

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences en Electrotechnique
Option : Electrotechnique

**Application Des Techniques Intelligente Pour La
Commande Des Convertisseurs Multi-niveaux Associé à
Une Source Photovoltaïque Connectée au Réseau**

Présentée par :
BOUCHERITTE Wafa
Soutenu publiquement le : 02/07/2023

Devant le jury composé de :

Dr. Rabhi BOUALAGA	Professeur	President	Université de Biskra
Dr. Ammar MOUSSI	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Mechoug RAIHANE	Maitre de conférences 'A'	Co- Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Boubakeur AZOUI	Professeur	Examineur	Université de Batna 2
Dr. Hani BENGUESMIA	Maitre de conférences 'A'	Examineur	Université de M'sila
Dr. Hichem AMAR	Maître de recherche 'A'	Examineur	Centre de Recherche en Technologie Industrielle de Setif

Rremerciements

Tout d'abord, Je tiens à remercier très chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur **MOUSSI AMMAR**, Professeur à l'Université de Biskra, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils. Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse :

Je suis très reconnaissant à **MACHGOUG RAIHAN**, Professeur à l'Université de Biskra, et Co-Directeur de cette thèse, Qui m'a encadré durant cette thèse et m'a fait part de ses brillantes idées. Je la remercie également pour sa gentillesse et sa présence constante, et pour les nombreux encouragements qu'elle m'a prodigués.

J'exprime mes remerciements Monsieur **BOUALAGA RABHI** Professeur à l'Université de Biskra, Pour avoir accepté la présidence du jury de soutenance de cette thèse.

J'exprime mes remerciements Messieurs, **BOUBAKEUR AZOUI**, Professeur à l'Université de Batna.

Un grand remerciement à Monsieur **HANI BENGUESMIA**, Maître de conférence "A" à l'Université de Msila pour son aide et son soutien.

J'exprime mes remerciements **HICHEM AMAR** Maître de conférence "A" à Centre de recherche en technologie industrielle, Pour votre acceptation d'être l'un des examinateurs de cette thèse.

RESUME

Résumé

La demande croissante en énergie a donné un intérêt imprécédent à l'utilisation des énergies renouvelables surtout le solaire photovoltaïque. Comme les fermes PV produisent principalement une énergie sous forme continue, il s'avère nécessaire de convertir cette forme à celle la plus courantes, autrement dit en énergie sous forme alternative. Cette nécessité devient une obligation si cette énergie est injectée dans le réseau pour renforcer ce dernier ou améliorer ces qualités.

Dans ce sens, l'utilisation des onduleurs multi-niveaux ces dernières années est due à leurs nombreux avantages dans les applications industrielles surtout dans la gamme des grandes puissances et haute tensions.

Dans cette thèse, un système PV connecté au réseau à travers un convertisseur continue-continue, un onduleur multi-niveaux et contrôlé d'une manière intelligente est étudié. Globalement, il faut assurer un transfert ou une injection optimale et fiable de l'énergie PV produite dans le réseau électrique.

L'objectif principal de ce travail est d'étudier quelques techniques de régulation pour optimiser le fonctionnement du système. Différents régulateurs sont étudiés et une comparaison entre certaines techniques qui permettent de déterminer les valeurs des paramètres du régulateur PI classique et du régulateur FOPI est présentée.

Ainsi, Pour assurer une production optimale de la centrale photovoltaïque, cette dernière est associée à un hacheur survolteur de tension entraîné par un système de contrôle de puissance maximale utilisant la technique (P&O) pour assurer un fonctionnement optimal lors des variations des conditions climatiques. L'énergie ainsi produite est injectée au réseau électrique local par l'intermédiaire d'un onduleur à cinq niveaux type (NPC), basée sur la méthode de quantification traditionnelle SPWM pilotée par des algorithmes AI.

Mot clé : source photovoltaïque, convertisseur multiniveau, technique intelligente, techniques d'optimisation, MPPT.

Abstract

The growing demand for energy has given an impervious interest in the use of renewable energies, especially solar photovoltaic. As PV farms mainly produce energy in continuous form, it is necessary to convert it to the most common one, i.e. into energy in alternative form. This necessity becomes an obligation if this energy is intended to be injected into the mains network to strengthen it or improve its technical qualities.

In this sense, the use of multi-level inverters in recent years is due to their several advantages in industrial applications, especially in the range of high powers and high voltages.

In this thesis, a PV system connected to the grid through a DC-DC converter, a multi-level inverter and controlled in an intelligent way is studied. In overall, it is necessary to ensure an optimal and reliable transfer or injection of the generated PV energy into the electrical network.

The main objective of this work is to study some control techniques to optimize the operation of the system. Different regulators are studied and a comparison between few techniques which make it possible to determine the parameters values of the classical PI regulator and of the FOPI regulator is presented.

Thus, to ensure an optimal generation of the photovoltaic power plant, the latter is associated to a boost chopper driven by a maximum power control system using the (P&O) technique to ensure optimal operation at various climatic conditions. The energy thus produced is fed into the local power grid through a typical five-level inverter (NPC), based on the traditional SPWM quantization method driven by AI algorithms.

Key word: photovoltaic source, multilevel converter, intelligent technique, optimization techniques, MPPT.

الملخص

لقد أدى الطلب المتزايد على الطاقة إلى اهتمام غير مسبوق لاستخدام الطاقات المتجددة ، وخاصة الطاقة الشمسية الكهروضوئية. وبما أن هذه المحطات تنتج بشكل أساسي الطاقة في شكل تيار مستمر ، فمن الضروري تحويلها إلى أكثرها شيوعاً، أي إلى طاقة في شكل تيار متناوب. وقد يصبح هذه المطلب ضرورة ملزمة إذا كان الهدف هو حقن هذه الطاقة الكهروضوئية في الشبكة الرئيسية لتقويتها أو تحسين خصائصها التقنية.

وفي هذا السياق، فإن استخدام المحولات متعددة الطبقات في السنوات الأخيرة يرجع إلى مزاياها العديدة في التطبيقات الصناعية ، لا سيما في نطاق القوى العالية والجهد العالي.

في هذه الأطروحة، تمت دراسة النظام الكهروضوئي المتصل بالشبكة من خلال محول DC-DC ، ومموج متعدد المستويات يتم التحكم فيه بطريقة ذكية. وبشكل عام، فمن الضروري ضمان النقل أو الحقن الأمثل والموثوق للطاقة الكهروضوئية المولدة في الشبكة الكهربائية.

والهدف الرئيسي من هذا العمل هو دراسة بعض تقنيات التحكم لتحسين تشغيل النظام. حيث تمت دراسة عدة منظمات مع إجراء دراسة مقارنة لفاعلية بعضها في تحديد قيم معاملات منظم PI الكلاسيكي ومنظم FOPI.

وبالتالي، لضمان التوليد الأمثل لمحطة الطاقة الكهروضوئية ، ترتبط الأخيرة بمحول مضخم متحكم فيه بتقنية (P&O) لضمان التشغيل الأمثل في مختلف الظروف المناخية. يتم ضخ الطاقة المنتجة بهذه الطريقة في شبكة الطاقة المحلية من خلال مموج (NPC) ذو خمس مستويات، باستخدام طريقة SPWM التقليدية التي تحكمها خوارزميات الذكاء الاصطناعي.

الكلمة الرئيسية: المصادر الكهروضوئية ، المحول متعدد المستويات ، التقنية الذكية ، تقنيات
التحسين ، التحكم في الطاقة القصوى MPPT.

LISTE DES SYMBOLES

Liste de symbole

A	la constante d'idéalité de la diode
A_{ref}	La valeur d'amplitude du signal de référence
A_p	La valeur d'amplitude du signal de la porteuse
C	Condensateur de filtre
D	Cycle de service du commutateur du convertisseur de suralimentation.
f_{ref}	Fréquence du signal de référence
f_p	Fréquence du signal de la porteuse
I	Le courant délivré par le module photovoltaïque(A)
I_{ph}	courant photoélectrique (A)
I_g	Courant du générateur
$I_{0,n}$	Le courant de saturation nominal (A)
$I_{sc,n}$	Le courant de court circuit nominal (A)
I_0	Courant de saturation. (A)
K	Constant de boltzman $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J K}$
K_I	Le coefficient de courant en fonction de température $A/^{\circ}\text{C}$
K_v	Le coefficient de tension en fonction de température $V/^{\circ}\text{C}$
L	Inductance
m	le nombre de niveaux de tension de phase

Liste de symbole

n	Le nombre de cellule
N_s	Le nombre de module en série
N_p	Le nombre de module en parallèle
N	Le nombre de niveau de tension de sortie
P_m	Puissance maximale(W)
q	La charge électrique $1.6 \cdot 10^{-19}$ (C)
R_s	Résistance série de la cellule
R_{sh}	Résistance parallèle de la cellule
R_{se}, R_{pe}	Résistance série et parallèle du module
S_x	Les interrupters des commutation
S	le nombre de sources DC
T	Température de la cellule ambiante (c)
T_n	Température nominal (298°K)
V	Tension aux bornes de la jonction
V_{oc}	La tension du circuit ouvert (V)
$V_{oc,n}$	La tension de circuit ouvert nominal (V)
V_{th}	La tension thermique
ΔT	La variation de température (°C)

LISTE DES FIGURES

Liste des figures

Figure I.1	Onduleurs multiniveaux et leur classification	10
Figure I.2	a) Topologie CHB à cinq niveaux, (b) Topologie CHB à trois niveaux.....	11
Figure I.3	Topologie onduleur multiniveau à condensateur flottant à trois niveaux.....	13
Figure I.4	Topologie onduleur à diode de bouclage à trois niveaux.....	14
Figure I.5	(a) Schéma de la topologie onduleur multiniveau, chaque bloc à 4 commutateurs est considéré comme un pont en H.(b) La structure modifiée d'un onduleur à 5 niveaux qui utilise 6 commutateurs au lieu de 8.....	18
Figure I.6	la topologie basée sur NPC : Convertisseur T3.....	19
Figure II.1	Schéma de circuit du modèle PV.....	33
Figure II.2	Caractéristiques I-V de la cellule solaire avec ligne de charge.....	34
Figure II.3	Caractéristiques P-V de la cellule PV.....	35
Figure II.4	Caractéristiques I-V de la cellule PV.....	35
Figure II.5	Caractéristiques I-V d'un module PV à rayonnement constant.....	36
Figure II.6	Caractéristiques P-V d'un module PV à rayonnement constant.....	36
Figure II.7	Caractéristiques I-V d'un module PV à température constante.....	37
Figure II.8	Caractéristiques P-V d'un module PV à température constante.....	37
Figure II.9	Schéma fonctionnel du système MPPT contrôlé par convertisseur DC-DC....	39
Figure II.10	Convertisseur abaisseur (Buck).....	42
Figure II.11	Régions de suivi et de non suivi d'un convertisseur abaisseur.....	42
Figure II.12	Circuit convertisseur élévateur DC-DC	43
Figure II.13	Régions de suivi et de non suivi d'un convertisseur élévateur.....	44
Figure II.14	Convertisseur Buck-boost DC-DC	45
Figure II.15	Régions de suivi et de non suivi pour un convertisseur buck-boost, cuk, SEPIC et zeta.....	46
Figure II.16	Convertisseur SEPIC.....	46
Figure II.17	Convertisseur Cuk.....	48
Figure III.1	Représentation Classique et la représentation floue.....	56
Figure III.2	Différentes formes de fonctions d'appartenance.....	57
Figure III.3	Structure d'un contrôleur flou.....	58
Figure III.4	Modèle mathématique de neurone artificielle	60
Figure III.5	Les principales architectures neuronales	61

Liste des figures

Figure III.6	Un réseau multicouche à 2 entrées, 2 sorties, et une couche cachée.....	62
Figure III.7	Architecture d'un réseau récurrent monocouche à interconnexion totale.....	62
Figure III.8	Apprentissage supervisé	63
Figure III.9	Apprentissage non supervisé	64
Figure III.10	Organigramme des Algorithmes Génétiques(GA).....	66
Figure III.11	Organigramme de colonie d'abeille artificielle (ABC).....	69
Figure III.12	Organigramme de Grey Wolf (GWO).....	70
Figure III.13	Schéma bloc d'un contrôleur PID.....	71
Figure III.14	Schéma bloc d'un contrôleur PID d'ordre fractionnel ($PI^{\lambda}D^{\mu}$).....	74
Figure IV.1	Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque.....	79
Figure IV.2	représente l'équation (IV.6).....	81
Figure IV.3	représente l'équation (IV.8).....	81
Figure IV.4	représente l'équation (IV.1).....	82
Figure IV.5	model de cellule photovoltaïque sous Matlab	82
Figure IV.6	Courbe I(V) du module.....	83
Figure IV.7	Figure (IV.7). Courbe P(V) du module.....	83
Figure IV.8	Convertisseur Abaisseur.....	84
Figure IV.9	représente le convertisseur abaisseur dans Matlab.....	84
Figure IV.10	Schéma de la méthode MPPT	85
Figure IV.11	Représente le schème de l'MPPT dans Simulink.....	85
Figure IV.12	Onduleur cinq niveaux sous Matlab.....	86
Figure IV.13	Technique de modulation SPWM	87
Figure IV.14	La tension de sortie V_{AB} de l'onduleur.....	87
Figure IV.15	L'onduleur à cinq niveaux dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau.....	88
Figure IV.16	L'onduleur à cinq niveaux dans les systèmes PV connecté au réseau sous matlab.....	89
Figure IV.17	schéma de la boucle de régulation de tension.....	90
Figure IV.18	Le schéma du filtre LC de notre système.....	92
Figure IV.19	Tension optimale de sortie du générateur PV.....	93
Figure IV.20	Tension de sortie pour un changement de l'ensoleillement.....	93

Liste des figures

Figure IV.21	Analyse FFT de la tension avant filtrage.....	94
Figure IV.22	Tension de référence avec algorithme génétique pour SPWM.....	94
Figure IV.23	Tension de sortie après filtrage.....	95
Figure IV.24	Tension de référence.....	95
Figure IV.25	Analyse. FFT pour un onduleur à cinq niveaux.....	96
Figure IV.26	Schéma fonctionnel du système connecté au réseau PV.....	98
Figure IV.27	Tension de générateur photovoltaïque.....	99
Figure IV.28	Courant de générateur photovoltaïque.....	99
Figure IV.29	Puissance de générateur photovoltaïque.....	100
Figure IV.30	Circuit de l' hacheur élévateur dans Matlab.....	100
Figure IV.31	La tension de sortie de l'hacheur.....	101
Figure IV.32	Courant de sortie de l'hacheur boost.....	101
Figure IV.33	Puissance de sortie de l'hacheur.....	102
Figure IV.34	Modèle Simulink de PLL.....	103
Figure IV.35	Système de control pour générer trois tension de référence de commande.....	105
Figure IV.36	Diagramme de contrôle.....	106
Figure IV.37	L'éclairement de rayonnements solaires.....	108
Figure IV.38	Tension de générateur photovoltaïque après le changement d'éclairement.....	109
Figure IV.39	(a,b) Les courants de commande I_d , I_q et (c) La tension DC Link avec les contrôleurs FOPI sont obtenus par l'algorithme ABC, PSO, GWO.....	109
Figure IV.40	(a, b) les puissances actives et réactives avec les contrôleurs FOPI sont obtenues par l'algorithme ABC, PSO, GWO.....	110
Figure IV.41	Analyse FFT du courant de réseau PV du (a).PSO-FOPI, (b).ABC-FOPI, (c).GWO-FOPI.....	111
Figure IV.42	Schéma fonctionnel du PI flou.....	113
Figure IV.43	Schéma fonctionnel de l'ordre fractionnaire flou PI(FFOPI).....	115
Figure IV.44	Fonctions d'appartenance de la variable d'entrée e , Δe	116
Figure IV.45	Membership functions of output variable Δk_p , Δk_I , $\Delta \lambda$	117
Figure IV.46	(a1, a2) Tensions triphasées ; (b1, b2) Courants triphasés ; (c1, c2) Tension et courant monophasés de FFOPI et FPI.....	120
Figure IV.47	Analyse THD actuelle (a1) avec FFOPI (a2) avec (FPI).....	121
Figure IV.48	Courant direct et en quadrature et tension continue.....	122
Figure IV.49	Comportement dynamique des puissances actives et réactives du réseau.....	122

Liste des figures

LISTE DES TABLEAUX

Liste des tableaux

Tableau I. 1	Avantages et inconvénients des topologies classiques (DC-MLI, FC-MLI et CHB-MLI).....	15
Tableau III.1	Correspondance entre les éléments du neurone biologique et les éléments du Neurone artificielle.....	60
Tableau IV.1	Les caractéristiques électriques du module Photovoltaïque STP 170S-24/Ab-1 en conditions de test standards.....	88
Tableau IV.2	Les paramètres de contrôle du ga utilisés pour optimiser le système...	91
Tableau IV.3	montre les paramètres des algorithmes génétiques utilisés pour optimiser les paramètres pid.....	91
Tableau IV.4	Paramètres du panneau PV.....	98
Tableau IV. 5	Paramètres de l’hacheur.....	101
Tableau IV.6	Paramètres de filtre.....	102
Tableau IV.7	Paramètres de l’algorithme méta-heuristique et paramètres de variation d’intervalle des contrôleurs de l’OFAP.....	107
Tableau IV.8	Les valeurs optimales des contrôleurs de l’OFAP fournissent à la fin de l’optimisation méta-heuristique.....	108
Tableau IV.9	Comparaison de différents algorithmes méta-heuristiques.....	108
Tableau IV.10	Parameters values of the FFOPI and FPI controllers.....	114
Tableau IV.11	les règles floues pour Δk_p	117
Tableau IV.12	les règles floues pour $\Delta k_I, \lambda$	117
Tableau IV.13	Comparaison de différents algorithmes méta-heuristiques.....	121

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	2
------------------------------------	----------

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ASSOCIE AUX SOURCES PHOTOVOLTAÏQUE

<i>I.1.</i> Introduction.....	9
I-2 Topologie onduleur multiniveau.....	10
I.2.1. Onduleur en cascade H-bridge (CHB).....	11
I.2.2. Onduleur à condensateur flottant (FC).....	12
I.2.3. Onduleur à diode de bouclage (NPC).....	13
I.2.4 Comparaison entre les topologies CHB-MLI, FC-MLI et DC-MLI.....	14
I-3 Onduleur multiniveau modifié.....	17
I-4. Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes PV.....	20
I.5 Onduleurs multiniveaux pour systèmes photovoltaïques connectés au réseau.....	20
I.6. Conclusion.....	22
Référence.....	23

CHAPITRE II

ETUDE SUR LES CONVERTISSEURS STATIQUES ASSOCIES AUX SOURCES PHOTOVOLTAÏQUE

II.1. Introduction.....	32
II.2. Modèle mathématique de cellule PV.....	33
II.3. Suivi du point de puissance maximale (MPPT).....	38
II.4. Topologies de convertisseur.....	39
II.4.1. Convertisseur abaisseur Buck.....	41
II.4.2. Convertisseur Boos DC/DC.....	42
II.4.3. Convertisseur abaisseur-élevateur (Buck-Boost).....	44
II.4.4. Convertisseur SEPIC.....	46
II.4.5. Convertisseur Cuk.....	47
II.6. Conclusion.....	48
Référence.....	49

CHAPITRE III

LES PARADIGMES DE SOFT COMPUTING ET LE CONTROLEUR PID FRACTIONNEL

III.1. Introduction.....	55
III.2 Système de la logique floue.....	55
III.2.1 Principe La logique floue.....	55

Sommaire

III.2.2. Ensemble flou.....	56
III.2.3. Variables linguistiques.....	56
III.2.4. Fonctions d'appartenance.....	57
III.2.5. La base des Règles floues.....	57
III.2.6. Structure générale d'Un contrôleur flou.....	57
III.3. Réseaux de Neurones Artificiels (RNA).....	59
III.3.1. Structure d'un neurone artificiel.....	59
III.3.2. Réseaux de neurones.....	61
III.3.3. Différentes architectures des réseaux de neurones.....	61
A. Les réseaux unidirectionnels.....	61
B. Les réseaux récurrents	62
III.3.4. Apprentissage.....	63
A. L'apprentissage supervise.....	63
III.4. Approches méta-heuristiques.....	64
III.4.1 les algorithmes génétiques.....	65
III.4.2 Algorithmes d'optimisation par essaim particulaire (PSO).....	66
III.4.3. Algorithme de colonie d'abeille artificielle (ABC).....	67
III 4.4. Algorithme d'optimisation Grey Wolf (GWO).....	70
III.5. Contrôleur PID d'ordre fractionnel	71
III.5.1 Contrôleur PID classique.....	71
III.5.2. Calcul fractionnel	72

Sommaire

III.5.3. Opérateurs d'ordre fractionnel.....	72
III.6. Conclusion.....	73
Référence	74

CHAPITRE IV

MODELISATION ET LE COMMANDE DU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTE AU RESEAU ELECTRIQUE

IV.1. Introduction.....	79
IV.2. Modélisation de panneaux photovoltaïque.....	79
IV.3. Convertisseur Abaisseur DC/DC.....	84
IV.3. simulation de l'onduleur à trois niveaux.....	48
IV.4. Modélisation de structures d'onduleurs triphasés à cinq niveaux (NPC).....	86
IV.4.1 La Commande et l'Algorithme utilisent.....	86
A. Technique de modulation.....	86
IV.2 Système photovoltaïque (PV) connecté au réseau optimisé par des algorithmes génétiques.....	88
IV.2.1 Boucle de régulation de la tension de sortie.....	89
A. Optimiser le régulateur pid par algorithme génétique.....	90
B. Fonction Fitness.....	90
IV.2.2 Filtre LC.....	91
IV.3.4 Indices de performance.....	106

Sommaire

IV.4. PI d'ordre fractionnaire flou pour un onduleur à cinq niveaux pour les systèmes photovoltaïques (PV) connectés au réseau..... 113

IV.5. Conclusion..... 124

CONCLUSION GÉNÉRALE..... 125

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

La demande d'énergie renouvelable augmente, fait baisser les prix et offre un avenir à l'énergie propre. Cette révolution de l'énergie propre est alimentée par l'énergie solaire et éolienne. Il est entendu que l'énergie générée par le soleil est sûre et disponible gratuitement sur terre 24h/24. L'énergie solaire joue un rôle crucial dans l'augmentation du pourcentage d'énergies renouvelables dans l'industrie électrique de 25 % en 2017 à 85 % d'ici 2050[1]. Par rapport à la production d'électricité par des combustibles fossiles, l'électricité produite par l'énergie solaire ne provoque pas d'émissions de gaz à effet de serre (une faible quantité de gaz à effet de serre peut être émise lors de la fabrication des panneaux et des pratiques de recyclage après vie, mais moins que les ressources en combustibles fossiles). De plus, l'énergie solaire est une source d'énergie sûre, en particulier dans les pays avec peu ou pas d'approvisionnement en combustibles fossiles.

Fondamentalement les générateurs photovoltaïques (PV) font partie du renouvellement ressources énergétiques capables sans bruit, sans pollution, sans pièces mobiles, longue durée de vie, conception facile et temps d'installation réduit. Les systèmes solaires convertissent le rayonnement solaire tombé sur leurs surfaces extérieures en courant électrique continu [2,3]. La forte consommation et l'augmentation rapide de la demande d'énergie pour l'électricité aux niveaux résidentiel, commercial et industriel ont forcé à se concentrer sur l'amélioration de l'efficacité de l'énergie solaire et ont incité les chercheurs à rechercher de nouvelles technologies pour le futur réseau PV tel que le réseau électrique PV [4], le micro-réseau [5] et le réseau intelligent [6]. Les technologies de l'énergie solaire sont récemment très importantes en raison de la disponibilité du rayonnement solaire et de ses avantages considérables dans plusieurs applications telles que l'irrigation [7], l'agriculture [8,9] et les technologies solaires thermiques [10].

Le raccordement de cette source solaire à un réseau de distribution électrique n'est pas chose aisée. En effet, si cette énergie *PV* se présente comme l'énergie de l'avenir, elle a néanmoins l'inconvénient d'être intermittente (très dépendante de l'irradiance et de la température). Cette caractéristique influence négativement le réseau électrique [11]. La fréquence et les niveaux de tensions sont donc fluctuants. Les coupures du réseau sont, par conséquent, fréquentes.

De plus, Une grande partie du coût d'un système *PV* se trouve dans les éléments de filtrage qui assurent la qualité de l'énergie. Leurs valeurs importantes s'expliquent par la forte différence entre la tension de sortie des onduleurs classiquement utilisés dans le domaine *PV* et la tension du réseau. Ceci oblige à travailler avec des composants passifs (L , C) du filtre volumineux, lourds et chers.

Introduction générale

Par conséquent, l'onduleur multi-niveaux a été étudié pour qu'il produise une onde de tension plus proche de l'onde de réseau que celle fournie par l'onduleur classique.

Les onduleurs multiniveaux ont été introduits en tant que technologie innovante pour les besoins de haute puissance. Les onduleurs multiniveaux ont été largement utilisés dans une grande variété d'applications, y compris les gros moteurs, les FACTS, les dispositifs d'amélioration de la qualité de l'énergie et les convertisseurs d'énergie renouvelable (RE) [12]. Ils génèrent principalement la forme d'onde de tension en escalier à partir d'une variété de sources de courant continu. L'utilisation des onduleurs multiniveaux améliore l'efficacité des moteurs électriques dans les applications à haute puissance. Les onduleurs multiniveaux sont récemment apparus comme une alternative majeure dans les applications industrielles de haute et moyenne puissance telles que les véhicules électriques, les entraînements de propulsion de navires, les laminoirs, la fabrication de papier et le formage des métaux. Les onduleurs multiniveaux offrent de nombreux avantages inhérents par rapport aux onduleurs conventionnels à deux niveaux, notamment une diminution des contraintes de tension, une réduction de la puissance nominale des appareils et une amélioration de la qualité de la puissance transmise. La topologie d'un onduleur multiniveau classique est encore utilisée dans la majorité des secteurs critiques,

Les techniques de commande sont un autre facteur très important pour améliorer les performances des convertisseurs DC-AC.

Dans cette thèse on propose une approche basée sur l'étude d'un onduleur multiniveau pour convertir la tension continue délivrée par une source photovoltaïque en tension alternative afin d'injecter cette énergie au réseau de distribution.

La performance des onduleurs multiniveaux utilisés dans les systèmes PV connectés au réseau est un paramètre important à prendre en compte car il a un impact majeur sur la qualité de l'énergie électrique produite et, par conséquent, sur l'efficacité du système PV.[13]. Ce travail vise à améliorer les performances dynamiques des onduleurs multiniveaux connectés au réseau PV en introduisant les régulateurs PI d'ordre fractionnaire de l'étage DC/AC, ce qui permet une injection flexible d'énergie du générateur PV dans le réseau électrique sans distorsion ni déphasage du Courant alternatif [14,15]. Le contrôle classique et le contrôle intelligent sont deux méthodes de contrôle largement utilisées dans une variété de domaines. Le régulateur PID est l'une des méthodes de régulation classiques les plus utilisées. Il a l'avantage d'avoir une structure simple qui est très facile à assumer, à mettre en œuvre et à régler [16]. Les progrès récents dans les systèmes d'ordre fractionnaire ont considérablement augmenté les études sur le système de contrôle d'ordre fractionnaire (FO) [17,18].

Introduction générale

Le contrôleur PID d'ordre fractionnaire (FOPID) est une extension du contrôleur PID qui comprend deux paramètres de réglage supplémentaires : l'ordre intégral et l'ordre différentiel (λ, μ) [19,20]. Les deux paramètres supplémentaires (λ, μ) offrent une flexibilité supplémentaire pour répondre aux spécifications de conception du contrôleur.

Dans ce travail, nous présentons le contrôleur PI d'ordre fractionnaire combiné à des algorithmes méta-heuristiques pour garantir des performances optimales et un réglage fin des paramètres (K_p, K_I, λ).

Ainsi, on propose l'étude du comportement dynamique d'un onduleur à cinq niveau associé au système photovoltaïque connecté au réseau. L'objectif est d'optimiser les paramètres (K_p, K_I, λ) du contrôleur PI d'ordre fractionnaire en utilisant des algorithmes méta-heuristiques (PSO, ABC, GWO).

La thèse est structurée de la manière décrite ci-dessous :

le premier chapitre, présente l'état de l'art des convertisseurs multiniveaux associé aux sources photovoltaïque, suivi d'une étude comparative approfondie des topologies d'onduleurs multiniveaux. Dans le deuxième chapitre, Les convertisseur statique associé aux sources photovoltaïque, sont étudiés. L'installation photovoltaïque et le module de contrôle MPPT sont également étudiés.

Dans le troisième chapitre, une description sur les paradigmes de soft computing et le contrôleur PID fractionnel, système de la logique floue, Réseaux de Neurones Artificiels (RNA), Approches méta-heuristiques sont aussi discutés.

Le quatrième chapitre est consacré à la modélisation et contrôle du convertisseur à cinq niveaux associé au système photovoltaïque connecté au réseau électrique ainsi que l'utilisation des techniques intelligentes pour commander le convertisseur NPC

Référence

- [1] S. Manna, A. Akella, K. D.K Singh, “A novel MRAC-MPPT scheme to enhance speed and accuracy in PV systems”. Iran. J Sci. Technol. Trans. Electr. Eng.
- [2] M. Ho`ok, X. Tang, “Depletion of fossil fuels and anthropogenic climate change-A review”. Energy Pol 2013, 52, 797–809.
- [3] H. Lund, B. Vad Mathiesen, D. Connolly, PA. ostergaarda, “Renewable energy systems - a smart energy systems approach to the choice and modelling of 100 % renewable solutions’, Chem Eng Trans 2014,39,1–6.
- [4] M. Zhang, Q. Zhang, “Grid parity analysis of distributed photovoltaic power generation in China”, Energy 2020,206.
- [5] AS. Aziz, MFN Tajuddin, MR. Adzman, MF. Mohammed, MAM. Ramli. “Feasibility analysis of grid-connected and islanded operation of a solar PV microgrid system: a case study of Iraq”. Energy 2020,191.
- [6] MA. Judge, A. Khan, A. Manzoor, HA. Khattak, “Overview of smart grid implementation: frameworks, impact, performance and challenges”. J Energy Storage 2022, 49.
- [7] H. Ghasemi-Mobtaker, F. Mostashari-Rad, Z. Saber, K. w. Chau, A. NabaviPelesaraei, “Application of photovoltaic system to modify energy use, environmental damages and cumulative exergy demand of two irrigation systemsA case study: barley production of Iran”, Renew Energy 2020, 160, 1316–34.
- [8] A. Nabavi-Pelesaraei, H. Azadi, S. van Passel, Z. Saber, F. Hosseini-Fashami, F. Mostashari-Rad, et al, “Prospects of solar systems in production chain of sunflower oil using cold press method with concentrating energy and life cycle assessment”,Energy 2021,223.
- [9] F. Hosseini-Fashami, A Motevali, A. Nabavi-Pelesaraei, SJ. Hashemi, K. w.Chau, “Energy-Life cycle assessment on applying solar technologies for greenhouse strawberry production”, Renew Sustain Energy Rev 2019,116.
- [10] L. Ahmad, N. Khordehgah, J. Malinauskaite, H. Jouhara, “Recent advances and applications of solar photovoltaics and thermal technologies”, Energy 2020,207.

- [11] V. L. Nguyen, « Couplage des systemes photovoltaiques et des vehicules electriques au reseau Problemes et solutions », Université de Grenoble: Thèse de Doctorat de l'Université de Grenoble,2014.
- [12] H. Katir, A. Abouloifa, I. Lachkar, K. Noussi, F. Giri, J. M. Guerrero,«Advanced Nonlinear Control of A Grid-Connected Photovoltaic Power System Using N-Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters», IFAC 2020, 53, 12859-12864.
- [13] C. Ui-Min, Ryu. Tae-Rim, “Comparative Evaluation of Efficiency and Reliability of Single-Phase Five-Level NPC Inverters for Photovoltaic Systems”, IEEE Access, 26 August 2021, 9, 120638 – 120651,
- [14] H. Dehghani Tafti, L. Ziyou, “NPC Photovoltaic Grid-Connected Inverter using Proportional-Resonant Controller”,2014 IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Hong Kong, China,07-10 December 2014.
- [15] S. Kumar, P. Yash, “A Three-phase Asymmetric Multilevel Inverter for Standalone PV Systems”, 2019 6th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), Noida, India, 07-08 March 2019.
- [16] S.Mehta, V.Puri, “A review of different multi-level inverter topologies for grid integration of solar photovoltaic system”, Renewable Energy Focus, December 2022,43, Pages 263-276.
- [17] A. Ravi , P.S. Manoharan , J. Vijay Anand , “Modeling and simulation of three phase multilevel inverter for grid connected photovoltaic systems “, Solar Energy, November 2011, 85, 2811-2818.
- [18] Marwan E. Ahmad, Ali. H. Numan, Dhari Y. Mahmood, “Enhancing performance of grid-connected photovoltaic systems based on three-phase five-level cascaded inverter”, International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), December 2021, 12, 4, 2295-2304.
- [19] E.A. Gouda, M. F. Kotb, and D.A. Elalfy, “Modelling and Performance Analysis for a PV System Based MPPT Using Advanced Techniques” ,EJECE, European Journal of Electrical and Computer Engineering, January 2019, 3,1.
- [20] D. Mukherjee, S. Mallick , “a reduced switch multilevel inverter connecting pv system with power grid through an islanding switch”, IFAC PapersOnLine 2022, 55,1, 955–960.

- [21] M. Lakshmi, S. Hemamalini, “Decoupled control of grid connected photovoltaic system using fractional order controller”, *Ain Shams Engineering Journal* 2018, 9, 927–937.
- [22] R.H. Ghobashy, M.M.Ismail Ali, M. A. Moustafa Hassan, “Voltage Regulation of PV System Connected To Grid Based On FOPID Controllers Using Evolutionary Computational Techniques “, 2018 Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo University, Egypt.
- [23] A. Kumar, V. Kumar, “Hybridized ABC-GA optimized fractional order fuzzy pre-compensated FOPID control design for 2-DOF robot manipulator”, *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, 2017, 79,219- 233.

CHAPITRE I

Etat de l'art des convertisseurs multiniveaux associé aux sources photovoltaïque

I.1 Introduction

La demande sans cesse croissante d'électricité dans le monde entier est la principale raison de la grave pénurie d'électricité [1]. Les énergies renouvelables sont de plus en plus populaires et demandées. L'un de leur avantage est qu'ils sont sans pollution. Pour l'avenir, le solaire PV est une source d'énergie plus appropriée pour produire une énergie abondante, peu coûteuse et à faible générées émission de carbone [2][3]. Cette source PV est connectée à un onduleur et cette structure est très simple mais la distorsion des harmoniques entraîne de plus en plus des pertes d'énergie [4].

Un onduleur à deux niveaux a deux tensions de sortie différentes et est le plus simple. Mais la sortie AC est rectangulaire avec une distorsion harmonique totale (THD) élevée alors que la charge nécessite généralement une tension sinusoïdale. L'onduleur multiniveau, tend à réduire cet effet. Pour ce faire, il utilise de nombreuses sources de tension continue de faible valeur nominale comme entrée pour la sortie de tension alternative souhaitée. Ainsi, dans un onduleur à plusieurs niveaux, la tension de sortie est échelonnée plus de deux fois. Lorsque le nombre des niveaux augmente dans l'onduleur multiniveau, la forme d'onde est plus lisse que l'onduleur à deux niveaux. On distingue deux classes d'onduleur : onduleur à source de courant et onduleur à source de tension. Dans la première variante, un court-circuit dans le circuit peut provoquer un courant de défaut très élevé qui endommagera tout autre type d'équipement connecté au circuit. C'est pourquoi, les onduleurs à source de tension à plusieurs niveaux sont préférés [5].

Le concept d'onduleur à plusieurs niveaux commence par un onduleur à trois niveaux. En augmentant le nombre de niveaux dans l'onduleur, la forme d'onde de la tension de sortie contient plusieurs niveaux de tension avec une amplitude contrôlable et variable et une fréquence qui réduit la distorsion harmonique. La principale différence entre l'onduleur à deux niveaux et l'onduleur à plusieurs niveaux est le nombre de niveau de tension. Deux niveaux ne peuvent produire que deux niveaux de tension de sortie, alors que l'onduleur à plusieurs niveaux est capable de produire théoriquement une quantité illimitée de niveaux de tension. La qualité d'un onduleur peut être déterminée par la qualité du signal de tension et de courant obtenu en sortie. Ça peut être mesuré avec la distorsion harmonique totale. Le plus important, l'innovation consiste à minimiser le contenu harmonique de la tension de sortie ou de la forme d'onde du courant. Lorsque le nombre de niveaux tend vers l'infini, la valeur THD tend vers zéro. Le nombre de niveaux de tension atteignables est limité par les problèmes de déséquilibre de tension, les exigences de blocage de tension, la disposition et le conditionnement du circuit et le contrôleur d'impulsion de grille [6-7].

Le principal défi auquel tous les chercheurs dans ce domaine sont confrontés est de déterminer la topologie optimale qui utilise les composants minimaux [6]:

I-2 Topologies des onduleurs multiniveaux

A nos jours, les onduleurs multiniveaux sont déployés dans les systèmes électriques en raison de leur capacité à répondre à la demande en matière de qualité de l'alimentation et de puissance nominale, ainsi que leur niveau réduit de distorsion harmonique et d'interférences électromagnétiques. Il y a plusieurs avantages d'un onduleur multiniveaux par rapport au onduleur traditionnel à deux niveaux où une PWM à haute fréquence de commutation est utilisée [8,9]. Les onduleurs multiniveaux sont actuellement considérés comme une solution industrielle pour les systèmes exigeants en matière de qualité de puissance et de performances dynamiques, couvrant une plage de puissance de 1 à 30 MW [10]. Par conséquent, les onduleurs multiniveaux sont idéaux pour une utilisation dans les applications haute tension car ils peuvent générer des formes d'onde de tension de sortie à faible THD et peuvent générer des tensions plus élevées avec une capacité de dispositif limitée [11]. Les sources d'énergie durable, telles que les cellules photovoltaïques, les piles à combustible, et le vent peuvent largement interagir avec un système de conversion à plusieurs niveaux [12]. Généralement, le type d'algorithmes de contrôle utilisé dans les onduleurs multiniveaux détermine leurs opérations, leur efficacité, leurs puissances nominales et leur application [13]. Plusieurs études ont proposé diverses topologies d'onduleur multiniveaux au cours des dernières décennies [14–15]. La Figure 1 montre la classification des convertisseurs multiniveaux en deux groupes principaux en fonction du nombre de sources DC utilisées. Jusqu'à présent, les topologies les plus couramment utilisées dans les industries sont celle à point neutre bouclée (NPC) ou à diode de bouclage, le condensateur flottant (FC) et l'onduleur en cascade H-bridge(CHB) [16-17].

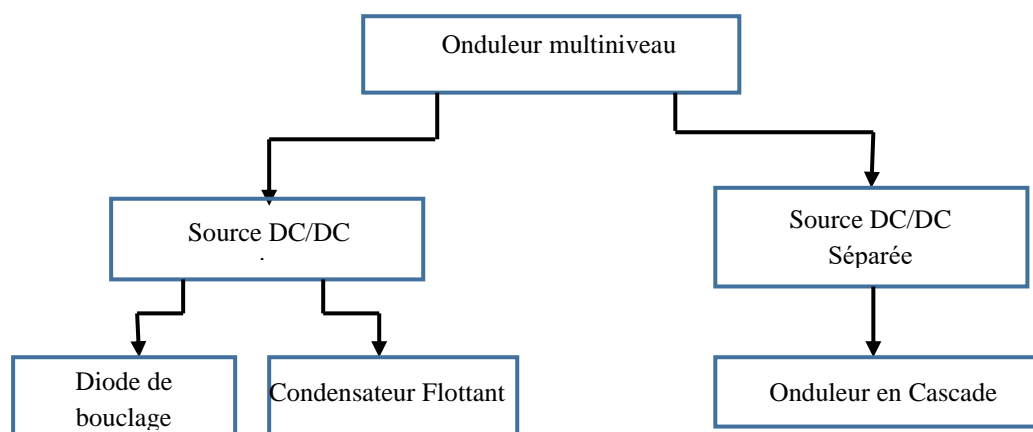


Figure. (I.1). Onduleurs multiniveaux et leur classification

I.2.1. Onduleur en cascade H-bridge (CHB)

Les onduleurs en cascade H-bridge sont produits à partir de la connexion en série de nombreux onduleurs à pont en H monophasés avec des sources DC séparées (SDCS). Chaque pont en H se compose de quatre commutateurs d'alimentation unidirectionnels et d'une source à courant continu, comme illustré à la Figure 2 [18]. Chaque niveau d'onduleur est programmé pour produire trois sorties de tension ($+V_{dc}$, 0 et $-V_{dc}$) via la connexion de la source DC à la sortie AC ; la sortie souhaitée est obtenue en connectant les quatre commutateurs (S_1 à S_4) de différentes manières. La commutation des interrupteurs S_1 et S_4 en position ON génère la sortie $+V_{dc}$, mais lorsque S_2 et S_3 sont en position ON génère la sortie $-V_{dc}$. Pour produire la tension de sortie 0, S_1 et S_2 ou S_3 et S_4 doivent être en position ON. Une connexion en série des sorties courant alternatif de l'onduleur à pont complet est réalisée de telle sorte que la forme d'onde de tension générée représente la somme des sorties de tous les onduleurs. Dans un onduleur en cascade, $m = 2s + 1$ est utilisé pour représenter le nombre de niveaux de tension de phase de sortie, « s » étant le nombre de sources DC différentes [19].

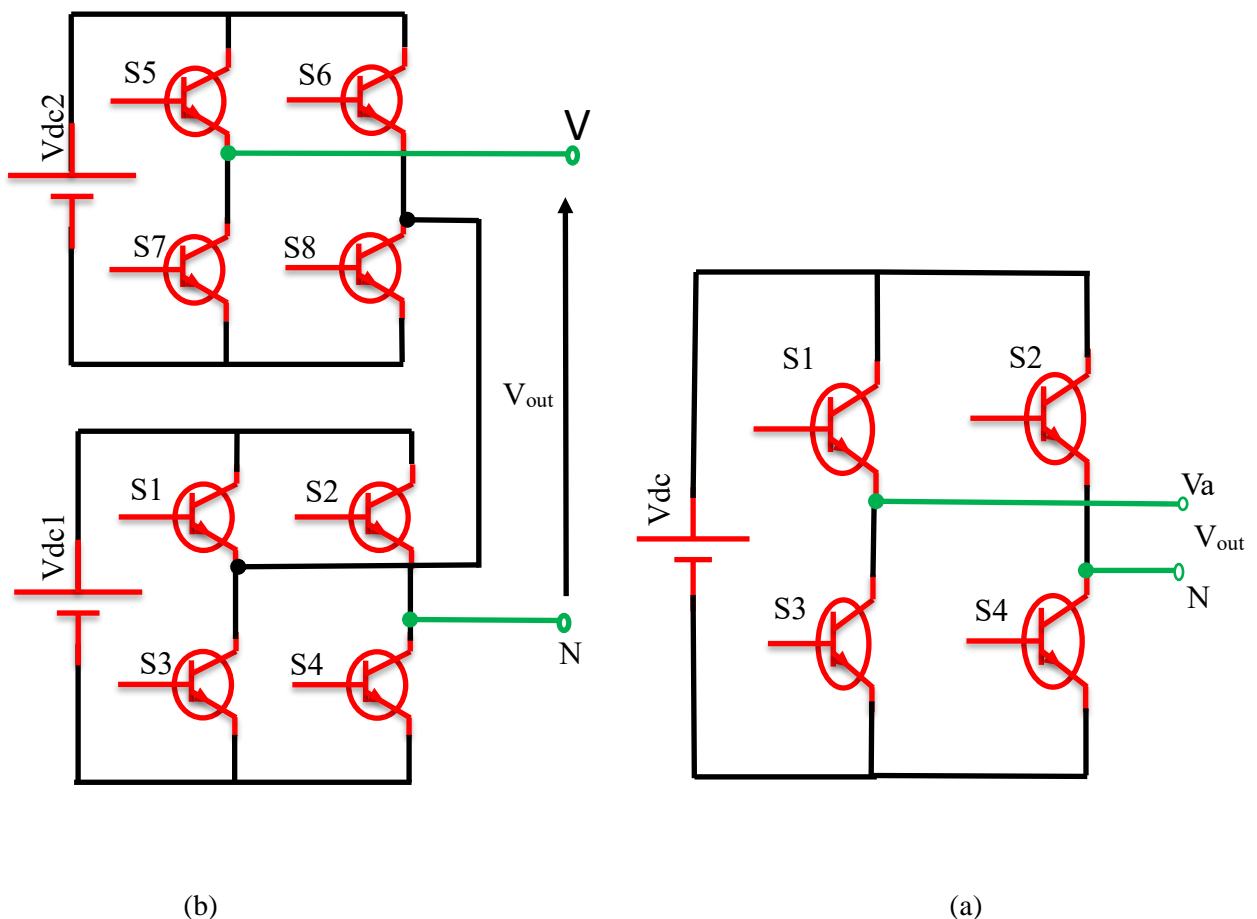


Figure.(I.2) (a) Topologie CHB à trois niveaux, (b)Topologie CHB à cinq niveaux.

Cette topologie nécessite un plus petit nombre de composants par rapport à diode de bouclage (NPC) et le condensateur flottant (CF) car elle n'a pas de diodes de serrage et de condensateurs de serrage. En plus de cela, il est exempt du problème d'équilibrage de tension car il ne contient pas de

condensateurs de liaison CC [20,21]. D'autre part, les multiples sources de courant continu peuvent être remplacées soit par des sources d'énergies renouvelables séparées avec des convertisseurs séparés, soit par des sources d'énergies renouvelables uniques avec des convertisseurs à sorties multiples où l'équilibrage de tension est la préoccupation majeure.

Des propositions ont été faites pour l'utilisation d'onduleurs en cascade à plusieurs niveaux dans des applications de génération de var statique, ainsi que leur utilisation comme interface avec les systèmes d'énergie renouvelable RES [22] ; ils sont également été proposés pour une utilisation dans des applications alimentées par batterie. Un onduleur en cascade peut également être utilisé pour la compensation var statique via une connexion directe en série avec le système électrique. Ils conviennent au raccordement des systèmes d'énergie renouvelable SER au réseau CA car ils nécessitent des sources CC séparées lorsqu'ils sont utilisés dans les piles à combustible et le photovoltaïque [23]. Une autre proposition a été proposés pour les véhicules électriques en tant que moteur de traction principal car, dans de telles applications, plusieurs batteries où les supercondensateurs servent des sources DC séparées SDCS [24]. La structure de cette topologie est flexible et peut être utilisée dans un nombre différent de niveaux d'onduleur. La génération des différentes tensions de sortie est réalisable via l'application de différents rapports des sources CC et la réduction de la redondance de commutation liée aux niveaux de tension internes. Les CHB dépendant du transformateur sont développés pour réduire le besoin de sources CC indépendantes ; il ressemble à la structure CHB mais diffère par la connexion en série de la tension de sortie du transformateur d'isolement [25].

I.2.2. Onduleur à condensateur flottant (FC)

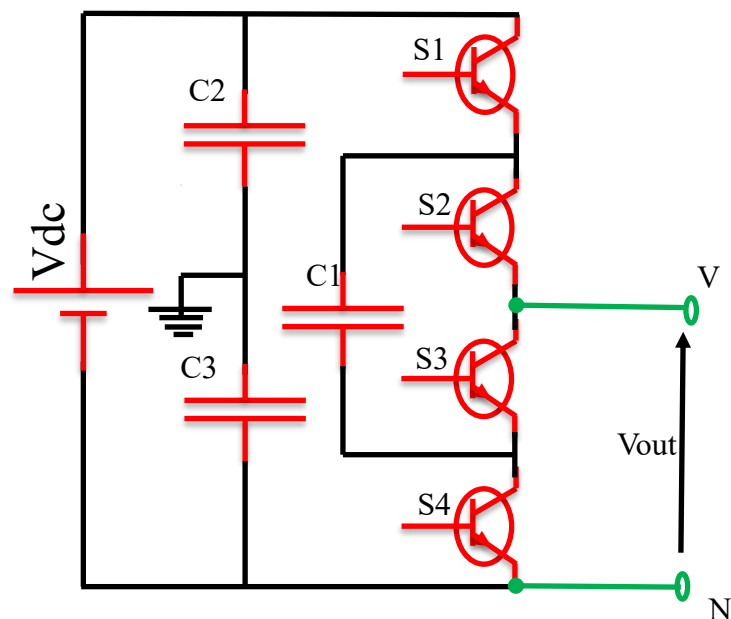
Il existe des similitudes étroites dans les topologies du CF et du NPC, juste que l'onduleur à condensateur flottant repose sur l'utilisation de condensateurs flottants plutôt que sur des diodes de bouclage. Pour l'onduleur à condensateur flottant, l'amplitude des sauts de tension dans la forme d'onde de sortie est une fonction directe de la variation de tension se produisant dans les condensateurs adjacents [26]. Pour l'onduleur « m » niveau de tension dans La topologie condensateur flottant FC est composé de m - 1 nombre de condensateurs de liaison CC. La Figure 3 est un schéma de la topologie d'un onduleur à condensateur flottant à 3 niveaux qui contient quatre commutateurs de puissance unidirectionnels et un condensateur flottant C_1 , en plus d'une alimentation continue à deux condensateurs C_2, C_3 pour obtenir des niveaux de tension ($V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$). Les commutateurs S_1 et S_2 doivent être en position ON pour générer la tension de sortie de polarité positive tandis que S_3 et S_4 sont activés pour la tension de sortie de polarité négative. Les commutateurs S_1 et S_3 ou S_2 et S_4 sont activés pour générer la tension de sortie de niveau 0. Dans CF, la synthèse de tension est plus souple par rapport à celle d'un NPC. Lorsqu'il y a plus de cinq niveaux, le problème d'équilibrage de

tension peut être résolu en sélectionnant correctement la combinaison de commutation [8]. Un avantage majeur de cette topologie est que la puissance réactive et active peuvent être contrôlées [26] tandis que son inconvénient majeur réside dans l'utilisation de plusieurs condensateurs, ce qui rend le système coûteux et difficile à assembler. De plus, les pertes de fréquence de commutation dans de tels arrangements sont élevées dans la transmission de puissance réelle [27].

Figure. (I.3). Topologie d'onduleur multiniveau à condensateur flottant à trois niveaux

I.2.3. Onduleur à diode de bouclage (NPC)

Ce type d'onduleur, également appelé onduleur à point neutre (NPC) en anglais « clamping diodes »



a été inventé en 1981 par Nabae et al. [28]. La Figure4 illustre la topologie DCMLI, qui est utilisée pour générer une tension de sortie à trois niveaux, La configuration de cette topologie contient quatre interrupteurs d'alimentation unidirectionnels. Deux diodes et deux condensateurs. Les diodes de bouclage sont connectées en série pour partager la tension de blocage. Dans cette topologie, la tension de sortie est de trois niveaux, qui sont $V_{dc}/2$, 0 et $-V_{dc}/2$; $V_{dc}/2$ est généré en maintenant S_1 et S_2 ON tandis que S_3 et S_4 sont commutés ON pour générer $-V_{dc}/2$. Les commutateurs S_2 et S_3 sont activés pour produire la tension de niveau 0. Lors du passage de la tension équivalente à travers les condensateurs du circuit intermédiaire, il est prévu que chaque dispositif de commutation actif ait une contrainte de tension qui est fixée à la tension de chaque condensateur par le biais d'un diode de bouclage [27]. Dans une application réelle, la tension de blocage est partagée en connectant en série les diodes de bouclage. Ensuite, seul un niveau de tension de $V_{dc}/(m-1)$ doit être bloqué par chaque dispositif actif. Pour le blocage de tension inverse, les tensions nominales des diodes de bouclage doivent varier. Si on utilise l'onduleur à diode de bouclage selon la technique PWM [29].

L'Onduleur à diode de bouclage, par rapport aux autres topologies de convertisseurs multiniveaux, a une plus grande application industrielle en raison de sa capacité de livraison de puissance élevée, de sa simplicité et de son efficacité. Il a trouvé une application dans les compensateurs VAR statiques (SVC), les interconnexions de systèmes haute tension [29,30] et les entraînements de moteurs à vitesse variable. Le besoin d'une capacité est annulé dans le convertisseur à diode de bouclage car les composants partagent un bus CC commun.

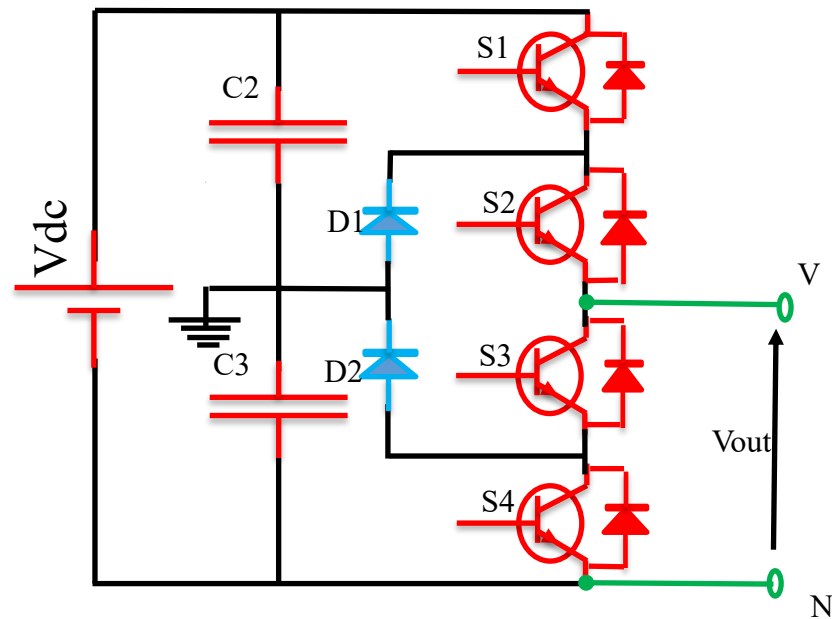


Figure. (I.4). Topologie d'onduleur à diode de bouclage à trois niveaux.

Par conséquent, il peut être utilisé dans les interconnexions haute tension dos à dos, les variateurs de vitesse et d'autres topologies dos à dos. Cependant, les problèmes de ce convertisseur incluent la difficulté dans le flux de puissance réelle d'un seul onduleur en raison de la décharge ou de la surcharge du niveau CC sans contrôle adéquat [31], ainsi que l'équilibrage et de la stabilisation de la tension continue du condensateur dans la liaison CC [32].

I.2.4 Comparaison entre les topologies CHB-MLI, FC-MLI et DC-MLI

Dans cette section, une comparaison entre les trois principales topologies d'onduleurs multiniveaux, appelées topologies classiques, a été faite en termes d'avantages et d'inconvénients, comme illustré dans le tableau 1.

Tableau I.1. Avantages et inconvénients des topologies classiques (DC-MLI, FC-MLI et CHB-MLI).

Topologie	Avantages	Inconvénients
DCMLI [28-9-32-30-31]	<ul style="list-style-type: none"> • Une bonne option pour les applications industrielles. • Présente une efficacité de commutation de fréquence fondamentale élevée. • Peut précharger les condensateurs en groupe. • La méthode de contrôle est simple. • Réduit le nombre de sources CC nécessaires. • Approprié pour une application tolérante aux pannes • L'utilisation d'interrupteurs à serrage neutre peut résoudre le problème de l'équilibrage de la tension et du partage inégal des pertes entre les dispositifs de commutation dans les convertisseurs à point neutre (NPC) 	<ul style="list-style-type: none"> • La complexité du circuit d'équilibrage de tension. • La part inégale des pertes entre les commutateurs internes et externes • Augmentation du nombre de diodes de bouclage à fur et a mesure que le niveau augmentait.
	<ul style="list-style-type: none"> • Réduit le nombre de sources CC requises 	<ul style="list-style-type: none"> • La complexité du circuit d'équilibrage de tension.

<p>FCMLIs [18-9-32-31-33-34-35]</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Des redondances de phase sont disponibles pour L'équilibrer des niveaux de tension des condensateurs. • Approprié pour une application tolérante aux pannes. • Le flux de puissance réel et réactif peut être contrôlé • Pas besoin de filtres pour réduire les harmoniques. 	<ul style="list-style-type: none"> • Nécessite de nombreux condensateurs pour des niveaux élevés. • Pertes élevées et fréquence de commutation pour une transmission de puissance réelle. • Coût d'installation élevé
<p>CHBMLIs [18-20-33-36-37]</p>	<ul style="list-style-type: none"> • Structure modulaire et simple • Facile à étendre à des niveaux supérieurs • Nécessite uniquement des commutateurs unidirectionnels. • Approprié pour une application tolérante aux pannes • Le potentiel de choc électrique est réduit en raison des sources CC séparées • Une configuration de source asymétrique peut être utilisée. • Peut être mis en œuvre en tant que configuration de source CC unique. 	<ul style="list-style-type: none"> • Moins de niveaux de tension de sortie. • Nécessite un plus grand nombre de circuits de commande • Nécessite plusieurs sources DC pour augmenter la tension de sortie. • Limité à certaines applications où des sources DC séparées sont disponibles. • Les interrupteurs doivent supporter une tension de blocage égale à la valeur de la tension d'entrée. • Perte de modularité (configuration source asymétrique).

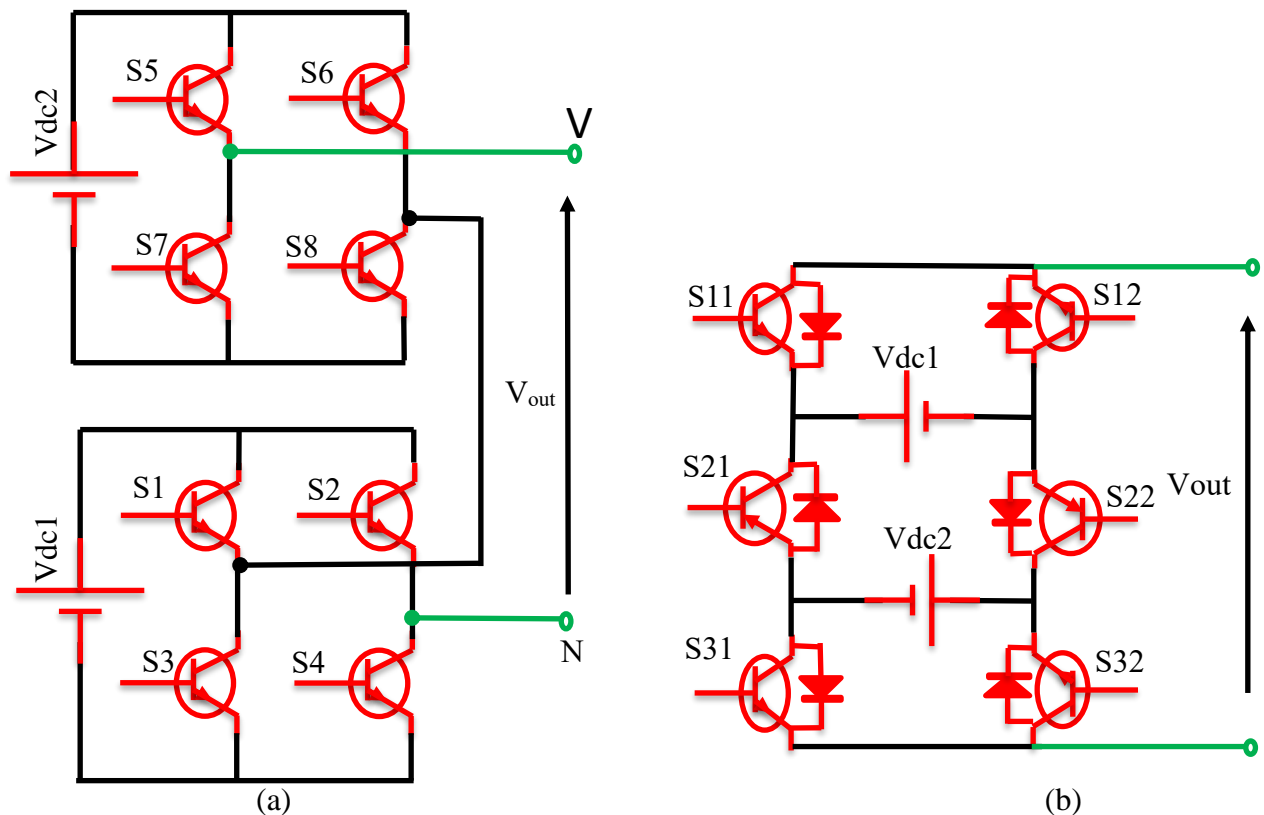
		<ul style="list-style-type: none"> • Le coût de l'outil est élevé (configuration de source asymétrique). • Les commutateurs ont une tension nominale différente (configuration de source asymétrique).
--	--	--

I-3 Onduleur multiniveau modifié

Bien que l'onduleur multiniveau présentent divers avantages par rapport aux autres onduleurs, ils ont été largement testés et développés pour produire une meilleure efficacité en tenant compte des tailles et des coûts avec tous les types et différents niveaux de tension obtenus. Ainsi, un onduleur multiniveau modifié a été inventé en modifiant les configurations d'un onduleur multiniveau.

Les avantages sont dans de la rentabilité, et du nombre de composants inférieur [20]. Compte tenu de cela, l'onduleur multiniveau à pont en H en cascade a été adopté comme étude de cas [38–39] en raison de ses besoins en composants inférieurs par rapport aux topologies d'un onduleur multiniveau. Une autre modification a été apportée au cadre CHBMLI pour obtenir une sortie à cinq niveaux pour une utilisation monophasée en utilisant un nombre inférieur de composants de commutation plutôt que des huit commutateurs requis dans la conception conventionnelle, comme illustré à la Figure 5. De plus, le système est complété par l'ajout d'un filtre à la sortie de l'onduleur pour une plus grande réduction du THD. L'étude a abouti que la fréquence de commutation de 6 kHz et l'onduleur à sept niveaux comme la disposition générant le THD le plus bas [40]. Dans ce cas, une conception à cinq niveaux a été sélectionnée en raison de sa moindre complexité de circuit et de son THD moindre. La Figure5a présente la structure générale de convertisseur multiniveau tandis que la version modifiée utilisée dans cette étude est illustrée à la Figure5b. les onduleurs multiniveaux sont modulaires et faciles à concevoir [10] ; ils conviennent à une utilisation dans des systèmes à haute puissance et haute tension [41] ; leur configuration simple permet la génération d'une tension plus élevée sans avoir besoin de composants à haute valeur nominale puisque la topologie à plusieurs niveaux garantit que la contrainte globale de l'appareil est répartie entre les composants respectifs [42, 43]. Par conséquent, les onduleurs multiniveaux peuvent être utilisés pour les onduleurs de tension de liaison CC de 10 kV. Il y a aussi une diminution significative des pertes de commutation. Les pertes de charge nominales totales peuvent également être réduites de 60 % à l'aide d'un onduleur à cinq

niveaux. L'utilisation d'un nombre plus élevé de niveaux d'onduleur diminue le THD de la sortie, augmentant ainsi la qualité du signal [41].



Figure(I.5). (a) Schéma de la topologie onduleur multiniveaux, (chaque bloc à 4 commutateurs est considéré comme un pont en H).

(b) La structure modifiée d'un onduleur à 5 niveaux qui utilise 6 commutateurs au lieu de 8.

La Figure6 représenter la configuration NPC modifiée (T3), En configuration T3, les diodes de blocage du NPC sont remplacées par des commutateurs bidirectionnels. Ces configuration peuvent générer une forme d'onde de tension à 3 niveaux à la sortie. Les onduleurs multiniveaux NPC et T3 sont largement utilisés dans les systèmes de conversion d'énergie renouvelable connectés au réseau et les applications de filtrage actif. Cela est dû à leurs bonnes performances par rapport aux structure du convertisseur 2 niveau, où la tension de fonctionnement et la puissance nominale peuvent être doublées. Cependant, l'un des inconvénients majeurs est l'équilibrage de tension et l'ondulation basse fréquence à des indices de modulation plus élevé et Où la tension de fonctionnement et la puissance nominale peuvent être doublées. Le potentiel de tension du point neutre peut avoir de grandes

ondulations. Pour résoudre ces problèmes, plusieurs solutions sont proposées telles que l'utilisation des contrôleurs linéaire/non linéaire. Cependant, ces solutions deviennent plus complexes et ajoutent un coût supplémentaire pour le convertisseur.

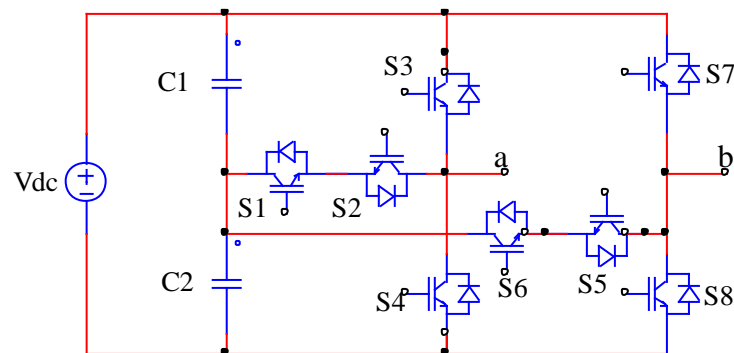


Figure (I.6). la topologie basée sur NPC :Convertisseur T3.

L'étendue des travaux effectués sur ce type d'onduleur récemment dévoilé leur importance dans ce domaine. Par exemple [44] a suggéré un onduleur triphasé à cinq niveaux qui utilise six interrupteurs, tandis que [45] a développé un onduleur monophasé à six interrupteurs par cellule. Par conséquent, deux caractéristiques de commutation différentes sont nécessaires dans ce système. De plus, l'étude de [46] proposait un onduleur à 11 niveaux qui a 14 interrupteurs, alors qu'un système avec moins d'interrupteurs était présenté par [41] ; ce système repose sur des commutateurs à faible puissance et a présenté le niveau de performance attendu via l'interconnexion des commutateurs. L'étude a également évalué cette approche sur un système d'onduleur à 11 niveaux. Diverses études [47–48] ont présenté des architectures MLI similaires avec un nombre réduit de commutateurs. Une topologie qui peut combiner des cellules de batterie individuelles qui sont connectées en série pour atteindre plusieurs niveaux de tension a également été présentée ; le système a été développé avec un nombre réduit de commutateurs via la modification intelligente de la connexion cellulaire. Cette topologie peut également utiliser des condensateurs et d'autres sources de courant continu et pourrait être utilisée dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau [49]. Les Onduleur multiniveau monophasé ont été connectés à des systèmes photovoltaïques connectés au réseau dans les études de [50,51]. L'étude de [52] a présenté une autre topologie avec un nombre de commutateurs inférieur (six commutateurs) ; le système a été conçu en modifiant les polarités de la source CC selon les besoins. Les performances du système ont également été évaluées sur un onduleur monophasé à cinq niveaux.

I-4. Convertisseurs multiniveaux dans les systèmes photovoltaïques

L'application de l'onduleur multiniveau dans les systèmes photovoltaïques pour améliorer la qualité et l'efficacité de l'énergie a récemment suscité un intérêt considérable. La sélection d'un convertisseur approprié pour les applications PV est l'un des défis car cela a un impact sur le comportement du

système photovoltaïque (PV). Par conséquent, de nombreux convertisseurs multiniveaux pour les systèmes photovoltaïques (PV) ont été rapportés dans la littérature [53]

L'étude de [54] a présenté un convertisseur multiniveau pour les systèmes PV avec système de stockage d'énergie intégré. Le convertisseur multiniveau proposé a montré une transition en douceur du mode de charge au mode de décharge. Par conséquent, le convertisseur en pont en H en cascade (CHB) peut être utilisé dans les interconnexions de réseau grâce à ses attributs modulaires, ses formes d'onde de sortie de haute qualité et la possibilité de se connecter aux réseaux moyenne tension. Le convertisseur en cascade avec isolation d'étage DC-DC a été présenté par [55] pour les systèmes PV à grande échelle. Le convertisseur CHB proposé offrait des courants de qualité avec une faible distorsion. Sa conception modulaire garantissait qu'il pouvait fonctionner dans des conditions de haute tension et pouvait améliorer la qualité de l'alimentation

L'étude de [56] a présenté un convertisseur multiniveau en cascade amélioré avec une configuration fiable pour la réduction des fuites de courant dans les systèmes PV sans transformateur ; les pertes de conduction et de commutation ont également été réduites, permettant un fonctionnement à haute fréquence de commutation.

L'étude présentée par [57] concerne un convertisseur CHB associé à un système PV. Il a utilisé des cellules pont H6 au lieu du pont en H. Le système a considérablement amélioré la qualité du courant et la tension de sortie dans des conditions d'ombrage partiel par rapport au type CHB ; cela a amélioré l'efficacité du système et l'énergie injectée dans le réseau. Un convertisseur multiniveau modulaire a été utilisé dans les systèmes PV connectés au réseau par [58]. Le système proposé peut fonctionner dans des conditions de puissance active et réactive, ce qui étend l'applicabilité des systèmes PV. Un convertisseur multiniveau modulaire hybride pour les systèmes photovoltaïques connectés au réseau a été présenté par [59] ; ce système peut être utilisé dans des systèmes de forte puissance en augmentant simplement le nombre de sous-modules par phase.

1.5 Onduleurs multiniveaux pour systèmes photovoltaïques connectés au réseau

Différentes topologies de convertisseurs multiniveaux ont été étudiées et comparées dans la littérature [60,61] pour mettre en évidence la topologie la plus appropriée pour les applications PV qui peuvent fonctionner sous des fréquences fondamentales et élevées, fournir une forme d'onde de haute qualité avec un THD réduit, obtenir une meilleure compatibilité électromagnétique et présenter une haute efficacité. Dans [62], une topologie d'onduleur multiniveau modifiée a été présentée. L'étude de [63] a présenté une nouvelle configuration Onduleur multiniveau avec moins de interrupteurs par rapport à la configuration d'onduleur multiniveau traditionnelle ; cette configuration ne nécessitait aucun composant supplémentaire, tel que des condensateurs et des inductances. C'est une configuration pratique grâce à ses sources PV asymétriques Cette topologie génère une forme

d'onde de tension à sept niveaux avec un faible contenu harmonique. Cet onduleur a été confirmé adapté à une utilisation dans des applications photovoltaïques pour la fourniture d'énergie à partir de panneaux photovoltaïques de différentes tensions/intensités nominales vers le réseau. Il présente également des capacités de tolérance aux pannes et de modularité. Du fait du plus grand nombre de sources, cette structure offre des niveaux de tension plus élevés et fournit une forme d'onde de tension sinusoïdale appropriée. Étant donné que cette structure ne nécessite aucun filtre, cet onduleur a une taille et un poids considérablement réduits.

Un nouvel onduleur multiniveau asymétrique de base a été proposé par [64] pour une utilisation dans les systèmes PV ; cet onduleur a été conçu avec un nombre maximum de composants bien que le nombre de composants requis soit toujours plus faible que dans les topologies onduleur multiniveau classiques. Le système a réussi à générer 31 niveaux de sortie et a parfaitement fonctionné sous différents types de charge. Cette topologie produit également une sortie CA très efficace avec un faible THD.

Certain onduleur multiniveau asymétrique de base a été récemment proposés avec un nombre réduit de composants dans l'intégration au réseau et ont été complètement revu par [65] sur la base de la sélection des composants, des facteurs comparatifs et de leur adéquation. La conception d'un onduleur multiniveau en cascade (CHB) modulaire pour une utilisation en réseau monophasé ou triphasé a été présenté par [66, 67]. L'idée derrière cette topologie est d'aider à améliorer la flexibilité et l'efficacité des systèmes PV, d'assurer une meilleure utilisation des modules PV, ainsi que d'assurer une extraction maximale de l'énergie solaire.

L'analyse des performances du système photovoltaïque connecté au réseau utilisant deux topologies d'onduleurs à plusieurs niveaux a été réalisée dans [68]. Le contrôleur MPPT a été mis en œuvre à l'aide d'un algorithme de réseau neuronal pour maximiser la puissance de sortie des systèmes PV en fonction des changements dans les conditions environnementales. Les topologies d'onduleurs étudiées ont obtenu d'excellents résultats via l'onduleur en cascade et ont atteint un THD de courant inférieur par rapport à la topologie NPC. Cependant, il est plus cher en raison du nombre de transistors de commutation qu'il nécessite. L'étude de [69] a présenté un convertisseur multiniveau hybride modulaire pour l'intégration de l'énergie solaire dans le réseau. Avec la connexion des panneaux PV dans chacun des sous-modules du convertisseur, la topologie proposée est adaptée à une utilisation à haute puissance mais nécessite que le nombre de sous-modules dans chaque phase soit augmenté.

Il existe de nombreux avantages du convertisseur multiniveau modulaire hybride par rapport au convertisseur multiniveau modulaire traditionnelle, tels qu'un nombre de condensateurs inférieur, des niveaux de tension plus élevés, un rendement plus élevé, absence de courant de circulation et encombrement réduit.

I.6 Conclusion

Le monde s'oriente vers les sources d'énergie renouvelables et la plupart des sources renouvelables génèrent une sortie CC, ce qui est en quelque sorte difficile à utiliser dans les équipements AC et la transmission à différents endroits. La topologie d'onduleur à plusieurs niveaux présente de nombreux avantages par rapport aux onduleurs conventionnels et a eu un impact dans le secteur industriel. Ces sources d'énergie sont maintenant intégrées au réseau à l'aide d'onduleurs multiniveaux pour leur utilisation optimale. L'électronique de puissance joue un rôle essentiel dans la conduite de nombreux circuits et rend l'alimentation favorable selon les exigences de charge.

Dans ce chapitre, les aspects des onduleurs multiniveaux sont brièvement décrits soulignant la nécessité de produire de nouveaux onduleurs ou des groupes modifiés d'onduleurs pour les systèmes connectés au réseau. Il est évident que les systèmes photovoltaïques sont également brièvement décrits, les onduleurs multiniveaux modifiés sont des solutions prometteuses pour le PV et d'autres systèmes d'énergie renouvelable en termes de taille, de coût, de moins de THD et de conversion d'énergie à haut rendement.

De plus, on a présent les avantages et inconvénient de chaque type d'onduleur et ont mis l'accent que le développement de ces convertisseurs ne cessent de se de développer avec le temps que ce soit sur le volet configuration que procédure de contrôle.

Référence chapitre I

Référence

- [1] S. K. Kar, A. Sharma, and B. Roy, "Solar energy market developments in India," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, 62,121-133.
- [2] M. Calais and V. G. Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Proceedings. ISIE'98 (Cat. No.98TH8357)*, Pretoria, South Africa, 1998, 1, 224-229.
- [3] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind.Appl.*, Sep./Oct. 2005, 41, 5, 1292–1306, .
- [4] Y. Chen, K. Chen, C. Wei, and J. Dong, "Three-level pwm for gridconnected pv inverter considering switching loss and common-mode voltage," in *2018 7th International Symposium on Next Generation Electronics (ISNE)*, May 2018, 1–4.
- [5] E. Babaei, S. Laali, and Z. Bayat, "A single-phase cascaded multilevel inverter based on a new basic unit with reduced number of power switches," *IEEE Transactions on industrial electronics*. 8 Jul 2014, 62, 2, 922-929.
- [6] EhsanNajafi and Abdul HalimYatim, "Design and Implementation of a New Multilevel Inverter Topology", *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, november 2012, 59, 11, 4148-4154.
- [7] K.P.Panda, S.K.Mohapatra, "Anti-Predatory PSO technique based solutions for selected harmonic elimination in cascaded multilevel inverters", *International Journal of Industrial Electronics and Drives*, 2016,03, 02, 78-88.
- [8] J. Rodriguez, J.S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* August 2002, 49, 4, 724 – 738.
- [9] I .Pharne, Y. A .Bhosale, "Review on Multilevel Inverter Topology". In *Proceedings of the 2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, Dindigul, India, February 2013, 700–703

Référence

- [10] J.Rodríguez, S.Bernet, B.Wu, J.O. Pontt, S. Kouro, Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial mediumvoltage drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2007, 54, 2930–2945.
- [11] J.Rodriguez, L.G. Franquelo, S.Kouro, J.I.Leon, R.C. Portillo, M.A.M. Prats, M.A. Perez, Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proc. IEEE* 2009, 97, 1786–1817.
- [12] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L.G. Franquelo, B.Wu, J.Rodriguez, M.A. Pérez, J.I. Leon, “Recent advances and industrial applications of multilevel converters”, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010, 57, 2553–2580.
- [13] H.J. Sira-Ramirez, R. Silva-Ortigoza, “Control Design Techniques in Power Electronics Devices”, Springer Science & Business Media: Berlin/Heidelberg, Germany, 2006.
- [14] M. Murugesan, R. Pari, R. Sivakumar, S. Sivaranjani, “Different types of multilevel inverter topologies-A technical Review”. *Int. J. Adv. Engg. Tech.* 2016, 7, 155.
- [15] G.S. Shehu, A.B. Kunya, I.H.Shanono, T. Yalçınöz, “A review of multilevel inverter topology and control techniques”, *J. Autom. Control Eng.* 2016, 4.
- [16] F.Peng, J.McKeever, D. Adams, “Cascade multilevel inverters for utility applications”,In *Proceedings of the IECON’97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No. 97CH36066)*, New Orleans, LA, USA, November 1997, 14,437–442.
- [17] X.Yuan, I. Barbi, “Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter”. *IEEE Trans. Power Electron*, 2000, 15, 711–718.
- [18] L.M.Tolbert, X. Shi, “Multilevel power converters. In *Power Electronics Handbook*”,Elsevier: Amsterdam, The Netherlands, 2018,385–416.
- [19] T.Sumithira,,A. Nirmal Kumar, “Elimination of harmonics in multilevel inverters connected to solar photovoltaic systems using ANFIS: An experimental case study”,*J. Appl. Res. Technol*, 2013, 11, 124–132.

Référence

- [20] N .Prabaharan, K. Palanisamy, “A comprehensive review on reduced switch multilevel inverter topologies, modulation techniques and applications”. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2017, 76, 1248–1282.
- [21] A.Hassan, X.Yang, W.Chen, M.A. Houran, “A State of the Art of the Multilevel Inverters with Reduced Count Components”. *Electronics* 2020, 9, 1924.
- [22] S.Rivera, S.Kouro, B. Wu, J.I.Leon, J.Rodríguez, L. Franquelo, “Cascaded H-Bridge Multilevel Converter Multistring Topology for Large Scale Photovoltaic Systems”, In *Proceedings of the 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Gdansk, Poland, 27–30 June 2011*, 1837–1844
- [23] M.Saeedian, J.Adabi, S.M.Hosseini, “Cascaded multilevel inverter based on symmetric–asymmetric DC sources with reduced number of components”. *IET Power Electron*, 2017, 10, 1468–1478.
- [24] L.M.Tolbert, F.Z. Peng, T.G Habetler,” Multilevel inverters for electric vehicle applications”. In *Proceedings of the Power Electronics in Transportation (Cat. No. 98TH8349)*, Gdansk, Poland, 27–30 June 2011, 79–84.
- [25] A.K.Panda, Y. Suresh, “Research on cascade multilevel inverter with single DC source by using three-phase transformers”. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 2012, 40, 9–20.
- [26] T.Meynard, H.Foch, “Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage-source inverters”. In *Proceedings of the PESC’92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Toledo, Spain, 29 June–3 July 1992*, 397–403
- [27] A.Chen, X. He, “Research on hybrid-clamped multilevel-inverter topologies”. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2006, 53, 1898–1907.
- [28] A.Nabae, I.Takahashi, H. Akagi, “A new neutral-point-clamped PWM inverter”. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1981, 5, 518–523.
- [29] J.Rodriguez, S.Bernet, P.K.Steimer, I.E. Lizama, “A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters”. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010, 57, 2219–2230.

Référence

- [30] A. El-Hosainy, H.A. Hamed, H.Z. Azazi, E. El-Kholy, “A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications”. In Proceedings of the 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo, Egypt, 19–21 December 2017, 1265–1275.
- [31] C.Balamurugan, S.Natarajan, M.Arumugam, “A review on various multilevel inverter topologies”. Glob. J. Adv. Res. 2015, 2, 11.
- [32] N.S.Hasan, N.Rosmin, D.A.A.Osman, A.H. Musta’amal, “Reviews on multilevel converter and modulation techniques”. Renew. Sustain. Energy Rev. 2017, 80, 163–174.
- [33] R.A.Krishna, L.P. Suresh, “A brief review on multi level inverter topologies”. In Proceedings of the 2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), Nagercoil, India, 18–19 March 2016, 1–6
- [34] B.P. McGrath, D.G. Holmes, “Analytical Modelling of Voltage Balance Dynamics for a Flying Capacitor Multilevel Converter”, IEEE Trans. Power Electron. 2008, 23, 543–550.
- [35] T. Suneel, “Multi Level Inverters: A Review Report”. Int. J. New Technol, Sci. Eng. 2014, 1, 82–109
- [36] P.C.Deepak, S.N. Rao, “Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Using Inverted Sine Wave PWM Technique”. Int. J. Emerg. Trends Electr. Electron. 2013, 6, 39–44.
- [37] F.Masoudina, E.Babaei, M.Sabahi, H.Alipour, “New Cascaded Multilevel Inverter With Reduced Power Electronic Components”. Iran. J. Electr. Electron. Eng. 2020, 16, 107–113.
- [38] J.Lee, H.Sim, J.Kim, K.Lee, “Combination Analysis and Switching Method of a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Based on Transformers With the Different Turns Ratio for Increasing the Voltage Level”. IEEE Trans. Ind. Electron. 2018, 65, 4454–4465.
- [39] N. Prabakaran, K. Palanisamy, “Analysis of cascaded H-bridge multilevel inverter configuration with double level circuit”. IET Power Electron. 2017, 10, 1023–1033.

Référence

- [40] S. Shuvo, E. Hossain, T. Islam, A. Akib, S. Padmanaban, M.Z.R. Khan, “Design and hardware implementation considerations of modified multilevel cascaded H-bridge inverter for photovoltaic system”. *IEEE Access* 2019, 7, 16504–16524.
- [41] M.F. Kangarlu, E. Babaei, “Cross-switched multilevel inverter: An innovative topology”. *IET Power Electron.* 2013, 6, 642–651.
- [42] G.G. Pozzebon, R.Q. Machado, S. Buso, G. Spiazzi, “A grid-connected multilevel converter for interfacing PV arrays and energy storage devices”. In *Proceedings of the IECON 2013—39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Vienna, Austria, 10–14 November 2013, 6158–6163.
- [43] G. Buticchi, E. Lorenzani, G. Franceschini, “A five-level single-phase grid-connected converter for renewable distributed systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2012, 60, 906–918.
- [44] A. Balikci, E. Akpinar, “A multilevel converter with reduced number of switches in STATCOM for load balancing”, *Electr. Power Syst. Res.* 2015, 123, 164–173.
- [45] P. Lezana, J. Rodríguez, D.A. Oyarzún, “Cascaded multilevel inverter with regeneration capability and reduced number of switches”, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2008, 55, 1059–1066.
- [46] E. Babaei, S.H. Hosseini, “New cascaded multilevel inverter topology with minimum number of switches”. *Energy Convers. Manag.* 2009, 50, 2761–2767.
- [47] N. Prabakaran, K. Palanisamy, “Comparative analysis of symmetric and asymmetric reduced switch MLI topologies using unipolar pulse width modulation strategies”, *IET Power Electron.* 2016, 9, 2808–2823.
- [48] N. Prabakaran, K. Palanisamy, “A new hybrid asymmetric multilevel inverter with reduced number of switches”, In *Proceedings of the 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Trivandrum, India, 14–17 December 2016; 1–4
- [49] Y.K. Hinago, K. Hirotaka, “A single-phase multilevel inverter using switched series/parallel dc voltage sources”, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2010, 57, 2643–2650.

Référence

- [50] N.Prabaharan, K. Palanisamy,” A single phase grid connected hybrid multilevel inverter for interfacing photo-voltaic system”,*Energy Procedia* 2016, 103, 250–255.
- [51] N.Prabaharan, S.Saravanan, A.R.A. Jerin, K.Palanisamy, “A Reduced Switch Asymmetric Multilevel Inverter Topology Using Unipolar Pulse Width Modulation Strategies for Photovoltaic Application”, In *Recent Developments on Power Inverters*; Intechopen: London, UK, 2017 29–48
- [52] K.K.Gupta, S. Jain, “A novel multilevel inverter based on switched DC sources”. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2014, 61, 3269–3278.
- [53] R.R. Gopi, S. Sreejith, “Converter topologies in photovoltaic applications–A review”. *Renew. Sustain. Energy Rev.* 2018, 94, 1–14
- [54] A.Lashab, D. Sera, J.Martins, J.M. Guerrero, “Multilevel DC-link converter-based photovoltaic system with integrated energy storage”, In *Proceedings of the 2018 5th International Symposium on Environment-Friendly Energies and Applications (EFEA)*, Rome, Italy, 24–26 September 2018, 1–6.
- [55] W.Zhao, H.Choi, G. Konstantinou, M. Ciobotaru, V.G. Agelidis, “Cascaded H-bridge multilevel converter for large-scale PV grid-integration with isolated DC-DC stage”, In *Proceedings of the 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aalborg, Denmark, 25–28 June 2012, 849–856.
- [56] S.Jain, V. Sonti, “A Highly Efficient and Reliable Inverter Configuration Based Cascaded Multilevel Inverter for PV Systems”, *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2017, 64, 2865–2875.
- [57] A. Lashab, D. Sera, F.Hahn, L.Camurca, Y.Terriche, J.M. Liserre Guerrero, “Cascaded Multilevel PV Inverter with Improved Harmonic Performance during Power Imbalance Between Power Cells”, *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2020, 56, 2788–2798.
- [59] K. Shen, D. Zhao, G. Zhao, S.Wang, “Photovoltaic supplied grid-connected modular multilevel converter with active power injection and reactive power compensation capability”, In *Proceedings of the IECON 2017–43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, 29 October–1 November 2017, 7837–7842.

Référence

- [59] R.R. Behera, A.N. Thakur, “Hybrid modular multilevel converter based single-phase Grid connected photovoltaic system”, *Int. J. Renew. Energy Res.* 2017, 7, 1245–1249.
- [60] P.A. Bettawar, S.R. Punam, “A Comparative Study of Different Multilevel Converter Topologies for High Power Photovoltaic Applications”, In Proceedings of the the 2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, Iran, 16–18 February 2016.
- [61] X.Jiang, M.L.Doumbia, “Comparative Study of Grid-Connected Multilevel Inverters for High Power Phtovoltaic Systems”. In Proceedings of the IEEE 7th International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE), Oshawa, ON, Canada, 12–14 August 2019, 184–190.
- [62] H.Vahedi, M.Sharifzadeh, K. Al-Haddad, “Modified seven-level pack U-cell inverter for photovoltaic applications”, *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* 2018, 6, 1508–1516.
- [63] H.Abdoli, A.Khorsandi, B.Eskandari, J.S. Moghani, “A new reduced switch multilevel inverter for pv applications”, In Proceedings of the 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, Iran, 4–6 February 2020; pp. 1–5.
- [64] M.N. Hamidi, D. Ishak, M.A.A.M.Zainuri, C.A. Ooi, “An asymmetrical multilevel inverter with optimum number of components based on new basic structure for photovoltaic renewable energy system”. *Sol. Energy* 2020, 204, 13–25.
- [65] R.. Agrawal, S. Jain, Comparison of reduced part count multilevel inverters (RPC-MLIs) for integration to the grid. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.* 2017, 84, 214–224.
- [66] B. Xiao, L.M.Tolbert, “Efficiency improved and current balanced three-phase modular cascaded H-bridge multilevel PV inverter for grid-connected applications”, In Proceedings of the 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, USA, 14–18 September 2014, 4661–4669.
- [67] P.R.,Bana, K.P.Panda, R. Naayagi, P.Siano, G. Panda, “Recently developed reduced switch multilevel inverter for renewable energy integration and drives application: Topologies, comprehensive analysis and comparative evaluation”, *IEEE Access* 2019, 7, 54888–54909.

Référence

- [68] I.Alhamrouni, M.K.Rahmat, F.A.Ismail, M. Salem, A.Jusoh, T.Sutikno, “Design and development of SEPIC DC-DC boost converter for photovoltaic application”, *Int. J. Pow. Elec. Dri. Syst.* 2019, 1, 406–413.
- [69] T.S.Basu, S. Maiti,” A hybrid modular multilevel converter for solar power integration”, *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2019, 55, 5166–5177.

CHAPITRE II

Etude sur les convertisseurs statiques associés aux sources photovoltaïques

II.1 Introduction

La production d'énergie photovoltaïque (PV) a pris de l'importance en tant que source d'énergie renouvelable en raison de ses nombreux mérites tels que la simplicité d'allocation, l'absence de bruit, une durée de vie plus longue, l'absence de pollution, moins de temps pour l'installation, une grande mobilité et portabilité des pièces, et une capacité de puissance de sortie pour répondre aux exigences de charge de pointe [1]. Cependant les systèmes de génération PV ont des inconvénients tels que la réduction de l'efficacité de conversion et la dépendance aux conditions climatiques locales [2]. Les panneaux photovoltaïques ont été adoptés pour une variété d'applications, telles que les systèmes de charge de batterie, les systèmes de pompage d'eau à énergie solaire, les véhicules hybrides solaires et les systèmes d'alimentation pour satellite [1,3]. Plusieurs pays, à travers le monde, allouent des fonds dans leurs budgets pour soutenir des projets basés sur les énergies renouvelables [4–5].

La puissance PV varie avec l'insolation, la température et les caractéristiques de charge [6,7] et elle est directement proportionnelle à l'éclairement et inversement proportionnelle à la température. Le modèle de base d'une cellule solaire, comme illustré à la Figure (II.1), se compose d'une source de courant connectée en parallèle avec une diode. La source de courant illustre le courant généré par les photons (I_L). La résistance R_s représente les pertes dues aux contacts et aux connexions.

Les courants de fuite dans la diode sont représentés par la résistance parallèle R_{sh} [8].

D'autres paramètres, tels que le courant de court-circuit (I_{sc}) et la tension de circuit ouvert (V_{oc}) sont utilisés pour analyser les caractéristiques d'une cellule PV. Le courant de court-circuit (I_{sc}) est la valeur maximale du courant produit par une cellule, et il est sensible à l'irradiance. La tension de circuit ouvert (V_{oc}) est la valeur maximale de tension obtenue à partir d'une cellule solaire à courant nul.

Les caractéristiques (I-V) d'une cellule solaire sont illustrées sur la Figure (II.2). Les caractéristiques (I-V) (points de fonctionnement du générateur PV) dépendent de la conductance de la charge [7]. Si la conductance est grande, la cellule agit comme une source de courant constant (région AB). Si la conductance est faible, la cellule agit comme une source de tension constante (région CD). La ligne de charge peut être tracée lorsque la résistance de charge est égale à une certaine charge optimale R_{opt} . La puissance maximale se produit au croisement de la courbe caractéristique (I-V) et de la ligne de charge. La pente de la ligne de charge $1/R_{opt}$ représente une charge constante de R_{opt} .

II.2. Modèle mathématique de cellule PV

Le courant de sortie du module (I) peut être formulé en utilisant la Loi actuelle de Kirchhoff de la Figure (II.1).

$$I = I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{q}{nAKT}(V+R_s I)} - 1 \right) - \frac{V+R_s I}{R_{sh}} \quad (II.1)$$

Où

I : Le courant délivré par le module photovoltaïque.

R_{sh} : Résistance Shunt.

I_{ph} : Courant photoélectrique.

I_0 : Courant de saturation.

R_s : Résistance série.

K : Facteur Boltzmann $1,38e-23JK$.

A : Constante l'idéalité de la diode.

n : nombre du cellule

Le courant de diode peut être écrit comme.

$$I_0 = \frac{I_{scn} + K_i \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{ocn} + K_v \Delta T}{AV_{th}}\right) - 1} \quad (II.2)$$

Où, q est la charge de l'électron, R_s est la résistance série, V_{th} , la constante de jonction thermique et est égale à la valeur $V_{th}=KT/q$.

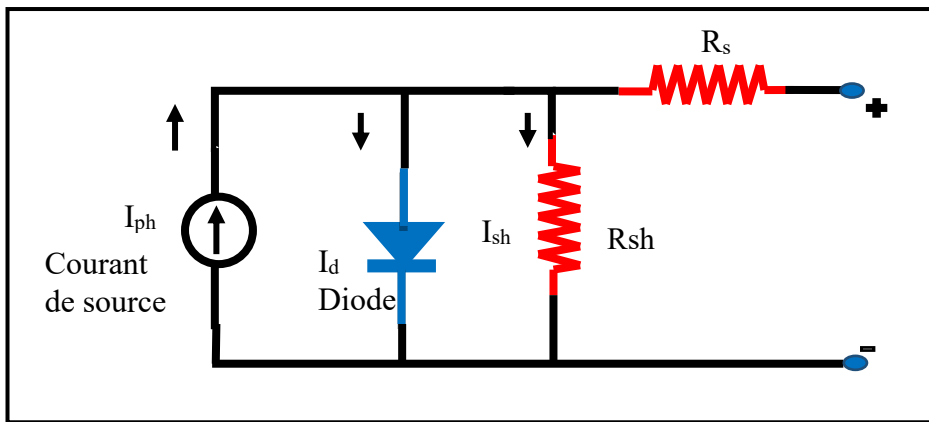


Figure (II.1). Schéma du modèle d'une cellule PV.

Ainsi, le modèle mathématique d'une cellule est développé selon l'équation ci-dessus [9,10].

Le fabricant d'un module PV fournit des valeurs de référence pour des conditions de fonctionnement spécifiées, telles que STC. Le courant généré par la lumière (I_{ph}) dépend de la température et de l'éclairement. L'équation pour I_{ph} est donnée par [11,12].

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{ref}} [I_{phref} + k_i(T - T_{ref})] \quad (II.3)$$

Où I_{phref} est le courant lumineux au conditions de référence, T_{ref} est la température de référence, G est l'éclairement, G_{ref} est l'éclairement de référence et K_i est le coefficient de température fourni par le fabricant.

Sur la fiche technique du fabricant, I_{phref} et K_i sont fournis. [13].

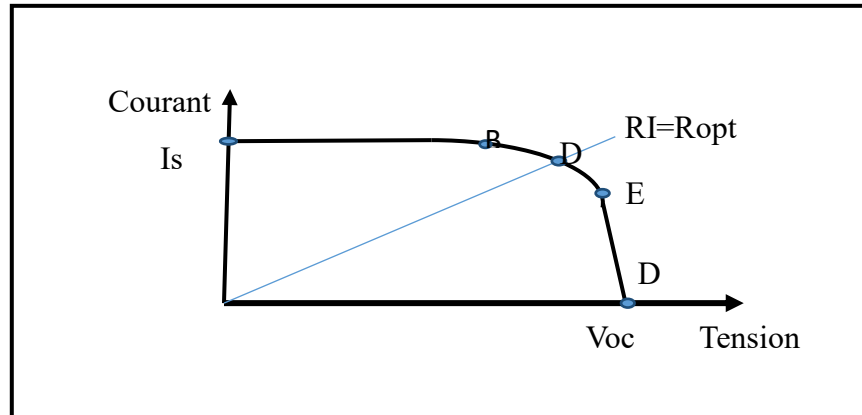


Figure (II.2). Caractéristiques I-V de la cellule solaire avec ligne de charge

L'effet de la variation de température avec un éclairement constant a été étudiées en fixant la valeur d'éclairement énergétique à 500 W/m^2 et en faisant varier la température à 25°C , 50°C et 75°C . Les courbes des caractéristiques I-V et P-V ont été obtenues et sont présentées dans les Fig. 5 et 6, respectivement [15],[14].

Les courbes des caractéristiques I-V et P-V sont également obtenues par simulation avec une température constante 25°C et diverses valeurs d'éclairement énergétique (200 W/m^2 , 400 W/m^2 et 600 W/m^2) comme le montrent les Fig. 7 et 8 [15].

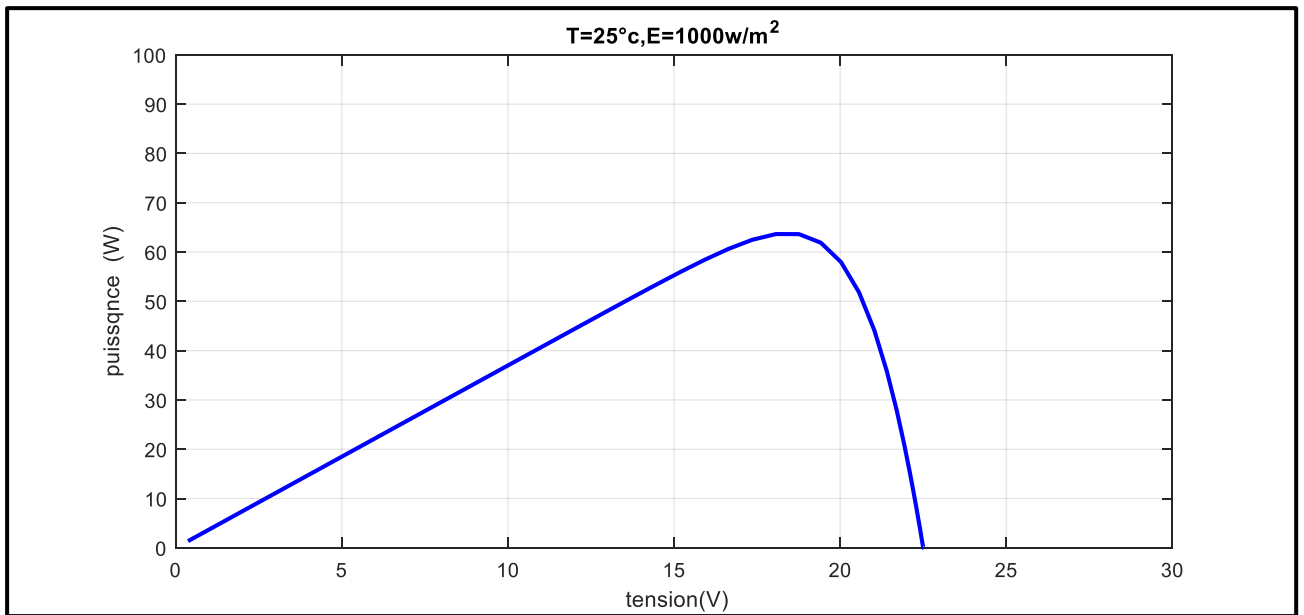


Figure (II.3). Caractéristiques P-V du module PV

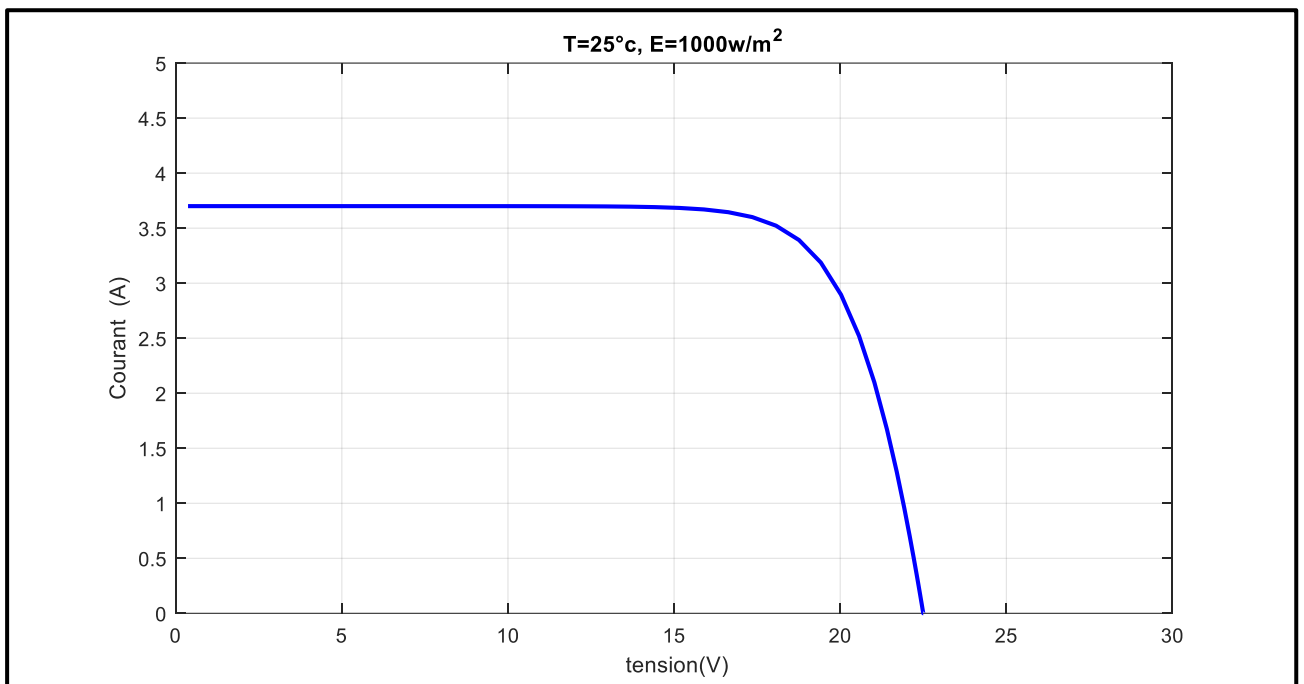


Figure (II.4). Caractéristiques I-V du module PV.

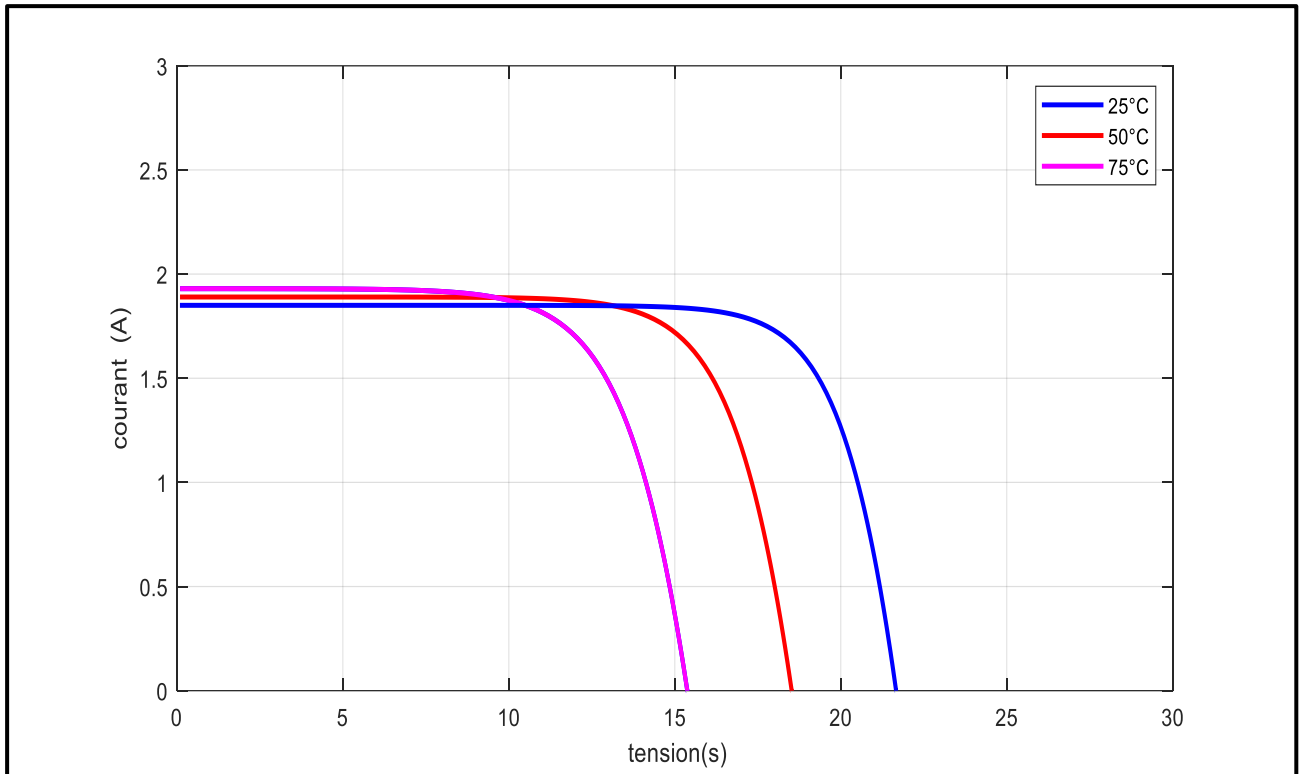
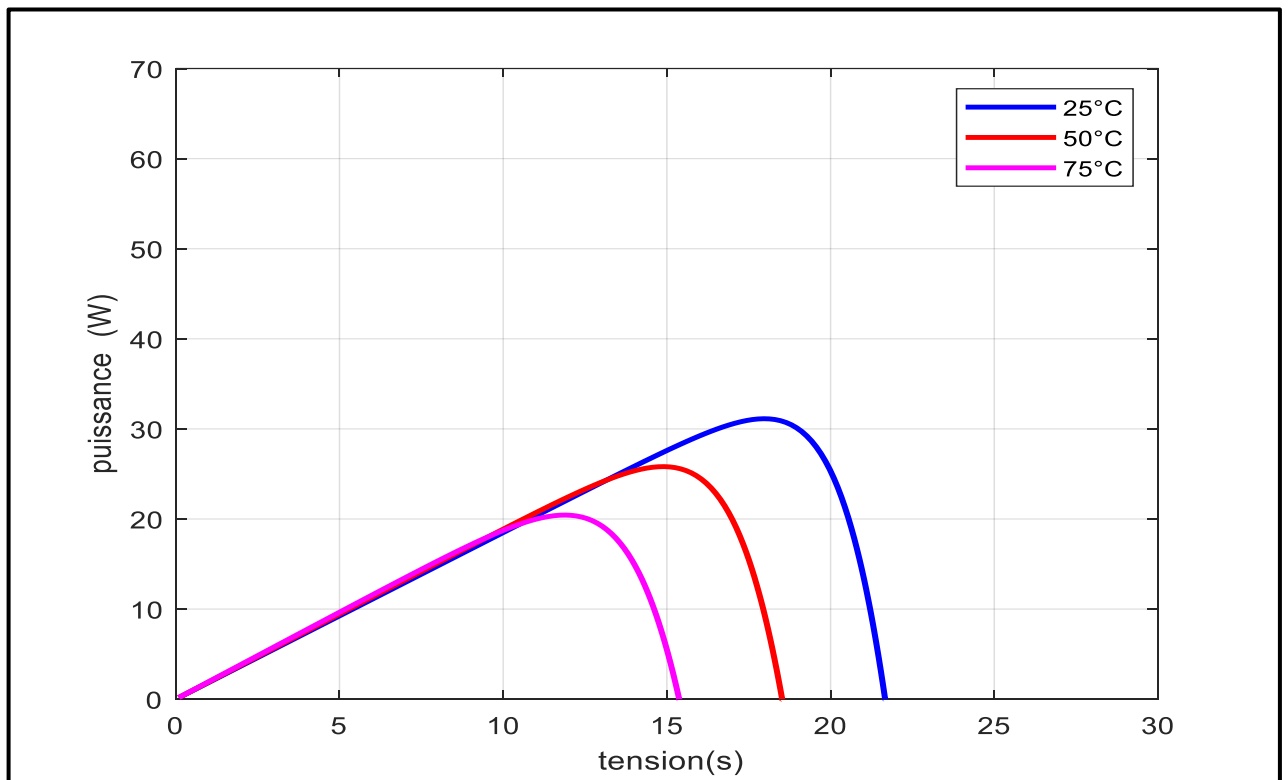


Figure (II.5). Effet de la température sur les Caractéristiques I–V d'un module PV
Rayonnement constant $G=500\text{W}/\text{m}^2$.



Figure(II.6). Effet de la température sur les Caractéristiques P–V d'un module PV
Rayonnement constant $G=500\text{W}/\text{m}^2$.

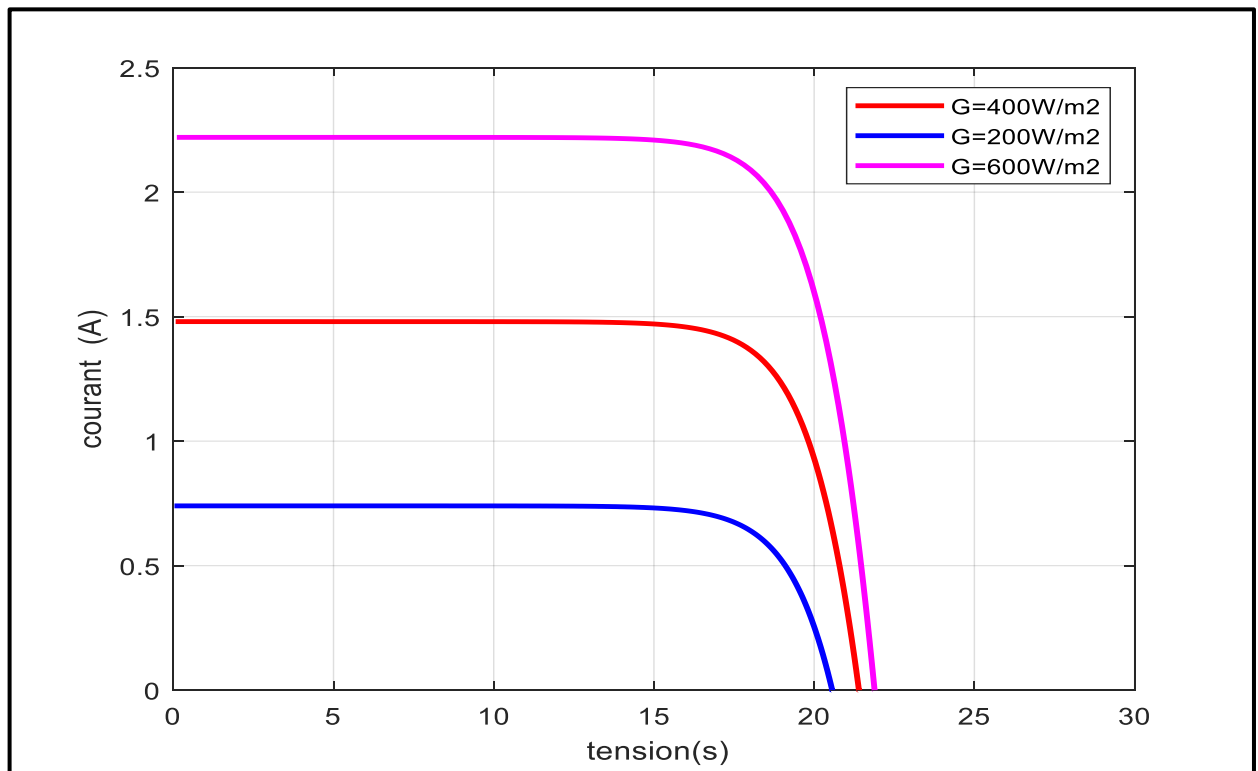


Figure (II.7). Caractéristiques I-V d'un module PV à température constante $T=25^{\circ}\text{C}$.

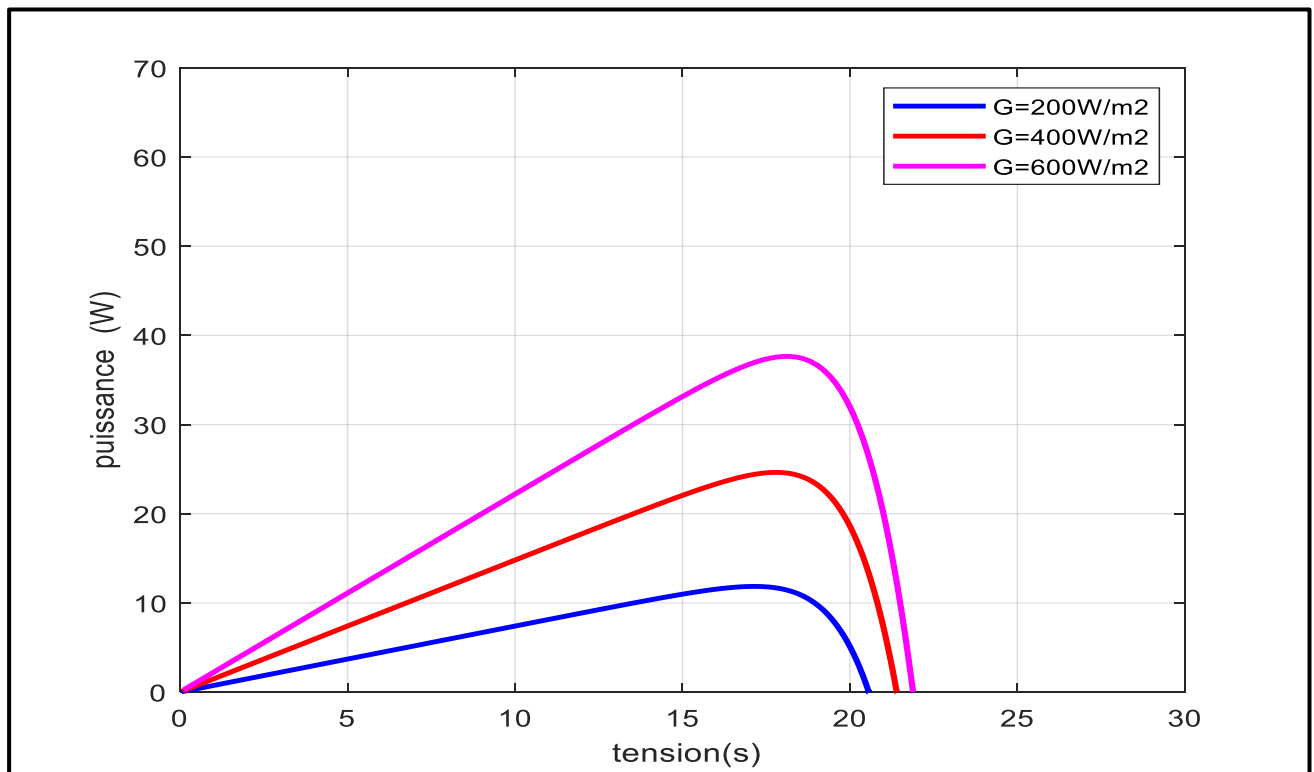


Figure (II.8). Caractéristiques P-V d'un module PV à température constante $T=25^{\circ}\text{C}$.

II.3. Suivi du point de puissance maximale (MPPT)

Vue que le point de fonctionnement d'un système PV change avec les conditions d'ensoleillement et de charge ; ainsi le système PV doit fonctionner à son efficacité maximale indépendamment de ces variations pour une meilleure utilisation [16]. Le point unique sur la courbe $P - V$ auquel se produit la puissance de sortie maximale est appelé le point de puissance maximale (MPP). Le suivi solaire est la méthode conventionnelle utilisée pour maximiser la collecte d'énergie [17,18]. La détection du MPP peut être effectuée par des algorithmes MPPT installés sur Microcontrôleur [19]. Le schéma fonctionnel de la figure 9 représente cette construction. L'impédance de la charge est variée et adaptée à l'impédance interne optimale du système PV en faisant varier le rapport cyclique du convertisseur DC/DC [20].

La variation des conditions météorologiques entraîne une variation drastique du courant PV. Si le courant est utilisé comme variable de consigne, MPPT nécessite une action dynamique rapide pour suivre la plage de fonctionnement. Cependant, la variation de tension est limitée à 70–80 % de V_{oc} . Donc, la tension PV est généralement préférée comme variable de contrôle [21]. L'MPPT est basé sur la mesure de la puissance PV et la régulation de la tension PV. En faisant varier le rapport cyclique du convertisseur, le rapport des tensions d'entrée et de sortie peut être ajusté de manière appropriée [22, 23]. De nombreuses techniques sont couramment utilisées pour suivre le MPP dans les systèmes photovoltaïques [24], en commençant par la méthode des tables de consultation (Look up table), tension ou courant de retour, perturbation et observation (P&O), hill-climbing, capacité parasite, conductance incrémentale (Inc-Cond), MPPT basé sur la linéarisation, rétroaction de la variation de puissance avec le courant, rétroaction de la variation de puissance avec la tension, courant de court-circuit fractionnaire (FSCI), tension de circuit ouvert fractionnaire (FOCV) y compris l'optimisation basée sur la logique floue, MPPT basé sur un algorithme génétique, MPPT basé sur un réseau de neurones artificiels (ANN), courbe d'ajustement, Contrôle de statistique du condensateur de liaison CC, MPPT basé sur l'algorithme Firefly, les colonies de fourmis, contrôle à un cycle (OCC), optimisation de l'essaim de particules, contrôle de corrélation d'ondulation (RCC) et MPPT basé sur le mode glissant [24].

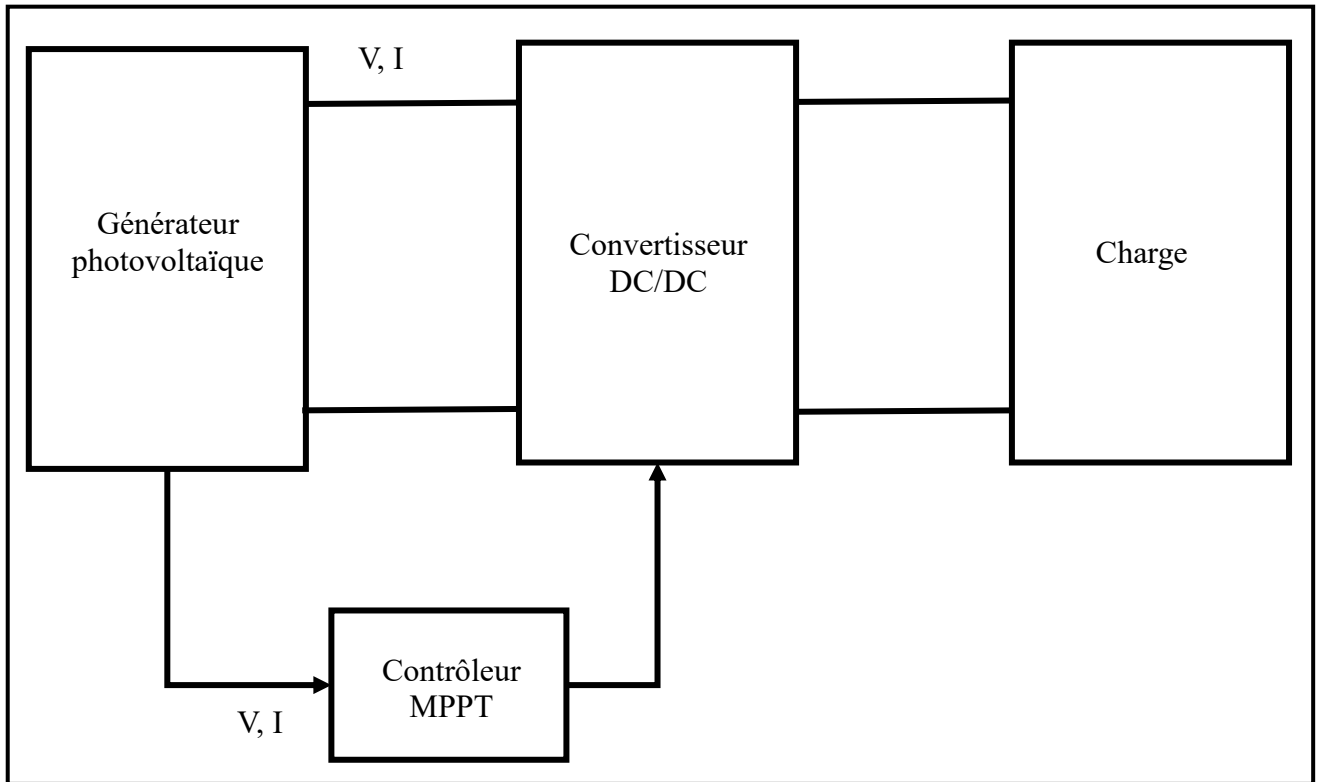


Figure (II.9). Schéma fonctionnel du système MPPT contrôlé par convertisseur DC-DC.

II.4. Topologies des convertisseurs

Pour une utilisation efficace des générateurs solaires, des convertisseurs DC-DC sont inclus dans les implémentations photovoltaïques [25]. Les dispositifs de commutation tels que MOSFET et IGBT sont largement utilisés dans la plupart des convertisseurs qui trouvent l'application dans l'énergie solaire. Les interrupteurs du convertisseur haute tension ont une fréquence de commutation, f_s supérieure à 10 kHz avec une tension limite jusqu'à 1,2 kV. Bien que la fréquence de commutation dans le convertisseur haute tension soit limitée à environ 1 kHz, en raison des pertes de commutation plus élevée. L'avancement dans le domaine de la fabrication des dispositifs de commutation a réduit cette limitation de la fréquence de commutation. Anthony et al. [26] ont présenté un convertisseur élévateur haute puissance utilisant un SiC JFET normalement activé comme dispositif de commutation pouvant fonctionner jusqu'à 300 kHz. La perte de conduction peut être réduite [27]. Les principales limites pour la sélection des convertisseurs DC-DC dans les systèmes PV sont le coût, l'efficacité, le flux d'énergie et la capacité à maintenir la production quelles que soient les variations d'entrée. L'influence de l'ondulation de tension sur le côté sortie du module PV doit être la plus faible que possible [28]. La complexité matérielle du convertisseur comprend des facteurs tels que la sélection de la taille du filtre et le circuit de commande de grille. Le convertisseur à inductance primaire asymétrique (SEPIC) a une ondulation de tension de sortie élevée du côté sortie par rapport

aux autres convertisseurs. Le tableau 1 présente une analyse comparative de la complexité matérielle, du coût et le rendement des convertisseurs buck, boost, buck-boost, SEPIC et flyback. Le rendement d'un convertisseur, $\eta_{\text{converter}}$ est calculée sur la base de

$$\eta_{\text{converter}} = \frac{V_{\text{out}} * I_{\text{out}}}{v * I_{\text{pv}}} = \frac{(v * I_{\text{pv}}) - P_{\text{pertes}}}{v I_{\text{pv}}} \quad (\text{II.4})$$

Où V_{out} est la tension du convertisseur côté sortie, I_{out} est le courant de sortie du convertisseur, v est la tension à la sortie du panneau, I_{pv} est le courant à la sortie du panneau et P_{pertes} est les pertes du convertisseur.

L'efficacité de suivi est le rapport de puissance aux bornes du panneau à la puissance de sortie maximale du panneau, $p_{\text{pv max}}$ [29]. Efficacité de suivi, $\eta_{\text{extraction}}$ est calculé par

$$\mu_{\text{extraction}} = \frac{v * I_{\text{pv}}}{P_{\text{pvmax}}} \quad (\text{II.5})$$

Plusieurs publications ont passé en revue les topologies des convertisseurs en systèmes d'énergie renouvelable. Bien que les convertisseurs SEPIC, buck-boost et Cuk aient une ondulation élevée du courant de charge, ces convertisseurs ont une grande flexibilité sur la tension de sortie. Par rapport à ces topologies, la topologie buck montre une ondulation de courant élevée [30]. Il n'est pas possible d'intégrer l'inductance dans le filtre et le convertisseur pour former un seul noyau magnétique dans le convertisseur buck et boost. En comparaison avec SEPIC et Cuk [31], [32], ont discuté des caractéristiques de buck, boost, buck-boost, Cuk et SEPIC pour les systèmes PV. De tous ces convertisseurs, le convertisseur buck-boost atteint les meilleures performances malgré les variations climatiques et de charge, même si le courant d'entrée présente des problèmes d'ondulation et de bruit élevés. La résistance d'entrée du convertisseur abaisseur varie de la résistance de charge (RL) à l'infini lorsque le rapport cyclique varie de 0 à 1. Le système fonctionnera à MPP, si la résistance d'entrée est égale à R_{opt} (comme illustré à la Figure II.2). Par conséquent, si la résistance de charge est supérieure à R_{opt} , le suivi MPP n'est pas possible dans le convertisseur buck. La résistance d'entrée du convertisseur élévateur varie de zéro à la résistance de charge lorsque le rapport cyclique varie de 0 à 1. Par conséquent, le suivi MPP n'est pas possible si la résistance de charge est inférieure à R_{opt} . Dans un convertisseur buck-boost, la résistance d'entrée varie entre 0 et l'infini lorsque le rapport cyclique varie entre 0 et 1. Par conséquent, le convertisseur buck-boost peut atteindre le MPPT quelle que soit la valeur de la résistance de charge [33, 34–35].

Des convertisseurs avancés tels que le convertisseur Luo (ultra-lift et super-lift à sortie positive), le convertisseur boost et les convertisseurs boost quadratiques sont également utilisés pour les applications PV [35]. Mais l'application de ces convertisseurs dans les systèmes PV fait encore l'objet de recherches plus profonde [36].

II.4.1. Convertisseur abaisseur Buck

Le convertisseur Buck est un type de convertisseur DC-DC dans lequel la tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée [39–40].

Comme la tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée, il est également appelé convertisseur abaisseur. Cette topologie est utilisée pour charger la batterie ou alimenter les charges connectées aux modules PV avec une tension supérieure à leurs valeurs nominales. La topologie du circuit d'un convertisseur Buck est illustrée à la Figure (II.10).

Lorsque l'interrupteur du convertisseur est allumé, la diode est polarisée en inverse et arrête de conduire le courant et l'inductance y stocke de l'énergie. Pendant cette période, le courant de l'inductance passe de la valeur minimale à la valeur maximale. Lorsque l'interrupteur est éteint, l'énergie stockée dans l'inductance est transférée au condensateur et à la charge via la diode de roue libre. Le courant de l'inductance tombe de la valeur maximale à la valeur minimale pendant cette période. L'impédance côté entrée et l'impédance de charge sont désignées par R_i et R respectivement. En faisant varier le rapport cyclique, l'impédance d'entrée du convertisseur peut varier et une correspondance avec la résistance optimale du panneau peut être obtenue pour un transfert de puissance maximal. Étant donné que le rapport cyclique ne peut varier qu'entre zéro et un, le convertisseur abaisseur ne peut refléter R_i qu'entre la résistance de charge et l'infini. Il ne peut pas refléter R_i entre zéro et R . Par conséquent, convertisseur buck n'atteint pas des valeurs supérieures à I_{MPP} du module PV. Par conséquent, le suivi MPP du convertisseur abaisseur est limité à une région où $R \geq R_{MPP}$, comme illustré à la Fig. 11.

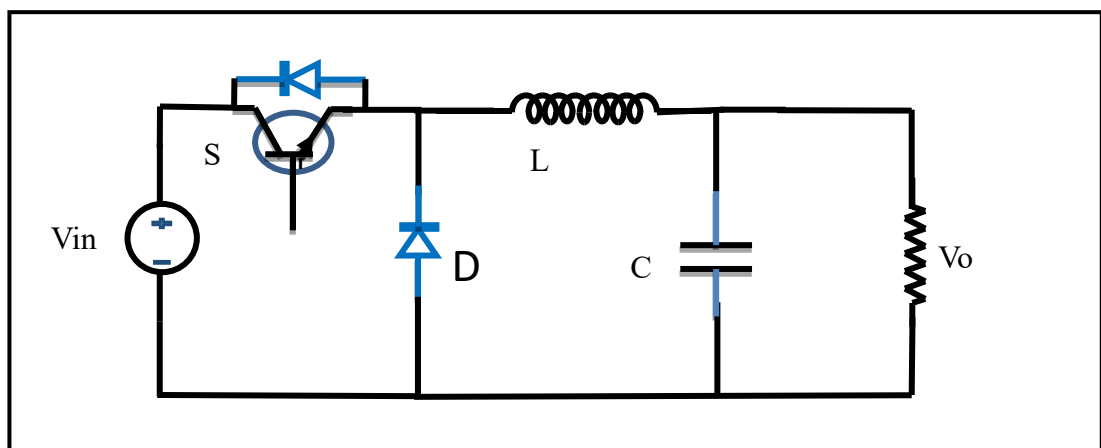


Figure (II.10). Convertisseur abaisseur (Buck)

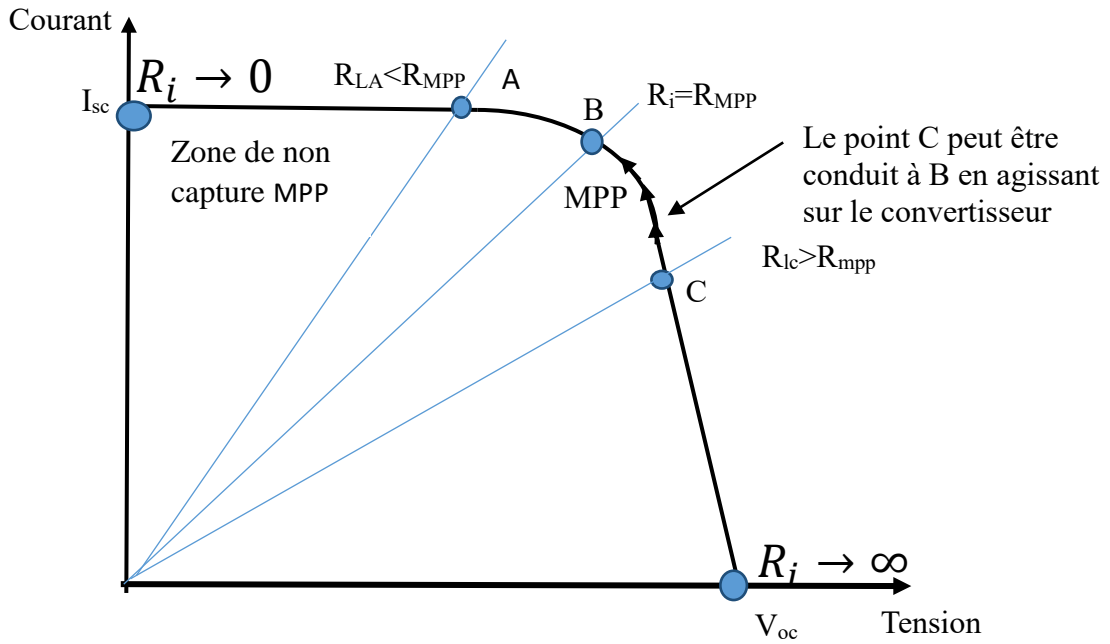


Figure (II.11). Régions de suivi et de non suivi d'un convertisseur abaisseur.

II.4.2. Convertisseur Boost DC/DC

Comme la tension de sortie CC du module PV a une petite valeur à convertir en AC compatible avec la tension du réseau, par conséquent, un convertisseur élévateur sert à élever la valeur de la tension continue d'entrée au niveau de tension de sortie requise. Selon la loi de conservation de l'énergie, la puissance d'entrée doit être égale à la puissance de sortie. Étant donné que la tension de sortie du convertisseur élévateur est supérieure à la tension d'entrée, le courant de sortie sera inférieur au courant d'entrée. Les composants utilisés pour mettre en œuvre un convertisseur boost sont une inductance, une diode, un condensateur et un commutateur à semi-conducteur haute fréquence, il est donc également appelé convertisseur élévateur. V_{in} est la tension d'entrée et V_{out} est la tension de sortie, comme illustré à la Figure (II.12) [37]. La tension de sortie s'exprime alors par :

$$V_{out} = \frac{1}{1-D} * V_{in} \quad (II.6)$$

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (II.7)$$

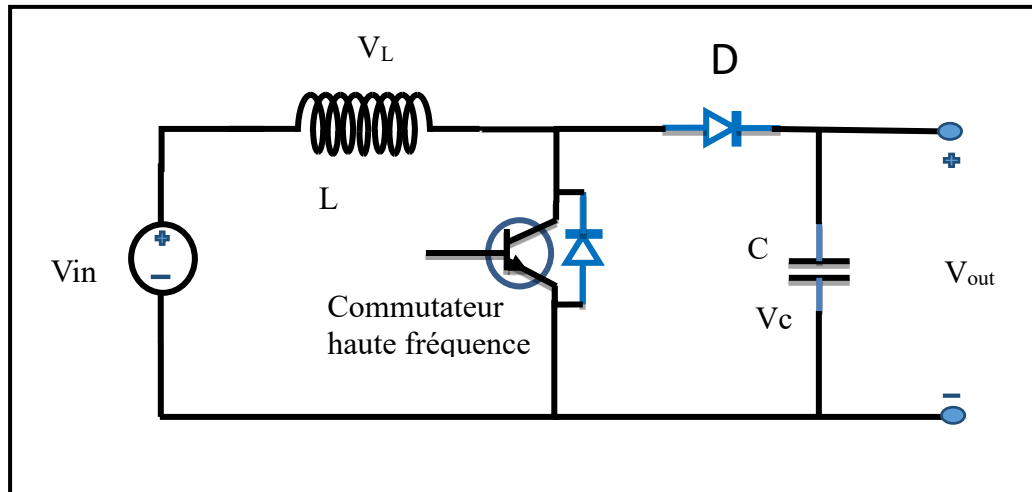


Figure (II.12).Circuit convertisseur élévateur DC-DC

Où,

D : Cycle de service du commutateur du convertisseur de suralimentation.

T : période de commutation

T_{on} : période de temps ON

Lorsque l'interrupteur est activé, l'inductance y stocke de l'énergie. Le courant à travers l'inducteur passe du niveau minimum au niveau maximum pendant cette période. La tension de sortie apparaît à la cathode et la tension nulle apparaît à l'anode de la diode, elle est donc polarisée en inverse et désactivée. Par conséquent, la charge est isolée de la source pendant la période ON, donc pendant cette période, le courant de charge est maintenu continu par le condensateur côté sortie. La somme de la tension aux bornes de l'inductance et de la tension de source apparaît aux bornes du commutateur et à l'anode de la diode qui est supérieure à la tension de sortie. Par conséquent, la diode est polarisée en direct et commence la conduction du courant. Pendant cette période, le courant l'inductance chute du niveau maximum au niveau minimum et toute l'énergie qui y est stockée avec la tension de la source est fournie au condensateur de charge et de sortie. Le courant de sortie est toujours continu dans le convertisseur élévateur tandis que le courant d'entrée peut être continu ou discontinu. La valeur élevée du condensateur de sortie est choisie pour maintenir le courant de charge continu. Par conséquent, le convertisseur élévateur n'atteint pas des valeurs supérieures au V_{oc} du panneau solaire photovoltaïque. Comme illustré à la Figure (II.13).

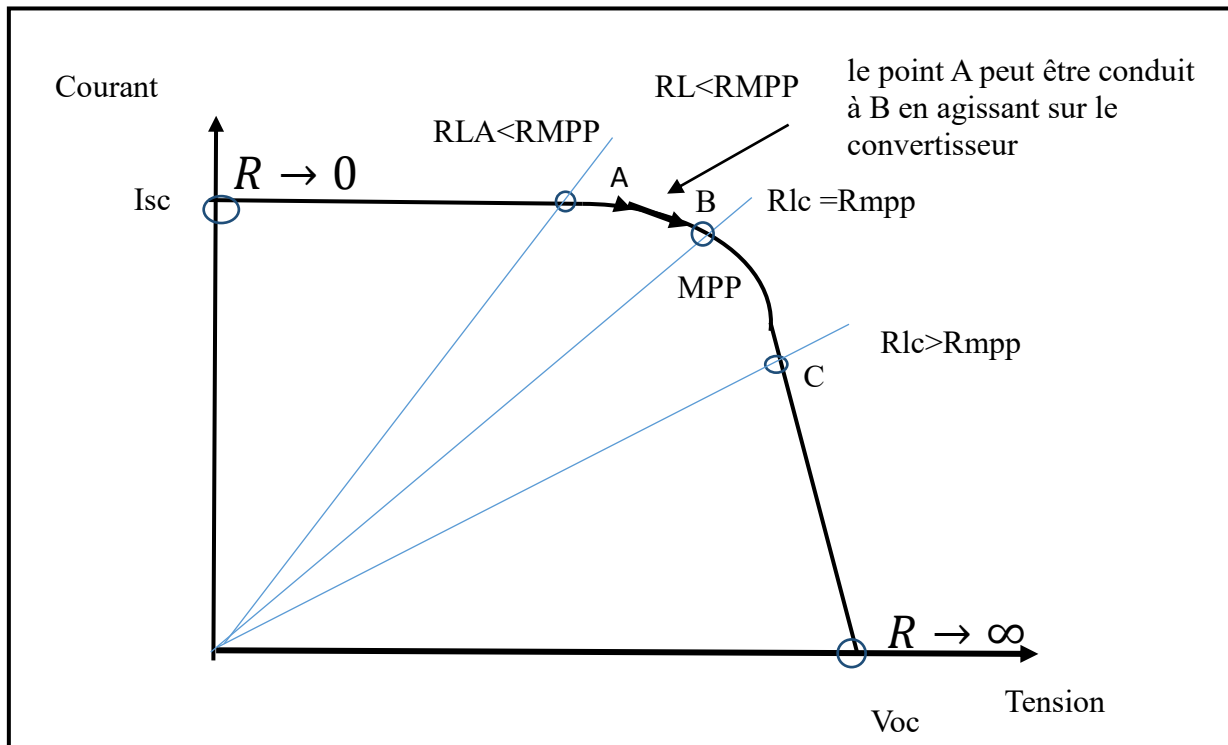


Figure (II.13). Régions de suivi et de non suivi d'un convertisseur élévateur.

II.4.3. Convertisseur Buck-Boost

Le convertisseur abaisseur-élévateur est un type de convertisseur CC-CC capable de générer une tension de sortie inversée supérieure ou inférieure à la tension d'entrée [41–42]. La topologie du circuit d'un convertisseur abaisseur est illustrée à la Fig. 14. Lorsque l'interrupteur est activé, les diodes deviennent polarisées en inverse et cessent de conduire et l'inductance stocke l'énergie de la source. Le courant d'inductance passe de la valeur minimale à la valeur maximale pendant cette période. Pendant cette période, le courant de charge est rendu continu par le condensateur de sortie. Lorsque l'interrupteur est éteint, le courant de l'inducteur passe de la valeur maximale à la valeur minimale, générant une tension négative aux bornes de l'inducteur, avec le côté inférieur de l'inducteur positif et le côté supérieur négatif. Cette tension négative aux bornes de l'inductance polarise la diode et elle commence à conduire et l'énergie stockée dans l'inductance est transférée au condensateur de charge et de sortie via la diode.

En cascade un convertisseur abaisseur et un convertisseur élévateur, un convertisseur abaisseur-élévateur est réalisé. Il est clair que le convertisseur abaisseur-élévateur peut suivre le MPP sur l'ensemble des caractéristiques PV du panneau PV, quelles que soient la résistance de charge et les conditions atmosphériques. La réflexion de la résistance de charge du côté entrée du convertisseur

varie de zéro à l'infini, ce qui permet au point fonctionnement de se déplacer sur toute la courbe V-I, comme illustré à la Figure (II.15).

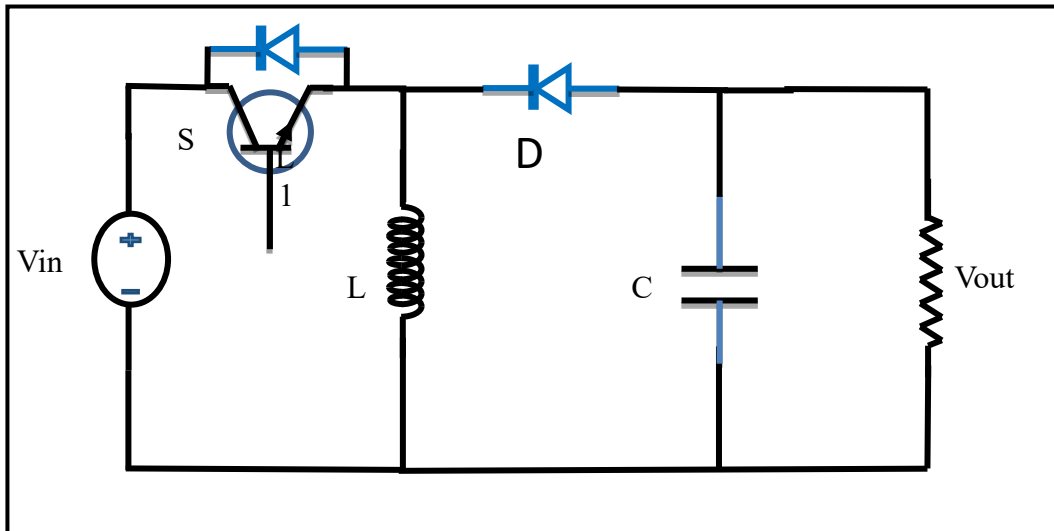


Figure (II.14) Convertisseur Buck-boost DC-DC.

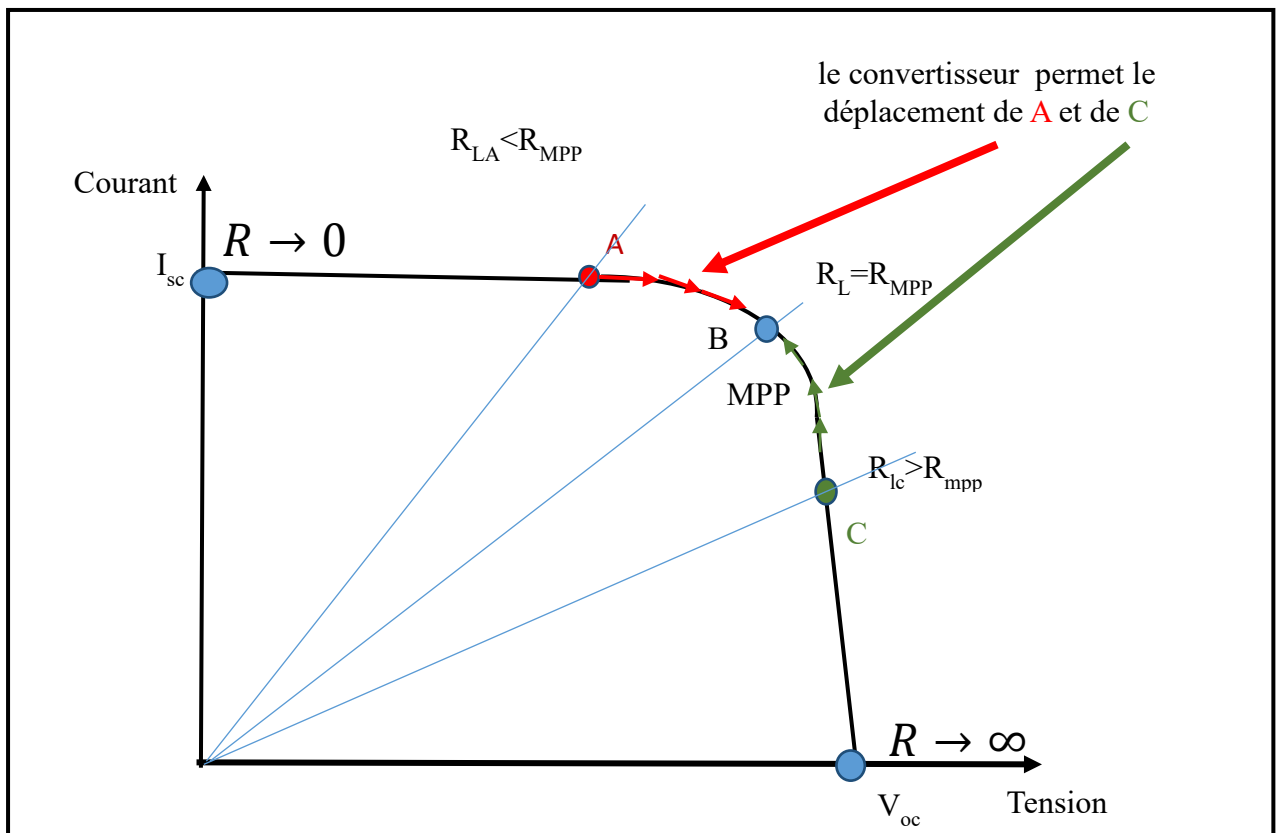


Figure. (II.15). Régions de suivi et de non suivi pour un convertisseur buck-boost.

II.4.4. Convertisseur SEPIC

Le convertisseur SEPIC fournit également une tension de sortie supérieur ou inférieur à la tension d'entrée [45–146].

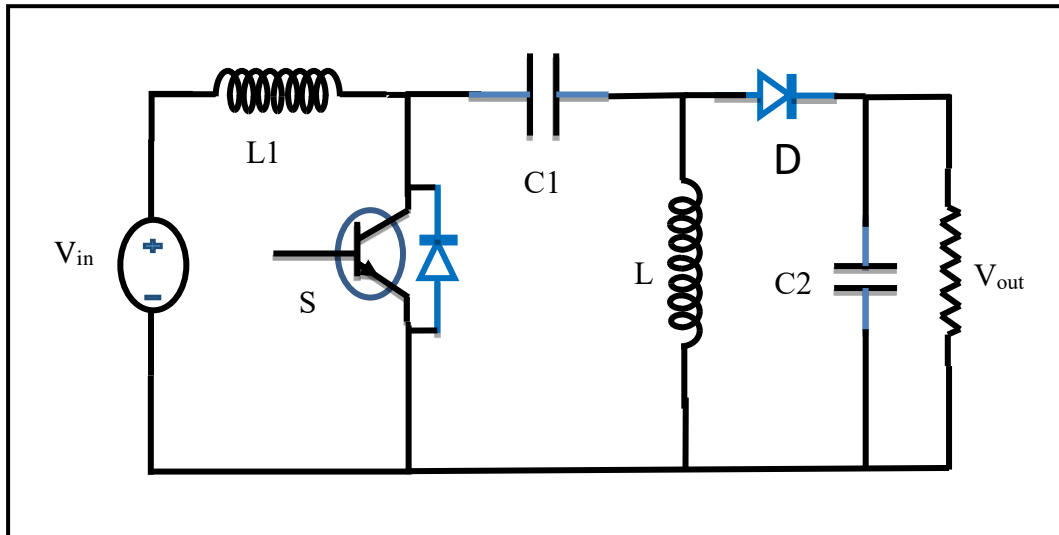


Figure (II.16). Convertisseur SEPIC

Le principal avantage d'un convertisseur SEPIC par rapport aux convertisseurs buck-boost et cuk est qu'il fournit une tension de sortie non inversée. Le schéma de circuit d'un convertisseur SEPIC est illustré à la Fig. 16. Lorsque l'interrupteur est activé, une polarité négative est appliquée à l'anode de la diode par le condensateur C1 et elle devient polarisée en inverse et arrête de conduire le courant. L'inductance L1 stocke l'énergie de la source et l'énergie du condensateur C1 est transférée à l'inductance L2. Le courant de charge est rendu continu par le condensateur de sortie C2. Les courants d'inductance augmentent de la valeur minimale à la valeur maximale pendant cette période. Lorsque l'interrupteur est éteint, la diode devient polarisée en direct et commence à conduire. L'énergie stockée dans l'inductance L1 est transférée au condensateur C1 et l'énergie stockée dans le l'inductance L2 avec la source est transférée au condensateur C2 et à la charge. Les courants d'inductance chutent de la valeur maximale à la valeur minimale pendant cette période. Les condensateurs et les inducteurs sont utilisés pour transférer l'énergie dans Le convertisseur SEPIC et le stress de commutation sont bien inférieurs au convertisseur cuk.

Le rapport de conversion de tension et le rapport de conversion de résistance du convertisseur SEPIC sont identiques à ceux du convertisseur buck-boost et de l'onduleur cuk.

Par conséquent, le point de fonctionnement du convertisseur SEPIC est également réparti sur toute la courbe PV, comme illustré à la Fig.15.

II.4.5. Convertisseur Cuk

Le convertisseur Cuk est un type de convertisseur DC-DC qui transfère l'énergie de la source à la charge pendant la période ON et la période OFF. Semblable au convertisseur élévateur buck, le convertisseur Cuk produit également une tension de sortie inversée qui est supérieure ou inférieure à la tension d'entrée [43–44]. La topologie du circuit d'un convertisseur Cuk est illustrée à la Fig.17. Lorsque l'interrupteur est activé, une polarité négative est appliquée à l'anode de la diode par le condensateur (C) et il devient polarisé en inverse et arrête de conduire le courant. L'inductance, L_1 stocke l'énergie de la source et du condensateur, C en transfère l'énergie à l'inductance, L_2 , au condensateur, à C_0 et à la charge. Pendant la période ON, les condensateurs se déchargent et les inducteurs stockent de l'énergie simultanément. Le courant d'inductance passe de la valeur minimale à la valeur maximale pendant cette période. Lorsque l'interrupteur est éteint, la diode devient polarisée en direct et commence à conduire le courant. Énergie stockée dans l'inductance, L_1 est transférée au condensateur C et l'énergie stockée dans l'inductance L_2 avec la source est transférée au condensateur C_0 . Les courants d'inductance chutent de la valeur maximale à la valeur minimale pendant cette période. Semblable au rapport de conversion de tension du convertisseur buck-boost et au rapport de conversion de résistance du convertisseur Cuk est le produit du rapport de conversion de tension et du rapport de conversion de résistance du buck et du boost convertisseurs. Par conséquent, le convertisseur Cuk fonctionne sur toute la courbe PV et suit le MPP. L'inductance côté entrée du convertisseur Cuk filtre la tension de la source et empêche les harmoniques de l'alimentation. La topologie du convertisseur Cuk fournit un courant d'entrée et de sortie continu.

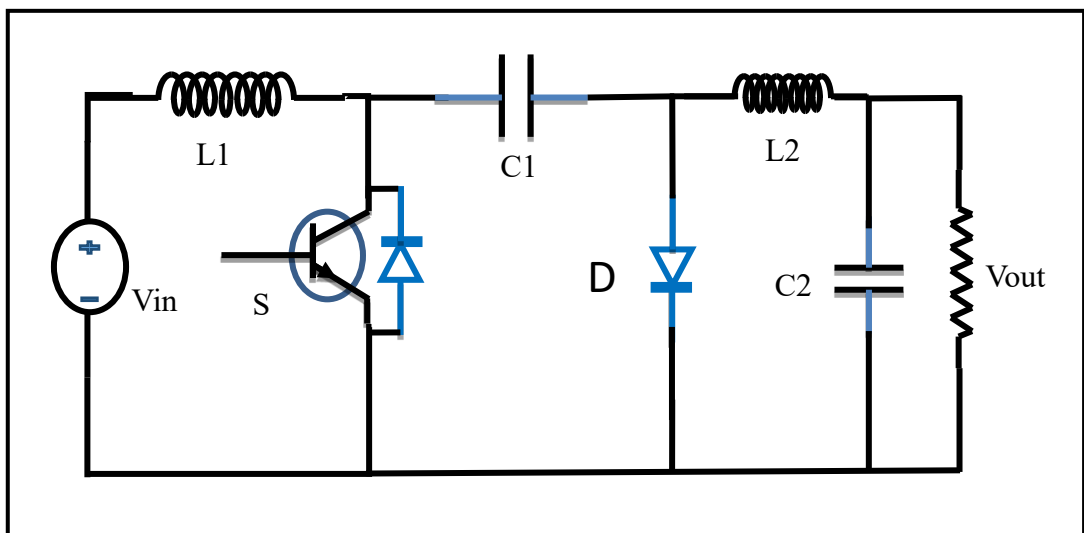


Figure. (II.17). Convertisseur Cuk

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons discuté, en général le model de cellule photovoltaïque, ainsi que ses caractéristique la notion du point de puissance maximale (MPPT) et les des différentes configurations des convertisseurs CC/CC dans les systèmes photovoltaïques, toute en indiquant le domaine d'utilisation de chaque type.

Référence chapitre II

Reference

- [1] K. Eftichios, K. Kostas, V. C. Nicholas, “Development of a microcontroller-based photovoltaic maximum power point tracking control system. *IEEE Trans Power Electron* 2001,16,1,46–54.
- [2] K. S. Baekhoej, J. K Pedersen, F. Blaabjerg.” A review of single – phase grid connected inverters for photovoltaic systems”, *IEEE Trans Ind Appl* 2005,41,5,1292–306.
- [3] J.A Jiang, T.L. Huang, Y.T .Hsiao, C.H. Chen, “Maximum power tracking for photovoltaic power systems”, *Tamkang J Sci Eng* 2005,8,2,147–53
- [4] M. Zeng, X. Liu, N. Li, S. Xue, “Overall review of renewable energy tariff policy in China: evolution, implementation, problems, and countermeasures”, *Renew Sustain Energy Rev* 2013,25,260–71.
- [5] JL. Mígueza, LM. López, JM. Sala, J. Porteiro, E. Granada, JC. Morán, M. Juárez.” Review of compliance with EU-2010 targets on renewable energy in Galicia (Spain)”, *Renew Sustain Energy Rev* 2004,10,225–47.
- [6] Q.Lijun, L. Xiao, “EngineeringMatlab/Simulink-Based Research on Maximum Power Point Tracking of Photovoltaic Generation”,2012 International Conference on Applied Physics and Industrial Engineering, Science Direct, *Physics Procedia*, 2012, 24, 10–18.
- [7] L. Y. Hong, Hamill. “Simple DC. Maximum power point Tracker for photovoltaic arrays”, *Electron Lett* 2000,36,11,997–9.
- [8] H. Patel, V. Agarwal,” MATLAB-based modeling to study the effects of partial shading on PV array characteristics”, *IEEE Trans Energy Convers* 2008,23,1,302–10.
- [9] M. Yousef, W. Xiao, HH. Zeineldin. “A simple approach to modeling and simulation of photovoltaic modules”. *IEEE Trans Sustain Energy* 2012,3,1,185–6.
- [10] A. A Hafez ,” Simple and robust maximum power point tracking algorithm for solar cell” ,*World Congress on Electronics and Electrical Engineering (WCEEENG'10)*, 2010.
- [11] M. Makhlouf, F. Messai, H. Banella, “Modeling and simulation of grid-connected hybrid photovoltaic/battery distributed generation system”,*Can J Electr Electron Eng* 2012,3,1.

Référence

- [12] A. Chouder, S. Silvestre, N. Sadaoui, L. Rahmani, “Modelling and simulation of a grid connected PV system based on the evolution of main PV module parameters”, *Science Direct. Simul Model Pract Theory* 2012,20,46–58
- [13] M. Makhlof, F. Messai, H. Banella, “Modeling and simulation of grid-connected hybrid photovoltaic/battery distributed generation system”, *Can J Electr Electron Eng* 2012,3,1.
- [14] S. Samer, A. massoud, M. Benammar, S. Ahmed, “A Matlab/ Simulink based photovoltaic array model employing SimpowerSystems toolbox”, *J Energy Power Eng* 2012,6,196-575.
- [15] T. Hongmei, F. Mancilla-David, E. Kevin, E. Muljadi, P. Jenkins, “A cell-to-module-to-array detailed model for photovoltaic panels”. *Sol Energy* 2012,86,9,2695–706.
- [16] K. Khouzam “Optimum load matching in direct-coupled photovoltaic power systems- applications to resistive loads”, *IEEE Trans Energy Conv* 1990, 5,265–71.
- [17] V. Sumathi, R. Jayapragash, B. Abhinav, A.P. Kumar, “Solar tracking methods to maximize PV system output - A review of the methods adopted in recent decade”. *Renew Sustain Energy Rev* 2017,74,130–8.
- [18] H. Mousazadeh, A. Keyhani, J. Arzhang, H. Mobli, A. Karen, A. Sharifi. “A review of principle and sun-tracking methods for maximizing solar”.
- [19] A. Tariq, M.S. Jamil, “Development of analog maximum power point tracker for photovoltaic panel” , *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2008.
- [20] E.I. Ortiz-Rivera, “Maximum power point tracking using the optimal duty ratio for DC-DC converters and load matching in photovoltaic application”, *Proceedings IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2008.
- [21] S.L. Brunton, C.W. Rowley, S.R. Kulkarni, C. Clarkson, “Maximum power point tracking for photovoltaic optimization using ripple-based extremum seeking control”, *IEEE Trans Power Electron* 2010,25,10,2531–40.
- [22] D. Kun, B. XinGao, L. HaiHao, P. Tao, “A MATLAB-Simulink-based PV module model and its application Under conditions of nonuniform irradiance”. *IEEE Trans Energy Convers* 2012,27,4,864–72.
- [23] S. Kinattungal, P. Sankar, P. Sankaran, “MPPT of PV systems under partial shaded conditions through a colony of flashing fireflies”, *IEEE Trans Energy Convers* 2014,29,2,463–72.

Référence

- [24] S.Bidyadhar, P. Raseswari.” A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems”, *IEEE Trans Sustain Energy* 2013,4,1,89–98.
- [25] A. H. El Khateb, A.R. Nasrudin, S. Jeyraj, B. Williams,”DC to-DC converter with low input current ripple for maximum photovoltaic power extraction”, *IEEE Trans Ind Electron* 2015,62,4,2246–56.
- [26] A. Alexander, Z. Zhe, M.A.E Anderson, “A high power boost converter for PV systems operating up to 300 kHz using SiC devices”, In: *Proceedings of the IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, 2014, 302-307.
- [27] W. Li, X. He, “Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications”, *IEEE Trans Ind Electron* 2011,58,4, 1239–50.
- [28] N.D. Benavides, P.L. Chapman, “Modelling the effect of voltage ripple on the power output of photovoltaic modules”,*IEEE Trans Ind Electron* 2008, 55,7,2638–43.
- [29] E. O. Lindstrom, R. L. A. Garcia, A. R. Oliva, J. C. Balda, “A novel method to compare converters for PV applications based on energy efficiency”. *Argent Sch Micro-Nanoelectron, Technol Appl* 2014,24–8.
- [30] d.M. Priscila Facco, G. Roger, R. E. felix Ribeiro, A. R.christiano, “A modified SEPIC converter for high-power-factor rectifier and universal input voltage applications”. *IEEE Trans Power Electron* 2010,25,2,21–310.
- [31] S.J .Chiang, S. Hsin-Jang, C. Ming-Chieh, “Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter”. *IEEE Trans Ind Electron* 2009,56,11,4344–53.
- [32] M.H .Taghvaei, M.A.M. Radzi, S.M. Moosavain, H. Hashim, H. M. Marhaban. “A current and future study on non-isolated DC-DC converters for photovoltaic applications”,*Renew Sustain Energy Rev* 2013,17,216–27.
- [33] J.M. Enrique, E. Durán, M. Sidrach-de-Cardona, J.M. Andújar, “Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies”. *Sol Energy* 2007,81,1, 8-31.
- [34] S.Poshtkouhi, V. Palaniappan, M. Fard, O. Trescases, “A general approach for quantifying the benefit of distributed power electronics for fine grained MPPT in photovoltaic applications using 3D modeling”, *IEEE Trans Power Electron* 2012,27,11,4656–66.
- [35] K.I. Hwu, Y.T. Yau, “Inductor-coupled KY boost converter”. *IET Proc Power Electron* 2010,46,24,1624–5.

Référence

- [36] R. Kumar, B. Singh, "Solar photovoltaic array fed Luo converter based BLDC motor driven water pumping system", IEEE 9th International conference on Industrial and Information Systems (ICIIS),2014,15,17,1-5.
- [37] M. A. Sayed, A. I. Mohamed E E, Ali, "Maximum Power Point Tracking Technique for Grid Tie PV System," 7th International Middle East Power System Conference (MEPCON), Mansoura University, Egypt, Dec2015, 15-17.
- [38] E. Ait El maati, A. Mouhsen, H. Maker; A. Mouhsen," Comparative Study of the Electronic Performance of DC / DC Photovoltaic Converters (BOOST and SEPIC)",2017 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), December 2017,04-07.
- [39] J.L. Norbert, Philips, E. Francois Guido, "Necessary and sufficient conditions for the stability of buck-type switched-mode power supplies". IEEE Trans Ind Electron Control Instrum 1981,3.
- [40] C.S. Lee, N.S Kim, M.Gendensuren, J.H. Choi, "Integrated on-chip 0.35 μm BiCMOS current-mode DC-DC buck converter", International Journal of Electronics.
- [41] Ri. Hayner, T.K Phelps, A .John Collins, R.D Middlebrook, "The venerable converter: a new approach to power processing", IEEE transactions on industrial electronics and control instrumentation, November; 1977, 24, 4
- [42] H. Hauser, F. Himmelstoss, P. Wurm, "Flux measurements and modeling of the magnetic hysteresis for a zero- voltage switching dc-to-dc converter", J Appl Phys 2003,93,8790.
- [43] L. Bor-ren, H. Tsang-sum," Zero current switching cuk converters for power factor correction". Electr Power Syst Res 1997,41, 8-91.
- [44] E. Selwan, P. Gunhyung, G. Zoran, "Optimal control of the Cuk converter used in solar cells via a jump parameter technique", IET Control Theory Appl. 2015,9,6, 9-893.
- [45] D. Hyun-Lark, "Soft-switching SEPIC converter with ripple-free input current", IEEE Trans Power Electron 2012,27,6.

Référence

- [46] F. d. Melo Priscila, G. Roger, R. E. F. Ribeiro, A. R. Christiano, “A modified SEPIC converter for high-power-factor rectifier and universal input voltage applications”, *IEEE Trans Power Electron*, 2010,25,2.

CHAPITRE III

Les paradigmes du soft computing et le contrôleur PID fractionnel

III.1. Introduction

Les Paradigmes du soft computing est un terme appliqué aux techniques qui se caractérisent par l'utilisation des solutions de calcul inexacts, pour lesquelles une solution exacte ne peut être dérivée en temps réel.

Les techniques du soft computing sont devenues un domaine de recherche de l'informatique dans les années 1990. À l'époque, les approches du calcul informatique ne pouvaient que résoudre des problèmes de complexité simple et les systèmes plus complexes découlant de la biologie, la médecine, les humains, les sciences de gestion, et des domaines similaires sont restés irrésolus classiquement par les mathématiques et l'analyse.

Les Paradigmes du soft computing traite de l'imprécision, de l'incertitude, de la vérité partielle, et du rapprochement pour atteindre une traçabilité, une robustesse et un coût faible pour la solution. Les Composants essentiels des Paradigmes du soft computing sont : systèmes de la logique floue, réseau de neurones artificiels, les approches métaheuristiques.

III.2 Système de la logique floue

En commande, la majorité des approches de la commande non linéaire exige la disponibilité d'un modèle mathématique du système et ceci n'est pas toujours réalisable à cause de l'imprécision et l'incertitude liées aux paramètres mal connus, difficilement identifiables et/ou des dynamiques négligées [1], [2]. D'autre part, les méthodes de modélisation traditionnelles s'avèrent souvent incapables de refléter le comportement global d'un système donné. L'utilisation des contrôleurs basés sur l'expertise humaine peut être une alternative à la commande de ce type de systèmes. Ils présentent l'avantage de tolérer l'incertitude du modèle et compensent son effet. Parmi ces approches, nous distinguons celles utilisant la logique floue [3], [4]. Les incertitudes, les non linéarités négligées et les différentes contraintes peuvent être ainsi compensées [5]. Ces contrôleurs ont connu beaucoup de succès et sont devenus un sujet principal dans le domaine de la recherche des systèmes intelligents

III.2.1 Principe La logique floue

La logique floue est née de la constatation que la plupart des phénomènes ne peuvent pas être représentée à l'aide de variables booléennes qui ne peuvent prendre que deux valeurs (0, 1). Peut-on considérer la température 20°C comme étant chaude ou froide? N'est-elle pas ni vraiment chaude, ni vraiment froide mais tout simplement moyenne. Pour répondre à ce type de question, la logique floue considère la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble non plus comme une fonction

booléenne brusque mais comme une fonction qui peut prendre toutes valeurs dans l'intervalle [0,1] c'est à dire graduelle.

III.2.2. Ensemble flou

Ensemble flou Dans la théorie des ensembles, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble. La notion d'ensemble est à l'origine de nombreuses théories mathématiques. Cette notion essentielle ne permet cependant pas de rendre compte des situations pourtant simples rencontrées fréquemment. Parmi des fruits, il est facile de définir l'ensemble des pommes. Par contre, il est sera plus difficile de définir l'ensemble des pommes mûres. On conçoit bien que la pomme mûrit progressivement la notion de pomme mure est donc graduelle. C'est pour prendre en compte de telles situations qu'a été créé la notion d'ensemble flou. La théorie des ensembles flous repose sur la notion d'appartenance partielle : chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous qui ont été définis. [6] Mathématiquement, Un ensemble flou A dans un univers de discours X est défini par une fonction d'appartenance qui associe à chaque élément x de X , le degré $\mu_A(x)$, compris entre 0 et 1 . Donc un ensemble flou peut être représenté par un ensemble de paires ordonnées

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (III.1)$$

Tel que : $\mu_A(x)$ A La fonction d'appartenance d'un variable x.

X : est appelé l'univers de discours il peut contenir des valeurs continues ou discrètes.

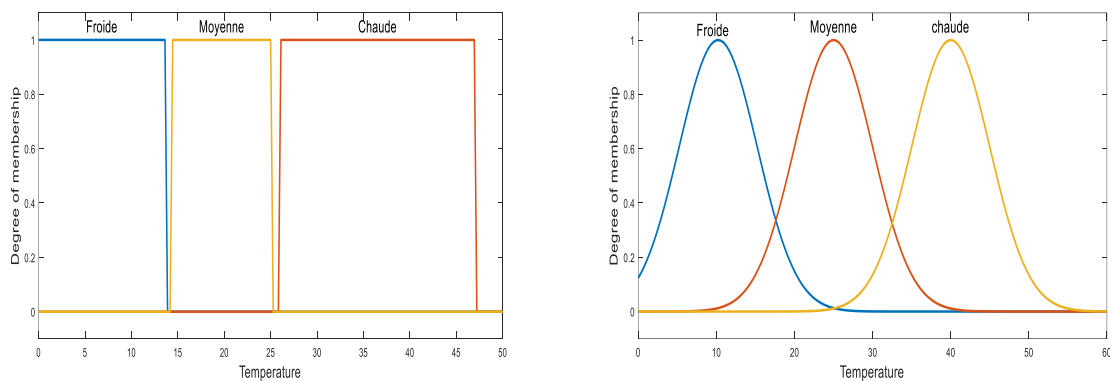


Figure III.1 Représentation Classique et la représentation floue

III.2.3. Variables linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler. Exemple : La variable linguistique x = température ambiante, peut être définie avec un ensemble des termes : T(x)= {extrêmement froide, très froide, froide, chaude, très chaude, extrêmement chaude}, qui forment son univers de discours U = [-20°C, 40°C]. La variable de base est la température. Le terme froid

représente une valeur linguistique. On peut l'interpréter, par exemple comme « les températures plus petites que 15⁰c ».

III.2.4. Fonctions d'appartenance

Chaque sous-ensemble flou peut être représenté par sa fonction d'appartenance. En général la forme de fonctions d'appartenance dépend de l'application, et peut être triangulaire, trapézoïdale ou en forme de cloche comme le montre la (Figure. III.2).

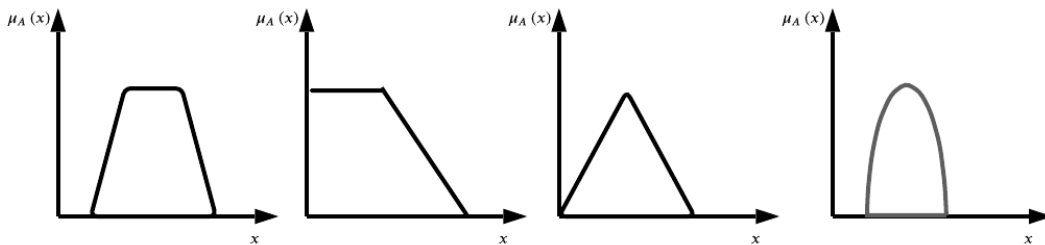


Figure III.2 . Différentes formes de fonctions d'appartenance

III.2.5. La base des Règles floues

Une base des règles floues est composée de règles qui sont généralement utilisées parallèle. Une règle est de type : **SI** « prédicat » **ALORS** « conclusion » Exemple : **SI** la température élevée et la pression forte **ALORS** ventilation forte et soupape grande ouverte.

Prédicat : encore appelé prémisse ou condition est une combinaison de propositions par des opérateurs ET, OU, NON. Les propositions « température élevée » et « pression forte » sont combinées par un opérateur ET pour former le prédicat de règle.

Conclusion : la conclusion d'une règle floue est une combinaison de propositions liées par un opérateur ET [7].

III.2.6. Structure générale d'un contrôleur flou

La structure interne d'un système flou repose sur la structure présentée par la figure III.3 qui contient quatre blocs :

- Fuzzificateur
- Base des connaissances floues,
- Engin d'inférence floue,
- Défuzzificateur.

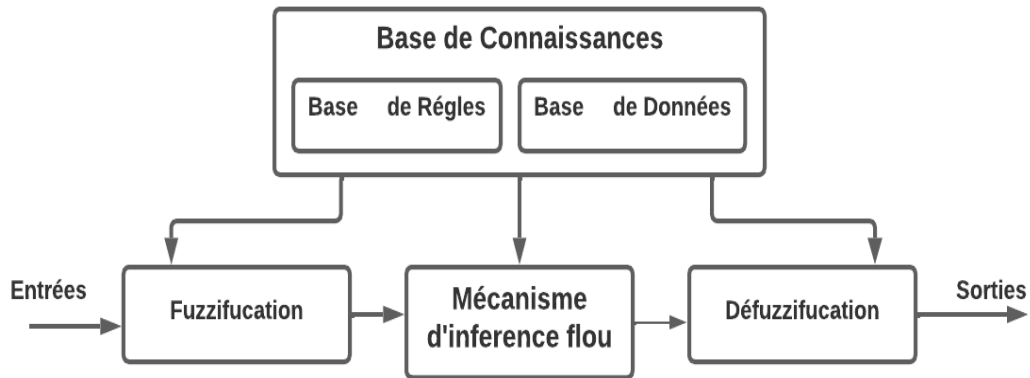


Figure III.3. Structure d'un contrôleur flou

Le système à base de la logique floue est composé de quatre blocs principaux (Fig. III.2).

1. Base de connaissances floues : Elle est constituée d'une base de données et une base de règles. La base de données contient les fonctions d'appartenance des ensembles flous, et la base de règles est une collection de règles floues IF-THEN qui définissent la relation entre une antécédente qui représentent la description de l'état de système et La conséquence qui exprime l'action de l'opérateur qui contrôle le système.

2. Fuzzification : est la conversion d'une grandeur physique en une linguistique. Il s'agit d'une projection de la variable physique sur les ensembles flous caractérisant cette variable. Cette opération permet d'avoir une mesure précise sur le degré d'appartenance de la variable d'entrée à chaque ensemble flou.

3. Mécanisme d'inférence : Consiste d'une part à calculer le degré de vérité des différentes règles du système et d'autre part à associer à chacune de ces règles une valeur de sortie. Cette valeur de sortie dépend de la partie conclusion des règles qui peut prendre plusieurs formes. Il peut s'agir d'une proposition floue, et l'on parlera dans ce cas de règle de **type Mamdani**:

Si(.....) Alors Y est B,

B : ensemble flou, Il peut également s'agir d'une fonction réelle des entrées, et l'on parlera dans ce

cas de règle de type Sugeno:

$$\mathbf{Si}(\dots\dots\dots) \mathbf{Alors} \mathbf{Y} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \dots\dots \mathbf{x}_n)$$

$\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \dots\dots \mathbf{x}_n$ Sont les valeurs réelles des variables d'entrées.

4. Déffuzzification : Consiste à remplacer l'ensemble des valeurs de sorties des différentes règles résultant de l'inférence par une valeur numérique unique représentative de cet ensemble. Dans le cas des règles de type Sugeno, le calcul se fait simplement par une somme normalisée des valeurs associées aux règles floues. Dans le cas de règles de Mamdani, le calcul de la valeur numérique de sortie s'effectue en deux étapes :

- ✚ Composition des règles : Une fois la phase d'inférence terminée, il s'agit de regrouper (par union) les sous ensemble flous issus de l'inférence pour en obtenir un seul ensemble représentatif des différentes conclusions des règles floues.
- ✚ Déffuzzification : C'est la phase de défuzzification proprement dite qui permet de générer une valeur numérique à partir de l'ensemble obtenu par composition des règles

III.3. Réseaux de Neurones Artificiels (RNA)

Les réseaux de neurones artificiels sont des réseaux fortement connectés de processeurs élémentaires fonctionnant en parallèle. Chaque processeur élémentaire calcule une sortie unique sur la base des in Composant (le neurone artificiel) [8-9]

III.3.1. Structure d'un neurone artificiel

Chaque neurone artificiel est un processeur élémentaire. Il reçoit un nombre variable d'entrées en provenance de neurones amonts. A chacune de ces entrées est associée un poids w , abréviation de weight, représentatif de la force de la connexion. Chaque processeur élémentaire est doté d'une sortie unique, qui se ramifie ensuite pour alimenter un nombre variable de neurones avals. A chaque connexion est associée un poids [10],

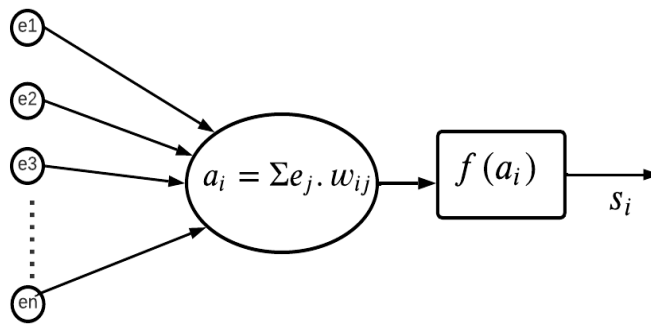


Figure (III.4). Modèle mathématique de neurone artificielle

On pourra résumer cette modélisation par le tableau suivant, qui nous permettra de voir clairement la transition entre le neurone biologique et le neurone formel.

Table III.1 : Correspondance entre les éléments du neurone biologique et les éléments du Neurone artificielle

Neurone biologique	Neurone artificiel
Synapses	Poids de connections
Axones	Signal de sortie
Dendrite	Signal d'entrée
Somma	Fonction d'activation

La fonction d'activation permet de définir l'état interne du neurone en fonction de la somme de pondération des entrées et poids synaptiques, les fonctions d'activations souvent utilisées sont présentées ci-dessous :

$$\text{Fonction Signe : } S(x) = \begin{cases} -1 & \text{si } x < 0 \\ +1 & \text{si } x > 0 \end{cases}$$

$$\text{Fonction sigmoïde } F(x) = \frac{1}{1+e^{-x}} \quad (\text{III.2})$$

$$\text{Fonction Heaviside : } H(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ +1 & \text{si } x > 0 \end{cases}$$

$$\text{Fonction seuil : } \text{Seuil}(x) = \begin{cases} x & |x| < \text{seuil} \\ -1 & x < -\text{seuil} \\ 1 & x > \text{seuil} \end{cases}$$

III.3.2. Réseaux de neurones

Un réseau neuronal est un nombre de neurones fonctionnent en parallèle et en couches successives. La première couche reçoit en entrée les informations brutes, à la manière du nerf optique qui traite les données visuelles humaines. Chaque couche successive reçoit les données de la couche précédente plutôt que les données brutes, tout comme les neurones éloignés du nerf optique reçoivent les signaux des neurones voisins. La dernière couche produit le résultat.

Les réseaux neuronaux sont remarquables par leur capacité d'adaptation : ils se modifient eux-mêmes en fonction de l'entraînement initial et les exécutions suivantes leur apportent encore plus d'informations sur le monde qui les entourent [11-12].

III.3.3. Différentes architectures des réseaux de neurones

Les différentes architectures des réseaux de neurones se distinguent par les contraintes de connectivité qu'ils supportent. L'architecture d'un réseau de neurones désigne donc la structure d'interconnexion des neurones qui constituent un réseau. Ils existent deux grandes classes des RNA qui sont les RNA unidirectionnels et les RNA récurrents.

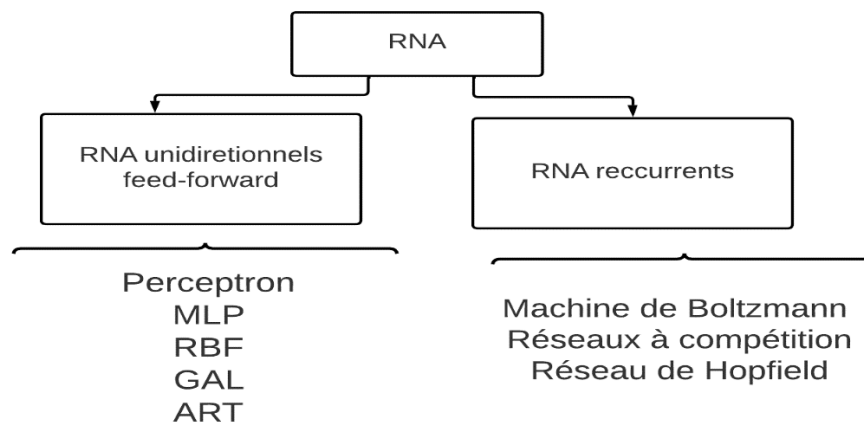


Figure (III.5). Les principales architectures neuronales

A. Les réseaux unidirectionnels

Un réseau unidirectionnel (en anglais : "feedforward network") se présente sous la forme d'une ou de plusieurs couches successives. L'interconnexion des neurones est réalisée entre couches successives selon un sens unique de transfert des informations. De façon typique, les sorties des neurones d'une couche deviennent les entrées des neurones de la couche suivante. Le transfert de l'information se fait à partir d'une

couche d'entrée qui souvent n'effectue aucun traitement, vers une couche de sortie, via les couches intermédiaires appelées couches cachées. L'interconnexion des neurones entre deux couches adjacentes est soit totale, soit partielle[13].

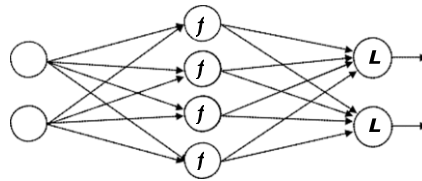


Figure (III.6). Un réseau multicouche à 2 entrées, 2 sorties, et une couche cachée.

B. Les réseaux récurrents

Un réseau récurrent se présente sous la forme d'un réseau mono- ou multicouche et se différencie des réseaux unidirectionnels par la présence de boucles de réaction interne. Dans les réseaux récurrents, chaque neurone peut être connecté à des neurones voisins déjà activés, ou à lui-même. La Figure III.7 montre un réseau récurrent typique constitué de deux entrées, de deux sorties et à interconnexion totale [9] .

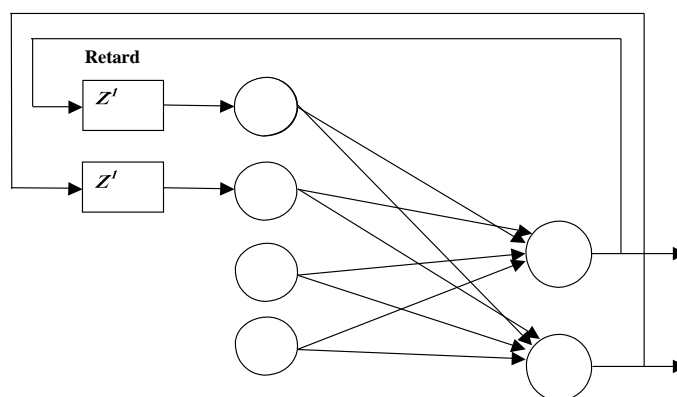


Figure (III.7). Architecture d'un réseau récurrent monocouche à interconnexion totale.

III.3.4. Apprentissage

L'apprentissage d'un réseau consiste à modifier ses poids de manière à optimiser un critère de performance (par exemple l'erreur quadratique sur la base d'apprentissage). Il peut être vu comme la recherche d'une solution (la meilleure) dans un espace de dimension le nombre de poids du réseau. Cette recherche ne peut aboutir à une solution satisfaisante que si la complexité (le nombre de paramètres) est suffisante pour apprendre une tâche. Si cette complexité est trop faible, le réseau n'a pas assez de flexibilité pour modéliser correctement les données de la base d'exemples. Un réseau trop complexe a tendance à entraîner un phénomène de sur-apprentissage. Dans les deux cas, les

performances de généralisation du réseau sont amoindries.

L'apprentissage des réseaux neurones nécessite en général une grande quantité de données, que l'on regroupe dans un corpus d'apprentissage, plus couramment appelée base d'apprentissage. Selon le type d'apprentissage, la phase de restitution se fait soit sur une portion de la base d'apprentissage, soit sur une nouvelle base. Ces bases supplémentaires sont appelées corpus de test et corpus de généralisation.

La disponibilité de l'information relative à l'environnement permet d'avoir deux types d'apprentissages ; l'apprentissage supervisé et l'apprentissage non supervisé[10]

A. L'apprentissage supervisé

L'apprentissage supervisé, en anglais "Supervised Learning", doit disposer d'un comportement de référence précis pour pouvoir l'inculquer au réseau neuronal. Le réseau doit mesurer la différence entre son propre comportement et le comportement de référence, il doit alors corriger ses poids de façon à réduire cette erreur (la rétropropagation du gradient) [8]

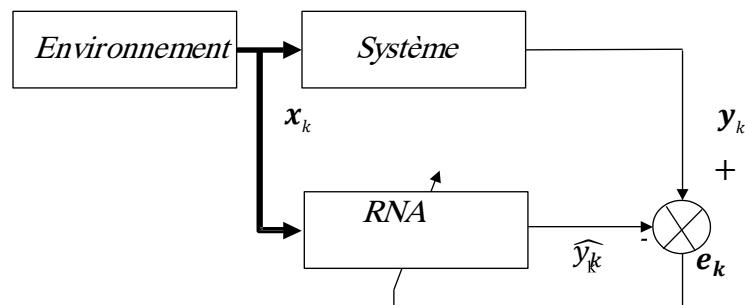


Figure (III.8). Apprentissage supervisé

B. L'apprentissage non supervisé

L'apprentissage supervisé s'effectue sous le contrôle d'un expert, alors que l'apprentissage non supervisé, appelé en anglais "unsupervised learning" est autodidacte. Les paramètres internes du réseau ne sont modifiés qu'avec les seuls stimuli, aucune réponse désirée n'est prise en considération. La Figure III.8 montre que la sortie du réseau n'est pas utilisée par la procédure d'apprentissage.

Cet apprentissage est basé sur une mesure de la qualité de la représentation de la connaissance pour ajuster en conséquence les paramètres internes du réseau de neurones. Un critère interne souvent utilisé pour modifier les poids des neurones est la co-activation des neurones[12].

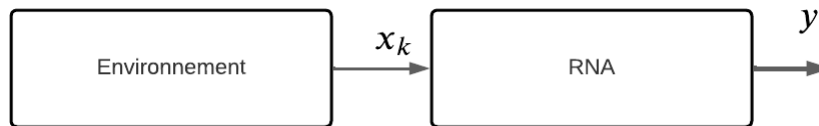


Figure (III.9). Apprentissage non supervisé.

III.4. Approches méta-heuristiques

Une approche métaheuristique est un algorithme d'optimisation visant à résoudre des problèmes d'optimisation difficile (souvent issus des domaines de la recherche opérationnelle, de l'ingénierie ou de l'intelligence artificielle) pour lesquels on ne connaît pas de méthode classique plus efficace.

Les approches métaheuristiques sont généralement des algorithmes stochastiques itératifs, qui progressent vers un optimum global (c'est-à-dire l'extremum global d'une fonction), par échantillonnage d'une fonction objectif. Elles se comportent comme des algorithmes de recherche tentant d'apprendre les caractéristiques d'un problème afin d'en trouver une approximation de la meilleure solution (d'une manière proche des algorithmes d'approximation).

Il existe un grand nombre de métaheuristiques différentes, allant de la simple recherche locale à des algorithmes complexes de recherche globale. Ces méthodes utilisent cependant un haut niveau d'abstraction, leur permettant d'être adaptées à une large gamme de problèmes différents.

On trouve parfois une classification présentant les algorithmes d'optimisations stochastiques comme étant « évolutionnaires » (ou « évolutionnistes ») ou non. L'algorithme sera considéré comme faisant partie de la classe des algorithmes évolutionnaires s'il manipule une population *via* des *opérateurs*, selon un algorithme général donné.

Cette façon de présenter les métaheuristiques dispose d'une nomenclature adaptée : on parlera d'opérateurs pour toute action modifiant l'état d'une ou plusieurs solutions. Un opérateur construisant une nouvelle solution sera dénommé *générateur*, alors qu'un opérateur modifiant une solution existante sera appelé *mutateur*.

III.4.1 les algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des méthodes évolutives qui s'inspirent fortement des mécanismes biologiques liés aux principes de sélection et d'évolution naturelle. Développés initialement par Holland (Holland, 1975) pour répondre à des besoins spécifiques en biologie, les algorithmes génétiques ont rapidement été adaptés à des contextes très variés. Dans un algorithme génétique simple

(Goldberg, 1989), la recherche est réglée par trois opérateurs qui sont appliqués successivement. La phase de coopération est gouvernée par un opérateur de reproduction et un opérateur de combinaison (ou “crossover”) alors que la phase d’adaptation individuelle fait appel à un opérateur de mutation. Il est important de souligner que les concepts qui sont à la base des algorithmes génétiques sont extrêmement simples. En effet, ils font uniquement intervenir des nombres générés aléatoirement et un ensemble de règles probabilistes très générales qui ne tiennent pas forcément compte de toutes les particularités du problème traité[14-15].

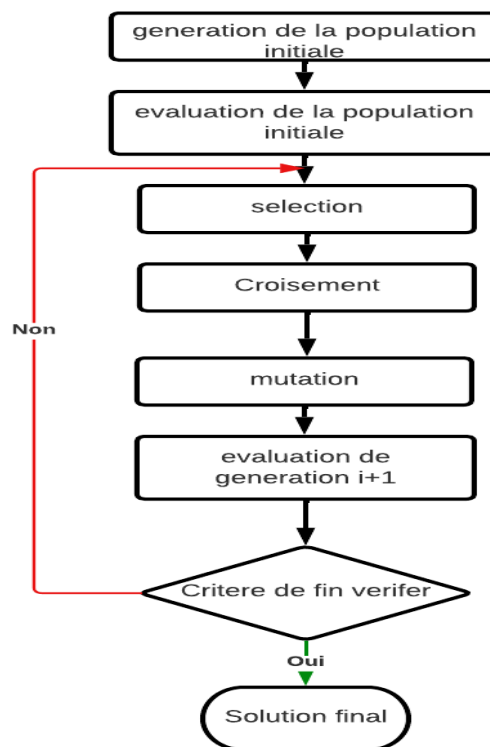


Figure (III.9). Organigramme des Algorithmes Génétiques(GA)

III.4.2 Algorithmes d’optimisation par essaim particulaire (PSO)

La méthode d’Optimisation par Essaim Particulaire (PSO) a été proposée en 1995 par James Kennedy et Russel Eberhart qui cherchaient à simuler la capacité des oiseaux à voler de façon synchrone et leur aptitude à changer brusquement de direction, tout en restant en formation optimale. Le fonctionnement de PSO fait qu’elle peut être classée parmi les méthodes itératives (approche progressive de la solution) et stochastiques (faisant appel au hasard) dans le but d’améliorer la situation existante en se déplaçant partiellement au hasard et partiellement selon des règles prédéfinies, en vue d’atteindre la solution globale souhaitée. La méthode d’optimisation par essaim particulaire, est une procédure de

recherche basée sur une population d'individus, appelés particules, qui changent leur position (état) avec le temps. Dans un système PSO, les particules se déplacent à l'intérieur d'un espace de recherche[26]. Pendant le déplacement, chaque particule ajuste sa position selon sa propre expérience, et selon l'expérience des particules voisines, se servant de sa meilleure position produite et de celle de ses voisines. Ce comportement est semblable à celui du comportement humain consistant à prendre des décisions où les individus considèrent leur expérience antérieure et celle des personnes qui les entourent. Le PSO peut ainsi combiner des méthodes de recherche locale avec des méthodes de recherche globale (métaheuristiques)[27-28].

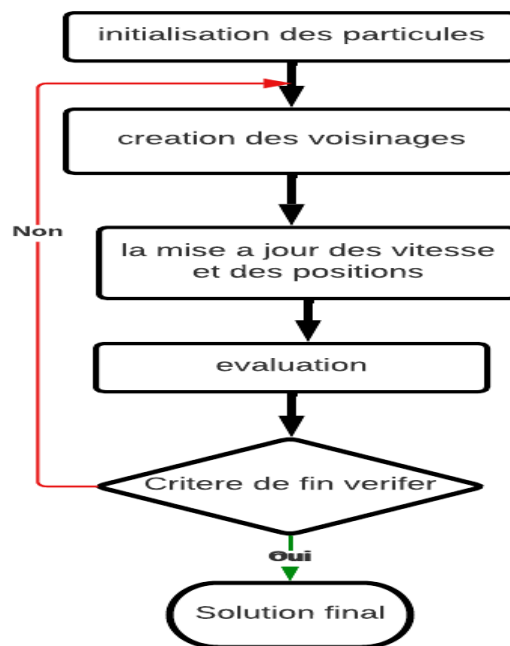


Figure III.10. Organigramme de Essaim de particulaire (PSO)

III.4.3. Algorithme de colonie d'abeille artificielle (ABC)

L'algorithme de colonie d'abeille artificielle (ABC) a été introduit par Karaboga pour l'optimisation de fonction. Chaque solution représente une position de nourriture potentielle dans l'espace de recherche et la qualité de la solution correspond à la qualité de la position alimentaire. Les agents (abeilles artificielles) recherchent d'exploiter les sources de nourriture dans l'espace de recherche. Le modèle de comportement d'abeille se compose de trois éléments essentiels :

les sources de nourriture, les abeilles employées et les abeilles non employées[28].

Structure algorithmique :

La colonie d'abeilles artificielles (ABC) contient trois groupes d'abeilles :

les abeilles Employées associées à des sources alimentaires spécifiques, les abeilles spectateurs observant la danse des abeilles Employées dans la ruche pour choisir une source de nourriture, et les éclaireuses (scouts) qui cherchent de nouvelles sources de nourriture de façon aléatoire. Les spectateurs et les éclaireuses sont aussi appelées abeilles non Employées. Initialement, toutes les positions des sources de nourriture sont découvertes par les éclaireuses. Par la suite, le nectar des sources de nourriture est exploité par les abeilles Employées et les abeilles spectateurs. Si la source de nourriture ne contient plus de nectar, l'abeille employée devient une abeille éclaireuse. Chaque cycle de recherche se fonde sur trois étapes : phase Employed, phase Onlooker, phase Scout. Dans cette structure, la position d'une source de nourriture représente une solution possible au problème et la quantité de nectar d'une source de nourriture correspond à la qualité (fitness) de la solution associée. Dans la forme de base, le nombre d'abeilles employed est égal au nombre de sources de nourriture (solutions) puisque chaque abeille Employée est associée à une et une seule source de nourriture. Les onlookers sont affectés aux sources de nourritures en se basant sur un processus de sélection dit gourmande qui utilise un mécanisme probabiliste. La teneur en nectar d'une source est élevée d'autant sa probabilité de sélection par onlooker est augmentée. Chaque colonie possède des scouts qui sont les explorateurs de la colonie les scouts n'ont pas d'orientation particulière, elle se contentent de prospecter le voisinage de la ruche à la recherche éventuelle sources.

Dans l'algorithme ABC une abeille employed est remplacé par une scout lorsque la solution représentée par cette abeille n'est pas améliorée. Cette situation fait référence à l'épuisement de la source de nourriture qui est contrôlée par un paramètre de contrôle appelé "limit" en d'autre terme au cas où une solution représentant une source de nourriture donnée n'est pas améliorée après un nombre prédétermine d'essais ou d'itération, cette source de nourriture sera alors abandonnée par l'abeille employed qui deviendra par la suite un scout. Le nombre d'essais nécessaire à l'abandon d'une source de nourriture est égal à la valeur de seuil "limit" qui est un paramètre de contrôle important de l'algorithme ABC [29].

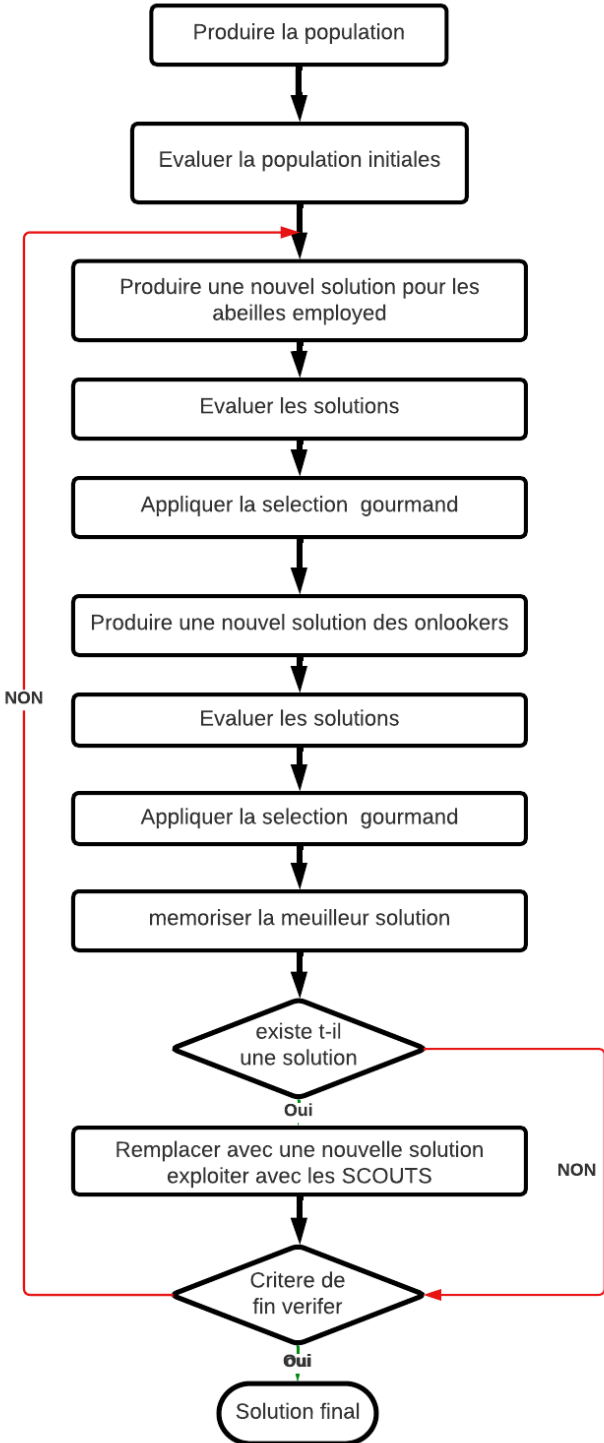


Figure (III.11). Organigramme de colonie d’abeille artificielle (ABC)

III .4.4. Algorithme d'optimisation Grey Wolf (GWO)

GWO (Grey Wolf optimisation algorithm) est une méthode d'optimisation métaheuristique, proposée par Seyd Ali Mirjalili, Seyed Mohammed Mirjalili et Andrew Lewis en 2014, c'est une méthode d'optimisation inspirée de la hiérarchie sociale et des techniques de chasse des loups gris dans la nature. Les loups gris vivent en groupe ; chaque groupe est organisé par un ordre hiérarchique. La hiérarchie sociale des loups gris est subdivisée en quatre catégories, qui contiennent les loups alpha, les loups bêta, les loups delta et les loups oméga.

L'algorithme GWO est le modèle mathématique du comportement social des loups gris, les nouvelles solutions générées par l'algorithme dans chaque itération sont générées en voisinage des positions du loup alpha X1 (meilleure solution générée à l'itération précédente), du loup bêta X2 (deuxième meilleure solution générée à l'itération précédente) et le loup delta X3 (troisième meilleure solution générée à l'itération précédente)[30-31].

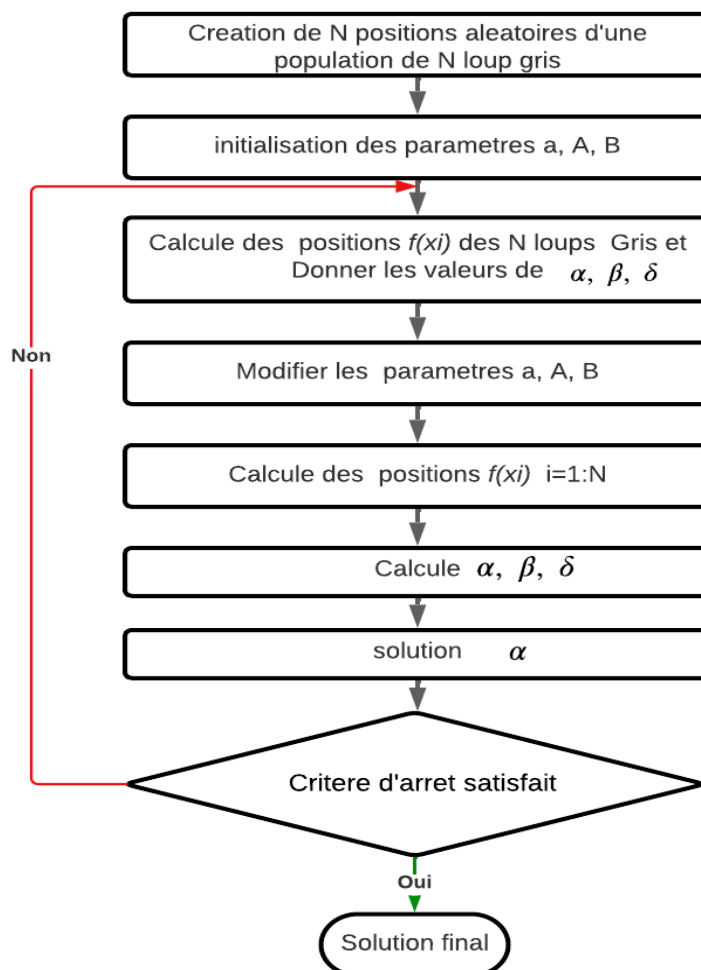


Figure (III.12). Organigramme de Grey Wolf (GWO)

III.5. Contrôleur PID d'ordre fractionnel

Le contrôleur PID est la technique la plus utilisée dans la commande des processus industriels pour des décennies. Les raisons majeures de sa large acceptation en industrie sont sa capacité de commander la majorité des processus, ces actions sont bien comprises et son implémentation est très simple. La conception et le réglage du contrôleur PID a été un sujet de recherche depuis le jour où Ziegler et Nichols ont présenté leur méthode de réglage en 1942[22]. Bien que toutes les techniques existantes pour le réglage des paramètres du contrôleur PID, un travail de recherche continu et intensif est encore en cours pour le rehaussement de la qualité et l'amélioration des performances de la commande. Le calcul fractionnaire est un sujet mathématique de plus de 300 ans, mais son application en engineering a été uniquement reporté récemment. Dans la dernière décennie, en plus du développement théorique de la différentiation et intégration d'ordre fractionnaire, on trouve un nombre croissant d'applications du calcul fractionnaire dans différents domaines de la commande. En profitant des propriétés avantageuses des systèmes d'ordre fractionnaire, ce contrôleur permettait d'assurer la robustesse de la commande dans une bande de fréquences donnée [19-20]. Le contrôleur $PI^\lambda D^\mu$, une généralisation du correcteur PID classique, comprenant une intégration fractionnaire d'ordre λ et une dérivation fractionnaire d'ordre μ , élargissant ainsi le champ d'application du calcul fractionnaire à la théorie de la commande ce qui a orienté plusieurs chercheurs à un nouveau axe de recherche qui est l'ajustement du contrôleur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnaire [16-17-18].

III.5.1 Contrôleur PID classique

Le contrôleur PID agit avec trois actions :

- ✚ Action proportionnelle : l'erreur est multipliée par un gain K_P .
- ✚ Action intégrale : l'erreur est intégrée et divisée par un gain K_I .
- ✚ Action dérivée : l'erreur est dérivée et multipliée par un gain K_D .

Il existe plusieurs architectures possibles pour combiner les trois effets (série, parallèle ou mixte), on présente ici la plus classique : une structure PID parallèle qui agit sur l'Erreur

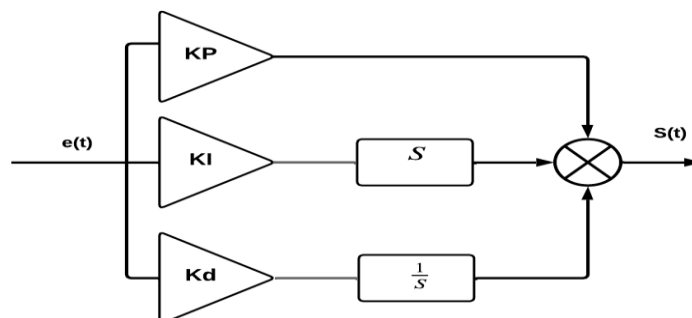


Figure (III.13). Schéma bloc d'un contrôleur PID

La fonction de transfert de contrôleur PID parallèle :

$$F(s) = K_p + \frac{K_I}{s} + K_d s \quad (\text{III.3})$$

$e(t)$: Représente l'erreur de suivi, la différence entre la valeur d'entrée désirée (v) et la sortie réelle

K_p : Gain Proportionnel.

K_I : Gain Intégral.

K_d : Gain Dérivative

III.5.2. Calcul fractionnel

Ces dernières années le calcul fractionnel a reçu un intérêt considérable par l'application de ce calcul dans les différents domaines l'ingénierie [21-22]. Généralement on sait que les dérivées et les intégrales d'ordre entier ont des interprétations physiques et géométriques claires, qui simplifient de manière significative leur utilisation pour résoudre des problèmes appliqués dans divers domaines de la science. La différentiation et l'intégration d'ordre arbitraire (pas nécessairement un nombre entier) n'a aucune interprétation géométrique et physique acceptable sur ces opérations pendant plus de 300 ans. Comme l'intégration et la différentiation d'ordre fractionnaire sont des généralisations des notions de l'intégration et de la différentiation d'ordre entière, il serait idéal d'avoir de telles interprétations physiques et géométriques qui fournissent également un lien aux interprétations classiques de différentiation et d'intégration d'opérateur d'ordre entier [23-24].

III.5.3. Opérateurs d'ordre fractionnel

Le calcul fractionnel est une généralisation de l'intégration et de la différenciation à l'opérateur fondamental d'ordre non entier $t_0 D_t^m$ où t_0 et t_1 sont des limites de l'opération. L'opérateur intégral-différentiel continu est défini par [16] :

$$t_0 D_t^m = \begin{cases} \frac{d^m}{dt^m} & R(m) > 0, \\ 1 & R(m) = 0, \\ \int_{t_0}^t d\tau^m & R(m) < 0, \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Où $m \in \mathbb{C}$ est l'ordre de l'opération ou \mathbb{C} anneau des nombres complexes.

Et $R(\cdot)$ symbolise la partie réelle d'un nombre complexe. Les trois définitions les plus fréquemment utilisées pour la généralisation de la dérivée et l'intégrale fractionnaire sont la définition de Grunwald Leitnikov, Riemann-Liouville, et la définition de Caputo.

a. Définition de Riemann-Liouville (R-L)

La définition de Riemann-Liouville de la dérivée ou de l'intégrale d'ordre fractionnaire α d'une $f(t)$ est donnée par [16] :

$${}_a D_t^{-\lambda} f(t) = \begin{cases} D^m [{}_a D_t^{-\lambda} f(t)], & \text{si } R(\lambda) > 0 \\ f(t), & \text{si } R(\lambda) = 0 \\ \frac{1}{\Gamma(1-\lambda)} \int_a^t (1-x)^{-\lambda-1} f(x) dx & \text{si } R(\lambda) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Où $\alpha \in \mathbb{C}$, $m < R(\lambda) < (m + 1)$ et $f(t)$ une fonction localement intégrable définie sur $[\lambda, \infty]$.

b. Définition de Caputo

Caputo a proposé une nouvelle définition de la dérivée d'ordre fractionnel qui porte d'ailleurs son nom et qui incorpore les conditions initiales de la fonction à traiter en termes de ses dérivées d'ordre entier. La dérivée d'ordre fractionnaire $\lambda > 0$ d'une fonction $f(t)$ définie sur $[a, \infty]$ donnée comme suit [17] :

$${}_a D_t^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\lambda)} \int_a^t (1-x)^{m-\lambda-1} f^{(m)}(\tau) d\tau \quad (\text{III.6})$$

Où m est un entier tel que $m < \lambda < (m + 1)$ et $f^{(m)}(\tau)$ est la *mième* dérivée de la fonction $f(t)$.

c. Définition de Grunwald-Letnikov (G-L)

D'après la définition de Grünwald-Letnikov on peut définir la dérivée d'ordre fractionnel par la relation [5]: Supposons que :

$${}_{t_0} GL D_t^{-\lambda} f(t) = \frac{1}{h^\alpha} \sum_{k=0}^{\lfloor \frac{t-t_0}{h} \rfloor} (-1)^k \binom{\alpha}{k} f(t - kh) \quad (\text{III.7})$$

Où $m > 0$, $t_0 < t$, $t \in \mathbb{R}$ dénote la partie entière d'un nombre réel, h est la période d'échantillonnage.

III.5.4. Contrôleur le PID fractionnel

Contrôleur le PID d'ordre fractionnel est proposé afin d'améliorer les performances des systèmes asservis linéaires, c'est une généralisation du contrôleur PID classique, il a la forme $PI^\lambda D^\mu$ nommé où μ et λ sont des réels positifs. L'équation de sortie du correcteur $PI^\lambda D^\mu$ d'ordre fractionnel dans le domaine de temps est donnée sous la forme :

$$u(t) = K_p e(t) + K_I D^{-\lambda}(e(t)) + K_d D^\mu(e(t)) \quad (\text{III.6})$$

K_p Représente l'action proportionnelle,

K_d Représente l'action de dérivation

μ Représente l'ordre de dérivation

K_I Représente l'action de d'intégration

λ Représente l'ordre de l'intégration d'ordre fractionnel

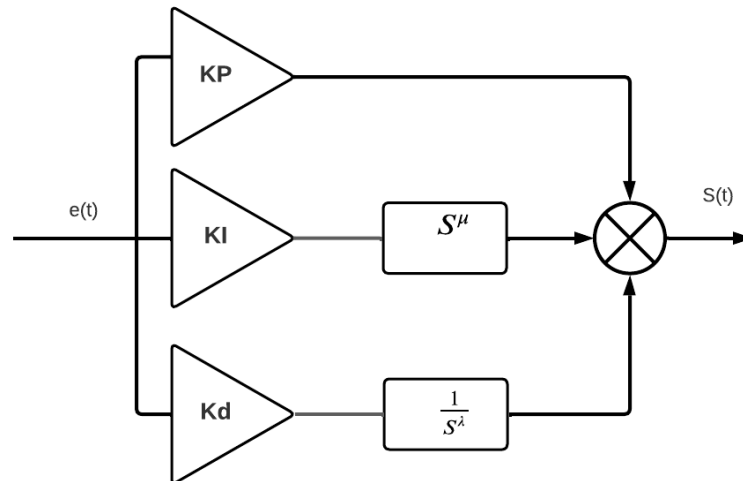


Figure (III.14). Schéma bloc d'un contrôleur PID d'ordre fractionnel ($PI^\lambda D^\mu$)

III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons discuté, en générale sur les Paradigmes du soft computing : systèmes de la logique flous , réseau de neurones artificiels , les approches métaheuristiques, ainsi que présenté Contrôleur PID d'ordre fractionnel

Référence chapitre III

Reference

- [1] A. Bardossy, and L. Duckstein, “Fuzzy Rule-based Modeling with Applications to Geophysical”, Biological and Engineering Systems. CRC Press, Boca Raton, 1995.
- [2] A. Bardossy, “Note on Fuzzy Regression”. Fuzzy Sets Systems, 1990, 37, 65–75.
- [3] A. Bardossy, “The Use of Fuzzy Rules for the Description of Elements of the Hydrological Cycle”, Ecol. Modeling, 1996. 85, 59–65
- [4] H. Buhler, « Réglage par la Logique Floue », Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1993.
- [5] B. Kosko, S. Isaka, « la logique floue et ses Applications », Pour la Science, September 1993,191.
- [6] S.Aoki, S. Kawachi, M.Sugeno, "Application of fuzzy control logic for deadtime processes in a glass melting furnace",Fuzzy Sets and Systems, 1990, 38, 251-265.
- [7] L. Baghli, H. Razik, A. Rezzoug, "Régulation floue de la vitesse dans une commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique," LFA'96 Rencontres Francophones sur la logique floue et ses Applications, Nancy, 4-5 Décembre 1996, 40-46.
- [8] M.T. Hagan, et M.B. Menhaj, “Training feedforward networks with marquardt algorithm”. IEEE Transaction On Neural Networks, 1994, 5,6, 989–993.
- [9] R.S. Burns, “Advanced Control Engineering”, 2001. butterworth heinemann ed.
- [10] G. Cybenko, “Approximation by superpositions of a sigmoidal function”. Mathematics of Control, Signals, and Systems, 1989, 2, 303–314.
- [11] K. Hornik, M. Stinchcombe et H. White. Multilayer feedforward networks are universal approximators. Neural Networks, 1989, 2, 5, 359–366.
- [12] P.S. Sastry, G. Santharam et K.P. Unnikrishnan ,” Memory neuron networks for identification and control of dynamical systems”. IEEE Transactions on Neural Networks, 1994, 2, 306–319.

Référence

- [13] G.D. Magoulasb, M.N. Vrahatis et G.S. Androulakis, “Improving the convergence of the backpropagation algorithm using learning rate adaptation methods”, *Neural Computation* 11, 1769–1796.
- [14] J.E, Baker, “Adaptive selection Methods for Genetic Algorithm”, *Proceedings of the First International Conference on Genetic Algorithms*, 1985, 101-111.
- [15] D.E. Goldberg, “Genetic Algorithms in Search, Optimisation, and Machine Learning”, Addition-Wesly, Reading (MA), 1989.
- [16] M. Assabaa, A. Charef, “Modeling and analysis of multiple fractional order systems”, *CGE’05*, 16 avril 2007, EMP, Bordj-El-Bahri, Alger.
- [17] M. Assabaa, « modélisation et analyse des équations différentielles d’ordre fractionnaire », *Mémoire de magister, université de Mentouri, Constantine*, 2006.
- [18] R. S. Barbosa et al, “Tuning and Application of Integer and Fractional Order PID Controllers”, *Springer Science+Business Media B.V.* 2009.
- [19] A. Djouambi, A. Charef and T. Bouktir, “Fractional Order Robust Control and PI λ D μ Controllers”, *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, 2005, 4, 8, 850- 857.
- [20] C. A. Monje et al, “Proposals for fractional PI λ D μ tuning, Proc. of the 1st IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its applications”, *FDA’04, Bordeaux, France, July 19-21, 2004*.
- [21] D. Valério and José Sà da Costa, “Tuning of fractional PID controllers with Ziegler- Nichols type rules”, *Signal Processing*, 2006, 86, 2771-2784.
- [22] C. A. Monje, M. Vinagre et al, *Tuning and auto-tuning of fractional order controllers For Industry application, control engineering practice*, , 2008, 16, 798-812.
- [23] I. Podlubny, “Geometric and Physical Interpretation of Fractional Integration and Fractional Differentiation”, *Fractional calculus and applied analysis*, 2002, 5, 4.
- [24] I. Podlubny, “Fractional Differential Equations”, *Academic Press, San Diego, USA*, 1999.
- [25] I. Petras, I. Podlubny, P. O’Leary, L. Dorcak, and B. M. Vinagre, “Analogue Realization of Fractional Order Controllers”, *Fakulta Berg , TU Kosice*, 2002.
- [26] B. BOCHNEK, P. FORY’S, “Structural optimization for post buckling behavior using particle swarms”. *Struct Multidisc Optim*, 2006, 521-531.

Référence

- [27] Y. COOREN, « Perfectionnement d'un algorithme adaptatif d'Optimisation par Essaim Particulaire. Applications en génie médical et en électronique ». Thèse de Doctorat, Université de Paris 12 Val de Marne, France. 2008.
- [28] R. S.Rao, S.V.L. Narasimham, M. Ramalingaraju, “Optimization of distribution network configuration for loss reduction using artificial bee colony algorithm”, International Journal of Electrical Power and Energy Systems Engineering (IJEPESE) , 1,2,708-714, World Academy of Science, Engineering and Technology.
- [29] A.Singh, “An artificial bee colony algorithm for the leaf-constrained minimum spanning tree problem, Applied Soft Computing, 2009,9 ,2, 625-631, Elsevier, Netherlands.
- [30] S.Mirjalili, S.M.Mirjalili, A. Lewis, Grey wolf optimizer. Advances in Engineering Software, 2014, 69, 46–61.
- [31] K. Shankar, S.K. Lakshmanaprabu, A. Khanna, S. Tanwar, J.J.Rodrigues, N.R. Roy, “Alzheimer detection using group grey wolf optimization based features with convolutional classifier”. Computers and Electrical Engineering, 2019, 77, 230–243.

CHAPITRE IV

Modélisation et commande d'un système photovoltaïque connecté au réseau électrique

IV.1. Introduction

Ce chapitre est dédié : l'étude par simulation Matlab (Simulink) de la variante choisie pour l'injection d'énergie PV au réseau. Ainsi, on a opté pour le convertisseur multiniveau à 5niveau alimenté par une source PV où on a utilisé plusieurs techniques de commande classique et avancées, afin d'assures une meilleure coalition entre réseau-source PV.

Cette étude est subdivise en trois partie

La première partie consiste à surveiller la tension de sortie du système PV en utilisant la boucle de régulation, qui est basée sur le régulateur PI classique. Nous nous sommes appuyés sur la technique de l'algorithme génétique pour ajuster les paramètres du contrôleur, pour améliorer son efficacité, ainsi que pour réduire le coefficient THD du courant injecté dans le réseau.

Dans la deuxième partie on s'est intéressé au contrôle du vecteur courant continu et le contrôle du courant injecté dans le réseau à l'aide du régulateur FOPI, afin d'augmenter le rendement du système tout en réduisant la distorsion harmonique totale THD du courant de sortie, pour cela on a utilisé trois algorithmes méta heuristiques (PSO, ABC, GWO), Les performances des trois unités de contrôle GWOFOPi, ABCFOPI, PSOFOPi ont été comparées.

Enfin dans la troisième partie nous avons utilisé la logique floue avec FOPI et le régulateur classique PI pour améliorer les performances du contrôleur en ajustant les paramètres (K_p , K_I , λ).

Essentiellement, l'objectif principal est de transférer l'énergie photovoltaïque générée dans le réseau électrique toute en respectant les conditions suivantes :

- Suivre le point de puissance maximale PV (MPP).
- Garder la même tension du réseau.
- Et bien sùre rester synchronisé avec le réseau

IV.2 Système photovoltaïque (PV) connecté au réseau

Dans cette première partie, on a fait une comparaison entre la régulation par régulateur PI et celle utilisant les algorithmes génétiques, l'onduleur utilisée est celui NPC à 5 niveau, associé à un convertisseur Buck. Le schéma synoptique est celui de la figure 1

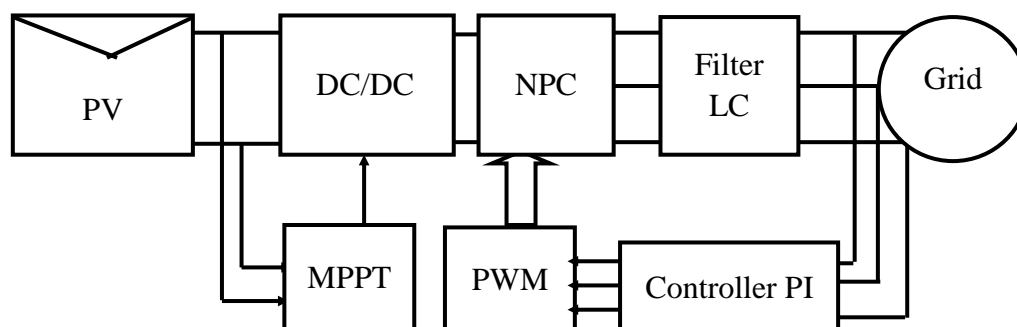


Figure. (IV.1). Onduleur multiniveau dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau

IV.2.1 Modélisation de panneaux photovoltaïque

Malgré qu'il existe plusieurs modèles de la cellule PV, qui diffèrent dans leur complexité et exactitude ; le modèle à une diode est largement utilisé car il réunit entre la simplicité et la qualité de ces résultats. Ce modèle est illustré sur la figure 2.

Le courant (I) de sortie du module peut être formulé en utilisant la loi actuelle de Kirchhoff

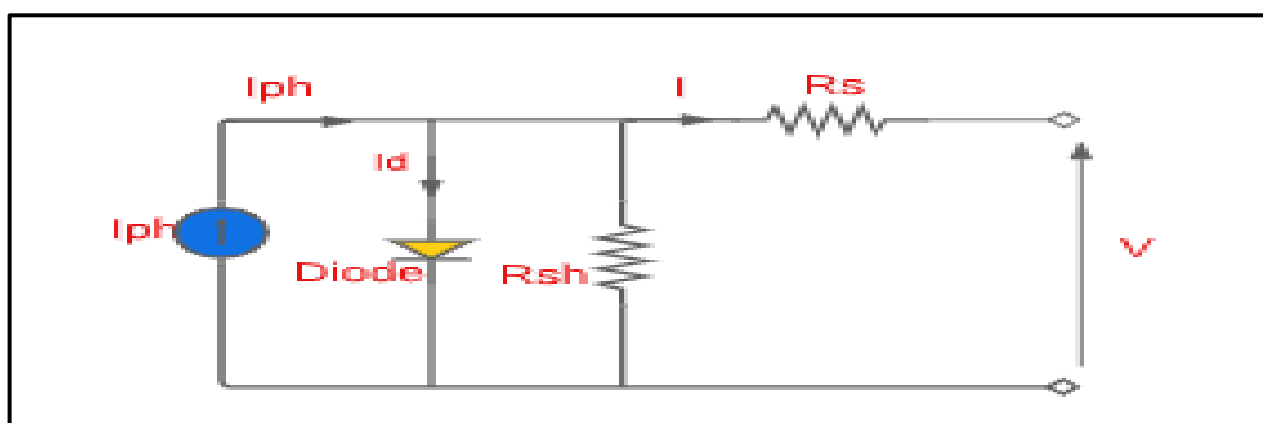


Figure (IV.2). Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque

$$I = I_{Ph} - I_0 \left(e^{\frac{q}{nAKT}(V+R_s I)} - 1 \right) - \frac{V + R_s * I}{R_{sh}} \quad (4.1)$$

Les paramètres du générateur solaire qui identifient l'équation (1) comme suit se rapportent aux paramètres du panneau solaire :

$$I_{scpanel} = N_p \times I_{sc} \quad (4.2)$$

$$I_{0panel} = N_p I_0 \quad (4.3)$$

$$R_{Spanel} = \frac{N_S}{N_P} R_S \quad (4.4)$$

$$R_{Ppanel} = \frac{N_S}{N_P} R_P \quad (4.5)$$

Et il dépend du courant photoélectrique (I_{ph}) de l'irradiation et de la température. Comme indiqué dans l'équation n° (6).

$$I_{ph} = (I_{phn} + K_i \Delta T) \cdot \frac{G}{G_n} \quad (4.6)$$

$$\Delta T = T - T_n \quad (4.7)$$

$$I_0 = \frac{I_{SCn} + K_i \Delta T}{\exp\left(\frac{V_{ocn} + K_v \Delta T}{A V_{th}}\right) - 1} \quad (4.8)$$

Ici, le courant de court-circuit I_{scn} aux conditions nominales ($G_n=1000 \text{ W/m}^2$, $T_n =25^\circ\text{C}$). Les températures ambiante et nominale de la cellule sont représentées respectivement par les lettres T et T_n ; où l'irradiation actuelle et nominale sont G et G_n , respectivement. Le coefficient de température du courant de court-circuit est K_i , tandis que celui de la tension en circuit ouvert est K_v . V_{th} , donnée en (6) est la constante de jonction thermique et est égale à la valeur $V_{th}=KT/q$. q est la charge de l'électronique ($1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$).

En vue de l'étude de du comportement de la cellule dans un environnement bien défini, les équations décrivant le fonctionnement de la cellule PV sont traduites par le model Matlab illustre dans les figure 3.4.5 et 6 cela nous a permis de lancer de simulation a différent condition de fonctionnement tel que la variation d'éclairement a la température ou même certain paramètres physique de la cellule.

Ainsi, on a obtenu préliminairement les caractéristique électrique I/V et P/V du model étudié.

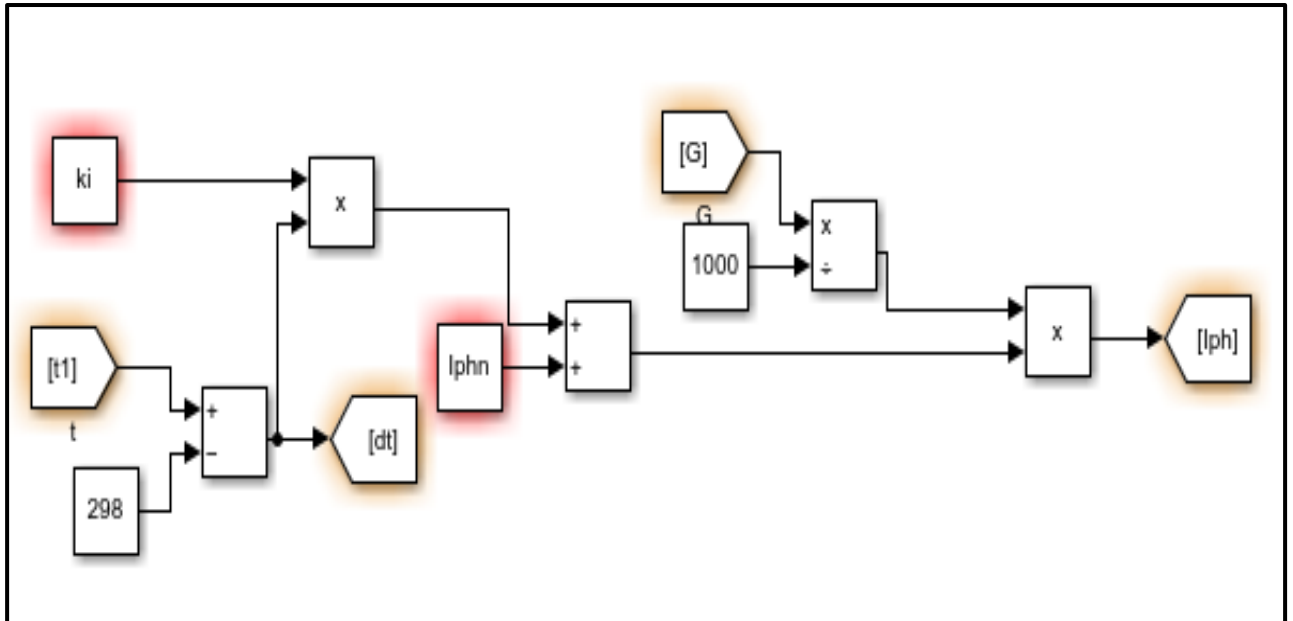


Figure (IV.3) représentation du Courant PV de l'équation (4.6) sous Matlab

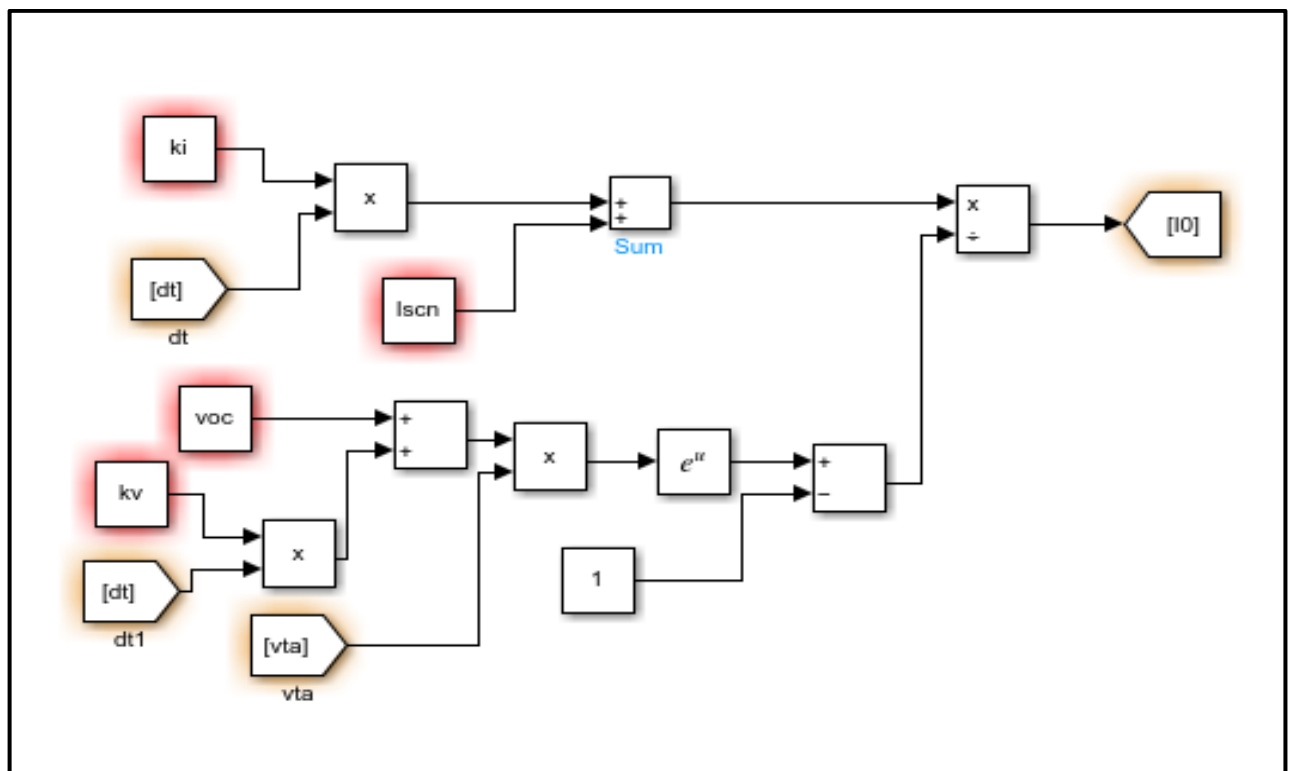


Figure (IV.4) représentation du courant de saturation de l'équation (4.8) sous Matlab

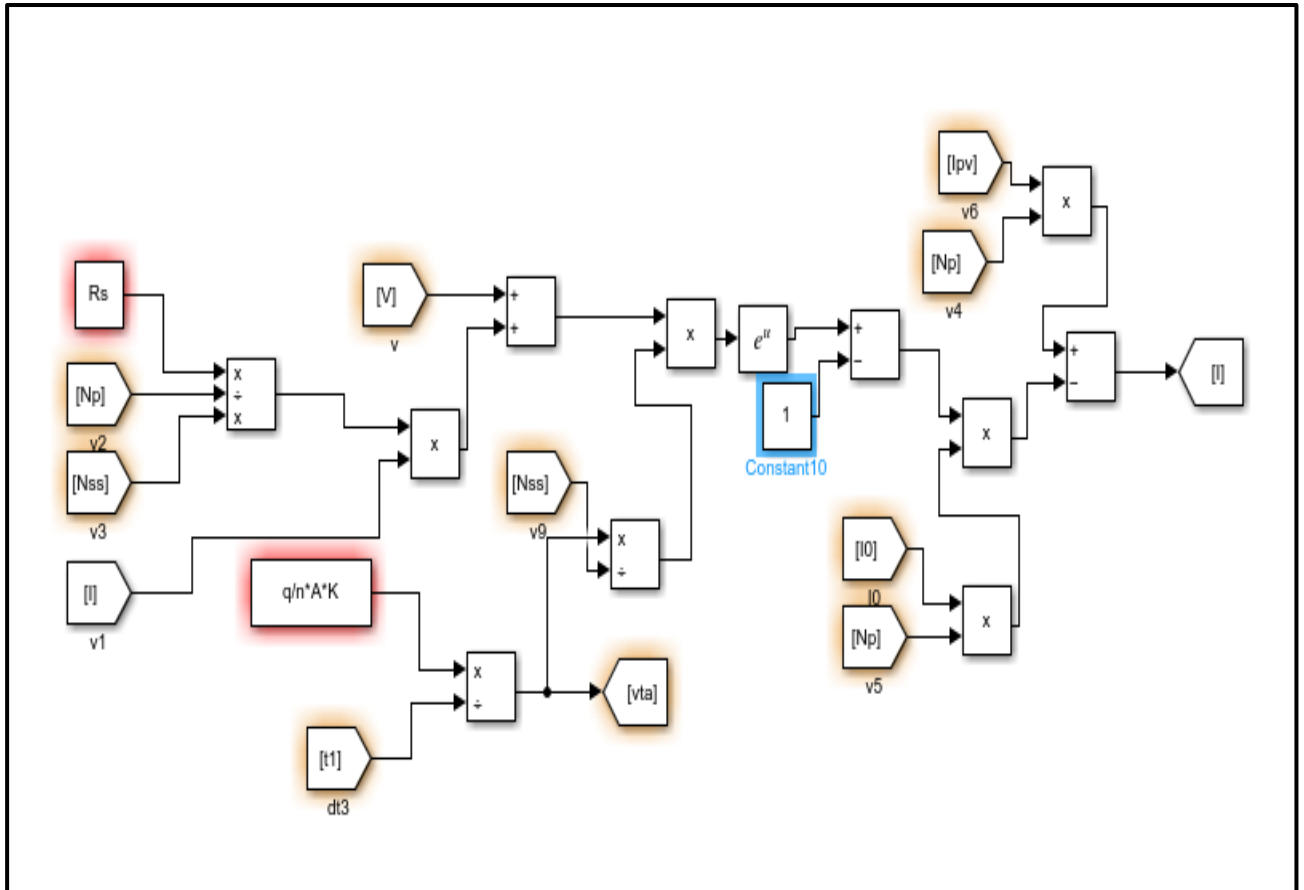


Figure (IV.5) représentation du courant généré l'équation (4.1) sous Matlab

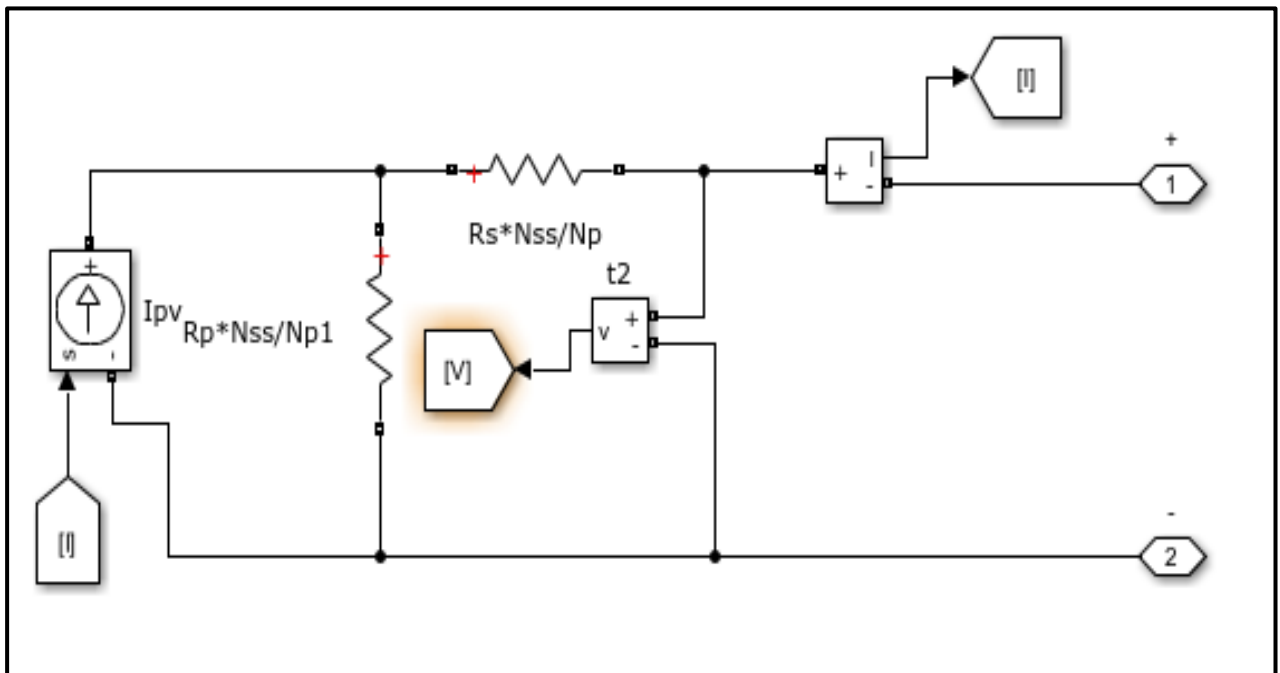


Figure (IV.6) Model de la cellule photovoltaïque sous Matlab

Les Figure (IV.7) et (IV.8) montrent les caractéristiques électriques du module après simulation avec MATLAB / SIMULINK pour différentes valeurs d'éclairement et pour une température de 25°C.

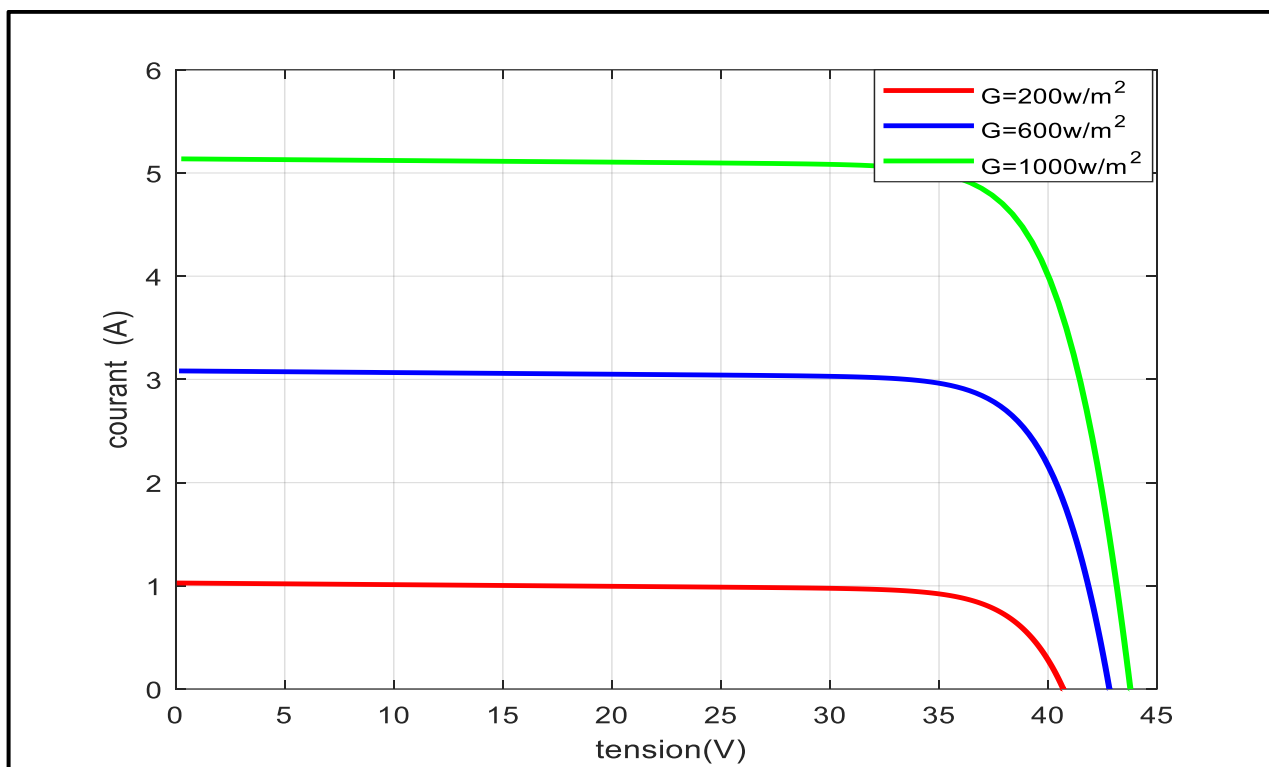


Figure (IV.7): Courbe I(V) du module étudié

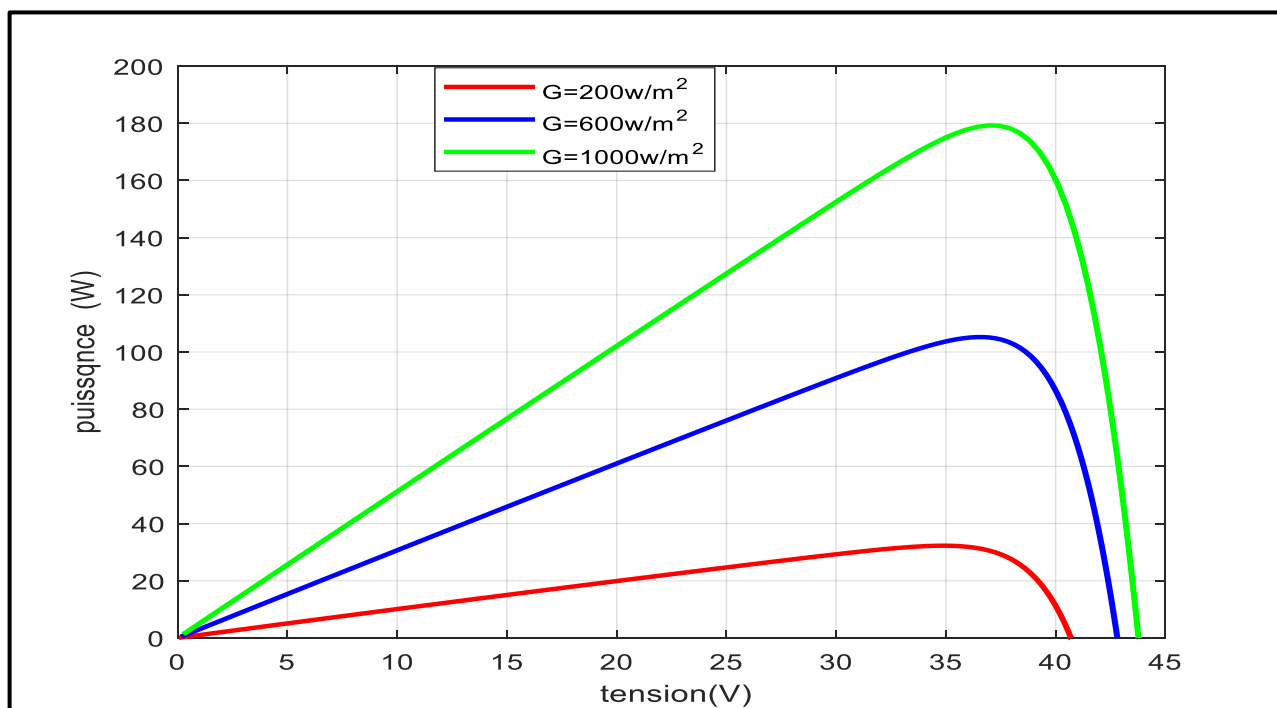


Figure (IV.8).Courbe P(V) du module étudié

IV.2.2 Convertisseur buck

Le convertisseur buck est le convertisseur DC-DC la tension de sortie est inférieure à la tension d'entrée. Un filtre composé de combinaison d'inducteur et de condensateur est utilisés pour améliorer la qualité de la tension de sortie. Aussi, pour améliorer les performances du panneau solaire, on a utilisé la technique MPPT. Pour suivre le point de puissance maximal.

Le circuit électrique du convertisseur DC/DC ainsi que sont model sous Matlab sont présenté sur les figure 9 et 10. La tension de sortie est simplement donnée par l'équation 9

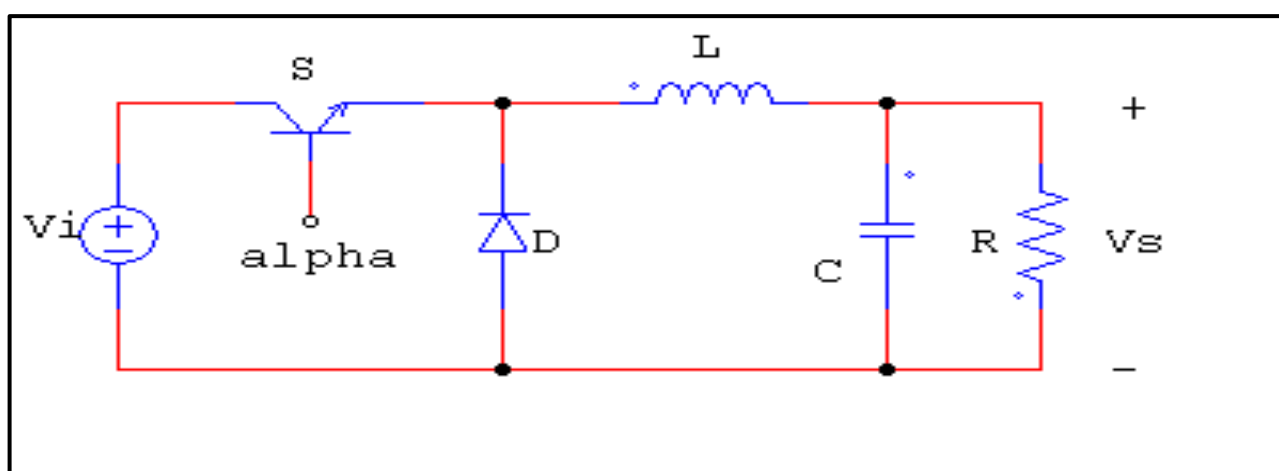


Figure. (IV.9) : Convertisseur buck

$$V_s = \alpha * V_i \quad (4.9)$$

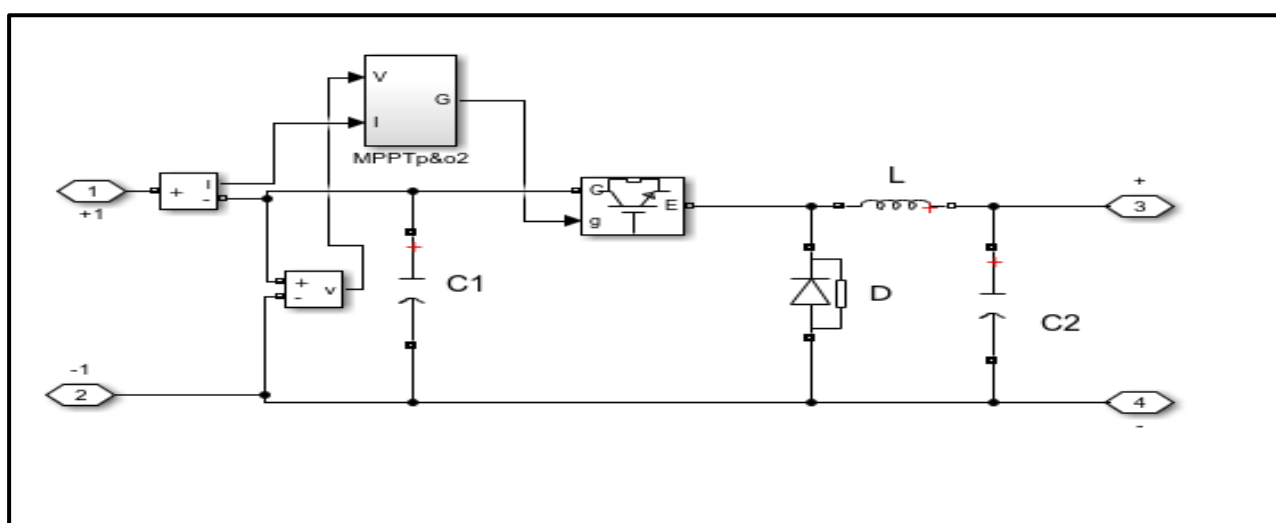


Figure (IV.10) Représentation du convertisseur buck sous Matlab

IV.2.3. Convertisseur boost DC/DC

Le convertisseur boost, il utilise une inductance, une diode, un condensateur et un commutateur à semi-conducteur haute fréquence pour fonctionner, la Figure.11 montre Circuit de convertisseur boost sous Matlab

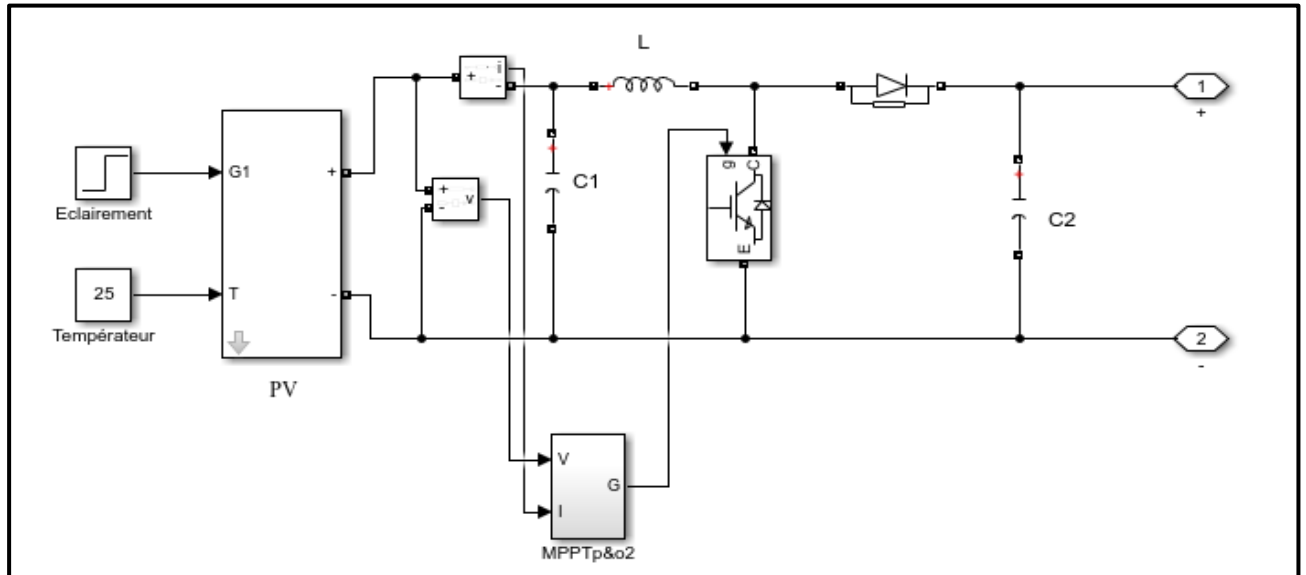


Figure (IV.11) Circuit de convertisseur boost sous Matlab

L'utilisation de convertisseur boost, pour augmenter tension de sortie et permettre le raccordement du générateur photovoltaïque aux différentes charges est nécessaire, en conséquence, le coût sera minimisé.

Dans cette étude, on a opté pour la technique MPPT dite perturb and observe P&O. Cette technique est simple à utiliser en temps réel. Il s'agit d'un algorithme basé sur la perturbation et la surveillance de la tension du panneau solaire jusqu'à ce qu'il atteigne le niveau de puissance optimal tel qu'illustré dans l'organigramme ci-dessous à la Figure12.

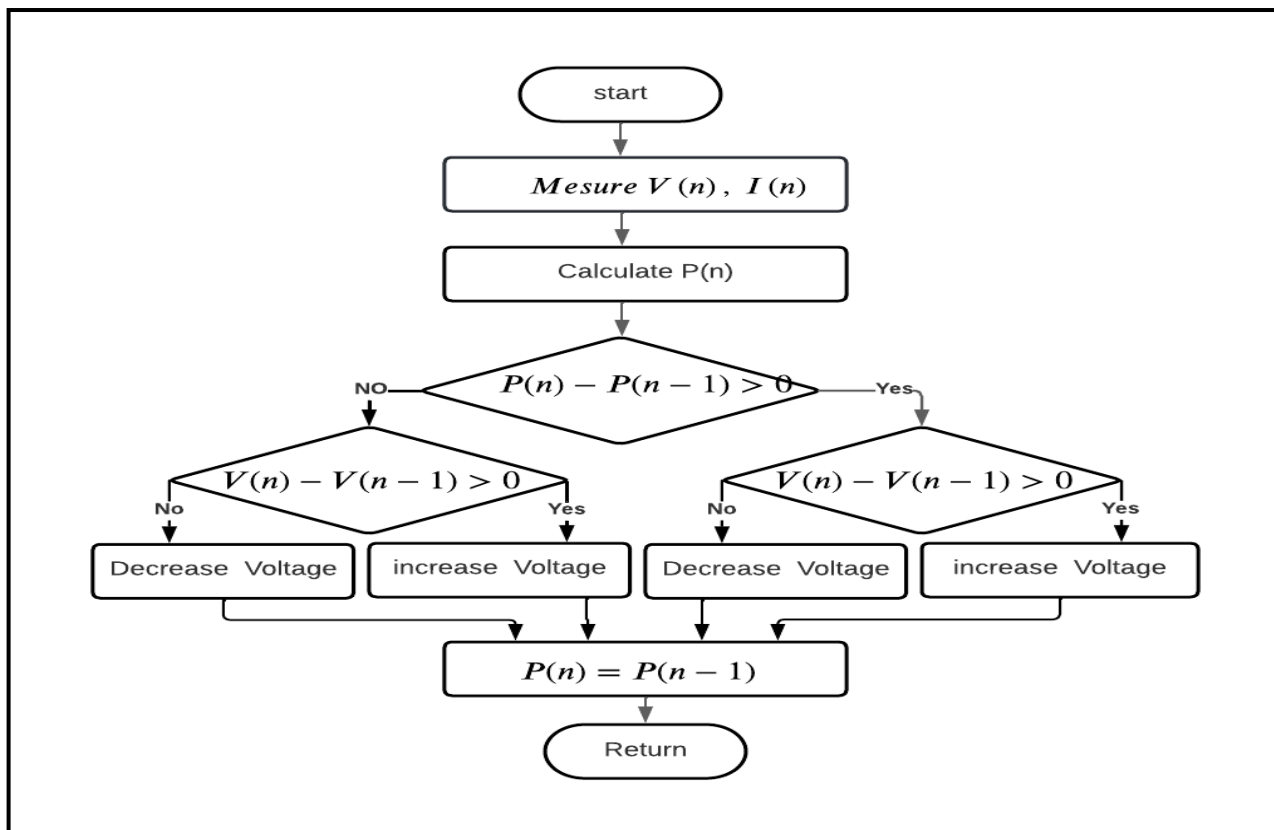


Figure. (IV.12). Schéma de la méthode MPPT dite P&O

L'MPPT dite P&O sous Matlab Simulink est traduite par le model présenté par la figure 13

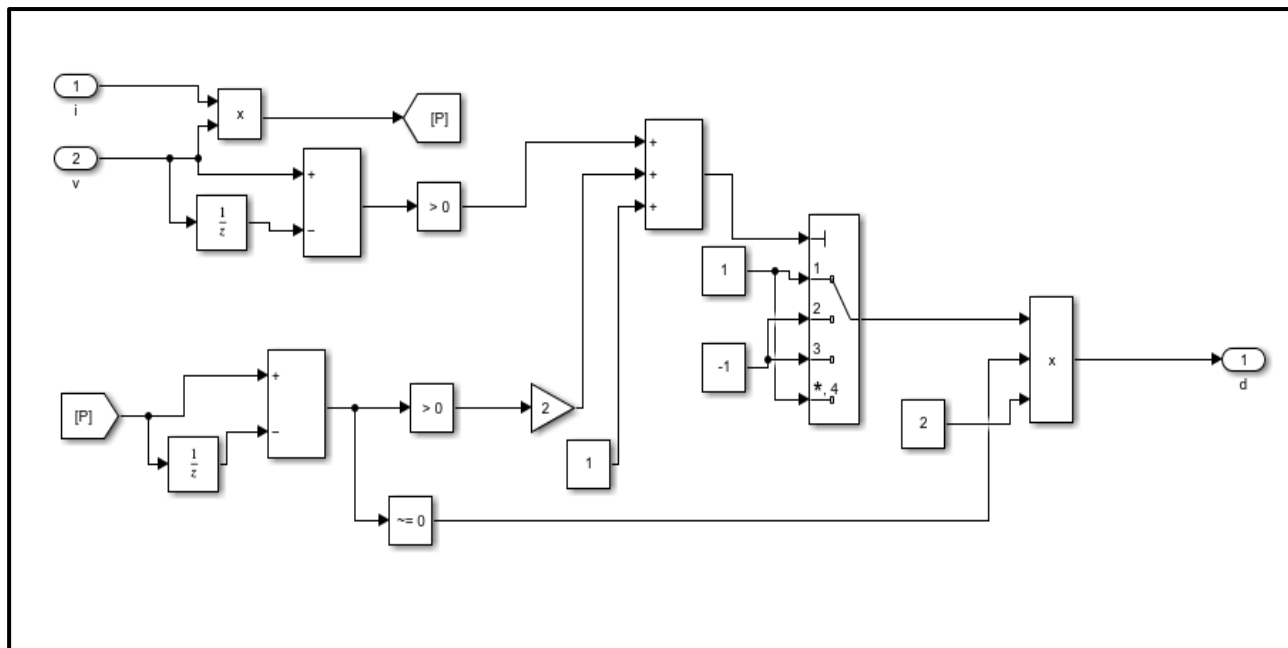


Figure (IV.13). Représentation du schème de l'MPPT dite P&O dans Simulink

IV.2.4. Modélisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux (NPC)

Le convertisseur NPC à cinq niveaux a été choisi dans cette étude vue ces performance et simplicité. le schéma électrique de ce dernier, et traduit sous format Matlab- Simulink tel qu'illustré dans la figure 14. La tension du bus continue est divisée en quatre étages égaux par condensateur.

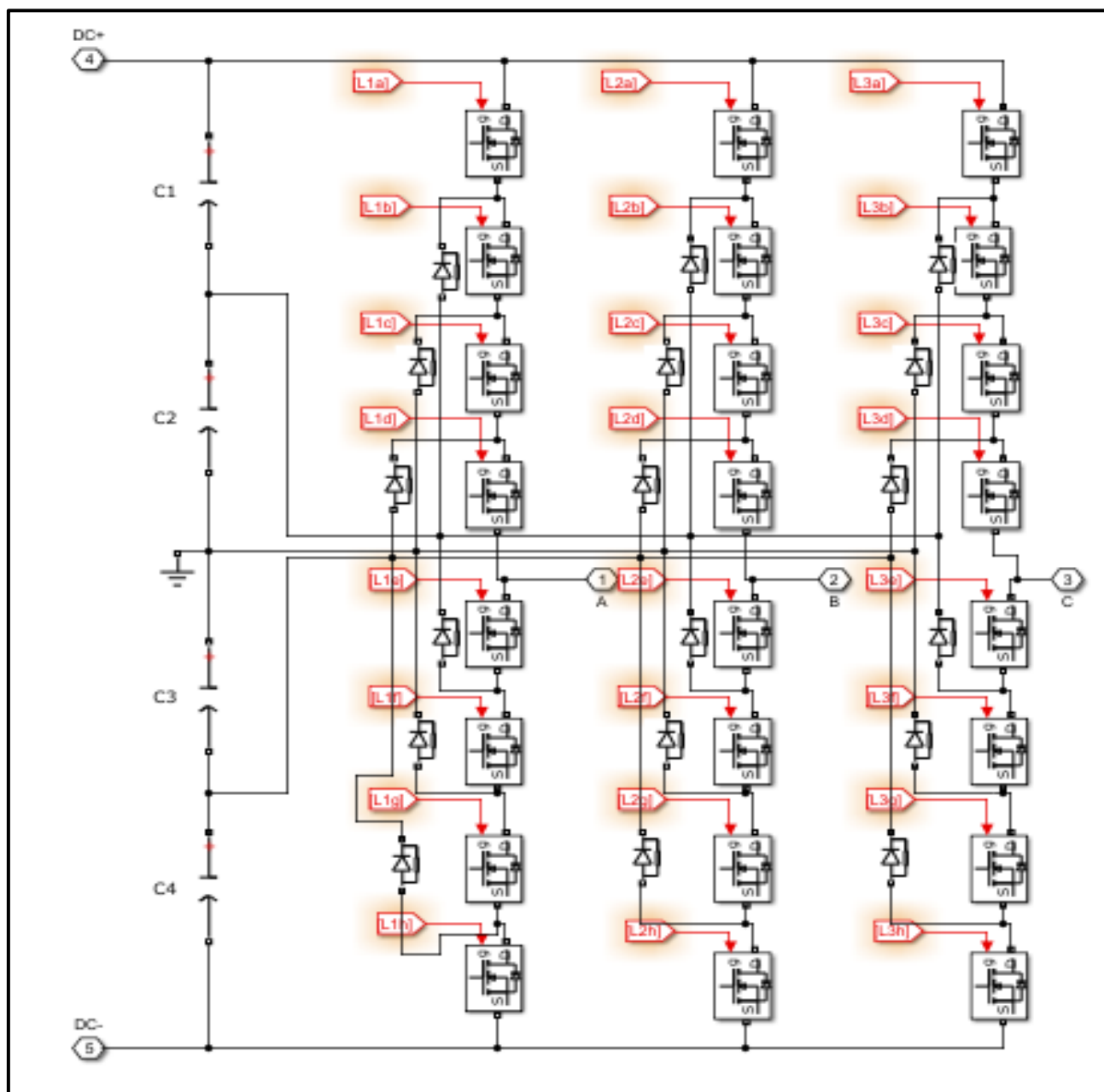


Figure (IV.14) Onduleur NPC cinq niveaux sous Matlab

Le contrôle proposé utilise la technique de modulation. Cette technique de modulation utilise la PWM sinusoïdal (SPWM). Une forme d'onde de tension à cinq niveaux nécessite quatre signaux porteurs décalés en niveau comme le montre la Figure.15, c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples

qui le permet. Cette technique nécessite (N-1) signaux triangulaires de même fréquence f_p et de même amplitude A_p , ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, à un signal de référence d'amplitude A_{ref} et de fréquence f_{ref} . Les expressions fournissent respectivement le taux de modulation m_a et le rapport de fréquence m_f sont.

$$m_a = \frac{A_{ref}}{(N-1)A_p} \quad (4.10)$$

$$m_f = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (4.11)$$

La figure 15 illustre le model sur Matlab de cette technique, qui après exécutions, non donne la forme de tension de sortie à cinq niveau tel que présenté sur la figure 16.

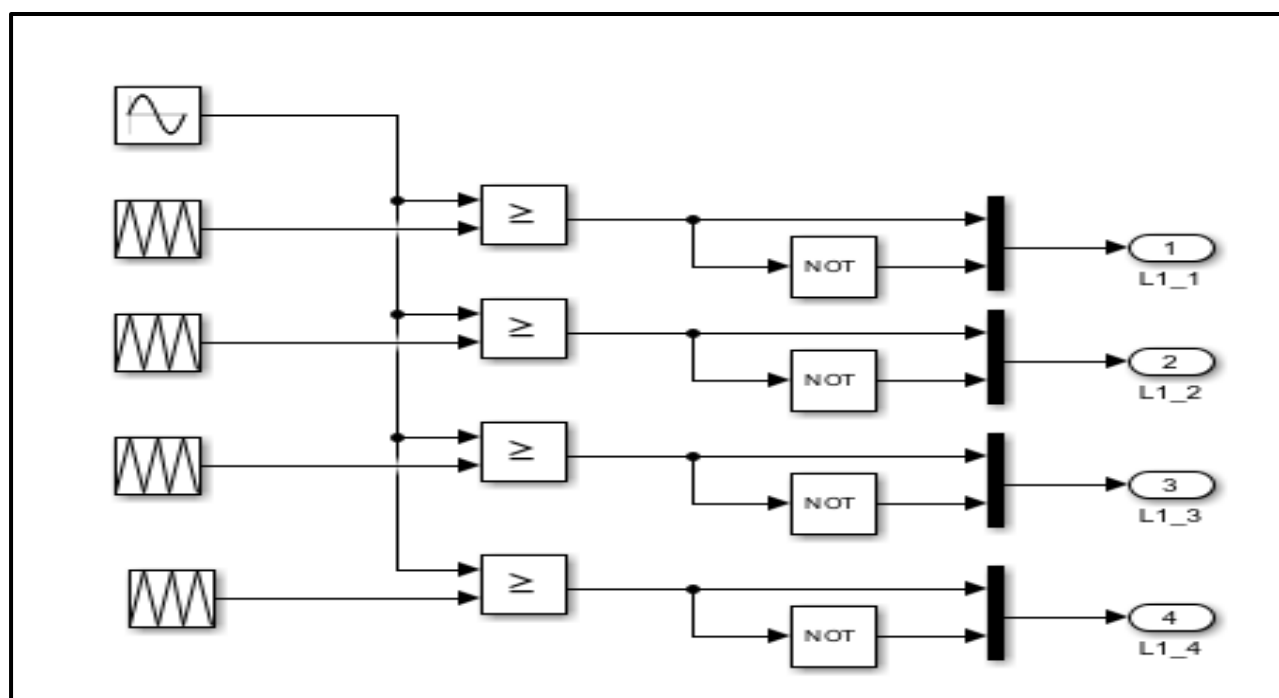


Figure. (IV.15) Technique de modulation SPWM

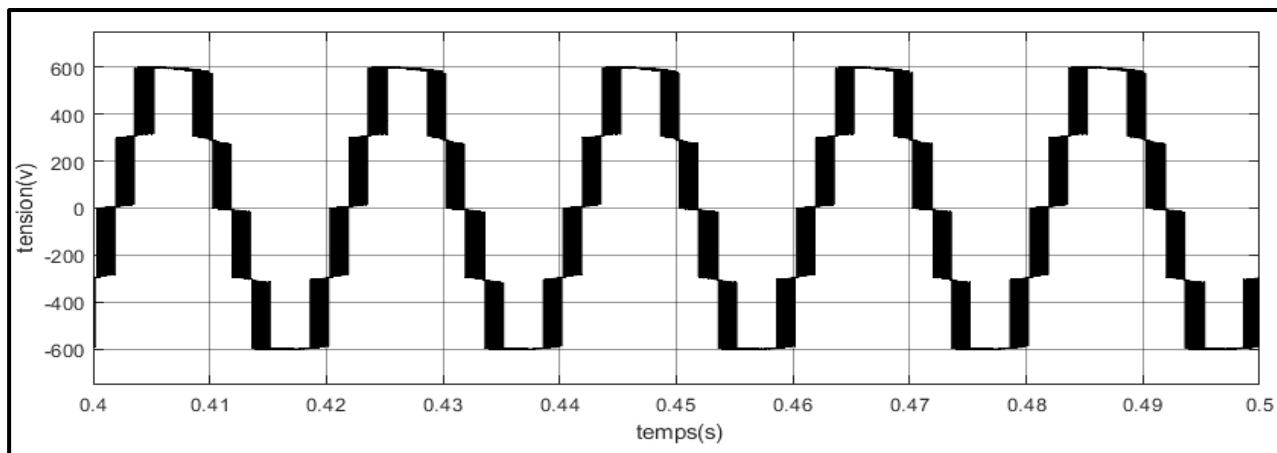


Figure. (IV.16). La tension de sortie V_{AB} de l'onduleur.

IV.2.5 Filtre LC

Pour améliorer la qualité d'énergie injectée au réseau, un filtre bas s'avère nécessaire pour éliminer les harmoniques de découpage.

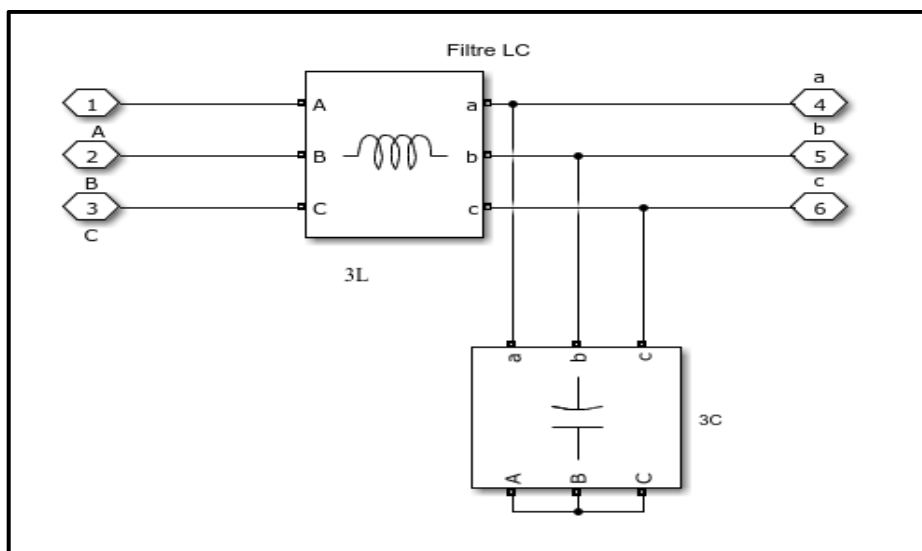


Figure (IV.17) Schéma du filtre LC associé au système

Pour calculer les paramètres du filtre on adopte la méthodologie, où la fréquence de résonance du filtre est fixée au dixième de celle de découpage. Ainsi on a :

$$1 = LC\omega^2 \tag{4.12}$$

$$\omega^2 = 2\pi f_c^2 \tag{4.13}$$

avec f_c : la fréquence de résonance.

$$LC = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2} \quad (4.14)$$

$$f_c = \frac{f_d}{10} \quad (4.15)$$

F_d : fréquence de découpage.

Comme la fréquence de découpage est fixée à 1370Hz, donc on trouve :

$$L = 67.5 \text{ mH}$$

$$C = 20\mu\text{F}$$

Le schéma synoptique de la figure 1, est traduit en bloc Matlab tel qu'illustrée sur la figure 18.

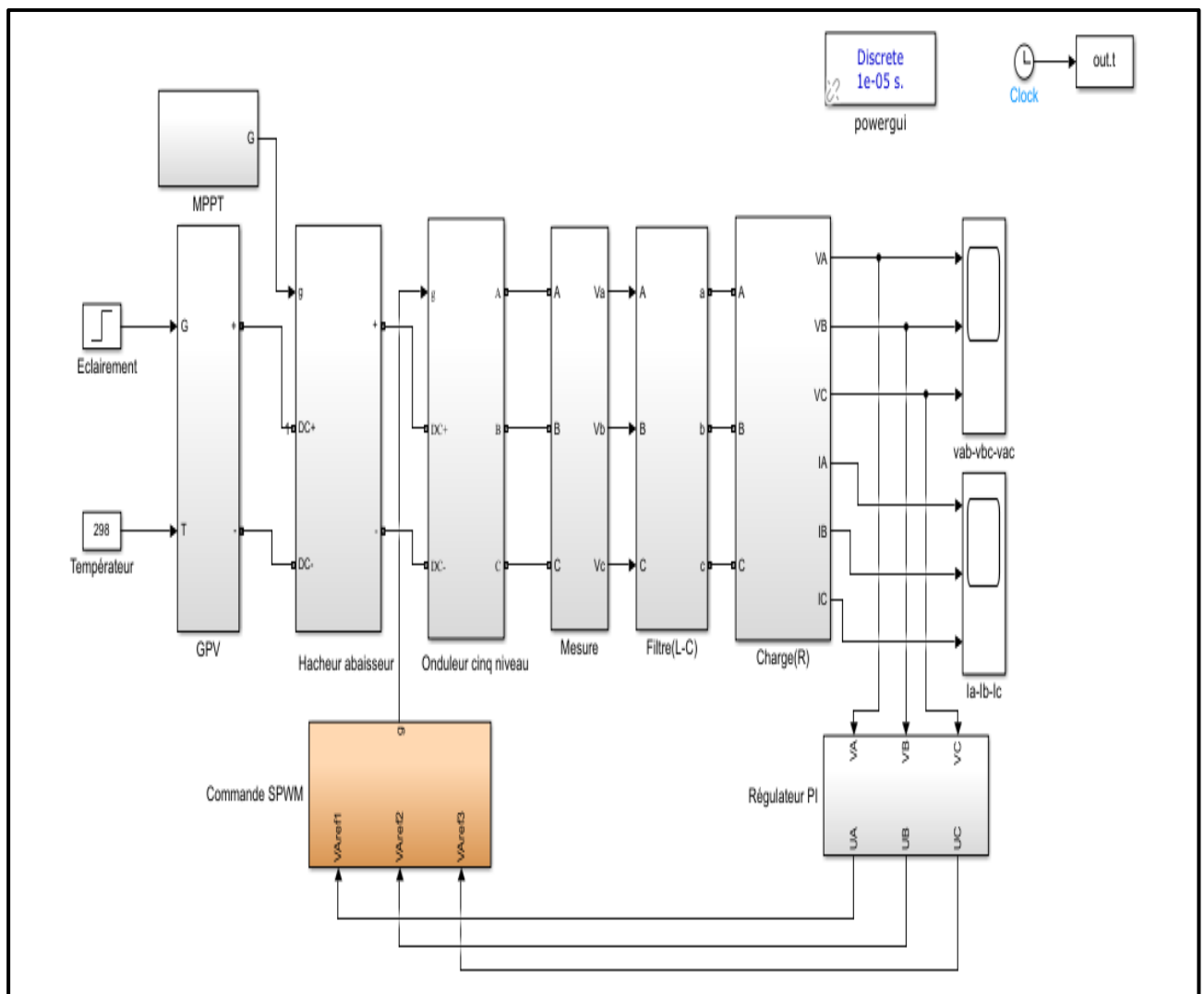


Figure (IV.18). Schéma du système PV connecté au réseau sous Matlab

Le schéma synoptique de la figure 1, traduit en bloc Matlab tel qu'illustré sur la figure 18, est composé de quatre blocs principaux qui sont connectés les uns aux autres : le générateur photovoltaïque le

convertisseur abaisseur DC/DC, la configuration de l'onduleur NPC et le filtre LC (l'inductance de filtrage et les condensateurs L_f , C_f sont utilisés pour filtrer le courant injecté dans le système).

A noter aussi, que le module PV utilisé dans cette partie est le STP 107OS-24/Ab-1 qui comporte 72 cellule de silicium monocristallin en série. Les paramètres caractéristiques sont donnés dans le tableau ci-dessous tableau IV.1

Grandeurs	Valeur
-Eclairement standard, E.	1000w/m ²
- Température standard, T.	25°
-Puissance crête maximale, Pm.	170W
- Tension optimal, Vm.	35.2
-Courant optimal, Im.	4.83
- Tension de circuit ouvert, Vco.	43.8
- Courant de court-circuit, Icc.	5.14

IV.2.6 Boucle de régulation de la tension de sortie.

En plus des blocs déjà mentionnés précédemment, on a ajouté les boucles de régulation car le contrôle de la tension de sortie de l'onduleur exige une boucle d'asservissement fermée. La tension V_A est mesurée puis comparée à une tension de référence $V_{max} = 220 * \sqrt{2}$ V qui présente la valeur maximale de la tension simple du réseau. Le signal d'erreur issu du comparateur est injecté au régulateur PI, la figure (IV.19) représente le schéma de la boucle de régulation de tension.

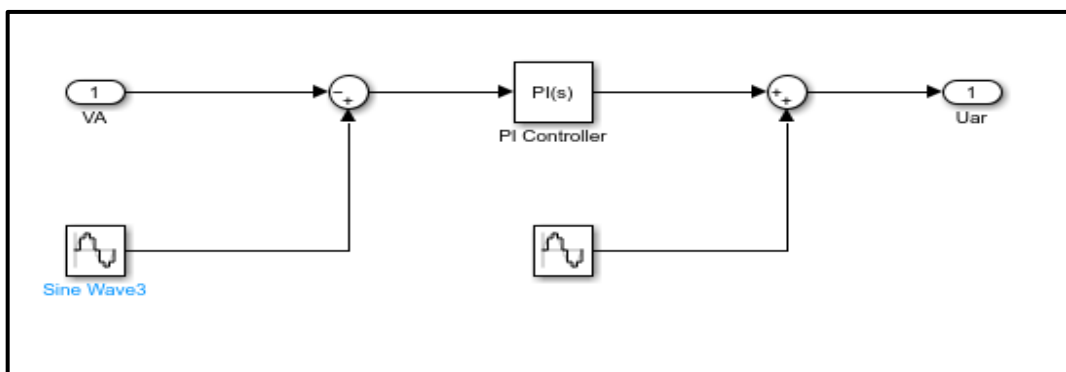


Figure (IV.19) Schéma de la boucle de régulation de tension

A. Optimisation du régulateur PI par algorithme génétique

Le codage génétique des paramètres régulateurs PI des chromosomes définit les paramètres régulateurs PI. Il y a deux gènes sur le chromosome : K_i et K_p .

$$S = [\min K_i \min K_p; \max K_i \max K_p]$$

B. Fonction Fitness

Le régulateur PI est formé avec un nombre donné d'allèles, puis évalué à l'aide de paramètres prédéterminés pour déterminer la qualité d'un individu. L'erreur quadratique moyenne MSE à la fin de la formation qui semble mieux caractériser la qualité d'un régulateur PI est la sortie du régulateur PI.

$$f(x) = \frac{\sum_{i=1}^N (Y_i - a_i)^2}{N} \quad (4.16)$$

Des algorithmes génétiques sont utilisés pour sélectionner le paramètre du régulateur PI en minimisant l'erreur quadratique moyenne. Les paramètres PI sélectionnés génétiquement sont: K_i et K_p .

Tableau IV.2. Les paramètres des algorithmes génétiques utilisés pour optimiser les paramètres PI.

Nombre de la generation	20
Taille de la population	70
Taille du chromosome	2
Probabilité de croisement	1
Probabilité de mutation	0.08

Tableau IV.3 valeurs du régulateur PI générés à la fin de l'optimisation des algorithmes génétiques

Paramètres PI	Valeur
K_i	0.0011
K_p	0.0218

Le tableau 2 montre les paramètres des algorithmes génétiques utilisés pour optimiser les paramètres PI et le tableau 3 donne les valeurs du régulateur PI générés à la fin de l'optimisation des algorithmes génétiques

Après avoir lancé la simulation pour différents condition de fonctionnement, on obtenus les résultats illustrées dans les figures suivantes.

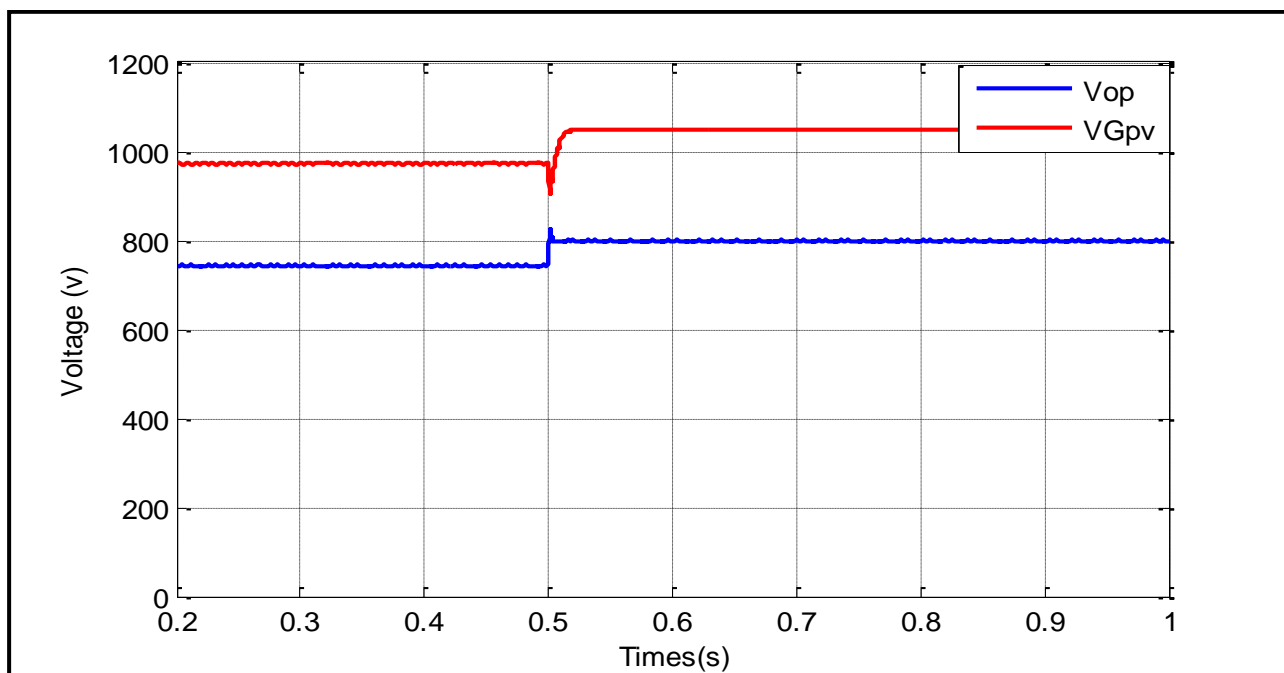


Figure. (IV.20). Tension optimale de sortie du générateur PV.

La figure 20 reflète la variation de la tension optimale en fonction d'une variation échelonné dans l'éclairement de $G=200W/m^2$ à $G=800W/m^2$ à l'instant $t=0.5s$.

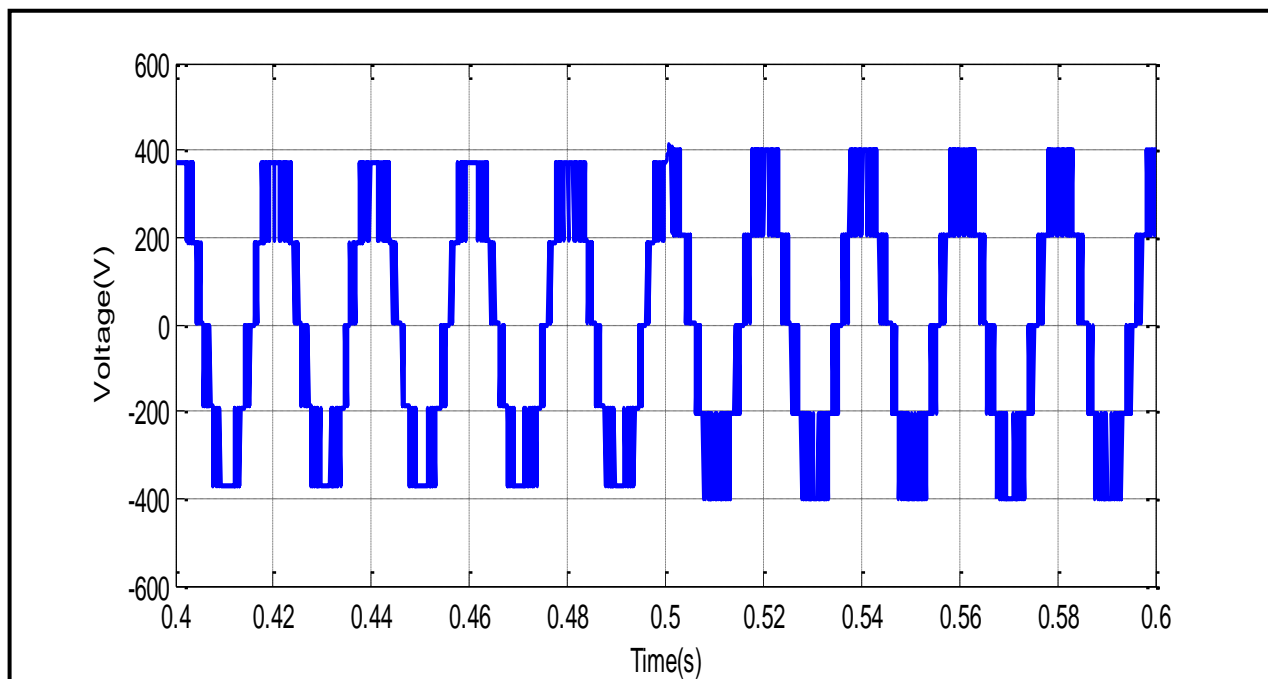


Figure. (IV.21). Tension de sortie pour un changement de l'ensoleillement.

La figure 21, donne l'allure de la tension de sortie de l'onduleur suite à une variation de l'éclairement, on peut remarquer la variation du plafond de la tension a l'instant $t=0.5s$.

Bien sûr, avant filtrage, cette tension est riche en harmonique tel qu'indiqué sur la figure 22. On constate que les harmoniques inférieurs sont très importantes.

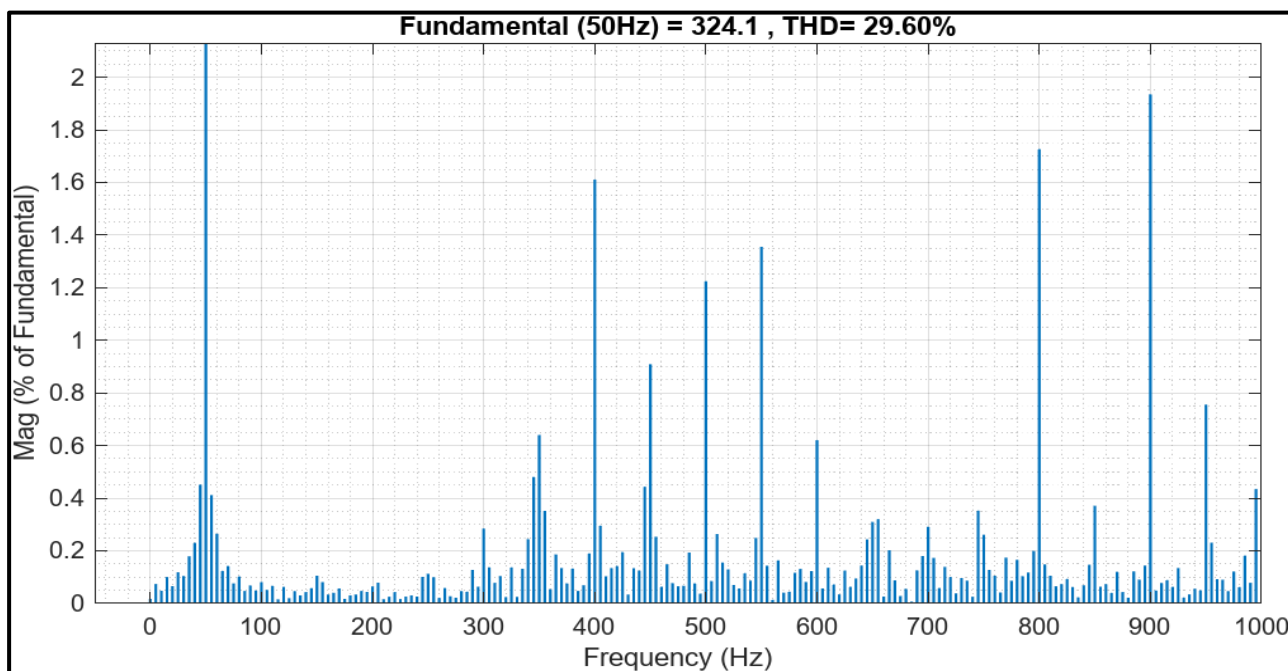


Figure. (IV.22). Analyse FFT de la tension du sortie d'onduleur NPC avant filtrage

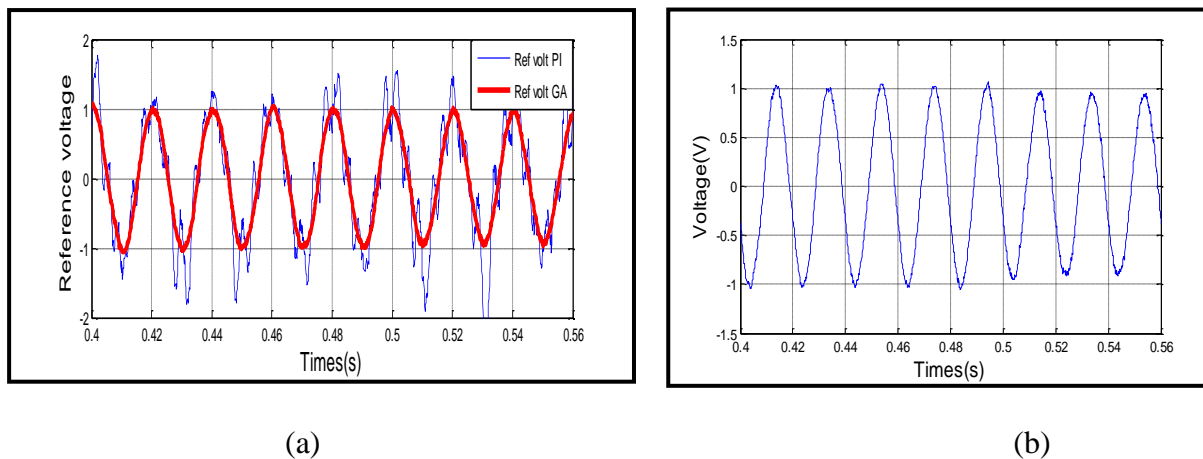


Figure. (IV.23) Tension de référence avec algorithme génétique pour SPWM

La figure 23, montre l'allure de la tension de référence générée et qui est utilisée comme consigne pour la SPWM. Cette dernière est présentée pour les deux cas, avec régulateur PI (a) est avec optimisation par algorithme génétique (b).

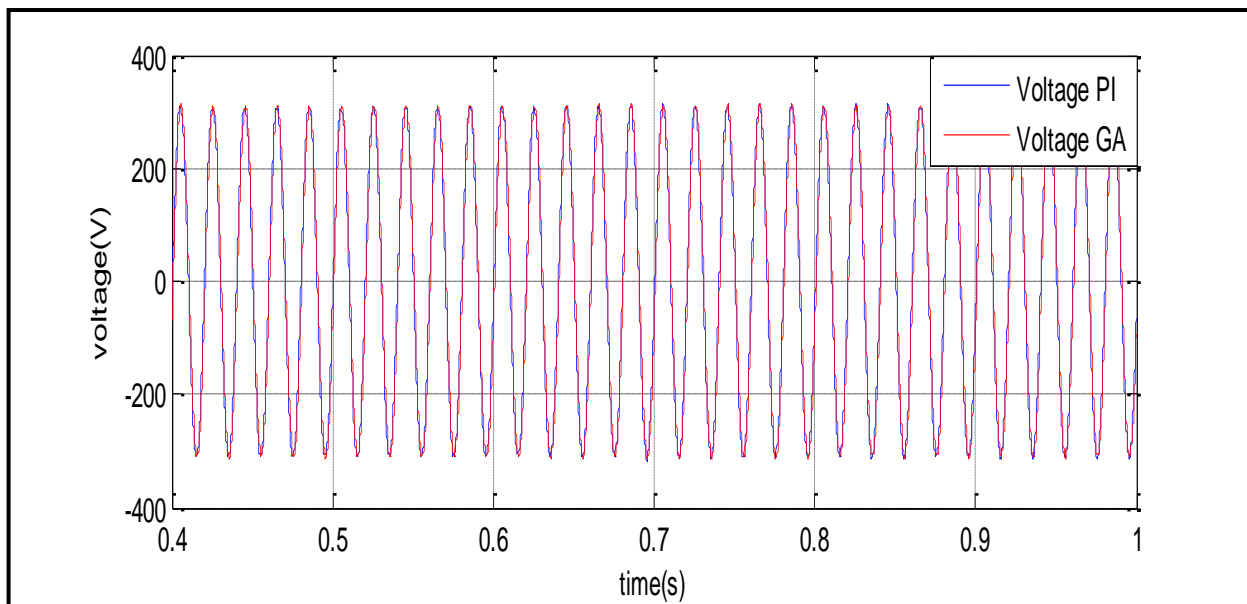


Figure. (IV.24). Tension de sortie après filtrage

Après l'insertion du filtre déjà mentionné; la tension de sortie prend la forme tel qu'indiqué sur la figure 24 pour les deux régulateur PI et GA. On put bien voir l'amélioration de l'onde de tension dans ce cas.

Le spectre d'harmonique de cette tension est présenté sur la figure 25 pour le cas d'optimisation avec algorithme génétiques ou on voit l'absence totale des harmoniques avec un THD=0.3% suite au bon dimensionnement du filtre.

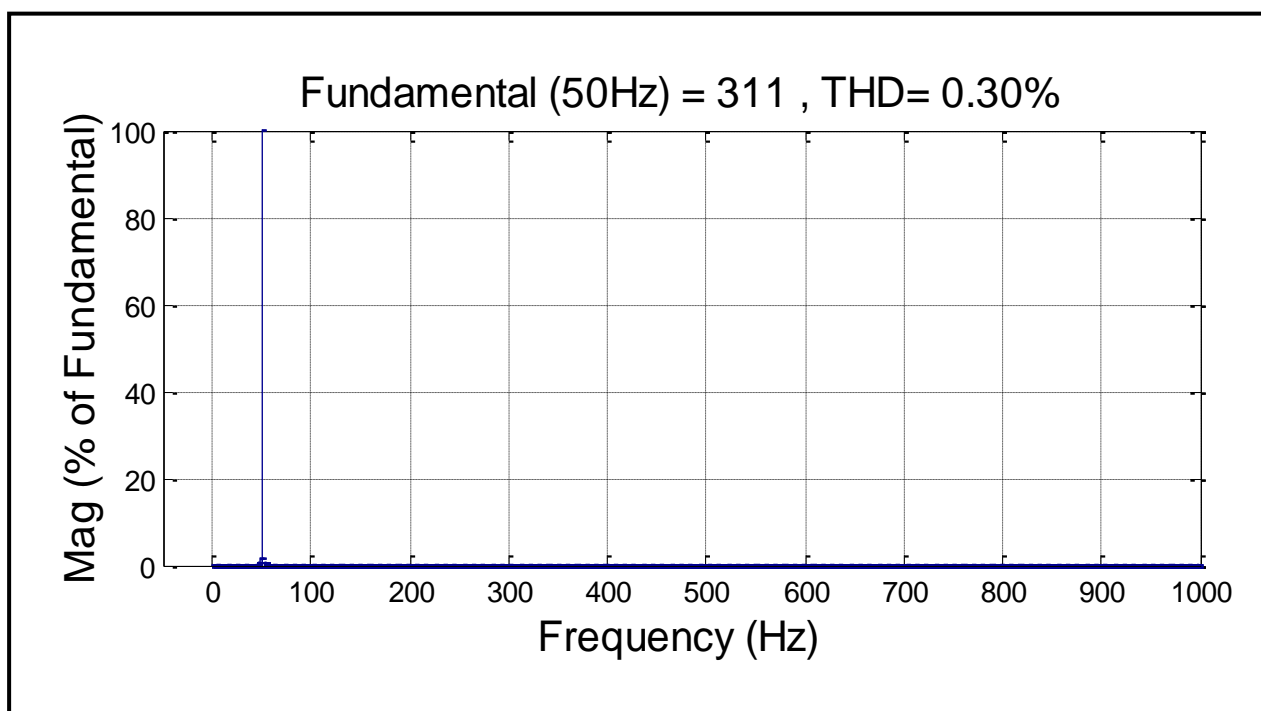


Figure (IV.25). Analyse. FFT pour un onduleur à cinq niveaux

Deuxième partie

IV.3. Régulateur PI d'ordre fractionnaire

Cette partie présente le développement du contrôle de l'étage CC-CA de l'onduleur PV pour régler la tension à injecter, figure 26, en utilisant un régulateur PI d'ordre fractionnaire en utilisant :

- ✓ Une boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop, PLL) pour la synchronisation avec la tension du réseau.
- ✓ Une boucle de réglage de la tension du bus continu laquelle impose la référence du courant à injecter au réseau.
- ✓ Une boucle de poursuite de courant réseau désiré.

La sortie de l'onduleur est connectée au réseau électrique, échantillonnant la tension du réseau (e_a , e_b et e_c) et la phase de verrouillage. Figure 27. Les courants (i_a , i_b et i_c) à la sortie de l'onduleur sont échantillonnés et comparés avec ses références. Les écarts entre elles passent par le régulateur PI, les sorties de régulateur donnent les composantes de la tension de référence de la PWM dans le repère (dq). En passant par la transformée inverse de Park, nous obtenons les références du signal de commande (SPWM).

e_d et e_q : sont les composantes directe et quadratique de la tension du réseau dans le référentiel de Park.

i_d et i_q : sont les composantes directe et quadratique du courant à la sortie d'onduleur dans le référentiel de Park.

U_d et U_q : sont les composantes directe et quadratique de la tension à la sortie du régulateur PI dans le référentiel de Park.

Nous présentons le contrôleur PI d'ordre fractionnaire combiné à des algorithmes méta-heuristiques pour garantir des performances optimales et un réglage fin des paramètres (K_p , K_I , λ).

La même procédure que précédemment est adoptée en commençant par la définition du modèle de chaque étage à savoir : l'onduleur multiniveau, le générateur PV et le convertisseur Boost utilisée dans cette partie. Ensuite différents modules de contrôle sont testés et comparés en terme d'erreur absolue moyenne (MAE), l'erreur quadratique (RMSE) et finalement la distorsion harmonique

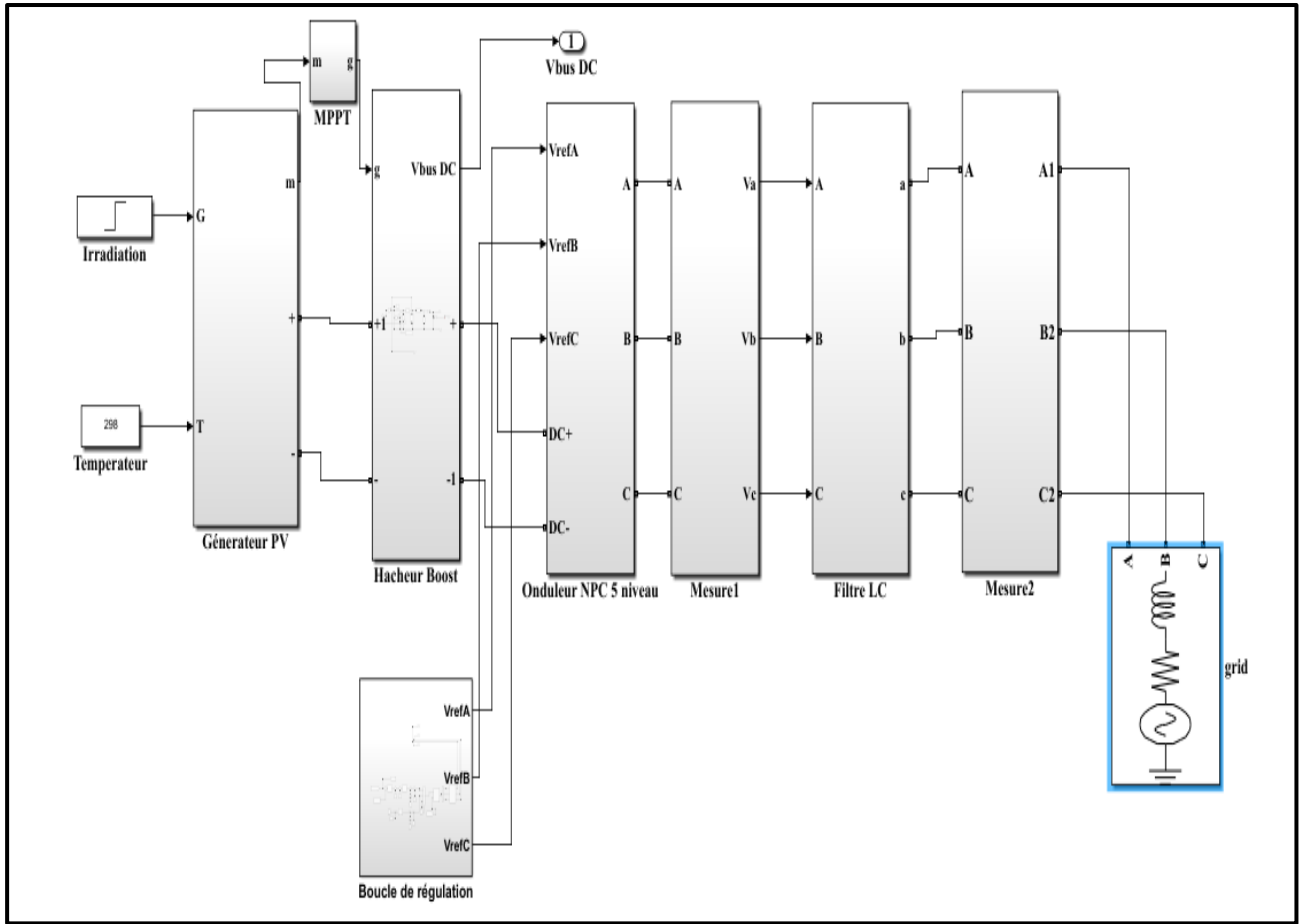


Figure. (IV.26). Schéma fonctionnel du système connecté au réseau PV

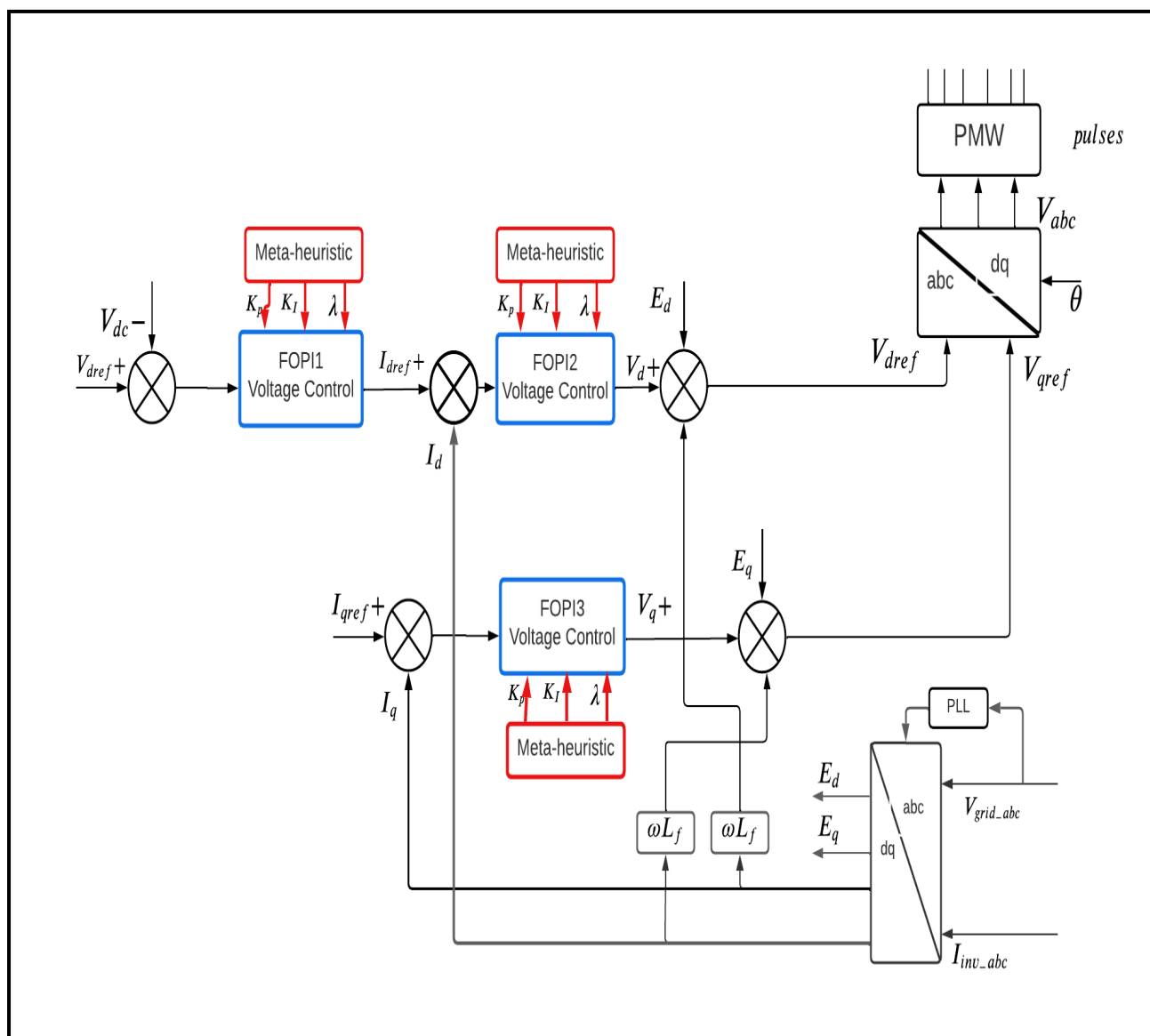


Figure. (IV.27). Boucle de régulation

Le système étudié dans cette notion est supposé avoir une puissance de 10KWp. Le champ PV est constitué de 50 module PV de type 1TH-215-P dont les paramètres sont donnés dans le tableau IV.4

Tableau IV.4. Paramètres du Module PV

paramètre	P_{mp}	V_{mp}	I_{mp}	V_{oc}	I_{sc}	N_s
Valeurs	213.15	29	7.35	36.3	7.84	60 cellules

Ces modules sont rangés en panneau de 10 module série chacun, qui sont connectée en parallèle entre eux

Cette hiérarchie est solennellement liée à la tension de bus continu désirée. Et comme cette dernière représente la tension d'entrée de l'onduleur. Il est nécessaire que la tension du bus continu (V_{dc}) soit supérieure ou égale au double de la valeur crête des tensions simples apparaissant du côté du filtre installé après cet onduleur (car $V_1 = rV_{dc} \times 2$)

où r représente l'indice demodulant et V_1 représente la fondamentale d'harmonique

$$V_a = \frac{U_{ab}}{\sqrt{3}} * \sqrt{2} \quad (4.17)$$

Comme la tension composée du réseau est : $U_{ab} = 380V$ donc $V_a = 311V$

D'où la tension du bus continue devrait être fixé à : $V_{dc} = 2 * V_a = 622V$

Dans cette partie on a utilisé un hacheur boost, figure.11. Ce dernier augmente la valeur de la tension d'entrée au niveau de la tension de sortie désirée ; dans ce cas c'est la tension du bus continue. Le tableau ci-dessous présente les paramètres de l'hacheur utilisé.

Tableau IV.5 Paramètres de l'hacheur Boost.

Paramètre	C1	C2	L	f
valeur	$1000e^{-6}F$	$1.3846e^{-4}F$	0.0022H	10KHZ

Pour le filtrage de la tension injecté au réseau, un filtre LC est utilisé afin d'éliminer les harmoniques générés dans le signal sinusoïdal. Le tableau IV.6 représente les valeurs des paramètres du filtre.

Tableau IV.6. Paramètres de filtre

Parameter	R_f	L_f	C_f	U_a	f
value	0.4312 Ω	0.0043H	$1.1749e^{-5}F$	380V	50HZ

IV.3.1. Système de contrôle

Pour permettre le transfert d'électricité du générateur PV au réseau, un système de contrôle particulier a été développé pour l'onduleur multiniveau NPC proposé. Il était nécessaire de lier un contrôleur pour accomplir la stabilité de la tension du bus continue dans leur valeur de référence en utilisant un contrôleur FOPI. La sortie de ce contrôleur FOPI définira les références de courant des contrôleurs des courants actifs vers le réseau générés pour les panneaux PV, comme le montre la Figure 27.

Les variables constantes i_d^* et i_q^* sont utilisées pour réguler le courant du réseau. La théorie des axes d-q utilise les courants triphasés pour produire des courants i_d et i_q . Les sorties E_d et E_q des contrôleurs de courant peuvent être utilisées comme tensions de référence pour produire PWM. Comme le montre la Figure 27, la PLL peut fournir des informations sur la phase de tension du réseau lorsque la méthode de transformation abc/dq est utilisée

$$I_{dref} = \left(K_{pdc} + \frac{K_{idc}}{s^\lambda} \right) (V_{dcref} - V_{dc}) \quad (4.18)$$

$$I_{qref} = 0 \quad (4.19)$$

$$V_d = \left(K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} \right) (I_{dref} - I_d) \quad (4.20)$$

$$V_q = \left(K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} \right) (I_{qref} - I_q) \quad (4.21)$$

$$V_{dref} = V_d + E_q - e_q \quad (4.22)$$

$$V_{qref} = V_q + E_q + e_d \quad (4.23)$$

$$e_q = w \cdot L \cdot i_q \quad (4.24)$$

$$e_d = w \cdot L \cdot i_d \quad (4.25)$$

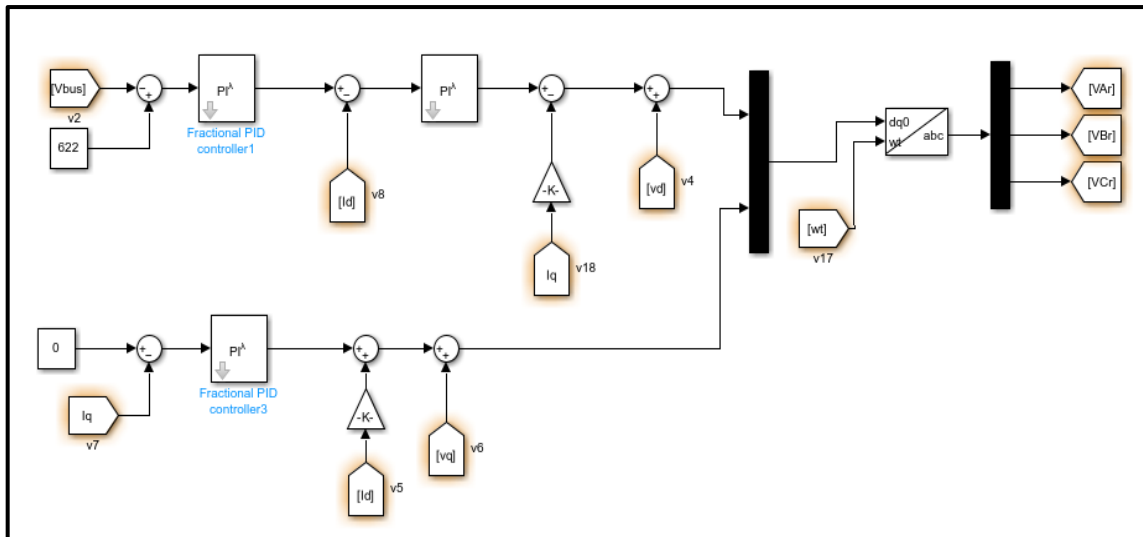


Figure (IV.28) Système de control pour générer les trois tensions de référence de commande

IV.3.2 Synchronisation du réseau

Dans les systèmes PV connectés au réseau, le courant de réseau injecté doit être synchronisé avec la tension du réseau, comme l'exigent les normes dans ce domaine. Par conséquent, la synchronisation du réseau est une tâche essentielle de surveillance du réseau qui contribuera fortement à la performance dynamique et la stabilité de l'ensemble du système de contrôle.

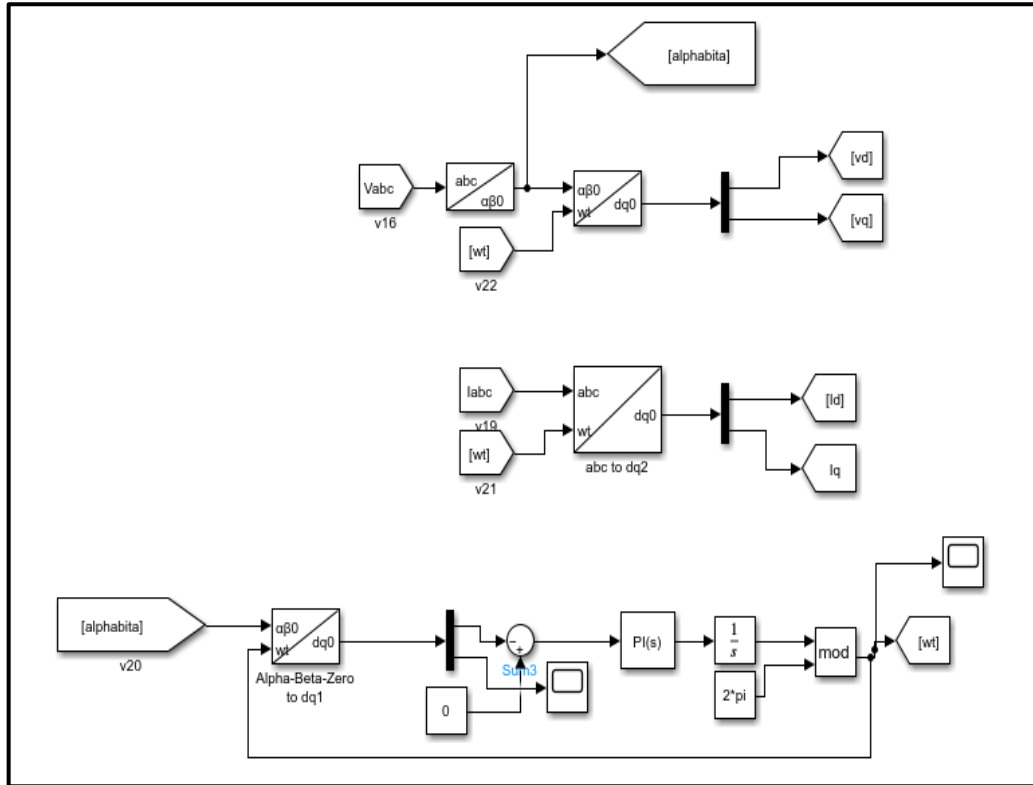


Figure (IV.29) Modèle Simulink de la PLL

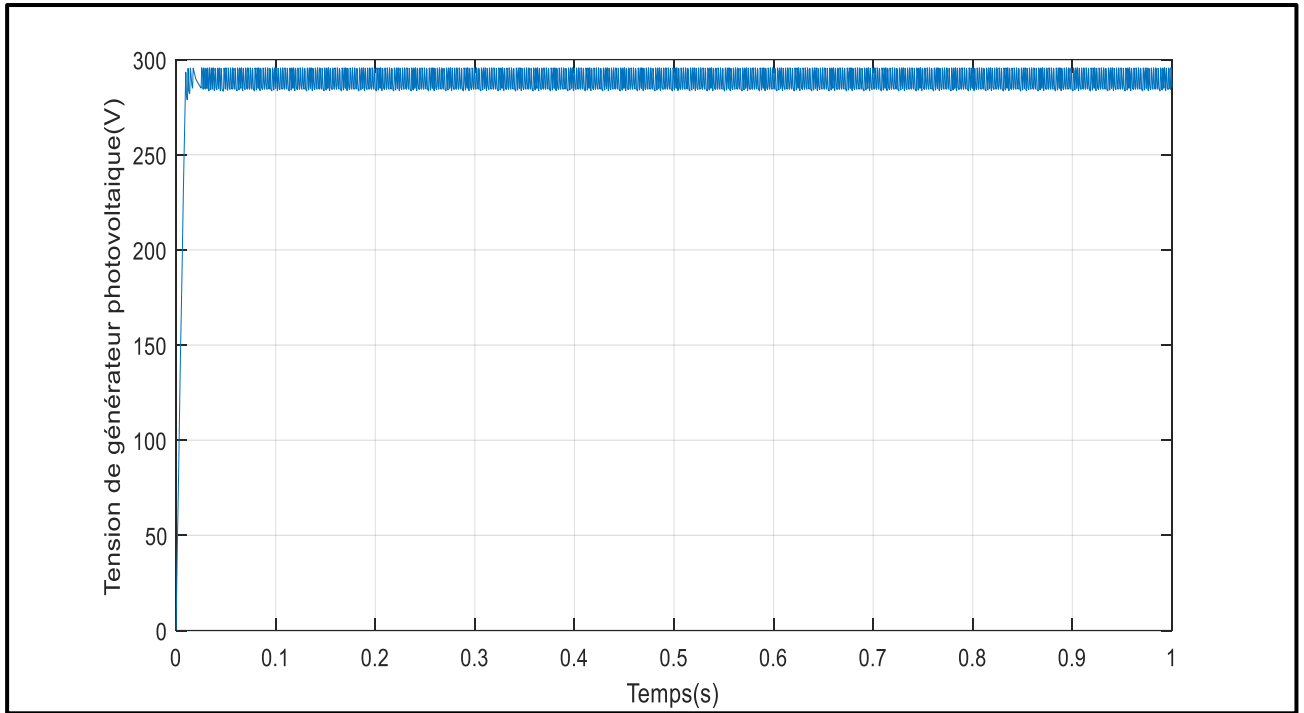


Figure (IV.30) Tension de générateur photovoltaïque

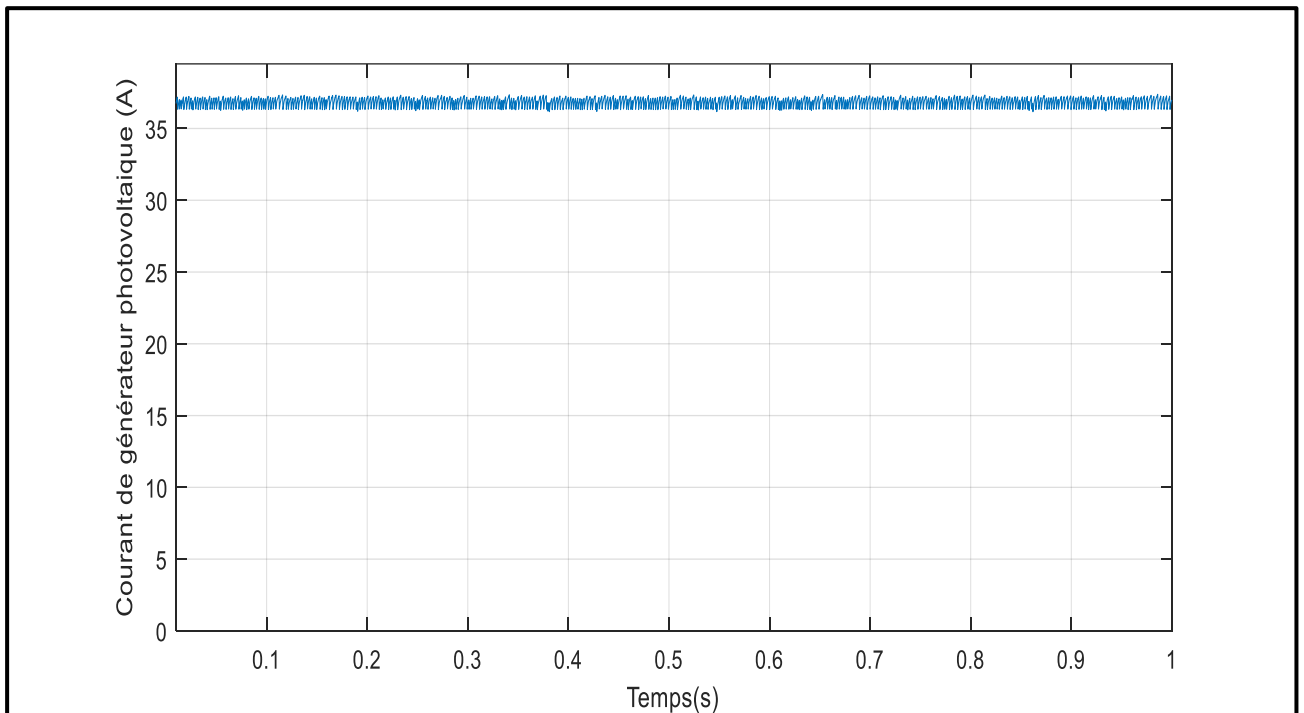


Figure (IV.31) Courant de générateur photovoltaïque

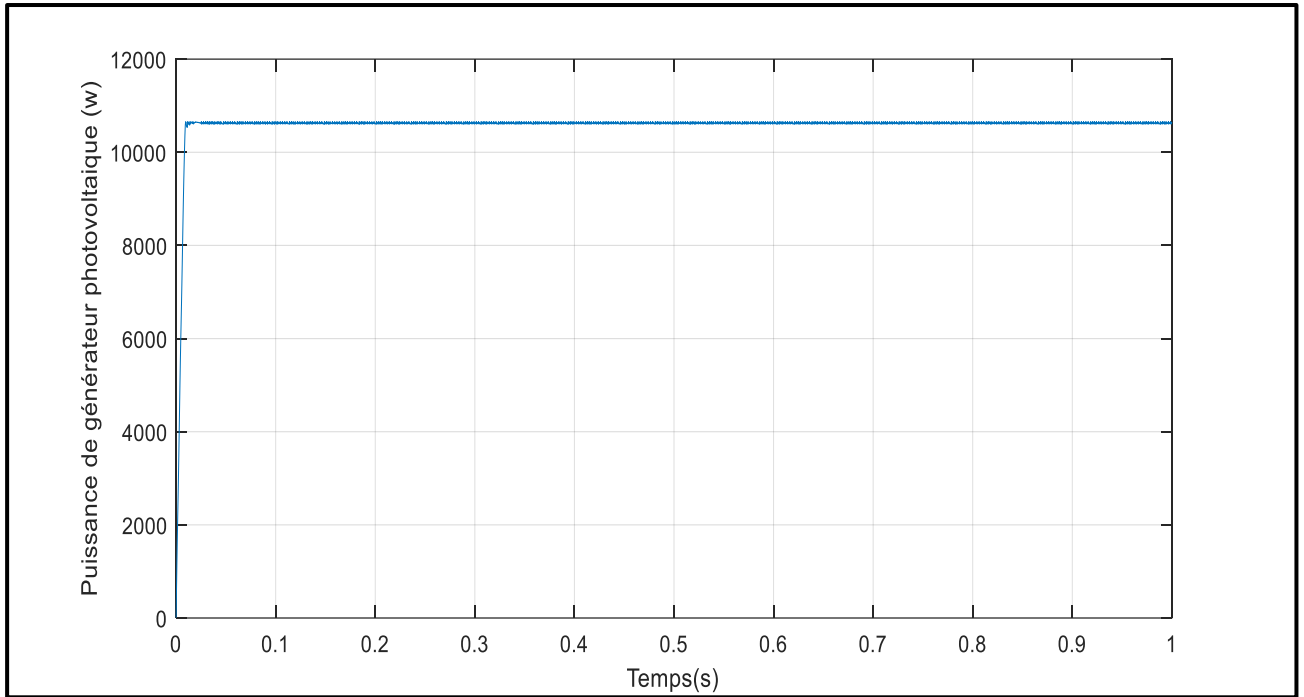


Figure (IV.32). Puissance de générateur photovoltaïque

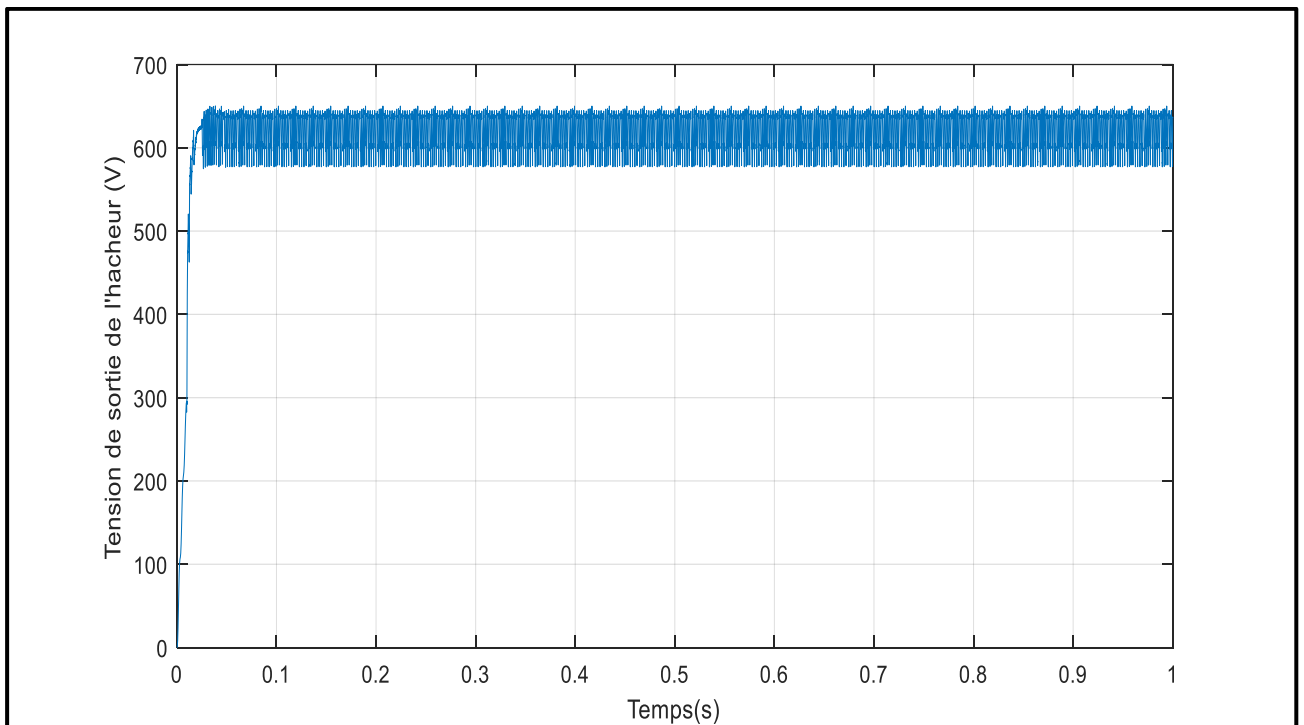


Figure (IV.33) La tension de sortie de l'hacheur

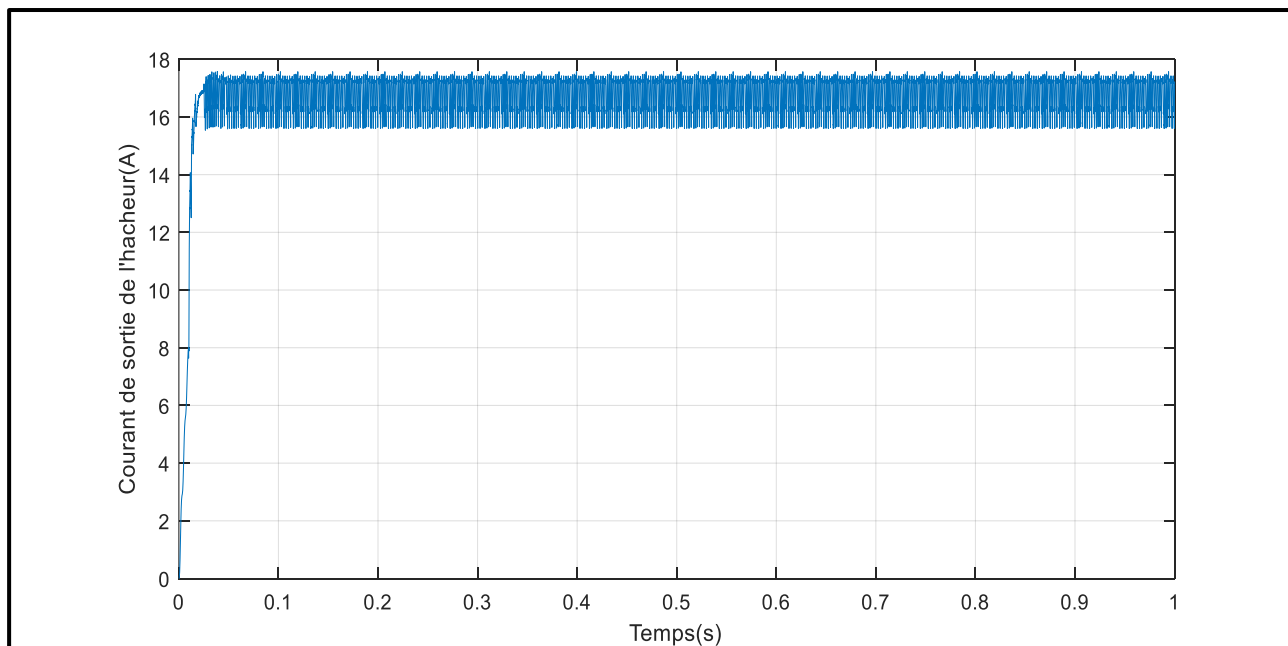


Figure (IV.34). Courant de sortie de l'hacheur boost

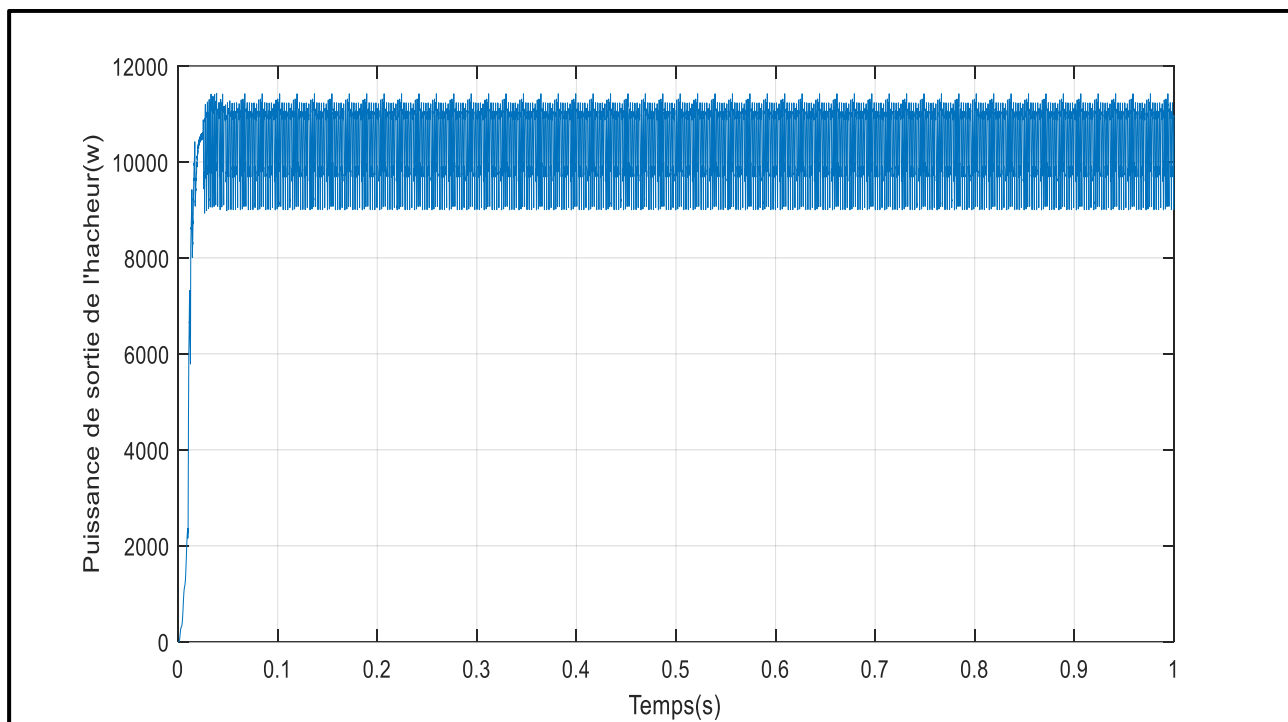


Figure (IV.35). Puissance de sortie de l'hacheur

IV.3.3 Indices de performance

Dans l'algorithme d'optimisation, plusieurs fonctions objectives basées sur l'indice de performance d'erreur sont utilisées. L'indice de performance est calculé sur une période de temps. Une comparaison des performances dynamiques du contrôleur FOPI est réalisée sur la base de la fonction de fitness qui dépend des deux mesures de performance couramment utilisées pour définir la meilleure méta-heuristique qui donne le meilleur réglage des paramètres. Ces indices sont l'erreur absolue moyenne

(MAE) et l'erreur quadratique moyenne (RMSE), et la distorsion harmonique totale (THD) comme indiqué dans les équations (26), (27), (28).

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |e| \quad (4.26)$$

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N e^2} \quad (4.27)$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^N H_i^2}}{F_1} \quad (4.28)$$

$$e = V_{dref} - V_{dc} \quad (4.29)$$

H_i : valeur efficace de l'harmonique i .

F_1 : valeur efficace de la composante fondamentale

Dans une première étape, les méta-heuristiques sont utilisées pour optimiser les paramètres FOPI ($K_{pv}, K_{iv}, \lambda_v$) qui servent à contrôler la boucle de tension, qui agit sur l'erreur de tension continue pour générer des courants de référence (I_{dref}). Comme le montre la Figure. 27, les méta-heuristiques sont utilisées dans un second temps pour optimiser les paramètres ($K_{pc}, K_{ic}, \lambda_c$) du FOPI d'une boucle de courant quadratique et continue injectée dans le réseau.

La boucle de contrôle de courant FOPI injecte un courant alternatif en phase avec un terme THD bas.

Tableau IV.7. Paramètres de l'algorithme méta-heuristique et paramètres de variation d'intervalle des contrôleurs de l'OFPI

	PSO	ABC	GWO
Paramètres de contrôle	$c1=1.5, c2=2, w=1$	$a = 1$	
Agent de recherche	10	10	10
Max Iterar	20	20	20
K_{pv}	[0.02 0.9]	[0.02 0.9]	[0.02 0.9]
K_{iv}	[0.1 20]	[0.01 20]	[0.01 20]
λ_v	[0.5 3]	[0.5 3]	[0.5 3]
K_{pc}	[30 400]	[30 400]	[30 400]
K_{ic}	[5 20]	[5 20]	[5 20]
λ_c	[0.5 3]	[0.5 3]	[0.5 3]

Table IV.8. Les valeurs optimales des contrôleurs de FOPI optimisé par le méta-heuristique

approach	Paramètres de la tension FOPI			Paramètres du courant FOPI		
	K_p	K_i	λ	K_p	K_i	λ
PSO	0.1255	11.8601	0.9943	41.9831	20	1.2
ABC	0.1601	19.9776	1.1008	35.3040	13.7149	0.9628
GWO	0.1660	13.9812	0.9620	400	18.73	2.4595

Pour évaluer l'efficacité des contrôleurs employés, une simulation a été réalisée dans différentes conditions d'éclairement à température ambiante constante (25°C). L'éclairement appliqué a été modifiée à l'instant de 0,5s par un échelon variant de 200 à 1000 w/m².

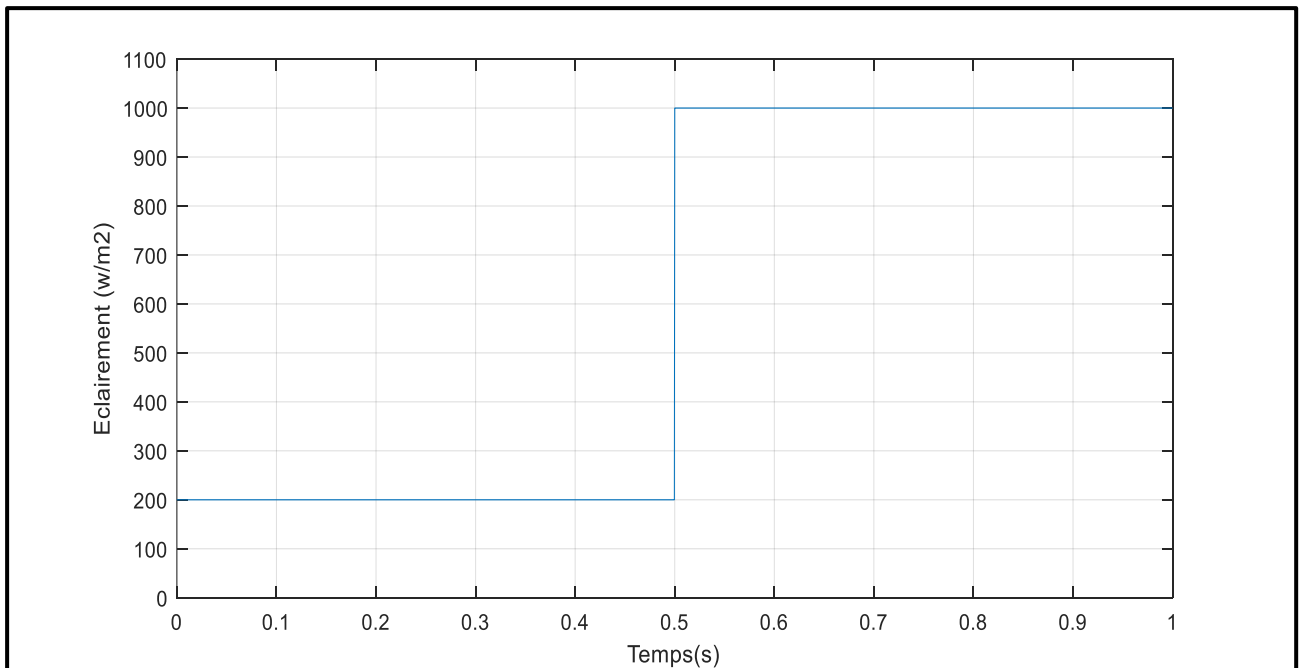


Figure (IV.36). L'éclairement de rayonnements solaires

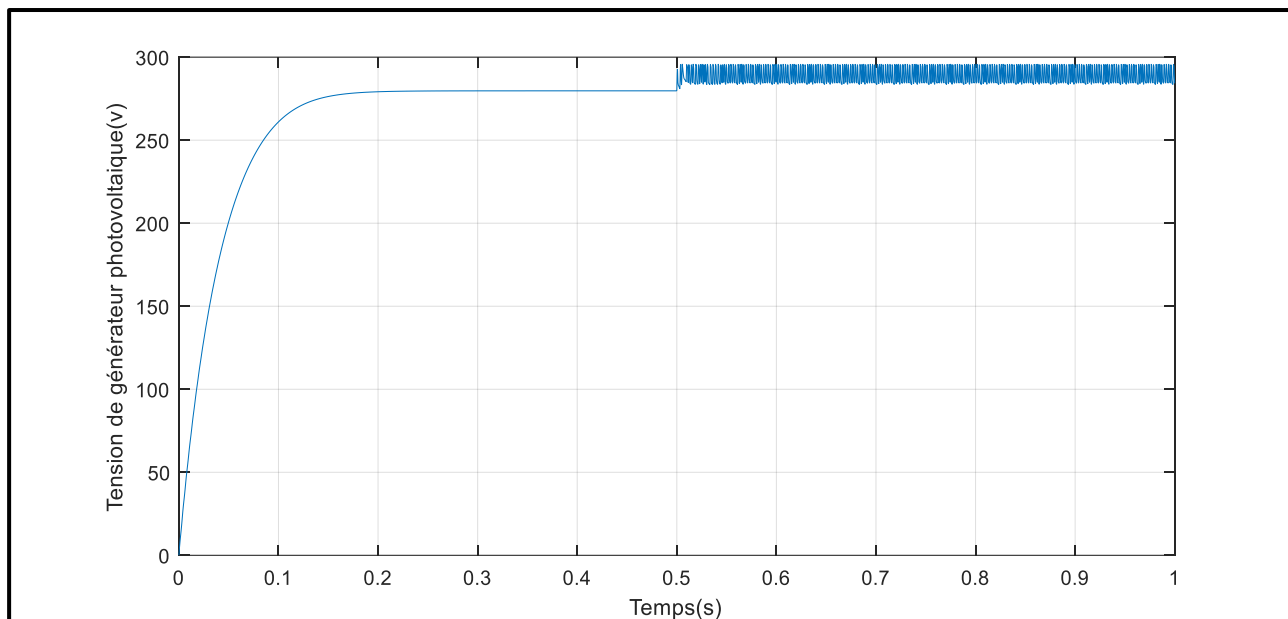
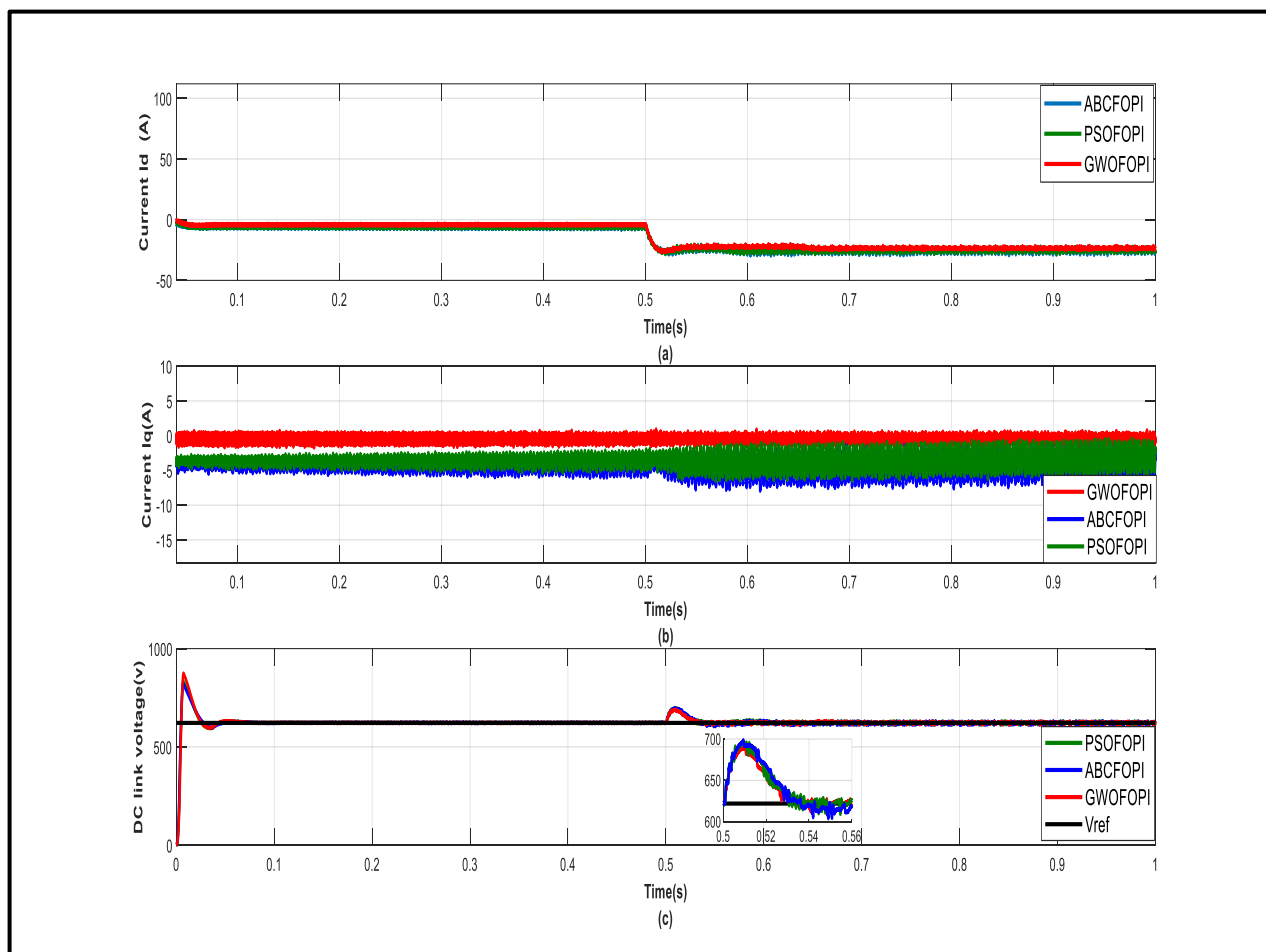


Figure (IV.37). Tension de générateur photovoltaïque après le changement d'éclairément



Figure(IV.38). (a,b) Les courants de commande I_d , I_q et (c) La tension VDC avec les contrôleurs FOPI sont obtenus par l'algorithme ABC, PSO, GWO

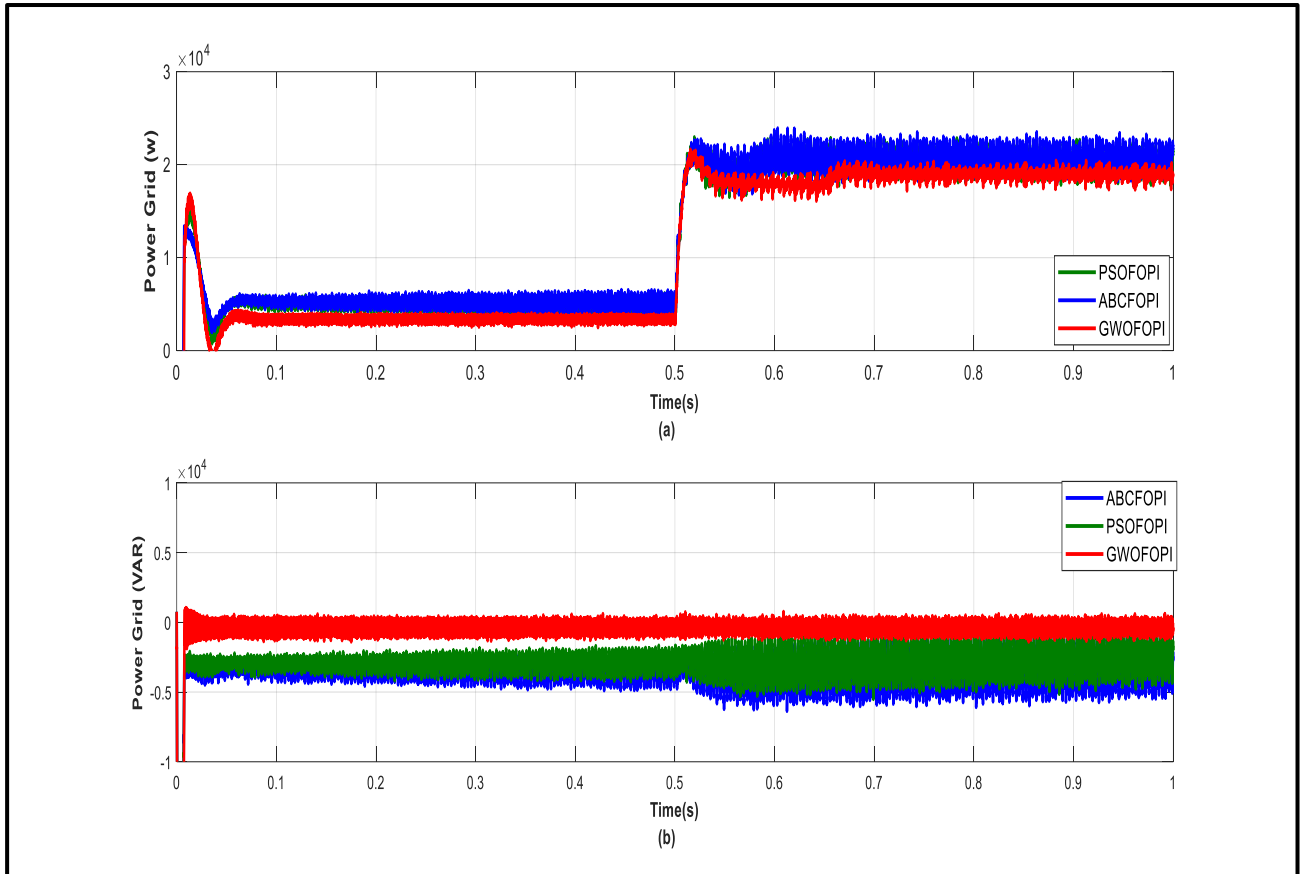
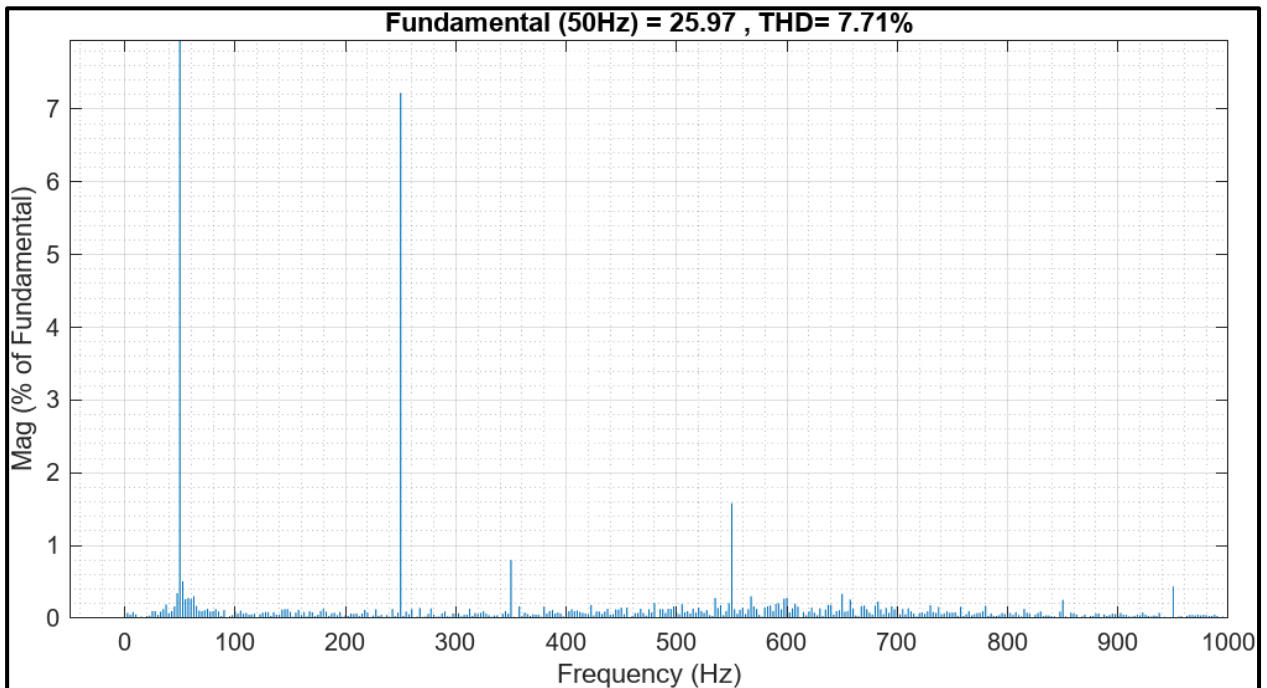
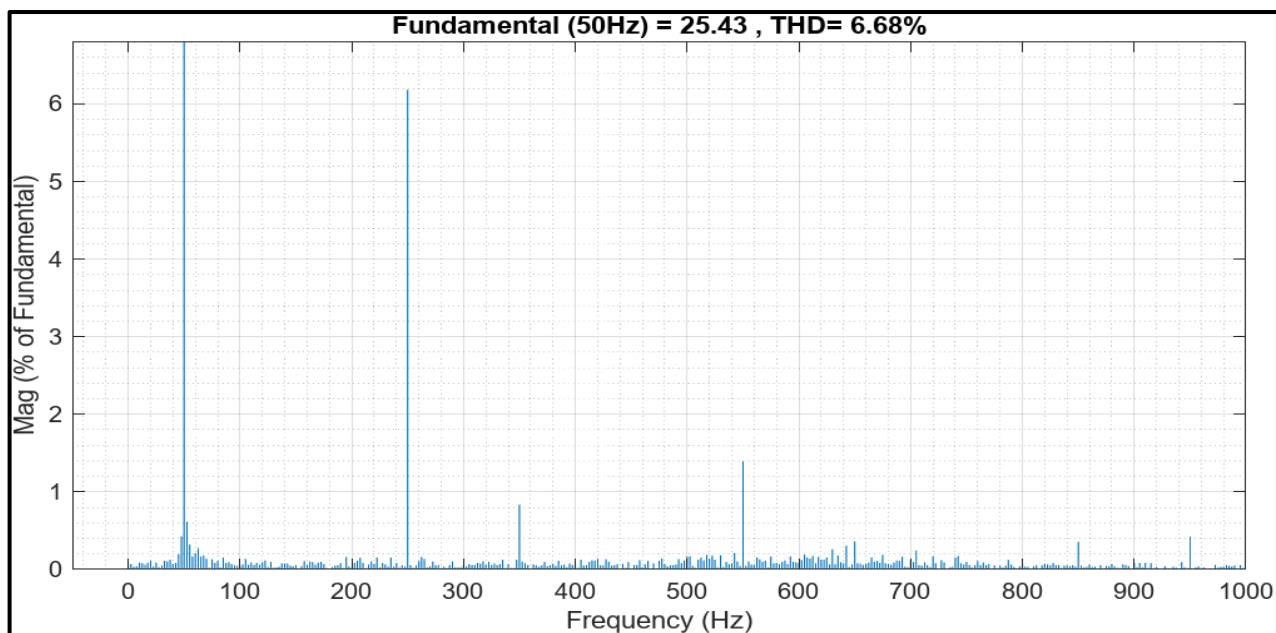


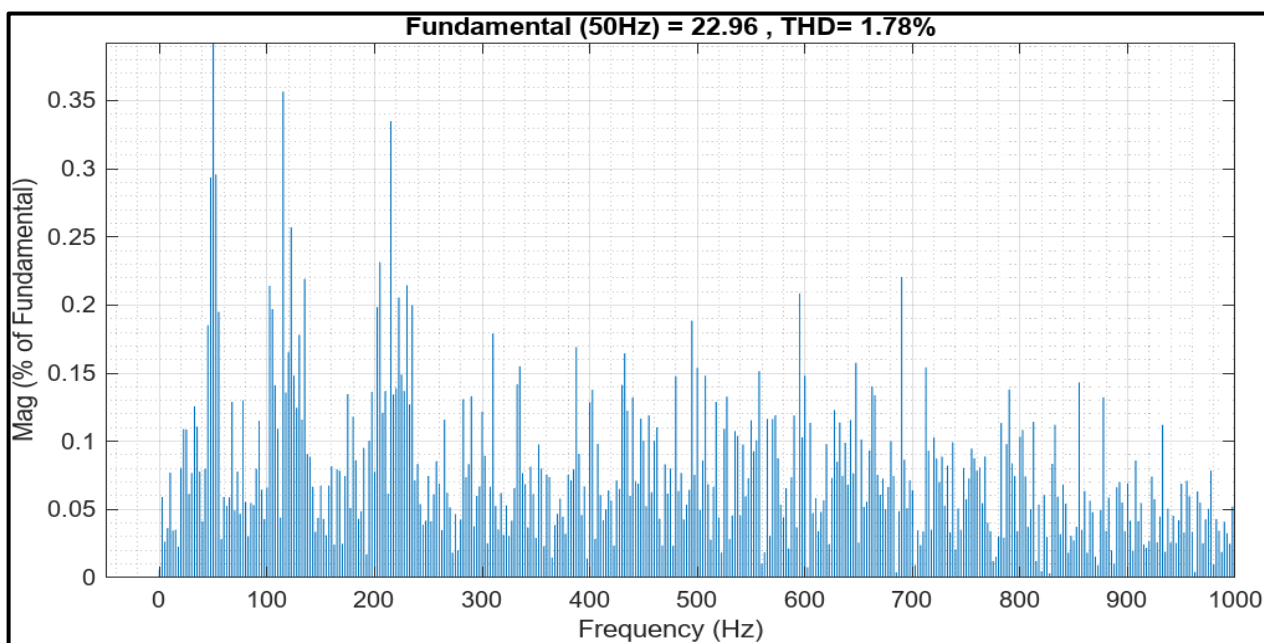
Figure (IV.39) (a, b) les puissances actives et réactives avec les contrôleurs FOPI sont obtenues par l'algorithme ABC, PSO, GWO



(a)



(b)



(c)

Figure.(IV.40).Analyse FFT du courant de réseau PV du (a).PSO-FOPI, (b).ABC-FOPI, (c).GWO-FOPI

Tableau IV.9. Comparaison de différents algorithmes méta-heuristiques à travers les indices de performance

	ABC	PSO	GWO
THD%	7.71%	6.68%	1.78%
MAE	0.45220	0.37578	0.04529
RMSE	0.56862	0.48852	0.3103

Une étude comparative de trois algorithmes méta-heuristiques (PSO, ABC et GWO) a été présentée. Le tableau.IV.9 donne l'erreur absolue moyenne (MAE), l'erreur quadratique moyenne (RMSE) et le taux de distorsion du courant alternatif injecté dans le réseau (THD) pour les trois algorithmes utilisés.

Le tableau IV.9 montre que GWO-FOPI donne une erreur inférieure en termes de MAE = 0,04529, RMSE=0,3103 qui est inférieure à celles obtenues à partir de PSO-FOPI et ABC-FOPI. On note également que le THD est de 1,78%, ce qui est le plus bas et conforme aux normes IEEE.

A noter que le contrôleur PSO-FOPI améliore les performances des FOPI car THD est réduit à 6.68% et MAE= 0.37578, RMSE=0.48852. ABC-FOPI offre une erreur absolue moyenne MAE=0,45220, RMSE=0,56862, THD=7,71% ces paramètres sont légèrement améliorés en appliquant GWO-FOPI.

La Figure 38 présente le courant directe (I_d), la quadrature (I_q) et la tension continue (V_{dc}) des trois contrôleurs PSO-FOPI, ABC-FOPI, GWO-FOPI. Ainsi, le GWO-FOPI est meilleur que PSO-FOPI, ABC-FOPI en termes de performances dynamiques et d'efficacité.

La Figure39 présente les puissances réseau active (P) et réactive (Q) du contrôleur FOPI sont obtenues par l'algorithme ABC, PSO, GWO

La Figure 40 montre la FFT des trois contrôleurs FOPI-PSO, FOPI-ABC, FOPI-GWO du courant injecté dans le réseau. La Figure40 révèle que les trois algorithmes donnent de bonnes valeurs de THD qui restent inférieures à 6% le GWO est le meilleur par rapport aux autres algorithmes avec un THD = 1.78%.

IV.4. PI d'ordre fractionnaire flou

IV.4.1. Régulateur PI flou

Dans cette partie, nous introduisons un contrôleur PI à logique floue pour améliorer les performances du contrôleur en ajustant les paramètres (K_p , K_I). Ainsi, le système de contrôle est composé de trois boucles de contrôle basées sur PI (FPI): le FPI1 est utilisé pour contrôler la tension du circuit intermédiaire (V_{dc}), et FPI2, FPI3 pour contrôler le courant directe et quadratique (I_q , I_d) fourni par l'onduleur multiniveaux. Les paramètres de contrôleur proposés (K_p , K_I) doivent être sélectionnés afin d'augmenter l'efficacité de l'onduleur multiniveaux .

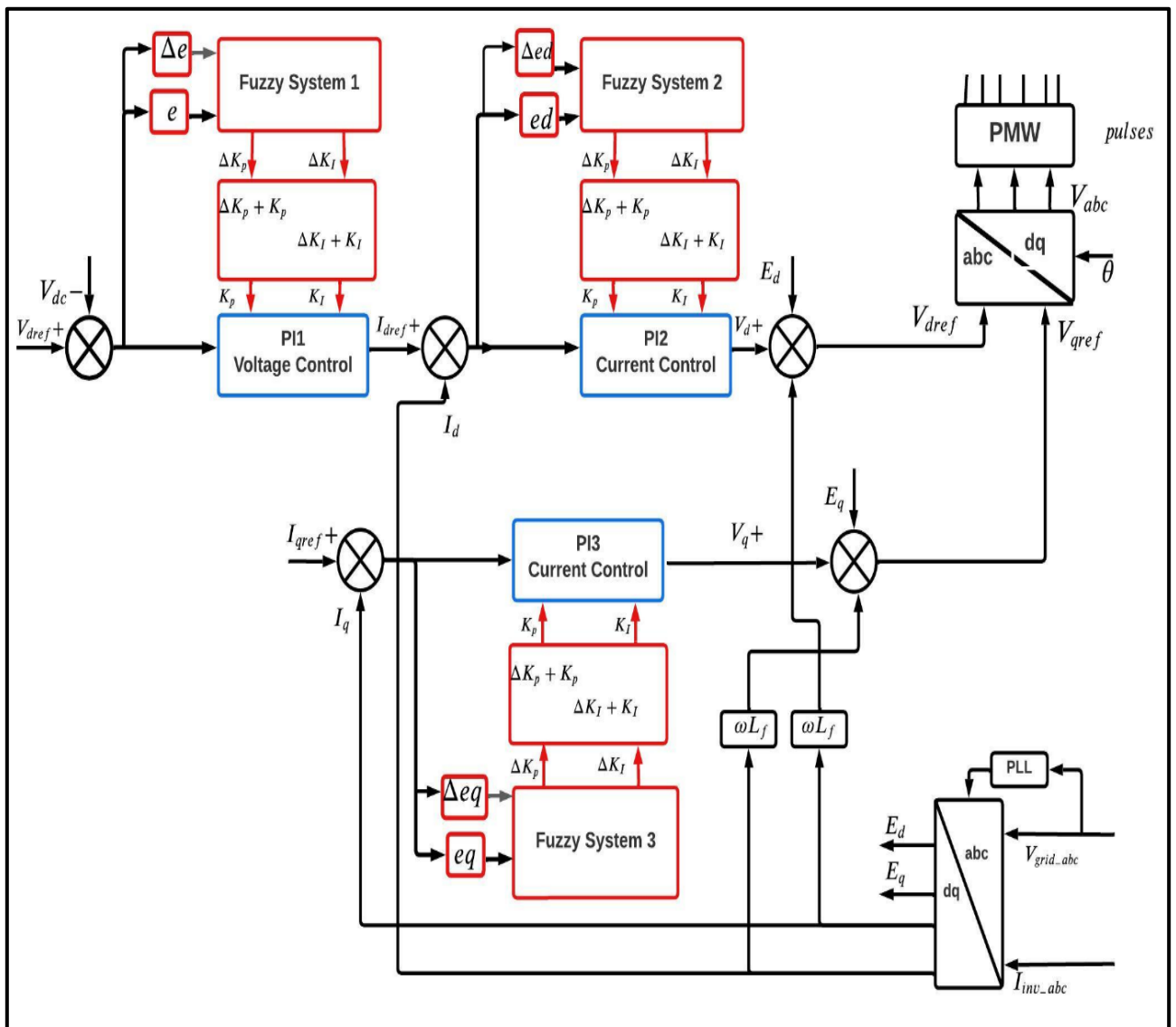


Figure (IV.41). Schéma fonctionnel du PI flou

IV.4.2. Régulateur PI d'ordre fractionnaire avec système de logique floue

Les avantages du contrôleur PI d'ordre fractionnaire flou ont été donnés dans le chapitre précédent. Dans ce travail, nous avons essayé de faire l'ajustement des trois paramètres de l'ordre fractionnaire PI (k_p, k_I, λ) qui changent au cours de l'évolution du système.

Le contrôleur flou d'ordre fractionnel PI (FFOPI) est un mélange de base de règles floues et de contrôle FOPI. La Figure.43. Montre le schéma de structure du contrôleur FFOPI. Dans cette structure de contrôle, les trois contrôleurs flous reçoivent une seule valeur de l'erreur et les entrées de variation d'erreur sont e et Δe ($e=V_{dc}-V_{ref}$) pour la boucle de tension, e_d , Δe_d ($e_d=I_d-I_{dref}$) pour boucle de courant continu et e_q , Δe_q ($e_q=I_q-I_{qref}$) pour boucle de courant quadratique et génère 3 sorties correspondant aux paramètres de réglage $\Delta k_p, \Delta k_I, \Delta \lambda$.

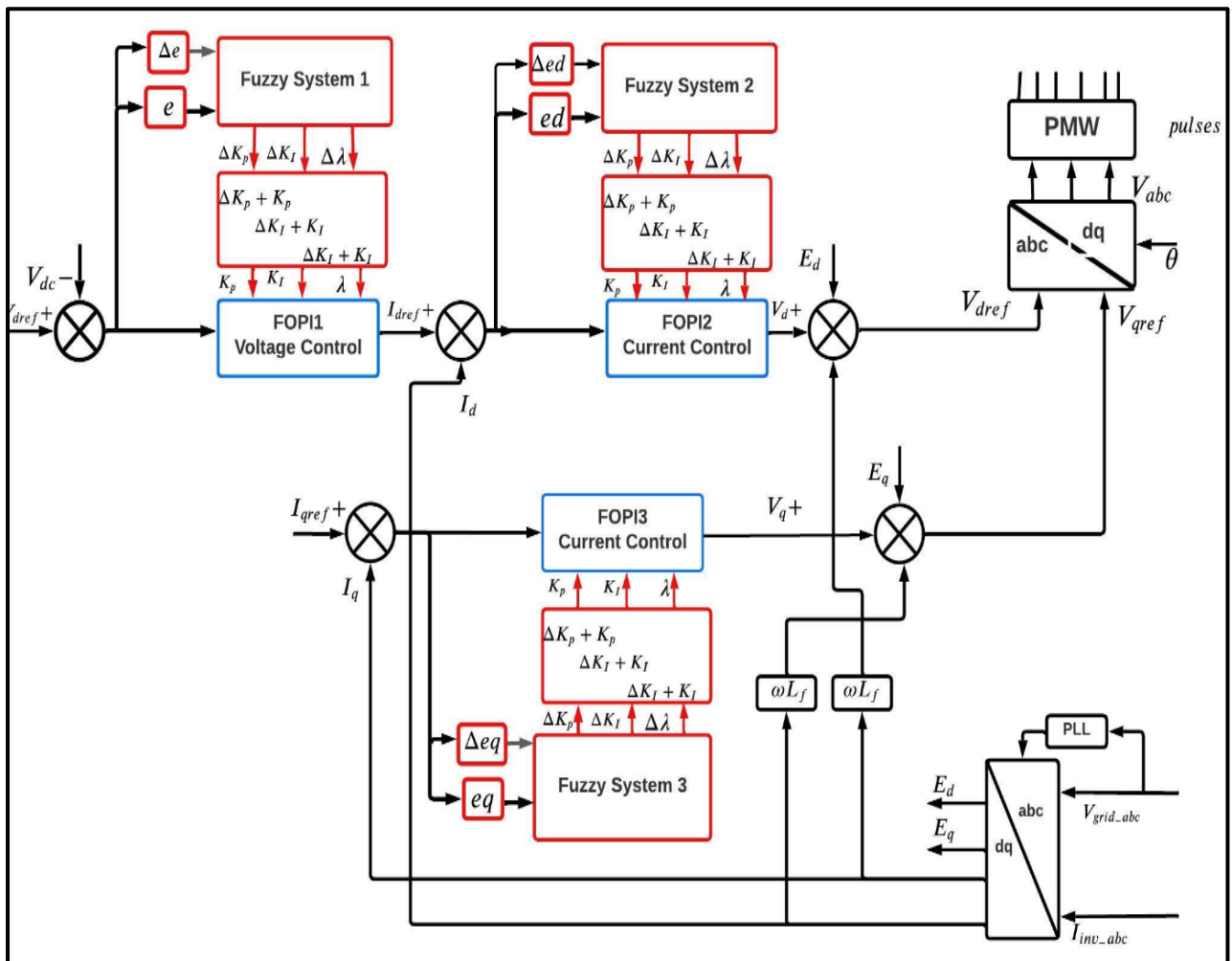


Figure (IV.42). Schéma fonctionnel de régulateur d'ordre fractionnaire flou PI(FFOPI)

Le réglage des paramètres du régulateur FOPI se fait selon les étapes suivantes

Étape 1 : selon les caractéristiques du système Contrôlé

- Choisir les paramètres initiaux (K_p, K_i, λ) des trois régulateurs (la tension V_{dc} , le courant direct I_d et le courants quadratique I_q)
- Choisir l'univers de discours des variables d'entrée ($e, \Delta e$) et des variables de sortie ($\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta \lambda$) pour le contrôleur flou
- Établir les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et des variables de sortie.
- Établir la base des règles floues.
- **Étape 2** : Calculez les degrés d'appartenance des entrées $e, \Delta e$ à partir des fonctions d'appartenance présentées à la Figure 43.
- **Étape 3** : Calculez les sorties $\Delta K_p, \Delta K_i, \Delta \lambda$ à partir des 49 règles des tableaux 11, 12 et des fonctions d'appartenance des sorties présentées en Figure (IV.44).
- La combinaison des contrôleurs FLC et FOPID assure que le processus possède de bonnes caractéristiques dynamiques et statiques dans diverses situations de fonctionnement.
- Le contrôleur FFOPID détecte avec succès les modifications du point de consigne. Il modifie les paramètres du contrôleur (k_p, k_i, λ) de manière appropriée, permettant à la sortie du système d'atteindre à nouveau la valeur de référence plus rapidement que les contrôleurs conventionnels.

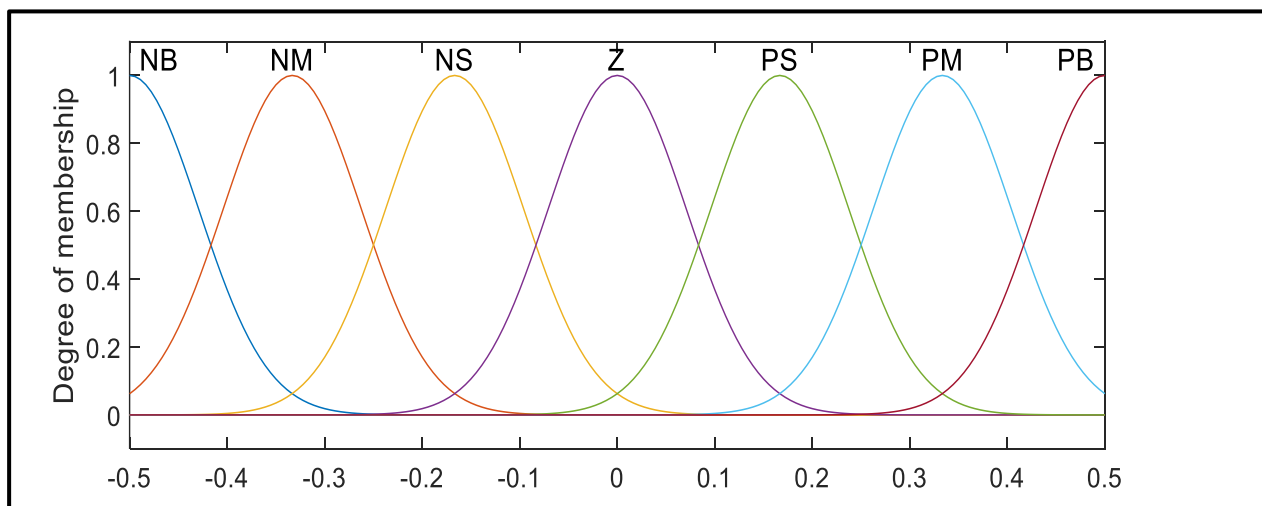


Figure. (IV.43). Fonctions d'appartenance de la variable d'entrée $e, \Delta e$

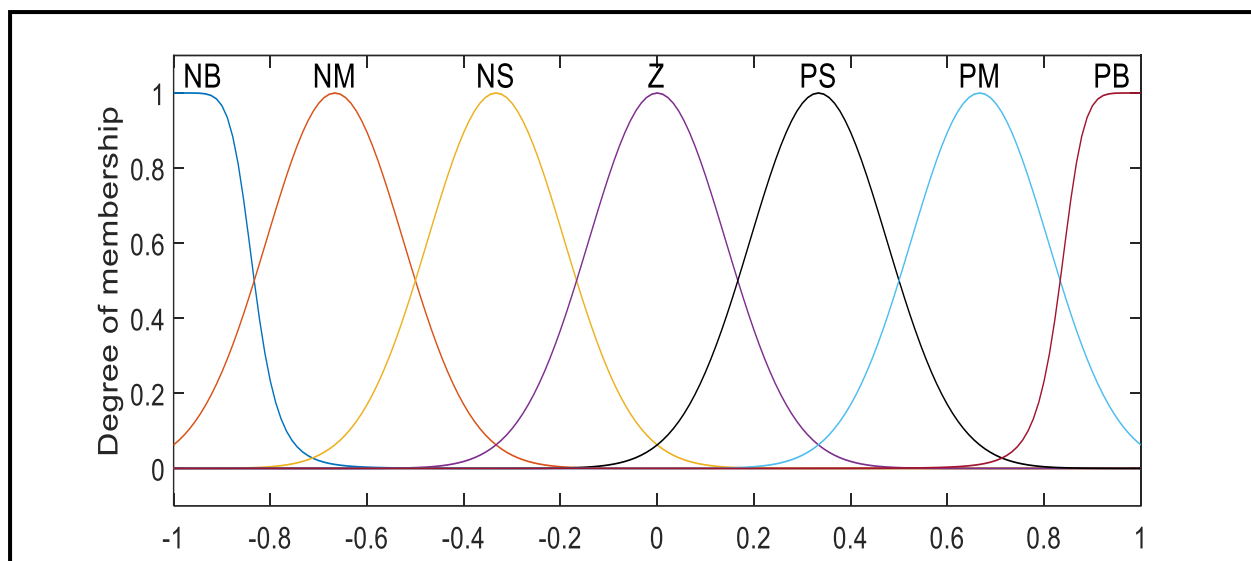

 Figure (IV.44). Fonctions d'appartenance de variable de sortie Δk_p , Δk_I , $\Delta \lambda$

 Tableau IV.10 les règles floues pour Δk_p

$e/\Delta e$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NM	NM	Z	Z
NM	NB	NB	NM	NS	NS	Z	PS
NS	NM	NM	NM	NS	Z	PS	PS
Z	NM	NM	NS	Z	PS	PM	PM
PS	NS	NS	Z	PS	PS	PM	PM
PM	NS	Z	PS	PM	PM	PM	PB
PB	Z	Z	PM	PM	PM	PB	PB

 Tableau IV.11 les règles floues pour Δk_I , λ

$e/\Delta e$	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PS	PS	Z	Z
NM	PB	PB	PM	PS	PS	Z	Z
NS	PB	PM	PS	Z	Z	NS	NS
Z	PM	PM	PS	NS	NS	NM	NM
PS	PM	PS	Z	NS	NS	NM	NB
PM	Z	Z	NS	NM	NM	NB	NB
PB	Z	Z	NS	NM	NM	NB	NB

Parce que chaque entrée a 7 ensembles flous (NB, NM, NSZ, PS, PM, PB) deux erreurs d'entrée, $\Delta error$, possèdent 49 règles.

Après avoir simulé le système de contrôle dans lequel FPI est utilisé, nous obtenons les résultats suivants.

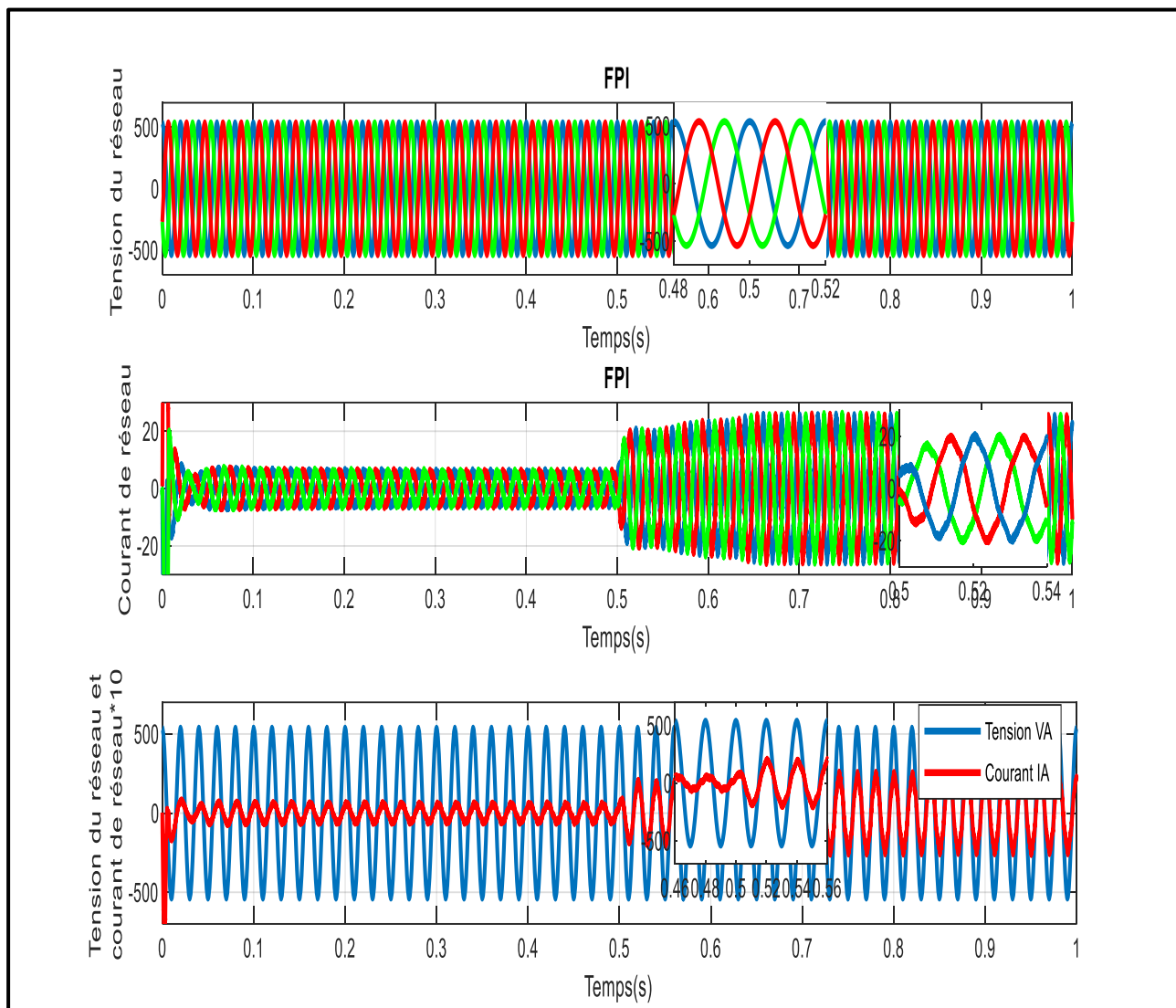


Figure. (IV.45). Tension triphasée, Courant triphasé, Tension et courant monophasés de FPI

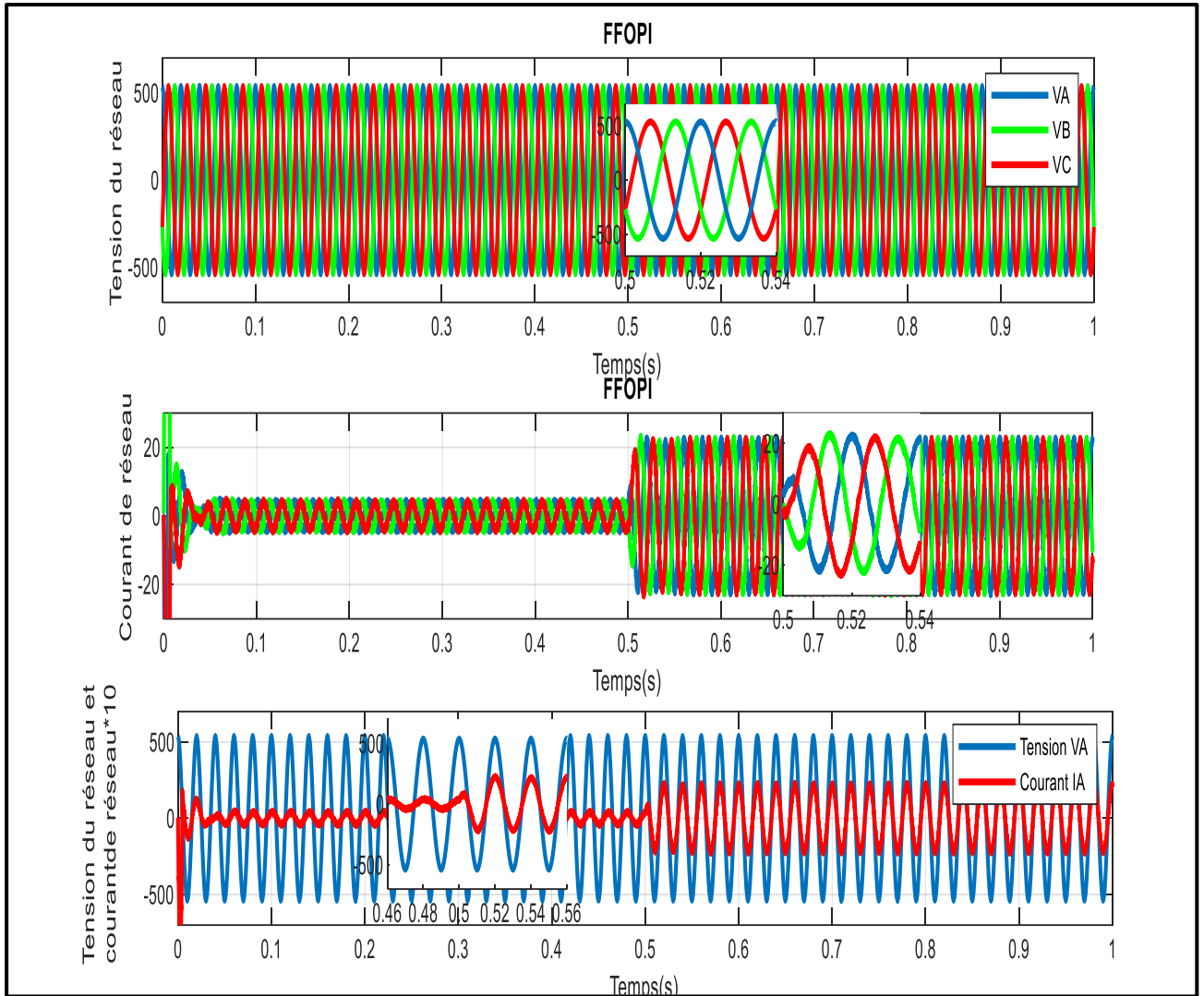


Figure. (IV.46). Tension triphasée, Courant triphasé, Tension et courant monophasés de FFOPI

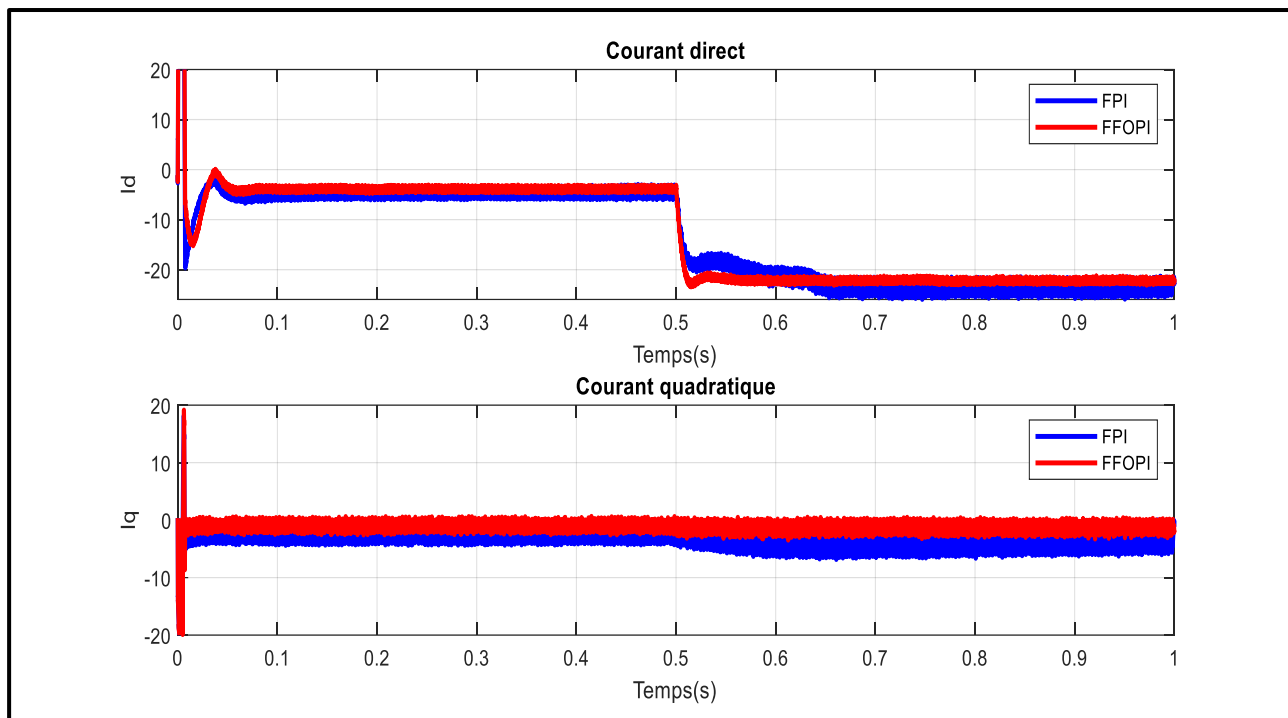


Figure. (IV.47). Courant direct et en quadrature.

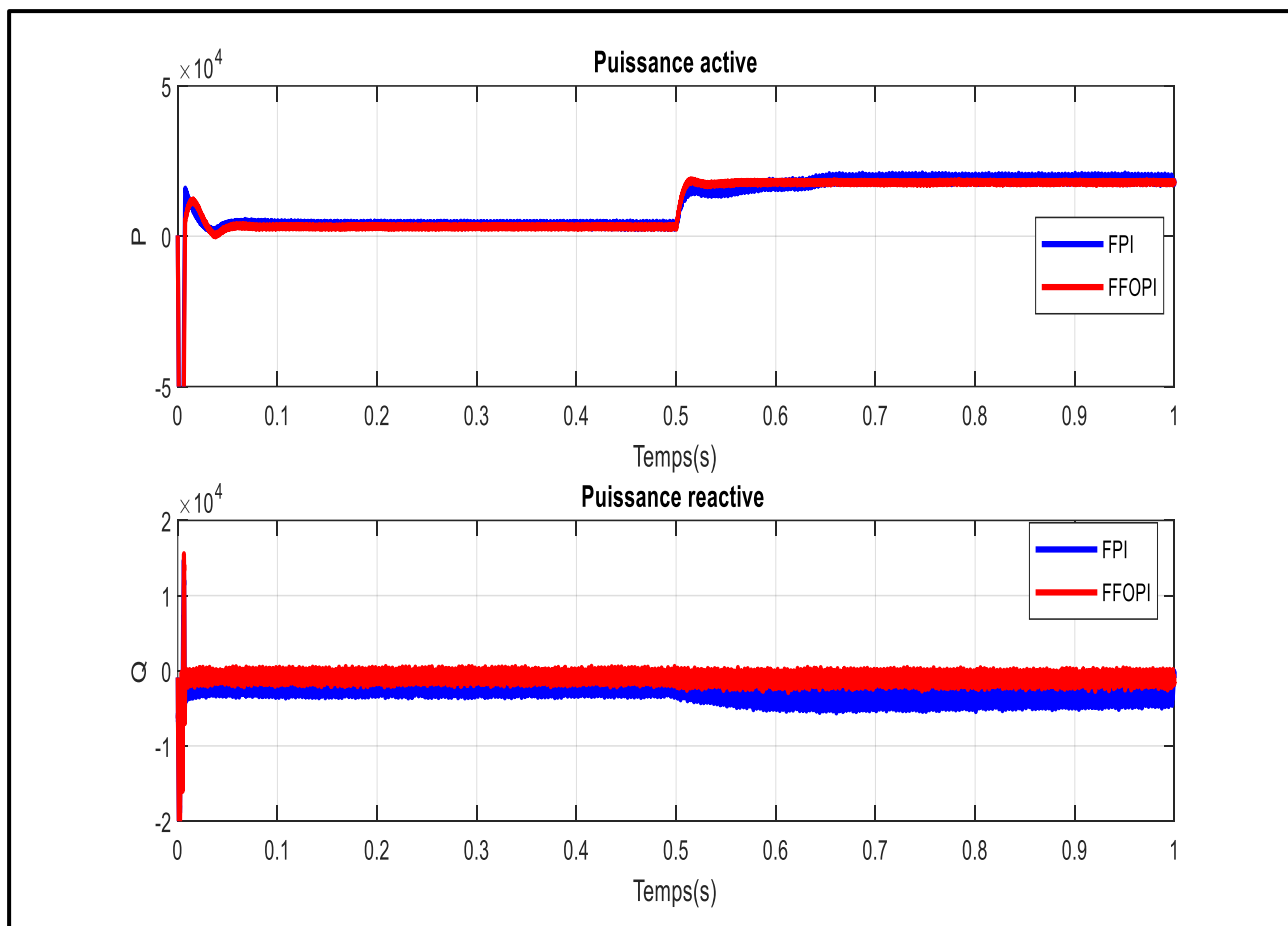
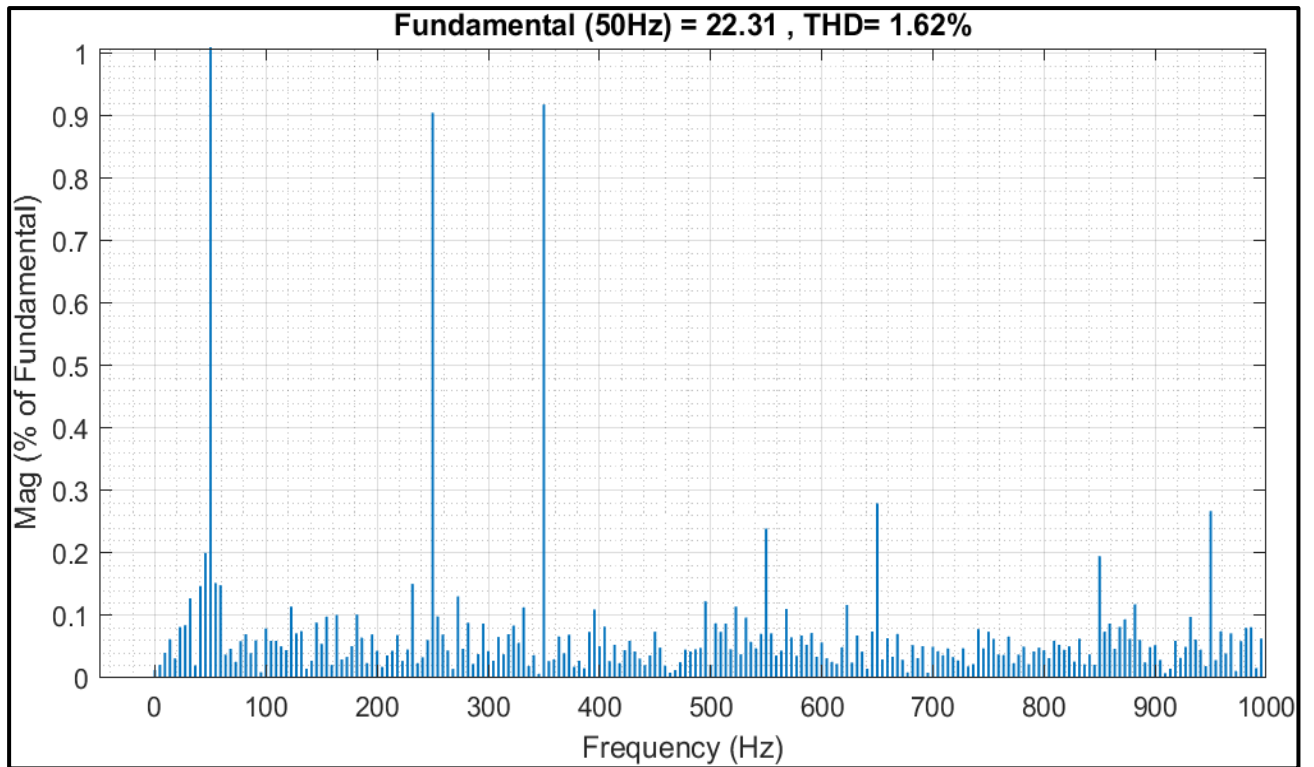
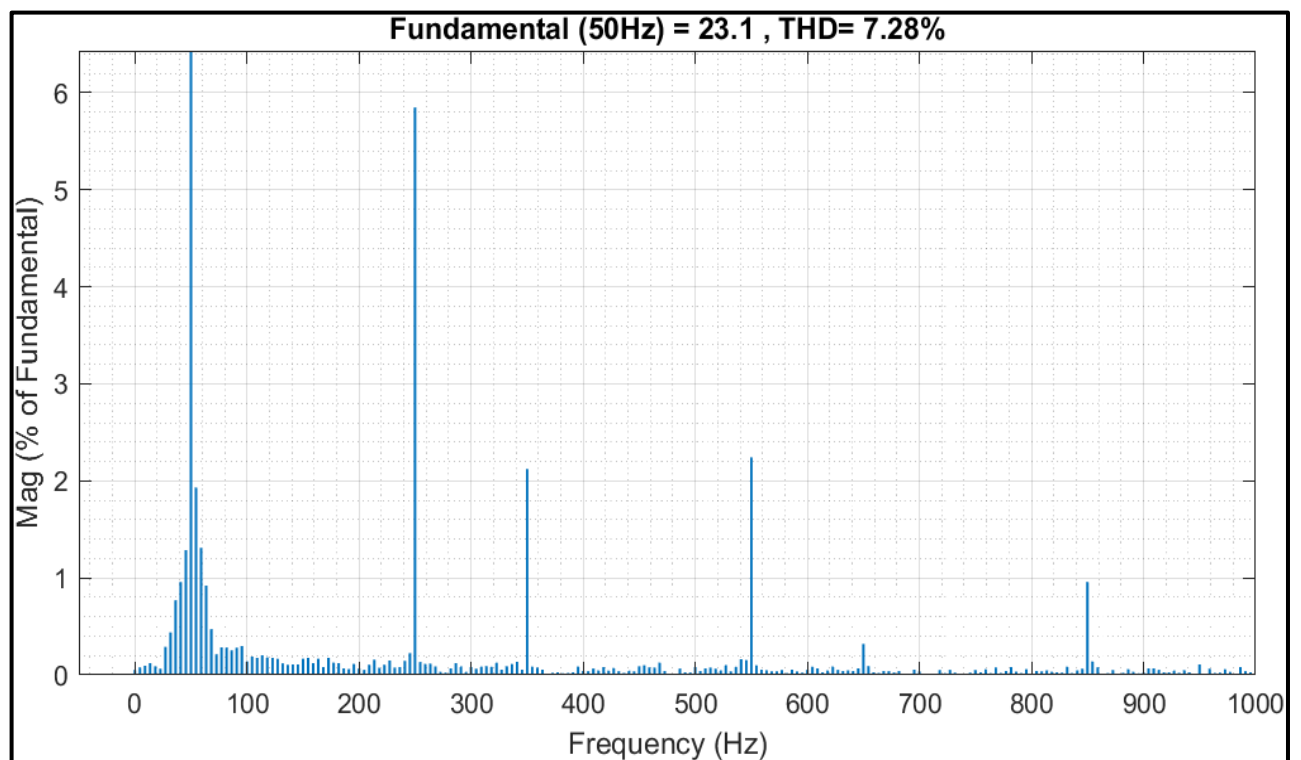


Figure. (IV.48). Comportement dynamique des puissances actives et réactives du réseau.



(a1)



(a2)

Figure (IV.49). Analyse THD du courant injectée au réseau (a1) avec FFOPI (a2) avec (FPI)

Tableau IV 12. Comparaison de différents contrôleur.

	FPI	FFOPI
THD%	%7.28	1.62%
MAE	0 .097041	0 .033172
RMSE	0.368800	0.14289

Nous nous concentrons sur l'instant de 0,5 s lorsque l'éclairement est passé de 200 à 1000 W/m² pour démontrer l'effet de la variation d'éclairement sur le courant et la tension. Les figure 45 et 46 montrent que seul le courant est affecté par la variation, mais la tension reste constante. Ceci est similaire pour les deux contrôleurs (FPI, FFOPI).

Le courant direct (I_d), quadratique (I_q) des contrôleurs FFOPI et FPI sont illustrés à la Figure (IV.47). Par conséquent, en termes de performances dynamiques et d'efficacité, le FFOPI est supérieur au FPI. La Figure (IV.48) illustre les réponses dynamiques du puissances active et réactive injectées sur le réseau. Les résultats de simulation démontrent que FFOPI est meilleur que FPI.

Les Figures 49 (a1) et 49(a2) montrent la distorsion harmonique totale (THD) à la suite d'une analyse spectrale du courant obtenue à l'aide d'un algorithme de transformée de Fourier rapide FFT pour démontrer comment le contrôleur affecte la qualité de l'alimentation. Il convient de noter qu'alors qu'un THD de 1,62 % a été produit avec le contrôleur FFOPI, un THD de 7.28 % a été obtenu avec le contrôleur Fuzzy PI (FPI), démontrant l'efficacité du contrôleur FFOPI par rapport au FPI.

FFOPI et FPI ont été comparés dans cette étude. L'erreur absolue moyenne MAE, l'erreur quadratique moyenne RMSE et la distorsion harmonique totale du courant alternatif injecté sont toutes fournies dans le tableau 12.

Le tableau 12 montre que FFOPI fournit une erreur inférieure en termes de MAE = 0,033172 et RMSE = 0,14289 par rapport à FPI.

VI. 5 Conclusion

La recherche actuelle a développé un système photovoltaïque connecté au réseau triphasé à travers un onduleur NPC à 5 niveaux. Une telle topologie est principalement utilisée pour répondre aux besoins de connexion et de transmission de puissance élevée entre la source d'alimentation du système PV et le réseau principal.

Ce travail se focalise sur l'amélioration du comportement dynamique du système PV connecté au réseau. L'objectif essentiel est l'amélioration du courant injecté dans le réseau en le rendant plus sinusoïdal et en ayant un système PV plus robuste en améliorant les performances du système de contrôle DC/AC qui comprend une boucle de contrôle de tension et deux contrôles de courant quadratique et direct. Chacune de ces deux boucles est pilotée par un contrôleur PI d'ordre fractionnaire (FOPI).

Les paramètres des trois contrôleurs (K_p , K_i , λ) sont ajustés par l'utilisation d'approches méta-heuristiques proposées : PSO, ABC, GWO. Afin d'améliorer la réponse dynamique du système PV connecté au réseau. Ainsi, une étude comparative est présentée entre les trois approches (PSO, ABC, GWO). Les résultats de la simulation montrent que le GWO fournit la meilleure valeur de distorsion harmonique totale THD. Par conséquent, le GWO est meilleur que le PSO, ABC en termes d'efficacité, de réponse dynamique, de stabilité et de robustesse.

De plus, nous avons utilisé un système de logique floue pour ajuster les paramètres des trois contrôleurs en fonction des erreurs (e , e_d , e_q) afin d'améliorer la réponse dynamique du système photovoltaïque connecté au réseau et solliciter la moindre distorsion harmonique totale THD.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons étudié un convertisseur multi-niveaux dans le système photovoltaïque connecté au réseau de distribution, Comme nous avons utilisé un onduleur à 5 niveau de la structure NPC, Une telle topologie est principalement utilisée pour répondre aux besoins de connexion et de transmission de puissance élevée entre la source d'alimentation du système PV et le réseau principal.

Dans le premier chapitre, nous avons examiné état de l'art des convertisseurs multiniveaux associé aux sources photovoltaïque, et ensuite une étude comparative approfondie des topologies d'onduleurs multiniveaux.

Dans le chapitre deux, nous avons examiné les différents convertisseurs statiques DC/DC, Nous étudions également l'installation photovoltaïque et le module de contrôle MPPT.

Dans Le troisième chapitre. Une description sur Les paradigmes de soft computing et le contrôleur PID fractionnel, Système de la logique floue, Réseaux de Neurones Artificiels (RNA), Approches méta-heuristiques

Le quatrième chapitre est consacré à la modélisation et au contrôle du système photovoltaïque connecté au réseau électrique et suit la simulation du système photovoltaïque connecté au réseau via un convertisseur multiniveau, où nous avons divisé ce chapitre en trois sections. Chaque section contient les résultats de la simulation du système et de la technologie de contrôle

Enfin, nous concluons ce qui suit :

Par rapport aux topologies d'onduleurs traditionnelles utilisées dans de telles applications, cette topologie a démontré de manière impressionnante son efficacité et son adaptabilité et offre diverses avantages, notamment une réduction des harmoniques de la tension de sortie.

Après une étude comparative est présentée entre les trois approches (PSO, ABC, GWO) afin d'obtenir les valeurs optimales des paramètres (K_p, K_I, λ) Les résultats de la simulation montrent que le GWO fournit la meilleure valeur de distorsion harmonique totale THD . Par conséquent, le GWO est meilleur que le PSO, ABC en termes d'efficacité, de réponse dynamique, de stabilité et de robustesse. Ainsi que, après une étude comparative est présentée entre FFOPI et FPI afin d'obtenir les erreurs les plus faibles (MAE, RMSE) et la distorsion harmonique totale THD.

De plus, après avoir présenté une étude comparative entre FFOPI et FPI, nous constatons que les erreurs dans FFOPI sont moindres (MAE, RMSE) et la distorsion harmonique totale THD.

Conclusion générale

En perspective : nous avons la possibilité d'amélioration dans différents blocs :

- Convertisseur fixe DC/DC : - Possibilité d'utiliser un convertisseur cuk

- Utilisation de méta-heuristiques

- Convertisseur DC/AC : nouvelle topologie

Utilisation de techniques MLI avancées

Simulation - simulant les conditions de fonctionnement "réelles"

(déséquilibre, fluctuation de fréquence, etc.)