

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



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع : 2016./

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat LMD
Spécialité : Génie Electrique
Option
Estimation et contrôle des systèmes

**Commande Par Les Techniques Intelligentes D'un Système
Photovoltaïque Connecté Au Réseau**

Présentée par :

MENADI Abdelkrim

Soutenue publiquement le .../.../2016.

Devant le jury composé de :

Mr ZOUZOU Salah Eddine	Professeur	Université de Biskra	Président
Mr BETKA Achour	Professeur	Université de Biskra	Rapporteur
Mr AZOUI Boubaker	Professeur	Université de Batna	Examineur
Mr RABHI Boualaga	Maitre de Conférences A	Université de Biskra	Examineur
Mr CHAOUI Abdelmadjid	Maitre de Conférences A	Université de Sétif 1	Examineur
Mme ABDEDAIM Sabrina	Maitre de Conférences B	Université de Biskra	Invitée

Résumé

Le présent travail de thèse décrit comment une opération optimale d'un système photovoltaïque connecté au réseau peut être atteinte. Le système PV à deux étages de conversion permet via l'élaboration d'un ensemble algorithmes de commande de concrétiser les objectifs suivants :

- 1- L'extraction de la puissance maximale du champ solaire
- 2- Un écoulement souple et fiable de cette énergie au réseau de distribution.

En fait, le premier but est atteint par l'application de quelques techniques intelligentes (par mode glissant et par logique floue) pour le pilotage du convertisseur boost coté source ; quant au second objectif, différentes techniques (par PI, et commande robuste) ont été appliqués pour le pilotage de l'onduleur de tension coté réseau. Les résultats de simulation obtenues sous l'environnement MATLAB- Simulink sont validées expérimentalement sur un système PV à petite échelle au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB), où l'implémentation des lois de commande a été réalisée avec une carte d'acquisition et de contrôle dSPACE1104.

Mots-clés :

Générateur photovoltaïque, convertisseur DC-DC, MPPT, mode glissant, contrôleur FLC, bus continu, réseau électrique, facteur de puissance unitaire.

Abstract

The work presented in this thesis describes how an optimal operation of a small scale grid connected photovoltaic system can be achieved. In fact, the two stages PV system permits through the elaboration of the various control techniques to fulfill two main goals:

- 1- A permanent extraction of the maximum PV power regardless atmospheric conditions variations.
- 2- A flexible power flow of the extracted power to the grid under a unity power factor.

The main objective is achieved via the application of some intelligent MPPT algorithms, such as sliding mode and fuzzy logic to tune the PV side converter, while the second goal is realized through the application of different control routines (PI and Lyapounov based control) to switch the grid side voltage source inverter.

The results obtained numerically in MATLAB-Simulink package were validated successfully via a test bench, built in the Electrical Engineering Laboratory of Biskra (LGEB), where the implementation of the proposed control strategies were carried out on the acquisition and control card dSPACE1104.

Key-words:

Photovoltaic generator, DC-DC converter, MPPT, sliding mode controller, FLC, DC-link, grid, unity power factor.

ملخص

يتمثل هذا العمل باختصار في نقل الطاقة الشمسية لشبكة التوزيع الكهربائية، لذلك سوف نستخدم نظام الفوتو ضوئي لتحويل الطاقة المكون من طابقين والمتصل بشبكة التوزيع الكهربائية. ويتكون هذا النظام من مولد فوتو ضوئي ذو طاقة 350 واط، محول جهد منخفض مستمر- مستمر وكذلك عاكس التيار الكهربائي متصلا بالشبكة ثلاثية الطور. من أجل استخراج طاقة المولد الفوتو ضوئي الكاملة قمنا بتطبيق مجموعة من الخوارزميات ذات الذكاء الاصطناعي لتتبع نقاط الطاقة القصوى (MPPT)، على محول الجهد المنخفض مستمر-مستمر على أساس فكرة الوضع عبر الانزلاق والتحكم بالمنطق الضبابي. لتحقيق استقرار التيار الكهربائي الناتج عن عاكس التيار الكهربائي DC-AC، لتنظيم والتحكم في توتر الكمون bus continu قمنا باستخدام نظام تحكم من نوع PI ونظامين اخرين يتمتعان بالسيطرة القوية؛ في حين أن السيطرة في تيار العاكس الكهربائي بواسطة hystérésis تسمح بانتقال الطاقة الإجمالية المستخرجة من المولد الفوتو ضوئي إلى الشبكة الكهربائية مع تحقيق معامل القدرة الاحادي.

للتحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها عدديا في Simulink-MATLAB قمنا بانجاز طاولة مخبرية في مختبر الهندسة الكهربائية ببسكرة (LGEB) حيث يتم التحكم فيها ببطاقة رقمية dSPACE1104.

Remerciement

Remerciement

*Je tiens premièrement à remercier avec prosternation, **Allah** le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour terminer ce travail.*

Cette thèse est le résultat de l'engagement de plusieurs personnes qui m'ont accompagné dans ce passionnant parcours. Je voudrais profiter de leur exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance.

*Je tiens tout d'abord à remercier sincèrement mon Directeur de thèse, le Professeur **Achour BETKA**, le Docteur **Sabrina ABDEDDAIM** et le responsable de la formation le Professeur **Mohamed BOUMEHREZ** pour avoir dirigé mes travaux de recherche ainsi que pour leurs disponibilités, leur patience et leurs précieux conseils.*

*J'adresse mes sincères remerciements au Professeur **Salah Eddine ZOUZOU** pour avoir accepté d'être le président de mon jury.*

*Je tiens également à remercier vivement les membres de jury à savoir : les professeurs **Boubaker AZOUI**, **Abdelmadjid CHAOUI**, et **Boualaga RABHI** pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse.*

*Je tiens à remercier le directeur du Laboratoire d'accueil **LGEB**, le Professeur **Salah Eddine ZOUZOU**, pour m'avoir mis toutes les dispositions possibles pour effectuer l'expérimentation avec succès.*

*Ma gratitude s'exprime pour Monsieur **Abdelmalek TALEB-AHMED**, Professeur à l'université de valenciennes-France pour ses directives scientifiques ainsi que ses qualités humaines. Je le remercie de m'avoir accueilli au sein du laboratoire LAMIH.*

*J'aimerais ici remercier aussi mes collègues et les membres du laboratoire LGEB et LMSE de Biskra, spécialement **Ramzi, Okba, Azeddine, Salah, Sabir**, et mes collègues de promotion ainsi que les ingénieurs et techniciens des laboratoires pédagogiques du département de Génie électrique.*

Enfin, je me permets d'adresser ce remerciement à ma très chère famille, à qui je dédie ce travail. Merci à mes parents qui m'ont toujours soutenu et m'ont accompagné, tout au long de ce chemin, Je tiens également à remercier tous mes frères et sœurs et mes amis pour leur encouragement.



Abdelkrim MENADI

A handwritten signature in blue ink, appearing to be "Abdelkrim MENADI".

Nomenclature

I_{PV} : Courant du générateur photovoltaïque (A)

V_{PV} : Tension du générateur photovoltaïque (V)

P_{PV} : Puissance du générateur photovoltaïque (W)

I_{cc} : Courant de court-circuit du générateur photovoltaïque (A)

R_s : Résistance série générateur photovoltaïque (Ω)

I_o : Courant de saturation inverse (A)

V_{th} : Tension thermique (V)

I_{op} : Courant optimal du générateur photovoltaïque (A)

V_{op} : Tension optimal du générateur photovoltaïque (V)

V_{oc} : Tension du circuit ouvert du générateur photovoltaïque (V)

T, T_{ref} : Température de la cellule ($^{\circ}C$)

E, E_{ref} : Eclairement solaire (W/m^2)

γ : Coefficient de température du photo-courant ($mA/^{\circ}C$)

β : Coefficient de température de la tension du circuit ouvert ($mV/^{\circ}C$)

C : Condensateur du bus continu

D : Diode du hacheur parallèle

L : Inductance de l'entrée du hacheur parallèle

S : Interrupteur de l'hacheur parallèle

i_c : Courant de la capacité du bus continu (A)

i_L : Courant de l'inductance à l'entrée du hacheur parallèle (A)

V_{DC}, V_{DC-ref} : La tension du bus continu et sa référence (V)

I_{PVs} : Courant à la sortie du hacheur parallèle (A)

I_{ond} : Courant de l'entrée de l'onduleur (A)

I_a, I_b, I_c : Courants de la sortie de l'onduleur (A)

F_1, F_2, F_3 : Etats de commutation des interrupteurs de l'onduleur

R_r, L_r : Résistance et Inductance du réseau

V_a, V_b, V_c : Tensions du sortie de l'onduleur (V)

E_1, E_2, E_3 : Tensions du réseau électrique (V)

V_d, V_q : Transformation d-q des tensions du sortie de l'onduleur (V)

i_d, i_q : Transformation d-q du courants de la sortie de l'onduleur (A)

E_d, E_q : Transformation d-q de la tension du réseau électrique

θ : Angle électrique du réseau (rad)

r_L : Résistance interne de l'inductance L

R_{ch} : L'impédance d'entrée du côté du deuxième étage de conversion

f : Fréquence de commutation

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} : Tensions modulées de sortie de l'onduleur photovoltaïque (V)

σ : Surface de glissement de l'MPPT par le mode glissant

α : Le rapport cyclique du hacheur parallèle

P_{min} : Puissance minimale du GPV (W)

K_{11}, K_{12}, K_{13} : Gains d'adaptation flous des entrées et de sortie du MPPT floue

K_{21}, K_{22}, K_{23} : Gains d'adaptation des entrées et de sortie de la régulation du bus continu par logique floue

P_C : Puissance de la capacité (W)

P_{res} : Puissance du réseau (W)

τ : Constant du temps du bus continu (s)

I_a^*, I_b^*, I_c^* : Courants instantanés de référence de la sortie de l'onduleur (A)

I_{max} : Valeur maximale du courant de référence de la sortie de l'onduleur (A)

θ_{est} : L'angle estimé du réseau électrique (rad)

f_{max} : Fréquence maximale de commutation(Hz)

ρ : Surface de glissement pour l'émulateur du GPV

D_1 : Diode de l'hacheur série

L_1 : Inductance de l'entrée du hacheur série de l'émulateur du générateur photovoltaïque (H)

C_1 : Condensateur de l'émulateur du générateur photovoltaïque (F)

S_1 : Interrupteur du hacheur série de l'émulateur du générateur photovoltaïque

P_{op-th} : Puissance optimal théorique du générateur photovoltaïque (W)

GPV : Générateur photovoltaïque

FLC :Contrôleur flou.

MPP : Point de puissance maximale.

TABLES DES MATIERES

Liste des figures

Introduction générale

CHAPITRE 01 : ÉTAT DE L'ART SUR LES CHAINES DE CONVERSION PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTEES AU RESEAU

<i>1.1 Introduction :</i>	<u>22</u>
<i>1.2 Différentes configurations des systèmes PV connectés au réseau :</i>	<u>22</u>
1.2.1 Onduleur central :	<u>22</u>
1.2.2 Onduleur string :	<u>23</u>
1.2.3 Onduleur modulaire :	<u>25</u>
1.2.4 Hacheur rangé :	<u>25</u>
1.2.5 Hacheur modulaire parallèle :	<u>26</u>
1.2.6 Hacheur modulaire série :	<u>27</u>
1.2.7 Les convertisseurs photovoltaïques :	<u>28</u>
1.2.7.1 Les structures isolées :	<u>28</u>
1.2.7.2 Les structures non isolées :	<u>29</u>
<i>1.3 Etat de l'art sur les systèmes photovoltaïques connectés au réseau :</i>	<u>30</u>
<i>1.4 Conclusion :</i>	<u>32</u>

CHAPITRE 02 : MODELISATION DU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTE AU RESEAU

<i>2.1 Introduction :</i>	<u>34</u>
<i>2.2 Modélisation du système :</i>	<u>34</u>
2.2.1 Modèle du générateur photovoltaïque :	<u>34</u>
2.2.1.1 Caractéristique I-V :	<u>36</u>
2.2.1.2 Influence de l'éclairement et la température :	<u>37</u>
2.2.2 Modèle du bus continu :	<u>39</u>
2.2.3 Modèle du réseau :	<u>40</u>
2.2.4 Modèles des convertisseurs statiques :	<u>40</u>
2.2.4.1 Modèle moyen de l'hacheur survolteur :	<u>40</u>
2.2.4.2 Modèle de l'onduleur de tension :	<u>44</u>
<i>2.3 Conclusion :</i>	<u>46</u>

CHAPITRE 03 : DESCRIPTION DES APPROCHES DE COMMANDE

3.1 Introduction :	48
3.2 Description des approches de commande :	48
3.2.1 Commande côté source photovoltaïque :	48
3.2.1.1 Algorithme MPPT par mode glissant :	49
3.2.1.2 Algorithme MPPT par la logique floue :	52
3.2.2 Contrôle du convertisseur coté réseaux :	55
3.2.2.1 Control du bus continu :	56
3.2.2.2 Contrôle rapprochée de l'onduleur coté réseau :	61
3.3 Conclusion :	64

CHAPITRE 04 : RESULTATS EXPERIMENTAUX

4.1 Introduction :	66
4.2 Description du banc d'essai :	66
4.2.1 Isolation galvanique :	68
4.2.2 Carte dspace DS1104 :	69
4.2.3 Liaison Semikron - dspace :	70
4.2.4 Les mesures des grandeurs électriques :	70
4.3 Résultats expérimentaux :	71
4.3.1 Performances côté GPV :	71
4.3.2 Courbe du rapport cyclique de l'hacheur:	74
4.3.3 Résultats avec éclairnement variable :	75
4.4 Performances expérimentales coté réseau :	78
4.4.1 Résultats de la tension du bus continu :	78
4.4.2 Résultats du courant du réseau :	79
4.5 Conclusion :	81
Conclusion générale et perspectives	83

Références bibliographiques

ANNEXE 01

ANNEXE 02

LISTE DES FIGURES

Liste des figures :

FIGURE 1.1: SYSTEME PV CONNECTE A UN RESEAU ELECTRIQUE AVEC L'ONDULEUR CENTRAL.	23
FIGURE 1.2: SYSTEME PV CONNECTE A UN RESEAU ELECTRIQUE AVEC L'ONDULEUR STRING.	24
FIGURE 1.3: SYSTEME PV CONNECTE A UN RESEAU ELECTRIQUE AVEC L'ONDULEUR MODULAIRE.....	25
FIGURE 1.4: SYSTEME PV CONNECTE A UN RESEAU ELECTRIQUE AVEC HACHEUR « RANGEE ».	26
FIGURE 1.5: TOPOLOGIE DE L'HACHEUR MODULAIRE PARALLELE.	27
FIGURE 1.6: TOPOLOGIE DE L'HACHEUR MODULAIRE SERIE.	27
FIGURE 1.7: SCHEMA BLOC DES STRUCTURES PV ISOLEES	28
FIGURE 1.8: SCHEMA BLOC DES STRUCTURES PV NON ISOLEES.....	30
FIGURE 2.1: SYNOPTIQUE DU SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE CONNECTE AU RESEAU.	34
FIGURE 2.2: SCHEMA EQUIVALENT DU GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE.....	35
FIGURE 2.3: CARACTERISTIQUES DU GPV DANS LES CONDITIONS STANDARDS.	37
FIGURE 2.4: CARACTERISTIQUE COURANT–TENSION DU GPV POUR DIFFERENTS NIVEAUX D'ECLAIREMENT ET UNE TEMPERATURE FIXE 25° C	37
FIGURE 2.5: CARACTERISTIQUE DE PUISSANCES DU GPV POUR DIFFERENTS NIVEAUX D'ECLAIREMENT ET UNE TEMPERATURE FIXE 25° C	38
FIGURE 2.6: CARACTERISTIQUE COURANT–TENSION DU GPV POUR DIFFERENTES VALEURS DE TEMPERATURE ET UN ECLAIREMENT FIXE 1000W/M ²	38
FIGURE 2.7: CARACTERISTIQUE PUISSANCES–TENSION DU GPV POUR DIFFERENTES VALEURS DE TEMPERATURE ET UN ECLAIREMENT FIXE 1000W/M ²	39
FIGURE 2.8: SCHEMA DESCRIPTIF DU CONVERTISSEUR SURVOLTEUR	41
FIGURE 2.9: CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA PREMIERE SEQUENCE DE CONDUCTION.	41
FIGURE 2.10: CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA DEUXIEME SEQUENCE DE CONDUCTION.	42
FIGURE 2.11: SCHEMA DE L'ONDULEUR DE LA TENSION	45
FIGURE 3.1: ETAGE D'ADAPTATION D'IMPEDANCE.....	48
FIGURE 3.2: PRINCIPE DE LA COMMANDE MPPT PAR MODE GLISSANT.....	50
FIGURE 3.3: STRUCTURE DU CONTROLEUR MPPT FLOU.....	52
FIGURE 3.4: FONCTIONS D'APPARTENANCE DES ENTREES ET DE SORTIE.	53

FIGURE 3.5: REGULATION COTE RESEAU.	55
FIGURE 3.6: SCHEMA BLOC DE LA REGULATION DU BUS CONTINU.	57
FIGURE 3.7: REGULATION DU BUS CONTINU PAR UN PI CLASSIQUE.	57
FIGURE 3.8: REGULATION DU BUS CONTINU PAR LE FLC.	59
FIGURE 3.9: FONCTIONS D' APPARTENANCE DES ENTREES ET DE LA SORTIE.	60
FIGURE 3.10: SCHEMA DE PRINCIPE DE LA BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE TRIPHASE.	62
FIGURE 3.11 : SYNOPTIQUE DE LA REGULATION PAR HYSTERESIS	64
FIGURE 4.1: BANC D'ESSAI EXPERIMENTAL.....	67
FIGURE 4.2: SYNOPTIQUE DU BANC EXPERIMENTAL.....	68
FIGURE 4.3: CARTE D'ISOLATION GALVANIQUE.	69
FIGURE 4.4: SCHEMA DE LA CARTE DS1104.	69
FIGURE 4.5: SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA CARTE DE BUFFERISASSIONS.....	70
FIGURE 4.6 : CAPTEURS DES MESURES.	71
FIGURE 4.7: ALLURE EXPERIMENTALE DE LA TENSION ET DU COURANT DE GPV AVEC MPPT PAR MODE GLISSANT.	72
FIGURE 4.8: RELEVES EXPERIMENTAUX DE LA TENSION ET DU COURANT DU GPV AVEC MPPT PAR FLC.	72
FIGURE 4.9: ALLURE EXPERIMENTALE DE LA SURFACE DE GLISSEMENT.	73
FIGURE 4.10: ALLURE EXPERIMENTALE DE L'ERREUR DU CONTROLEUR FLOUE.....	73
FIGURE 4.11: RAPPORT CYCLIQUE DU MPPT MODE GLISSANT.....	74
FIGURE 4.12: RAPPORT CYCLIQUE DU FLC.....	74
FIGURE 4.13: CONFIGURATION DU SYSTEME D'UN EMULATEUR PV.	77
FIGURE 4.14: ALLURE EXPERIMENTALE DE LA PUISSANCE DU GPV EN VERTU DE LA VARIATION D'ENSOLEILLEMENT (MPPT FLOU).....	77
FIGURE 4.15: ALLURE EXPERIMENTALE DE LA TENSION DU BUS CONTINU AVEC LE REGULATEUR PI.....	78
FIGURE 4.16: ALLURE EXPERIMENTALE DE LA TENSION DU BUS CONTINU AVEC LE MODE GLISSANT (TYPE LYAPOUNOV).....	79
FIGURE 4.17: RELEVÉ EXPERIMENTALE DE LA TENSION DU BUS CONTINU AVEC LE FLC.....	79
FIGURE 4.18: ALLURE EXPERIMENTALE DU COURANT DU RESEAU ET SA REFERENCE.....	80
FIGURE 4.19: RESULTATS EXPERIMENTALES DE LA TENSION ET DU COURANT DU RESEAU.....	80
FIGURE 4.20: ANALYSE SPECTRALE DU COURANT DU RESEAU.	81

INTRODUCTION

GENERALE

Introduction générale

La consommation mondiale d'énergie ne cesse de croître, posant des questions cruciales sur le problème du réchauffement de la planète dû aux gaz à effet de serre d'une part et sur l'épuisement des ressources fossiles d'autre part. Suite à cette prise de conscience, un développement économique respectueux de l'environnement s'avère absolument nécessaire. En vue de rendre l'approvisionnement en électricité plus écologique, de nouvelles sources d'énergies dites « énergies renouvelables » ont émergé. C'est un groupe important de sources qui dépendent directement du rayonnement énergétique du soleil.

Les énergies renouvelables peuvent être classées en trois grandes familles, l'énergie d'origine mécanique (la houle, l'éolien), l'énergie solaire (via des panneaux photovoltaïques), ou l'énergie sous forme de chaleur (géothermie, solaire thermique, ...etc.) en sachant que la racine de toutes ces énergies est l'énergie en provenance du soleil transformée ensuite par l'environnement terrestre.

L'énergie solaire photovoltaïque provient de la transformation directe d'une partie du rayonnement solaire en énergie électrique. Cette conversion d'énergie s'effectue par le biais d'une cellule dite photovoltaïque (PV) basée sur un phénomène physique appelé effet photovoltaïque ; qui consiste à produire une force électromotrice lorsque la surface de cette cellule est exposée à la lumière. La tension générée peut varier en fonction du matériau utilisé pour la fabrication de la cellule. L'association de plusieurs cellules PV en série/parallèle donne lieu à un générateur photovoltaïque (GPV) qui a une caractéristique courant-tension (I-V) non linéaire présentant un point de puissance maximale. Ces centrales dites : « décentralisées » ont connu une implémentation grandissante sur des réseaux basse et moyenne tension, et ce pour participer à la production d'énergie dans des nœuds présentant des creux de tension. Leur emplacement non figé présente un avantage majeur de ce type de sources.

Dans la présente thèse, une étude détaillée d'un système photovoltaïque à petite échelle, connecté au réseau basse tension est proposée. La source primaire pour cette énergie est fluctuante ; de plus, la non linéarité de sa caractéristique électrique offre des points uniques de puissance maximale au cours des variations des conditions climatiques. L'exploitation optimale de ce système est nécessaire, afin d'obtenir un bon rendement d'une part, et d'assurer un transit

d'énergie coté réseau, assurant un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, coté réseau d'autre part.

L'objectif de notre travail est l'extraction des puissances maximales fournies par le générateur photovoltaïque en utilisant des lois de commande basées sur des techniques intelligentes, ainsi que l'injection de cette puissance dans un réseau de distribution triphasé via un système de conversion à deux étages. Comme deuxième objectif, valider les lois de commande proposées expérimentalement sur un banc d'essai à puissance réduite.

Ce travail est structuré en une introduction générale, quatre chapitres principaux, et une conclusion générale.

Dans le premier chapitre, une présentation macroscopique d'un ensemble de topologies des systèmes photovoltaïques connectés au réseau a été décrite, appuyée par une lecture bibliographique sur la commande de tels systèmes.

Dans le deuxième chapitre, une modélisation mathématique des différents éléments de la chaîne de conversion photovoltaïque connectée au réseau est présentée. En début, la caractéristique (I-V) du GPV, influencée par la variation de l'éclairement et la température est déduite. Les modèles du bus continu, le réseau électrique, et les convertisseurs statiques en espace d'état sont également développés.

Le troisième chapitre sera consacré à la commande de la chaîne complète de conversion photovoltaïque ciblant les points suivants :

✚ L'optimisation de la puissance solaire extraite via deux algorithmes extrémaux de poursuite du point MPP. Le premier est celui par mode glissant, visant de contraindre le système à atteindre les points optimaux en un temps fini. La dynamique de celui-ci peut être rendue insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations externes. La loi de commande par mode glissants est de conception relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis de certaines classes de perturbations. Le deuxième technique MPPT est celle par logique floue de type Mamdani.

✚ La régulation du bus continu à l'entrée de l'onduleur par différentes techniques assurant un transit quasi-totale de la puissance extraite au réseau. Pour ce, un contrôle par un régulateur PI ; par celui déduit de la théorie de stabilité de Lyapounov, et celui par logique floue est proposé.

✚ La commande rapprochée en courant de l'onduleur de tension en utilisant un hystérésis simple. Dans ce contexte, les grandeurs mesurées correspondent à leurs références selon une bande d'hystérésis prédéfinie.

Pour valider les stratégies de commandes proposées, le dernier chapitre présente les résultats expérimentaux obtenus sur un banc d'essai, mis en œuvre au sein du laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB), associant un générateur photovoltaïque de puissance maximale de 350 W crête , un hacheur survolteur et un onduleur de tension raccordé au réseau triphasé. La chaîne complète est pilotée par une carte dSPACE (DS1104).

Enfin, une conclusion générale résumant le travail, suivie de quelques perspectives envisagées dans nos travaux futurs.

Chapitre 01

TOPOLOGIES DES CHAINES

DE CONVERSION

PHOTOVOLTAÏQUE

CONNECTEES AU RESEAU

1.1 Introduction :

Dans ce chapitre, on présente une étude bibliographique dédiée à un système de conversion photovoltaïque connecté au réseau. Dans la première partie, on expose quelques topologies de champs PV connectés au réseau de distribution, connaissant une implantation grandissante. Dans la seconde partie, on présente un état de l'art sur un ensemble de techniques pour la commande de tels systèmes.

1.2 Différentes configurations des systèmes PV connectés au réseau :

La connexion au réseau de ces sources décentralisées s'effectue via des différentes topologies. Néanmoins, toutes ces approches reposent sur un GPV raccordé au réseau par le biais d'onduleurs qui transfèrent et mettent en forme l'énergie solaire électrique. Les progrès effectués ces dernières années dans le développement des onduleurs dédiés aux photovoltaïque ont permis de faire évoluer grandement ces systèmes de gestion. Les onduleurs ne se limitent plus seulement à transformer la puissance continue (DC) générée par les panneaux solaires en puissance alternative sous forme d'une tension sinusoïdale de fréquence souhaitée (par ex. 230V/400V - 50Hz), mais ils exploitent également la puissance délivrée par le GPV en le forçant à fonctionner à son point de puissance maximum. De plus, ils assurent une surveillance fiable du réseau pour protéger ce dernier contre les pannes et interrompre l'alimentation en cas de problèmes survenant soit du réseau soit de l'installation.

1.2.1 Topologie avec onduleur central :

La topologie la plus ancienne et la plus classique est composée d'un seul onduleur réalisant l'interface entre le réseau et le champ photovoltaïque, où des chaînes de modules (ou "string") sont connectées en parallèle (figure 1.1). Ce montage est généralement utilisé pour des installations de grandes puissances (20-400 kW) [1], dans lesquelles des protections anti-retours de courant sont implantées par rangée.

L'avantage de la topologie « onduleur central » est sa simplicité de mise en œuvre : un seul onduleur connecté au champ photovoltaïque est nécessaire. De plus, l'onduleur central demande un faible coût d'investissement tout en permettant une maintenance simple. La simplicité du montage permet également un meilleur rendement de la conversion de la tension.

Par contre, ce montage présente un ensemble d'inconvénients [2] :

- ✚ Perte du point optimum (MPP) en cas d'ombrage de quelques modules PV (un seul MPPT pour un ensemble de modules).
- ✚ Aucune évolutivité (topologie radiale du système).
- ✚ Aucune continuité de service en cas de panne de l'onduleur.

Malgré les nombreux défauts de cette configuration, dite « à un seul étage de conversion », elle reste très employée dans les centrales PV de fortes puissances.

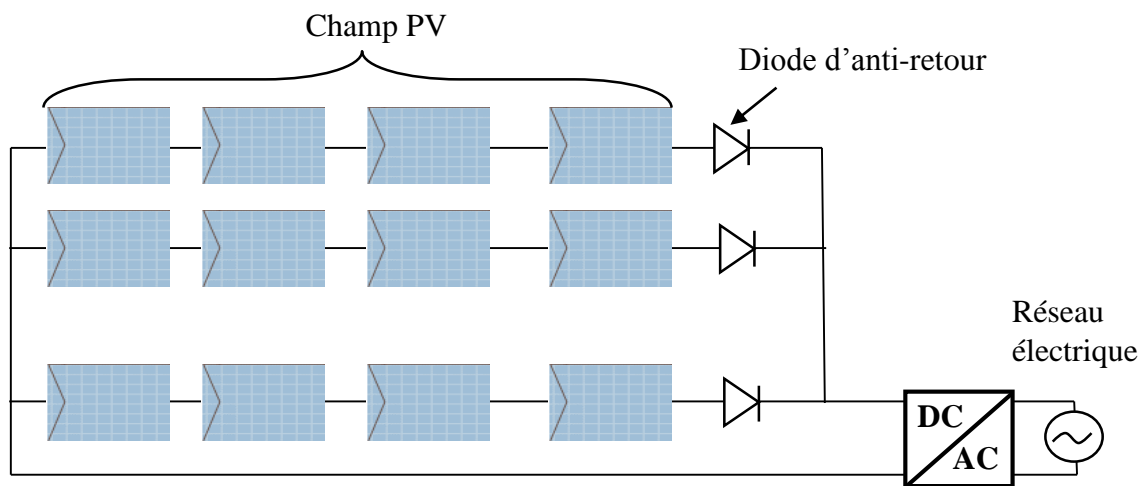


Figure 1.1: Système PV connecté à un réseau électrique avec l'onduleur central.

1.2.2 Topologie avec onduleur string :

Une autre topologie employée actuellement est celle de l'onduleur rangée, qui consiste à implanter un onduleur au bout de chaque chaîne. Les onduleurs sont ensuite connectés en parallèle au réseau électrique comme, présentés sur la figure 1.2. Cette configuration nécessite une coordination entre les onduleurs (du type maître - esclaves) pour proscrire le fonctionnement en îlotage et éviter les échanges de puissance entre les onduleurs. En outre, une synchronisation avec le réseau des différentes branches est soigneusement respectée.

Cette topologie permet d'améliorer le contrôle de la puissance disponible par string grâce au MPPT de chaque onduleur. De plus, la continuité de service est accrue, car la panne d'un convertisseur n'entraîne pas l'arrêt total de l'installation. Enfin, cette architecture est évolutive puisque chaque string constitue un sous ensemble indépendant.

Une comparaison de la structure onduleur "rangée" et onduleur "central", menée par des travaux de recherches [3], a permis de montrer que ces deux assemblages sont semblables, en ce qui concerne les pertes dans l'électronique de puissance et dans les câbles. D'après l'étude menée, dans les deux cas, l'énergie perdue compte pour environ 10% de l'énergie totale produite. La structure centralisée étant légèrement moins dissipative. En revanche, dans le cas d'ombrage du système PV, l'architecture centralisée produit 12% de moins d'énergie que la structure rangée. En conclusion, l'étude montre que l'onduleur rangée a un rendement global plus performant de 1,5%.

Cependant, il subsiste des pertes par couplage série des modules au sein d'un même string. Le rendement des onduleurs reste variable en fonction de la puissance fournie par la chaîne photovoltaïque (mauvais rendement de l'onduleur à faible puissance des modules).

Une évolution dénommée « Team concept » de l'onduleur rangée est proposée dans [4]. Cette évolution consiste à introduire des sectionneurs en aval des onduleurs. Cette structure propose de modifier le nombre d'onduleurs utilisés pour effectuer la conversion en fonction de la puissance fournie par le champ PV. Ainsi, les onduleurs fonctionnent proche de leur puissance nominale, et donc proche de la zone de rendement optimum. Cette évolution permettrait de gagner au moins 4% d'énergie par an par rapport à la structure classique.

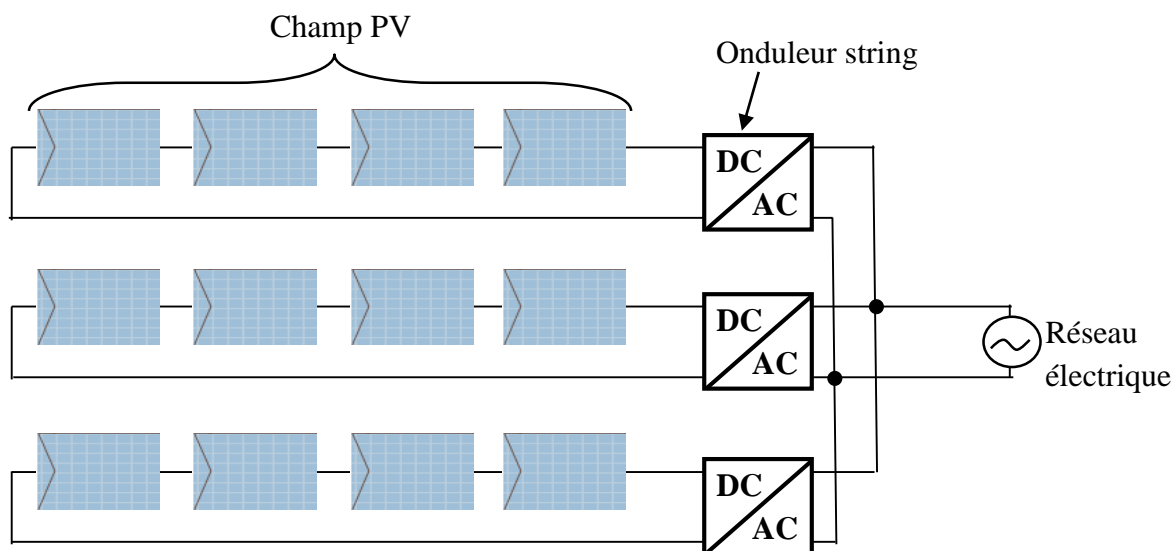


Figure 1.2 : Système PV connecté à un réseau électrique avec l'onduleur string.

1.2.3 Topologie avec un onduleur modulaire :

Dans cette configuration, chaque module dispose ici de son propre onduleur (Figure 1.3), ce qui permet d'optimiser la puissance extraite de chaque module. Le rendement des onduleurs intégrés aux panneaux reste cependant en-deçà de celui de l'onduleur string à cause de la grande différence des tensions entre les GPV et la charge. De plus, les onduleurs intégrés aux modules induisent des coûts de câblage supplémentaires du côté AC, étant donné que chaque module de l'installation doit être relié au réseau 230 V. Le nombre nettement supérieur d'onduleurs intégrés nécessaires dans cette architecture entraîne un travail de couplage nettement plus conséquent. Ce concept ne s'applique donc généralement qu'aux installations PV d'une puissance modeste.

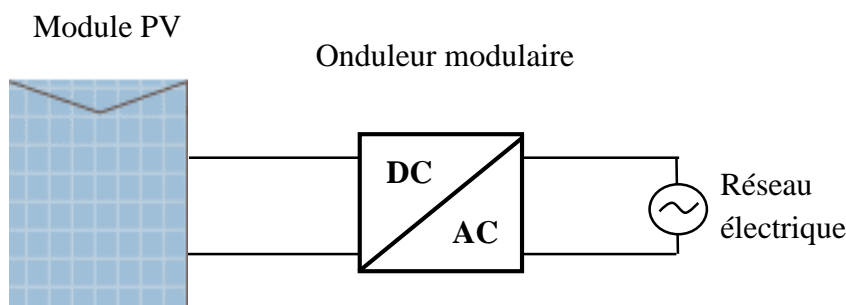


Figure 1.3 : Système PV connecté à un réseau électrique avec l'onduleur modulaire.

1.2.4 Topologie avec un hacheur rangé :

L'utilisation de plusieurs étages de conversion augmente le nombre de degrés de liberté pour le contrôle de tels systèmes, selon [5]. En fait, le hacheur « rangée », aussi appelé « convertisseur multi-string », utilise un hacheur au bout de chaque branche, et permet l'extraction de la puissance maximale, alors que l'onduleur « centrale », permet via un contrôle judicieux de garantir un écoulement de toute la puissance vers la charge, (figure 1.4).

Le bus continu a l'avantage d'intégrer facilement un élément de stockage. De plus, l'utilisation d'un seul onduleur comme interface avec le réseau permet de réduire le nombre d'interactions entre le réseau et l'installation PV. Le MPPT se fait pour chaque string, ce qui limite l'influence des modules entre eux [6].

Le montage reste évolutif, mais la continuité de service n'est pas assurée en cas de panne de l'onduleur. Par rapport à l'onduleur "rangée", les coûts seront probablement réduits car chaque hacheur n'a pas besoin d'intégrer les fonctionnalités de mesure et de surveillance de la tension

et du courant réseau, le contrôle de la partie alternative et la détection de courant continu résiduel sur le réseau [5], [7] et [8].

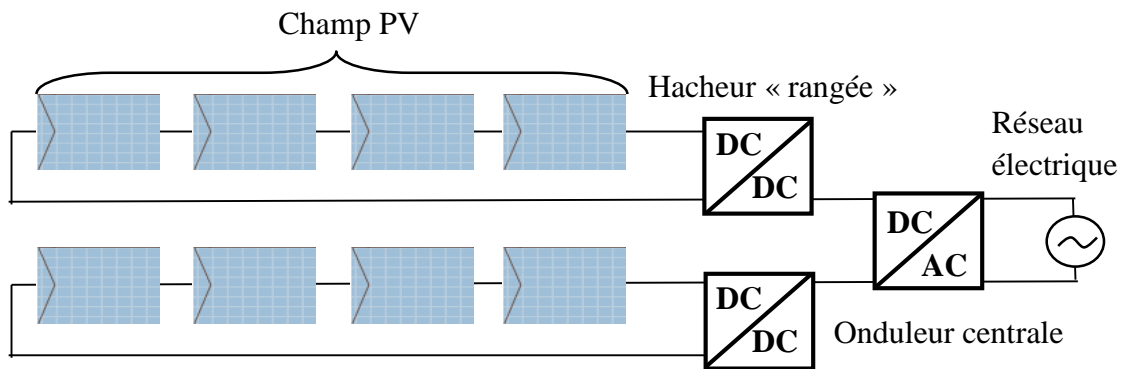


Figure 1.4 : Système PV connecté à un réseau électrique avec hacheur « rangée ».

1.2.5 Topologie avec un hacheur modulaire parallèle :

Dans cette configuration, l'hacheur n'est plus connecté à une chaîne de modules PV, mais directement à la sortie du module PV (figure 1.5). Cette évolution garde tous les avantages du hacheur « rangée », tout en augmentant le niveau de discrétisation du MPPT. Ainsi, ce n'est plus une chaîne de modules PV qui fonctionne à son MPPT, mais chaque module PV. Un gain de productivité est donc à atteindre par rapport au hacheur « rangée » [9-10]. De plus, cette discrétisation plus importante permet une surveillance plus fine et une détection des défauts plus rapide.

Le principal point dur de cette structure est le grand rapport d'élévation entre la tension de sortie du module PV et la tension nécessaire à l'injection sur le réseau de distribution. En effet, pour un hacheur non isolé, plus le rapport d'élévation est élevé, plus les pertes sont importantes, ce qui limite le rendement du hacheur et pénalise cette topologie.

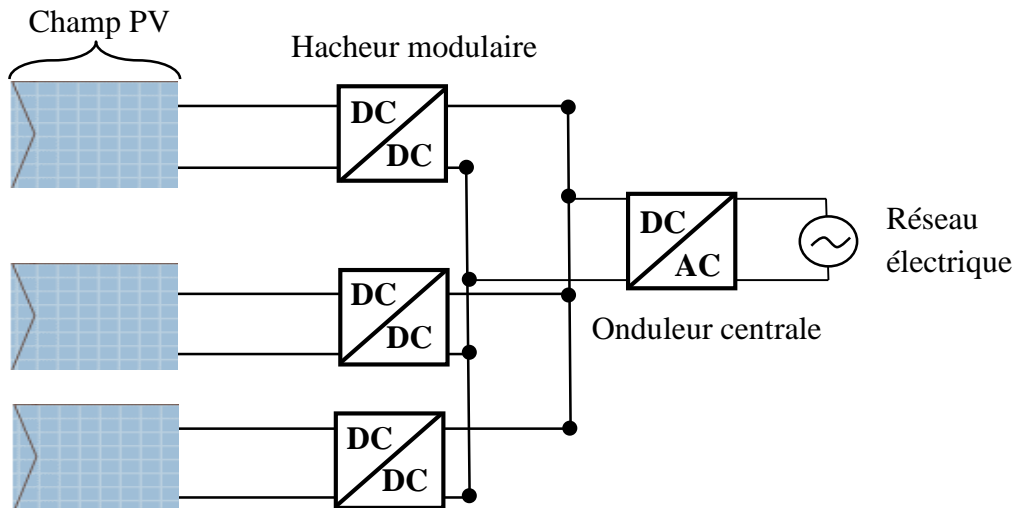


Figure 1.5: Topologie de l'hacheur modulaire parallèle.

1.2.6 Topologie avec un hacheur modulaire série :

Une amélioration de la configuration précédente consiste à connecter en série les hacheurs (figure 1.6). Cette solution permet de garder l'avantage d'une discrétisation de la gestion de puissance et d'atteindre le niveau de tension requis pour un fonctionnement correct de l'interface DC/AC. Ainsi, le rapport d'élévation de chaque hacheur est d'autant diminué que le nombre de hacheurs en série est augmenté, et permet ainsi d'augmenter le rendement global. Cependant, cette structure reste fragile, notamment en cas de différence importante d'éclairement ou de température des surfaces des panneaux, qui se traduit le plus souvent par une dégradation des performances du générateur [11].

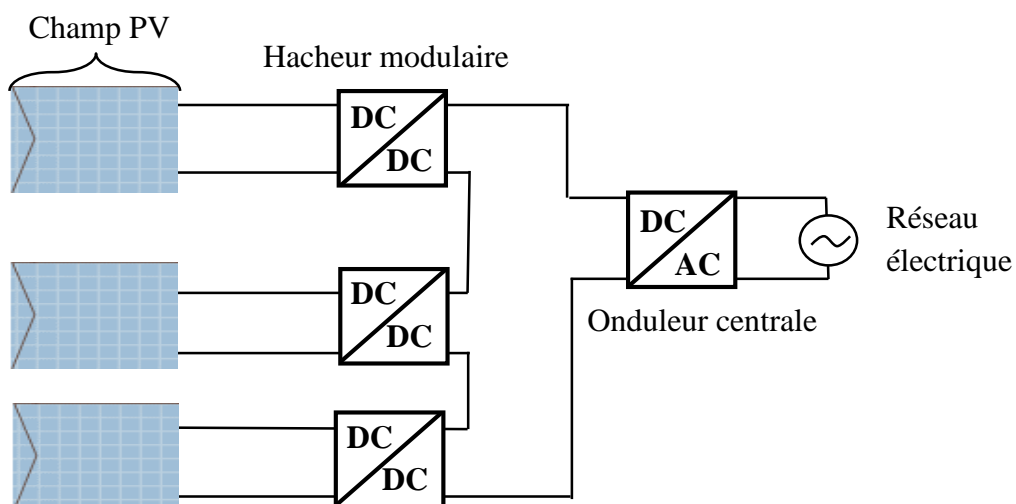


Figure 1.6 : Topologie de l'hacheur modulaire série.

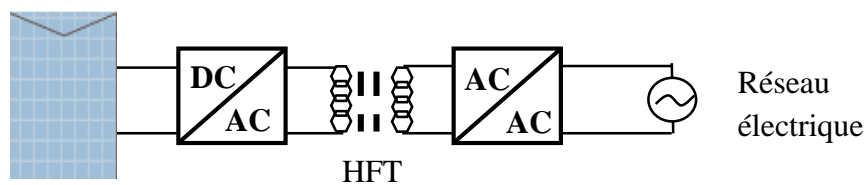
1.2.7 Les convertisseurs photovoltaïques :

1.2.7.1 Les structures isolées :

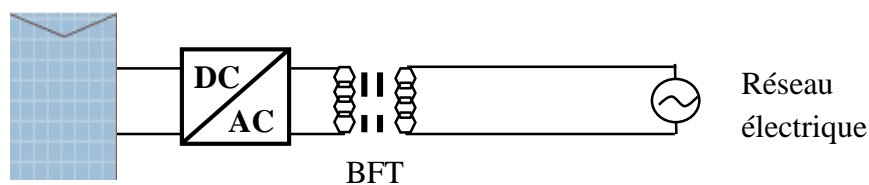
Elles permettent d'obtenir des rapports d'élévation plus élevés que les structures non isolées. On les retrouve donc généralement dans les chaînes de conversion nécessitant une forte élévation de tension. De plus, l'isolation galvanique permet de résoudre certains problèmes de sécurité (capacité parasite terre/module). Ces structures se décomposent en deux groupes :

✚ L'isolation galvanique située au sein de l'étage de conversion DC/AC sous la forme d'un transformateur haute fréquence HF ($> 1\text{kHz}$), présentant l'avantage de diminuer la taille et le poids du transformateur et les éléments de filtrage. En contrepartie, elle demande une meilleure maîtrise des pertes dans le convertisseur (figure 1.7.a).

✚ L'isolation galvanique est placée en aval du convertisseur DC/AC, sous la forme d'un transformateur basse fréquence BF (fréquence du réseau : 50 Hz). Cette solution, si elle est très simple, n'en est pas moins pénalisante. En effet, le prix, le volume et la taille sont supérieurs à un transformateur à haute fréquence, (figure 1.7.b).



a. Transformateur haute fréquence



b. Transformateur base fréquence

Figure 1.7 : Schéma bloc des structures PV isolées

1.2.7.2 Les structures non isolées :

On distingue deux types d'architectures : les applications mono étage, où la conversion est directement DC/AC et les applications à deux étages : une première conversion en DC/DC et une seconde en DC/AC. La figure (1.8.a) montre le schéma bloc de la conversion mono étage, qui se fait en une seule étape sans étage d'amplification. Il faut donc que la tension du champ PV soit suffisante pour que l'onduleur puisse reconstituer la tension du réseau. Dans cette configuration, le convertisseur doit assurer toutes les fonctions demandées par une application PV raccordées au réseau (MPPT, contrôle du courant coté réseau, anti-ilottage...). La conversion peut également être réalisée en deux étages comme illustré sur la figure (1.8.b).

Le convertisseur DC/DC assure la fonction MPPT avec la fonction amplification. Le Boost, de part sa simplicité, son faible coût et son rendement élevé, est la structure retenue pour les applications PV. On note également quelques dérivées du Boost [12-13]. Quant au convertisseur DC/AC, il se charge de garantir l'écoulement de puissance adéquat vers le réseau suivant des commandes rapprochées, type MLI.

Ces structures offrent une meilleure efficacité, un poids, un volume et un prix plus faible. En revanche, quelques problèmes de sécurité peuvent être causés par les capacités parasites entre les panneaux PV et la terre. Le principal handicap des configurations à base d'un générateur photovoltaïque est le coût initial de l'installation et le faible rendement de la conversion photovoltaïque en électricité.

Donc, il a fallu trouver des solutions pour élever le rendement du module photovoltaïque. A cet effet, beaucoup de chercheurs travaillent sur trois axes :

- ✚ La poursuite solaire : maximiser l'énergie solaire incidente en assurant un rayonnement incident normal à la surface du module photovoltaïque [14].
- ✚ Un réarrangement de la configuration du GPV [15-16].
- ✚ La caractéristique courant-tension (I, V) du GPV est non linéaire, il en résulte un point unique de puissance maximale sur sa courbe puissance-tension (P, V). Par conséquent, la poursuite des points de puissances maximales (MPPT) pendant les conditions variables de (température, éclairement, et charge) est nécessaire pour assurer un fonctionnement optimal.

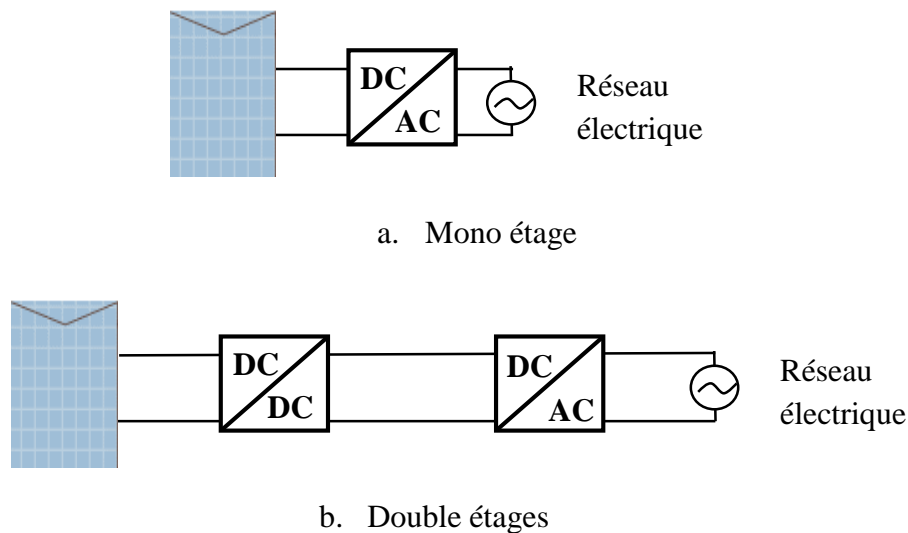


Figure 1.8 : Schéma bloc des structures PV non isolées

1.3 Etat de l'art sur les systèmes photovoltaïques connectés au réseau :

Dans la littérature, divers efforts de recherche ont été mis en œuvre, pour la modélisation, l'optimisation, et la supervision de tels systèmes. En fait, ces travaux ont fait l'objet de deux axes de recherche :

- ✚ L'implémentation d'un ensemble algorithmes MPPT pour l'extraction de la puissance maximale.

- ✚ Le contrôle judicieux du convertisseur DC/AC pour garantir une synchronisation souple avec le réseau, en assurant une qualité du signal et une supervision en cas d'anomalies.

T.Estram [17], Nasr [18], C. Hua [19] et V.Salas [20] ont appliqué des algorithmes MPPT conventionnels d'une manière comparative, Hill Climbing, Perturb & Observ (P&O) et l'incrément de conductance (IncCond). Ces algorithmes mises en œuvre dans les premières commandes MPPT, ont été relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à l'époque étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatial avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres appliquées initialement au photovoltaïque.

K. Noppadol [21] et Y. Jung [22] proposent des algorithmes adaptatifs de l'algorithme P&O, et ce par une incrémentation à deux pas distincts, trouvant ainsi un compromis entre rapidité et précision. La réponse dynamique et les performances en régime statique sont nettement améliorées, et la puissance extraite augmente de 0.5% de celle de la méthode classique.

Pour les techniques extrémales dites classiques, une synthèse de performances a été menée par H. Hussein [23], où il a constaté que la commande par l'incrément de conductance produit un rendement de 89,9% par rapport à celui du P&O qui fournit 81,5%. Cette supériorité notable est due à la capacité de la première méthode à s'adapter mieux lors des variations atmosphériques.

Dans nos jours, un ensemble d'algorithmes MPPT basés sur la théorie de contrôle ou ceux issus de l'intelligence artificielle ont connu un taux d'implémentation grandissant, de part leurs robustesse vis-à-vis des perturbations atmosphériques et l'imprécision de modélisation.

Dans [24], [25] et [26], un algorithme MPPT par le mode glissant est proposé. La commande de stabilisation, quantifiée suivant une marge bornée de l'imprécision paramétrique amène le point de fonctionnement près de la surface de glissement ($\sigma=0$), image de la zone optimale du GPV. L'implémentation du mode glissant est en fait simple et peu coûteuse, mais le phénomène de broutement reste l'inconvénient majeur, ce qui a incité d'autres chercheurs à proposer d'autres algorithmes MPPT par mode glissant d'ordre supérieurs [27-28].

Les commandes basées sur la logique floue sont de plus en plus populaires et utilisables grâce à l'évolution des microcontrôleurs [29-30], et aussi qu'elles peuvent surmonter des modélisations mathématiques imprécises. De plus, elles peuvent traiter des non linéarités.

Dans [31] et [32], les auteurs ont proposé des algorithmes MPPT par logique floue de type Mamdani et Sugeno. Le choix approprié des règles d'inférence a permis de surmonter les inconvénients des méthodes extrémales classique (P&O, INC,...), de point de vue temps de réponse et précision. Néanmoins, un processeur puissant est exigé, ce qui est dur pour certaines applications. De façon analogue, dans [33-34], les différents oscillogrammes montrent que le temps de réponse et les fluctuations sont diminués, même pendant une variation rapide des conditions climatiques.

Comme deuxième technique de l'intelligence artificielle implémentée en temps qu'MPPT, on cite les réseaux de neurones de type Levenberg - Marquard ou de Hopfield [35-36-37], qui a prouvé des performances notables en terme de temps de réponse et précision.

Comme deuxième volet, d'autres références bibliographiques s'intéressent à la commande de l'onduleur de tension côté réseau pour permettre un écoulement adéquat de l'énergie fournie par la source solaire.

Dans [38-39], cet objectif est atteint via le contrôle du bus continu par un régulateur par logique floue pour contrecarrer la variation du courant du GPV, alors que la commande rapprochée de l'onduleur est faite par MLI vectorielle. Dans [40], une régulation par mode glissant du bus continu est proposée.

Dans [41-42], les auteurs s'intéressent au problème de synchronisation du GPV au réseau électrique. Pour ce faire, comme première étape, l'onduleur est piloté pour garantir une tension et une fréquence égales à celle du réseau. Comme deuxième étape, le GPV est ajouté une fois le couplage est accompli.

1.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, un bref aperçu sur les différentes topologies des champs photovoltaïques utilisées pour la connexion au réseau de distribution a été décrit. Les comparaisons faites, montrent qu'actuellement la tendance forte est de discrétiser de plus en plus l'électronique de puissance pour assurer le fonctionnement d'un plus grand nombre de modules PV à leur point de puissance maximale. Ensuite, on a présenté les convertisseurs dédiés au photovoltaïque. Nous avons classé ces derniers en 2 grande familles : les convertisseurs isolés et les convertisseurs non isolés, où on a fait ressortir les problématiques principales de ces convertisseurs et les contraintes liées au photovoltaïque.

En fin du chapitre, une lecture bibliographique sur le thème a été brièvement présentée, en dérivant quelques algorithmes de commande pour l'optimisation de ces systèmes.

Chapitre 02

MODELISATION DU

SYSTEME PHOTOVOLTAÏQUE

CONNECTE AU RESEAU

2.1 Introduction :

Dans ce chapitre, on présente une modélisation explicite du système photovoltaïque connecté au réseau électrique. Il est composé en fait de deux étages de conversion en cascade, permettant un transfert adéquat de l'énergie extraite du générateur PV au réseau BT. Le premier étage dit « continu », se compose de deux modules PV, type SHARP, connecté en série et un convertisseur DC-DC boost, qui élève la tension optimale du générateur à une tension convenable du bus continu, servant ainsi comme un adaptateur d'impédance. Le deuxième étage dit « alternatif », se compose à son tour, d'un onduleur de tension à deux niveaux, connecté au réseau via un filtre inductif, comme illustré sur la figure (2.1). Pour la dérivation des différents modèles mathématiques, les étages de conversion sont supposés parfaits.

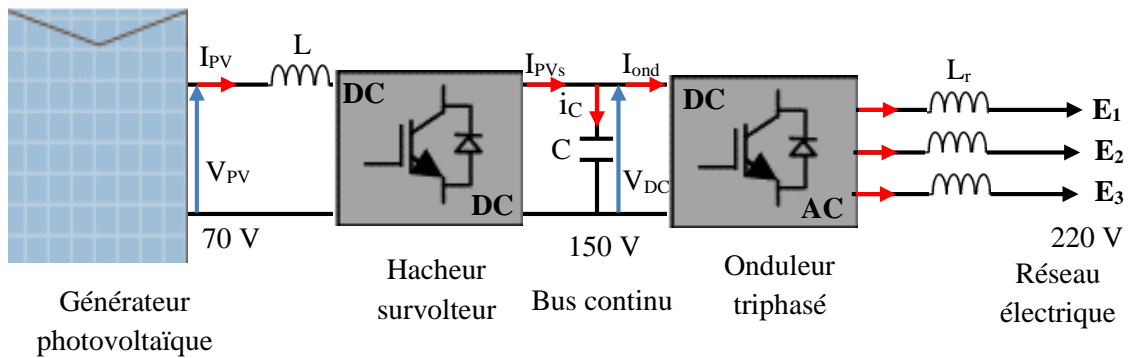


Figure 2.1: Synoptique du système photovoltaïque connecté au réseau.

2.2 Modélisation du système :

2.2.1 Modèle du générateur photovoltaïque :

Les générateurs photovoltaïques sont considérés ni sources de tension ni de courant, mais ils peuvent être estimés comme des générateurs de courant contrôlés en tension. Le générateur considéré se compose de deux modules en série, type, SHARP, monocristallin ($N_s=2$), ou le modèle implicite à quatre paramètres (I_{pv} , R_s , V_{th} , I_o) reflète avec une exactitude notable, la caractéristique courant-tension :

$$I_{pv} = I_{cc} - I_o \left[\exp\left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_{th}}\right) - 1 \right] \tag{2-1}$$

- Cette caractéristique peut être illustrée par le schéma équivalente (figure 2.2) [43-44]; composé par un générateur de courant variable, monté en parallèle avec une diode D caractérisant la jonction et une résistance R_s (résistance série) représentant les pertes par effets joule.

- La tension thermique V_{th} et le courant d'obscurité I_o s'identifient par :

$$I_o = (I_{cc} - I_{op}) \exp \left[-\frac{(V_{op} - R_s I_{op})}{V_{th}} \right] \quad (2-2)$$

$$V_{th} = \frac{V_{op} + R_s I_{op} - V_{oc}}{\log \left(1 - \frac{I_{op}}{I_{cc}} \right)} \quad (2-3)$$

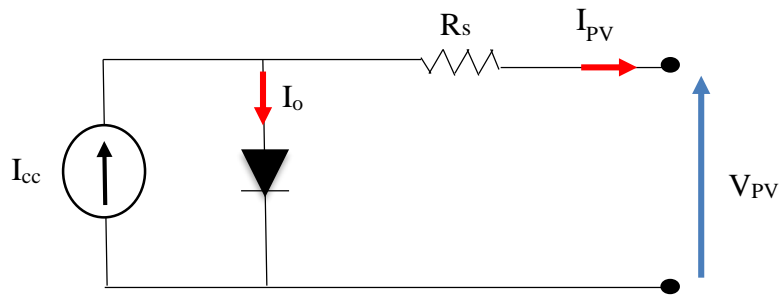


Figure 2.2 : Schéma équivalent du générateur photovoltaïque.

Le courant et la tension du générateur photovoltaïque sont essentiellement affectées par la variation des deux paramètres principaux : l'éclairement et la température des panneaux. L'adaptation de l'équation (2-1) pour différents niveaux d'éclairement et de température peut être manipulée par les équations suivantes [44] :

$$\Delta T = T - T_{ref} \quad (2-4)$$

$$\Delta I = \gamma \left(\frac{E}{E_{ref}} \right) \Delta T + \left(\frac{E}{E_{ref}} - 1 \right) I_{cc} \quad (2-5)$$

$$\Delta V = -\beta \Delta T - R_s \Delta I \quad (2-6)$$

$$V = V_{ref} + \Delta V \quad (2-7)$$

$$I = I_{ref} + \Delta I \tag{2-8}$$

Où, E_{ref} et T_{ref} désignent les valeurs standards de l'éclairement et la température (1000 W/m², 25°C).

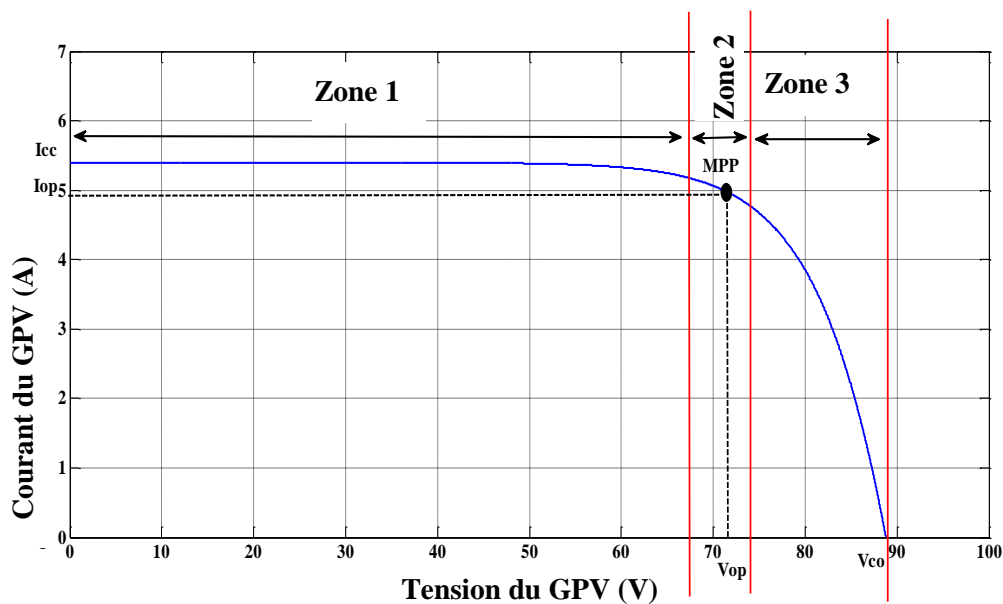
2.2.1.1 Caractéristique I-V :

Le générateur PV, de manière analogue à autres alternatives renouvelables, est une source à puissance finie, où les figures (2.3.a), et (2.3.b) illustrent respectivement les caractéristiques de courant et de puissance, de forme en cloche. Sur ces caractéristiques, trois zones de fonctionnement sont distinguées :

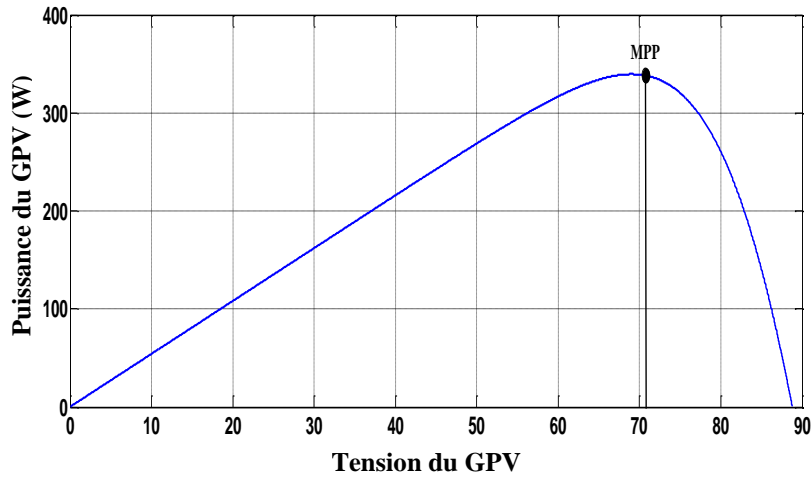
✚ **Zone 1** : elle est assimilable à un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'irradiation. Le fonctionnement dans cette zone donne des puissances faibles, des courants élevés et des tensions faibles.

✚ **Zone 2** : elle correspond au coude de cette caractéristique, où le fonctionnement du générateur dans cette zone donne des puissances élevées à valeurs de courant et tension modérées. Un point optimum de puissance « *MPP* » (maximum power point) peut être identifié au point (I_{op}, V_{op}) , permettant d'exploiter au mieux le gisement solaire.

✚ **Zone 3** : elle est assimilable à un générateur de tension, où le fonctionnement dans cette zone donne des puissances faibles, des courants faibles et des tensions élevées.



(a) : Caractéristique courant-tension.



(b) : Caractéristique puissance.

Figure 2.3 : Caractéristiques du GPV dans les conditions standards.

2.2.1.2 Influence de l'éclairement et la température :

La figure 2.4 présente les caractéristiques I-V pour différents niveaux d'éclairement. On peut voir que le courant de court-circuit varie en proportion du niveau de l'éclairement, alors que la tension en circuit est peu affectée. Par conséquent, la puissance extraite augmente en monotonie, comme on peut le distinguer sur la figure 2.4.

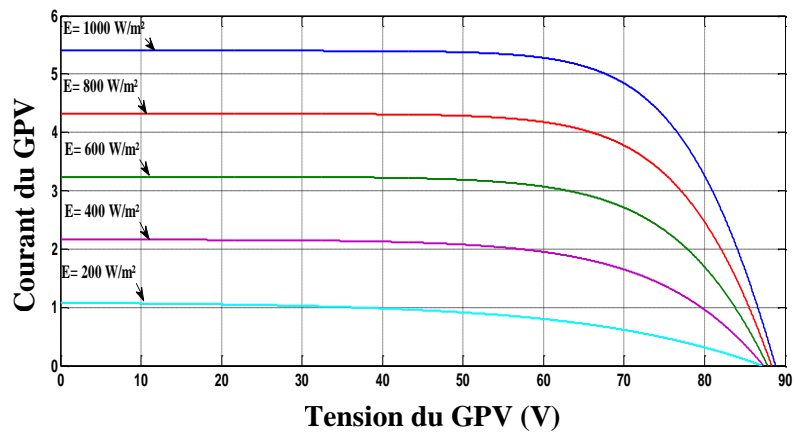


Figure 2.4 : Caractéristique courant–tension du GPV pour différents niveaux d'éclairement et une température fixe 25° C

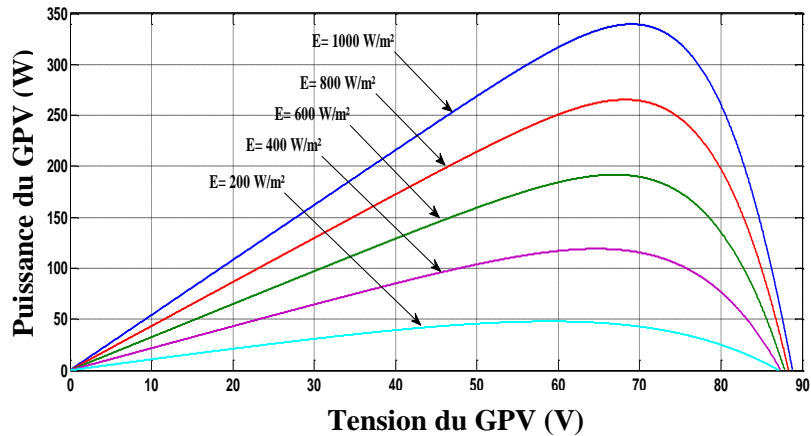


Figure 2.5 : Caractéristique de puissances du GPV pour différents niveaux d'éclairement et une température fixe 25° C

De manière analogue, la figure 2.6 et la figure 2.7 illustrent les mêmes comportements du GPV, pour une augmentation graduelle de la température du cellule, alors que le niveau d'éclairement est maintenu constant à sa valeur standard 1000 W/m².

Le courant augmente légèrement à mesure que la température augmente, ce qui est dû à l'absorption accrue de la lumière. Toutefois, comme la température augmente la tension en circuit ouvert tend à diminuer, par conséquent la puissance extraite tend alors à diminuer.

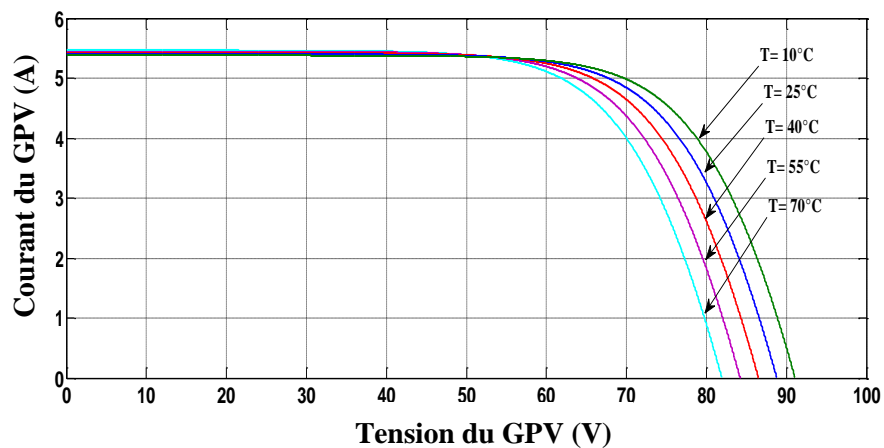


Figure 2.6: Caractéristique courant–tension du GPV pour différentes valeurs de température et un éclairement fixe 1000W/m².

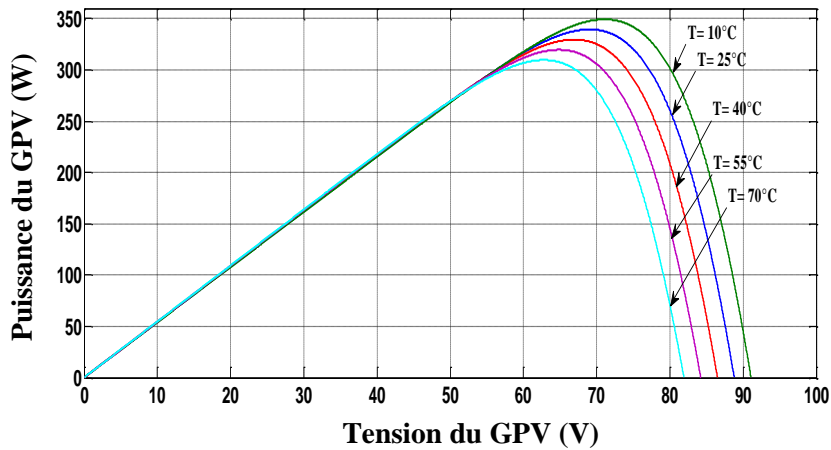


Figure 2.8: Caractéristique puissances–tension du GPV pour différentes valeurs de température et un éclairement fixe 1000W/m².

2.2.2 Modèle du bus continu :

L'évolution temporelle de la tension du bus continu est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif :

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} i_c \tag{2-9}$$

Le courant du condensateur de filtrage est issu d'un nœud où circulent l'image du courant de GPV à la sortie du hacheur (I_{PVs}) et le courant modulé par l'onduleur de tension :

$$i_c = I_{PVs} - I_{ond} \tag{2-10}$$

En fonction des états de commutation (F_1, F_2, F_3), le courant à l'entrée de l'onduleur peut s'écrire comme suit :

$$I_{ond} = F_1 I_a + F_2 I_b + F_3 I_c \tag{2-11}$$

Comme il peut être distingué, ultérieurement, le contrôle du bus sera effectué par I_{ond} , et en même temps, contrecarrer l'effet de I_{PVs} .

2.2.3 Modèle du réseau :

Dans notre système, l'onduleur de tension est lié au réseau électrique triphasé via un filtre inductif. Les équations dynamiques de la liaison du convertisseur avec le filtre inductif et le réseau sont décrites par [45] :

$$\begin{cases} V_a = I_a R_r + L_r \frac{dI_a}{dt} + E_1 \\ V_b = I_b R_r + L_r \frac{dI_b}{dt} + E_2 \\ V_c = I_c R_r + L_r \frac{dI_c}{dt} + E_3 \end{cases} \quad (2-12)$$

Où $(R_r + jL_r)$ désignent l'impédance sommaire côté réseau.

2.2.4 Modèles des convertisseurs statiques :

2.2.4.1 Modèle moyen de l'hacheur survolteur :

Le but de l'analyse des convertisseurs statiques par le modèle dynamique moyen est d'exposer ce modèle par une écriture canonique continue, car ces systèmes dits : commutant (switched systems) commutent entre un ensemble d'états continus, et par conséquent l'élaboration des lois de commande est difficile. Le modèle moyen permet d'obtenir une fonction de transfert Y/X autour de leurs valeurs de fonctionnement [46].

Sur la figure (2.8) est illustré le schéma du hacheur boost, composé de l'interrupteur commandé S , de la diode d'anti-retour D , et du dipôle de stockage (L, C) .

L'évolution en fonction du temps est basée sur les équations des éléments de stockage (L, C) , et peut être représenté par une écriture d'état linéaire (2-13), ayant comme paramètre le rapport cyclique α .

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2-13)$$

Pour la synthèse de la matrice de transition A , et du vecteur B , les deux séquences de commutation sont considérées :

$$\text{Où : } x : \text{vecteur d'état ; } x = \begin{bmatrix} i_L \\ V_{DC} \end{bmatrix}.$$

u : vecteur de commande ; $u = V_{PV}$

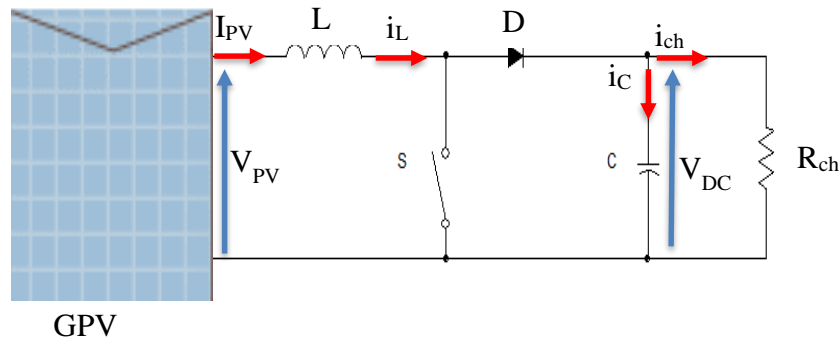


Figure 2.9 : Schéma descriptif du convertisseur survolteur

☚ Séquences de fonctionnement et équations d'état :

➤ Première séquence de conduction [0 à αT] :

Dans cette séquence, l'interrupteur S est fermé, et alternativement la diode D est bloquée. Cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance et le stockage d'une quantité d'énergie sous forme magnétique, alors que la charge se trouve déconnecté (figure 2.9).

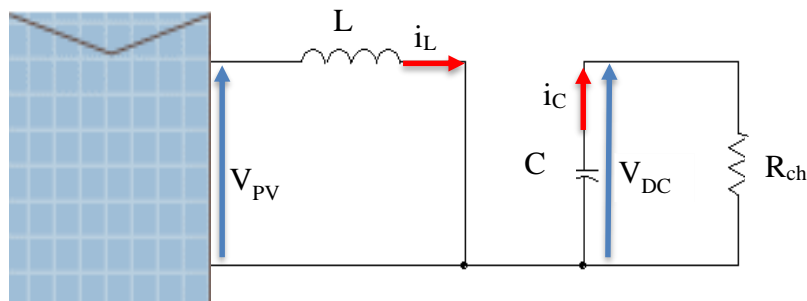


Figure 2.10 : Circuit électrique équivalent de la première séquence de conduction.

Le comportement dynamique du circuit est donné par :

$$V_{PV} - L \frac{di_L}{dt} - r_L i_L = 0 \tag{2-14}$$

$$\dot{V}_{DC} = \frac{1}{C} \frac{V_{DC}}{R_{ch}} \tag{2-15}$$

En considérant le courant i_L et la tension de sortie V_{DC} comme variables d'état, l'équation (2-16) modélise la première séquence, et qui peut être réécrite implicitement dans (2-17).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{r_L}{L} \\ 0 & \frac{1}{R_{ch}C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{PV} \quad (2-16)$$

qui peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1x + B_1V_{PV} \\ y = D_1x \end{cases} \quad (2-17)$$

Avec : $D_1 = [0 \ 1]$

Dans la suite du manuscrit, R_{ch} représente l'impédance d'entrée du côté du deuxième étage de conversion ; identifiée par :

$$R_{ch} = \frac{V_{DC}}{I_{ond}} \quad (2-18)$$

➤ Deuxième séquence de conduction :

Dans cette phase, l'interrupteur S est bloqué. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans la bobine vers le condensateur C (figure 2.10). De manière analogue les équations (2-20), (2-21) et (2-22) définissent le comportement dynamique du convertisseur pour cette séquence :

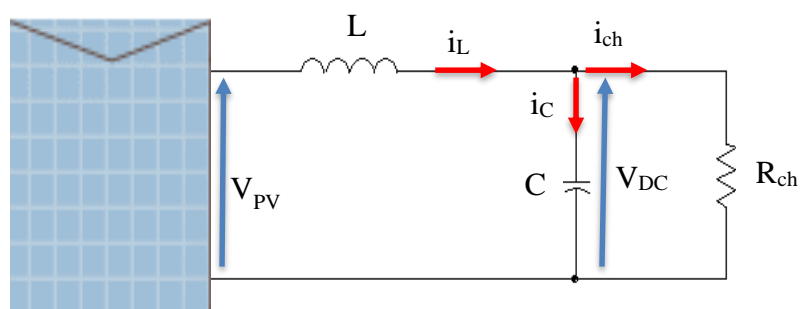


Figure 2.11 : Circuit électrique équivalent de la deuxième séquence de conduction.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{PV} - r_L i_L - V_{DC} \quad (2-19)$$

$$C \frac{dV_{DC}}{dt} = i_L - \frac{V_{DC}}{R_{ch}} \quad (2-20)$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{ch}C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{PV} \quad (2-21)$$

qui peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 V_{PV} \\ y = D_2 x \end{cases} \quad (2-22)$$

✚ Modèle moyen :

A partir des équations (2-17) et (2-21) on peut déduire l'équation d'état pour toute la période, qui consiste en fait, à une sommation des deux écritures d'état, pondérées par le rapport cyclique α :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A_1 x + B_1 V_{PV}) \alpha + (A_2 x + B_2 V_{PV}) (1 - \alpha) \\ V_{DC} = [D_1 \alpha + D_2 (1 - \alpha)] x \end{cases} \quad (2-23)$$

qui se met en définitif, sous :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1-\alpha}{L} x_2 + \frac{1}{L} V_{PV} \\ \dot{x}_2 = \frac{1-\alpha}{C} x_1 - \frac{1}{R_{ch}C} x_2 \end{cases} \quad (2-24)$$

✚ Dimensionnement des paramètres de l'hacheur survolteur :

➤ Calcul L :

On peut calculer l'inductance à travers le changement du courant, autour de 5% de sa valeur moyenne :

$$L = \frac{\alpha \cdot V_{PV}}{\Delta i_L f} \quad (2-25)$$

Où :

V_{PV} est la tension du maximale du GPV aux conditions standards. ($V_{PV}=88$ v)

α est la valeur moyenne du rapport cyclique. ($\alpha=0.5$)

Δi_L est l'ondulation maximale du courant permise

f est la fréquence maximale de commutation.

Pour le travail en cours, une ondulation maximale permise de $\Delta i_L = 0,25$ A autour du courant optimum du GPV à 1000 W/m^2 ($i_L = 4,87\text{A}$), et une fréquence de commutation. ($f=15.10^3$ Hz) pour le pilotage du hacheur boost ont été choisies. Ainsi, l'inductance L est évaluée à $L = 11\text{mH}$

➤ **Calcul de C :**

Le critère de conception pour les condensateurs, est que l'ondulation de leur tension devrait être moins de 2%. Cette ondulation tolérée est liée directement au rapport cyclique moyen et à la fréquence de commutation, comme il est indiqué dans l'équation (2-26).

$$\Delta V_{DC} = \frac{\alpha \cdot i_C}{C \cdot f} \quad (2-26)$$

Pour une régulation adéquate de la tension du bus autour de référence 150 V, et une commutation à ($f=15.10^3$ Hz), le condensateur du bus est dimensionné ainsi :

La fourchette de variation de la tension du bus est évaluée à 2% :

$$\Delta V_{DC} = 0,02 * 150 = 3 \text{ v.}$$

Par voie de conséquence, le condensateur de filtrage est évalué à $C = 45\mu\text{F}$.

2.2.4.2 Modèle de l'onduleur de tension :

L'onduleur de tension impose à sa sortie un système de tensions sous forme de créneaux modulés en largeur d'impulsions (MLI ou PWM en anglais). On place alors entre chaque sortie de l'onduleur et chaque phase du réseau (onduleur monophasé ou triphasé) une inductance qui joue le rôle de filtre et permet à l'onduleur de fournir au réseau des courants quasi sinusoïdaux.

Le rôle de l'onduleur triphasé est de faire transiter la puissance de la source PV vers le réseau. Il se compose en fait de trois bras de commutation, composés à leur tour de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor en antiparallèle [47]. En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

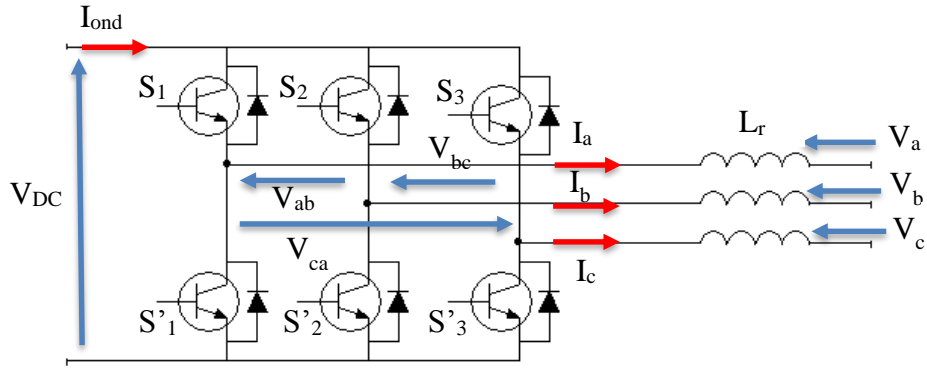


Figure 2.12 : Schéma de l'onduleur de la tension

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine ses états de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } S_1 \text{ passant et } S'_1 \text{ ouvert.} \\ 0 & \text{si } S'_1 \text{ passant et } S_1 \text{ ouvert.} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } S_2 \text{ passant et } S'_2 \text{ ouvert.} \\ 0 & \text{si } S'_2 \text{ passant et } S_2 \text{ ouvert.} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } S_3 \text{ passant et } S'_3 \text{ ouvert.} \\ 0 & \text{si } S'_3 \text{ passant et } S_3 \text{ ouvert.} \end{cases}$$

Les tensions composées à la sortie de l'onduleur sont liées aux fonctions de connexion F via les équations suivantes :

$$V_{ab} = V_{DC} (F_1 - F_2) \tag{2-27}$$

$$V_{bc} = V_{DC} (F_2 - F_3) \tag{2-28}$$

$$V_{ca} = V_{DC} (F_3 - F_1) \tag{2-29}$$

Par voie conséquence les tensions simples V_a , V_b , V_c sont alors synthétisées ainsi [48]:

$$V_a = \frac{V_{DC}}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \tag{2-30}$$

$$V_b = \frac{V_{DC}}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \tag{2-31}$$

$$V_c = \frac{V_{DC}}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \quad (2-32)$$

En définitif, l'équation matricielle suivante permet de modéliser l'onduleur de tension à deux niveaux :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (2-33)$$

$$I_{ond} = F_1 I_a + F_2 I_b + F_3 I_c \quad (2-34)$$

2.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, une description, ainsi qu'une modélisation explicite des différents composants de la chaîne de conversion photovoltaïque raccordé au réseau électrique ont été décrites, à citer : le générateur photovoltaïque, ainsi que les convertisseurs statiques introduits.

Cette modélisation nous permettra de prédire les performances du système une fois les approches de commande suggérées au chapitre suivant sont appliquées.

Chapitre 03

DESCRIPTION DES

APPROCHES

DE COMMANDE

3.1 Introduction :

Dans le présent chapitre, on présente d'une façon explicite les approches de commande permettent de piloter les deux convertisseurs statiques introduits, respectivement, côté PV et côté réseau, et ce pour l'obtention d'une opération optimale du système.

Le dispositif de commande proposé est constitué principalement de deux blocs de contrôle :

- ✚ Un bloc de contrôle du convertisseur survolteur DC/DC associé au générateur photovoltaïque.

- ✚ Un bloc de contrôle du convertisseur DC/AC coté réseau.

Le but envisagé via la conception des lois de commande proposées dans ce chapitre vise :

- La maximisation de la puissance photovoltaïque par l'application d'algorithmes MPPT.
- La Régulation de la tension du bus continu et le contrôle en courant du convertisseur DC/AC pour l'injection de la puissance extraite au réseau, tout en assurant un fonctionnement à un facteur de puissance unitaire.

3.2 Description des approches de commande :

3.2.1 Commande côté source photovoltaïque :

La figure 3.1 présente le schéma de principe du générateur photovoltaïque doté d'un étage d'adaptation DC-DC, de type boost, introduit entre la source PV et la charge équivalente R_{ch} du système côté continu.

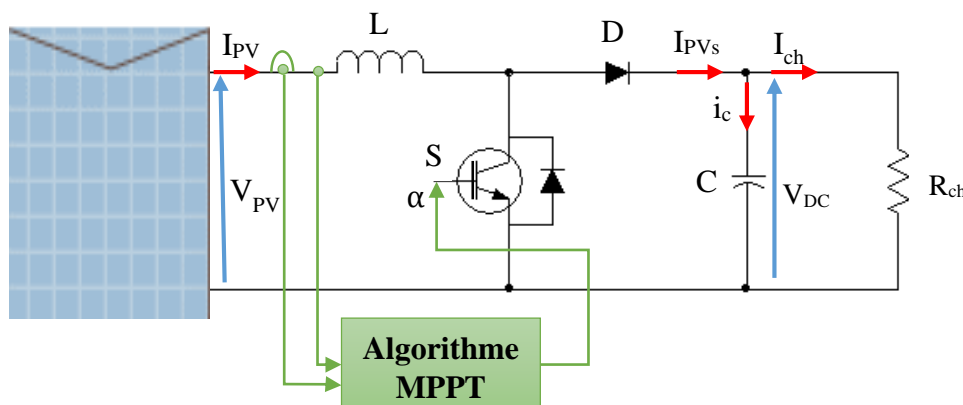


Figure 3.1: Etage d'adaptation d'impédance.

Pour permettre une utilisation fiable de cette source dite : à puissance finie, l'extremum de son énergie doit être adéquatement atteint et utilisé. Pour ce faire, l'hacheur survolteur doit donc intégrer la fonction MPPT qui permet d'adapter son point de fonctionnement pour garantir l'extraction de la puissance maximale. De nombreuses méthodes MPPT sont aujourd'hui développées pour améliorer l'efficacité de ces algorithmes. Ces techniques varient entre elles dans de nombreux aspects, à savoir la simplicité d'implémentation, des oscillations autour du MPP, la vitesse de convergence, la mise en œuvre du matériel, les capteurs de mesure nécessaires, le coût [49].

Pour aboutir à cette extraction maximale, le rapport cyclique α est donc le degré de liberté utilisé pour le pilotage du convertisseur. L'algorithme fait perturber le point de fonctionnement d'un incrément $\Delta\alpha$, et observe son comportement.

Dans notre travail, deux méthodes de recherche dites : extrémales, sont choisies et implémentées :

- ✚ L'algorithme MPPT basé sur le mode glissant.
- ✚ L'algorithme MPPT basé sur la logique floue.

Le choix de ces méthodes, réside dans leurs performances notables, de point de vue : robustesse vis-à-vis des variations de l'éclairement solaire et l'oscillation moindre autour de l'optimum.

3.2.1.1 Algorithme MPPT par mode glissant :

Cette stratégie de commande, faisant partie de la commande robuste, a été généralement utilisé comme outil de régulation fiable des systèmes électromécanique et des variations paramétriques.

Au cours des dernières années, le mode glissant d'ordre un et d'ordre supérieur (supertwisting) a été implémenté avec succès comme algorithme MPPT. Dans ce travail, seul le mode glissant d'ordre un est utilisé.

Le concept de l'approche peut être introduit par la sélection de la surface de glissement σ , définie comme étant la condition de conductance incrémentale pour extraire le maximum de puissance :

$$\sigma = \frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} V_{PV} + I_{PV} \tag{3-1}$$

Elle est basée sur l'observation de la région du fonctionnement représenté sur la figure 3.2, où le rapport cyclique α peut être augmenté ou diminué avec un incrément $\Delta\alpha$ préréglée à la suite du signe de la surface pour approcher le point MPP optimal [50]:

$$\alpha(k) = \begin{cases} \alpha(k-1) + \Delta\alpha & \text{pour } \sigma > 0 \\ \alpha(k-1) - \Delta\alpha & \text{pour } \sigma < 0 \end{cases} \tag{3-2}$$

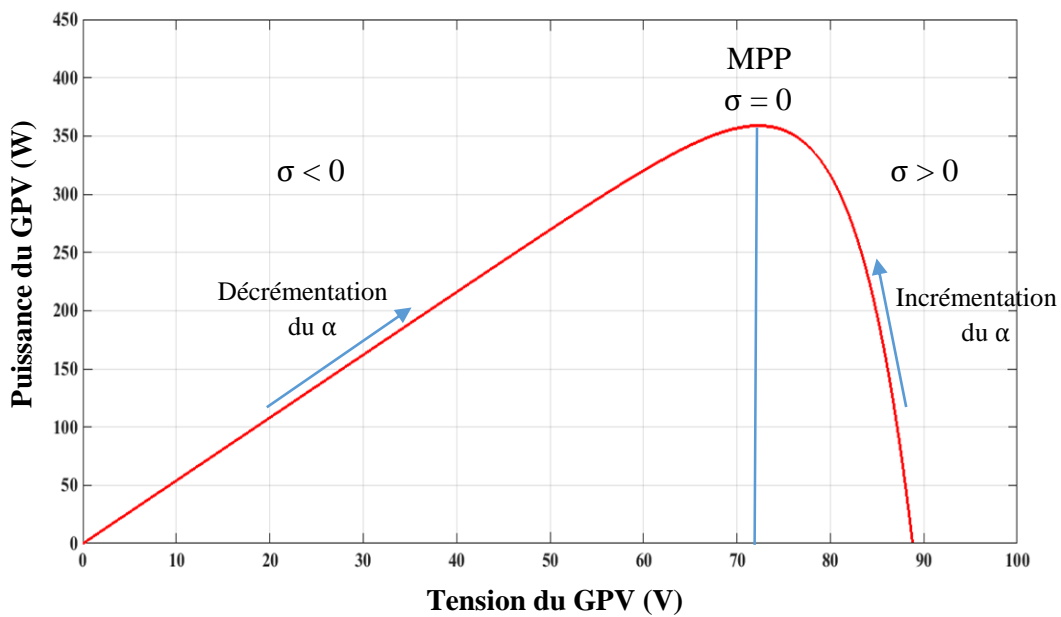


Figure 3.2: Principe de la commande MPPT par mode glissant.

La structure de la commande par le mode glissant se compose de deux parties : la première porte sur la quantité équivalente α_{eq} , et la deuxième fournit la partie stabilisante α_n .

$$\alpha = \alpha_{eq} + \alpha_n \tag{3-3}$$

α_{eq} est dérivé de la condition $\dot{\sigma} = 0$, fournissant le rapport cyclique classique dans l'état d'équilibre.

La partie de stabilisation α_n est considérée comme l'effort nécessaire pour rejoindre la condition $\sigma = 0$ quand la commande du système démarre. L'existence du mode glissant peut-être garantie en utilisant le théorème direct de la stabilité selon Lyapounov, comme suit :

On définit une quantité quadratique liée à la surface de glissement, dite fonction candidate de Lyapounov :

$$v = \frac{1}{2} \sigma^2 \tag{3-4}$$

Par conséquent, le gradient de la fonction coût v est dérivé comme suit :

$$\dot{v} = \dot{\sigma} \sigma \tag{3-5}$$

La réalisation de $\sigma = 0$ est obtenue si l'équation (3-5) est maintenue semi-définie négative ($\dot{v} \leq 0$). Dans [51], Slotine propose que la partie stabilisante de la commande α_n soit une fonction linéaire de la surface de glissement σ , ce qui permet d'attirer la surface de glissement σ vers son point d'équilibre $\sigma=0$:

$$\alpha_n = -K \sigma \tag{3-6}$$

Où le choix adéquat du gain K améliore la dynamique du mode de convergence.

Comme le rapport cyclique doit être maintenu dans le plage $0 < \alpha < 1$, le signal de contrôle réel est donc synthétisé comme suit :

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{pour } \alpha \geq 1 \\ \alpha_{eq} - K\sigma & \text{pour } 0 < \alpha < 1 \\ 0 & \text{pour } \alpha \leq 0 \end{cases} \tag{3-7}$$

La variation continue du rapport cyclique dans la gamme spécifiée peut être assurée, si le gain K n'est pas choisi trop grand. [52] propose que K est ajusté inférieur ou égale à l'admittance maximale côté DC ($K \leq 1 / |R_{ch-max}|$).

Dans notre travail, R_{ch-min} est quantifiée en fonction d'un seuil de puissance extraite au lever du soleil P_{min} , et une parfaite régulation de la tension du bus (V_{DC-ref}).

$$|R_{ch-max}| = \frac{V_{DC-ref}^2}{P_{min}} \tag{3-8}$$

La commande équivalente α_{eq} est déduite, en fixant $\sigma=0$ [53].

$$\alpha_{eq} = 1 - \frac{V_{PV}}{V_{DC}}$$

qui représente en fait la valeur conventionnelle de l'hacheur boost.

3.2.1.2 Algorithme MPPT par la logique floue :

Récemment, un ensemble de stratégies, inspirées de l'intelligence artificielle sont conçues et implémentées comme algorithmes MPPT, dites : intelligentes, de par leur robustesse, tolérant des imprécisions de modélisation. Parmi, on cite la logique floue.

La théorie de la logique floue permet la modélisation et le traitement rigoureux d'information imprécise, incertaine et subjective, permettant d'approximer des fonctions non linéaires. C'est donc une théorie tout à fait adaptée au problème d'optimisation que nous avons à traiter dans ce paragraphe. En revanche, la connaissance parfaite et complète du système PV par l'opérateur pour l'établissement des règles d'inférences est très nécessaire. [54].

La conception du régulateur flou, type MAMDANI, utilisé comme algorithme MPPT, passe par la synthèse de quatre étapes : fuzzification, bases des règles, inférence floue et défuzzification, comme la montre la figure 3.3.

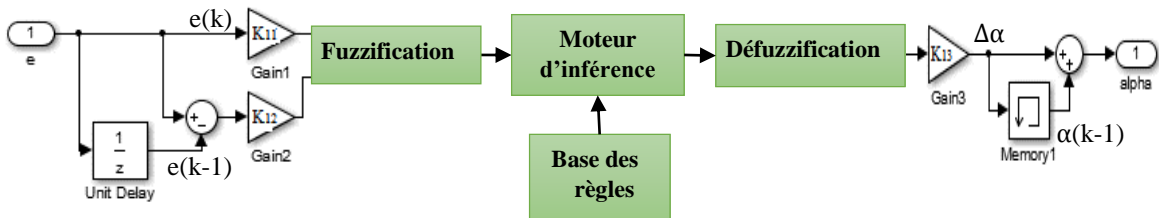


Figure 3.3: Structure du contrôleur MPPT flou.

Le contrôleur MPPT flou proposé, possède deux entrées et une sortie. Les deux variables d'entrées du FLC sont l'erreur (e) et la variation de l'erreur (Δe) prélevés à chaque pas d'échantillonnage et la variable de sortie (Δα) représente l'incrément du rapport cyclique.

Les deux entrées e et Δe sont définies comme suit :

$$e = \frac{\Delta V_{PV}}{\Delta I_{PV}} I_{PV} + V_{PV} \tag{3-9}$$

$$\Delta e = e(k) - e(k-1) \tag{3-10}$$

Où ΔV_{PV} et ΔI_{PV} sont respectivement la variation de la tension et du courant du GPV, mesurées à deux périodes d'échantillonnage (k) et ($k-1$).

La valeur de l'erreur $e(k)$ démontre en fait la condition de la conductance incrémentale, et son éloignement à droite ou à gauche de sa valeur optimale nulle. La valeur de $\Delta e(k)$ détermine l'effort de commande fourni ; pour atteindre l'optimum en temps fini.

Conception du régulateur flou :

1. Fuzzification :

La fuzzification désigne le processus de détermination du degré d'appartenance de chaque variable à une partition floue. Le nombre de ces ensembles flous est déterminé après expertise du comportement du système. Dans le présent travail, le domaine d'existence est partagé en sept intervalles pour chacune des trois variables e , Δe et la sortie $\Delta\alpha$ pour permettre un bon suivi du point MPP lors des variations notables et rapides de l'éclairage solaire.

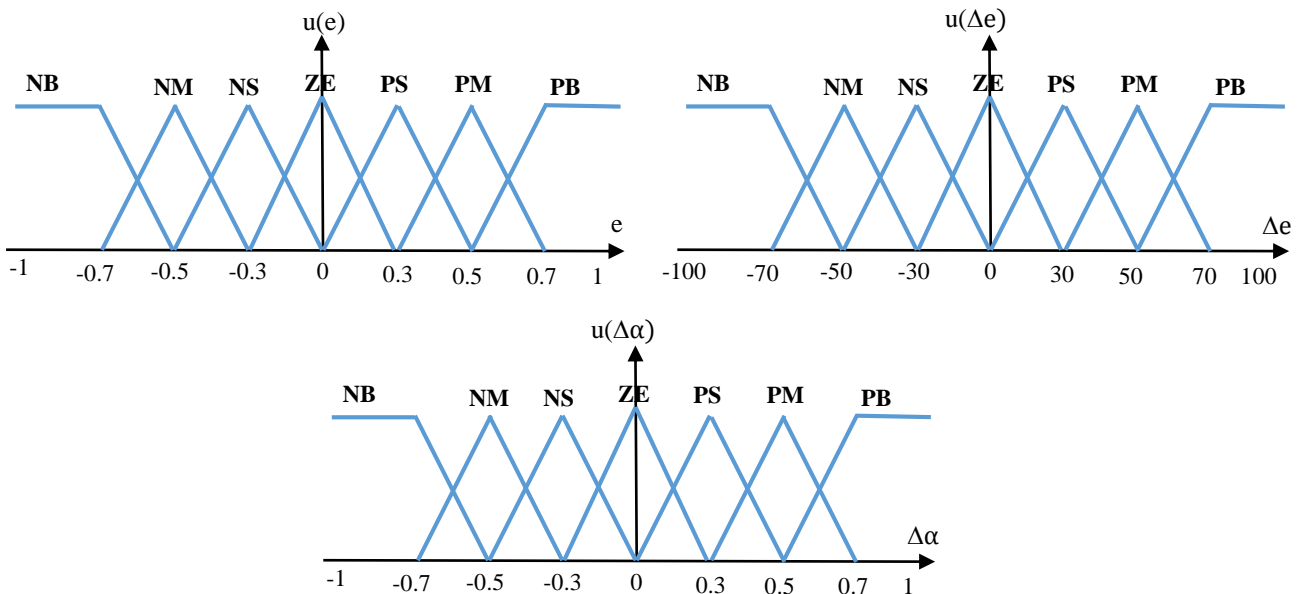


Figure 3.4 : Fonctions d'appartenance des entrées et de sortie.

2. Inférence :

Le tableau 3.1 présente la matrice d'inférence du régulateur. Les variables d'entrées numériques sont converties en variables linguistiques pour prendre les sept valeurs suivantes :

NB: grand Négatif , NM: Négatif moyenne, NS: Négatif Petit, ZE: Zero, PS: Petit positive, PM: Positif moyen, PB: grand positive.

Le choix de cette classification est basé sur le raisonnement où on va travailler sur deux ou plusieurs suivies. La première phase est une phase rude où on utilise un pas de recherche important pour accélérer la recherche, une fois le point de fonctionnement s'approche du PPM l'algorithme floue fonctionne dans la phase fine ou le pas de recherche est faible, ce qui vas diminuer les oscillations, ainsi l'efficacité du système sera améliorée [55].

La méthode d'inférence choisie est de MAMDANI, avec une opération (Max-Min). Elle consiste à utiliser l'opérateur Min pour le (ET), l'opérateur Max pour le (OU).

e Δe	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau 3-1: Table des règles de décision floue.

3. Défuzzification :

Elle consiste à convertir cette fois les variables linguistiques en variables numériques. Les sorties floue des règles précédentes sont combinées en utilisant la fonction Max pour former un seul ensemble floue. Cet ensemble est défuzzifié et multiplié par le facteur d'échelle pour générer une seule valeur de commande. La méthode choisie pour la dernière étape de la conception du contrôleur floue est la méthode du centre de gravité. Elle permet le calcul de l'incrément du rapport cyclique $\Delta\alpha$:

$$\Delta\alpha = \frac{\sum_{i=1}^n (d\alpha_i u_i)}{\sum_{i=1}^n u_i} \tag{3-11}$$

On déduit le rapport cyclique α par l'équation suivante :

$$\alpha = \Delta\alpha(k-1) + \Delta\alpha \tag{3-12}$$

Les trois gains de normalisation K_{11} , K_{12} permet de convertir les valeurs d'entrée réels en quantités floues et K_{13} effectue une opération inverse.

3.2.2 Contrôle du convertisseur coté réseaux :

L'objectif du contrôle du convertisseur DC/AC coté réseau est de permettre un écoulement souple et fiable de la puissance maximale extraite vers le réseau, tout en assurant une opération à facteur de puissance unitaire. Pour ce faire, le pilotage de l'onduleur est assuré par une commande en cascade ;

- ✚ Une régulation de la tension du bus continu.
- ✚ Un contrôle des courants triphasée coté réseau par hystérésis, comme il est montré sur la figure 3.5.

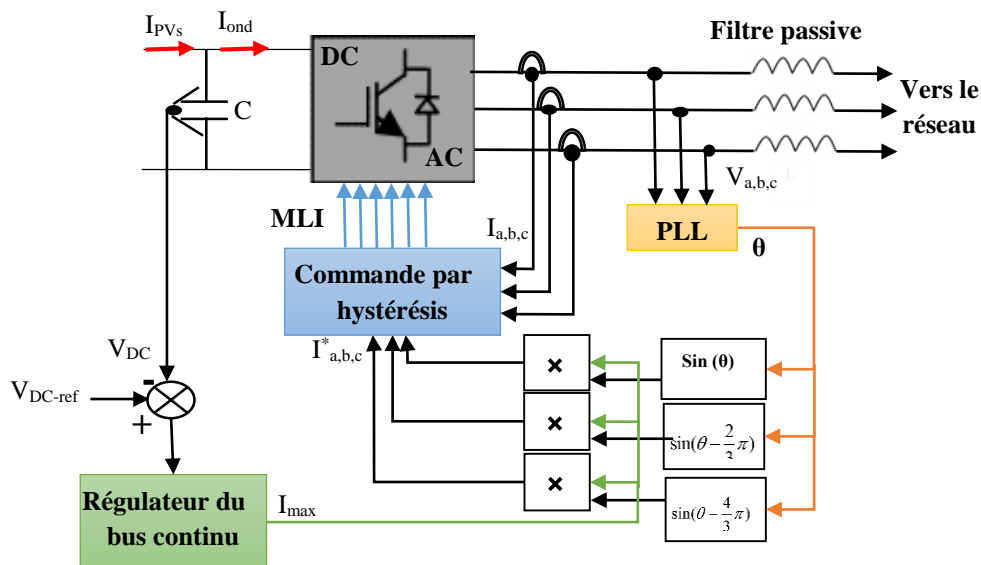


Figure 3.5: Régulation coté réseau.

3.2.2.1 Control du bus continu :

Dans cette partie, on expose la régulation de la tension du bus continu par différentes stratégies de commande (par une régulation de type PI, par mode glissant issu de la théorie de Lyapounov, et par logique floue), aboutissant à un écoulement de la puissance extraite au réseau.

La tension du bus continu V_{DC} est influencée par les variations du courant de sortie du convertisseur DC/DC I_{PVs} , image des changements du rayonnement solaire (température, ensoleillement).

Cette tension peut aussi augmenter en cas de saturation du courant injecté au réseau (creux de tension ou court-circuit à la sortie de l'onduleur). Dans cette section, on s'intéresse au fonctionnement normal, où le courant de sortie de l'onduleur reste encore dans sa limite admissible.

En négligeant les harmoniques dues aux commutations, les pertes dans la résistance du filtre et dans les convertisseurs, l'équation (3-13) montre que la puissance fournie par le générateur photovoltaïque correspond à la puissance du bus continu additionnée à la puissance transitée vers le réseau comme le monte l'équation suivante :

$$P_{PV} = P_C + P_{res} \quad (3-13)$$

En cas de court-circuit côté réseau, la tension du réseau baisse ce qui provoque une baisse de puissance fournie au réseau. Pendant ce temps, la puissance fournie par les panneaux PV reste constante. Le déséquilibre entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie provoque une augmentation de l'énergie accumulée par le condensateur C. C'est pourquoi la tension aux bornes de condensateur augmente jusqu'à parfois à dépasser la limite admissible en cas de dépassement de la puissance apparente de sortie de l'onduleur. Après l'élimination du défaut, les puissances s'équilibrent et la tension du bus stabilisée, mais à une valeur plus élevée. Il faut donc ajouter une boucle pour régler cette tension. Le principe de contrôle de la tension du bus continu VDC est de décharger l'énergie résiduelle pour diminuer la tension. En outre, cette tension doit être maintenue constante, pour permettre un fonctionnement adéquat de l'onduleur.

Pour identifier les paramètres de contrôle et de perturbation ; l'équation (3-14) exprime l'état de la tension du bus :

$$\dot{V}_{DC} = \frac{I_{PVs}}{C} - \frac{I_{ond}}{C} \tag{3-14}$$

La figure 3.6 montre le schéma bloc de cette régulation via le courant d’onduleur (I_{ond}), alors que le courant I_{PVs} , dépendant des conditions climatiques variables, est considéré comme une perturbation à surmonter.

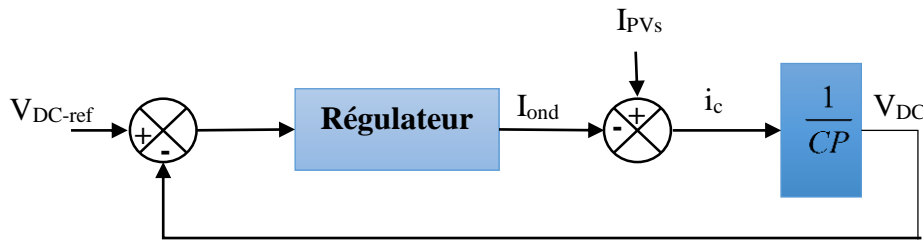


Figure 3.6: Schéma bloc de la régulation du bus continu.

Dans ce présent travail, deux algorithmes de régulation sont proposés et comparés à un régulateur PI classique.

✚ Régulation par le contrôleur PI :

Dans cette régulation classique, la synthèse du contrôleur est déduite selon la chaîne directe, et où la déduction des gains K_p et K_i est déduite par placement des pôles [56-57].

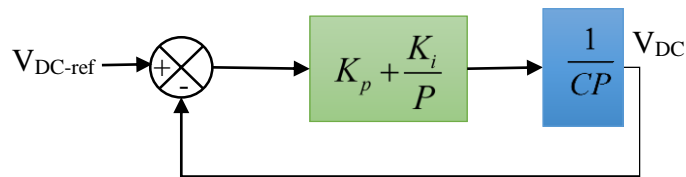


Figure 3.7: Régulation du bus continu par un PI classique.

La fonction du transfert du système en boucle fermée est déduite ainsi :

Qui peut se mettre sous :

$$F(P) = \frac{CK_pP + \frac{K_i}{C}}{P^2 + K_pP + \frac{K_i}{C}} \tag{3-15}$$

En choisissant une équation caractéristique désirée de type pôle double λ :

$$F_{dés}(P) = (P + \lambda)^2 \quad (3-16)$$

Les K_p et K_i , sont déduits par égalisation des équation (3-15) et (3-16) :

$$K_p = \frac{4}{\tau} \quad (3-17)$$

$$K_i = \frac{4C}{\tau^2} \quad (3-18)$$

Avec $\lambda = \frac{2}{\tau}$: pôle double, et τ : constant de temps désiré.

Régulation par une commande robuste :

Pour maintenir la tension du bus continu constante, indépendamment des variations du courant I_{PVs} , un contrôleur robuste basé sur la théorie de Lyapounov a été choisi, où une stabilité asymptotique globale du système est assurée. En fait, cette technique est souvent dite : commande par mode glissant, type Lyapounov. Pour la synthèse de la commande à ajuster, on procède ainsi :

L'erreur de poursuite est définie comme suit :

$$e = V_{DC} - V_{DC-ref} \quad (3-19)$$

On définit une fonction candidate de Lyapounov, définie positive :

$$v = \frac{1}{2} e^2 \quad (3-20)$$

Par conséquent, le gradient de la fonction v est dérivé ainsi :

$$\dot{v} = \dot{e}e \quad (3-21)$$

Pour assurer une stabilité asymptotique du système, l'équation (3-21) doit être définie semi-négative. Pour ce faire, choisissons la fonction désirée du gradient, de forme exponentielle décroissante :

$$\dot{v} = -Ke^2 \tag{3-22}$$

En égalisant les équations (3-21) et (3-22), l'erreur dynamique en boucle fermée est dérivée comme une équation du premier ordre, sans second nombre, convergeant à zéro:

$$\dot{e} = -Ke \tag{3-23}$$

Par un réglage adéquat de la constante K , la dynamique du système est améliorée, et la tension du bus continu suit sa référence en un temps fini.

En combinant les équations (3-14) et (3-23), le courant à l'entrée de l'onduleur est déduit comme suit :

$$I_{ond} = I_{PVs} + K.C.e \tag{3-24}$$

✚ Régulation par un contrôleur flou :

Pour concrétiser une régulation adéquate de la tension du bus, la troisième stratégie proposée est celle par logique floue, type Mamdani.

La conception du contrôleur FLC passe via les quatre étapes classiques : fuzzification, bases de règles, inférence floue et défuzzification, comme, il indiqué sur la figure 3.8.

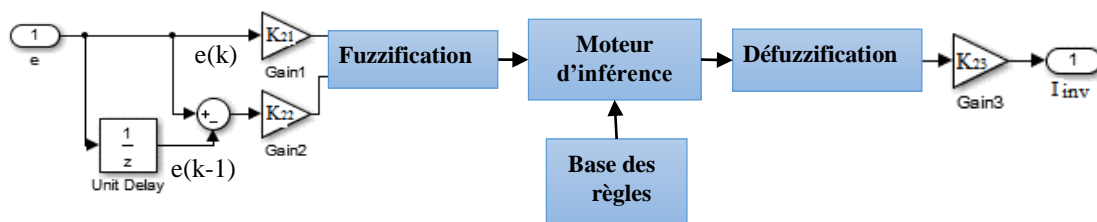


Figure 3.8: Régulation du bus continu par le FLC.

Dans cette configuration, l'erreur de poursuite e et sa dérivée Δe , obtenues à deux périodes d'échantillonnage (k) et ($k-1$) sont pris comme entrées :

$$e = V_{DC} - V_{DC-ref} \tag{3-25}$$

$$\Delta e = e(k) - e(k-1) \tag{3-26}$$

Pour obtenir de bonnes performances (précision et temps de réponse), lors des changements notables de la perturbation (I_{pv_s}), quarante-neuf règles floues, dressées sur le tableau 3.2 sont choisies.

En outre, pour éviter des calculs durs, des fonctions d'appartenance triangulaire sont choisies pour l'entrée et la sortie comme représentées sur la figure 3.9.

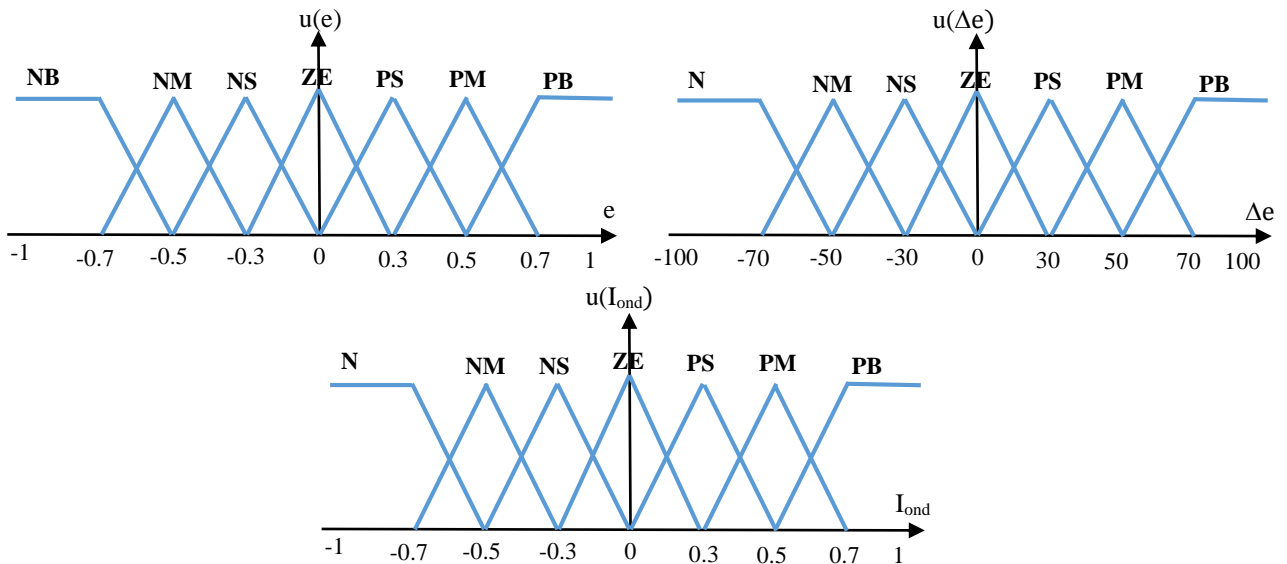


Figure 3.9: Fonctions d'appartenance des entrées et de la sortie.

Le courant d'onduleur I_{ond} sera augmenté ou diminué dans le sens positif ou négatif avec une petite ou une grande valeur jusqu'à ce que la tension continue se rapproche de sa référence, et l'erreur de poursuite tend vers zéro.

$e \backslash \Delta e$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau 3-2: Table des règles de décision floues.

L'étape d'inférence floue est réalisée par la méthode de Mamdani, alors que la défuzzification utilise le centre de gravité comme technique pour calculer le courant de l'onduleur, côté continu [58]:

$$I_{ond} = \frac{\sum_{i=1}^n (dI_{ond} \cdot u_i)}{\sum_{i=1}^n u_i} \quad (3-27)$$

3.2.2.2 Contrôle rapprochée de l’onduleur coté réseau :

Dans le présent travail, la commande rapprochée de l’onduleur est obtenue via une régulation par hystérésis des courants du réseau. Pour permettre ceci, les courants triphasés de références sont synthèses ainsi :

$$\begin{cases} I_a^* = I_{max} \sin(\theta) \\ I_b^* = I_{max} \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ I_c^* = I_{max} \sin(\theta - \frac{4}{3}\pi) \end{cases} \quad (3-28)$$

Où I_{max} et θ désignent respectivement la valeur crête du courant du réseau et sa phase.

Le courant crête I_{max} est calculé selon l’hypothèse d’un transfert d’énergie sans pertes (onduleur idéal), alors que l’angle électrique du réseau θ es déduite via un circuit de verrouillage de phase PLL.

Estimation de l’angle électrique du réseau :

Pour pouvoir transiter la puissance maximale extraite, tout en assurant un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, l’angle du réseau est estimé via un circuit de verrouillage de phase (PLL). Le principe est d’orienter la tension du réseau selon l’axe en quadrature q ($V_d^* = 0 ; V_q = V_s$), via un régulateur PI [59-60].

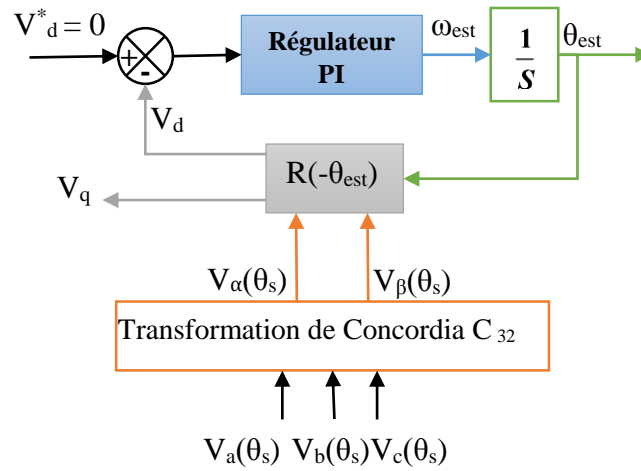


Figure 3.10: Schéma de principe de la boucle à verrouillage de phase triphasé.

La transformation de Concordia est d'abord appliquée sur les tensions simples mesurées du réseau $V_a(\theta_s)$, $V_b(\theta_s)$, $V_c(\theta_s)$. Les tensions ainsi obtenues sont ensuite exprimées dans le repère de Park par une rotation $R(-\theta_{est})$, alors que l'angle de rotation estimée est issu de l'intégration de la pulsation estimée ω_{est} du réseau. Une bonne estimation de cet angle est garantie une fois la pulsation ω_{est} du repère tournant est identique à la pulsation ω_s des tensions mesurées. Cette condition sera obtenue si la grandeur V_d est maintenue nulle.

$$R(-\theta_{est}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{est}) & \sin(\theta_{est}) \\ -\sin(\theta_{est}) & \cos(\theta_{est}) \end{bmatrix} \tag{3-29}$$

✚ Calcul de la valeur crête du courant de référence :

La commande de l'onduleur de tension est réalisée en courant, en utilisant une hystérésis simple ; où les courants de réseau mesurés I_a , I_b , I_c correspondent à leurs références selon une bande d'hystérésis prédéfinie Δi . Tout d'abord, la valeur crête I_{max} est déduite avant que la commutation de l'onduleur débute.

En supposant un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire côté réseau, la valeur crête du courant I_{max} est liée à son image côté continu I_{ond} par l'équation linéaire :

$$I_{ond} = K_c \cdot I_{max} \tag{3-30}$$

Où la constante K_c est déduite sur la base d'un onduleur sans pertes [61]:

$$K_c = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{V_{eff}}{V_{DC-ref}} \quad (3-31)$$

Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis :

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs S_i et S'_i ($i = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur ; où le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet d'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue jusqu'à ce qu'il soit égal à sa référence, selon une fourchette h (h est la largeur de la bande d'hystérésis). Le comparateur bascule alors, et l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $\Delta i < h$. Une telle commande est simple dans sa philosophie, et robuste en implémentation, car elle déduite indépendamment de la modélisation du système. La figure 3.11 illustre le schéma de principe.

Les fonctions de connexion des trois commutateurs statiques F_j ($j=1, 2,3$) de l'onduleur sont définies en termes des variations des courants mesurés I_j de la façon suivante :

$$\begin{cases} F_j = -1 & \text{si } i_j \geq i_{ref} + \Delta i \\ F_j = 1 & \text{si } i_j \leq i_{ref} - \Delta i \\ F_j = F_{j-1} & \text{si } i_j = i_{ref} \end{cases} \quad (3-32)$$

I_{ref} ($i=1, 2,3$) : représentent les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.

La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur, de l'inductance du filtre coté réseau et de la bande d'hystérésis Δi .

Les pertes de commutation de l'onduleur sont proportionnelles à cette fréquence, qui est directement proportionnelle à la bande d'hystérésis.

La fréquence maximale obtenue est donnée par l'expression suivante :

$$f_{max} = \frac{V_{DC}}{8L_r \Delta i} \quad (3-33)$$

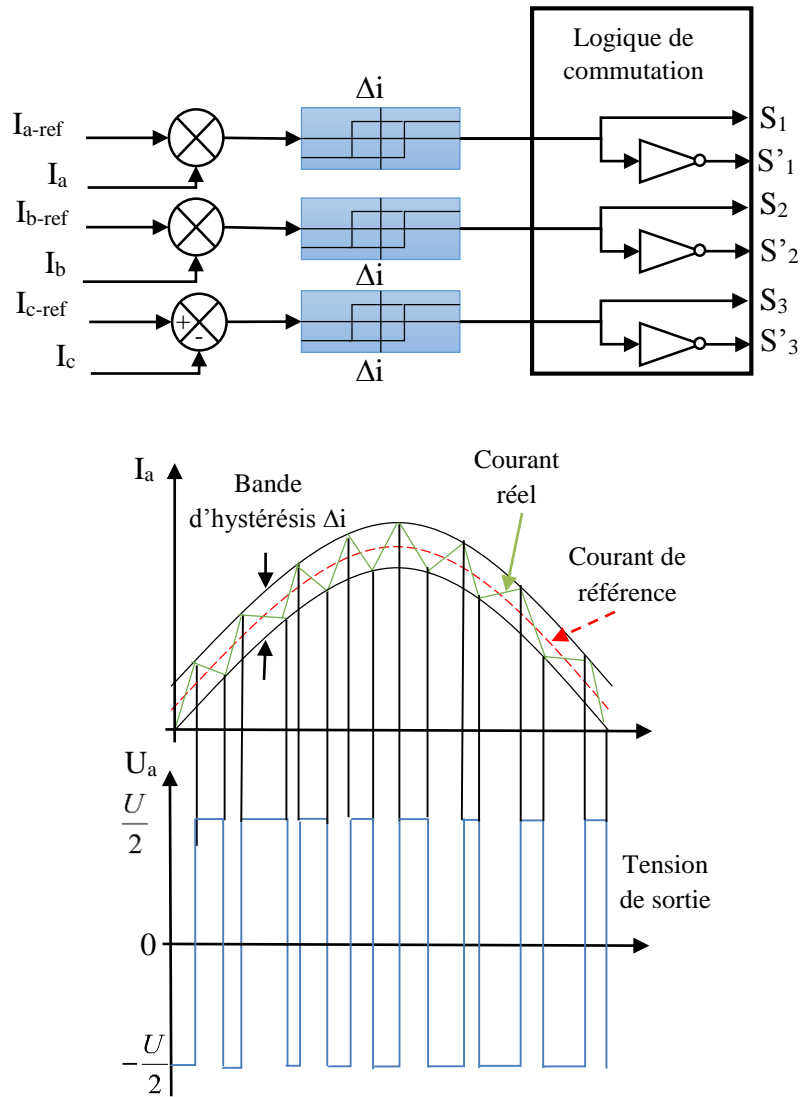


Figure 3.11 : Synoptique de la régulation par hystérésis.

3.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, l'ensemble des algorithmes de commande du système génération photovoltaïque ont été explicitement exposés. Ces techniques subdivisées en contrôle côté source solaire, et côté réseau, permettent une fois implémentés d'injecter le maximum de puissance extraite au réseau, tout en assurant un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Chapitre 04

RESULTATS

EXPERIMENTAUX

4.1 Introduction :

Comme pour toutes les sciences appliquées, l'aspect expérimental d'une étude constitue une partie très importante voir essentielle. Dans le domaine d'électrotechnique, il permet d'une part de concrétiser le travail de recherche et de faire émerger les problèmes liés à la mise en œuvre, et d'autre part de valider ou non l'étude théorique.

Dans ce chapitre, nous présentons la validation expérimentale du système photovoltaïque connecté au réseau, étudié précédemment. Les algorithmes de commande implémentés visent à concrétiser les points suivants :

- ✚ Extraction de la puissance maximale du générateur photovoltaïque.
- ✚ Une connexion souple du système photovoltaïque au réseau tout en assurant un facteur de puissance unitaire.

Le banc d'essai permet de mettre en place les lois de commande grâce à un environnement logiciel qui s'appuie sur le package Matlab/Simulink, muni d'une carte dSPACE DS 1104. Le principal avantage du banc expérimental proposé est sa flexibilité. En effet, les stratégies de commande précédemment décrites peuvent être automatiquement implémentée sur la dSPACE. De plus, les modèles établis et simulés peuvent être simplement modifiés. Pour ce faire, plusieurs outils logiciels sont utilisés :

- ✚ Matlab/Simulink.
- ✚ RTI (Real Time Interface) qui est une librairie dSPACE permettant l'implémentation des stratégies de commande.
- ✚ RTW (Real Time Workshop) qui compile les fichiers Simulink et les adaptent pour être charger dans la dSPACE.

4.2 Description du banc d'essai :

Pour tester expérimentalement les approches de commande proposées, et de valider également les résultats numériques obtenues, un banc d'essai à petite échelle a été monté au sein du laboratoire de recherche LGEB, à l'université de Biskra, dont les figures 4.1 et 4.2 illustrent respectivement un aperçu et le synoptique. En fait, ce système est constitué des parties suivantes :

- Un générateur PV (GPV), formé par l'association de deux modules, de marque SHARP. Chaque module est de type monocristallin, constitué de 72 cellules en série, produisant aux conditions standards (STC : 1000 W/m^2 , 25°C), une puissance crête de 175 W_p , à une tension optimale de 35.4 V . le champ photovoltaïque est fixé sur le toit du laboratoire, et orienté en plein sud, sous une inclinaison, égale à la latitude du lieu (34°).
- Un convertisseur DC/DC type boost, constitué d'un dipôle (interrupteur IGBT et une diode en antiparallèle), muni d'une isolation galvanique.
- Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, de marque SEMIKRON, à commande rapproché de type MLI accessible. Il est constitué par trois bras à IGBT. En entrée, le convertisseur est muni d'un condensateur de filtrage C de $1100 \mu\text{F}$, et en sortie, un filtre inductif à trois bobines de (10 mH , $0,57\Omega$), concrétisant un double rôle : se comporter comme une source de courant lors de la connexion au réseau de l'onduleur, et d'empêcher l'effet des commutations de se propager sur le réseau.
- Un transformateur élévateur ($24/220 \text{ V}$), de couplage Y/Y, est intégré entre l'onduleur et le réseau pour adapter le niveau de tension modulée en sortie du convertisseur à celle du réseau de distribution.
- Une alimentation triphasée réglable, simulant le réseau distribution, présentant une valeur efficace de 120 V .

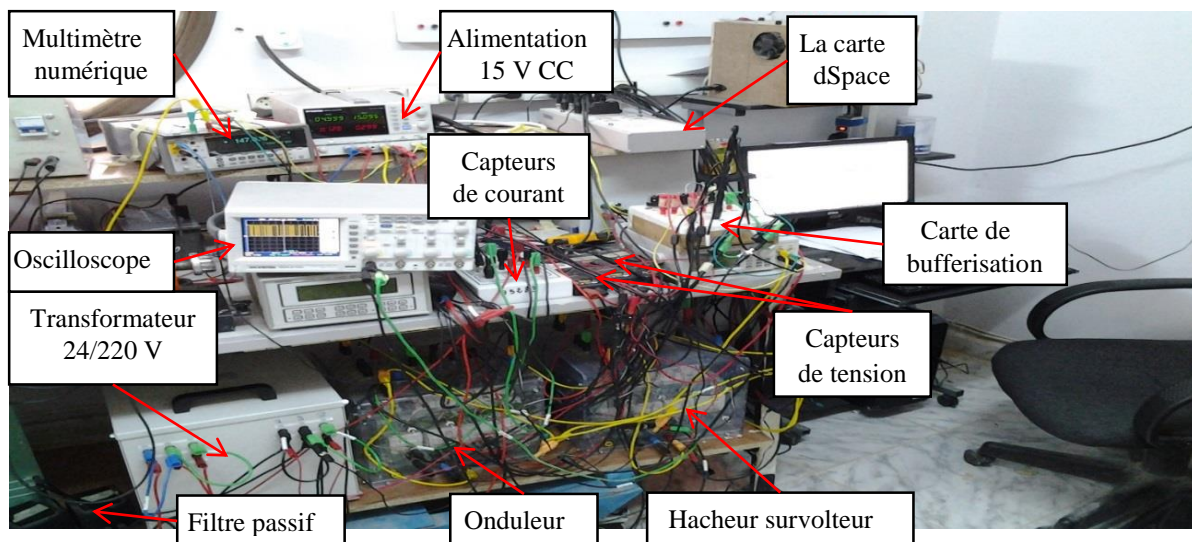


Figure 4.1: Banc d'essai expérimental.

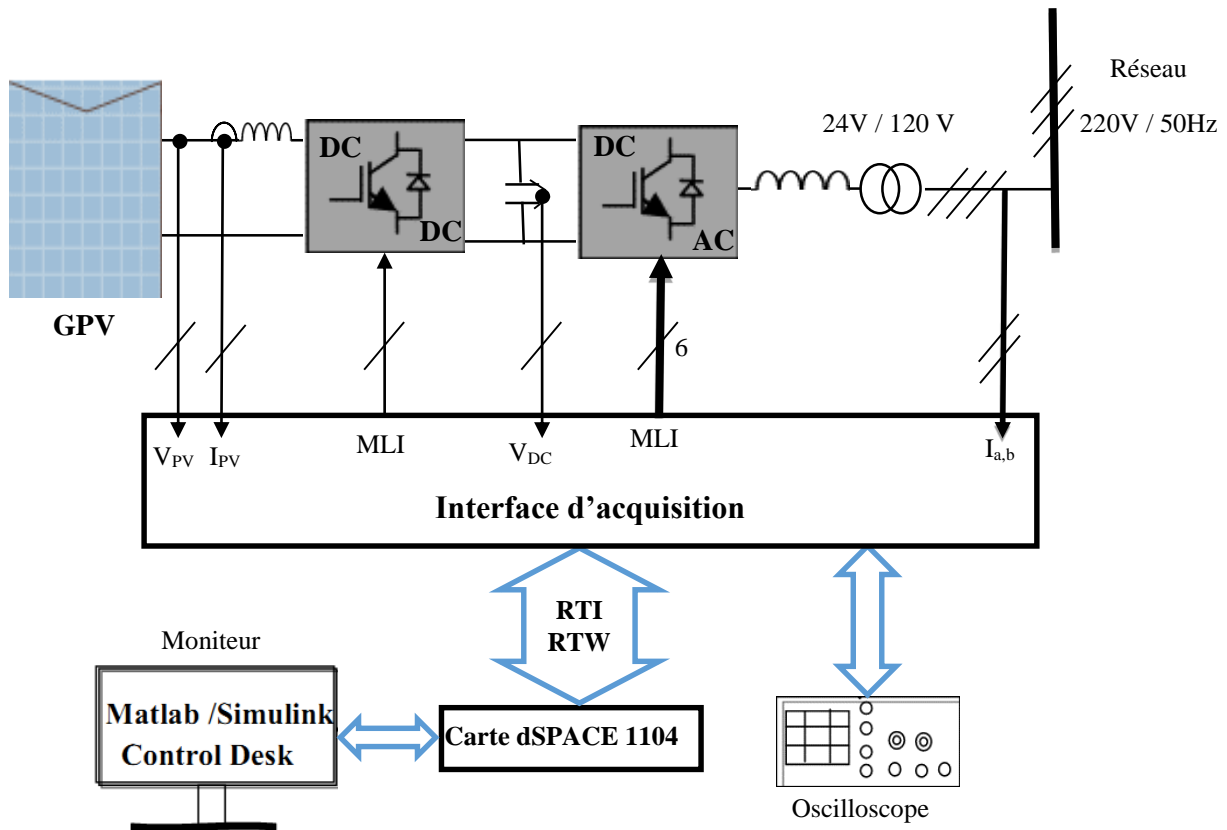


Figure 4.2: Synoptique du banc expérimental.

4.2.1 Isolation galvanique :

Pour des raisons de sécurité, il est nécessaire d'implanter une carte d'isolation galvanique entre la basse et la forte puissance. Ce convertisseur de puissance intègre quatre cartes du même constructeur SEMIKRON (la SKHI22), qui commande chacun des bras du pont à des niveaux de tensions 0V/15V (figure 4.3).

Le driver SKHI22 contient un générateur d'impulsions, un transformateur qui assure la transmission de la commande et une alimentation isolée des transistors de puissance qui attaquent la grille de ces transistors. En outre, ce driver contient un signal d'erreur en logique négative, c'est-à-dire qu'il délivre un signal de +15V s'il n'y a pas d'erreur. En cas d'anomalie, le driver se bloque et les impulsions d'entrée sont ignorées. Le verrouillage d'erreur est remis à zéro en forçant les deux entrées à 0, et en enlevant la cause d'erreur.

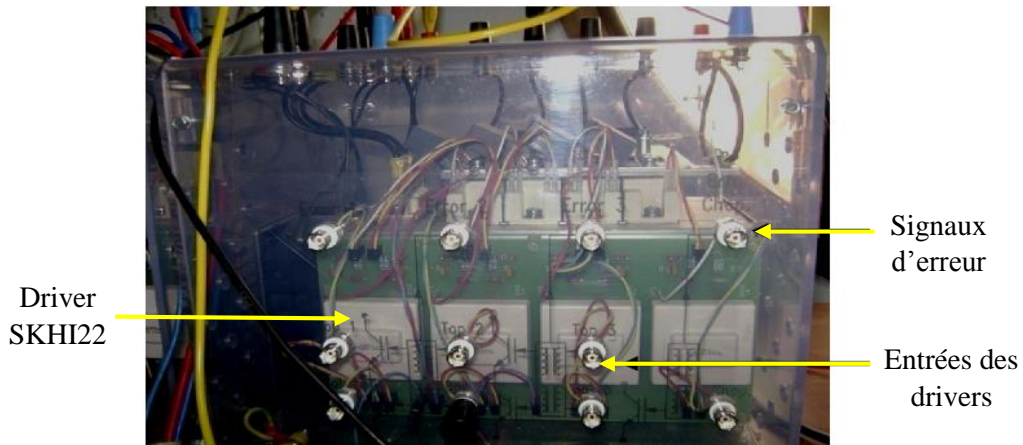


Figure 4.3: Carte d'isolation galvanique.

4.2.2 Carte dSPACE DS1104 :

L'algorithme de contrôle est mis en œuvre avec une carte dSPACE 1104 de Texas Instrument avec ; un DSP TMS320F240 à 20 MHz d'horloge. La sortie des capteurs de mesure des signaux sont envoyés aux convertisseurs analogique-numérique de la DS1104. Le système de commande développé est compilé sous Matlab -Simulink, et un interfaçage graphique (Control Desk) permet de visualiser en temps réel l'évolution de toutes les grandeurs. Le schéma de la carte DS1104 est montré sur la figure 4.4.

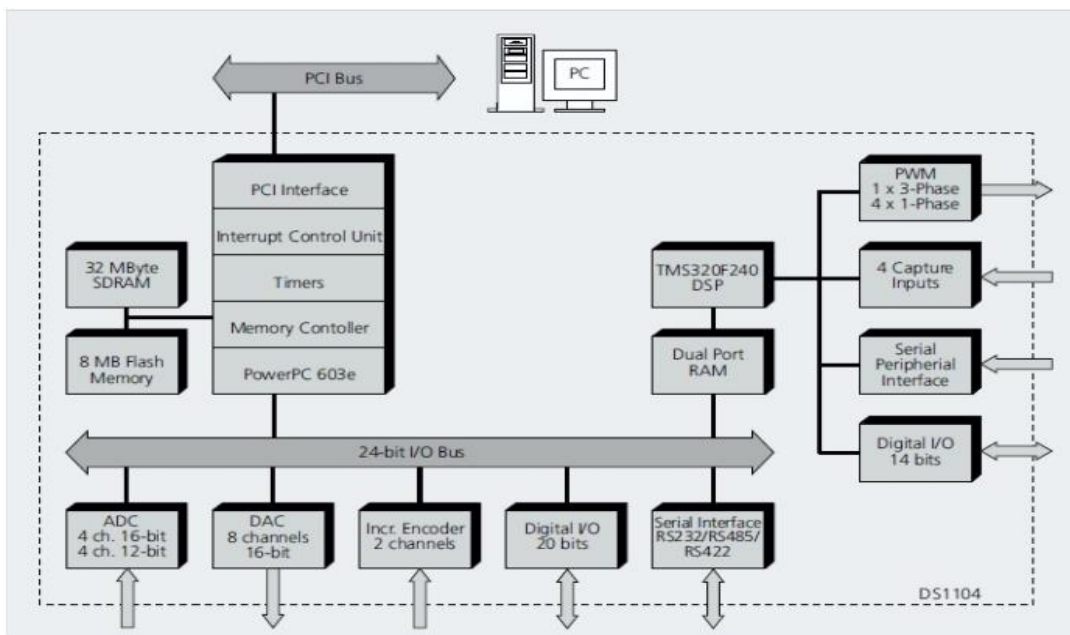


Figure 4.4: Schéma de la carte DS1104.

4.2.3 Liaison Semikron - dSPACE :

La connexion entre la carte dSPACE et les convertisseurs de puissance est réalisée par une carte d'interface, qui adapte les niveaux du signal de commande à la tension de la grille de l'IGBT.

Le circuit de commande de la grille d'un IGBT, reçoit en entrée des signaux logiques d'ouverture et de fermeture de niveau de tension (0/15V), alors que les signaux des ports dSPACE disposent des signaux au format TTL (0/5V). Pour permettre le verrouillage des interrupteurs de l'onduleur, nous avons par conséquent réalisé une carte d'interfaçage permettant d'adapter les signaux de sortie de l'interface dSPACE avec les niveaux logiques des signaux d'entrée de l'onduleur :

Un circuit de bufférisations utilisant le 74LS00 (portes NAND), garantissant une diminution des dégâts en cas de mauvais fonctionnement de l'onduleur, est cascadié par un étage d'élévation de niveau de tension en exploitant le circuit 74LS17, constitué à son tour de six inverseurs à collecteur ouvert (figure 4.5).

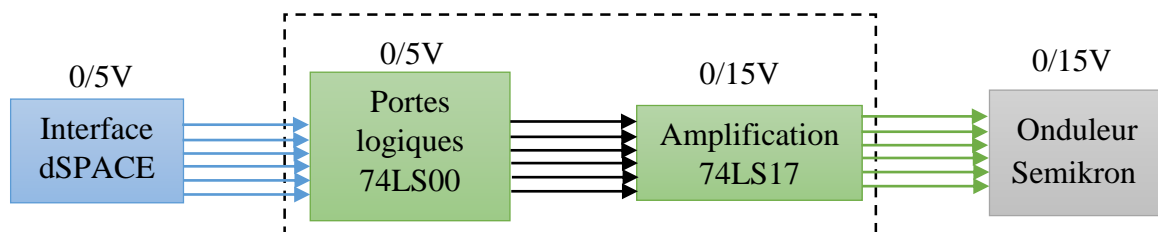


Figure 4.5: Schéma synoptique de la carte de bufférisations.

4.2.4 Les mesures des grandeurs électriques :

Les mesures des courants et des tensions sont réalisées respectivement par l'intermédiaire des modules LEM (LA25-NP et LV25P), respectivement. Le tableau 4-1 donne le nombre et les gains des différents capteurs utilisés. Ces gains seront pris en compte dans le programme (RTI). Ces capteurs fonctionnent selon le principe de l'effet Hall, basé sur la mesure des champs magnétiques résultants des courants électriques, ce qui permet de mesurer des signaux continus et alternatifs. En plus de la mesure des courants, les capteurs offrent une autre fonction, celle de l'isolation entre la partie haute tension et basse tension du système expérimental. Les capteurs de courant et de tension sont présentés sur les figures 4.6.a et 4.6.b.

Capteurs LEM utilisés	Nombre	Gain
La tension du GPV (V_{PV})	1 capteur	200
Le courant du GPV (I_{PV})	1 capteur	10
La tension du bus continu (V_{DC})	1 capteur	200
Le courant à la sortie de l'hacheur (I_{PVs})	1 capteur	10
Les tensions du réseau (V_a, V_b, V_c)	2 capteurs	200
Les courants du réseau (I_a, I_b, I_c)	2 capteurs	10

Tableau 4-1: Liste des capteurs utilisés dans le banc d'essai.



a. Capteur de courant



b. Capteur de tension

Figure 4.6 : Capteurs des mesures.

4.3 Résultats expérimentaux :

4.3.1 Performances côté GPV :

Pour valider les résultats de simulation, indiqués en ANNEXE 02, ce paragraphe met en exergue les performances du premier étage de conversion ; à savoir :

- ✚ L'algorithme MPPT basé sur le mode glissant.
- ✚ L'algorithme MPPT basé sur la logique floue.

Les résultats pratiques seront en fait présentés et commentés.

Les figures 4.7 et 4.8 illustrent respectivement les allures du courant et de la tension du GPV issus des deux approches, et ce pour un éclairage fixe (780 W/m^2), pris dans une journée claire le mardi 21 Avril 2015. Tout d'abord, le générateur photovoltaïque a été maintenu débranché du système jusqu'au point **A**; le courant du GPV reste égale à zéro, et $V_{PV} = V_{oc}$ (84 V). En ce

moment, les deux algorithmes sont compilés. Comme on peut le constater sur les deux figures, le point de fonctionnement (courant, tension), se déplace vers la zone optimale (zone B), assurant une convergence rapide vers le point optimum (4 A, 70 V). Néanmoins, deux remarques sont extraites :

- L’algorithme par mode glissant produit des oscillations amorties sur les graphes du courant et de la tension.
- Le contrôleur par le logique floue permet au point de fonctionnement d’atteindre l’optimum dans quelques millisecondes, sans dépassement, ni un retard, ce qui prouve l’efficacité de la commande MPPT introduite.

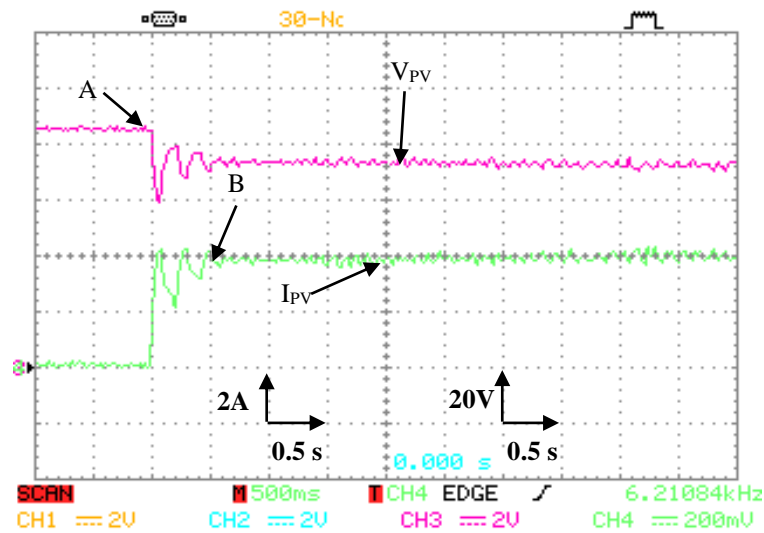


Figure 4.7: Allure expérimentale de la tension et du courant de GPV avec MPPT par mode glissant.

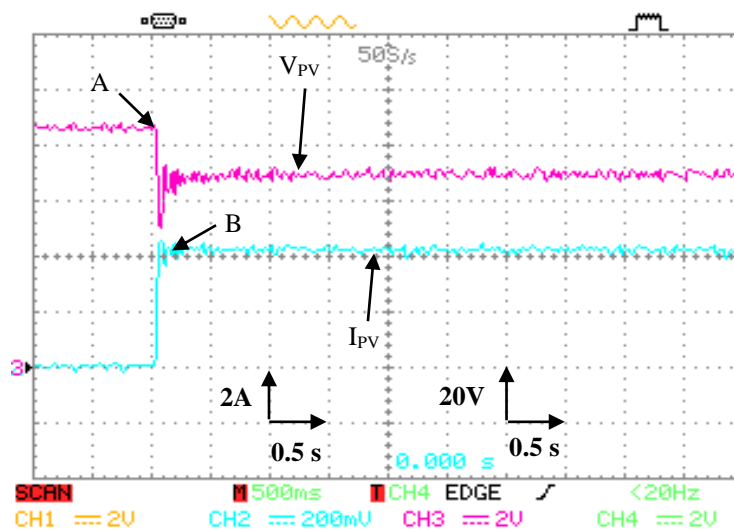


Figure 4.8: Relevés expérimentaux de la tension et du courant du GPV avec MPPT par FLC.

Pour confirmer le fonctionnement du GPV dans sa zone optimale, on expose sur les figures 4.9 et 4.10 respectivement les allures de la surface de glissement issue de la stratégie par mode glissant, et le signal d'erreur, proposé comme une entrée pour le contrôleur par logique floue. Ces graphes présentent en fait la condition de la conductance incrémentale.

De ces graphes, on remarque clairement que les deux quantités sont presque nulles ($\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} V_{PV} + I_{PV} \approx 0$), prouvant ainsi que l'impédance dynamique côté GPV ($\frac{dV_{PV}}{dI_{PV}}$) est égale en absolue à son impédance statique ($\frac{V_{PV}}{I_{PV}}$), et le point de fonctionnement est parfaitement celui optimum (4 A, 70 V).

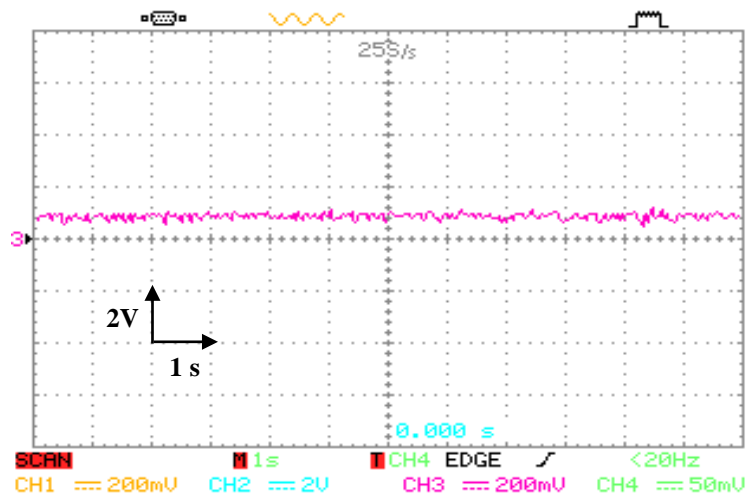


Figure 4.9: Allure expérimentale de la surface de glissement.

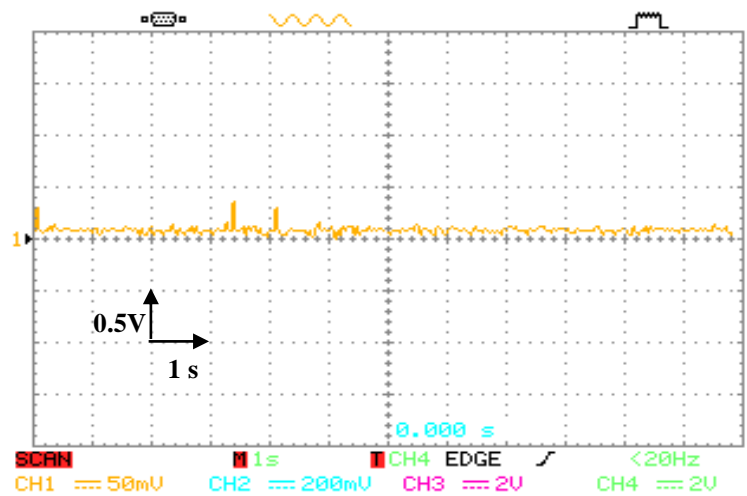


Figure 4.10: Allure expérimentale de l'erreur du contrôleur floue.

4.3.2 Courbe du rapport cyclique de l'hacheur:

Pour assurer que le GPV fonctionne à sa puissance maximale, les figures 4.11 et 4.12 montrent l'allure du rapport cycliques développés par les deux techniques proposées. On remarque que ce rapport est maintenu presque constant pour l'éclairage considéré ($\alpha \approx 0.5$), où cela est confirmé par la fameuse équation du hacheur boost en régime continu ($\alpha = 1 - \frac{V_{PV}}{V_{DC}}$), où la tension V_{PV} et la tension du bus continu sont évaluées respectivement à 70 V, et 150 V.

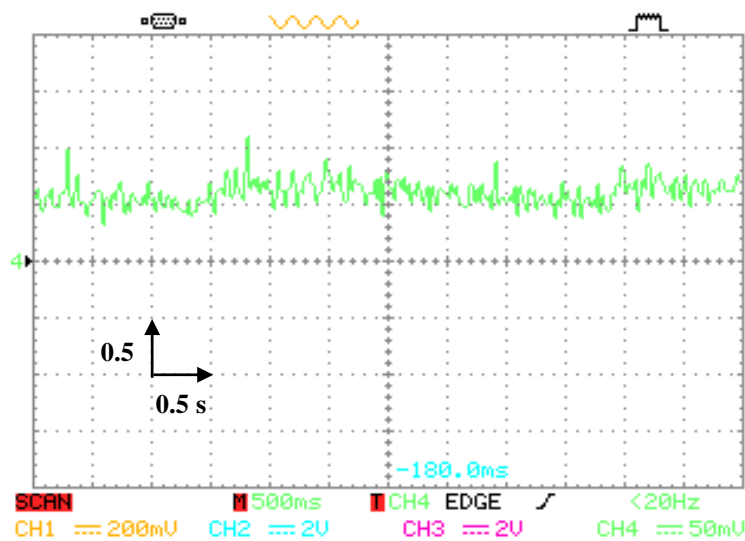


Figure 4.11: Rapport cyclique du MPPT mode glissant.

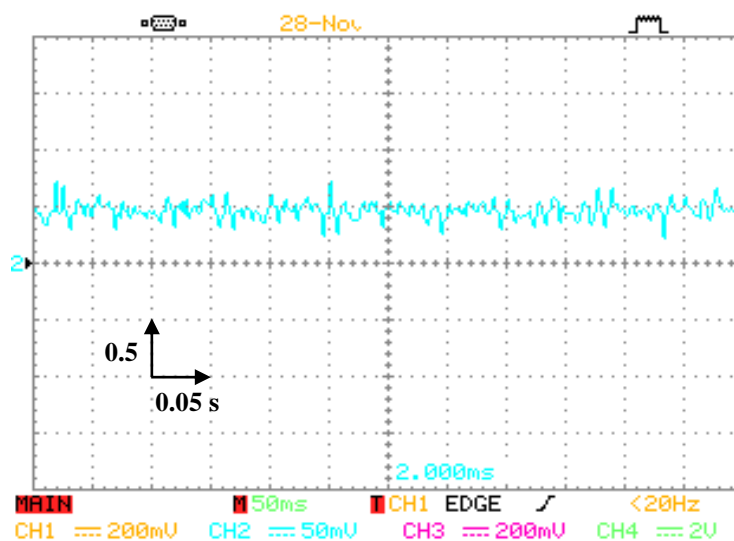


Figure 4.12: Rapport cyclique du FLC.

4.3.3 Résultats avec éclairage variable :

Pour vérifier la robustesse des algorithmes MPPT décrits, pour des changements notables des conditions atmosphériques (éclairage solaire), un émulateur du générateur photovoltaïque a été réalisé au sein de laboratoire LGEB. En fait, il y'a de nombreuses approches suivies dans la littérature pour modéliser la source solaire [62], mais, celle utilisant des hacheurs reste la plus populaire, de point de vue identification du modèle, et la mise en œuvre facile.

La configuration du système proposée sur la figure 4.13 est basée sur une alimentation continu, liée à un convertisseur DC/DC de type Buck, où la tension de sortie filtrée par le condensateur C_1 , reproduit la caractéristique (I-V) du GPV. Cette manière d'émuler est flexible, car elle permet de changer facilement le profil de l'éclairage [63].

Pour permettre d'émuler avec exactitude la tension du GPV, un régulateur par mode glissant est proposé ; où la surface de glissement, est issu des équations d'état de l'hacheur Buck, comme suit

$$\rho = \dot{e} + \lambda e \tag{4-1}$$

Où e , désigne l'erreur de poursuite et λ une constante positive :

$$e = V_{PV} - V_{PV-ref} \tag{4-2}$$

Dans l'équation (4-1), la tension V_{PV-ref} , désigne le modèle théorique à suivre

$$V_{PV-ref} = V_{th} \left(\log\left(\frac{I_{cc} - I_{PV} + I_o}{I_o}\right) - I_{PV} R_s \right) \tag{4-3}$$

La structure de cette commande se compose de deux parties : la première porte sur la quantité équivalente α_{eq} , et la deuxième fournit la partie de stabilisation α_n .

$$\alpha' = \alpha'_{eq} + \alpha'_n \tag{4-4}$$

α_{eq} est dérivée de la condition $\dot{\rho}=0$, fournissant le rapport cyclique dans l'état d'équilibre [51]:

$$\alpha'_{eq} = \frac{V_{PV}}{V_{in}} \quad (4-5)$$

La partie de stabilisation α_n est considéré comme l'effort nécessaire pour rejoindre la condition $\rho = 0$ quand la commande du système démarre. L'existence du mode approche peut être garantie en utilisant théorème de stabilité de Lyapunov directe, comme suit :

On peut définir une fonction candidate de Layapounov, liée à la surface de glissement :

$$v = \frac{1}{2} \rho^2 \quad (4-6)$$

Par conséquent, le gradient de la fonction coût v est déduit:

$$\dot{v} = \dot{\rho} \rho \quad (4-7)$$

La réalisation de $\rho = 0$ est obtenue si l'équation (4-5) est maintenue négatif semi-définie ($\dot{\rho} \leq 0$), et similairement à l'algorithme MPPT par mode glissant, la commande α'_n est déduite comme une fonction linéaire de la surface de glissement ρ :

$$\alpha'_n = -K\rho \quad (4-8)$$

Du moment que le rapport cyclique α' soit limité dans l'intervalle $0 < \alpha' < 1$, le signal de contrôle est proposé ainsi:

$$\alpha' = \begin{cases} 1 & \text{pour } \alpha' \geq 1 \\ \alpha'_{eq} - K\rho & \text{pour } 0 < \alpha' < 1 \\ 0 & \text{pour } \alpha' \leq 0 \end{cases} \quad (4-9)$$

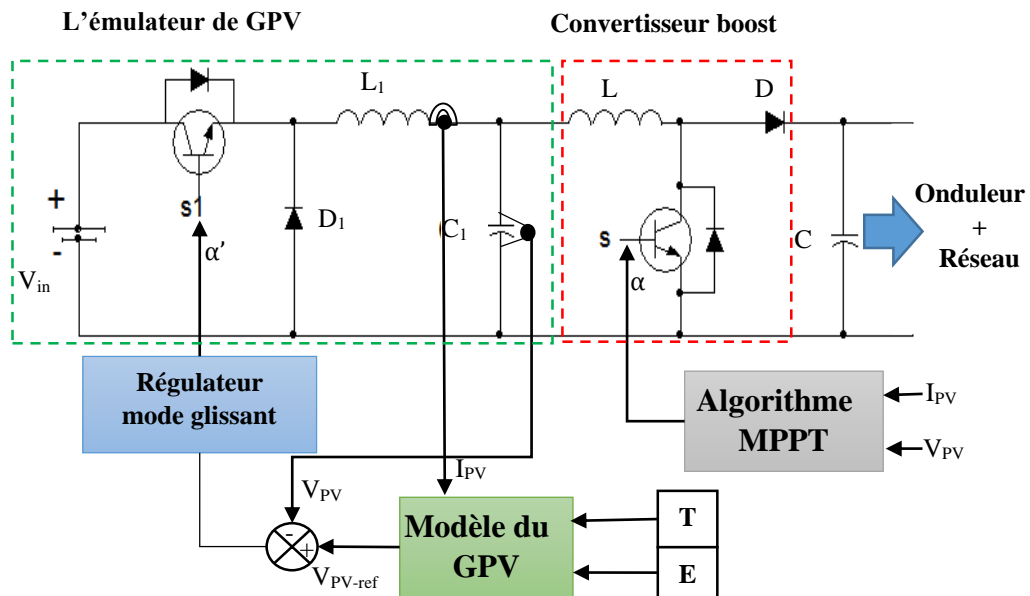


Figure 4.13: Configuration du système d'un émulateur PV.

Sur la figure 4.14, les allures des puissances extraites, pour un changement en échelon de l'éclairement solaire; respectivement (1000 W/m², 600W/m², 400W/m², 800 W/m²) sont présentées. Cette manière de variation permet aisément de tester l'efficacité de l'algorithme en régime statique et dynamique. Vu les performances équivalentes des deux algorithmes MPPT, seul celui par logique floue est présenté. Comme on peut le constater, une fois, l'algorithme MPPT flou est compilé au point A, les points de fonctionnements atteignent d'une façon apériodique les valeurs optimales théoriques, sans oscillations observées autour du point MPP.

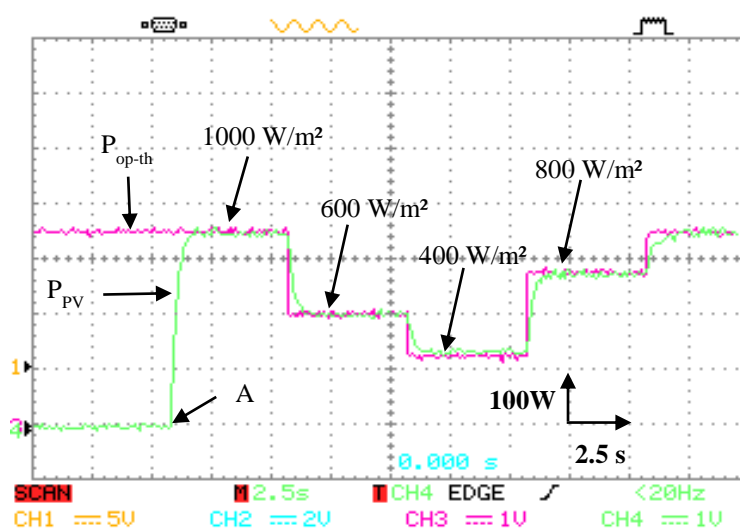


Figure 4.14: Allure expérimentale de la puissance du GPV en vertu de la variation d'ensoleillement (MPPT flou).

4.4 Performances expérimentales coté réseau :

4.4.1 Résultats de la tension du bus continu :

Sur les figures 4.15, 4.16 et 4.17 sont représentés les allures de la tension du bus continu issues des trois approches de commande proposées : par PI, par mode glissant (type Lyapounov), et par logique floue, et où un changement de la référence (de 150V à 200 V) a été appliqué à l'instant 0.3 s.

Comme on peut la constater, les trois techniques produisent des performances semblables, de point de vue suivie des références, ce qui confirme en fait, les résultats de simulation, figurées en ANNEXE 02.

En transitoire, le contrôleur flou est plus rapide à atteindre les références que les deux autres techniques. Cela peut être expliqué par le fait que la synthèse du courant crête du réseau (I_{max}) est affectée principalement par la dynamique du courant de sortie de l'hacheur boost (I_{PVs}) (équation 3-32), pour les deux autres contrôleurs. En outre, pour la régulation par le PI, la sélection des gains est généralement soumise à des ajustements continus. Il y'a plusieurs causes de cela ; les bruits, les retards, et les imperfections dans l'acquisition du signal. Contrairement à cela, le contrôleur flou adapte l'entrée de commande via la table de règles.

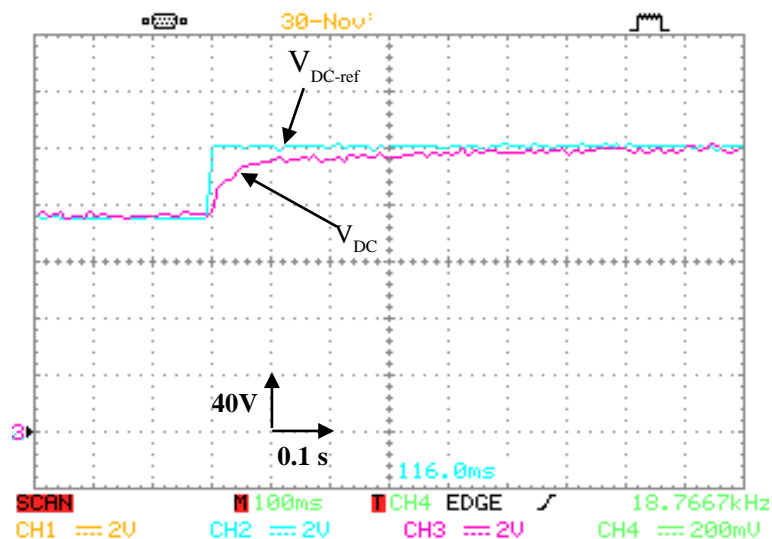


Figure 4.15: Allure expérimentale de la tension du bus continu avec le régulateur PI.

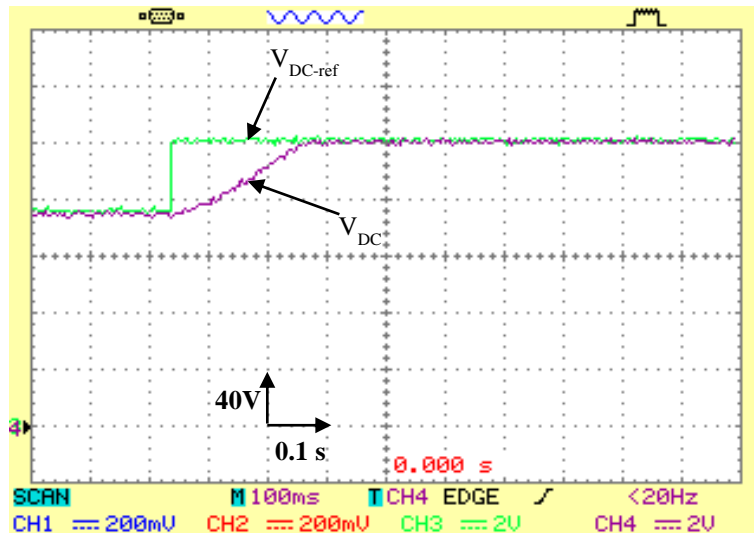


Figure 4.16: Allure expérimentale de la tension du bus continu avec le mode glissant (type Lyapounov).

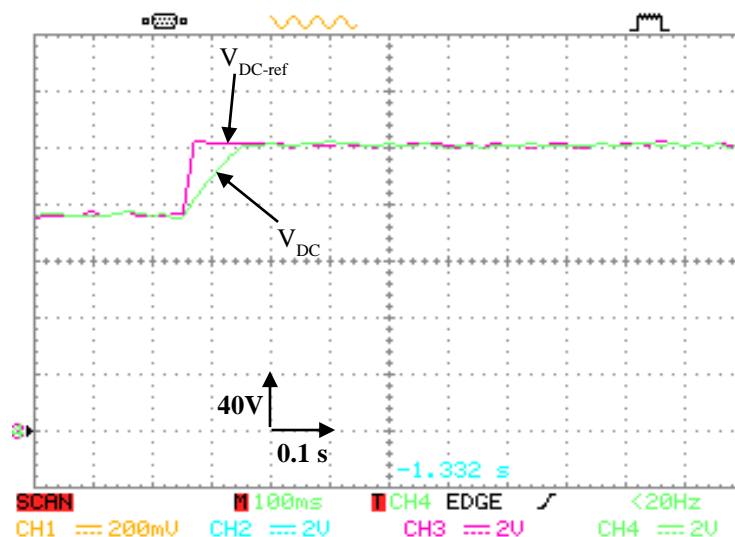


Figure 4.17: Relevé expérimentale de la tension du bus continu avec le FLC.

4.4.2 Résultats du courant du réseau :

Sur les figures 4.18, 4.19 et 4.20 sont représentées respectivement les allures expérimentales du courant de réseau, et son analyse spectrale. De ces graphes, les remarques suivantes sont extraites :

- ✚ Le courant du réseau embrasse d’une manière satisfaisante sa référence, prouvant ainsi l’efficacité du régulateur par hystérésis.

- ✚ Sur l'analyse spectrale de la figure 4.20, on constate une dominance totale de la fondamentale, avec une absence totale des harmoniques d'ordre bas. Pour celles à haut ordre, simulant les commutations, elles ne sont pas représentées sur la plage de fréquence choisies.
- ✚ Comme constaté sur la figure 4.19, le courant et la tension du réseau sont maintenus en phase, prouvant ainsi que le transfert d'énergie photovoltaïque vers le réseau se fait avec un facteur de puissance unitaire.

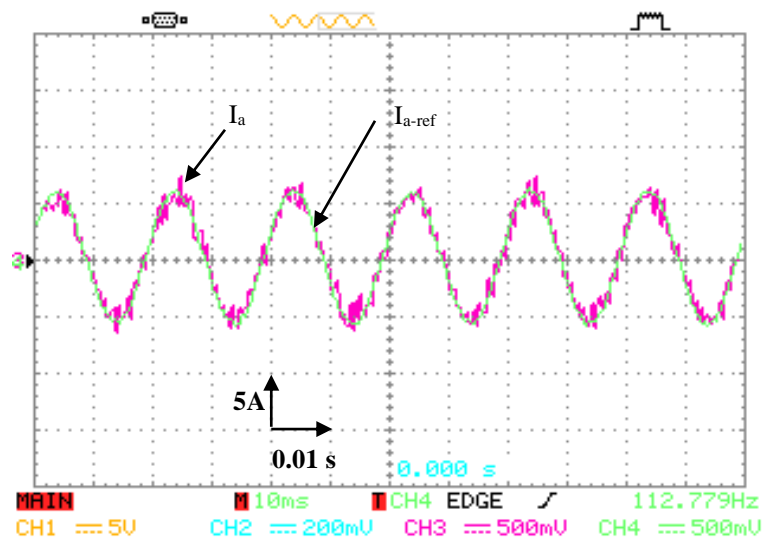


Figure 4.18: Allure expérimentale du courant du réseau et sa référence.

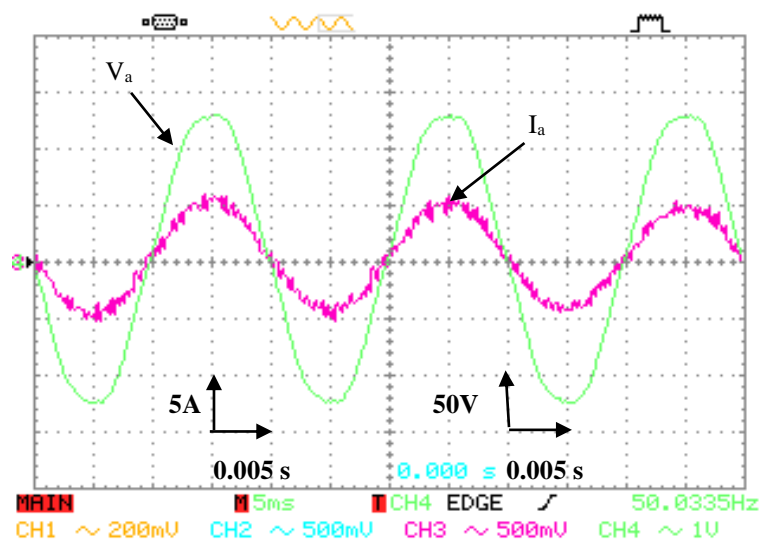


Figure 4.19: Résultats expérimentales de la tension et du courant du réseau.

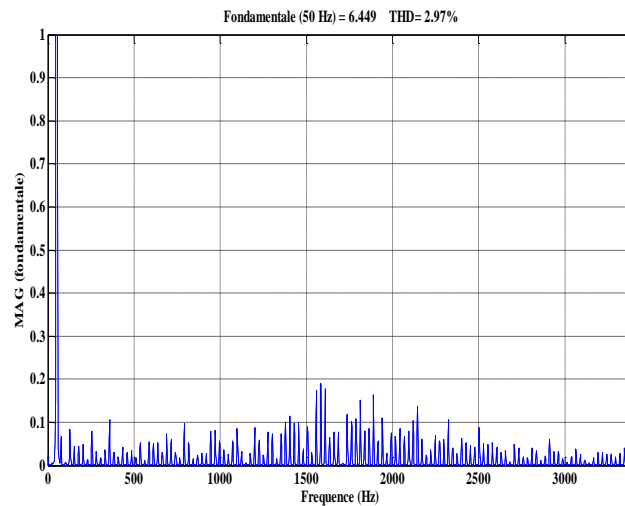


Figure 4.20: Analyse spectrale du courant du réseau.

4.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, les performances du système PV connecté au réseau ont été présentées d'une façon explicite. En fait, le banc d'essai monté au sein du laboratoire LGEB, nous a permis de tester les algorithmes de commande proposés, et de valider expérimentalement les résultats de simulation obtenus. Comme il a été présenté, les résultats acquis ont prouvé la faisabilité de ces techniques, où un écoulement souple de l'énergie photovoltaïque extraite vers le réseau est obtenu.

CONCLUSION

GENERALE

ET PERSPECTIVES

Conclusion générale et perspectives

Le travail exposé dans cette thèse présente comment une opération optimale d'un système photovoltaïque connecté au réseau peut être acquise. L'objectif était l'étude, la commande et l'implémentation pratique d'un ensemble de techniques intelligentes pour une utilisation fiable d'un tel système. Pour une extraction maximale de l'énergie incidente, des algorithmes de commande MPPT sont utilisés pour l'optimisation de cette source d'énergie renouvelable, alors qu'un effort supplémentaire a été proposé pour l'écoulement de cette énergie au réseau électrique.

Les résultats expérimentaux ont confirmé la faisabilité de ces techniques pour le pilotage du système à deux étages. De ce fait, les points suivants sont à retenir :

1. Les performances obtenues avec l'algorithme MPPT par mode glissant sont très satisfaisantes, où le point de fonctionnement rejoint l'optimum rapidement, une fois le GPV est connecté au système.
2. L'émulateur du GPV proposé a permis de tester la robustesse de l'algorithme précité pour une variation aléatoire de l'éclairement solaire. Les résultats obtenus ont mis en exergue une robustesse notable.
3. De même, la technique MPPT floue à sept règles a fourni des performances notables en qualité de rapidité de convergence et de finesse autour de l'optimum, et reste insensible aux variations atmosphériques. L'implémentation de telle technique nécessite une attention de l'expert que la technique précédente ; mais les résultats obtenus (absence du chattering) montrent une supériorité notable.
4. La régulation du bus continu par le biais de trois techniques : le PI classique ; par la théorie de Lyapounov, et par logique floue, ont été suggérées pour avoir une stabilisation du bus continu durant les changements qui se produisent dans le système à cause de l'influence des commandes MPPT sur le bus continu. Les résultats obtenus ont prouvé que les trois stratégies démontrent de performances notables en qualité de poursuite, alors que celle pour logique floue garantit un temps de réponse plus court, grâce à la table d'inférence à 49 règles.

5. La commande en hystérésis du courant de l'onduleur a permis l'injection quasi-totale de l'énergie photovoltaïque extraite au réseau électrique ; tout en assurant un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Perspectives :

L'ensemble de ces travaux nous ont incités à proposer quelques perspectives pouvant contribuer à l'amélioration de la chaîne de conversion. Parmi, on envisage de :

- ✚ Implémenter d'autres techniques d'intelligence artificielle et celles issues de la commande robuste, et en faire une comparaison.
- ✚ Augmenter la puissance injectée dans le réseau, en ajoutant d'autres modules photovoltaïques au système.
- ✚ Ajouter d'autres fonctions, tel que le filtrage actif des courants harmoniques présents sur le réseau électrique, lors d'une présence des charges non polluantes.

REFERENCES

BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques :

- [1] L. Protin and S. Astier, "Convertisseurs photovoltaïques," Techniques de l'ingénieur, 1997.
- [2] S. Bacha and C. Chatroux, "Systèmes Photovoltaïques couplés au réseau," les nouvelles technologies de l'énergie–Les énergies renouvelables, p. 51 à 70, 2006.
- [3] S. Castellan, S. Quaia, S. Roitti, and G. Sulligoi, "Power electronic conditioning systems for industrial photovoltaic fields: Centralized or string inverters?," International Conference in Clean Electrical Power, ICCEP'07, pp. 208-214, 2007.
- [4] J. Myrzik and M. Calais, "String and module integrated for single-Phase photovoltaic systems", IEEE Bologna PowerTech Conference, Bologna, Italy, 2003.
- [5] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, pp. 1292-1306, 2005.
- [6] H. AbdEl-Gawad and V. K. Sood, "Overview of connection topologies for grid-connected PV systems," IEEE 27th Canadian Conference in Electrical and Computer Engineering (CCECE), pp. 1-8, 2014.
- [7] M. Meinhardt and G. Cramer, "Past, present and future of grid connected photovoltaic- and hybrid-power-systems," IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000, pp. 1283-1288.
- [8] M. Meinhardt and G. Cramer, "Multi-string-converter: the next step in evolution of string-converter technology," Proc, of the 9th Eur. Power Electronics and Applications Conf, 2001.
- [9] G. R. Walker and P. C. Sernia, "Cascaded DC-DC converter connection of photovoltaic modules," IEEE Transactions in Power Electronics, vol. 19, pp. 1130-1139, 2004.
- [10] R. Utsumi, S. Masukawa, and S. Iida, "Photovoltaic power system with simplified cascade boost choppers," European Conference in Power Electronics and Applications, pp. 1-6, 2007.
- [11] S. Vighetti, "Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau: Choix et dimensionnement des étages de conversion", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2010.
- [12] A. Bellini, S. Bifaretti, and V. Iacovone, "Resonant DC-DC converters for photovoltaic energy generation systems," International Symposium in Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM, pp. 815-820, 2008.

- [13] N. Benavides and P. Chapman, "Boost converter with a reconfigurable inductor," IEEE Conference in Power Electronics Specialists (PESC), pp. 1695-1700, 2007.
- [14] R.-J. Wai, W.-H. Wang, and J.-Y. Lin, "Grid-connected photovoltaic generation system with adaptive step-perturbation method and active sun tracking scheme," 32nd Annual Conference in IEEE Industrial Electronics (IECON), pp. 224-228, 2006.
- [15] M. M. Saied and M. G. Jaboori, "Optimal solar array configuration and DC motor field parameters for maximum annual output mechanical energy," IEEE transactions in Energy conversion, vol. 4, pp. 459-465, 1989.
- [16] G. Velasco, J. Negroni, F. Guinjoan, and R. Piqué, "Energy generation in PV grid-connected systems: power extraction optimization for plant oriented PV generators," Proceedings of the IEEE International Symposium in Industrial Electronics (ISIE), pp. 1025-1030, 2005.
- [17] T. Esum and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," IEEE Transactions on Energy Conversion , vol. 22, p. 439, 2007.
- [18] A. Nasr Allah Ali, M.H. Saied, M.Z. Mostafa, T.M. Abdel-Moneim, ' A Survey of Maximum PPT techniques of PV Systems ', IEEE, Energy Techniques, May 2012.
- [19] C. Hua and C. Shen, "Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system," The 13th Annual Conference Proceedings in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'98), pp. 679-685, 1998.
- [20] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, and A. Lazaro, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems," Solar energy materials and solar cells, vol. 90, pp. 1555-1578, 2006.
- [21] N. Khaehintung, T. Wiangtong, and P. Sirisuk, "FPGA implementation of MPPT using variable step-size P&O algorithm for PV applications," International Symposium Conference in Communications and Information Technologies (ISCIT'06), pp. 212-215, 2006.
- [22] Y. Jung, J. So, G. Yu, and J. Choi, "Improved perturbation and observation method (IP&O) of MPPT control for photovoltaic power systems," Conference Record of the Thirty-first IEEE in Photovoltaic Specialists, pp. 1788-1791, 2005,.
- [23] K. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, and M. Osakada, "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions," IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, vol. 142, pp. 59-64, 1995.

- [24] R. Marouani, M. A. Sellami, and A. Mami, "PV grid connected system controlled by sliding mode: Experimental implementation", The 5th International Conférence in Renewable Energy Congress (IREC), pp. 1-6, 2014.
- [25] A. H. Alqahtani and V. Utkin, "Self-optimization of photovoltaic system power generation based on sliding mode control,", The 38th Annual Conference in IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2012), pp. 3468-3474, 2012.
- [26] N. Bhugra and K. P. Detroja, "Sliding mode control based power balancing for grid connected PV system,", IEEE International Conference in Control Applications (CCA), pp. 673-678, 2013.
- [27] C.-M. Hong and C.-H. Chen, "Intelligent control of a grid-connected wind-photovoltaic hybrid power systems," International Journal of Electrical Power & Energy Systems, vol. 55, pp. 554-561, 2014.
- [28] C.-S. Chiu, Y.-L. Ouyang, and C.-Y. Ku, "Terminal sliding mode control for maximum power point tracking of photovoltaic power generation systems," Solar Energy, vol. 86, pp. 2986-2995, 2012.
- [29] N. Khaehintung, K. Pramotung, B. Tuvirat, and P. Sirisuk, "RISC-microcontroller built-in fuzzy logic controller of maximum power point tracking for solar-powered light-flasher applications,", The 30th Annual Conference of IEEE in Industrial Electronics Society (IECON), pp. 2673-2678, 2004.
- [30] N. Khaehintung, P. Sirisuk, and A. Kunakorn, "Grid-connected photovoltaic system with maximum power point tracking using self-organizing fuzzy logic controller,", The 5th International Conference in IEEE (PEDS' 2003), vol. 2, pp. 833-836, 2004.
- [31] H. Bounechba, A. Bouzid, K. Nabti, and H. Benalla, "Comparison of perturb & observe and fuzzy logic in maximum power point tracker for PV systems," Energy Procedia, vol. 50, pp. 677-684, 2014.
- [32] S. Karthika, P. Rathika, and D. Devaraj, "Fuzzy logic based maximum power point tracking designed for 10kw solar photovoltaic system," International Journal of Computer Science and Management Research, vol. 2, 2013.
- [33] T. Senjyu and K. Uezato, "Maximum power point tracker using fuzzy control for photovoltaic arrays,", Proceedings of the IEEE International Conference in Industrial Technology, pp. 143-147, 1994.
- [34] C.-Y. Won, D.-H. Kim, S.-C. Kim, W.-S. Kim, and H.-S. Kim, "A new maximum power point tracker of photovoltaic arrays using fuzzy controller,", The 25th Annual IEEE Conference in Power Electronics Specialists (PESC'94), pp. 396-403, 1994.

- [35] T. Hiyama, S. Kouzuma, and T. Imakubo, "Identification of optimal operating point of PV modules using neural network for real time maximum power tracking control", *IEEE transactions in Energy conversion*, vol. 10, pp. 360-367, 1995.
- [36] A. Hussein, K. Hirasawa, J. Hu, and J. Murata, "The dynamic performance of photovoltaic supplied dc motor fed from DC-DC converter and controlled by neural networks", *Proceedings of the International Joint Conference in Neural Networks, (IJCNN'02)*, pp. 607-612, 2002.
- [37] J.-S. Ko, B.-J. Jung, and K.-T. Park, "Maximum power point tracking control of PV system for DC motors drive with neural network", *International Conference in Smart Manufacturing Application (ICSMA 2008)*, pp. 514-519, 2008.
- [38] N. Chayawatto, K. Kirtikara, V. Monyakul, C. Jivacate, and D. Chenvidhya, "DC-AC switching converter modelings of a PV grid-connected system under islanding phenomena," *Renewable energy*, vol. 34, pp. 2536-2544, 2009.
- [39] K. Arulkumar, D. Vijayakumar, and K. Palanisamy, "Modeling and control strategy of three phase neutral point clamped multilevel PV inverter connected to the grid," *Journal of Building Engineering*, vol. 3, pp. 195-202, 2015.
- [40] V. F. Pires, J. Martins, and C. Hao, "Dual-inverter for grid-connected photovoltaic system: Modeling and sliding mode control," *Solar Energy*, vol. 86, pp. 2106-2115, 2012.
- [41] N. Guerrero-Rodríguez, L. Herrero-de Lucas, S. de Pablo-Gómez, and A. B. Rey-Boué, "Performance study of a synchronization algorithm for a 3-phase photovoltaic grid-connected system under harmonic distortions and unbalances," *Electric Power Systems Research*, vol. 116, pp. 252-265, 2014.
- [42] Y. Han, L. Xu, M. M. Khan, G. Yao, L.-D. Zhou, and C. Chen, "A novel synchronization scheme for grid-connected converters by using adaptive linear optimal filter based PLL (ALOF-PLL)," *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 17, pp. 1299-1345, 2009.
- [43] M. Djarallah, "Contribution à l'étude des systèmes photovoltaïques résidentiels couplés au réseau électrique", *Thèse de Doctorat, Université El Hadj Lakhdar, Batna*, 2008.
- [44] A. Betka and A. Attali, "Optimization of a photovoltaic pumping system based on the optimal control theory," *Solar Energy*, vol. 84, pp. 1273-1283, 2010.
- [45] S. El Aimani, "Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", *Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille*, 2004.

- [46] C. W. Tan and M. Jamri, "Modeling and control of a photovoltaic energy system using the state-space averaging technique," *American Journal of Applied Sciences*, vol. 7, pp. 682-691, 2010.
- [47] Y. Pankow, "Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau Basse Tension. Application au générateur photovoltaïque", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2004.
- [48] P. Vas, *Electrical machines and drives: a space-vector theory approach* vol. 25, Oxford University Press, 1992.
- [49] A. Menadi, S. Abdeddaim, A. Betka and M. T. Benchouia, "Real Time Implementation of A Fuzzy Logic Based Mppt Controller for Grid Connected Photovoltaic System," *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, vol. 5, pp. 236-244, 2015.
- [50] K. Barra and D. Rahem, "Predictive direct power control for photovoltaic grid connected system: An approach based on multilevel converters," *Energy Conversion and Management*, vol. 78, pp. 825-834, 2014.
- [51] G. Notton, V. Lazarov, and L. Stoyanov, "Optimal sizing of a grid-connected PV system for various PV module technologies and inclinations, inverter efficiency characteristics and locations," *Renewable energy*, vol. 35, pp. 541-554, 2010.
- [52] D. Rekioua, A. Achour, and T. Rekioua, "Tracking power photovoltaic system with sliding mode control strategy," *Energy Procedia*, vol. 36, pp. 219-230, 2013.
- [53] N. S. D'Souza, L. A. Lopes, and X. Liu, "Comparative study of variable size perturbation and observation maximum power point trackers for PV systems," *Electric Power Systems Research*, vol. 80, pp. 296-305, 2010.
- [54] P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, "Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique," *Renewable energy*, vol. 36, pp. 2508-2514, 2011.
- [55] A. Menadi, S. Abdeddaim, A. Ghamri, and A. Betka, "Implementation of fuzzy-sliding mode based control of a grid connected photovoltaic system," *ISA transactions*, vol. 58, pp. 586-594, 2015.
- [56] A. A. Ovalle, H. Chamorro, and G. Ramos, "Improvements to MPPT for PV generation based on Mamdani and Takagi-Sugeno fuzzy techniques", *The 6th IEEE/PES Latin America Conference and Exposition in Transmission and Distribution (T&D-LA)*, pp. 1-6, 2012.

- [57] A. I. Bratcu, I. Munteanu, S. Bacha, and B. Raison, "Maximum power point tracking of grid-connected photovoltaic arrays by using extremum seeking control," *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, vol. 10, pp. 3-12, 2008.
- [58] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, Z. Chen, and M. Liserre, "Power converters and control of renewable energy systems", *The 6th International Conference in Power Electron* , pp. 1-20, 2004.
- [59] M. Machmoum, N. Bruyggggant, M. A. S. Saadate, and M. Alali, "Stratégies de dépollution active des réseaux électriques: Partie i: Commande généralisée et analyse de performances d'un compensateur actif parallèle," *Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE)*, vol. 4, pp. 3-4, 2001.
- [60] M. Matsui, T. Kitano, and D. Xu, "A simple maximum photovoltaic power tracking technique utilizing system inherent limit cycle phenomena", *The 38th Annual Meeting in Industry Applications Conference (IAS)*, pp. 2041-2047, 2003.
- [61] M. G. Villalva and J. R. Gazoli, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays", *IEEE Transactions in Power Electronics*, vol. 24, pp. 1198-1208, 2009.
- [62] R. Shah and A. Rana, "Comparison between voltage controlled and current controlled buck converter based photovoltaic emulator", *International Conference in Electrical, Electronics, Signals, Communication and Optimization (EESCO)*, pp. 1-5, 2015.
- [63] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control vol. 199*: Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.

ANNEXE 01

➤ **Module photovoltaïque monocristallin (Sharp): NTR5E3E / NT175E1**

Spécifications	
Cellules en silicium monocristallin/ surface	125,5 mm²
Nombre de cellules	72 montées en série
Application Système	24 V CC
Tension maximale du système	1000 V CC
Fusible de sécurité	10 A
Dimensions / Poids	1575 x 826 x 46 mm / 17,0 Kg
Paramètres : (STC)*	
Rendement du module	13.5%
Rendement de la cellule encapsulée	16.4%
Puissance maximale (crête) P _{max}	175,0 W
Tension en circuit ouvert V _{oc}	44V
Tension à puissance maximale (crête) V _{op}	35.4V
Courant de court-circuit I _{cc}	5.4 A
Courant à puissance maximale (crête) I _{op}	4.95 A
Coefficients de température	
Coefficient de variation du courant de court-circuit en fonction de la température	+0,053% / °C
Coefficient de variation de la tension du circuit ouvert en fonction de la température	-156 mV / °C

➤ **Paramètre du système :**

IGBT en antiparallèle avec une diode : **SKM50 GB 123D**

$V_{CES} = 1200 \text{ V}$, $I_C = 50 \text{ A}$, $V_{CEsat} = 3.2 \text{ V}$

Tension efficace du réseau : $V_{res} = 110 \text{ V}$

Tension d'entrée de l'émulateur : $V_{in} = 200 \text{ V}$

➤ **Éléments passifs :**

$L = 300 \text{ mH}$; $C = 1100 \mu\text{F}$; $L_r = 10 \text{ mH}$; $L_1 = 10 \text{ mH}$; $C_1 = 1100 \mu\text{F}$

Gains de l'MPPT flou : $K_{11} = 0.006$, $K_{12} = 0.01$, $K_{13} = 50$.

Gains de l'MPPT par mode glissant : $K = 0.003$.

Gain du régulateur du bus par Lyapounov : $K = 40$.

Gains du régulateur PI : $K_p=0.5$, $K_i= 1$.

Gains du régulateur FLC du bus continu : $K_{21}=0.001$, $K_{22}=0.01$, $K_{23}= -60$.

Bande d'hystérésis : $\Delta i= 0.01$.

ANNEXE 02

« Résultats de simulation »

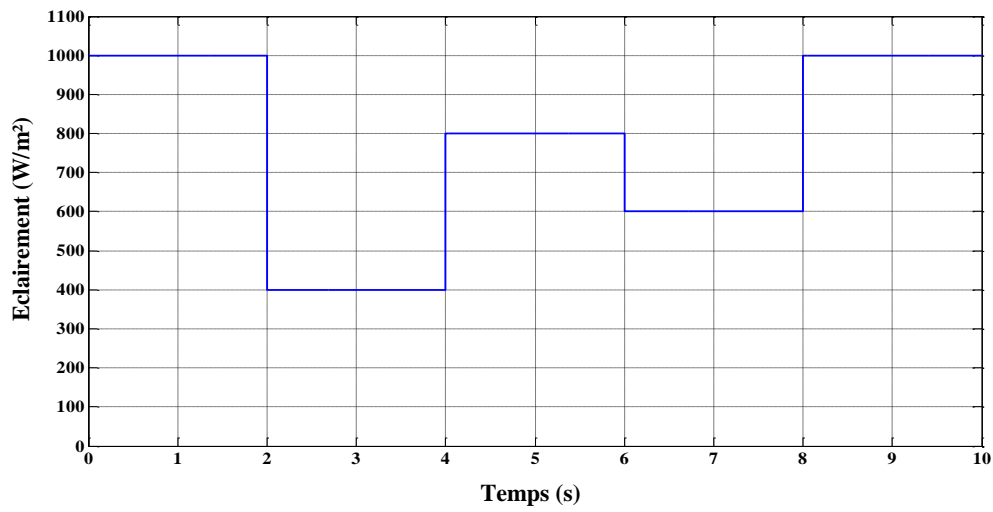


Figure 1 : profil de l'éclairement solaire.

1. Résultat de simulation des différents MPPT :

✚ Courbe de la tension V_{PV} par mode glissant :

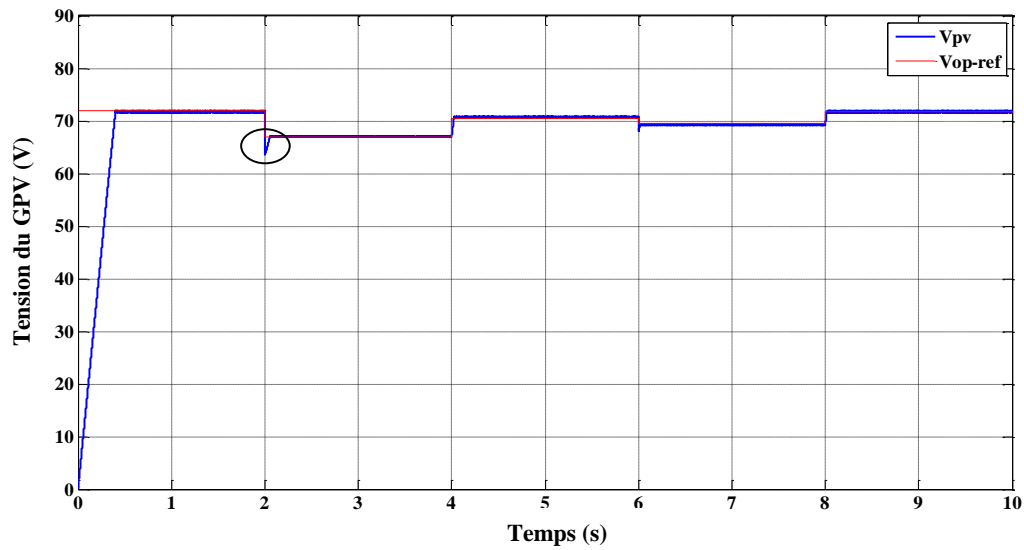


Figure 2 : tension du générateur photovoltaïque.

✚ Courbe du courant I_{PV} par mode glissant :

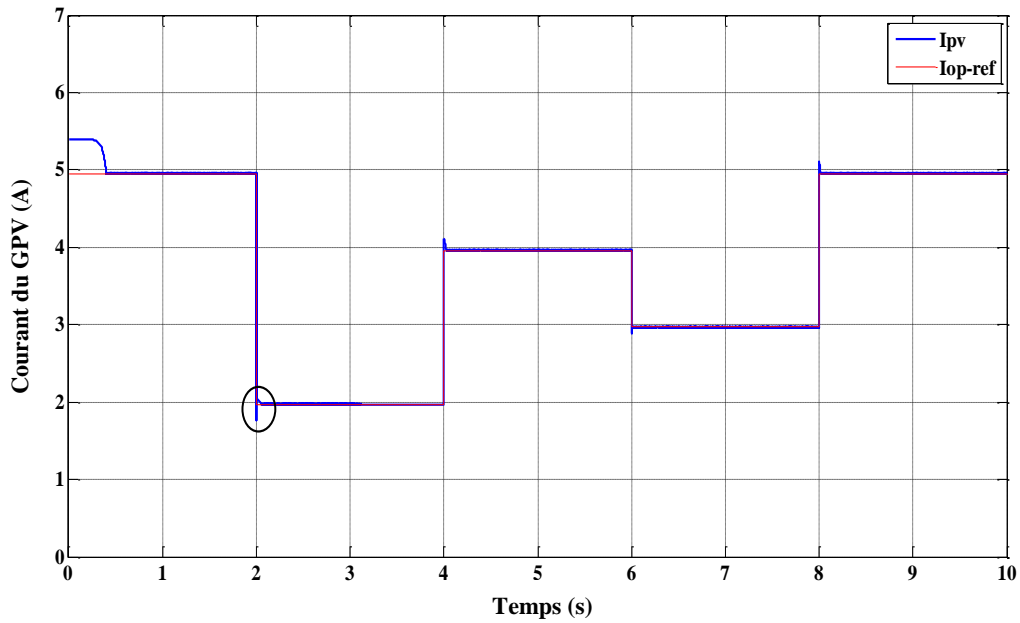


Figure 3 : courant du générateur photovoltaïque.

✚ Courbe de la tension V_{PV} par le contrôleur flou :

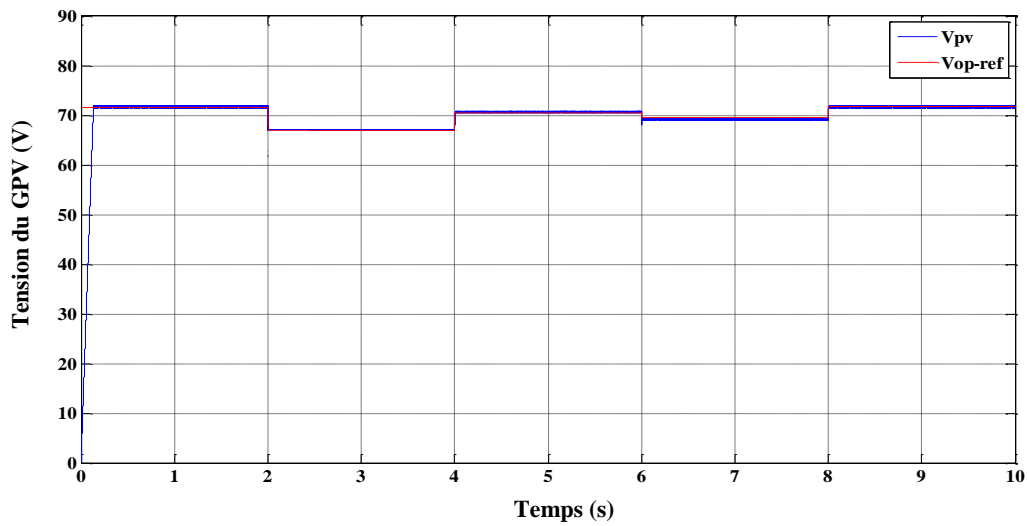


Figure 4 : tension du GPV.

✚ Courbe du courant I_{pv} par le contrôleur flou :

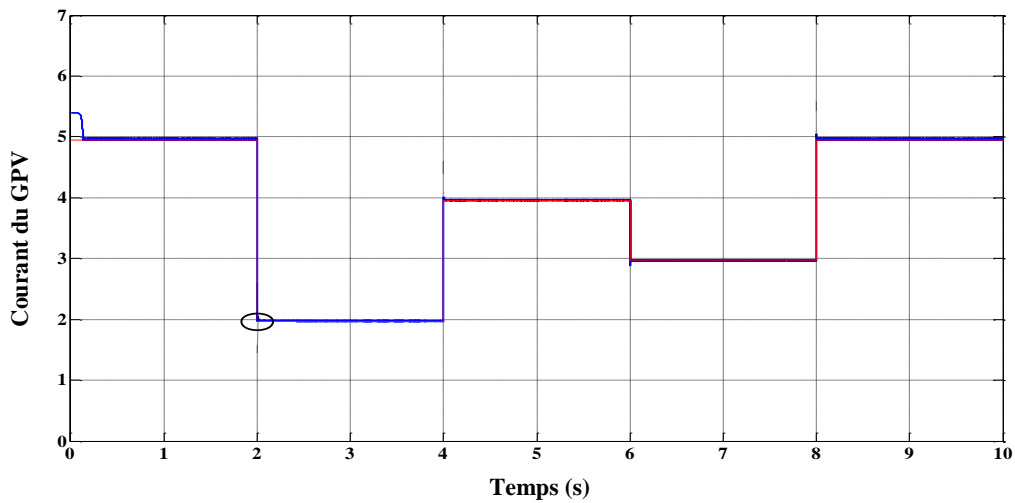


Figure 5 : courant du GPV.

✚ Etude comparative :

Pour mettre en exergue l'efficacité des commandes MPPT appliqués numériquement, on détermine les critères de performances suivant :

Le Critère de performance I_{AE} , où intégrale de l'erreur absolue :

$$I_{AE} = \int_0^t |e(t)| dt$$

Et le critère I_{SE} , intégrale carrée de l'erreur :

$$I_{SE} = \int_0^t e^2(t) dt$$

Où : e désigne l'erreur de poursuite.

Ainsi que le temps de réponse t_s .

Le tableau 1 représente les critères des performances du algorithmes MPPT.

	Mode glissant	FLC
I_{AE}	1.233	0.0854
I_{SE}	0.1885	0.02708
t_s	0.45	0.15

Tableau : critères de performance des commandes MPPT.

2. Résultat du bus continu :

✚ Courbes de la tension du bus continu V_{DC} pour les trois régulateurs :

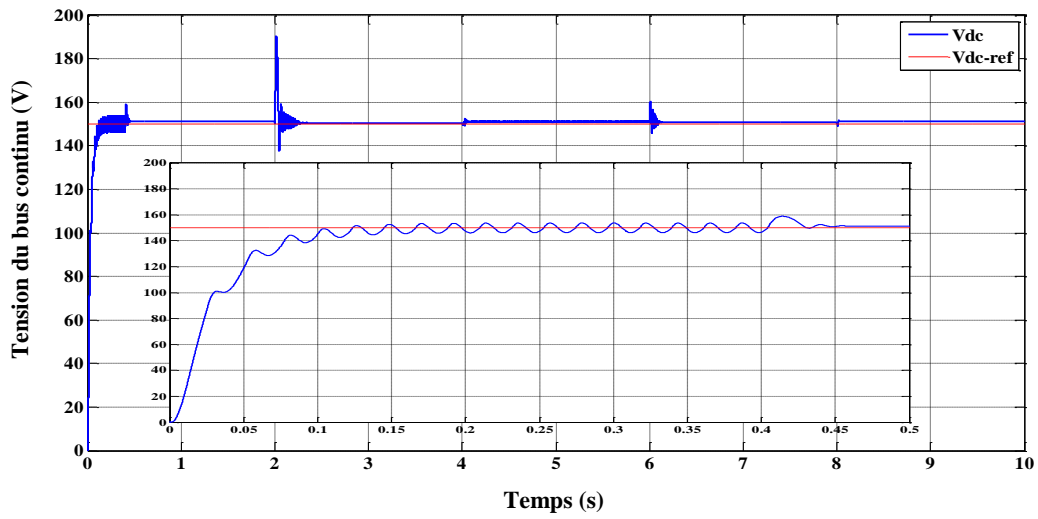


Figure 6 : tension du bus continu avec le régulateur PI.

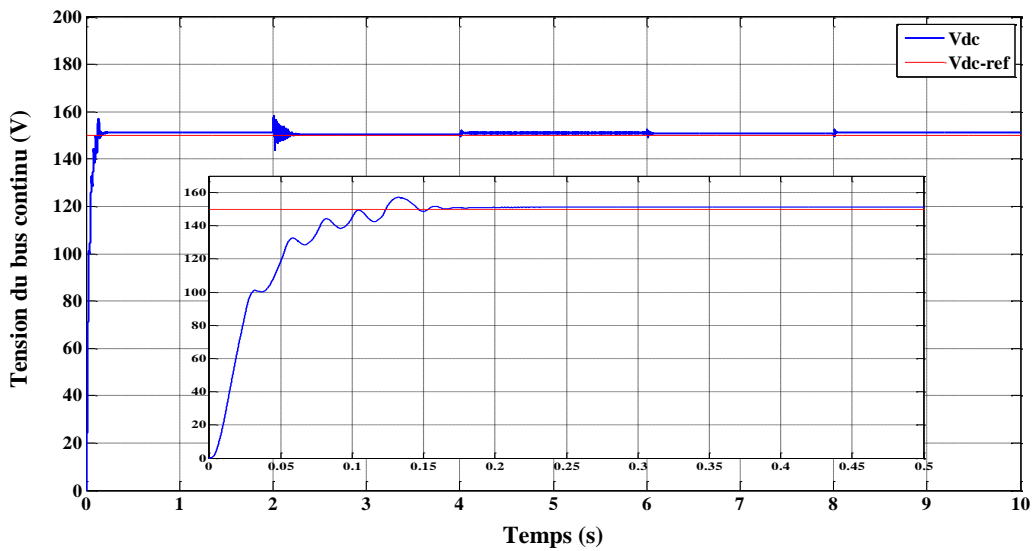


Figure 7 : tension du bus continu avec régulateur de Lyapunov.

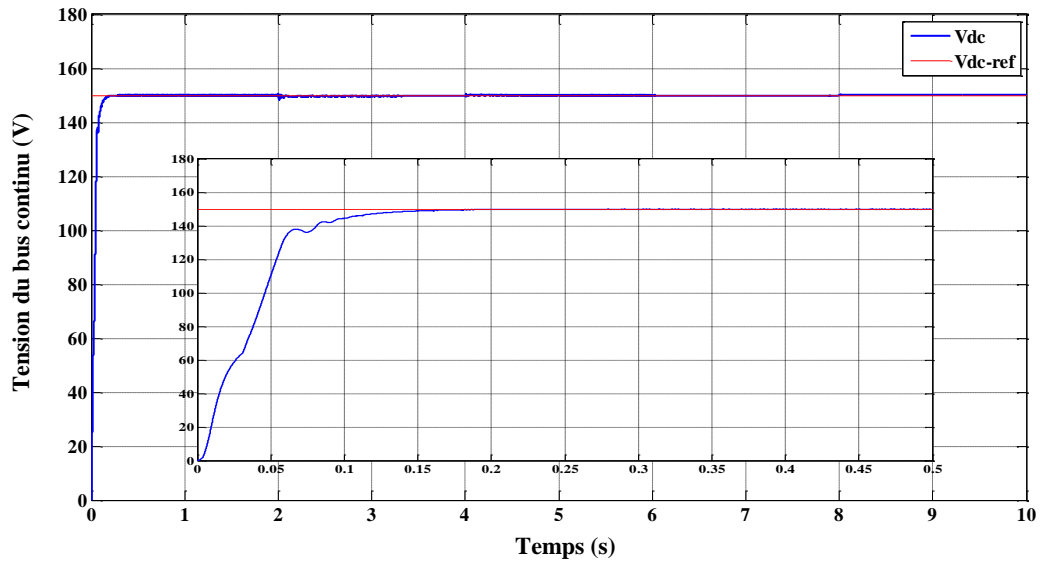


Figure 8 : tension du bus continu avec le régulateur flou.

🚦 Courbes de la tension du bus continu pour une variation en échelon de V_{DC-ref} :

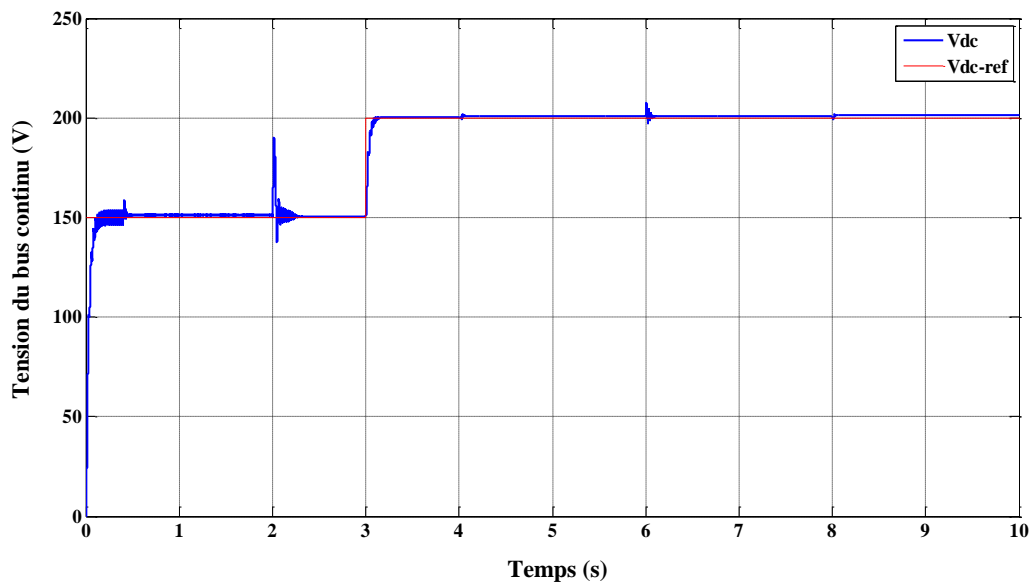


Figure 9 : tension du bus continu avec régulateur PI.

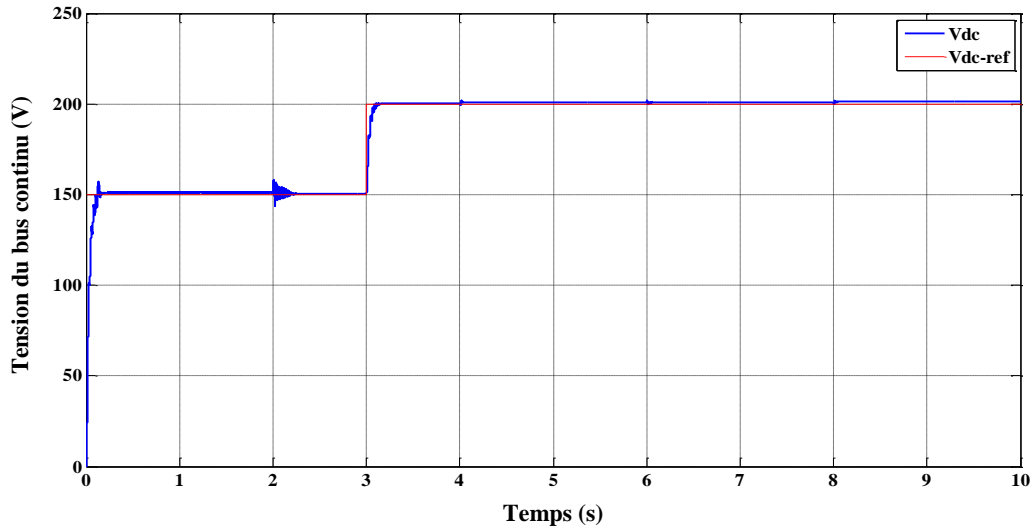


Figure 10 : tension du bus continu avec le régulateur de Lyapounov.

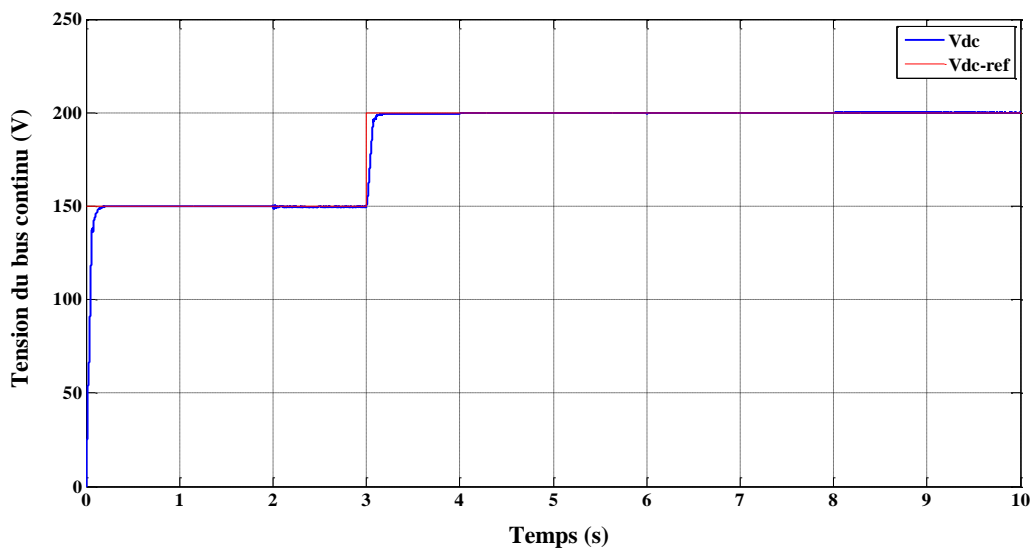


Figure 11 : tension de bus continu avec le régulateur flou.

3. Résultat coté réseau :

✚ Courbes des courants du réseau avec leurs références :

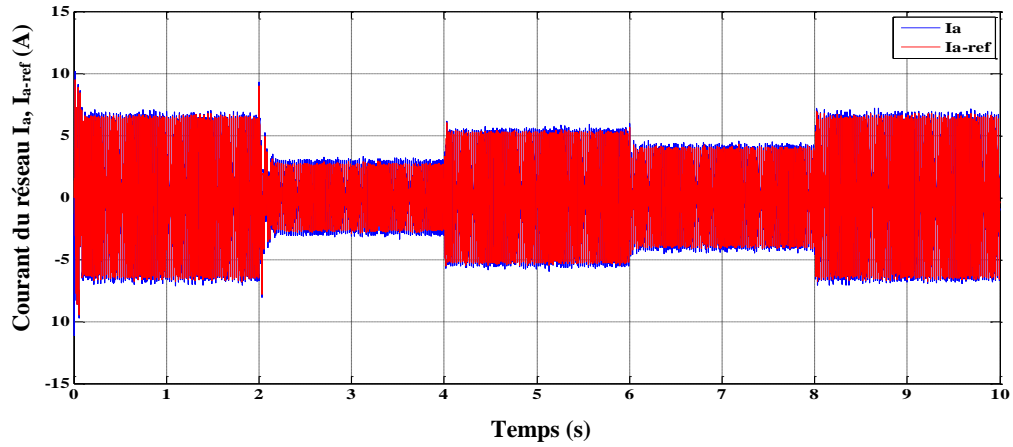


Figure 12 : courant mesuré et sa référence de la phase (a).

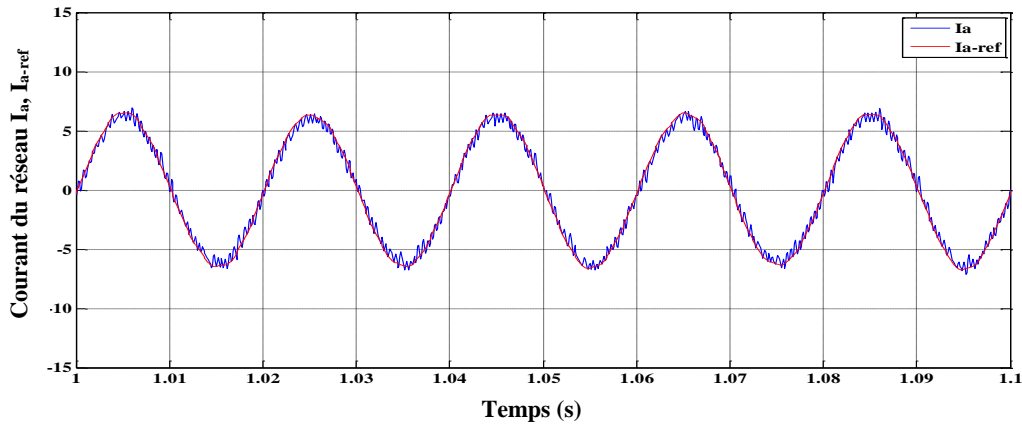


Figure 13 : zoom du courant et sa référence de la phase (a).

✚ Courbe de la tension et le courant de la sortie de l'onduleur :

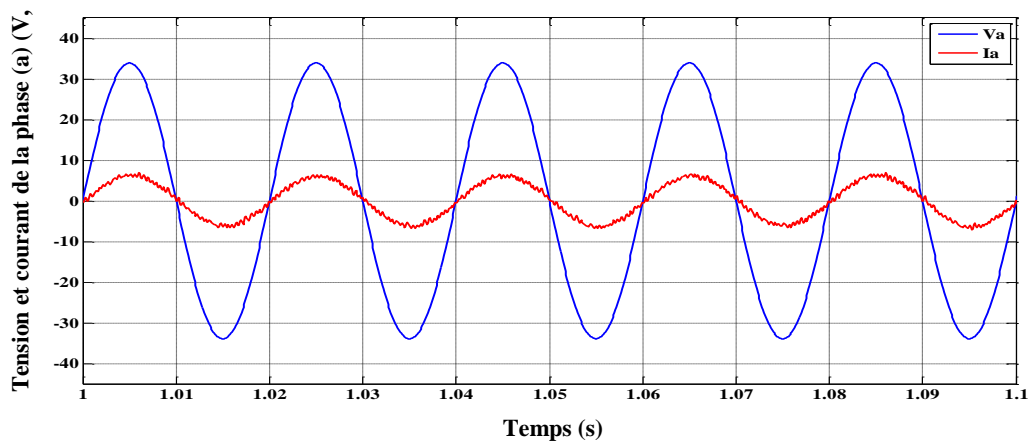


Figure 14 : courant et tension à la sortie de l'onduleur.