on Control Strategy of Grid-Connected Inverter in Microgrid System. 2021 6th International Conference on Power and Renewable Energy, ICPRE 2021, 476–480. <https://doi.org/10.1109/ICPRE52634.2021.9635358>

# Chapitre *II*

---

## *Modélisation et fonctionnement d'une chaîne de conversion PV*

II.1. Introduction.....	30
II.2. La chaîne de conversion photovoltaïque.....	30
II.3. Modélisation mathématique d'une cellule solaire.....	30
II.4. Modélisation et fonctionnement des hacheurs.....	32
II.5. Modélisation et fonctionnement des onduleurs.....	41
II.6. Conclusion .....	51
Référence.....	52



## II.1. Introduction

Les systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique sont principalement constitués de quatre parties: (panneau, hacheur, onduleur, charge AC)

Dans ce chapitre et avant de raccorder les différentes parties d'une chaîne de conversion; nous présentons les topologies de chaque partie et ainsi les modèle mathématiques de ces dernières, afin de faciliter la simulation dans l'environ (Matlab-simulink).

## II.2. Chaîne de conversion photovoltaïque :

L'extraction de l'énergie primaire, la conversion mécanique, la conversion électrique, la production d'électricité, la transformation et l'intégration au réseau, est un élément de base pour améliorer la qualité de production de cette énergie. Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à divers modélisations des différentes parties de la chaîne de conversion. La figure (II-1) illustre les différentes parties de la chaîne.

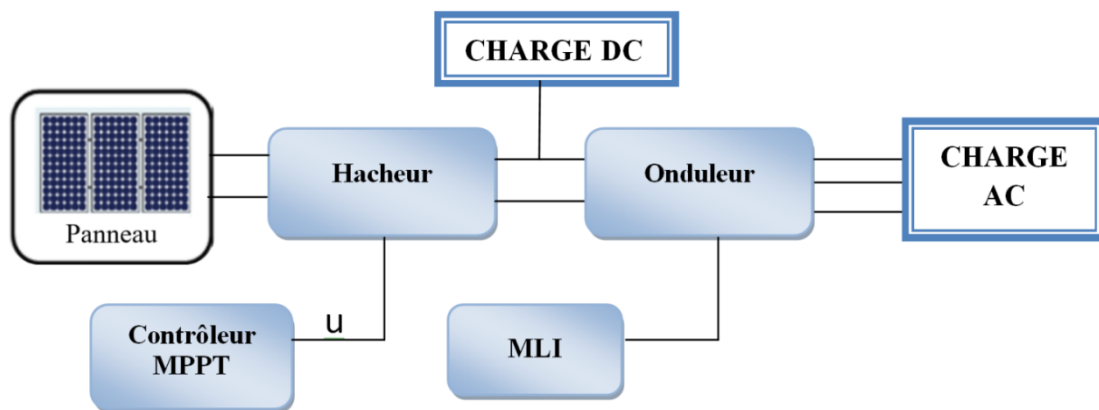


Figure II.1. Chaîne de conversion photovoltaïque

## II.3. Modélisation mathématique d'une cellule solaire

Comme pour tout système physique, la modélisation des cellules PV peut être effectuée avec différents niveaux de précision, en fonction des objectifs de l'utilisateur [Giovanni,2017].

Un schéma équivalent plus complet d'une cellule solaire photovoltaïque (modèle à une diode) est illustré sur la figure ci-après. Il comprend une source de courant  $I_{ph}$ , qui modélise le courant photoélectrique, associée à une diode en parallèle qui modélise la jonction P-N dont la polarisation détermine la tension, et deux résistances  $R_{sh}$  et  $R_s$  qui modélisent les défauts de la cellule.

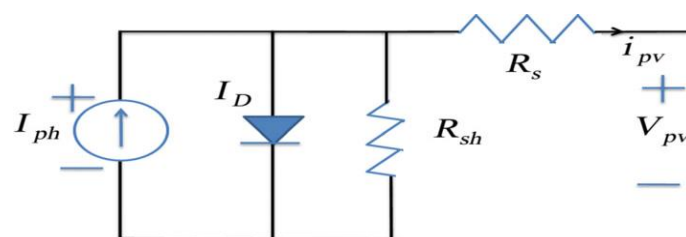


Figure II.2 Circuit équivalent d'une cellule solaire photovoltaïque

Le fonctionnement du circuit en générateur peut ainsi être formalisé par un système d'équations résultant des lois de Kirchhoff [Subha,2021].

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_D - I_{Sh} \tag{II-1}$$

$$I_{Ph} = G(I_{SC} + K_I(T - T_r)) \tag{II-2}$$

$$I_{PV} = I_{Ph} - I_D - I_{Sh} \tag{II-3}$$

$$I_D = I_S \left[ \exp\left(\frac{V + IR_S}{AV_t}\right) \right] \tag{II-4}$$

$$V_t = \frac{KTN_s}{q} \tag{II-5}$$

$$I_{Sh} = \frac{V + IR_S}{R_{Sh}} \tag{II-6}$$

$$I_S = I_{rs} \left(\frac{T}{T_r}\right)^3 \exp\left[\frac{qE_g}{KA}\left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T}\right)\right] \tag{II-7}$$

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp\left[\frac{qV_{oc}}{N_s KAT}\right] - 1} \tag{II-8}$$

De plus Les panneaux solaires sont composés de plusieurs modules solaires, qui sont à leur tour composés de nombreuses cellules connecté en série et en parallèle.

Le modelé mathématique d'un panneau est donné par la formule suivante :

$$I_{PV} = N_P I_{Ph} - N_P I_S \left[ \exp\left(\frac{q(V_{PV} + R_S I_{PV})}{N_S KTA}\right) - 1 \right] - \frac{V_{PV} + R_S I_{PV}}{R_{Sh}} \tag{II-9}$$

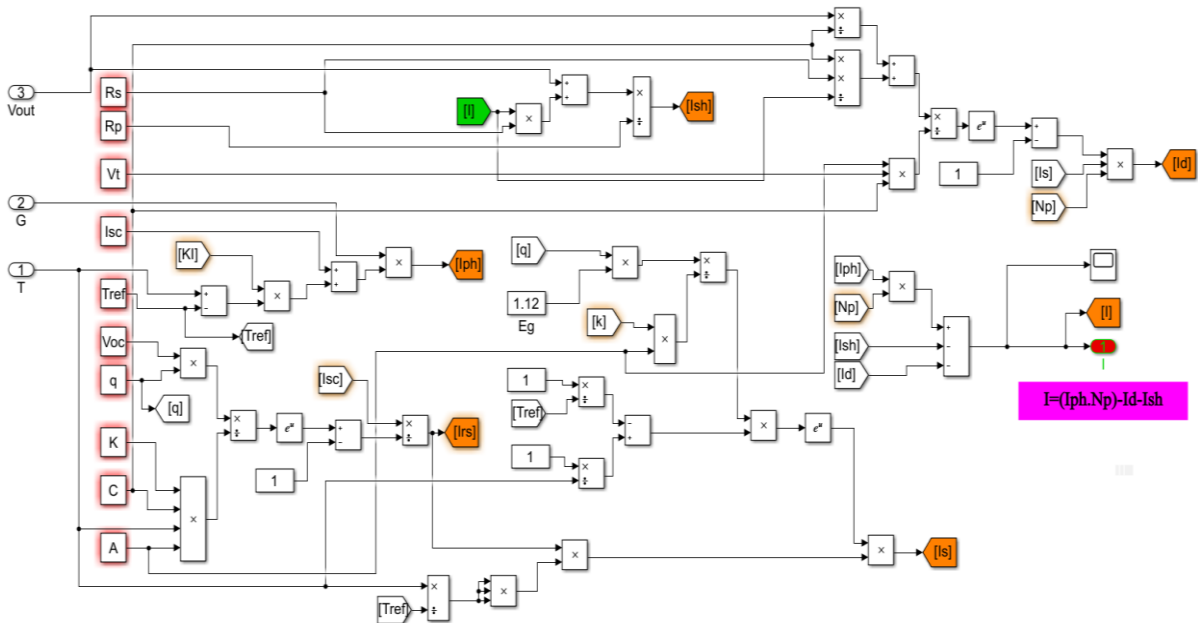


Figure II.3. Block de simulation d'un panneau PV sous environnement MATLAB.

## II.4. Modélisation et fonctionnement des hacheurs

Les convertisseurs DC-DC constituent une partie assez importante de la chaîne de conversion. Ils sont utilisés largement dans les connexions à des batteries d'accumulateurs, les systèmes photovoltaïques, les éoliennes, les systèmes hybrides. Ces convertisseurs servent à adapter la tension d'entrée d'un système par rapport à la tension de sortie désirée.

Une efficacité supplémentaire du convertisseur est améliorée en considérant une méthode de contrôle appropriée. En raison de la caractéristique courant-tension (I-V) non linéaire, la fonction du système PV maintient le point de fonctionnement sur la courbe (I-V) où la puissance maximale est formée, le point de fonctionnement peut se trouver plus ou moins éloigné du PPM [Meekhun,2011].

Cependant, les convertisseurs DC-DC combinés à une commande MPPT permet au PV d'atteindre une puissance maximale sans interruption, malgré les conditions environnementales de température et de rayonnement solaire, ainsi que les variations de puissance entre la source d'énergie renouvelable et la charge sont équilibrées par des dispositifs d'électroniques de puissance. Ces dispositifs sont nécessaires pour maintenir le flux de puissance entre la source et la charge et également pour interfacer la source d'énergie renouvelable avec le bus DC et la charge [Nalina,2022].

Dans les systèmes photovoltaïques l'utilisation des convertisseurs comme étage d'adaptation a pour objectif de s'assurer que le transfert d'énergie est toujours possible et qu'il peut s'effectuer dans des conditions de fonctionnement optimales pour la source PV et la charge, Indépendamment du sens de transfert de l'énergie, le rapport de conversion du convertisseur est défini par le ratio de la tension la plus élevée entre la tension d'entrée et la tension de sortie du convertisseur sur la plus basse des deux tensions (le ratio est donc toujours supérieur à 1), dans les basses tension il faut utiliser un convertisseur DC-DC à fort rapport de conversion. [Videaum,2014].

### II.4.1. Convertisseurs élévateur (Boost)

Le convertisseur élévateur est un convertisseur à découpage qui a les mêmes composants que le convertisseur abaisseur. Il augmente la tension de sortie du générateur photovoltaïque afin d'atteindre le niveau de tension requis. C'est un circuit très important pour les applications automobiles, les entraînements industriels, les applications de contrôle adaptatif, les applications basées sur les énergies renouvelables, telles que les panneaux photovoltaïques, les piles à combustible et les applications d'alimentation par batterie [Farret,2017].

En particulier dans le cas d'une application PV, le convertisseur élévateur amplifie non seulement la tension PV de sortie au niveau souhaité, mais effectue également le contrôle de suivi du point de puissance maximale (MPPT). Ces convertisseurs sont plus populaires en raison de leur structure simple et robuste, de leur facilité d'utilisation et de leur coût réduit.

Le convertisseur élévateur se compose de cinq composants de base: deux commutateurs semi-conducteurs presque idéaux tels qu'une diode et un MOSFET ou IGBT, un contrôleur de modulation de largeur d'impulsion (PWM), une inductance et un condensateur comme des éléments de stockage d'énergie ; ces éléments agissent comme un filtre passe-bas pour réduire

l'ondulation de tension et pour stabiliser la tension aux bornes du générateur photovoltaïque. Le circuit équivalent du convertisseur boost est illustré à la figure (II.4).

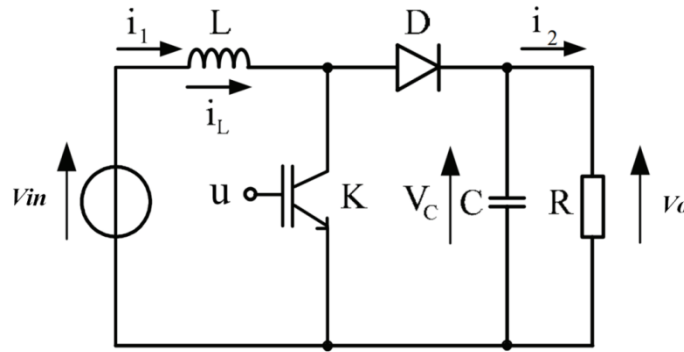


Figure II.4. Circuit équivalent du convertisseur boost

Le mécanisme de contrôle du circuit allume et éteint l'interrupteur K et contrôle la durée d'activation de l'interrupteur dans un système à fréquence constante, c'est-à-dire en utilisant PWM. Le fonctionnement d'un convertisseur boost peut être divisé en deux phases distinctes selon l'état de l'interrupteur k:

a. Lorsque l'interrupteur k est ouvert (figure II.5), l'inductance se trouve alors en série avec le générateur et sa F.E.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 vers la capacité.

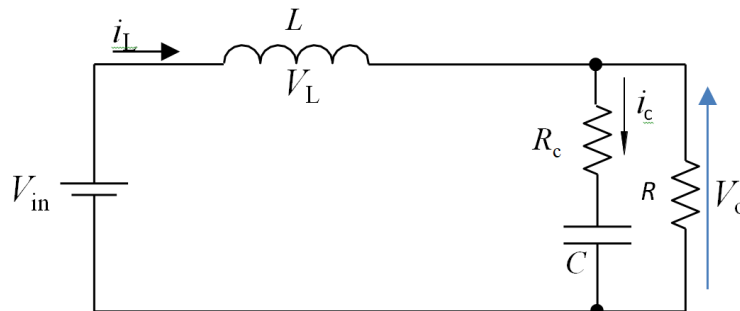


Figure II.5. Circuit équivalent du convertisseur boost (K ouvert)

b. lorsque l'interrupteur K est fermé (figure II.6) (état passant ou phase d'accumulation d'énergie) ; cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance, donc le stockage d'une quantité d'énergie sous forme d'énergie magnétique. La diode D est alors bloquée et la charge est alors déconnectée de l'alimentation [Meddah,2011].

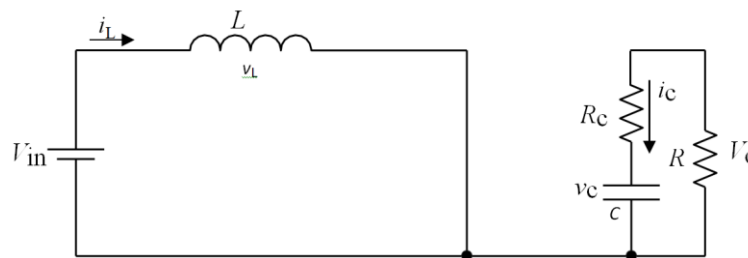


Figure II.6. Circuit équivalent du convertisseur boost (K ferme)

### II.4.1.1. Calcul des paramètres du boost

L'ondulation du courant de l'inducteur ( $\Delta I_L$ ) est considérée comme 20 % du courant de sortie et l'ondulation de la tension du condensateur ( $\Delta V_c$ ) est considérée comme 5 % de la tension de sortie et la fréquence de commutation de fonctionnement ( $f_s$ ) est de 20 kHz pour obtenir les meilleures performances du convertisseur. Le commutateur et la diode utilisés dans le convertisseur sont sélectionnés en fonction de leur tension nominale, de leur courant nominal et de leurs caractéristiques de fonctionnement [Behera,2022].

La tension de sortie est calculée de la façon suivante (en considérant les composants comme parfaits) dans la condition de conduction continue:

- Durant l'état passant, l'interrupteur K est fermé, entraînant l'augmentation du courant suivant la relation:

$$V_e = L \frac{dI_l}{dt} V_e \quad \text{II-10}$$

A la fin de l'état passant, le courant  $I_L$  a augmenté de:

$$\Delta I_{l_{on}} = \int_0^{\alpha T} \frac{V_e \times dt}{L} = \frac{V_e \times \alpha \times dt}{L} \quad \text{II-11}$$

$\alpha$ : étant le rapport cyclique; Il représente la durée de la période T pendant laquelle l'interrupteur K fermé.

Pendant l'état bloqué, l'interrupteur K est ouvert, le courant traversant l'inductance circule à travers la charge. Si on considère une chute de tension nulle aux bornes de la diode et un condensateur suffisamment grand pour garder sa tension constante, l'évolution de  $I_L$  est:

$$V_{in} - V_o = L \frac{dI_l}{dt} \quad \text{II-12}$$

Par conséquent, la variation de  $I_L$  durant l'état bloqué est:

$$\Delta I_{l_{off}} \int_0^{(1-\alpha)T} \frac{(V_{in} - V_o) dt}{L} \quad \text{II-13}$$

Si on considère que le convertisseur a atteint son régime permanent, la quantité d'énergie stockée dans chacun de ces composants est la même au début et à la fin d'un cycle de fonctionnement. En particulier, l'énergie stockée dans l'inductance est donnée par:

$$E = \frac{1}{2} \times L \times I^2 \quad \text{II-14}$$

En conséquence, le courant traversant l'inductance est le même au début et à la fin de chaque cycle de commutation. Ce qui peut s'écrire de la façon suivante:

$$\Delta I_{l_{on}} + \Delta I_{l_{off}} = 0 \quad \text{II-15}$$

En remplaçant  $\Delta I_{L_{on}}$  et  $\Delta I_{L_{off}}$  par leurs expressions, on obtient:

$$\frac{V_e \times \alpha \times T}{L} + \frac{(V_e - V_s) \times (1 - \alpha) \times T}{L} = 0 \quad \text{II-16}$$

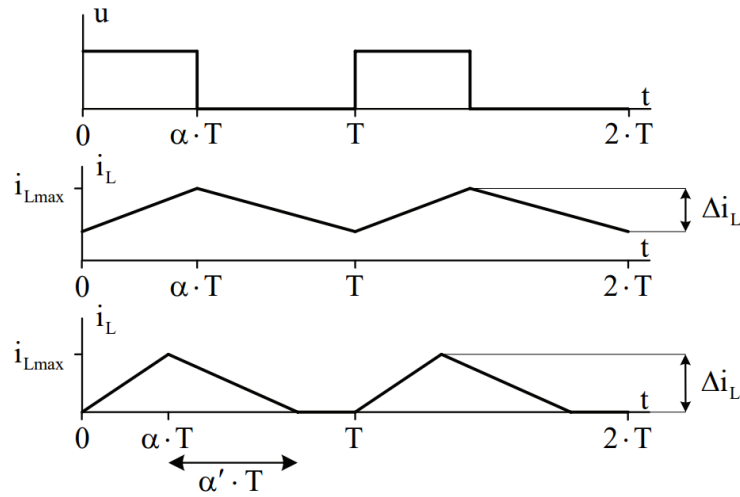
Ce qui peut se réécrire de la façon suivante:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{(1 - \alpha)} \quad \text{II-17}$$

L'évolution du courant dans l'inductance est donnée à l'instant  $\alpha T$  par :

$$\Delta I_L = I_{LMAX} - i_{LMIN} = \frac{\alpha V_e}{Lf} = \frac{\alpha V_s (1 - \alpha)}{L} T \quad \text{II-18}$$

La figure ci-après montre les différentes courbes des courants  $I_L$  en conduction continue et discontinue.



**Figure II.7.** Convertisseur Boost. De haut en bas : Fonction de commande, courant dans l'inductance en conduction continue et discontinue.

La tension de sortie est toujours supérieure à celle d'entrée (le rapport cyclique variant entre 0 et 1), qu'elle augmente avec  $\alpha$ , et que théoriquement elle peut être infinie lorsque  $\alpha$  se rapproche de 1. C'est pour cela que l'on parle de survolteur.

L'inductance (L) et la capacité (C) peuvent être calculées à l'aide des équations :

$$L = \frac{V_e \times \alpha (1 - \alpha)}{\Delta I_L \times f_s} \quad \text{II-19}$$

$$C = \frac{V_e \times \alpha (1 - \alpha)}{\Delta V_c \times 8 \times L \times f_s^2} \quad \text{II-20}$$

### II.4.1.2. Modèle mathématique du convertisseur Boost

Dans le circuit du convertisseur boost conventionnel, la présence d'éléments non linéaires tels que le commutateur IGBT et la diode fait du convertisseur un système non linéaire variant dans le temps [Hari,2018].

Le modèle mathématique du hacheur parallèle est obtenu par l'application des lois de Kirchhoff sur le schéma de base du hacheur, et par rapport au régime de fonctionnement et la condition de l'interrupteur K.

La représentation du système différentiel de convertisseur boost en espace d'état est la suivante:

$$\dot{x} = f(x(t)) + Bu(t) + \eta(t) \quad \text{II-21}$$

Le modèle dynamique du convertisseur est décrit par les équations suivantes :

$$\frac{Ldi_L}{dt} = V_{in} - V_o(1 - u) \quad \text{II-22}$$

Et

$$C \frac{dV_o}{dt} = i_L(1 - u) - \frac{V_o}{R} \quad \text{II-23}$$

Les équations dynamiques du boost sont dérivées pour le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur en régime de conduction continu, où  $i_L$  est le courant dans la bobine L,  $V_{in}$  est la tension d'entrée,  $V_o$  est la tension de sortie et  $u$  est la commande.

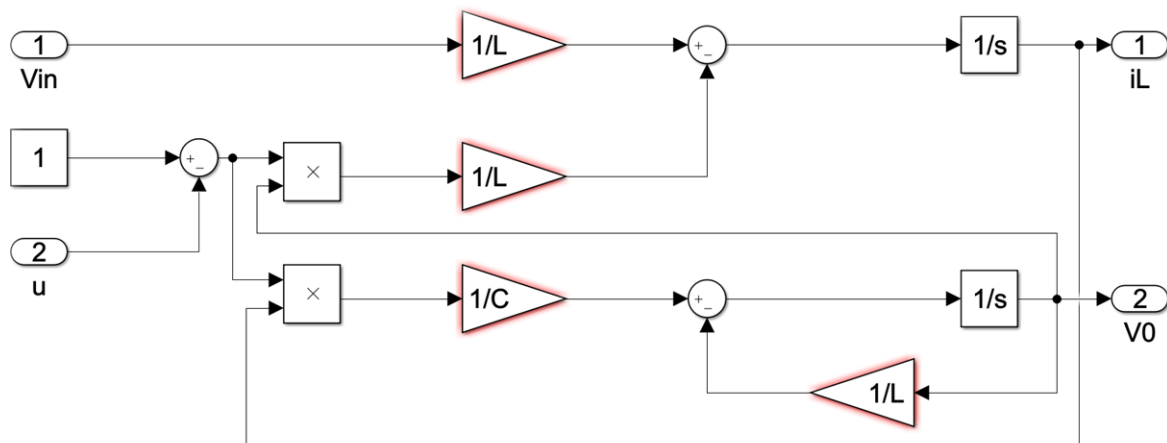
Soit  $x_1 = i_L$  et  $x_2 = V_o$ , les équations d'état deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{V_{in}}{L} - \frac{x_2(1 - u)}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1(1 - u)}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad \text{II-24}$$

La représentation classique en espace d'état de l'équation (II-24) se transforme en :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-u}{L} \\ \frac{1-u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad \text{II-25}$$

La figure II.8 présente le model simulink du convertisseur élévateur (boost)



**Figure II.8.** Simulation du modèle mathématique de convertisseur Boost

#### II.4.2. Convertisseurs DC-DC abaisseur (Buck )

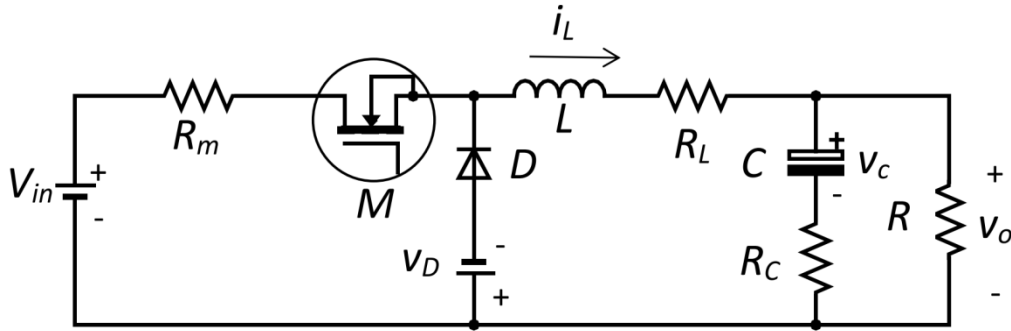
Les convertisseurs DC/DC abaisseur (Buck) convertissent la tension de la source  $V_{in}$  en une tension plus basse  $V_o$ , ces convertisseurs sont constitués d'un commutateur M, de la diode D qui protège M, et du filtre inductif L comme illustré dans la (figure II.9), Étant donné que les convertisseurs abaisseurs sont par nature des systèmes non linéaires et variables dans le temps en raison de leur fonctionnement en commutation [Komurcugil,2012].

Grâce à leur efficacité de plus en plus élevée, associée à une taille, un poids et un coût réduits, ils ont tenu une place dans les micro-réseaux DC pour fournir une tension continue constante aux composants de production et de stockage [Guiza,2019][Ounnas,2016] [Langyuan,2017]. L'objectif pour obtenir la tension est de déterminer le courant et la tension de l'inductance d'abord lorsque l'interrupteur est fermé et peu de temps après pour l'interrupteur ouvert, ainsi la modification de l'état de charge affecte la qualité de la tension dans ces convertisseurs [Goswami,2022] [Sorouri,2022].

Cependant, le contrôle d'un convertisseur abaisseur reste une tâche difficile car un tel système présente un comportement non linéaire avec des incertitudes et des perturbations inhérentes. Ainsi, les schémas de commande linéaire ne peuvent assurer des performances satisfaisantes sur une large plage de fonctionnement, Pour résoudre ce problème, la conception d'une stratégie de contrôle à haute performance est indispensable.

L'objectif principal de la stratégie de contrôle est d'assurer la stabilité du système dans des conditions de fonctionnement arbitraires avec une bonne réponse dynamique en termes de rejet des changements de tension d'entrée, des variations de charge et des incertitudes des paramètres.





**Figure II.9.** Circuit équivalent d'un convertisseur élévateur (buck)

Lorsque l'interrupteur est fermé, le courant  $i_L$  circule vers la charge à travers l'inductance  $L$  qui se charge au fur et à mesure que le courant  $i_L$  augmente durant  $t_s \in [0, DT]$ . Lorsque l'interrupteur s'ouvre, l'inductance  $L$  libère l'énergie emmagasinée sous forme magnétique à la charge et la diode  $D$  est en état de conduction afin de protéger l'interrupteur, ce durant  $t_s \in [DT, T]$ . La tension et le courant de sortie sont en fonction du rapport cyclique et de la fréquence

- Pour  $t_s \in [0, DT]$

$$\begin{cases} i_c = C \frac{dv_o(t)}{dt} = I_L(t) - I_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{in} - V_o \end{cases} \quad \text{II-26}$$

- Pour  $t_s \in [DT, T]$

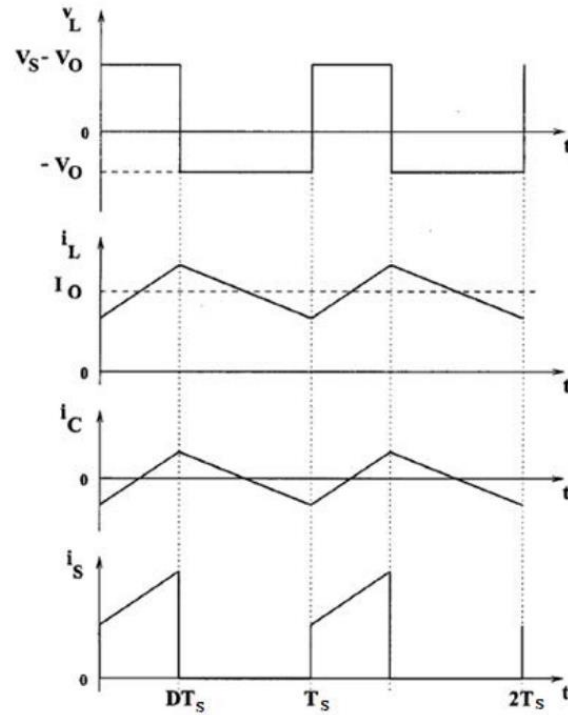
$$\begin{cases} i_c = C \frac{dv_o(t)}{dt} = I_L(t) - I_o(t) \\ V_L(t) = L \frac{dI_L(t)}{dt} = -V_o(t) \end{cases} \quad \text{II-27}$$

Les formes d'ondes des courants inductif, capacitif, et de commutation sont représenté sur la figure (II.10). L'expression de la tension moyenne d'inductance peut être facilement dérivée de la forme d'onde, elle est égale à zéro en régime permanent.

Le rapport de conversion du hacheur dévolteur est donné par la forme suivant :

$$M(D) = \frac{V_o}{V_{in}} \quad \text{II-28}$$

Le rapport de conversion  $M(D)$  varie proportionnellement avec le rapport cyclique de commutation  $u$ .



**Figure II.10.** Forme d'ondes des tensions et des courants d'entrée et de sortie du convertisseur abaisseur « Buck » en fonction du rapport cyclique D et la période T<sub>s</sub>

**II.4.2.1. Modèle mathématique du convertisseur Buck**

La représentation du système différentiel de convertisseur Buck en espace d'état est la suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + Bu(t) + \eta(t) \\ y(t) = \varphi x(t) \end{cases} \quad \text{II-29}$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} I_L(t) \\ V_0(t) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \eta(t) = \begin{bmatrix} -V_D \\ \frac{L}{0} \end{bmatrix} \quad \text{II-30}$$

$$fx(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left( R_L + \frac{R \times R_c}{R + R_c} \right) I_L(t) - \frac{R}{L(R + R_c)} v_0(t) \\ \left( \frac{R}{c(R + R_c)} \right) I_L(t) - \left( \frac{1}{c(R + R_c)} \right) v_0(t) \end{bmatrix} \quad \text{II-31}$$

$$gx(t) = \begin{bmatrix} \left( \frac{1}{L} V_{in} + V_D(t) - R_M I_L(t) \right) u(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{II-32}$$

$$\varphi x(t) = \left( \frac{R \times R_c}{R + R_c} \right) I_L(t) + \left( \frac{R}{R + R_c} \right) V_0(t) \quad \text{II-33}$$

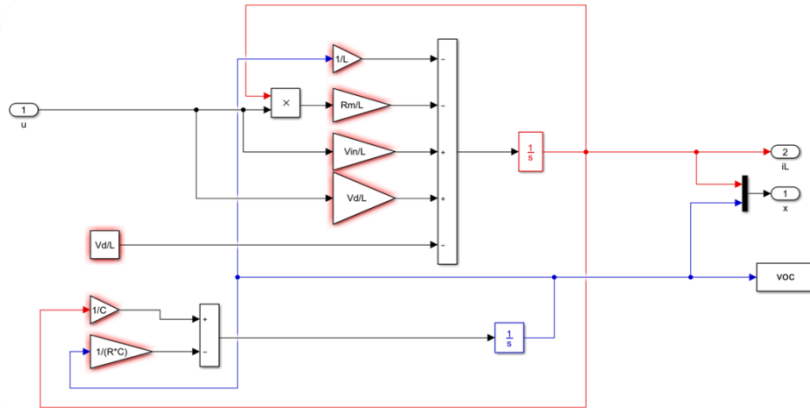


Figure II.11. Simulation du modèle mathématique de convertisseur BUCK

**II.4.3. Convertisseur abaisseur-élevateur (buck-boost)**

L'étude de la littérature sur le convertisseur bidirectionnel buck-boost est réalisée sur deux aspects, l'un sur la perspective de la topologie et l'autre sur les algorithmes de contrôle. Les topologies de BBBC sont divisées en deux types principaux tels que les convertisseurs bidirectionnels isolés et les convertisseurs bidirectionnels non isolés. Les topologies non isolées convertissent un niveau de tension continue en un autre niveau de tension continue, et elles ne contiennent pas de transformateur qui offre une isolation galvanique dans le système de circuits. Par conséquent, ces topologies n'ont pas les avantages tels qu'un rapport de gain de tension élevé et une isolation entre la source et la charge [Viswanatha,2022].

Afin d'augmenter le gain de tension, les chercheurs développent différentes topologies de convertisseurs DC-DC non isolés tels que les convertisseurs buck-boost, cuk [Devi,2019], SEPIC [Kumari,2021] et Luo [Shebagalakshmi,2020] [Nurcan,2018], qui sont conçus sur la base de la topologie buck-boost.

Le convertisseur abaisseur-élevateur (buck-boost) est une combinaison de la topologie de convertisseur abaisseur et élevateur de base, ce convertisseur est mis en œuvre avec succès dans différentes applications telles que les systèmes photovoltaïques autonomes/connectés au réseau et les entraînements du moteur [Sivakumar,2016] , une configuration en cascade du convertisseur Buck et du convertisseur Boost, avec un interrupteur complémentaire peut être effectué comme est affiché à la (figure II.12).

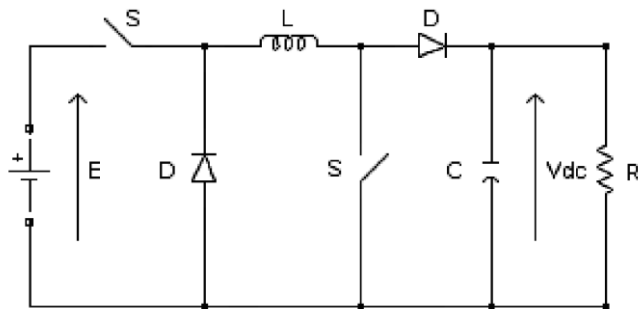


Figure II.12. Schéma de principe du convertisseur non inverseur Buck/Boost

### II.4.3.1. Modèle mathématique d'un convertisseur Buck-boost

$$L \frac{di_L}{dt} = uE - V_{dc}(1 - u) \quad \text{III-34}$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_L(1 - u) - \frac{V_{dc}}{R} \quad \text{III-35}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-u)}{L} \\ \frac{1-u}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u \\ 0 \end{bmatrix} E \quad \text{III-36}$$

## II.5. Modélisation et fonctionnement des onduleurs

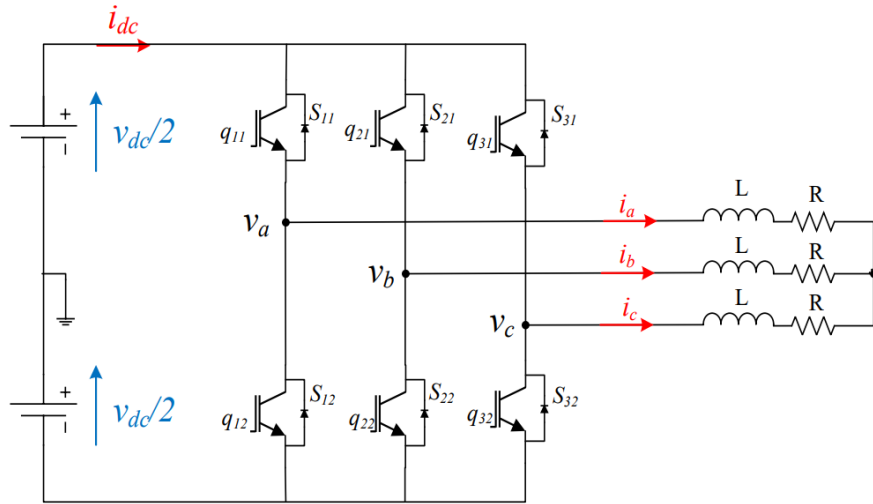
Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté soit par une source continue soit par un réseau redressé soit par une batterie d'accumulateur pour fournir une tension ou courant alternatifs de fréquence fixe (le cas des alimentations sans interruption) ou variable (le cas des moteurs à courant alternatifs).

Le développement des thyristors GTO et par la suite les transistors IGBT qu'ont permis le développement des onduleurs à commande en modulation de largeur d'impulsion (MLI) performants, fiables et à faible coût.

### II.5.1. Modélisation des onduleurs triphasés à deux niveaux

L'onduleur triphasé est l'assemblage de trois demi ponts monophasés chacun. Il est utilisé dans des domaines d'applications très variés. C'est un constituant clé des systèmes de conditionnement d'énergie qui fournissent un courant alternatif à partir de sources d'énergie renouvelables telles que les piles à combustible, les panneaux solaires ou les éoliennes [Touil,2019].

Il contient trois bras en pont (notés  $i$  avec  $i = 1, 2, 3$ ), chaque bras comprend deux interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension (interrupteur haut  $q_{i1}$ , et interrupteur bas  $q_{i2}$ ), Les interrupteurs d'un même demi-pont doivent être complémentaires pour que la source de tension  $E$  ne soit jamais en court-circuit, ainsi que les circuits des courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  ne soient jamais ouverts, la (figure II.13) donne un schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux [Hye,2022].



**Figure II.13.** Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Ces derniers sont associés à des diodes antiparallèles. Chaque bras nécessite alors deux signaux de commande définis comme suit :

$$q_{2i} = \bar{q}_{1i} \text{ avec } \begin{cases} q_{1i} = 1, \text{ si } S_{1i} \text{ est fermé} \\ q_{1i} = 0, \text{ si } S_{1i} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad i = 1,2,3 \quad \text{II-37}$$

Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé nous pouvons obtenir les tensions de branche de sortie de l'onduleur mesurées par rapport à la borne négative de la tension du côté continu comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = (q_{11} - 0.5) \times V_{dc}/2 \\ V_{bo} = (q_{21} - 0.5) \times V_{dc}/2 \\ V_{co} = (q_{31} - 0.5) \times V_{dc}/2 \end{cases} \quad \text{II-38}$$

Où :

$q_{11}, q_{21}, q_{31}$ , désignent les états des interrupteurs des phases A, B et C respectivement.

En vertu de la loi des mailles et des équations (III.37 et III.38), on trouve :

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{3} (2q_{11} - q_{21} - q_{31}) \quad \text{II-39}$$

En effectuant les mêmes calculs pour les deux autres phases, nous aboutissons à l'expression des tensions simples aux bornes d'une charge montée en étoile sans fil neutre suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_{11} \\ q_{21} \\ q_{31} \end{pmatrix} \quad \text{II-40}$$

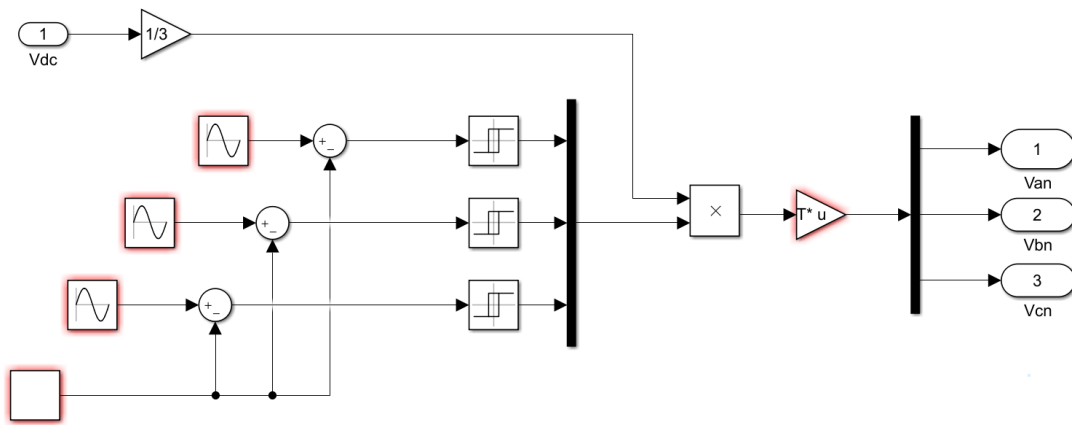


Figure II.14. Modèle Simulink d'un onduleur triphasé a deux niveaux

II.5.2. Topologies des onduleurs multiniveaux

L'onduleur multiniveau est un convertisseur statique génère une tension découpée de sortie possède trois ou plusieurs niveaux de tensions. Elles présentent plusieurs avantages, le premier étant qu'ils permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance ; chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu. Le deuxième étant qu'ils délivrées une tension avec une intéressante qualité spectrales, et que l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée.

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être considérés comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets

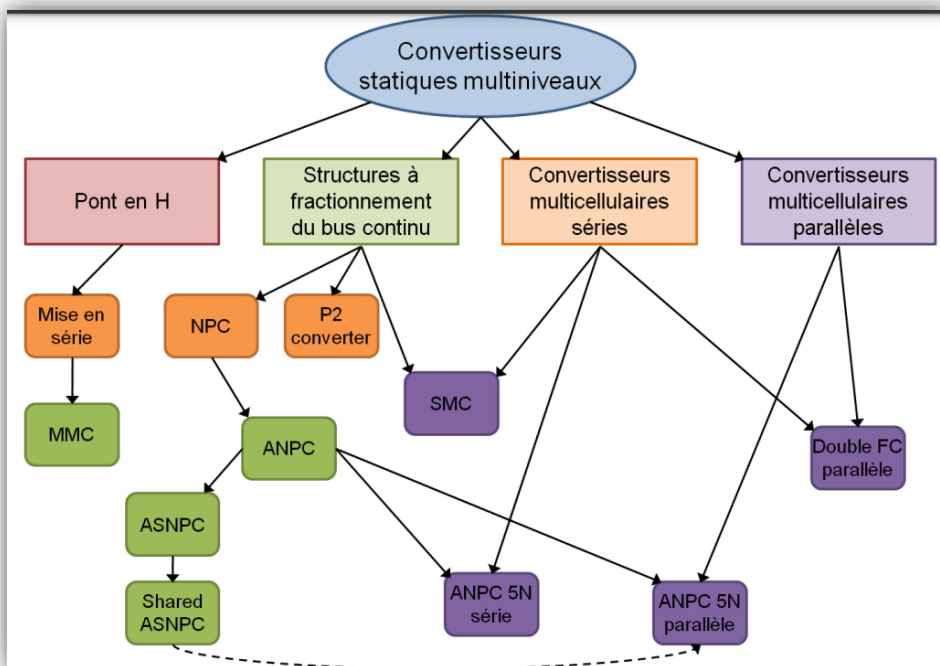


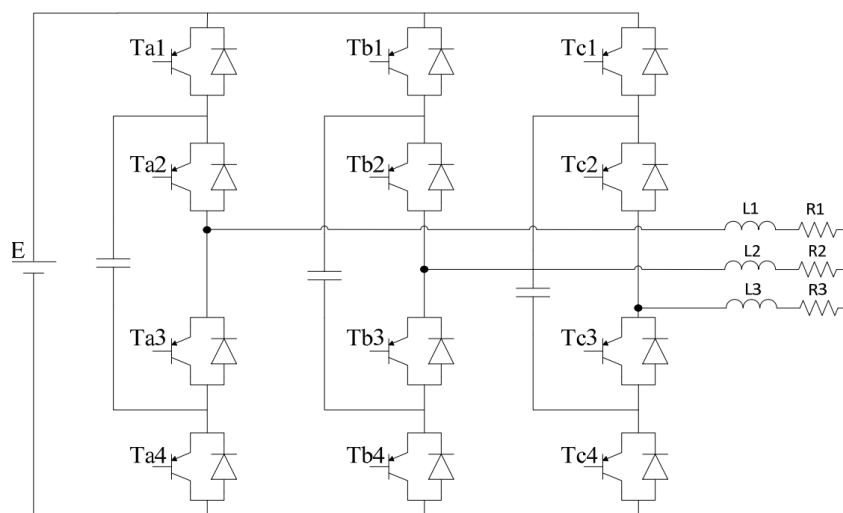
Figure II.15. Classification des convertisseurs multiniveaux [Leredde,2011].

L'objectif de cette partie est de donner une vue générale des trois topologies de base des onduleurs multi-niveaux: La topologie à diode de bouclage (NPC), La topologie au condensateur flotteur (à cellules imbriquées), et la topologie en cascade.

### II.5.2.1. Topologie des onduleurs à capacités flottantes

Dans cette topologie les deux diodes de calage ont été remplacées par une capacité, d'où le nom de convertisseur à capacités flottantes. Les combinaisons de fonctionnement sont les mêmes que pour la topologie NPC (notre cas d'étude).

Pour un convertisseur à capacité flottantes de  $n$  niveaux, chaque bras doit contenir  $(2n-2)$  interrupteurs et  $(n-2)$  capacités. Cette topologie élimine quelques inconvénients de la NPC comme l'équilibre des tensions supportées par les interrupteurs [Berkoune,2016] [Chebbah,14].

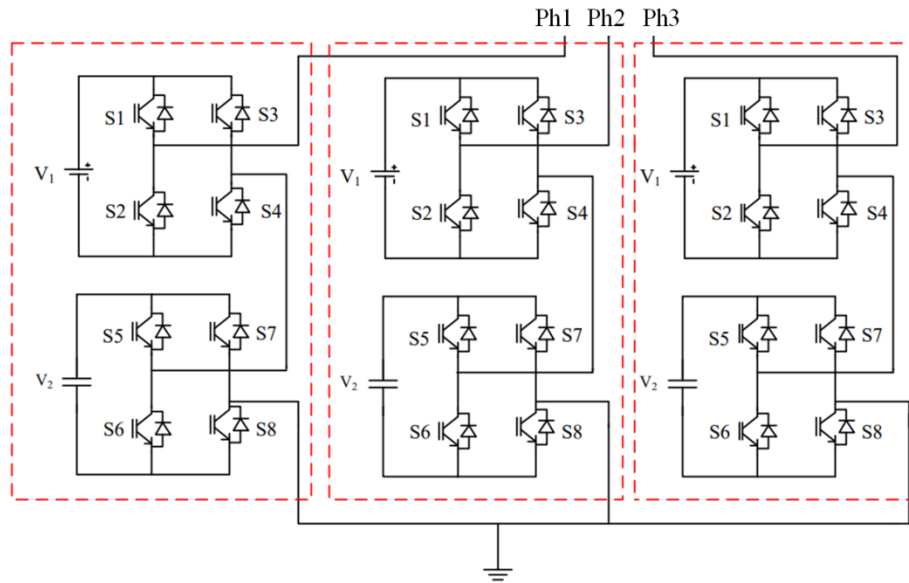


**Figure II.16.** Convertisseur triphasé 3 niveaux à capacités flottantes (FC)

### II.5.2.2. Topologie des Onduleurs multi-niveaux type CHB

Cette famille est la première décrite dans la littérature comme une structure de conversion multiniveau [Leredde,2011]. Elles peuvent être divisées en deux groupes, à savoir les MLI symétriques et asymétriques. Dans une configuration symétrique, Un plus grand nombre de niveaux de tension peut être obtenu à partir de la sortie de l'onduleur si la source de tension continue a des amplitudes différentes, tandis que La configuration asymétrique aide à réduire l'utilisation de dispositifs à semi-conducteurs de puissance et de sources de tension continue pour un nombre plus élevé de niveaux à la sortie, ce qui améliore globalement l'efficacité et la fiabilité [Daula,2021].

Les MLI<sub>s</sub> CHB (cascaded H-bridge) consistent à mettre en cascade plusieurs onduleurs en pont H monophasés de trois niveaux. Chaque pont est alimenté par une source de tension continue distincte. Ce qui fait que pour  $n$  onduleurs en cascade, la tension de sortie peut être constituée de  $(2n+1)$  niveaux [Prasad,2013]. La (figure II.17) illustre le montage d'un onduleur a 5 niveaux.



**Figure II.17.** Structure d'un onduleur CHB triphasé à cinq niveaux

Il accueille huit commutateurs, un condensateur et une source DC dans chaque phase. Si une source DC de  $V_1$  est connectée au point de source DC, la tension du condensateur  $V_2$  doit être maintenue à cinquante pour cent de  $V_1$  par le contrôleur, Le tableau (II.1) montre tous les états de commutation possibles pour obtenir la sortie à cinq niveaux [Nagaraju,2020].

**Tableau II.1 :** États de commutation et tension de sortie de l'onduleur CHB à cinq niveaux

État	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	$V_o$
1	1	0	0	1	1	0	1	0	$V_1$
2	1	0	0	1	0	1	1	0	$V_1 - V_2$
3	1	0	1	0	1	0	0	1	$+ V_2$
4	1	0	1	0	0	1	0	1	0
5	1	0	1	0	0	1	1	0	$- V_2$
6	0	1	1	0	1	0	0	1	$V_2 - V_1$
7	0	1	1	0	1	0	1	0	$- V_1$

Les sorties alternatives des ponts onduleurs 3-niveaux sont directement connectées en série. Naturellement, cela oblige à disposer de sources de tension continue isolées [Kunzler,2021]. Dans les applications où la source d'énergie est déjà distribuée par plusieurs modules DC, comme par exemple lorsque la source d'énergie électrique est constituée de plusieurs batteries, cette exigence est naturellement atteinte [Baimel,2016].

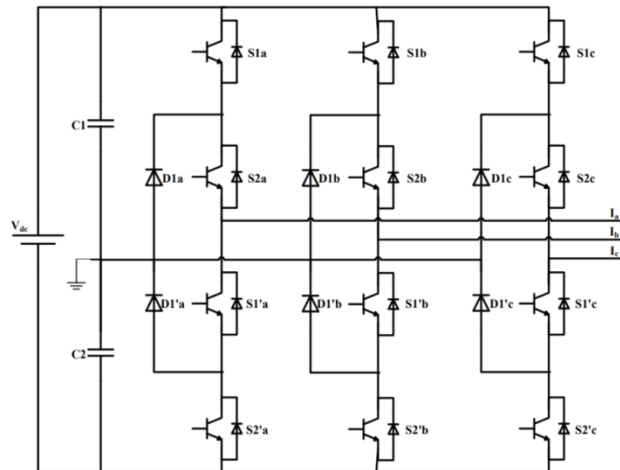
### II.5.2.3. Topologie des onduleurs multi-niveaux de type NPC

Les onduleurs multi-niveaux permettent de véhiculer des puissances élevées sans que les composants qui les constituent ne subissent des contraintes considérables lors de leur commande à l'ouverture et à la fermeture, l'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention



d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte [Pabbewar,2016].

La topologie NPC est très versatile car elle peut être utilisée dans le cas de l'onduleur monophasé (demi-pont ou double-pont) et l'onduleur triphasé. La figure (II.18) représente le schéma de principe une topologie des onduleurs triphasés à structure NPC.



**Figure II.18.** Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC

Sur les  $2^4$  configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent, soient, des court-circuits des sources de tension continue, soient, elles provoquent la déconnexion de la charge.

**a. La configuration {1100}**

Lorsque les interrupteurs supérieurs  $S_1$  et  $S_2$  passant, et  $S_1'$  et  $S_2'$  bloqués la valeur de la tension simple de sortie est  $V_{ao} = V_{dc}/2$  et la tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est  $+V_{dc}/2$

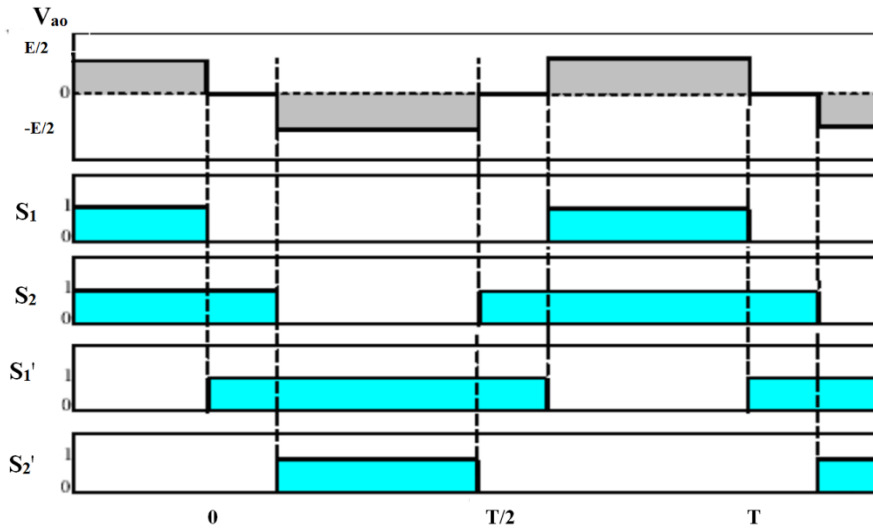
**b. La configuration {0110}**

Lorsque les interrupteurs supérieurs  $S_2$  et  $S_1'$  passant et  $S_1$  et  $S_2'$  bloqués, le point a est relié directement au point neutre alors, la tension de sortie  $V_{ao}$  est nulle

**c. La configuration {0011}**

Lorsque les interrupteurs supérieurs  $S_1'$  et  $S_2'$  passant et  $S_1$  et  $S_2$  bloqués, la valeur de la tension simple de sortie est :  $V_{ao} = -V_{dc}/2$

La figure (II.19) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$ .



**Figure II.19.** Forme d'onde de la tension de sortie d'un bras d'onduleur à trois niveaux de type NPC

**II.5.2.3.1. Modélisation d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC**

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel  $S_i$ . Chaque interrupteur  $S_{ij}$  supposé idéal introduit une fonction de connexion  $F_{ij}$

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{II-40}$$

Où :

$i = (a,b,c)$  est l'indicateur du bras

$j = (1,2,3,4)$  est numéro de l'interrupteur du bras  $i$

Ainsi les fonctions de connexions des interrupteurs du bras  $i$  sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i3} \\ F_{i2} = 1 - F_{i4} \end{cases} \quad \text{II-41}$$

On peut aussi définir la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera  $F_i^n$  avec  $n = h$  pour le demi-bras du haut et  $n = b$  pour le demi-bras du bas. les fonctions de connexion des interrupteurs Pour un bras  $i$ , s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} F_i^h = F_{i1} \times F_{i2} \\ F_i^b = F_{i3} \times F_{i4} \end{cases} \quad \text{II-42}$$

### II.5.2.3.1.1. Modélisation des Fonctions de conversion

La modélisation des Fonctions de conversion sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée.

Ces fonctions permettent de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie tel que :

- Les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge  $V_A, V_B, V_C$ .
- Les potentiels des nœuds  $V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}$  par rapport au point milieu "M" de l'alimentation continue de l'onduleur.
- Les tensions composées  $V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$

#### a- Potentiels des nœuds

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les potentiels des nœuds : A, B, C par rapport au point M s'expriment à l'aide des fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{a3} \cdot F_{a4}) \cdot \frac{V_{dc}}{2} = (F_a^h - F_a^b) \cdot \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{BM} = (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{b3} \cdot F_{b4}) \cdot \frac{V_{dc}}{2} = (F_b^h - F_b^b) \cdot \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{CM} = (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{c3} \cdot F_{c4}) \cdot \frac{V_{dc}}{2} = (F_c^h - F_c^b) \cdot \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad \text{II-43}$$

#### b- Tensions composées

Les tensions composées sont données par le système suivant:

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = [(F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{a3} \cdot F_{a4}) - (F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{b3} \cdot F_{b4})] \cdot \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = [(F_{b1} \cdot F_{b2} - F_{b3} \cdot F_{b4}) - (F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{c3} \cdot F_{c4})] \cdot \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = [(F_{c1} \cdot F_{c2} - F_{c3} \cdot F_{c4}) - (F_{a1} \cdot F_{a2} - F_{a3} \cdot F_{a4})] \cdot \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad \text{II-44}$$

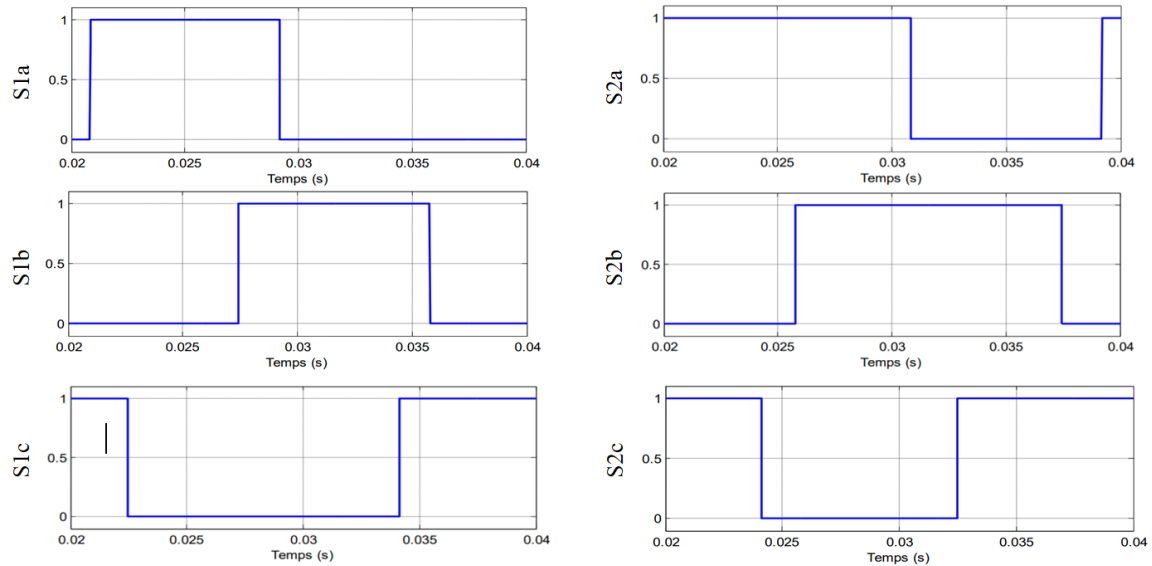
#### c- Tensions simples

Les tensions simples sont données ou La charge est un système triphasé équilibré, ce qui résulte la somme des trois tensions simples à la sortie de l'onduleur est nulle:

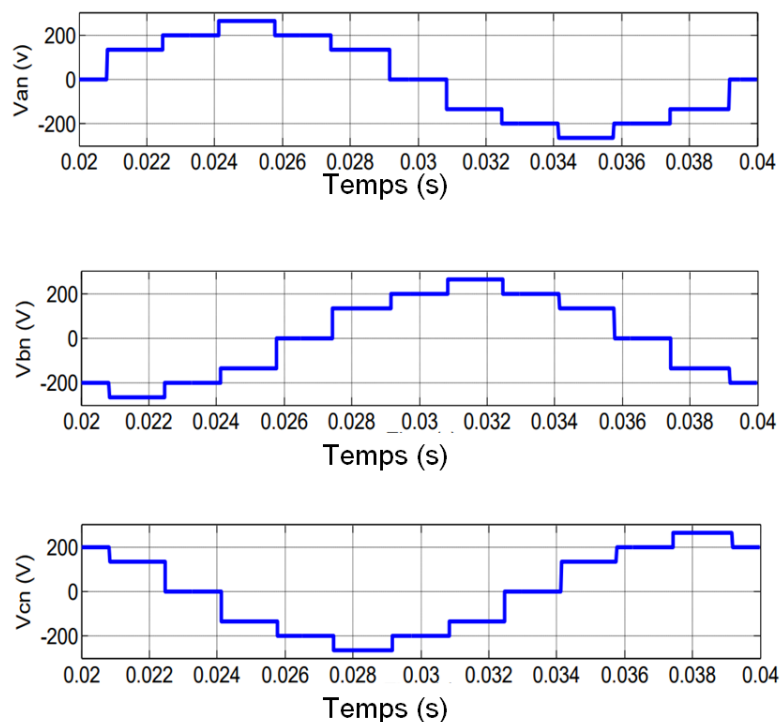
$$\begin{cases} V_A = (2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM})/3 \\ V_B = (-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM})/3 \\ V_C = (-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM})/3 \end{cases} \quad \text{II-45}$$

### II.5.2.3.1.2. Résultats de simulation

Les figures ci-dessous représentent les tensions simples et composées obtenus à la sortie de l'onduleur à trois niveaux de type NPC, ainsi que leurs spectres harmonique.



**Figure II.20.** Les signaux des impulsions des six interrupteurs supérieurs de l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC



**Figure II.21.** Tensions simples à la sortie d'un onduleur triphasé à trois niveaux

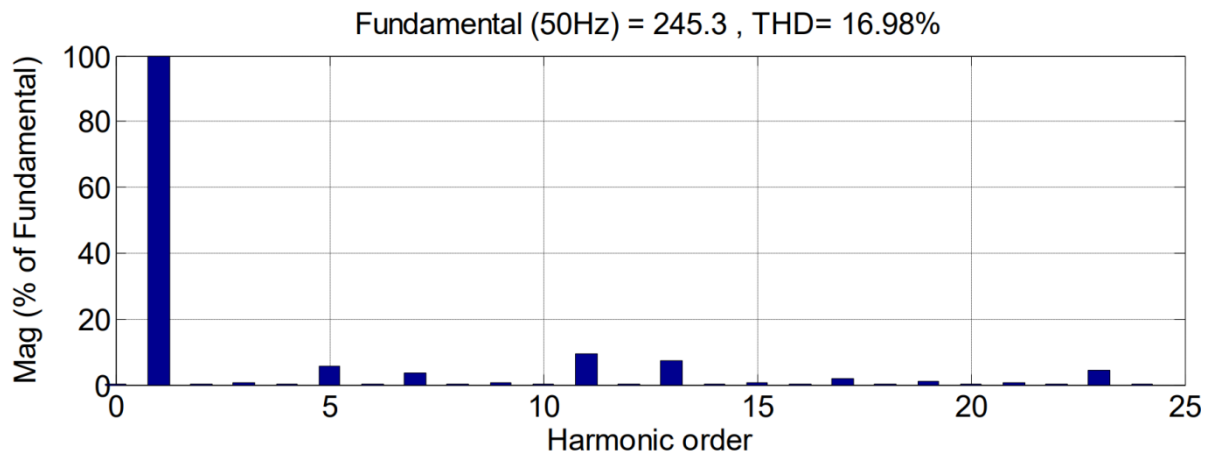


Figure II.22. Spectre harmonique de la tension de phase (simple) Van

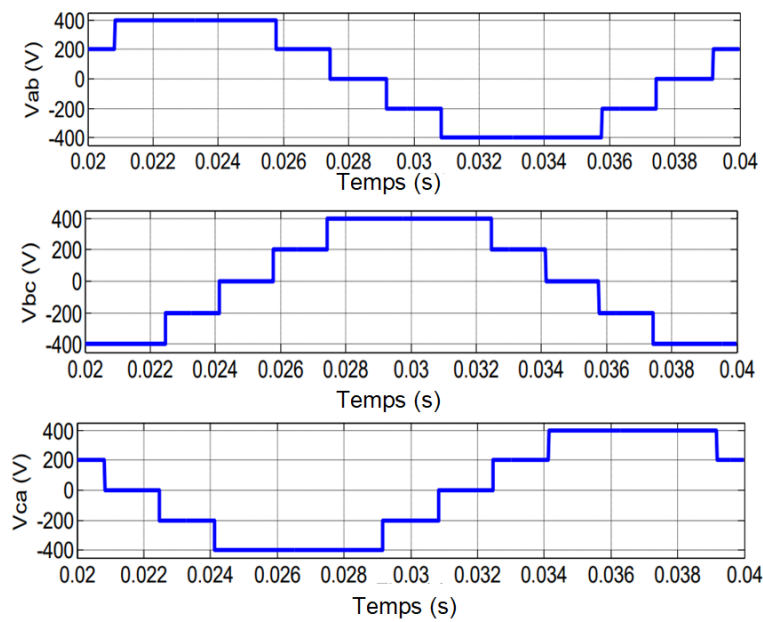


Figure II.23. Tensions composées Vab, Vbc et Vca à la sortie d'un onduleur triphasé à trois niveaux

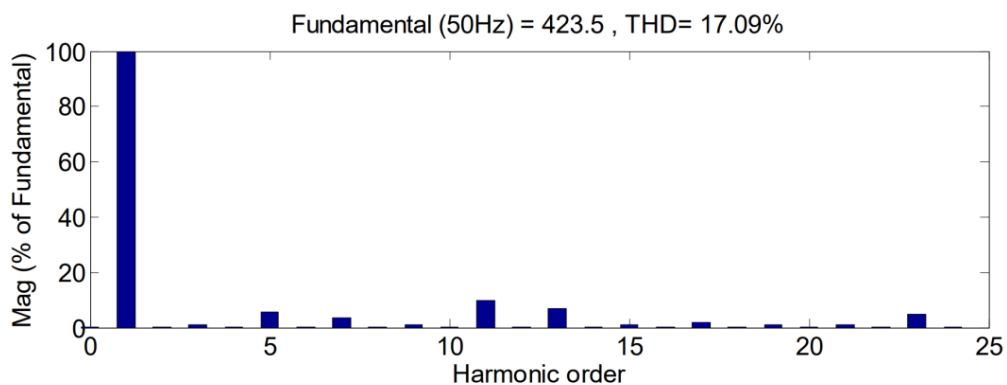


Figure II.24. Spectre harmonique de la tension composée Vab

## II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une brève idée sur les différentes parties d'une chaîne de conversion photovoltaïque ainsi que la modélisation des différentes topologies des convertisseurs statiques ; DC-DC comme les types : boost, buck et buck-boost et DC-AC comme les structures topologiques des onduleurs de tension triphasés de type (NPC, CHB et FC) qui entrent en jeu dans l'opération de conversion et d'intégration de ces énergies dans les réseaux électriques.

A travers cette étude on a constaté que les ondes de tension obtenues sont non sinusoïdales et très riches en harmoniques. Il est nécessaire de développer des stratégies de commande pour les deux stades de conversion DC-DC et DC-AC pour obtenir des tensions  $V_{dc}$  à la sortie du hacheur avec un taux de conversion accessible et un temps de réponse réduit, et une stratégie de commande pour l'onduleur pour réduire les harmoniques.

Parmi ces commandes on peut citer les stratégies de commande MPPT comme (P&O, INC, FLC, TS-FLC...) et les stratégies de commande MLI comme (sinusoïdale, vectorielle et discontinue) que nous allons aborder dans le chapitre suivant.

## Références

- [**Baimel,2016**] Baimel, D., Rabinovici, R., & Tapuchi, S. (2016). Hybrid thirteen level cascaded H-bridge inverter. *Electrical Engineering*, 98(3), 207–217.  
<https://doi.org/10.1007/s00202-015-0356-z>
- [**Behera,2022**] Behera, P. K., & Pattnaik, M. (2022). *Design and Control of DC–DC Converters in a PV-Based LVDC Microgrid*. Springer Singapore.  
[https://doi.org/10.1007/978-981-16-4388-0\\_1](https://doi.org/10.1007/978-981-16-4388-0_1)
- [**Berkoune,2016**] Berkoune, K., Vidal, P., & Rotella, F. (2016). Modélisation générique pour les stratégies de modulation des onduleurs multiniveaux : application aux onduleurs à capacités flottantes. SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE (SGE 2016) : 7-9 JUIN 2016, Grenoble, france Sge, 7–8.
- [**Chebbah,2014**] Chebbah, m. t. (2014). étude et simulation d'un convertisseur multiniveaux type puc. mémoire école de technologie supérieure université du québec.
- [**Daula,2021**] Daula, M., Rawa, M., Mekhilef, S., & Mohamed, N. (2021). A new cascaded asymmetrical multilevel inverter based on switched dc voltage sources. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 128(January), 106730.  
<https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.106730>
- [**Devi,2019**] Devi, R. M., Kavitha, M., Geetha, V., & Mary, M. P. P. (2019). Fuzzy Logic Controller-Based Bridgeless Cuk Converter for Power Factor Correction. *International Conference on Intelligent Computing and Applications, Advances in Intelligent Systems and Computing*, 846.  
<https://doi.org/10.1007/978-981-13-2182-5>
- [**Farret,2017**] Farret., M. G. S. and F. A. (2017). designing power electronic control systems. In *Modeling Power Electronics and Interfacing Energy Conversion Systems*, (Edition., pp. 83–116). John Wiley & Sons.
- [**Giovanni,2017**] Giovanni, P., Ramos-Paja, C. A., & Spagnuolo, G. (2017). PV Array Modeling at Cell Level under Non-homogeneous Conditions. In *Photovoltaic Sources Modeling* (Wiley-IEEE).  
<https://doi.org/10.1002/9781118755877.ch6>
- [**Goswami,2022**] Goswami, S., & Banerjee, A. (2022). Modeling and Performance Analysis of Various DC – DC Converters. In *DC–DC Converters for Future Renewable Energy* (Springer N, pp. 295–309). Springer Singapore.  
<https://doi.org/10.1007/978-981-16-4388-0>
- [**Guiza,2019**] Guiza, D., Soufi, Y., Ounnas, D., & Metatla, A. (2019). Design and implementation of takagi-sugeno fuzzy tracking control for a DC-DC buck converter. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 17(3), 234–243.  
<https://doi.org/10.15598/aeec.v17i3.3126>

- [**Hari,2018**] Hari Priya, T., & Parimi, A. M. (2018). Hybrid controller topology for large solar PV installations in high-voltage DC grid-connected applications. *Electrical Engineering*, 100(4), 2537–2552.  
<https://doi.org/10.1007/s00202-018-0715-7>
- [**Hye,2022**] Hye, D., Min, P., Wook, K., & Lee, J. (2022). Three - phase and single - phase motor drive system with single three - phase two - level inverter for independent speed control. *Journal of Power Electronics*, 22(1), 40–49.  
<https://doi.org/10.1007/s43236-021-00331-8>
- [**Komurcugil,2012**] Komurcugil, H. (2012). Adaptive terminal sliding-mode control strategy for DC – DC buck converters. *ISA Transactions*, 51(6), 673–681.  
<https://doi.org/10.1016/j.isatra.2012.07.005>
- [**Kumari,2021**] Kumari, R. (2021). Modelling and Comparison of Conventional SEPIC Converter with Cascaded Boost – SEPIC Converter. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, 102(1), 99–109.  
<https://doi.org/10.1007/s40031-020-00506-0>.
- [**Kunzler,2021**] Kunzler, L. M., & Lopes, L. A. C. (2021). A novel algorithm for increased power balance in cascaded H-bridge multilevel cells in a hybrid power amplifier. *Electrical Engineering*, 103(1), 551–562.  
<https://doi.org/10.1007/s00202-020-01102-7>
- [**Langyuan,2017**] Langyuan. Wang, Menglian Zhao, Xiaobo Wu, Xiaohan Gong, L. Y. (2017). Fully integrated high-efficiency high step-down ratio DC–DC buck converter with predictive over-current protection scheme. *IET Power Electronics* 10(14).  
<https://doi.org/doi:10.1049/iet-pel.2017.0087>
- [**Leredde,2011**] Leredde, A. (2011). Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux. these de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INP).
- [**Meddah,2011**] Meddah, M., Bourahla, M., & Bouchetata, N. (2011). Synthèse des convertisseurs statiques DC/AC pour les systèmes photovoltaïques. *Revue Des Energies Renouvelables ICESD'11 Adrar*, 101–112.
- [**Meekhun,2011**] Meekhun, D. (2011). Réalisation d'un système de conversion et de gestion de l'énergie d'un système photovoltaïque pour l'alimentation des réseaux de capteurs sans fil autonomes pour l'application aéronautique. these de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées - Toulouse.
- [**Nagaraju,2020**] Nagaraju, G. V. V, Rao, G. S., & Info, A. (2020). Three-phase five-level CHB inverter fed induction motor for renewable applications. *International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS)* 11(3), 1145–1152.  
<https://doi.org/10.11591/ijpeds.v11.i3.pp1145-1152>
- [**Nalina,2022**] Nalina, B. S., Kamaraj, V., Chilambarasan, M., & Babu, M. R. (2022).



Bidirectional Interleaved Switched Capacitor DC–DC Converter for Renewable Energy Applications. In *DC–DC Converters for Future Renewable Energy Systems* (pp. 109–135). Springer Singapore.

[https://doi.org/10.1007/978-981-16-4388-0\\_6](https://doi.org/10.1007/978-981-16-4388-0_6)

[**Nurcan,2018**] Nurcan, E., Ahmet, Y., & Ali, A. (2018). Design of an off-grid model of micro-smart grid connection of an asynchronous motor fed with LUO converter. *Electrical Engineering*, 100(4), 2659–2666.

<https://doi.org/10.1007/s00202-018-0734-4>

[**Ounis,2016**] Ounis, F., & Golea, N. (2016). PID, 2-DOF PID and mixed sensitivity loop-shaping based robust voltage control of quadratic buck DC-DC converter. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 14(5), 551–561.

<https://doi.org/10.15598/aeec.v14i5.1821>

[**Pabbewar,2016**] Pabbewar, A. S., & Kowsalya, M. (2016). Three Level Neutral Point Clamped Inverter using Space Vector Modulation with Proportional Resonant Controller. *Energy Procedia*, 103(April), 286–291.

<https://doi.org/10.1016/j.egypro.2016.11.287>

[**Prasad,2013**] K. N. V. Prasad, G. R. Kumar, T. V. Kiran and G. S. Narayana, "Comparison of different topologies of cascaded H-Bridge multilevel inverter," 2013 International Conference on Computer Communication and Informatics, 2013, pp. 1-6,

<https://doi:10.1109/ICCCI.2013.6466135>.

[**Shenbagalakshmi,2020**] Shenbagalakshmi, R. (2020). Analysis of super lift Luo converter with discrete time controller. *Sādhanā*, 45(1), 1–5.

<https://doi.org/10.1007/s12046-020-1307-6>

[**Sivakumar,2016**]: Sivakumar, S., Sathik, M. J., Manoj, P. S., & Sundararajan, G. (2016). An assessment on performance of DC-DC converters for renewable energy applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 58, 1475–1485.

<https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.12.057>

[**Sorouri,2022**]: Sorouri, H., Sedighzadeh, M., Oshnoei, A., & Khezri, R. (2022). An intelligent adaptive control of DC – DC power buck converters. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, 141.

<https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2022.108099>.

[**Subha,2021**]: Subha, S. N. S. (2021). Design of ANFIS controller for intelligent energy management in smart grid applications. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, 12(6), 6117–6127.

<https://doi.org/10.1007/s12652-020-02180-y>

[**Touil,2019**]: TOUIL, S.-A. (2019). *Commande des onduleurs de tension en modulation discontinue: application aux sources photovoltaïques*. these de doctorat, Université

Mohammed Seddik Benyahia - Jijel.

**[Viswanatha,2022]:** V. Viswanatha, A. C. R. and R. V. S. R. (2022). Bidirectional DC-DC converter circuits. Journal of Electrical Systems and Information Technology, 9(6), pp 1-29.

<https://doi.org/10.1186/s43067-022-00048-z>.

**[Videaum,2014]:** Videaum., n. (2014). convertisseurs continu-continu non isolés à haut rapport de conversion pour piles à combustible et électrolyseurs - apport des composants GAN. thèse de doctorat; Institut National Polytechnique de Toulouse, Université de Toulouse.

# Chapitre *III*

---

## *Commande des convertisseurs DC-DC et DC-AC*

III.1. Introduction.....	57
III.2. Stratégies de commande des hacheurs.....	57
III.3. Les Différentes Stratégies de commandes MLI des onduleurs.....	68
III.3.1. La modulation sinusoïdale (SPWM).....	62
III.4.2. La modulation vectorielle.....	64
III.4.3. La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID).....	65
III.4.2.1. DPWM-MIN et DPWM-MAX.....	66
III.4.2.2. DPWM0, DPWM1 et DPWM2.....	67
III.4.2.3. DPWM3.....	67
III.5. Conclusion.....	76
Références .....	77

### III.1. Introduction

Dernièrement, les stratégies de commande des convertisseurs statique tel que la technique MPPT du hacheur et l'MLI d'onduleur sont devenues le centre d'intérêt d'un nombre important de recherches afin d'améliorer les performances dynamiques du système PV, principalement en termes d'aptitude à poursuivre rapidement le point de puissance et de réduire le taux d'harmonique

Ce chapitre qui est consacré à ces stratégies de commande va être étalé sur deux parties principales :

La première partie est consacrée aux stratégies de contrôle et d'optimisation des hacheurs, tandis que dans la deuxième partie, nous donnerons un bref aperçu des stratégies de contrôle des onduleurs.

### III.2. Stratégies de commande des hacheurs

Dans cette section, une grande réflexion ont été menées sur les commandes de maximisation de puissance, dites MPPT (Maximum Power Point Tracking). Par conséquent, plusieurs chercheurs ont essayés de développer des algorithmes permettant d'extraire le maximum d'énergie convertie par le panneau et alors qui permet un fonctionnement optimal du système photovoltaïque. De plus, nombreuses méthodes ont été proposées dans la littérature pour atteindre l'objectif de l'algorithme(MPPT).Ces techniques peuvent être classées en trois catégories[Abbes,2014] :

- Les méthodes indirectes qui reposent sur une connaissance préalable sur la mesure d'une fraction de tension de circuit ouvert 'FCO' ou sur la mesure d'une fraction de courant de court-circuit 'FCC', la mesure de la température (T), et sur le retour de tension ou courant [Kumari,2011].
- les méthodes directes ou MPPTs conventionnels qui incluent la méthode de Perturbation et Observation 'P&O', Incrémentation de la Conductance (INC) et Hill Climbing (HC) [Hammami,2019][Shaoliang,2019].
- les algorithmes basés sur l'intelligence artificielle (IA) dont celles basées sur la logique floue [Logeswaran,2015][Tiwari,2020].

Chacune de ces méthodes ayant une approche distincte pour atteindre le MPP.

#### III.2.1. Algorithme de perturbation et observation (P&O)

L'algorithme P&O est l'une des techniques les plus couramment appliqué dans le contrôle de l'algorithme MPPT pour le générateur PV ; en raison de sa structure simple, sa facilité de mise en œuvre et de l'exigence d'une faible puissance de calcul.

L'algorithme implique une perturbation sur le système par l'augmentant ou la diminution de la tension de fonctionnement  $\Delta V_{pv}$  et observant l'effet sur la puissance à la sortie  $\Delta P_{pv}$ . Dans cette technique le signe de la dernière perturbation et le signe du dernier incrément de puissance sont utilisés pour décider de la prochaine perturbation, comme montre sur la (figure III-1).

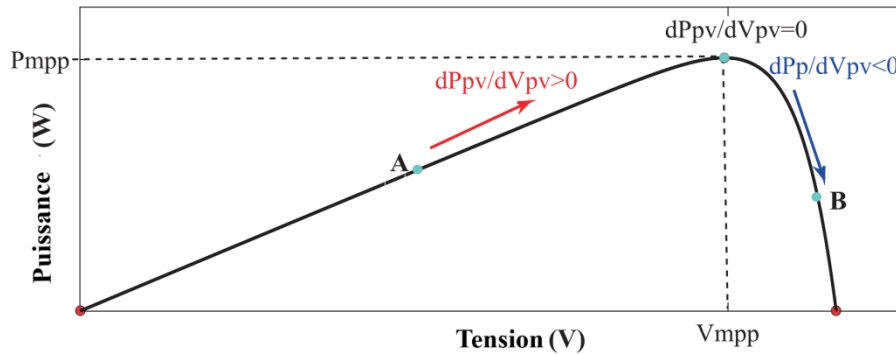


Figure III.1. Courbe P-V de l’algorithme P&O

L’organigramme de la (figure III-2) donne la méthode de travail du suiveur ; Si la puissance augmente, alors la perturbation a déplacé le point de fonctionnement vers le MPP. L’algorithme P&O continuera à perturber la tension dans le même sens. Par contre si la puissance diminue  $\Delta P_{pv}$  la perturbation à dépasser le point de fonctionnement du MPP. L’algorithme inversera la direction de la perturbation suivante.

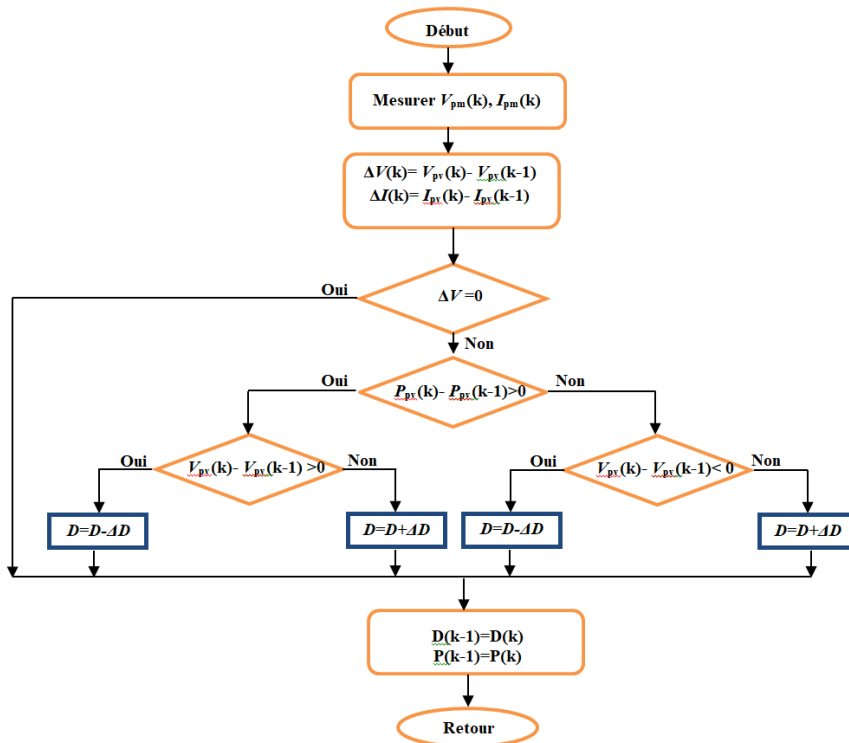


Figure III.2. Organigramme de la méthode perturbation et observation (P&O)

Le principal inconvénient de cette technique est l'oscillation autour du MPP au lieu de le suivre directement. Puisque, lorsque le point de fonctionnement atteint très près du MPP, il ne s'arrête pas au MPP et continue à perturber dans les deux sens, c'est ce qui cause une perte de puissance. De plus, la technique P&O ne peut pas suivre le MPP pendant les niveaux d'irradiation solaire inférieurs et lorsque l'irradiation solaire change rapidement, cette

technique MPPT considère que la variation du MPP est due à une perturbation et finit par calculer le MPP dans la mauvaise direction.

**III.2.2. Algorithme MPPT basé sur l'incrémentation de conductance (INC)**

L'algorithme de conductance incrémentale (INC) qui est illustré à la figure (III-3), cherche à surmonter les limitations de l'algorithme de perturbation et d'observation P&O en utilisant la conductance incrémentale du photovoltaïque. Cet algorithme fonctionne en recherchant le point de fonctionnement en tension auquel la conductance est égale à la conductance incrémentale en utilisant les informations de la source de tension et de courant [Babaa,2014][Attoui,2021].

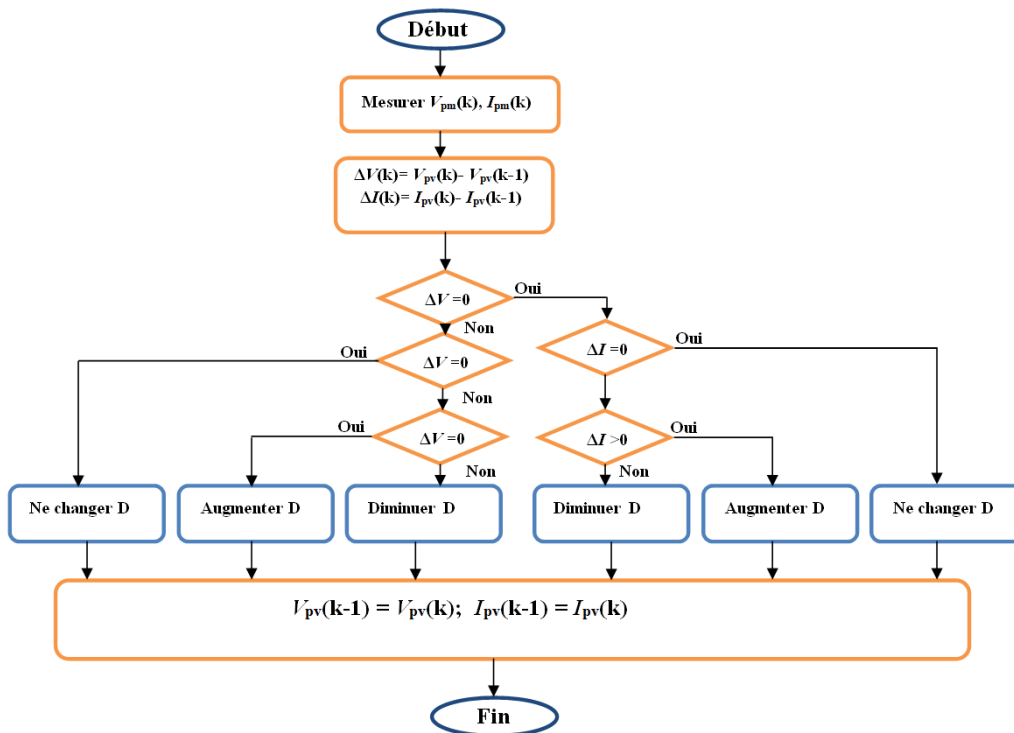
La figure (III-3) représente l'organigramme de mise en œuvre du schéma INC [Mirzaa,2020]. La pente de puissance  $dP_{pv}/dV_{pv}$  peut être exprimée comme suit :

$$\left(\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}}\right) = i_{pv} + V_{pv} \frac{d(i_{pv})}{dV_{pv}} \tag{III-1}$$

Si  $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$  alors le système PV fonctionne à la production d'énergie maximale, et  $\frac{di_{pv}}{dV_{pv}} = -\frac{i_{pv}}{V_{pv}}$

Par conséquent, la loi de mise à jour pour  $V_{ref}$  est donnée par les règles suivantes

$$\begin{cases} V_{ref} = V_{ref}(k-1) + \Delta V; \text{ pour } \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 \\ V_{ref} = V_{ref}(k-1) - \Delta V; \text{ pour } \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 \end{cases} \tag{III-2}$$



**Figure III.3.** Organigramme de la méthode INC.

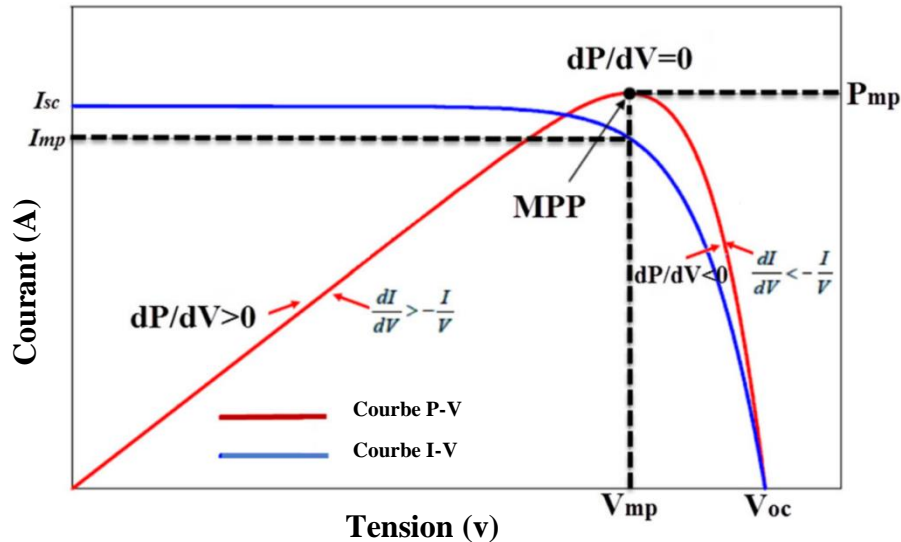


Figure III.4. Algorithme conductance incrémentale

### III.2.3. MPPT basé sur la logique floue (Mamdani)

Le contrôleur à logique floue (Fuzzy Logic Control FLC) est l'une des technologies les plus compétentes pour améliorer le temps de réponse du système PV, contrairement aux méthodes MPPT basées sur les perturbations et l'observation et basées sur l'INC qui sont lentes. L'avantage de ces techniques est qu'elles peuvent fonctionner avec des valeurs d'entrées peu précises et qu'elles n'ont pas besoin de modèle mathématique de grande précision. De plus, elles peuvent traiter des non linéarités [Bouzeria,2016]

En outre, ce contrôleur offre au système un contrôle robuste sans procédure de conception pour un locus racine, une réponse en fréquence ou un placement de pôles d'entrées et de sorties. ce contrôleur comporte trois étapes : la fuzzification, la construction logique et la défuzzification [Chandrasekaran,2021].

Le principe d'une commande floue se base sur deux variables d'entrées qui sont l'erreur  $E$  et le changement d'erreur  $\Delta E$  et une variable de sortie  $d$  (variations du rapport cyclique). La valeur de la variable de sortie, qui pilote le convertisseur statique pour rechercher le PPM, est déterminée à l'aide d'une table de vérité et de l'évolution des paramètres d'entrée.

Les paramètres d'entrées  $E$  et  $\Delta E$  sont liées aux équations suivantes:

$$E(n) = \frac{P_{pv}(n) - P_{pv}(n-1)}{V_{pv}(n) - V_{pv}(n-1)} \quad \text{III-3}$$

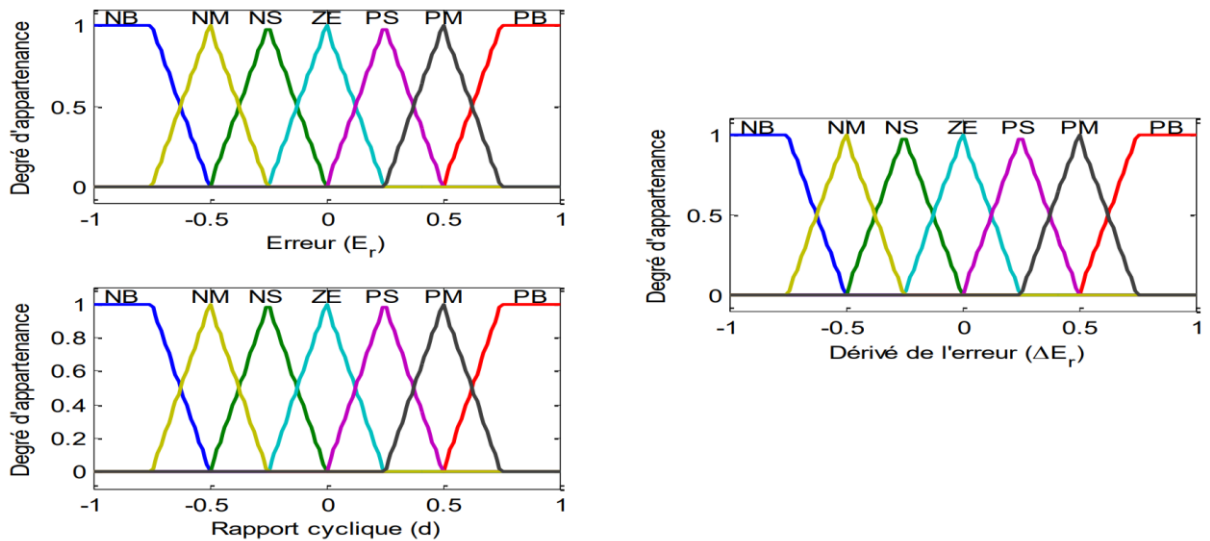
$$\Delta E(n) = E(n) - E(n-1) \quad \text{III-4}$$

En général, le contrôleur de la base de connaissances floue qui est une partie de FLC se compose de trois parties principales: la fuzzification, les règles d'inférence et la défuzzification.

**a. Fuzzification**

Des valeurs de fonction d'appartenance sont attribuées aux variables linguistiques, à l'aide de sept sous-ensembles flous : NB (gros négatif), NM (moyen négatif), NS (petit négatif), ZE (zéro), PS (petit positif), PM (moyen positif), et PB (grand positif). La partition des sous-ensembles flous et la forme de la fonction d'appartenance, qui peut adapter la forme au système approprié, sont illustrées à la (figure III.5).

La forme triangulaire de la fonction d'appartenance de cet arrangement suppose que pour toute entrée particulière il n'y a qu'un seul sous-ensemble flou dominant.



**Figure III.5.** Variables linguistiques du FLC

**b. Méthode d'inférence**

L'opération de composition est la méthode par laquelle une sortie de contrôle est générée. Plusieurs méthodes de composition telles que Max-Min et Max-Dot ont été proposées dans la littérature. La fonction d'appartenance en sortie de chaque règle est donnée par l'opérateur Min (minimum) et l'opérateur Max (maximum). Le tableau 1 montre la base de règles du FLC.

**Tableau III.1.** Table des inférences floue pour une commande par logique floue

CE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
<b>E</b>							
<b>NB</b>	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
<b>NM</b>	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
<b>NS</b>	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
<b>ZE</b>	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
<b>PS</b>	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
<b>PM</b>	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
<b>PB</b>	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB



**c. Défuzzification**

Une étape de défuzzification est nécessaire pour obtenir une valeur de contrôle non floue. La défuzzification pour ce système est la méthode de la hauteur qui est à la fois simple et rapide, et se trouve dans un système de m règles données par :

$$du = \left( \frac{\sum_{k=1}^m C(k) \times W_k}{\sum_{k=1}^n W_k} \right) \tag{III-5}$$

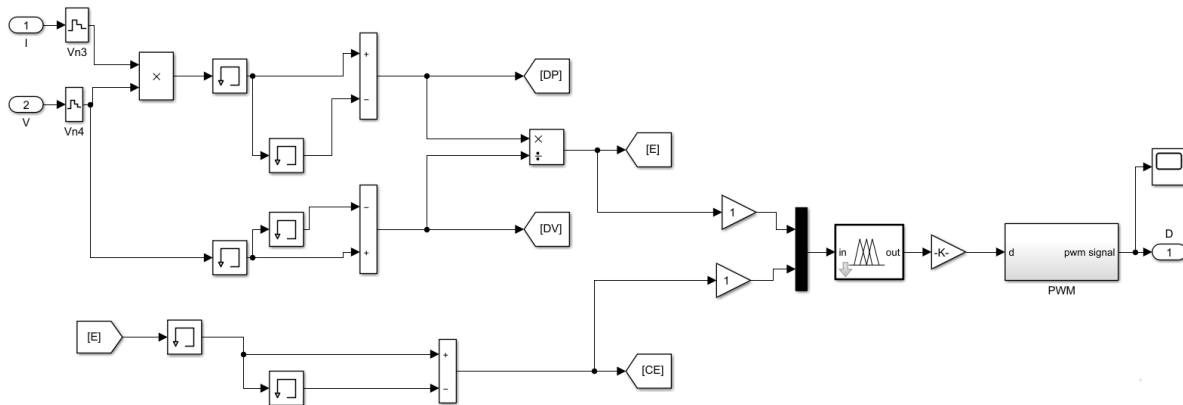
Où :

du: est le changement de sortie de contrôle,

c(k): est la valeur de crête de chaque sortie,

wkis: la hauteur de la règle k.

La sortie du FLC est utilisée pour modifier la sortie de contrôle. Ensuite, la sortie de commande est comparée à la forme d'onde en dents de scie pour générer une impulsion pour le commutateur contrôlable (D) du convertisseur élévateur [Patcharaprakiti,2005].



**Figure III.6.** Modèle Simulink de la commande Floue

**III.2.4. Contrôleur à logique floue de Takagi Sugeno T-S**

Le contrôleur à logique floue Takagi Sugeno T-S est similaire avec la méthode d'inférence floue de Mamdani dans les parties fuzzification des entrées et l'application de l'opérateur flou. La différence réside dans la fonction d'appartenance de sortie qui peut être linéaire ou constante et également différer dans sa règle conséquente. Considérons l'équation générale d'un système non linéaire dynamique :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y(t) = \varphi(x(t)) \end{cases} \tag{III-6}$$

Où :

$x(t) \in \mathbb{R}^n$  est le vecteur d'état,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  est le vecteur de commande,  $y(t) \in \mathbb{R}^q$  est le vecteur de sortie.  $f(x(t))$ ,  $g(x(t))$  et  $\varphi(x(t))$  sont des fonctions non linéaires de dimensions appropriées.

Le système d'équation (III-6) non linéaire peut être décrit par un ensemble de règles floues Si-Alors qu'il représente localement les relations entrées/sorties d'un système en exprimant chaque conclusion par un système linéaire [Gupta,2015][Abid,2014][Guiza,2019][Elbaset,2019][Ounnas,2017]. Les règles du modèle s'écrivent :

Si  $Z_1(t)$  est  $F_{1i}$  et ... et Si  $Z_j(t)$  est  $F_{ji}$  Alors :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = C_x(t) = V_0 \end{cases} \quad i=1, \dots, r \quad \text{III-7}$$

L'inférence du système flou est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i \cdot (z(t)) \{A_i x(t) + B_i u(t)\}}{\sum_{i=1}^r \omega_i \cdot (z(t))} \\ y(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \omega_i \cdot (z(t)) (C_i x(t))}{\sum_{i=1}^r \omega_i \cdot (z(t))} \end{cases} \quad \text{III-8}$$

où  $i = 1, \dots, r$ ,  $z(t) = [z_1(t), z_2(t) \dots z_g(t)]$ ,  $\omega_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p F_{ij}(z_j(t))$ .  $F_{ij}(z_j(t))$  est la valeur de la fonction d'appartenance  $z_j(t)$  dans l'ensemble flou,  $F_{ij}$ , et  $\forall t \geq 0$ , on a :

On distingue trois méthodes d'obtention d'un modèle flou de type T-S à partir d'un système non linéaire :

- Obtention de modèle T-S par identification.
- Obtention de modèle T-S par linéarisation.
- Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires.

### III.2.5. Optimisation de l'essaim de particules (PSO)

L'algorithme des essaims de particules ou (Particle Swarm Optimization PSO) est une technique d'optimisation stochastique inspirée du comportement des animaux tels que les oiseaux. Cette technique est développée en 1995 par James Kennedy et Russell Eberhart, et est utilisée pour résoudre la plupart des problèmes qui dépendent du flux de puissance optimal [Aouchiche,2020].

Cet algorithme se compose de trois étapes, la première étape pour l'évaluation des particules, la deuxième pour mettre à jour les meilleurs individuels et globaux, et la troisième étape pour obtenir la vitesse et la position mises à jour de chaque particule, à la fin certaines conditions d'arrêt sont remplies et ces étapes sont répétées. La figure (III.7) montre les différentes directions de cette technique [Mahesh,2019].

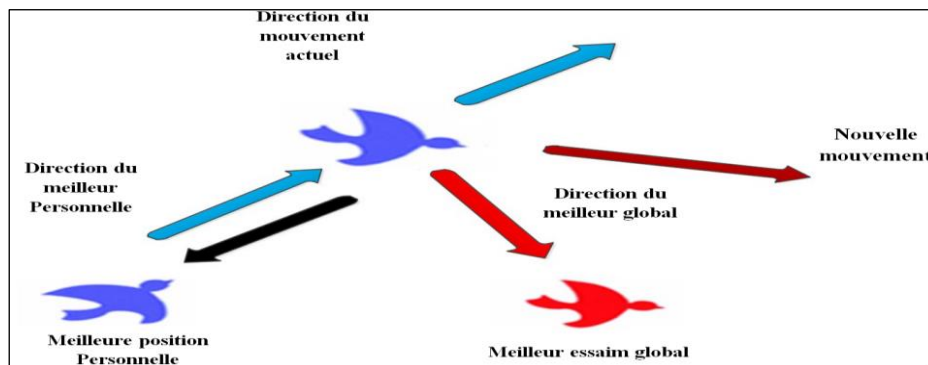


Figure III.7. Directions de la technique PSO

L'ensemble de solutions vont être générées de manière aléatoire, puis elles se déplacent vers la solution optimale de manière itérative. Chaque particule individuelle dans l'espace aura une position et une vitesse, qui sont ajustées dynamiquement à l'aide de deux solutions, l'une est la meilleure solution personnelle et la meilleure solution globale trouvée jusqu'à présent. Supposons que dans un espace de dimension  $d$ , la position des particules soit  $X_i=[X_{1d}, X_{2d}, X_{3d} \dots X_{nd}]$ , et leurs vitesses respectives sont  $V_i=[V_{1d}, V_{2d}, V_{3d} \dots V_{nd}]$ , puis après avoir trouvé la meilleure position personnelle obtenue ( $P_{Best}$ ) et la meilleure position obtenue au voisinage (global)  $G_{Best}$ .

La PSO repose sur les règles, de la mise à jour des positions locales et globale de particules et du groupe donnée par les équations [Saleh,2021]:

$$V_{id}(t+1) = w * V_{id}(t) + C_1 * r_1 * (P_{Best_{id}}(t) - x_{id}) + C_2 * r_2 * (G_{Best_{id}}(t) - x_{id}(t)) \quad \text{III-9}$$

$$x_{id}(t+1) = x_{id}(t) + V_{id}(t+1) \quad \text{III-10}$$

$V_{id(t+1)}$ ,  $V_{id}$ : étant les vitesses de la particule aux itérations  $t+1$  et  $t$  ;

$x_{id(t+1)}$ ,  $x_{id}$ : étant les positions de la particule aux itérations  $t+1$  et  $t$  ;

$P_{Best}$ : est la meilleure ancienne position de la particule  $i$  ;

$G_{Best}$ : est la meilleure position du voisinage de la particule  $i$  à l'itération  $t$  ;

$C_1$ ,  $C_2$ : représentent des coefficients de confiance, ce sont des valeurs aléatoires entre  $[0,1]$  ;

$w$ : Facteur d'inertie ;

La table ci-dessous donne les paramètres prévus de l'algorithme PSO

**Tableau III.2.** Paramètre de l'algorithme PSO

	Symbole	Valeur
Nombre d'essais	swarms	10
Nombre des itérations	iter_max	20
Poids de l'information locale	c1	0.02
Poids de l'information globale	c2	0.05
Poids de l'inertie	w	0.5
Dimension du problème	Dim	1
Point global de puissance maximale	GMPP	0

A chaque itération de l'algorithme, chaque particule est déplacée suivant les équations (III-9) et (III-10). Une fois le déplacement des particules effectué, les nouvelles positions sont évaluées par une fonction dite fitness  $f$ . Cette fonction est à caractère maximal (plus grande pour une position meilleure). Donc une comparaison de la fonction fitness de chaque position de la particule  $i$  à l'instant  $t$  est faite, avec la fonction fitness de sa meilleure position (locale)

pour déterminer  $P_{id}(t)$ , et avec les fonctions fitness de la meilleure position de toutes les particules (globale) pour déterminer  $G_{id}$ .

$$\text{Si } f(x_i(t+1)) > f(P_{Best}(t)) \Rightarrow P_{Best}(t) = x_i(t+1) \quad \text{III-11}$$

$$\text{Si } f(x_i(t+1)) > f(G_{Best}(t)) \Rightarrow G_{Best}(t) = x_i(t+1) \quad \text{III-12}$$

### III.2.6. Algorithme génétique

Les algorithmes génétiques (AG) sont des algorithmes d'optimisation globale applicable aux systèmes linéaires et non-linéaires introduits par John H.Holland et popularisés par David Goldberg en 1989 [Saadaoui,2021]. Plusieurs opérateurs génétiques effectuant la reproduction, la sélection, la mutation et la recombinaison ont également été proposés jusqu'à présent. A l'inverse des méthodes de recherche locale qui font intervenir une solution unique, les méthodes évolutives manipulent un groupe de solutions admissibles à chacune des étapes du processus de recherche.

Partant d'une population initiale, l'algorithme génétique exploite les informations contenues dans la population actuelle et explore de nouveaux individus (chromosomes) en appliquant les opérations de la génétique sur cette population (les parents) on arrive à engendrer une nouvelle population (descendants) et les individus les plus adaptés (solutions plus proches) seront pris pour former la population suivante, et ainsi de suite jusqu'à l'obtention de la solution optimale [Dessein,2020].

Les étapes d'un algorithme génétiques simple est donc les suivantes :

- Initialisation : Une population initiale de N chromosomes est tirée aléatoirement.
- Évaluation : Chaque chromosome est décodé, puis évalué.
- Création d'une nouvelle population par l'utilisation d'une méthode de sélection appropriée.
- Reproduction : Possibilité de croisement et mutation au sein de la nouvelle population.
- Insertion de la nouvelle population de descendants où les individus le moins adaptés vont disparaître.

### III.2.7. Réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones est formé d'un ensemble de neurones formels interconnectés entre eux et organisés en groupes dits couches, de telle sorte que le même type de fonction d'activation est utilisé pour les neurones de la même couche. Le choix de la structure est fait suivant la simplicité de mise en œuvre et l'efficacité des algorithmes d'adaptation répondant aux performances désirées. Selon la nature des connexions entre ces couches, les réseaux de neurones peuvent être classés en deux structures principales: les réseaux récurrents (bouclés) et les réseaux non récurrents (non bouclés) [ Chettibi,2017].

### III.2.8. Approches d' méta-heuristique

Il existe quatre approches méta-heuristiques cité afin d'étudier le comportement dynamique du système PV connecté au réseau. Ces approches sont: l'algorithme d'optimisation de baleine (WOA), l'algorithme d'optimisation des loups gris (GWO),

l'algorithme d'optimisation des fourmilions (ALO) et l'algorithme d'optimisation Hétérocère-Flamme (MFO).

### III.2.8.1. Algorithme d'Optimisation de Baleine (WOA)

L'algorithme d'optimisation de baleine à bosse (Whales Optimization Algorithm (WOA)) est un algorithme d'optimisation méta-heuristique. Le WOA est inspiré du comportement de baleines à bosse lors de la chasse. Il est appelé chasse à bulles spirale qui consiste à utiliser des filets de bulles pour encercler et attraper les proies [Ning,2021] [Trivedi,2017].

La figure (III.8) montre les étapes de cette approche par un organigramme

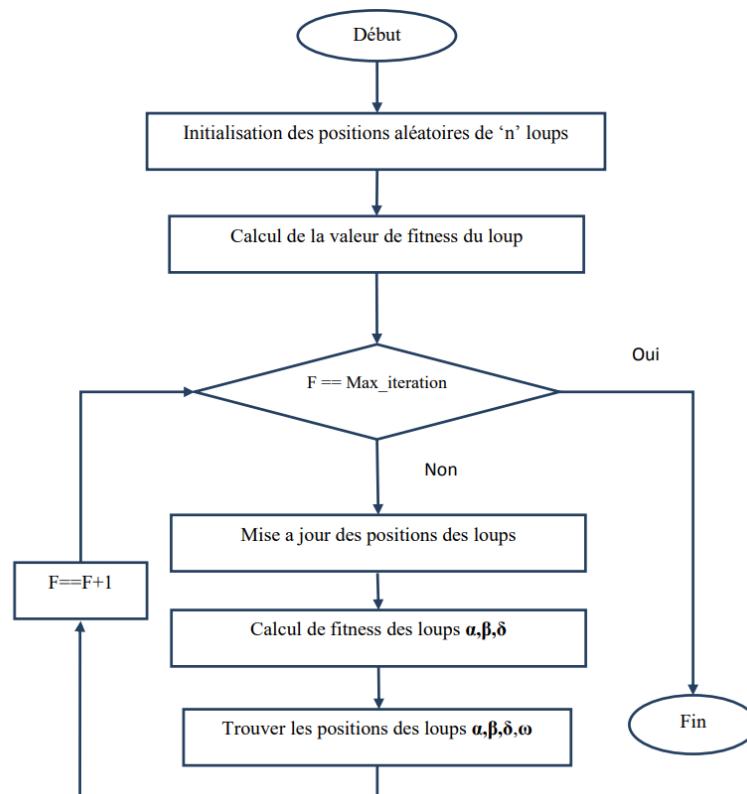
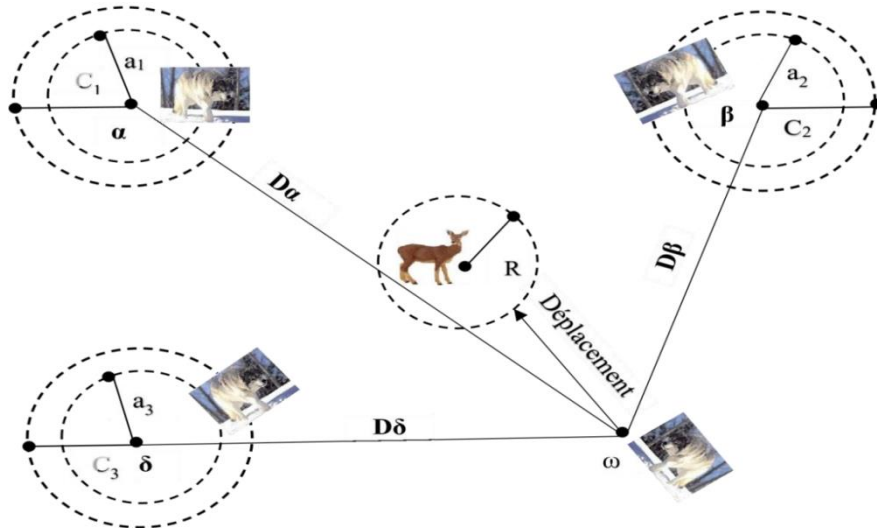


Figure III.8. Organigramme de l'algorithme GWO

### III.2.8.2. Algorithme d'Optimisation des Loups Gris (GWO)

L'algorithme d'optimisation des loups gris (Grey Wolves Optimisation (GWO)) a été développé afin d'imiter la hiérarchie sociale des loups gris et en particulier leurs comportements durant la chasse [Jangir,2016] [Yin,2022].

le GWO utilise quatre types de populations de loups : Les loups  $\alpha$  qui mènent la chasse sont considérés les meilleures solutions. Les loups  $\beta$  et  $\delta$  qui représentent les meilleures seconds et troisièmes respectivement, peuvent assister les loups  $\alpha$  dans la prise de décision, les loups  $\omega$  sont des loups suiveurs.



**Figure III.9.** Mise à jour des positions des loups.

L'algorithme GWO se déroule selon les étapes suivantes :

- Initialisation aléatoire des positions des loups  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\delta$  dans l'espace de recherche limitée par les valeurs minimales et maximales
- Le calcul de la fonction objective (fitness)
- La mise à jour des positions des loups
- Le calcul de fitness et la mise à jour des positions des loups à chaque itération jusqu'à atteindre Max\_itération qui le critère d'arrêt de la GWO [Korich, 2022].

### III.2.8.3. Algorithme d'Optimisation des Fourmilions (ALO)

L'algorithme d'optimisation des fourmilions (Antlions Optimization algorithm (ALO)) est un algorithme stochastique qui était inspiré du comportement de chasse de fourmilions.

L'intelligence des fourmilions influencée par la nature a permis d'élaborer une stratégie de chasse exclusive où les fourmis sont tentées de visiter leurs tanières qui finissent par devenir leurs pièges mortels, il creuse une fosse en forme de cône dans le sable en se déplaçant le long d'un chemin circulaire et en jetant du sable avec sa mâchoire massive. L'antlion se cache sous le fond du cône et attend que les insectes (de préférence les fourmis) soient piégés dans la fosse [Saxena,2016]. Lorsque le fourmilion apprend qu'une fourmi se déplace sur son territoire, il augmente les chances de l'attraper en tirant plus de sable vers l'extérieur de la fosse et en faisant ainsi la bouche de la fosse

L'objectif de base de cet algorithme se concentre sur le fait que la fourmi est piégée dans les fosses conçues par les fourmilions qui les chassent avec succès, ce qui est le but ultime. Et cela imite la condition de trouver une solution possible dans un espace de recherche pendant qu'une technique d'optimisation est utilisée [Subhashini,2017].

#### III.2.8.4. Algorithme d'optimisation Hétérocère-Flamme (MFO)

L'algorithme d'optimisation Hétérocère-Flamme (Moth-flame Optimisation (MFO)) basé sur le comportement de l'hétérocère qui dépend du processus d'orientation transversale. Les hétérocères poursuivent les flammes qui sont considérées comme les meilleures positions [Lei,2019].

Dans l'algorithme MFO, on suppose que les solutions candidates sont des papillons de nuit et que les variables du problème sont la position des papillons de nuit dans l'espace. Par conséquent, les papillons peuvent voler dans un espace 1-D, 2-D, 3-D ou hyper dimensionnel en changeant leurs vecteurs de position.

Étant donné que l'algorithme MFO est un algorithme basé sur la population, l'ensemble des papillons est représenté dans une matrice comme suit [Mirjalili,2015] :

$$M = \begin{bmatrix} m_{n1} & \cdots & m_{1d} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{nn} & \cdots & m_{nd} \end{bmatrix} \quad \text{III-13}$$

Où :

n : est le nombre de papillons.

d : est le nombre de variables (dimension).

Pour tous les papillons nocturnes, nous supposons également qu'il existe un tableau pour stocker les valeurs de fitness correspondantes comme suit :

$$OM = \begin{bmatrix} OM_1 \\ \vdots \\ OM_n \end{bmatrix} \quad \text{III-14}$$

### III.3. Les stratégies de commandes MLI des onduleurs

De nombreuses techniques de modulation peuvent être utilisées dans les onduleurs multiniveaux parmi elle la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI qui est une famille importante des techniques de modulation [Rubeena,2022]. MLI est la stratégie la plus souvent adoptée pour la commande rapprochée des interrupteurs des convertisseurs statiques, elle consiste à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur.

Le but de cette technique est de régler la tension de sortie en fonction de la charge utilisée en gardant la tension du bus continu égal à sa valeur de référence [Bouzeria,2016]. Ainsi, elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie cela rend le filtrage facile. Aussi, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, donnant ainsi la possibilité de moduler la forme de cette tension et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde. La génération des signaux de commande de la modulation MLI se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide

d'une commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux. Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs [Zaamouche,2018].

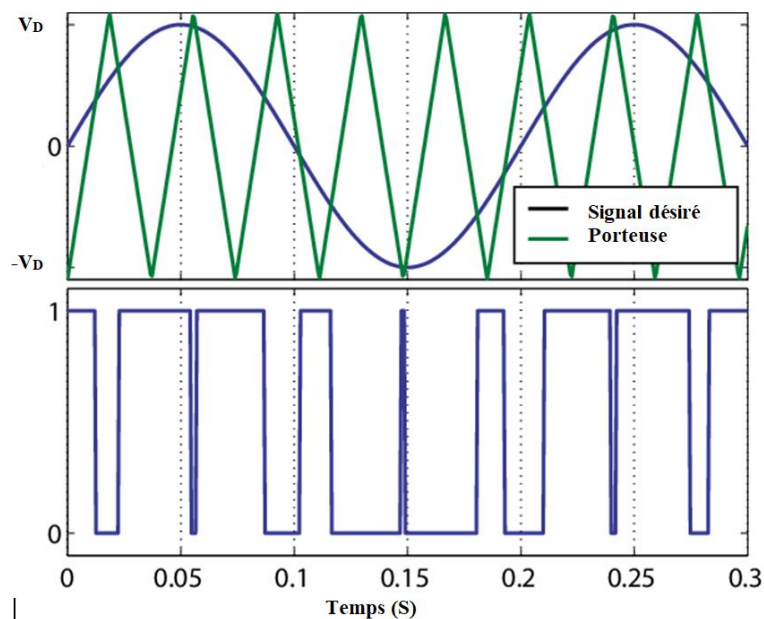
Les techniques principales de modulation de largeur d'impulsion peuvent être classifiées en trois types: la modulation sinusoïdale, la modulation vectorielle et la modulation discontinue.

### III.3.1. La modulation sinusoïdale (SPWM)

La modulation sinusoïdale consiste à utiliser d'une seule forme d'onde triangulaire désignée comme un signal porteur comparé à trois signaux de modulation de référence sinusoïdaux décalés chacun de  $120^\circ$ , dans le but d'annuler la valeur moyenne du courant du point milieu (durant la période de modulation)

La fréquence du signal porteur doit être supérieure à la fréquence de référence sinusoïdale en tant que nombre triple  $n$ , et l'amplitude du signal de référence toujours inférieure à la crête du signal de porteur. Le rapport d'amplitude entre ces signaux est défini comme l'indice de modulation  $M$ , par conséquent les modèles de déclenchement pour les commutateurs sont créés en fonction de l'intersection entre la porteuse et le signal de référence.

Cette technique exige une commande séparée pour chacune des phases de l'onduleur. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.



**Figure III.10.** Le signal de la MLI sinusoïdale

#### III.3.1.1. Caractéristique de la modulation sinusoïdale (SPWM)

Dans les onduleurs multi niveaux, L'indice de modulation  $M$  et Le coefficient de réglage  $r$  sont définis de la manière suivante :



$$M = \frac{A_m}{A_c} \quad \text{III-15}$$

$$r = \frac{f_c}{f_m} \quad \text{III-16}$$

Ou :

$A_m$  : est l'amplitude de la référence

$A_c$  : est l'amplitude crête de la porteuse

$f_c$  : est la fréquence de la porteuse

$f_m$  : est la fréquence de la référence

Le facteur d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques (THD) de la tension de sortie, définit par le rapport entre la somme quadratique des harmoniques de tension à la somme quadratique du fondamental.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{i=n} (V_i)^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^{i=n} (V_i)^2}} \times 100 \quad \text{III-17}$$

Ce taux est validé par la norme IEEE STD 519-2014 [IEEE, 2014]

On distingue deux stratégies de modulation à MLI sinusoïdale: naturelle (à une seule porteuse unipolaire) et à double triangle (à deux porteuses unipolaires). Il s'agit de déterminer pour un onduleur triphasé le signal de commande généré par chacune des deux techniques.

### III.3.1.a. La modulation sinusoïdale unipolaire

La modulation sinusoïdale unipolaire est issue de l'intersection entre une modulante sinusoïdale et une porteuse triangulaire.

Cette méthode est appliquée sur l'onduleur triphasé à trois niveaux en identifiant la tension  $U$  à la tension de boucle  $E_c/2$  et la tension  $U'$  à l'une des trois tensions de sortie de l'onduleur. Comme elle est représentée sur la figure (III.11). Dans la première alternance, le signal MLI est défini sur seulement 2 niveaux, 0 lorsque la modulante est inférieure à la porteuse et  $+E_c/2$  lorsqu'elle est supérieure. Dans la seconde alternance, le signal est égal à 0 lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et  $-E_c/2$  si elle est inférieure [Depernet,2013].

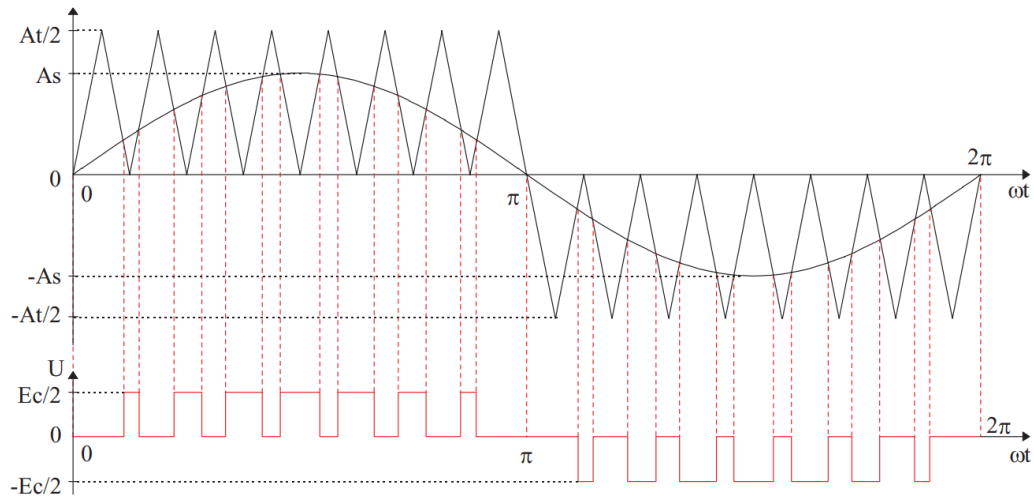


Figure III.11. Modulation sinusoïdale unipolaire

**III.3.1.b. Modulation sinusoïdale à doubles triangles**

Le principe de cette stratégie est basé sur l’utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence  $f_c$  et de même amplitude  $A_c$ . Ces signaux sont comparés pour chaque phase, avec un signal de référence d’amplitude  $A_m$  et de fréquence  $f_m$  [Samiotis,2019], comme illustré sur la figure (III.12)

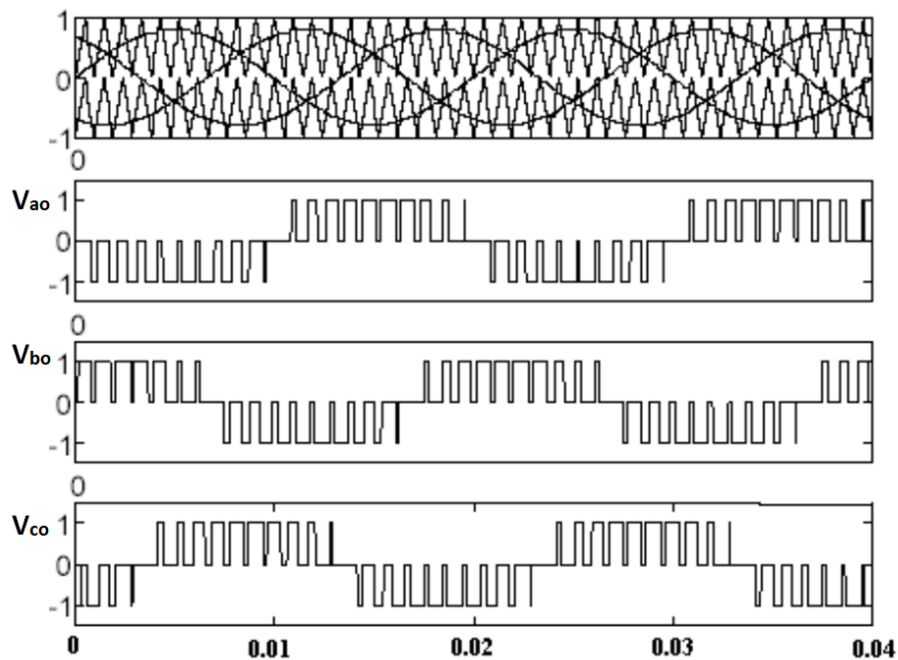


Figure III.12. Principe de la MLI à doubles triangles

**III.3.1.2. Générations des rapports cycliques de la MLIS**

Comme nous avons dit précédemment, Cette stratégie exige une commande séparée pour chacune des phases de l’onduleur. La figure (III.13) illustre le schéma de principe de MLI sinusoïdale [Zaamouche,2018].

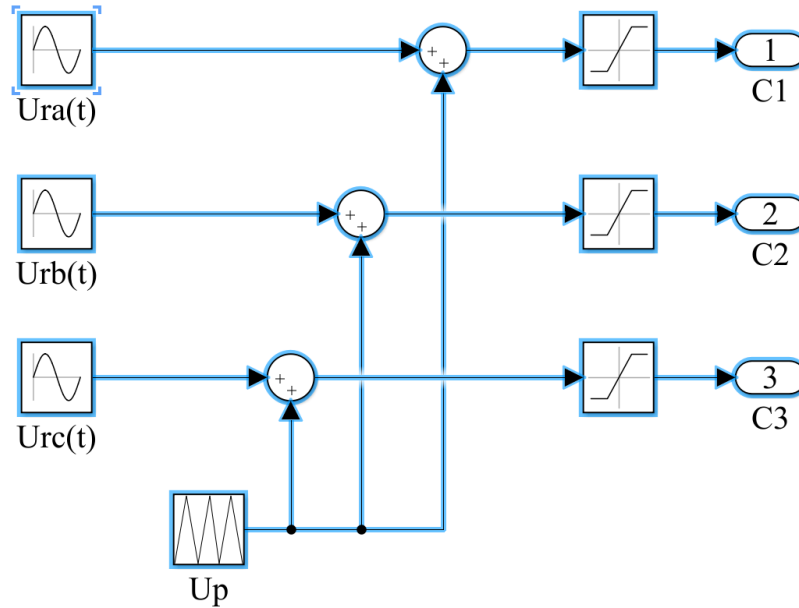


Figure III.13. Schéma de principe de la modulation sinusoïdale

$$\begin{cases} U_{ra}(t) = M \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin \omega(t) \\ U_{rb}(t) = M \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin \omega \left( t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_{rc}(t) = M \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin \omega \left( t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad \text{III-18}$$

### III.3.2. La modulation vectorielle

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion, qui est basé sur le traitement des signaux directement sur le plan diphasé de la transformation de Concordia. Donc les trois tensions simples van, vbn et vcn à la sortie de l'onduleur sont représentées dans le plan  $(\alpha, \beta)$  comme indiqué dans la figure. (III.14).

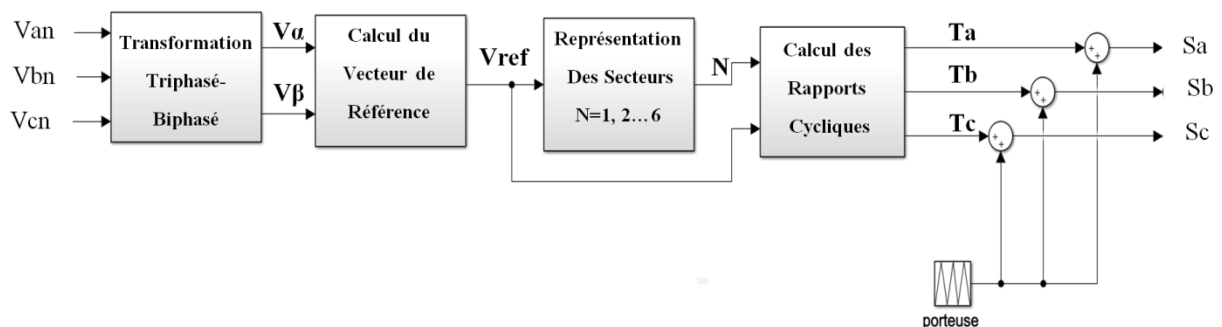


Figure III.14. Le schéma de principe de la MLI Vectorielle

Le principe du SVPWM consiste à reconstruire le vecteur de référence  $V_{ref}$  à partir de différents vecteurs de tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé [Khafallah,2005]. Il peut donc

générer huit vecteurs de différentes tensions de sortie. Ces huit vecteurs d'espace définissent les limites de 6 secteurs dans le plan  $(\alpha, \beta)$  figure (III.15.a). Deux des huit configurations sont des vecteurs nuls :  $V_0$  (000) et  $V_7$  (111) [Weiwei,2021].

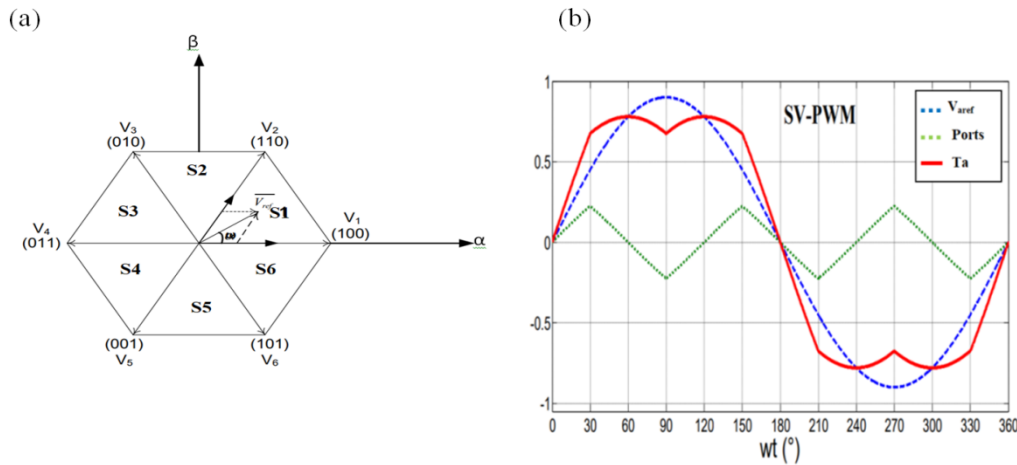


Figure IV.15. a- Commutation des vecteurs et des secteurs, b- SVPWM

### III.3.3. La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID)

La MLID est une technique qui permet de réduire le nombre de commutations d'environ 33% sans trop altérer le spectre de la tension de sortie. Elle est basée sur la saturation de la référence pendant un angle de  $2\pi/3$  d'une période de  $2\pi$ , ce qui permet de maintenir un bras sans commutation pendant ce temps. On obtient une discontinuité de commutation, d'où le nom «MLI discontinue». Comme pendant chaque  $2\pi/3$  il y a un bras sans commutation (seulement deux phases commutent), la méthode porte aussi le nom «MLI biphasés» [Drives,1999].

Elle est particulièrement bien adaptée pour la réduction des pertes par commutation dans le cas des moyennes et grandes puissances [Touil,2019].

Le principe de calcul de cette stratégie est basé sur l'injection de la composante homopolaire  $U_0$  dans les ondes des références ( $V_{aref}$ ,  $V_{bref}$  et  $V_{cref}$ ), présenté sur le schéma suivant :

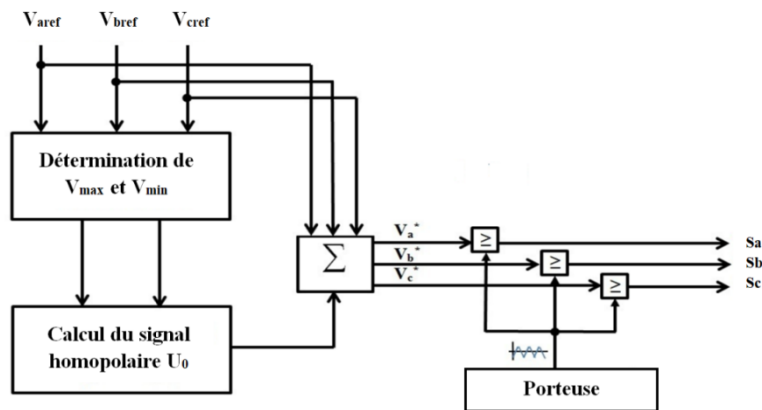


Figure III.16. Schéma de principe de la MLI discontinue, basée sur l'injection de la composante homopolaire

Avec :

$$\begin{cases} V_{max} = \text{Max}(V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}) \\ V_{min} = \text{Min}(V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}) \\ V_{med} = \text{Med}(V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}) \end{cases} \quad \text{III-19}$$

Où:  $V_{min}$ ,  $V_{max}$  et  $V_{med}$  sont le minimum, le maximum et le moyen respectivement, des références triphasées.

Il existe plusieurs stratégies de la MLI discontinue basée sur le choix de la position à la saturation de  $120^\circ$  de la modulante correspondante à  $+1$  s'il est bloqué à l'état haut ou à  $-1$  s'il est bloqué à l'état bas :

### III.3.3.1. DPWM-MIN et DPWM-MAX

Elles permettent de maintenir la référence à la valeur minimale ( $-1$ ) et à la valeur maximale ( $+1$ ) respectivement, pendant un angle de  $2\pi/3$ , dans lequel il n'y aura plus de commutation. Ces deux techniques sont rarement utilisées à cause de la distribution des pertes par commutations déséquilibrée entre les deux interrupteurs sur chaque bras, ce qui provoque des contraintes thermiques non uniformes sur les composants de l'onduleur [Li,2018], d'où elles sont dénommées asymétriques. Notons que ces techniques ne font pas partie de notre étude, pour un indice de modulation  $M=0.9$ , la composante homopolaire  $U_0$  et le rapport cyclique  $V_a^*$  sont représentés sur la figure (III.17)

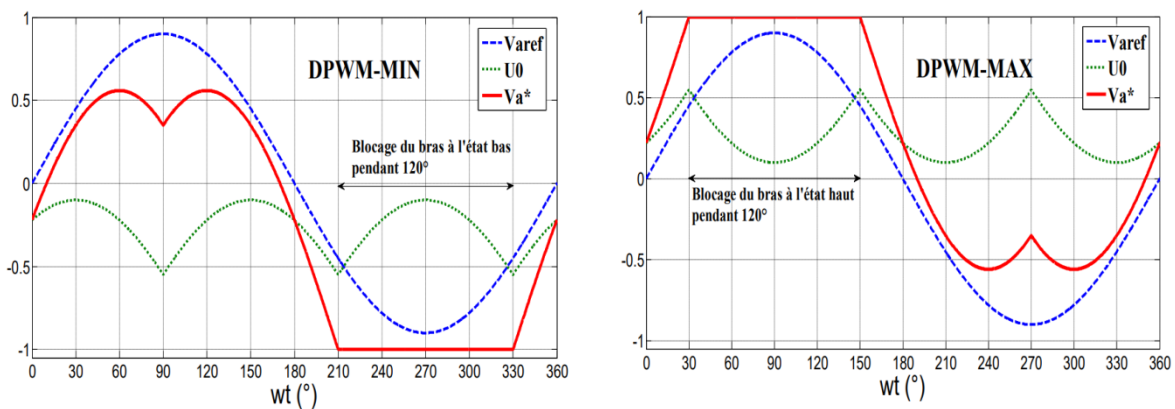


Figure III.17. principe de DPWMmin et DPWMmax

### III.3.3.2. DPWM0, DPWM1 et DPWM2

L'utilisation d'une seule saturation de  $120^\circ$  par période électrique pose le problème de répartition des sollicitations des interrupteurs d'un même bras du pont. Pour équilibrer les pertes, on divise la saturation en deux ; de manière à bloquer chaque bras du pont pendant  $60^\circ$  à l'état bas et  $60^\circ$  à l'état haut. Les intervalles de verrouillage de phase se produisent pour un angle de phase de  $60^\circ$  autour des pics du courant de phase respectif, dans lequel  $30^\circ$  avant le pic de courant et  $30^\circ$  après le pic [Liu,2017].

Le principe de la DPWM1 est de bloquer le bras du pont au moment où la tension est la plus grande (saturation à l'état haut) et au moment où elle est la plus faible (saturation à l'état bas) selon Le placement des saturations qui semble le plus naturel, comme illustré sur la figure suivante.

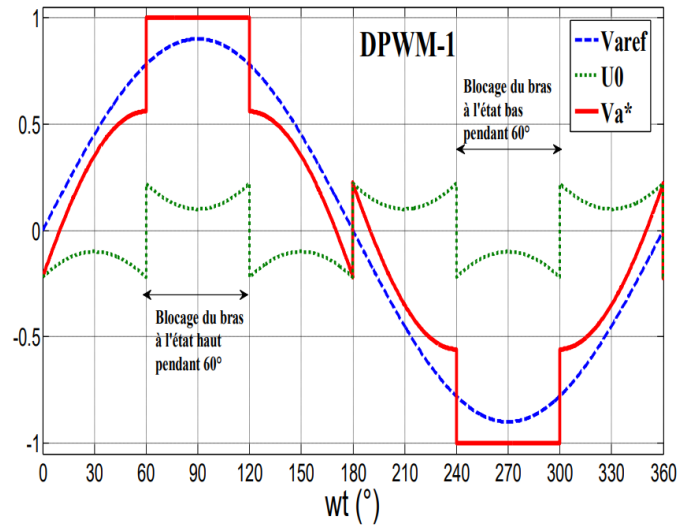


Figure III.18. Modulateur en MLID1

les (DPWM0) et (DPWM2) sont respectivement correspondent au placement de la saturation en avance et en retard de  $30^\circ$  par rapport au maximum de la tension [Zaamouche,2017].

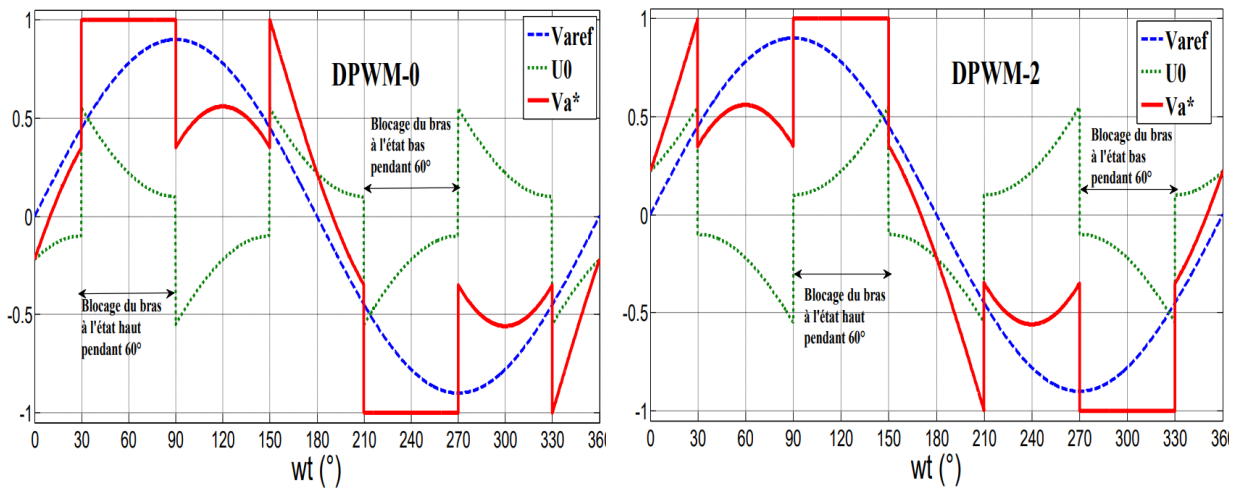
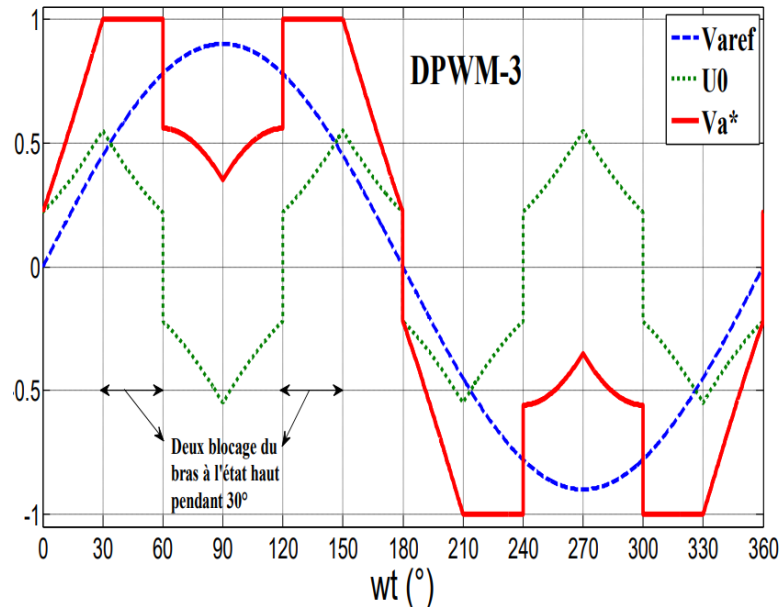


Figure III.19. Modulateur en DPWM0 et DPWM2

### III.3.3.3. DPWM3

La stratégie DPWM3 consiste à diviser la saturation de  $120^\circ$  en quatre morceaux de même longueur. Avec cette division, le placement des saturations dans la période de la modulateur est imposé et il n'est pas possible de les mettre ailleurs sous peine de sur-moduler quel que soit l'indice de modulation [Shazly,2012], comme montre sur la figure (III.20)

Cette méthode est la méthode que nous allons utiliser dans la simulation de la chaîne de conversion avec la topologie d'onduleur NPC



**Figure III.20.** Modulateur en DPWM 3

#### III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude sur les différentes stratégies de commande des hacheurs (P&O, INC, FLC,...etc) et des onduleurs (MLI sinusoïdale, MLI vectorielle ainsi que la MLI discontinue). D'après cette étude nous pouvons conclure ce qui suit :

- a- Les techniques de poursuite intelligentes des hacheurs donnent une meilleure performance d'un point de vue temps de réponse.
- b- les références de tension des techniques DPWM sont non sinusoïdales. Ces techniques peuvent entraîner une réduction importante des pertes par commutation avec une détérioration réduite de la qualité du signal, cependant les mauvaises performances se présentent pour un faible indice de modulation  $M$ . Les facteurs qui entrent en jeu dans le choix de la stratégie sont :
  - Nombre de commutations par période fondamentale.
  - La distorsion harmonique totale (THD).
  - La distorsion harmonique totale pondérée (WTHD).

## Références

- [Abbes,2014]: Abbes, H., Abid, H., Loukil, K., & Abid, A. T. M. (2014). Etude comparative de cinq algorithmes de commande MPPT pour un système photovoltaïque. *Revue des Energies Renouvelables* Vol. 17 N°3, 435 – 445.
- [Abid,2014]: Abid, H., Toumi, A., & Chaabane, M. (2014). MPPT Algorithm for Photovoltaic Panel Based on Augmented Takagi-Sugeno Fuzzy Model. *ISRN Renewable Energy*,1–10. <https://doi.org/10.1155/2014/253146>.
- [Aouchiche,2020]: Aouchiche, N. (2020). Conception d ’ une commande MPPT optimale à base d ’ intelligence artificielle d ’ un système photovoltaïque. Thèse de doctorat preparee A Université de Technologie de Belfort-Montbéliard.
- [Assalaou,2021]:M., Assalaou, K., & Ben, D. (2021). Energy Conversion and Management : Parameters optimization of solar PV cell / module using genetic algorithm based on non-uniform mutation. *Energy Conversion and Management: X*, 12(July), 100129. <https://doi.org/10.1016/j.ecmx.2021.100129>
- [Attui,2021]: Attoui, H., Khalissa, B., Ziyad, B., & Nadjat, Z. (2021). MPPT for Photovoltaic System Using Adaptive Fuzzy Backstepping Sliding Mode Control. *23(5)*, 391–399. <https://doi.org/10.18280/ejee.230505>.
- [Babaa,2014]: Babaa, S. E., Armstrong, M., & Pickert, V. (2014). Overview of Maximum Power Point Tracking Control Methods for PV Systems. August, 59–72. <http://dx.doi.org/10.4236/jpee.2014.28006>
- [Bouzeria,2016]: Bouzeria, H. (2016). Modelisation et commande d ’ une chaine de conversion photovoltaïque. Thèse de doctorat Université Hadj Lakhdar Batna.
- [Chandrasekaran,2021]: Chandrasekaran, S., Durairaj, S., & Padmavathi, S. (2021). A Performance evaluation of a fuzzy logic for a three-phase induction motor. *Journal of the Franklin Institute*, 358(15), 7394–7412. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2021.07.032>
- [Chettibi,2017]: CHETTIBI. N. (2017). Contribution à la Commande I ntelligente d ’ un Système Photovoltaïque Hybride. Thèse de doctorat, Université Mohammed Seddik BENYAHIA de Jijel.
- [Depernet,2013]: Depernet, D. (2013). Optimisation de la commande d ’ un onduleur mli a trois niveaux de tension pour machine asynchrone Thèse de doctorat Universite de reims champagne-ardenne.
- [Dessein,2020]: Dessein, H., Dufлот, N., Romano, A., Opio, C., Pereira, V., Mola, C., Kabaterene, N., Coutinho, A., & Dessein, A. (2020). Genetic algorithms identify individuals with high risk of severe liver disease caused by schistosomes, *Human Genetics*, 139(6–7), 833. <https://doi.org/10.1007/s00439-020-02181-z>
- [Drives,1999]: Drives, C. P., Hava, A. M., Member, S., Kerkman, R. J., & Lipo, T. A. (1999). Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives. *14(1)*, 49–61.



- [**Elbaset,2019**]: Elbaset, A. A., Abdelwahab, S. A. M., Ibrahim, H. A., & Eid, M. A. E. (2019). Performance Analysis of Photovoltaic Systems with Energy Storage Systems. Springer Cham, <https://doi.org/10.1007/978-3-030-20896-7>
- [**Guiza,2019**]: Guiza, D., Soufi, Y., Ounnas, D., & Metatla, A. (2019). Design and implementation of takagi-sugeno fuzzy tracking control for a DC-DC buck converter. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 17(3), 234–243. <https://doi.org/10.15598/aeec.v17i3.3126>
- [**Gupta,2015**]: Gupta, Shikha; Rachana Garg ; Alka Singh (2015). TS-Fuzzy Based Controller for Grid Connected PV System. 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), 1–6. <https://doi.org/10.1109/INDICON.2015.7443280>
- [**Hammami,2019**]: Hammami Manel. (2019). Level Doubling Network and Ripple Correlation Control MPPT Algorithm for Grid-Connected Photovoltaic Systems, Thèse de doctorat, The University of Bologna, Bologna, Italy. <https://doi.org/https://doi.org/10.1007/978-3-030-10492-4>
- [**IEEE, 2014**]: IEEE, 519-2014 -. (2014). 519-2014 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519- 1992)e. Society, IEEE Power and Energy. <https://doi.org/https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2014.6826459>
- [**Jangir,2016**]: Jangir, P., Rajya, R., Prasaran, V., Limited, N., Bhesdadiya, R., Ladumor, D., & Trivedi, I. N. (2016). A Multi-Objective Grey Wolf Optimization Algorithm for Economic / Environmental dispatch. October. International Conference on Recent Trends in Engineering, Science and Technology 2016, 1 June 2016, Hyderabad, India <https://doi.org/10.13140/RG.2.2.21536.79364>
- [**Khafallah,2005**]: Khafallah, M., El, A., Saad, A., & Svpwm, V. (2005). Étude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à mli. IEEE CCECE/CCGEI, Saskatoon, May 2005
- [**Korich,2022**]: Korich, B. (2022). Contribution à l'amélioration des performances d'un système d'énergie renouvelable. Thèse de doctorat, Ziane Achour University of Djelfa.
- [**Kumari,2011**]: Kumari, J. S. (2011). Comparison of maximum power point tracking. *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, Nov 2011. ©IJAET1(5), 133–148.
- [**Lei,2019**]: Lei, X., Fang, M., & Fujita, H. (2019). Moth – flame optimization-based algorithm with synthetic dynamic PPI networks for discovering protein complexes. *Knowledge-Based Systems journal*, 172, 76–85. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2019.02.011>
- [**Li,2018**]: Li, K., Wei, M., Xie, C., Deng, F., Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., & Member, S. (2018). Triangle Carrier-Based DPWM for Three-Level NPC Inverters. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, 6(4), 1966–1978. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2812704>.

- [Liu,2017]: Liu, F., Xin, K., & Liu, Y. (2017). An Adaptive Discontinuous Pulse Width Modulation ( DPWM ) Method for Three Phase Inverter. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 1467–1472. <https://doi.org/10.1109/APEC.2017.7930892>
- [Logeswaran,2015]: Logeswaran, T., Senthilkumar, A., & Karuppusamy, P. (2015). Adaptive Neuro-Fuzzy Model for Grid-Connected Photovoltaic System. International Journal of Fuzzy Systems, 17(4), 585–594. <https://doi.org/10.1007/s40815-015-0078-4>
- [Mahesh,2019]: Mahesh, A., & Singh, K. (2019). Optimal Sizing of a Grid-Connected PV / Wind / Battery System Using Particle Swarm Optimization. Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, 43(1), 107–121. <https://doi.org/10.1007/s40998-018-0083-3>.
- [Mirjalili,2015]: Mirjalili, S. (2015). Knowledge-Based Systems Moth-flame optimization algorithm: A novel nature-inspired heuristic paradigm. Knowledge-Based Systems journal, 89, 228–249. <https://doi.org/10.1016/j.knosys.2015.07.006>
- [Mirzaa,2020]: Mirzaa, A. F., Mansoor, M., Linga, Q., Baoqun Yina, & Javedb, M. Y. (2020). A Salp-Swarm Optimization based MPPT technique for harvesting maximum energy from PV systems under partial shading conditions. Energy Conversion and Management, 209(October 2019), 112625. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2020.112625>
- [Ning,2021]: Ning, G. (2021). Improved Whale Optimization Algorithm for Solving Constrained Optimization Problems. Discrete Dynamics in Nature and Society, <https://doi.org/10.1155/2021/8832251>.
- [Ounnas,2017]: D. Ounnas, Bouktir, · M. Ramdani2 · S. Chenikher T., & Received: Bouktir, M. R. S. C. T. (2017). An Efficient Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic Systems Using Takagi – Sugeno Fuzzy Models. 4971–4982. <https://doi.org/10.1007/s13369-017-2532-0>
- [Patcharaprakiti,2005]: Patcharaprakiti, N., & Premrudeepreechacharn, S. (2005). Maximum power point tracking using adaptive fuzzy logic control for grid-connected photovoltaic system. Renewable Energy, 30, 1771–1788. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2004.11.018>
- [Rubeena,2022]: Rubeena, A. A., Paulose, S., Thomas, M., & Joy, J. (2022). PWM control strategies for Switched-Capacitor inverters. Materials Today: Proceedings, 58, 516–522. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2022.03.049>
- [Saadaoui,2021] Saadaoui, D., Elyaqouti, M., Assalaou, K. (2021), Parameters optimization of solar PV cell/module using genetic algorithm based on non-uniform mutation. Energy Conversion and Management: X journal, 12 (2021) 100129, <https://doi.org/10.1016/j.ecmx.2021.100129>
- [Saleh,2021]: Saleh, B., Yousef, A. M., Ebeed, M., Abo, F. K., Ahmed, E., & Moayed, E.

- (2021). Design of PID Controller with Grid Connected Hybrid Renewable Energy System Using Optimization Algorithms. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 16(6), 3219–3233. <https://doi.org/10.1007/s42835-021-00804-7>
- [**Samiotis,2019**]: Samiotis, E. A., Trigonidis, D. T., Vokas, G. A., Papageorgas, P., Anastasiadis, A. G., Samiotis, E. A., & Trigonidis, D. T. (2019). Simulation and Implementation of a SPWM Inverter Pulse Generator Circuit for Educational Purposes. *Energy Procedia*, 157(2018), 594–601. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2018.11.224>
- [**Saxena,2016**]: Saxena, P., & Kothari, A. (2016). Ant Lion Optimization algorithm to control side lobe level and null depths in linear antenna arrays. *AEUE - International Journal of Electronics and Communications*, 70(9), 1339–1349. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2016.07.008>
- [**Shaoliang,2012**]: Shaoliang, A., Sun, X., Zhong, Y., & Matsui, M. (2012). Research on a New and Generalized Method of Discontinuous PWM Strategies to Minimize the Switching, *IEEE PES ISGT ASIA 2012*, 1–6.
- [**Shazly,2019**]: Shazly, M. A., & Abd El Sattar, M. (2019). A comparative study of P&O and INC maximum power point tracking techniques for grid-connected PV systems. *SN Applied Sciences*, 1(2), 1–13. <https://doi.org/10.1007/s42452-018-0134-4>
- [**Subhashini,2017**]: Subhashini, K. R., & Satapathy, J. K. (2017). Development of an Enhanced Ant Lion Optimization Algorithm and its Application in Antenna Array Synthesis. *Applied Soft Computing Journal*, 59, 153–173. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2017.05.007>
- [**Tiwari,2020**]: Tiwari, A., & Kumar, A. (2020). *Analysis of 150 kW Grid-Connected Solar PV System Using Fuzzy Logic MPPT*. Springer Singapore. [https://doi.org/10.1007/978-981-15-0633-8\\_133](https://doi.org/10.1007/978-981-15-0633-8_133)
- [**Touil,2019**]: TOUIL, S.-A. (2019). *Commande des onduleurs de tension en modulation discontinue : application aux sources photovoltaïques*. Thèse de doctorat. Université Mohammed Seddik BENYAHIA - Jijel.
- [**Trivedi,2017**]: Trivedi, I. N., Jangir, P., Kumar, A., & Jangir, N. (2017). A Novel Hybrid PSO – WOA Algorithm for Global Numerical Functions Optimization. *Advances in Computer and Computational Sciences* P, 53–60. [https://doi.org/https://doi.org/10.1007/978-981-10-3773-3\\_6](https://doi.org/https://doi.org/10.1007/978-981-10-3773-3_6)
- [**Weiwei,2021**]: Weiwei, L., Xueguang, Z., Feiyu, Z., Siyuan, Z., Zhichao, F., Wang, G., & Xu, D. (2021). Integrated Modulation of Dual-Parallel Three-Level Inverters with Reduced Common Mode Voltage and Circulating Current. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(11), 13332–13344. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3085596>
- [**Yin,2022**]: Yin, L., & Sun, Z. (2022). Distributed multi-objective grey wolf optimizer for distributed multi-objective economic dispatch of multi-area interconnected power systems. *Applied Soft Computing*, 117, 108345. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2021.108345>

- [Zaamouche,2018]: ZAAMOUCHE, F. (2018). Amélioration des Tensions de Sorties des Onduleurs par l'Utilisation des Nouvelles Topologies et Techniques de Commandes. Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba .
- [Zaamouche,2017]: Zaamouche, F., Zaamouche, F., Saad, S., Hamiche, L., & Chouaf, F. (2017). Simulation and experimental tests of a real-time DPWM technique for the control of VSI-IM Drive Simulation et tests expérimentaux en temps réel de la technique DPWM pour commander un onduleur de tension alimentant un moteur à induction. Rev. Sci. Technol, Synthèse UBMA, 34: 177 -187.

# Chapitre *IV*

---

## *Commande DPWM d'un onduleur NPC triphasé 5 niveaux en utilisant la commande T-S FLC du convertisseur boost*

IV.1. Introduction.....	83
IV.2. Description et méthodologie du système.....	83
IV.3. Etage de conversion PV/DC-DC.....	83
IV.4. Commande floue du système photovoltaïque.....	84
IV.4.1. Méthode de contrôle flou T-S.....	84
IV.5. Commande d'un Onduleur à cinq niveaux de types NPC triphasé.....	87
IV.5.1.Principe de fonctionnement.....	87
IV.5.2. Modélisation d'onduleur.....	90
IV.5.3. La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID).....	91
IV.5.4. Simulation, résultats et interprétation.....	92
IV.5. Conclusion.....	99
Références .....	100

## IV.1. Introduction

Ce chapitre va être étalé les différentes modélisations de la chaîne de conversion ainsi que la simulation d'un boost avec une technique de commande MPPT T-S FLC raccordé avec un onduleur de tension triphasé NPC cinq niveaux commandé par DPWM.

## IV.2. Description et méthodologie du système

La configuration du système complet est illustrée à la Figure (IV.1). Un panneau photovoltaïque est relié à un convertisseur Boost qui est destiné à augmenter la tension jusqu'au niveau de tension de l'entrée du VSI. Un contrôle basé sur le flou T-S a été développé pour extraire la puissance maximale MPP. Le contrôle de l'unité VSI est basé sur la technique de modulation de largeur d'impulsion discontinue (DPWM). La sortie du VSI est connectée à une charge R-L.

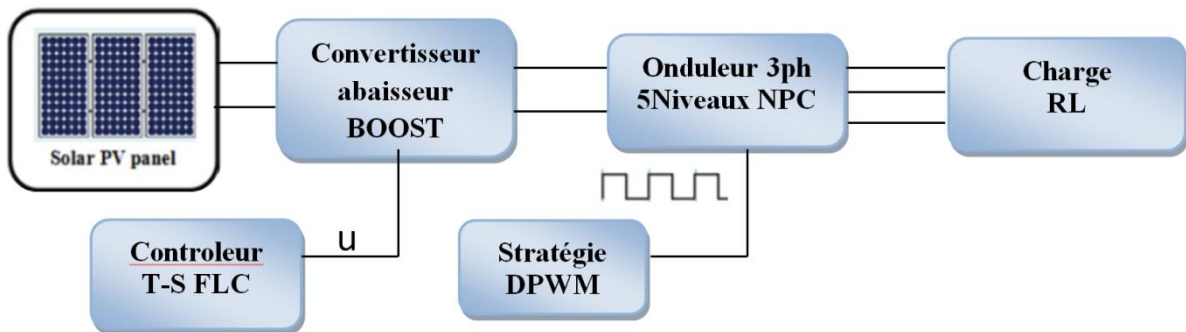


Figure IV.1. La configuration du système complet

## IV.3. Etage de conversion PV/DC-DC

Dans la première phase de conversion on va modéliser les deux parties de cette chaîne qui sont le panneau et le convertisseur boost, les paramètres suivants seront utilisés :

- $V_{PV}$  et  $i_{PV}$  sont respectivement la tension et le courant de générateur PV.
- $i_L$ ,  $i_o$ ,  $V_o$  et  $u$  : sont respectivement le courant de l'inductance de convertisseur, le courant et la tension de la charge et le rapport cyclique.
- $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L$ ,  $R_L$ ,  $R_m$  et  $v_d$  sont respectivement la capacité d'entrée, la capacité de sortie, inductance de convertisseur, résistance interne de l'inductance, résistance de transistor IGBT et la tension de la diode [Ounnas,2017].

La figure (IV.2) illustre les différents composants de la première partie de conversion PV/DC-DC

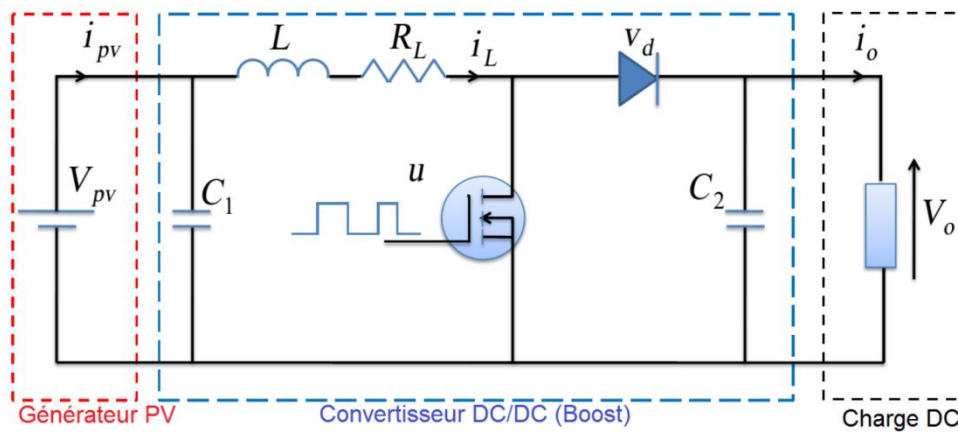


Figure IV.2. Système de conversion PV/ DC-DC

#### IV.4. Commande floue du système photovoltaïque

L'objectif est de concevoir un régulateur flou qui permet de maximiser la puissance dérivée du panneau PV. Le rôle du régulateur est donc d'assurer que les états du système photovoltaïque  $x = [i_L \ V_{PV} \ u_{PV}]^T$  suivent une trajectoire optimale  $x_{op} = [i_{Lop} \ V_{PVop} \ u_{PVop}]^T$  dans des conditions météorologiques variables.

Plusieurs études [Ounnas,2018] [Guiza,2021] [Abid,2014] [Tatikayala,2021] ont prouvé que la commande floue de Takagi-Sugeno peut décrire le système de conversion d'énergie non linéaire, et il est considéré comme la stratégie de commande la plus efficace du point de vue temps de réponse. Cette technique représente un système non linéaire comme une moyenne floue des modèles linéaires  $M_i = \{A_i, B_i, C_i, E_i\}$ .

##### IV.4.1. Méthode de contrôle flou T-S

La première étape consiste à développer un contrôleur flou (FC) basé sur le modèle flou T-S du système PV. Ensuite, un contrôleur de suivi non linéaire (NTC) et un modèle de référence optimal (ORM) sont conçus en fonction d'une tension optimale calculée à l'aide d'un système d'inférence floue ANFIS, comme indiqué sur la Figure (IV.3), les paramètres de contrôle ont été calculés sur la base des inégalités matricielles linéaires (LMI). L'approche de Lyapunov a été utilisée pour prouver la stabilité du système [Guiza,2021] [Safia,2020].

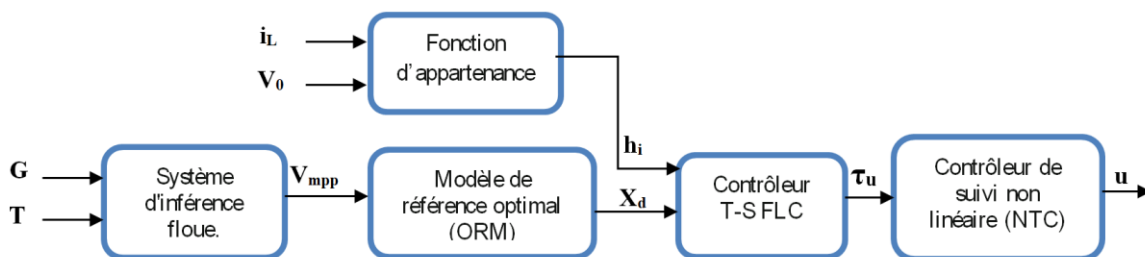


Figure IV.3. Diagramme du model T-S FLC

Le modèle mathématique du convertisseur boost est donné par la formule suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}_L = -\frac{R_L}{L}i_L + \frac{1}{L}V_{PV} - \frac{1-u}{L}(V_0 + v_d - R_m i_L) \\ \dot{V}_{PV} = -\frac{1}{C_1}i_L + \frac{1}{C_1}i_{PV} \end{cases} \quad \text{IV-1}$$

Le développement du régulateur T-S FLC nécessite la transformation du modèle non linéaire Eq (VI.1) par l'utilisation de la tension de charge  $V_0$  et le courante de l'inductance  $i_L$  comme variables de prémisses. Ce qui donne la forme d'espace d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(i_L, V_0)x(t) + Bu(t) + \eta(t) \\ y(t) = C_x x(t) = V_0 \end{cases} \quad \text{IV-2}$$

Où :

$$A(i_L, V_0) = \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & \frac{1}{L} & \frac{v_0 + v_d - R_m i_L}{L} \\ -\frac{1}{c_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \eta = \begin{bmatrix} -\frac{v_0 + v_d}{L} \\ \frac{1}{c_1} i_{pv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Supposant que les variables de prémisses sont  $Z_1 = i_L$  et  $Z_2 = V_0$ , le système non linéaire Eq (IV-2) peut être décrit par un modèle T-S avec  $r=2^2$  si-alors règles floues comme suit :

Si  $z_1(t)$  est  $M_i$  et  $z_2(t)$  est  $N_i$  Alors :

Les fonctions d'appartenance  $M_1, M_2, N_1$  et  $N_2$  sont données en utilisant les valeurs max (M) et min (M) des variables de prémisses

$$i_{Lm} \leq i_L \leq i_{LM}, \quad V_{0m} \leq V_0 \leq V_{0M}, \quad \text{IV-3}$$

$$\begin{cases} M_1 = \frac{i_L(t) - i_{Lm}}{i_{LM} - i_{Lm}}; M_2 = 1 - M_1 \\ N_1 = \frac{V_0(t) - V_{0m}}{V_{0M} - V_{0m}}; N_2 = 1 - N_1 \end{cases} \quad \text{IV-4}$$

Les règles floues sont données par

Règle 1 : Si  $z_1(t)$  est  $M_1$  et  $z_2(t)$  est  $N_1$  Alors Tapez une équation ici.  $\dot{x}(t) = A_1x(t) + B_1u(t) + \eta(t)$ ,

Règle 2 : Si  $z_1(t)$  est  $M_1$  et  $z_2(t)$  est  $N_2$  Alors  $\dot{x}(t) = A_2x(t) + B_2u(t) + \eta(t)$ ,

Règle 3 : Si  $z_1(t)$  est  $M_2$  et  $z_2(t)$  est  $N_1$  Alors  $\dot{x}(t) = A_3x(t) + B_3u(t) + \eta(t)$ ,

Règle 4 : Si  $z_1(t)$  est  $M_2$  et  $z_2(t)$  est  $N_2$  Alors  $\dot{x}(t) = A_4x(t) + B_4u(t) + \eta(t)$ .

Les matrices de modèles locaux sont données par les équations :



$$\begin{aligned}
A_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\overline{v_0} + v_d - R_m \overline{i_L}}{L} \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{c_1}{0} & 0 & 0 \end{bmatrix} & A_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{v_0 + v_d - R_m \overline{i_L}}{L} \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{c_1}{0} & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
A_3 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{\overline{v_0} + v_d - R_m \overline{i_L}}{L} \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{c_1}{0} & 0 & 0 \end{bmatrix} & A_4 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & \frac{1}{L} & \frac{v_0 + v_d - R_m \overline{i_L}}{L} \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ -\frac{c_1}{0} & 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{IV-5}$$

$$B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{IV-6}$$

L'observateur T-S est donné à la forme suivante :

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^r h_i(z(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) + \eta(t) \tag{IV-7}$$

Où :

$$h_i(z) = \frac{\omega_i(z)}{\sum_{i=1}^r \omega_i(z)} \quad \text{et} \quad \omega_i(z) = \prod_{j=1}^r M_{ij} N_{ij}(z_i) \tag{IV-8}$$

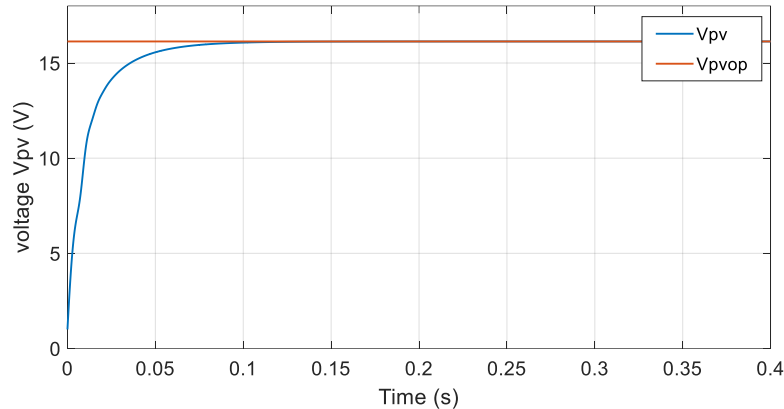
Soit :

$$\tilde{x}(t) = x(t) - x_{op}(t) \rightarrow 0 \quad \text{telle que } t \rightarrow \infty \tag{IV-9}$$

En remplaçant IV-9 dans IV-7 l'équation devient et nous introduisons une nouvelle variable de contrôle  $\tau_u(t)$  qui satisfait la relation suivante:

$$\sum_{i=1}^r h_i B_i \tau_u = \sum_{i=1}^r h_i(z) (A_i x_{op} + B_i u) + \eta - \dot{x}_{op} \tag{IV-10}$$

Afin de trouver un contrôleur flou capable de piloter l'état du système PV  $x(t)$  pour suivre un modèle de référence optimal  $x_{op}(t)$ . :

Figure IV.4. Suivi de trajectoire du  $V_{pop}$ 

#### IV.5. Commande d'un Onduleur à cinq niveaux de types NPC triphasé

L'onduleur NPC triphasé à cinq niveaux utilisé se compose de trois bras monophasés, chaque bras a huit IGBT/diodes. Quatre interrupteurs montés en haut et quatre en bas. La tension du bus DC est divisée en quatre par l'utilisation de quatre condensateurs de mêmes valeurs. Comme montre sur la figure (IV.5) [Khan,2022].

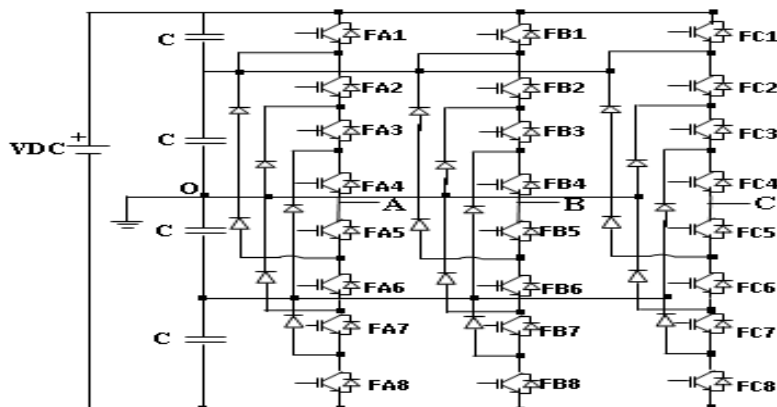


Figure IV.5. Onduleur à cinq niveaux de types NPC triphasé

##### IV.5.1. Principe de fonctionnement

Pour définir les séquences de fonctionnements de l'onduleur à cinq niveaux, en définissant d'abord les différents états que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif). Les états possibles d'un seul bras d'interrupteur est de  $2^5=32$  états. Pour ce type d'onduleur, seules cinq configurations sont fonctionnelles [Zaamouche,2018].

Elles sont décrites comme suit:

- **Première configuration {11110000}** Fa1, Fa2, Fa3 et Fa4 sont passants et Fa5, Fa6, Fa7 et Fa8 sont bloqués figure (IV. 6), la valeur de la tension simple de sortie est  $V_{ao} = +E/2$ , La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :  
 $V_{Fa5} = V_{Fa6} = V_{Fa7} = V_{Fa8} = +E/4$

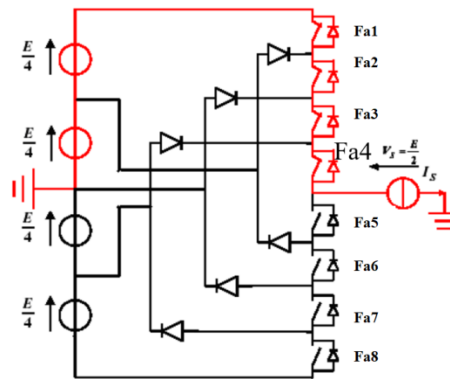


Figure IV.6. Première configuration du 1<sup>er</sup> bras

- **Deuxième configuration {01111000}**, Fa2, Fa3 et Fa4, Fa5 sont passants et Fa6, Fa7, Fa8 et Fa1, sont bloqués figure (IV. 7), la valeur de la tension simple de sortie est  $V_{ao}=+E/4$ , La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :  $V_{Fa1} = V_{Fa6} = V_{Fa7} = V_{Fa8} = +E/4$

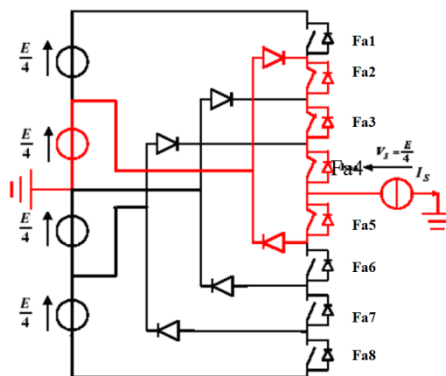


Figure IV.7. Première configuration du 1<sup>er</sup> bras

- **Troisième configuration {00111100}**, Fa3, Fa4, Fa5 et Fa6, sont passants et Fa7, Fa8 Fa1 et Fa2, sont bloqués figure (VI. 8), la valeur de la tension simple de sortie est  $V_{ao} = 0$ , La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :  $V_{Fa1} = V_{Fa2} = V_{Fa7} = V_{Fa8} = +E/4$

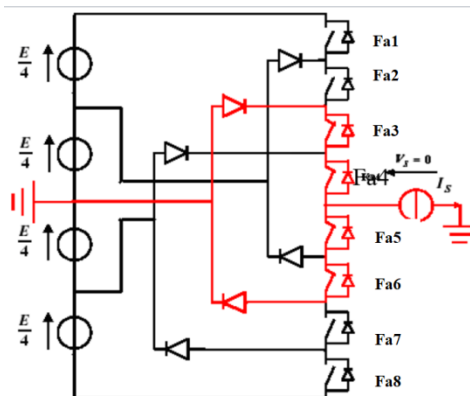


Figure IV.8. Troisième configuration du 1<sup>er</sup> bras

- **Quatrième configuration {00011110}**, Fa4, Fa5, Fa6 et Fa7 sont passants et, Fa8 Fa1 Fa2, et Fa3 sont bloqués figure (IV. 9), la valeur de la tension simple de sortie est  $V_{ao} = -E/4$ , La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est:  $V_{Fa1} = V_{Fa2} = V_{Fa3} = V_{Fa8} = +E/4$

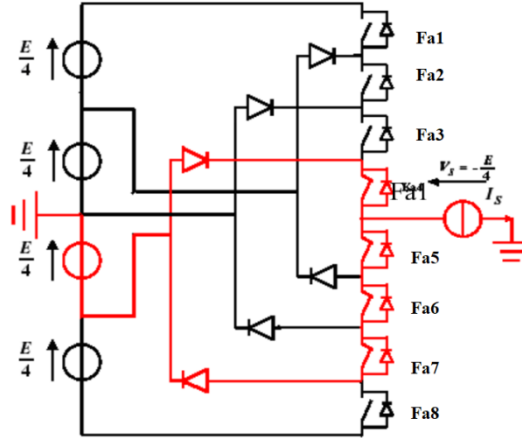


Figure IV.9. Quatrième configuration du 1<sup>er</sup> bras

- **Cinquième configuration {00001111}**, Fa5, Fa6 Fa7 et Fa8 sont passants et, Fa1 Fa2, Fa3 et Fa4 sont bloqués figure (IV. 10), la valeur de la tension simple de sortie est  $V_{ao} = -E/2$ , La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est :  $V_{Fa1} = V_{Fa2} = V_{Fa3} = V_{Fa4} = +E/4$

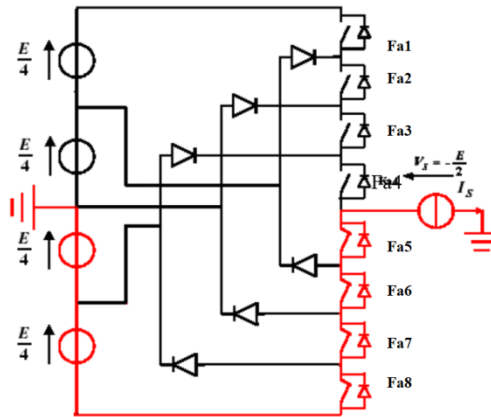
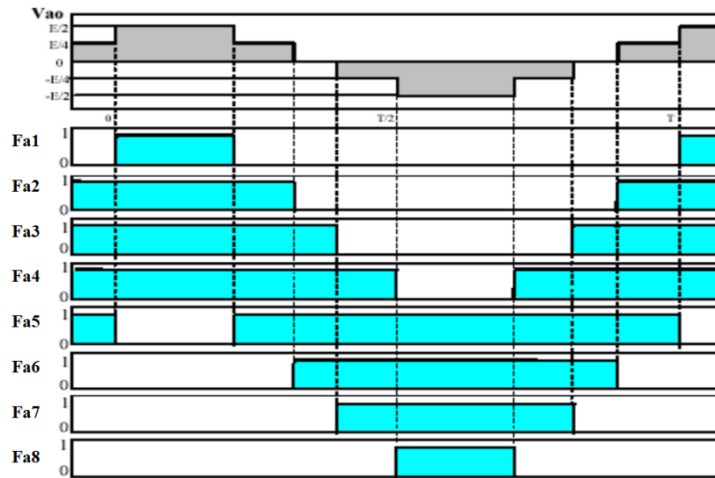


Figure VI.10. Quatrième configuration du 1<sup>er</sup> bras

Tableau VI.1. Table de commutation de l'onduleur NPC à 5 niveaux

Etat des interrupteurs								Tension de sortie $V_{ao}$
$F_{a1}$	$F_{a2}$	$F_{a3}$	$F_{a4}$	$F_{a5}$	$F_{a6}$	$F_{a7}$	$F_{a8}$	
1	1	1	1	0	0	0	0	$E/2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$E/4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-E/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-E/2$

La figure (VI.11) représente les signaux de commande de chaque interrupteur, ainsi que la forme d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$ .



**Figure VI.11.** Forme de l'onde de  $V_{ao}$  d'un bras d'onduleur à cinq niveaux de type NPC

#### IV.5.2. Modélisation d'onduleur

Généralement, les tensions de sortie des onduleurs triphasés sont modélisées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \tag{IV-11}$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \tag{IV-12}$$

Où :

$V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}$  : est le vecteur des tensions composées en sortie de l'onduleur.

$V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}$ : est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur.

$V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}$ : est le vecteur des tensions intermédiaires entre la ligne et le point neutre N de l'onduleur.

L'équation suivante montre le vecteur des tensions intermédiaires :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{4} \left\{ \begin{bmatrix} F_A^T \\ F_B^T \\ F_C^T \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} F_A^B \\ F_B^B \\ F_C^B \end{bmatrix} \right\} \tag{IV-13}$$

Avec:

$[F_A^T \ F_B^T \ F_C^T]$ : est le vecteur qui représente une fonction de commande pour les transistors qui sont montés au sommet d'un même bras.

$[F_A^B \ F_B^B \ F_C^B]$ : est le vecteur qui représente une fonction de commande pour les transistors qui sont montés en bas d'un même bras.

$$\begin{bmatrix} F_A^T \\ F_A^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{A1} \\ F_{A5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{A2} \\ F_{A6} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{A3} \\ F_{A7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{A4} \\ F_{A8} \end{bmatrix} \quad \text{IV-14}$$

$$\begin{bmatrix} F_B^T \\ F_B^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{B1} \\ F_{B5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{B2} \\ F_{B6} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{B3} \\ F_{B7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{B4} \\ F_{B8} \end{bmatrix} \quad \text{IV-15}$$

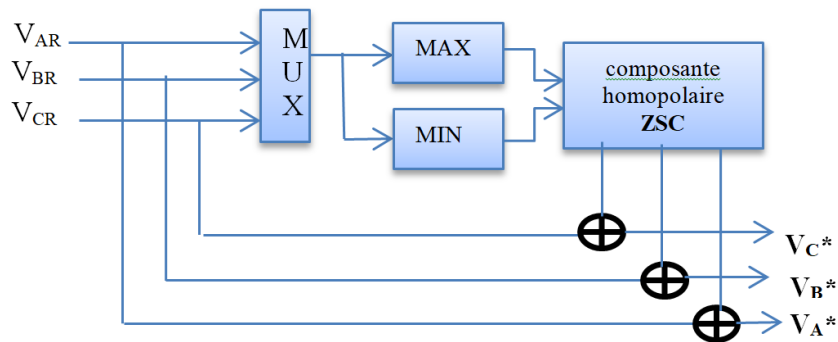
$$\begin{bmatrix} F_C^T \\ F_C^B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{C1} \\ F_{C5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{C2} \\ F_{C6} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_{C3} \\ F_{C7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{C4} \\ F_{C8} \end{bmatrix} \quad \text{IV-16}$$

### IV.5.3. La modulation la largeur d'impulsion discontinue (MLID)

Nous avons choisi la stratégie DPWM qui offre la possibilité de réduire le nombre de commutations dans l'onduleur. Le principe de base de cette technique est d'injecter la composante homopolaire (ZSC) sur les ondes sinusoïdales de référence, dans le but de bloquer chaque phase pendant 30 degrés en quatre temps par rapport à la période de modulation qui est de 360 degrés, pour générer un système triphasé équilibré.

$$\begin{bmatrix} V_{AR} \\ V_{BR} \\ V_{CR} \end{bmatrix} = \frac{M \cdot V_{DC}}{2} \begin{bmatrix} \sin(2\pi ft) \\ \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{IV-17}$$

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de cette stratégie.



**Figure IV.12.** MLI discontinue basée sur l'injection de la composante homopolaire

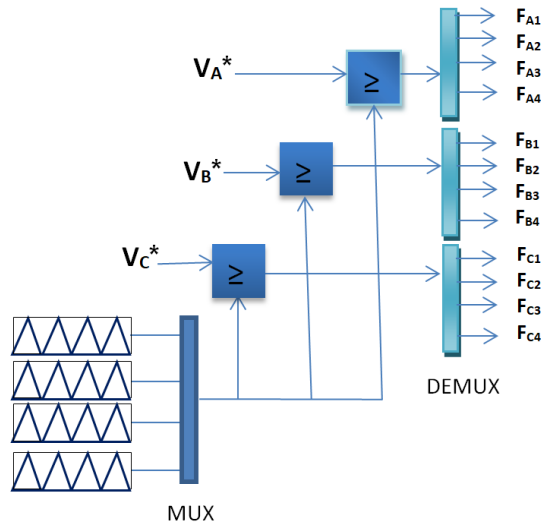


Figure IV.13. Génération des impulsions aux interrupteurs.

L'équation suivante montre la composante ZCS :

$$ZCS = - \left[ \alpha V_{MAX} + (1 - \alpha) V_{MIN} + (1 - 2\alpha) \frac{V_{DC}}{2} \right] \tag{IV-18}$$

$$\alpha = \frac{T_7}{T_0 + T_7} \tag{IV-19}$$

Où :

$\alpha$  : est le rapport entre les temps d'utilisation des vecteurs tension nulle pendant une période d'échantillonnage donnée.

La figure suivante montre un exemple de chronogramme d'impulsion

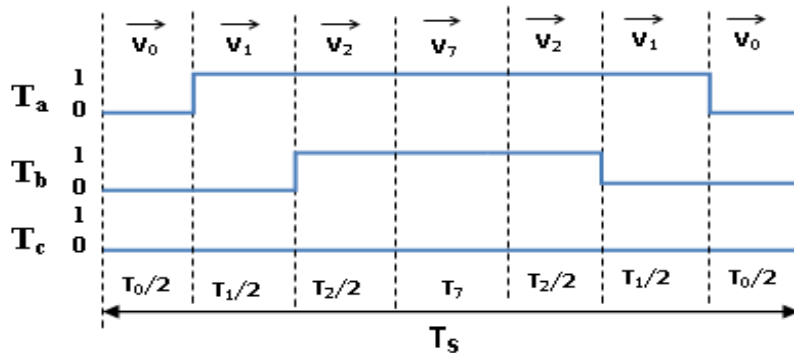


Figure IV.14. Chronogramme d'impulsions pour le secteur I

#### IV.6. Simulation, résultats et interprétation

Dans cette section, et afin de vérifier l'efficacité et la validité du système proposé, des tests de simulation ont été réalisés à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

Le block de simulation illustré sur la figure (VI.15) montre le Modèle simulink du système proposé ;

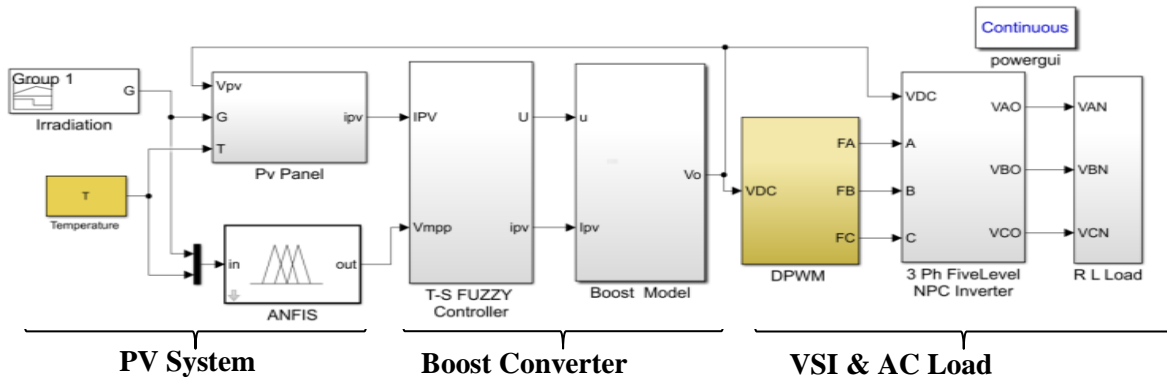


Figure IV.15. Modèle simulink du système proposé

Tableau IV.2. Paramètres du pann PV.

Symbol	Quantity	Value
$A$	Facteur d'idéalité de la jonction	1.1V
$ns$	Nombre des Cellules connecté en serie	36
$np$	Nombre des modules en parallèle	1
$Rs$	Résistance séries	0.18 $\Omega$
$Rsh$	Résistance Shunt	360.000 $\Omega$
$G0$	Irradiation référence	1000 W/m <sup>2</sup>
$T0$	Temperature de reference	298.15K
$k$	constant deBoltzmann	1.38e-23J/K
$Voc$	Tension de circuit ouvert	36,3 V
$Isc$	courant de court-circuit	7.84A
$R$	La charge	35 $\Omega$
$C_2$	capacité de sortie	2.7 $\mu$ F
$C_1$	capacité d'entrée	0.27 mF
$L$	Inductance	47mH
$R_L$	Resistance d'inductance	0.5 $\Omega$
$V_d$	Tension de diode	1.9V

La première partie qui est consacrée aux tests de simulation du modèle de conversion boost PV/DC-DC tel que représenté sur la Figure (IV.16),

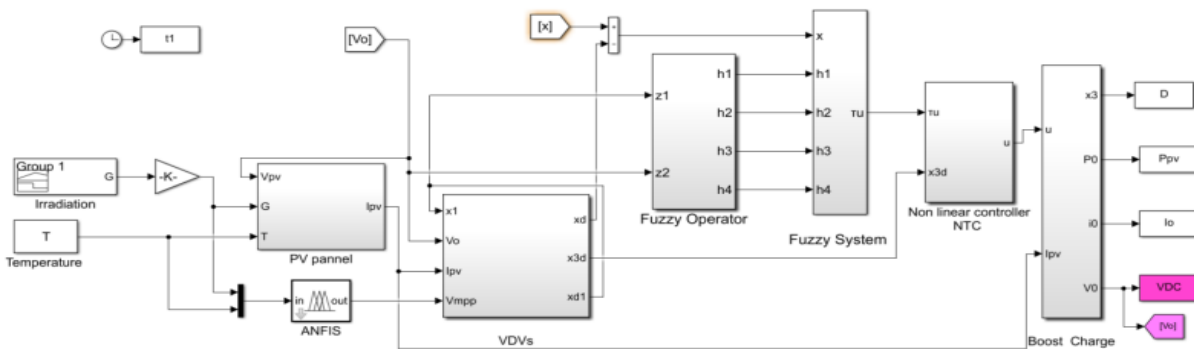
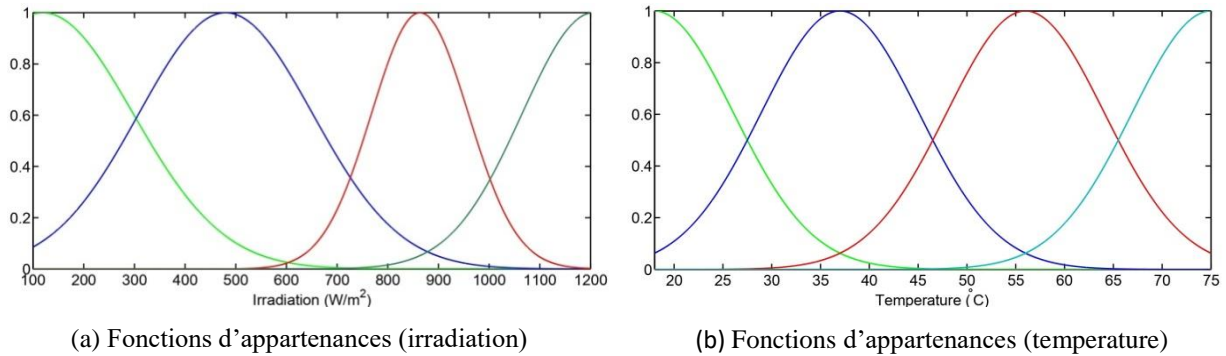


Figure IV.16. Model de Simulation du convertisseur boost avec la commande T-S FLC

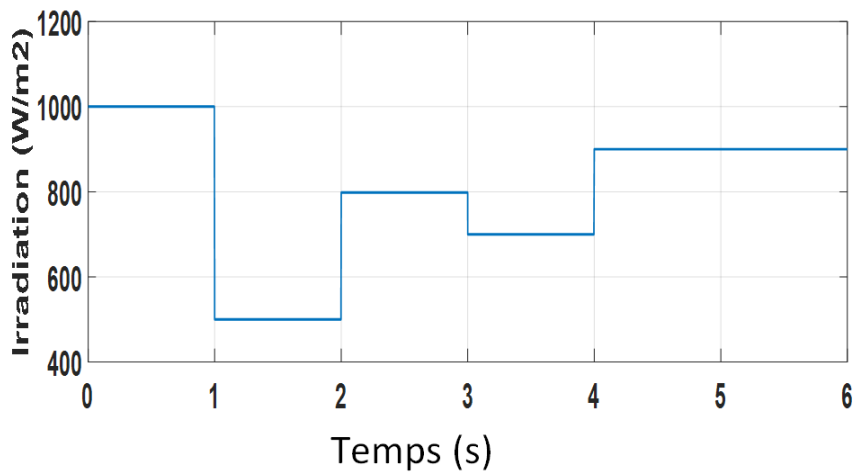


L'irradiation et la température sont modélisées par des fonctions d'appartenance floues pour obtenir une relation floue entre ces paramètres et la tension optimale. Ces fonctions d'appartenance illustrées à la figure 11 sont optimisées à l'aide de l'algorithme ANFIS.



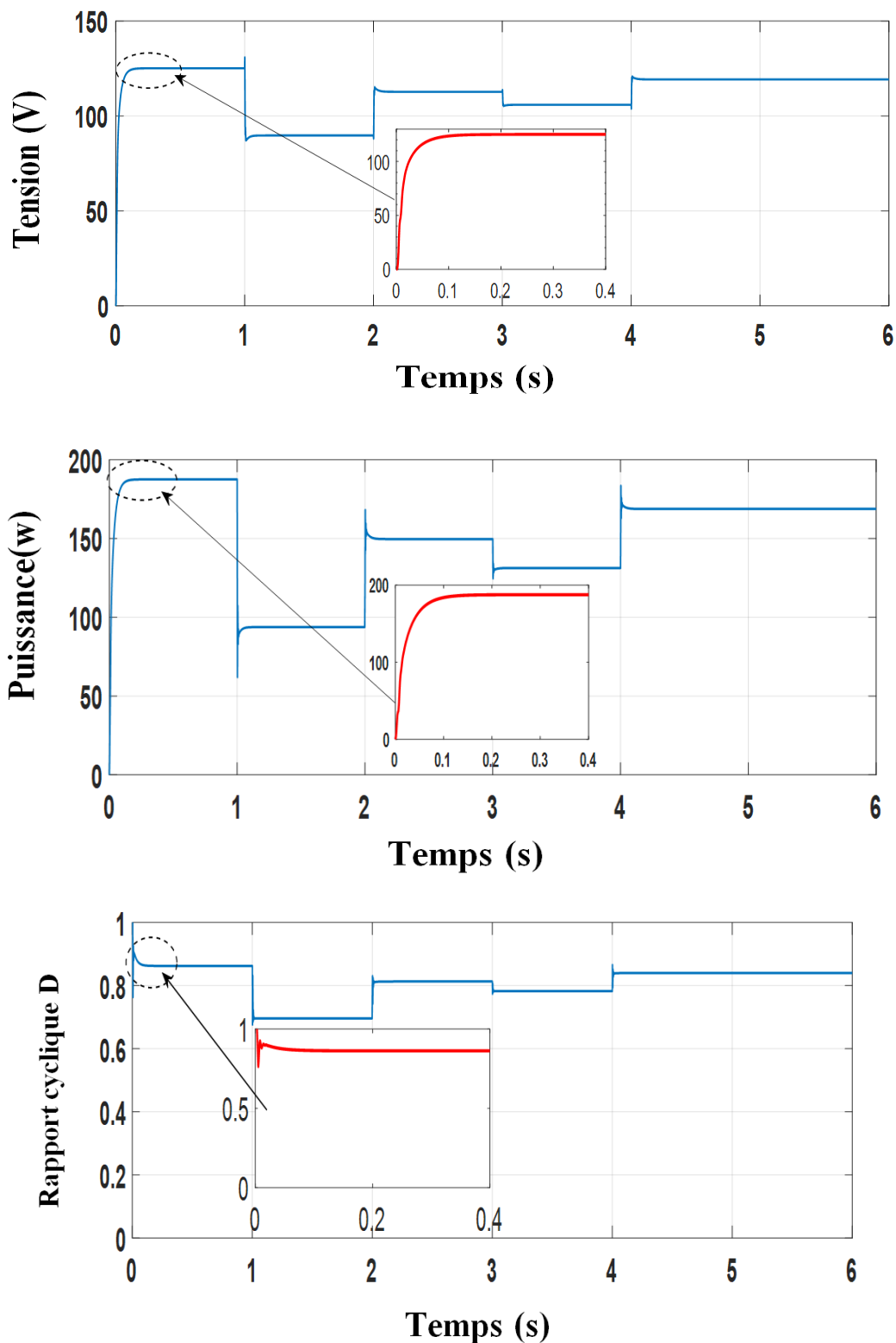
**Figure IV.17.** Fonctions d'appartenance pour générer  $V_{pop}$

Le premier test est effectué dans diverses conditions atmosphériques où l'irradiation est supposée être comme indiqué sur les Figure (IV.18),



**Figure IV.18.** Profile de variation d'irradiation

Les réponses de la tension de sortie  $V_o$ , de la puissance de sortie  $P_{pv}$  et du signal de commande  $D$  fournies à l'aide du contrôleur flou T-S FLC sont illustrées respectivement sur la Figure (IV.19)



**Figure IV.19.** Les réponses du système de haut en bas : la tension de sortie  $V_o$ , la puissance  $P_{pv}$  et le rapport cyclique  $D$

La réponse de tension de sortie contrôlée par le contrôleur flou T-S conçu lorsque le convertisseur élévateur est soumis à la variation d'irradiation. Ainsi, l'irradiation passe de

1000 w/m<sup>2</sup> à 500w/m<sup>2</sup> et à 800w/m<sup>2</sup>, 700 w/m<sup>2</sup> puis 900 w/m<sup>2</sup>. Nous supposons que la température de la cellule est maintenue constante à 25°C.

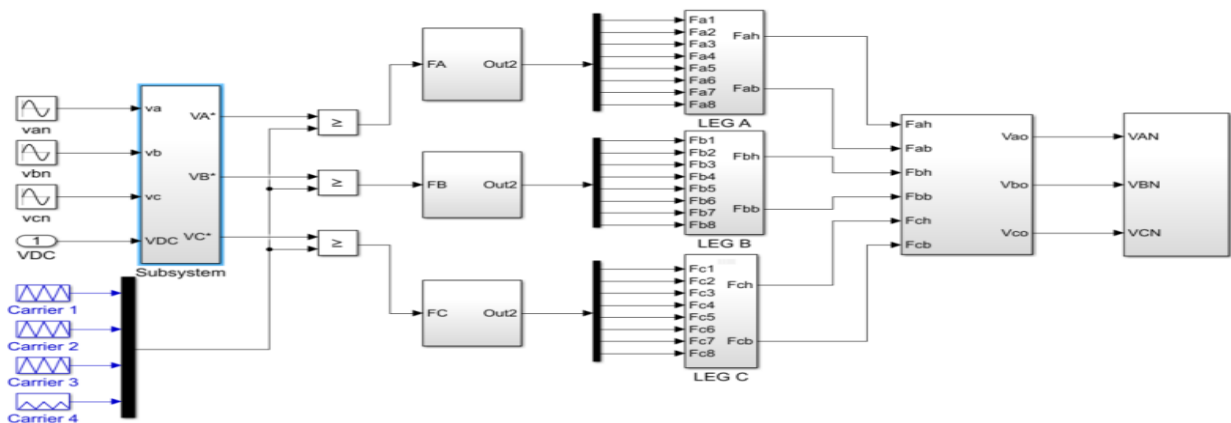
Comme on peut le constater, les régimes stationnaires suivent idéalement les trajectoires optimales et ne sont pas affectés par le rayonnement solaire de la cellule. Cela donne au système la capacité d'extraire l'énergie solaire disponible avec une perte minimale et d'améliorer les performances du système.

A partir de de ces resultats nous pouvons confirmer que le régulateur flou offre une réponse dynamique rapide et des performances supérieures en termes de convergence vers les PPMs.

Dans la deuxième partie, nous présenterons les résultats de simulation obtenus lors des tests réalisés sur le VSI NPC triphasé à cinq niveaux à base d'IGBT/diodes, et utilisant la stratégie de commande MLI discontinue [Zaamouche,2018] [Houam,2022]. L'onduleur est alimenté directement par le système de conversion PV/Boost. Le tableau ci-dessous présente les paramètres du convertisseur DC/AC :

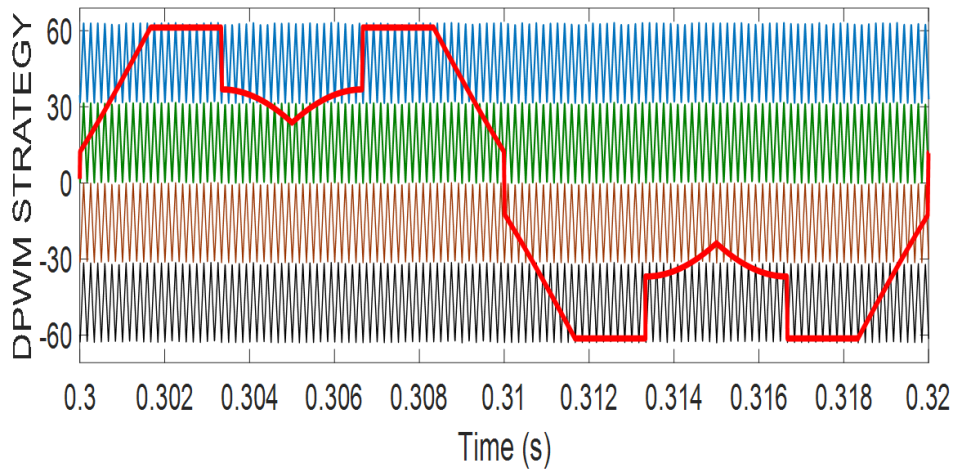
**Table IV.3.** Les paramètres d'onduleur

PARAMETERS	VALUE
Tension d'entrée V <sub>DC</sub>	125V
Fréquence de sortie f <sub>p</sub>	50 Hz
Fréquence de modulation DPWM	6 KHz
Indice de modulation M	0.9
Nombre de porteuse	4



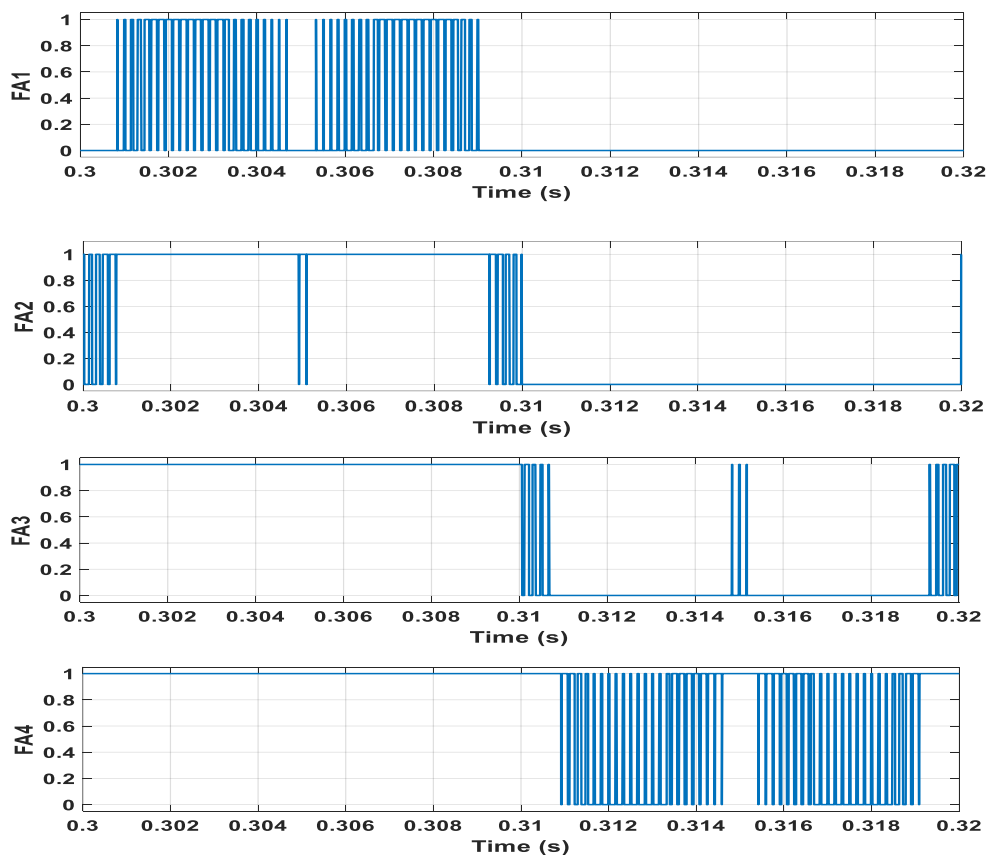
**Figure IV.20.** Model simulink d'un onduleur NPC 3ph cinq niveaux contrôlé par une stratégie MLI discontinue

Les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes :



**Figure IV.21.** Les formes d'onde de référence et les porteuses triangulaires pour DPWM, ( $M = 0,9$  et  $f_c = 6$  KHz).

Ceci est certainement dû au fait que la forme d'onde de référence de cette technique présente une meilleure répartition des zones non modulées; quatre sections de saturation symétriques chacun égal à  $30^\circ$ , contrairement aux autres techniques PWM classiques.



**Figure IV.22.** Signaux de contrôle générés par DPWM

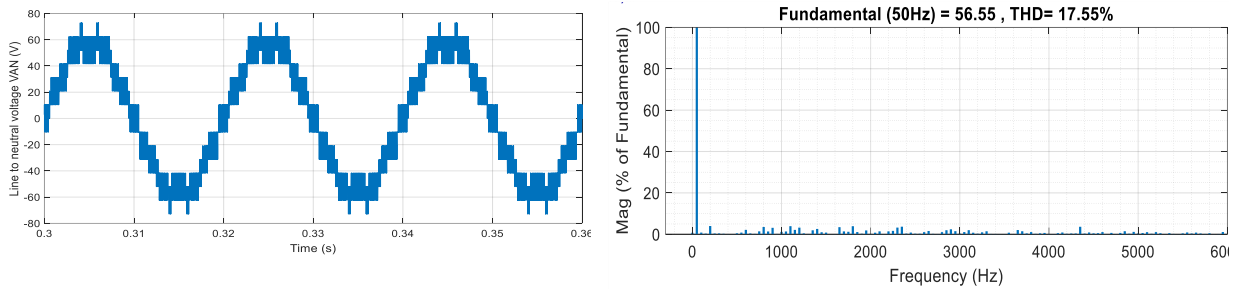


Figure IV.23. La tension simple Van et son spectre harmonique pour M=0.9

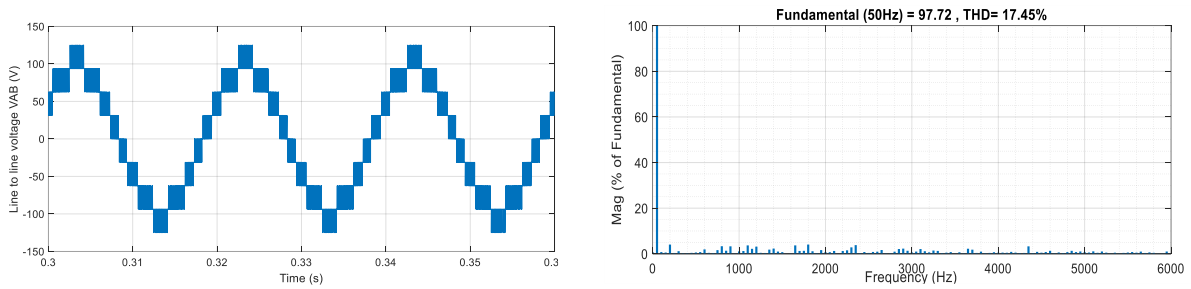


Figure IV.24. La tension composé Van et son spectre harmonique pour M=0.9

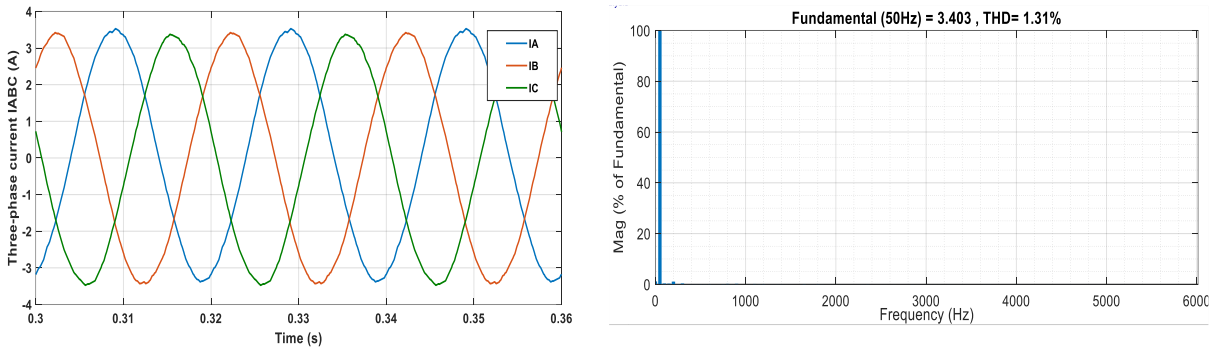


Figure IV.25. Le courant de ligne I<sub>ABC</sub> et son spectre harmonique pour M=0.9

La Figure (VI.22) présente les signaux de commande ( $F_{A1}$ ,  $F_{A2}$ ,  $F_{A3}$  et  $F_{A4}$ ) pour les quatre transistors du premier demi-bras au sommet de l'onduleur. Ils ont été générés par PWM discontinu avec une fréquence de commutation de 6 KHz. Les autres signaux de demi-bras du bas sont générés en complémentarité avec ceux du haut. Et donc les signaux de commande des bras A, B et C sont déphasés de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre.

Les signaux de commande présentent des zones où il n'y a pas de commutation dans les deux demi-ondes, ce qui est vérifié par le nombre de commutations par période fondamentale, dans lesquelles la technique discontinue réduit le nombre de commutations d'environ 33 %.

La Figure (VI.23) représente l'allure de la tension phase-neutre pour la phase A de l'onduleur. L'analyse spectrale de cette tension donne un taux d'harmoniques de 17,55% avec une composante fondamentale de 56,55v.

La Figure (VI.24) montre l'allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur. On remarque que cette tension est une onde alternative ; il se présente également sous la forme d'un escalier avec cinq niveaux de tension différents (0, 31,25, 62,5, 93,75 et 125v). Son

spectre harmonique représente une valeur THD égale à 17.45% avec une composante fondamentale à la valeur de 97.72v.

Les courants de ligne IABC en sortie de l'onduleur sont représentés par la Figure (VI.25). Ils ont une forme sinusoïdale. Ils créent également un système triphasé équilibré à une fréquence de 50 Hz. Le spectre harmonique obtenu pour le courant de ligne à une valeur THD égale à 1,31 % avec une composante fondamentale de 3,4 A. Ce spectre est parfaitement conforme aux exigences des normes ( IEEE Std 519-2014), qui ne dépasse pas 05 %.

D'après les résultats obtenus de la simulation de la deuxième partie , il est tout à fait clair que la technique DPWM, appliquée pour les VSI triphasés NPC à cinq niveaux, présente une excellentes performances qui génèrent un nombre réduit de commutations par période, une amplitude fondamentale plus élevée et une meilleure qualité spectrale.

#### **IV.7. Conclusion**

Pour évaluer les performances des deux stratégies de commande (T-S FLC et DPWM), nous avons présenté dans ce chapitre, une modelisation et simulation d'un onduleur NPC triphasé 5 niveaux en utilisant la commande T-S,FLC du convertisseur boost.

Nous avons démontré par les différents tests que l'association de la commande MPPT T-S FLC avec la stratégie de commande DPWM donne des résultats meilleure par rapport aux autres techniques de commande (P&O,INC) pour le boost et (MLIS et MLIV) pour le NPC du point de vue suivi du MPP et réduction des pertes de commutations, ce qui donne la possibilité d'augmenter la fréquence de modulation.

## Références

- [Abid,2014] Abid, H., Toumi, A., & Chaabane, M. (2014). MPPT Algorithm for Photovoltaic Panel Based on Augmented Takagi-Sugeno Fuzzy Model. *ISRN Renewable Energy*, V 2014, 1–10. <https://doi.org/10.1155/2014/253146>.
- [Gupta,2015] S. Gupta, R. Garg and A. Singh, "TS-fuzzy based controller for grid connected PV system, (2015), Annual IEEE India Conference (INDICON), 2015, pp. 1-6, [https://doi: 10.1109/INDICON.2015.7443280](https://doi:10.1109/INDICON.2015.7443280).
- [Houam,2022] Houam, A., Zaamouche, F., & Ounnas, D. (2022). DPWM Applying for Five-Level NPC VSI Powered by PV-Boost Converter Based on Takagi Sugeno Fuzzy Model. *European Journal of Electrical Engineering* 24(2), 105–112. <https://doi.org/10.18280/ejee.240205>
- [Khan,2022] Khan, A. A., Khan, U. A., Member, S., & Ahmed, H. F. (2022). Improved NPC Inverters Without Short-Circuit and Dead-Time Issues. *2180 IEEE transactions on power electronics*, vol. 37, no. 2, february 2022, 2180–2190.
- [Ounnas,2021] D. Ounnas., Guiza, D., Soufi, Y., & Maamri, M. (2021). *Design and Hardware Implementation of Modified Incremental Conductance Algorithm for Photovoltaic System*. 100–111. <https://doi.org/10.15598/aeec.v19i2.3881>
- [Ounnas,2018] Ounnas, D. (2018). These de doctorat, Contribution au Diagnostique et à la Commande Passive Tolérante aux Défauts des Systèmes non Linéaires. September. Université ferhat abbas , setif1 ufas. <https://doi.org/10.13140/RG.2.2.34861.13280>
- [Ounnas,2017] D. Ounnas, Bouktir, M. Ramdani2 · S. Chenikher T., M. R. S. C. T. (2017). An Efficient Maximum Power Point Tracking Controller for Photovoltaic Systems Using Takagi – Sugeno Fuzzy Models. 4971–4982. <https://doi.org/10.1007/s13369-017-2532-0>.
- [Safia,2020] Safia, Z. Ben, Allouch, M., & Chaabane, M. (2020). *Decentralized T-S Fuzzy Control for Solar PV Powered Water Pumping System Driving by Induction Motor*. 22(4), 301–311.
- [Tatikayala,2021]V. K. Tatikayala and S. Dixit, "Takagi-Sugeno Fuzzy based Controllers for Grid Connected PV-Wind-Battery Hybrid System," 2021 International Conference on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT), 2021, pp. 489-494, doi: 10.1109/RTEICT52294.2021.9573785.
- [Zaamouche,2018] Zaamouche, f. (2018). *Amélioration des Tensions de Sorties des Onduleurs par l'Utilisation des Nouvelles Topologies et Techniques de Commandes*. Université Badji Mokhtar- Annaba.
- [Zaamouche,2018] Zaamouche, F., Saad, S., & Hamiche, L. (2018). A Discontinuous PWM Techniques Evaluation by Analysis of Voltage and Current Waveforms. *International Journal of Scientific Engineering and Technology*.

# *Conclusion Générale*

---

<b>1. Conclusion .....</b>	<b>103</b>
<b>2. Perspectives .....</b>	<b>84</b>

---



## *Conclusion générale*

La multiplicité des sources renouvelables lui confère la particularité de s'intégrer dans les réseaux électrique.

L'énergie photovoltaïque est l'une de ces sources renouvelables les plus importantes pour la production d'électricité. Cependant, L'optimisation de cette production ainsi son l'intégration dépend principalement des conditions environnementales et des méthodes de contrôle adoptées dans la chaîne de conversion photovoltaïque.

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans l'optimisation de l'intégration des énergies renouvelables dans les réseaux de distribution. pour cela, nous nous sommes intéressés aux commandes qui contrôlent le fonctionnement de l'étage DC/DC et de l'étage DC/AC.

Nous avons entamé ce travail par une étude théorique du système photovoltaïque. On s'est focalisé sur le système PV connecté au réseau de distribution. Nous nous sommes concentrés sur le système PV connecté au réseau de distribution. Nous avons donné un aperçu des différents types de convertisseurs DC/DC et DC/AC et décrit leur fonctionnement. On a présenté les différentes techniques MPPT utilisées et ainsi les différentes stratégies de commande PWM des onduleurs dans notre cas d'étude.

Ce travail se devise en deux parties :

Notre objectif dans la première partie était de développer une technique de commande par les modèles flous T-S FLC. La méthode décrite repose sur les étapes suivantes : créer des VDV's qui facilitent l'obtention du modèle de référence, puis étudier les conditions de stabilité des systèmes T-S par l'approche quadratique de Lyapunov, puis les formuler en un problème équivalent de matrice d'inégalité linéaire (LMI) afin d'obtenir des résultats abordable d'un point de vue suivi trajectoire pour l'exploitation numérique.

Dans la deuxième partie, nous avons appliqué la méthode de contrôle DPWM dans un onduleur NPC triphasé à cinq niveaux pour améliorer la qualité des ondes de tension et de courant à leur sortie. Puisque ces convertisseurs étant largement utilisés dans l'industrie et touchant les domaines d'application les plus divers, le domaine de l'intégration des énergies renouvelables s'est avéré être la solution la plus efficace.

La modélisation et la simulation de la chaîne de conversion PV dans l'environ Matlab simulink, par l'association des deux topologies des convertisseurs ainsi que leurs stratégies de commande nous a donné des résultats acceptables et meilleurs si on comparant avec d'autres types d'association tel que (boost, NPC) avec les stratégies (FLC et SVPWM).

Nous pouvons conclure que l'association des deux topologies (boost et NPC cinq N) avec ces techniques de contrôle (T-S FLC et DPWM) respectivement a contribué à donner un aspect intéressant à l'étape de conversion PV/DC/AC dans la chaîne de conversion.

Des perspectives d'un point de vue expérimental sont également envisageables. En effet dans les prochains travaux l'implémentation de techniques de commande développées sur une carte à microcontrôleur fait l'objet de l'une des perspectives. D'autre part, la réalisation

d'onduleur de tension multi-niveaux commandé par la technique MLI discontinue, en implantant cet algorithme dans une carte dSPACE, un DSP ou un Microcontrôleur.

## Abstract

The performance of a grid-connected photovoltaic system is strongly affected by the environmental conditions to which it is exposed such as random weather changes. Surprisingly, power quality is also an interesting issue for the PV power conversion system, which has resulted in several challenges associated with extracting maximum power and minimizing parts losses when switching.

This thesis work aims to improve the performance of DC/DC converter and photovoltaic inverter controllers in the face of climate change.

For this purpose, a three-phase, five-level NPC DC-AC voltage converter is introduced using intermittent pulse width modulation (DPWM) and fed with an output voltage of a PV/DC-DC boost converter based on the Takagi-Sugeno fuzzy T-S controller.

The photovoltaic system is described by nonlinear equations. Accordingly, we used a fuzzy T-S model to transform the nonlinear equations into a fuzzy model by modeling the inputs, which are light radiation, temperature and output voltage. Then the control parameters were calculated based on the Linear Matrix Inequality (LMI) instruments and to ensure the stability of the system we chose the Lyapunov approach. In the second stage we have adopted discrete pulse width modulation (DPWM) which provides the possibility to reduce switching losses and rate of harmonics THD. The simulation was performed in a MATLAB/Simulink environment using AC- load ( R-L). The obtained results confirm the feasibility and reliability of the proposed method for the photoelectric conversion system.

**Keywords:** PV system, boost converter, T–S fuzzy model, LMIs, NPC inverter, DPWM

## Résumé

Les performances d'un système photovoltaïque connecté au réseau sont fortement affectées par les conditions environnementales auxquelles il est exposé, telles que les changements climatiques aléatoires. Étonnamment, la qualité de l'énergie est également un problème intéressant pour le système de conversion d'énergie PV, ce qui a entraîné plusieurs défis associés à l'extraction d'une puissance maximale et à la minimisation des pertes de pièces lors de la commutation.

Les travaux de cette thèse visent à améliorer les performances des contrôleurs de convertisseurs DC/DC et d'onduleurs photovoltaïques face au changement climatique

A cet effet, Un (VSI) NPC triphasé à cinq niveaux utilisant une modulation de largeur d'impulsion discontinue (DPWM) et alimenté par une tension de sortie d'un convertisseur élévateur PV/DC-DC basé sur un contrôleur flou Takagi-Sugeno T-S est présenté.

Le système photovoltaïque est décrit par des équations non linéaires. Un modèle flou T-S est utilisé pour transformer les équations non linéaires en un modèle flou en modélisant les paramètres d'irradiation, de température et de tension de sortie. Les paramètres de contrôle ont été calculés sur la base des outils d'inégalités matricielles linéaires (LMI) et la stabilité du système est assurée par l'approche de Lyapunov. Dans la deuxième étape, une modulation de largeur d'impulsion discontinue (DPWM) est utilisée et approuvée ; il offre la possibilité de réduire les pertes de commutation et le taux d'harmoniques THD. La simulation a été réalisée dans l'environnement MATLAB/Simulink en utilisant une charge alternative R-L et les résultats obtenus confirment la faisabilité et la fiabilité de la méthode proposée pour le système de conversion PV.

**Mots clé:** Système PV, convertisseur abaisseur, modèle flou T-S, LMI, onduleur NPC, DPWM

## الملخص

يتأثر أداء النظام الكهروضوئي المتصل بالشبكة بشدة بالظروف البيئية التي يتعرض لها مثل التغيرات الجوية العشوائية. المفاجئة، كما تعد جودة الطاقة مشكلة مثيرة للاهتمام لنظام تحويل الطاقة الكهروضوئية، هذا ما نتج عنه عدة تحديات مرتبطة باستخراج أقصى طاقة وتقليل خسائر الأجزاء عند التبديل.

يهدف عمل هذه الأطروحة إلى تحسين أداء وحدات التحكم الخاصة بالمحول DC/DC والعاكس الكهروضوئي في مواجهة التغيرات المناخية.

لهذا الغرض، يتم تقديم محول جهد مستمر- متناوب من نوع NPC ثلاثي المراحل من خمسة مستويات باستخدام تعديل عرض النبضة المتقطع (DPWM) ويتم تغذيته بجهد خرج لمحول تعزيز DC-DC / PV قائم على وحدة تحكم Takagi-Sugeno الضبابية T-S .

يوصف النظام الكهروضوئي بواسطة معادلات غير خطية. وعليه قمنا باستخدام نموذج ضبابي T-S لتحويل المعادلات غير الخطية إلى نموذج ضبابي عن طريق نمذجة المدخلات التي تتمثل في الإشعاع الضوئي، درجة الحرارة والجهد الناتج. ثم تم حساب معلمات التحكم بناءً على أدوات عدم تكافؤ المصفوفة الخطية (LMI) ولضمان استقرار النظام اخترنا مقارنة Lyapunov. في المرحلة الثانية قمنا باعتماد تعديل عرض النبضة المتقطع (DPWM) الذي يوفر إمكانية تقليل خسائر التبديل ومعدل التوافقيات THD. تم إجراء المحاكاة في بيئة MATLAB / Simulink باستخدام حمولة متناوبة R-L . وتؤكد النتائج التي تم الحصول عليها جدوى وموثوقية الطريقة المقترحة لنظام التحويل الكهروضوئي.

**الكلمات المفتاحية:** النظام الكهروضوئي، العاكس الكهروضوئي، التشوه التوافقي الكلي، محول التعزيز، النموذج الغامض

DPWM ، NPC ، العاكس ، LMI ، TS-FLC