

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L 'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



N° d'ordre :.....

Série :.....

Université Mohammed Seddik

BENYAHIA - Jijel

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département : Electrotechnique

Thèse Présentée

Pour l'obtention du Diplôme de Doctorat 3^{ème} Cycle

Spécialité : Compatibilité Electromagnétique des Systèmes Electriques

Par :

Sid-Ahmed TOUIL

Thème :

Commande des onduleurs de tension en modulation discontinue :
application aux sources photovoltaïques.

Soutenue le : **25/07/2019**, Devant le Jury composé de :

Mr. Mohammed MELIT	<i>Prof. Université de Jijel</i>	Président
Mr. Nasserline BOUDJERDA	<i>Prof. Université de Jijel</i>	Encadreur
Mr. Ahsene BOUBAKIR	<i>M.C.A. Université de Jijel</i>	Co-encadreur
Mr. Hachemi CHEKIREB	<i>Prof. Ecole Nationale Polytechniques d'Alger</i>	Examineur
Mr. Toufik REKIOUA	<i>Prof. Université de Béjaia</i>	Examineur

Remerciements

La Louange est à Allâh, le Seigneur des mondes et que la prière et le salut soient sur celui qu'Allâh a envoyé en miséricorde pour l'univers, ainsi que sur sa famille, ses compagnons et ses frères jusqu'au Jour de la Rétribution.

Je voudrais remercier tout d'abord Allâh, le tout puissant qui m'a donné la force, la volonté et le courage pour accomplir ce modeste travail.

*J'adresse mes plus vifs remerciements mon directeur de thèse Monsieur **Nasserdine BOUDJERDA**, Professeur à l'Université Mohammed Seddik BENYAHIA-Jijel, à qui j'exprime ma profonde gratitude pour la qualité de son encadrement, son esprit scientifique et ses aides précieuses. Je le remercie également pour sa disponibilité totale et ses conseils objectifs tout au long de ces années, qu'il trouve ici ma grande reconnaissance.*

*J'exprime également ma reconnaissance à l'égard de mon co-directeur de thèse Monsieur **Ahsene BOUBAKIR**, Maître de Conférences classe A à l'Université Mohammed Seddik BENYAHIA-Jijel, pour sa sympathie, sa confiance et pour avoir co-dirigé cette thèse avec des qualités techniques et humaines excellentes.*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **Mohammed MELIT**, Professeur à l'Université Mohammed Seddik BENYAHIA-Jijel pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.*

*J'adresse tous mes remerciements à Monsieur **Hachemi CHEKIREB**, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechniques d'Alger ainsi qu'à Monsieur **Toufik REKIOUA**, Professeur à l'Université de Béjaïa, de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être membres de Jury de cette thèse.*

*Je remercie Monsieur **Doumbia, Mamadou Lamine**, Professeur à Université du Québec à Trois-Rivières et tous les membres du laboratoire CEEQO surtout Dr. **Faris HAMOUD** et Dr. **Mohamed KEDDAR**, qui m'ont donné les bons conseils et le soutien durant mes stages au sein de ce laboratoire.*

Ma reconnaissance revient à mes parents et mes sœurs pour leur dévouement inconditionnel, qui m'ont toujours soutenu et poussé à donner le meilleur de moi-même, ainsi que mes vifs remerciements aux enseignants de notre Université, à mes collègues et mes amis.

Sid-Ahmed TOUIL

Dédicaces

*À mes très chers parents et ma grand-mère, que Dieu
les protège.*

À mes chères sœurs.

À mes chers beaux-frères Yassine et Mohamed.

*À mes neveux et nièces Ayoub et Abdallah,
Hadjer et Isra.*

À ma grande famille.

*Et à tous mes amis : Mohammed, Badis, Yaakoub,
Oussama, Tarek, Nidahl, Hamza, Khiredine, Hilal,
Hamza, Faris, Youcef, Ishak, Mouloud,*

Sid-Ahmed TOUIL.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à proposer une nouvelle application des stratégies de pilotage discontinues de l'onduleur triphasé à deux niveaux en boucle fermée pour un système photovoltaïque connecté au réseau avec une topologie simplifiée afin de réduire les pertes par commutation dans les interrupteurs.

En effet, avec les contraintes du bon fonctionnement d'un tel système, minimisation des coûts de production et les volumes des organes de refroidissement. Les seuls degrés de liberté pour améliorer la fiabilité d'un tel système sont simplifier la configuration du système et réduire les pertes par commutation de l'onduleur. Or, le rôle attribué à ce dernier consiste à assurer l'extraction de la puissance maximale du générateur et la supervision de la puissance réactive la minimisation des pertes de façon à améliorer la qualité d'énergie fournie au réseau. Par conséquent, une nouvelle combinaison d'une loi de commande par mode de glissement robuste avec un algorithme MPPT (Maximum Power Point Tracker) précis à travers des techniques de modulation discontinues en boucle fermée est proposées. Les résultats de simulation ont montré que les stratégies de modulation discontinues en boucle ouverte permettant une réduction des pertes par commutation jusqu'à 33%. Les résultats sur banc d'essai après implémentation de ces dernières sur DsPIC en temps réel ont confirmé ces résultats de simulation sous MATLAB. En outre, les résultats de simulation pour le système PV globale obtenus démontrent que la loi de commande par mode de glissement développée assure une convergence rapide vers les consignes et donne des bonnes performances et une supériorité en temps de réponse surtout avec algorithme MPPT à réseaux de neurones par rapport à l'algorithme d'MPPT classique. Par ailleurs, l'application des techniques MLI discontinus adoptées en boucle fermée confirme la potentialité de minimisation des pertes par commutation dans l'onduleur pour un système PV connectée au réseau.

Mots clés : Système PV, Commande par mode de glissement, MPPT, Réseau de neurones artificiels, MLI discontinue.

Abstract

This thesis presents new closed-loop application of the discontinuous PWM techniques for triphase two-level inverter in simple topologies of the grid connected PV system in order to reduce the inverter switching losses.

Indeed, with the constraints functioning of the proper system, minimizing production costs and the volumes of cooling bodies. The only degrees of freedom to improve the reliability of such a system is to simplify configuration system and to reduce the inverter switching losses. However, the assigned role to the inverter is to warrant the extraction of the generator maximum power and the supervision of the reactive power and minimizing losses so as improve the quality of energy supplied to the network. Therefore, a new combination of a robust sliding mode control law with a precise MPPT (Maximum Power Point Tracker) algorithm with closed-loop discontinuous modulation techniques is proposed. Simulation results showed that open-loop discontinuous modulation strategies could reduce switching losses by up to 33%. The test bench results after implementation of the last strategies on DsPIC microcontroller in real time confirmed these results of simulation in MATLAB. In addition, the obtained simulation results for the global PV system demonstrate that the developed sliding mode control law with artificial neural networks MPPT algorithm ensures a rapid convergence towards the set maximum power points and gives good performance and superior response time especially compared to the conventional MPPT algorithm. In addition, the discontinuous PWM techniques application adopted in closed loop confirms the potential of minimizing switching losses in the inverter for a grid connected PV system.

Keywords: PV System, Sliding Mode Control, MPPT, Artificial Neural Network, Discontinues PWM.

ملخص

يتكون العمل المقدم في هذه الأطروحة من اقتراح تطبيق جديد لاستراتيجيات التحكم غير المستمرة لموج ثلاثي الطور ذو مرحلتين من حلقة مغلقة لنظام الطاقة الضوئية المتصل بالشبكة مع طوبولوجيا مبسطة من أجل تقليل خسائر التحويل في المحولات.

في الواقع، مع قيود التشغيل السليم لمثل هذا النظام، تقليل تكاليف الإنتاج وحجم هياكل التبريد. درجات الحرية الوحيدة لتحسين موثوقية مثل هذا النظام هي تبسيط تكوين النظام وتقليل خسائر التحويل من الموج. ومع ذلك، فإن الدور المنوط به هو ضمان استخلاص أقصى طاقة للمولد والإشراف على الطاقة الضائعة لتقليل الخسائر إلى أدنى حد ممكن مع تحسين نوعية الطاقة الموفرة للشبكة. لذلك، نقترح مزيج جديد من قانون التحكم ذو نمط انزلاقي مع خوارزمية دقيقة لتتبع نقطة الأقصى قوة من خلال تقنيات التشكيل غير المستمرة في حلقة مغلقة. أظهرت نتائج المحاكاة أن استراتيجيات التعديل غير المستمرة في الحلقة المفتوحة يمكن أن تقلل من خسائر التحويل بنسبة تصل إلى 33٪. وأكدت النتائج في التطبيق التجريبي بعد تنفيذ هذه الأخيرة على DsPIC في الوقت الحقيقي تم عرضها بالمحاكاة الرقمية باستعمال برنامج ماتلاب MATLAB. بالإضافة إلى ذلك، تُظهر نتائج المحاكاة الرقمية النظام الإجمالي الذي تم الحصول عليها أن قانون التحكم ذو نمط انزلاقي يضمن تقاربًا سريعًا لنقاط الضبط ويوفر أداءً جيدًا وأوقات استجابة فائقة خاصة مع الخوارزمية المستندة إلى خوارزمية الخلايا العصبية بالمقارنة مع خوارزمية الكلاسيكية. بالإضافة إلى ذلك، يؤكد تطبيق تقنيات MLI غير المستمرة المعتمدة في حلقة مغلقة على إمكانية تقليل خسائر التحويل في موج الطاقة الضوئية متصل بالشبكة.

الكلمات المفتاحية: نظام الطاقة الضوئية، أن قانون التحكم ذو نمط انزلاقي، تعقب نقطة أقصى طاقة، الشبكة العصبية الاصطناعية، تعديل متقطع لعرض النبض.

Table des matières

Table des figures.....	<i>vi</i>
Liste des tableaux	<i>ix</i>
Acronymes.....	<i>x</i>
Introduction générale.....	2

CHAPITRE I : Généralités sur les systèmes photovoltaïques connectés au réseau

I.1 Introduction	7
I.2. Besoin des énergies renouvelables	7
I.3. Énergie solaire.....	9
I.4. Classification des Systèmes de production photovoltaïque	9
I.4.1. Systèmes PV autonomes.....	10
I.4.2. Systèmes PV autonomes hybrides	11
I.4.3. Systèmes PV connectés au réseau électrique	12
I.5. Quelques avantages et limites des systèmes PV	13
I.6. Composition d'un système PV	13
I.6.1. Le générateur photovoltaïque	14
I.6.2. Le bus continu	15
I.6.3. Le hacheur	15
I.6.4. L'onduleur	16
I.6.5. Les organes de sécurité et de raccordement	16
I.6.6. Le Compteur de l'énergie injectée et soutirée au réseau	17
I.7. Description des systèmes PV connectés au réseau électrique.....	17
I.7.1. Types de raccordement des systèmes PV au réseau	18
I.7.1.1. Installation PV raccordée au réseau sans injection (autoconsommation totale).	18
I.7.1.2. Installation PV raccordée au réseau sécurisée	19
I.7.1.3. Installation PV raccordée au réseau avec injection des excédents de production.....	19
I.7.1.4. Installation PV raccordée au réseau avec injection totale de l'énergie produite	20
I.7.2. Topologies des champs photovoltaïques connectés au réseau	21

I.7.2.1. Topologie à onduleur central	22
I.7.2.2. Topologie à onduleur de chaînes	23
I.7.2.3. Topologie à onduleur multi-chaînes	23
I.7.2.4. Topologie à onduleurs de modules	24
I.8. Problèmes et exigences impliquant les systèmes PV connectés au réseau électrique	24
1/ <i>Qualité de puissance</i>	25
2/ <i>Gamme de tension en fonctionnement normal</i>	25
3/ <i>Fluctuations de tension (flicker)</i>	26
4/ <i>Fréquence</i>	26
5/ <i>Déformation de la forme d'onde</i>	26
6/ <i>Perturbations de tension</i>	27
7/ <i>Protection anti-ilotage</i>	27
8/ <i>Reconnexion après une perturbation du réseau</i>	28
I.9. Considérations techniques pour l'interconnexion au réseau	28
I.10. Evolution des systèmes PV connectés au réseau dans le monde	28
I.11. Système PV étudié dans notre travail	31
I.12. Conclusion	31

CHAPITRE II : Modélisation et exploitation des sources photovoltaïques

II.1. Introduction	34
II.2. Généralités sur la cellule photovoltaïque	34
II.2.1. Structure et principe de fonctionnement de la cellule photovoltaïque	34
II.2.2. Types des cellules PV	35
a. <i>Cellule en silicium monocristallin</i>	36
b. <i>Cellule en silicium poly-cristallin</i>	36
c. <i>Cellule à couches minces</i>	36
II.3. Modélisation électrique de la source PV	37
II.3.1. Modèle à une diode	37
II.3.2. Modèle à deux diodes	39
II.3.3. Constitution d'un champ PV	39
II.4. Paramètres d'une cellule PV	40
II.4.1. Courant de court-circuit	41

II.4.2. Tension de circuit ouvert.....	42
II.4.3. Point à Puissance Maximale (PPM).....	42
II.4.4. Facteur de forme.....	43
II.4.5. Rendement.....	43
II.5. Influence des paramètres environnementaux sur les sources PV	43
II.5.1. Effet de la température	44
II.5.2. Effet de l'éclairement	45
II.6. Poursuite du Point de Puissance Maximale	46
II.6.1. Algorithmes MPPT conventionnels basés sur le contrôle de la puissance	47
II.6.1.1. Algorithme 'Perturbe & Observe (P&O)'	47
II.6.1.2. Conductance incrémentale.....	49
II.6.2. Méthodes MPPT basées sur l'intelligence artificielle.....	51
II.6.2.1. MPPT à base de la logique floue	51
II.6.2.2. MPPT à base des réseaux de neurones	52
II.7. Aperçu sur les réseaux de neurones artificiels.....	52
II.7.1. Structures des réseaux de neurones artificiels.....	53
II.7.2. Procédures de génération des réseaux de neurones artificiels.....	54
II.7.2.1. Collecte des données	54
II.7.2.2. Séparation des bases de données	55
II.7.2.3. Choix de l'architecture du réseau	55
II.7.2.4. Prétraitement des données	55
II.7.2.5. Apprentissage et validation	55
II.7.2.6. Tests.....	56
II.7.2.7. Mise en œuvre du réseau après l'apprentissage.....	56
II.8. Conclusion	56

CHAPITRE III : Commande de l'onduleur de tension triphasé en MLI discontinue

III.1. Introduction	58
III.2. Onduleurs photovoltaïques	58
III.3. Structure générale de l'onduleur de tension à deux niveaux	59
III.4. Commande de l'onduleur triphasé.....	61

III.4.1. Approche MLI intersective	61
III.4.2. Approche MLI vectorielle.....	64
III.4.3. Corrélacion entre l'approche vectorielle et l'approche intersective.....	67
III.4.4. Pertes dans les interrupteurs électroniques	70
a. Pertes par conduction	70
b. Pertes par commutation.....	71
III.4.5. Stratégies MLI discontinues	74
III.5. Comparaison des techniques DPWM symétriques.....	76
III.6. Mise en œuvre pratique des techniques MLI discontinues.....	79
III.6.1. Description du banc d'essai	79
a. Partie puissance	81
b. Partie commande numérique	82
c. Partie mesure et visualisation	83
III.6.2. Implémentation pratique sur le banc de test	84
III.6.3. Résultats expérimentaux	84
III.7. Conclusion	86

CHAPITRE IV : Commande du système photovoltaïque raccordé au réseau proposé

IV.1. Introduction	88
IV.2. Description du système PV directement connecté au réseau proposé.....	88
IV.3. La commande par mode de glissement	90
IV.3.1. Bref historique sur la théorie de mode de glissement.....	90
IV.3.2. Concept de base de la SMC	91
IV.3.3. Synthèse de la loi de commande.....	91
a. <i>Choix de la surface de glissement</i>	91
b. <i>Conditions d'existence et d'attractivité</i>	92
c. <i>Conception de la loi de commande</i>	93
IV.3.4. Phénomène de réticence (chattering).....	94
IV.4. Conception de la loi de commande par mode de glissement pour un système PV connecté au réseau	94
IV.4.1. Modèle mathématique du système PV connecté au réseau	95
IV.4.2. Synthèse de la loi de commande par mode de glissement.....	98

IV.5. Résultats de simulation et analyses	100
IV.5.1. Algorithmes MPPT utilisés.....	101
IV.5.2. Performances de la commande par mode de glissement	103
IV.5.2.1 Tests des variations de l'irradiation	106
IV.5.2.2. Tests des variations de la température	106
IV.5.2.3. Effet de variation du courant injecté au réseau (variation de la charge).....	106
IV.5.3. Analyse de performance de l'algorithme MPPT	107
IV.5.3.1. Comparaison des performances du réglage	107
IV.5.3.2. Comparaison des spectres du courant injecté au réseau	108
IV.5.4. Analyse de performance de l'application des DPWM en boucle fermée.....	109
IV.6. Conclusion.....	113
Conclusion générale et perspectives.....	115
Bibliographie	118

Table des figures

Figure I.1. Classification des systèmes à production PV	10
Figure I.2. Composants principaux d'une chaîne de conversion autonome	11
Figure I.3. Schéma synoptique décrivant le système hybride le plus général	12
Figure I.4. Exemple d'un générateur photovoltaïque	14
Figure I.5. Exemple d'un onduleur photovoltaïque.....	16
Figure I.6. Schéma d'un système PV connecté au réseaux	17
Figure I.7. Schéma de principe de la configuration sans injection de l'énergie au réseau	18
Figure I.8. Principe de fonctionnement de la connexion sécurisée	19
Figure I.9. Raccordement d'une installation PV avec d'injection du surplus d'énergie	20
Figure I.10. Schéma de raccordement d'un système PV avec injection totale d'énergie.....	21
Figure I.11. Topologies de connexion d'un champ PV au réseau	22
Figure I.12. Variation rapide de tension (flicker)	26
Figure I.13. Electricité PV produite en Europe de 2005 à 2018 en GWc	29
Figure I.14. Evolution des installations PV connectées et non connectées au réseau du 2000 au 2015	30
Figure I.15. Evolution de la puissance cumulative en GW des installations connectées au réseau du 2011 au 2017	30
Figure I.16. Schéma du système PV connecté au réseau a étudié.....	31
Figure II.1. Structure et flux d'électrons d'une cellule photovoltaïque [45]	35
Figure II.2. Différents types de cellules PV	37
Figure II.3. Circuit équivalent à une seule diode d'une cellule PV	38
Figure II.4. Circuit équivalent à deux diodes d'une cellule PV	39
Figure II.5. De la cellule au champ PV	40
Figure II.6. Caractéristiques (I-V) et (P-V) d'une cellule PV	41
Figure II.7. Condition du court-circuit	42
Figure II.8. Condition du circuit ouvert.....	42
Figure II.9. Caractéristiques I-V et P-V d'un générateur PV pour différentes températures avec un éclairage constant ($E = 1 \text{ kW/m}^2$)	45
Figure II.10. Caractéristiques I-V et P-V du générateur PV pour différentes valeurs de l'éclairage (avec $T = 25^0 \text{ C}$)	46

Figure II.11. Schéma fonctionnel d'un système PV avec MPPT.....	47
Figure II.12. Principe de la technique 'P&O'	48
Figure II.13. L'organigramme de l'algorithme MPPT P&O.....	48
Figure II.14. Organigramme de l'algorithme MPPT à 'CI'	50
Figure II.15. Schéma fonctionnel du MPPT à base de la logique floue	51
Figure II.16. Analogie : neurone formel et neurone biologique	52
Figure II.17. Réseaux de neurones non récurrents à trois couches.....	54
Figure III.1. Bilan des pertes dans un système PV	59
Figure III.2. Onduleur de tension triphasé à deux niveaux	60
Figure III.3. Principe de la MLI intersective	62
Figure III.4. Principe général de la MLI intersective	63
Figure III.5. Vecteurs tension de sortie de l'onduleur	66
Figure III.6. Corrélation entre la modulation vectorielle et la modulation intersective	68
Figure III.7. Signaux de référence de quelques stratégies intersectives	70
Figure III.8. Chronogrammes de la tension, du courant et des pertes associés à un transistor pendant la commutation.....	72
Figure III.9. Références et composantes homopolaires des techniques DPWM.....	75
Figure III.10. Signaux de commande des techniques DPWM	77
Figure III.11. Les spectres d'harmoniques de tension des techniques DPWM.....	78
Figure III.12. Synoptique général du prototype expérimental	80
Figure III.13. Banc d'essai expérimental du system de control d'onduleur.....	80
Figure III.14. Eléments de la partie puissance.....	81
Figure III.15. Carte de control basé sur dsPIC	82
Figure III.16. Photographies des éléments de partie commande.....	83
Figure III.17. Signaux de commande pour les différentes techniques MLI.....	85
Figure III.18. Tension de phase pour les différentes techniques MLI.....	86
Figure IV.1. Schéma synoptique de commande par SMC du système PV connecté au réseau.....	89
Figure IV.2. Convergence du système glissant.	91
Figure IV.3. Méthode de commande par mode glissant avec la commande équivalente	93
Figure IV.4. Phénomène de réticence.....	94
Figure IV.5. Schéma détaillé du contrôleur SMC développé.....	100

Figure IV.6. Structure de l'algorithme ANN-MPPT proposé.....	102
Figure IV.7. Evolution des paramètres électrique du système	105
Figure IV.8. Performances du contrôle en utilisant ANN-MPPT and IC-MPPT	108
Figure IV.9. Spectres d'harmoniques du courant de phase à la sortie de l'onduleur.....	109
Figure IV.10. Caractéristiques de la DPWM en boucle fermé.....	110
Figure IV.11.Spectres de courant pour les DPWM techniques.....	112

Liste des tableaux

Tableau I.1. Effet environnemental relatif de certaines sources d'énergie renouvelables et non renouvelables [24]	8
Tableau I.2. Quelques avantages et limites des systèmes PV	13
Tableau I.3. Limites de distorsion comme recommandé dans IEEE Std 519-1992	27
Tableau I.4. Limites de distorsion comme recommandé dans IEEE Std 929-2000	27
Tableau II.1. Paramètres du module photovoltaïque BP3160 [50]	44
Tableau III.1. Les THD et THDw de tension des techniques DPWM	79
Tableau III.2. Caractéristiques des éléments de la partie puissance	81
Tableau IV.1. Analyse des performances des techniques DPWM	112

Acronymes

PV	Photovoltaic ou Photovoltaïque
Gwc	Gigawatt Crête
BT	Basse Tension
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
Std	Standards
PCC	Point de couplage Commun
DC	Direct Current ou Courant Continu
AC	Alternating Current ou Courant Alternatif
MPPT	Maximum Power Point Tracking
IP	Indice de Protection
MPP	Maximum Power Point ou Point de Puissance Maximal
P&O	Perturb And Observe ou Perturber Et Observer
GPV	Générateur Photovoltaïque
IC	Incremental Conductance ou Conductance Incrémentale
ANN	Artificial Neural Network ou Réseaux de Neurones Artificiels
VSI	Voltage Source Inverter
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
PWM	Pulse Width Modulation ou Modulation de Largeur d'Impulsions MLI
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation ou MLI sinusoïdale
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation ou Stratégie de modulation vectorielle
THIPWM	Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation ou stratégies MLI avec injection de l'harmonique trois
DSP	Digital Signal Processing

FPGA	Field-Programmable Gate Array
CPWM	Continuous Pulse Width Modulation ou stratégies MLI continues
DPWM	Discontinuous Pulse Width Modulation ou stratégies MLI discontinues
DPWMMAX	Discontinuous PWM Maximum
DPWMMIN	Discontinuous PWM Minimum
GDPWM	Generalized Discontinuous Pulse Width Modulation
SLF	Switching Loss Function
CEEQO	Laboratoire De Conversion d'Energie Electrique Et Qualité De L'onde
Dspic	Digital Signal Peripheral Interface Controller
IRAM	International Rectifier
ADC	Analog To Digital Conversion
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
TTL	Transistor-Transistor Logic
LM7805	Voltage Regulator ou Régulateur de tension
SMC	Sliding Mode Control ou Commande par Mode de Glissement
HSVM	Hybrid Space Vector Modulation
TSM	Triangle Sinus Modulation
SVM	Space Vector Modulation
CEM	Compatibilité Electromagnétique
ANN	Artificial Neural Network
THD	Total Harmonic Distorsion
RNA	Réseau de neurons artificiels

Introduction générale

Depuis plus de deux siècles, notre monde est alimenté principalement par des carburants au carbone à l'aide des centrales nucléaires [1]. Ces dernières années, les préoccupations environnementales croissantes par rapport au réchauffement planétaire et aux effets néfastes des émissions de carbone ont amené à une sollicitation de nouvelles sources d'énergie renouvelables, propres et durables, telles que le vent, la mer, le soleil, la biomasse et l'énergie géothermique. Parmi ces sources, l'énergie solaire est l'une des formes d'énergies renouvelables les plus attractives ; elle connaît une croissance assez rapide au cours des dix dernières années, notamment dans la production d'électricité car elle représente une source d'énergie abondante, non polluante et indépendante des combustibles fossiles et nucléaires [2].

En effet, l'énergie électrique produite via un système solaire photovoltaïque PV peut être exploitée pour des applications comme l'alimentation des endroits isolés ou bien en mode connecté au réseau [3], [4]. Ce mode de fonctionnement utilisé pour des applications de moyenne et de forte puissances permet de s'affranchir de la limitation des systèmes autonomes tels que le problème d'intermittence de production causé par la variation aléatoire et fluctuante des conditions climatiques et même l'utilisation des batteries de stockage d'énergie coûteuses, volumineuses et nécessitant un entretien régulier, tout en minimisant les coûts de production et en améliorant l'efficacité énergétique du système.

Deux configurations typiques pour un système PV connecté au réseau peuvent être distinguées : la configuration à un seul étage et la configuration à deux étages de conversion d'énergie [5]. Dans un système à deux étages, le premier est utilisé pour augmenter la tension du générateur PV et suivre la puissance maximale, ce qui nécessite de l'associer à un organe de commande dit MPPT (Maximum Power Point Tracking) [4] pour satisfaire les caractéristiques non linéaires de la puissance et la forte dépendance des conditions climatiques externes (température, ensoleillement,...), le second étage permet la conversion de cette puissance en tension alternative de haute qualité. Cependant, la présence de plusieurs étages de conversion de puissance affecte l'efficacité globale, la fiabilité du système, de plus elle augmente le coût [6], [7]. Par contre un système à étage unique présente de nombreux avantages, tels qu'une simple topologie, une efficacité élevée, etc. Néanmoins, la stratégie de contrôle doit être conçue de manière à extraire la puissance optimale disponible et à la transférer correctement du générateur photovoltaïque au réseau simultanément. Dans ce cas, des considérations importantes dans la conception et la mise en œuvre du contrôleur sont nécessaires.

De nombreux travaux de recherche ont été orientés vers l'exploitation de nouvelles techniques de contrôle des systèmes PV connectés au réseau afin d'améliorer leur productivité et leur comportement dynamique, d'où la nécessité d'exploitation des méthodes de réglage performantes. Quelques techniques ont été proposées dans la littérature, principalement conçues pour le suivi des points à puissance maximale PPM des sources PV [8], [9], le contrôle de l'énergie réactive injectée au réseau à l'aide des techniques de contrôle appropriées [8], [10], [2], et la réduction des harmoniques polluant le réseau au moyen de convertisseurs électroniques de puissance [8]-[11].

D'ailleurs dans la référence [11], le comportement d'un système PV connecté au réseau au moyen de deux convertisseurs ; hacheur et onduleur en cascade est proposé à l'aide d'un contrôle proportionnel intégral (PI) classique. Par contre, l'utilisation des techniques de contrôle puissantes permet de retirer le convertisseur continu-continu, ce qui améliore la simplicité, augmente l'efficacité et réduit le coût du système [8]. Dans la référence [12], une technique de linéarisation entrée-sortie par retour d'état est étudiée pour commander à la fois le facteur de puissance à l'entrée du réseau et le MPPT de la source photovoltaïque par un algorithme classique à conductance incrémentale (IC-MPPT), via un onduleur seulement. Dans la référence [13], les auteurs proposent la commande d'un système PV à faible puissance connecté à un micro-réseau à deux convertisseurs continu-continu et continu-alternatif en cascade, avec une commande par mode de glissement pour la poursuite du MPP et un contrôleur basé sur la logique floue pour la régulation de la tension du circuit intermédiaire et le maintien d'un facteur de puissance unitaire.

Le cœur de cette thèse vise précisément à proposer et concevoir un schéma de contrôle efficace, robuste et précis d'un système PV directement connecté au réseau via un onduleur seulement, puis de procéder à une optimisation au niveau des commutations des interrupteurs de l'onduleur en boucle fermée.

Pour mener à bien cet objectif, nous allons d'abord développer une nouvelle loi de commande non linéaire par mode de glissement appliquée directement au modèle non linéaire du système [14]. Les performances de cette dernière associée à un algorithme MPPT précis basé sur les réseaux de neurones artificiels (ANN - MPPT) sont mises en évidence par comparaison à un algorithme traditionnel performant dénommé MPPT à conductance incrémentale [4], [15]. Il convient de préciser que notre algorithme général de commande SMC - (ANN - MPPT) proposé est implémenté directement à un convertisseur continu-alternatif sans qu'il soit nécessaire d'ajouter à un convertisseur continu-continu, ce qui offre un système de conversion beaucoup plus simple [16]. Le système proposé permet à la fois la poursuite

instantanée du point à puissance maximale malgré les changements climatiques ainsi que le contrôle du facteur de puissance à la sortie de l'onduleur tout en respectant les normes internationales relatives à la qualité de la puissance injectée au réseau [17].

Vue à la quantité importante de la puissance transmise au réseau à travers l'onduleur, cette thèse vise à minimiser les pertes dans celui-ci afin de préserver cette puissance. Ce second objectif est atteint en se focalisant sur le fondement de la technique de modulation par largeur d'impulsion discontinue DPWM (Discontinuous Pulse Width Modulation) pour permettre de réduire le nombre de commutations d'environ 33 % entraînant une importante diminution des pertes par commutation [18], [19]. De plus, cette technique permet une augmentation du gain en tension de sortie de 15 % par rapport à la technique triangulo-sinusoïdale. Notre intérêt se dirige vers l'implémentation pratique en boucle ouverte d'un algorithme des différents schémas (DPWM0, DPWM1, DPWM2 et DPWM3) de cette technique puis l'application à notre système PV connectée au réseau [20].

Pour atteindre les objectifs soulignés de notre travail de recherche, cette thèse est divisée en quatre chapitres.

Chapitre I - Généralités sur les systèmes photovoltaïques connectés au réseau : Le principe de fonctionnement d'une source PV et la composition des systèmes PV en général seront décrits afin d'introduire les différents composants les pertinents dans un tel système. Nous introduirons par ailleurs les types et les topologies de raccordement PV au réseau suivis par les exigences impliquant ce raccordement.

Chapitre II - Modélisation et exploitation des sources photovoltaïques : Une étude bibliographique sur les divers modèles des cellules PV et ces propres caractéristiques sera dispensée. Par la suite, les principaux algorithmes MPPT couramment associés aux systèmes PV seront présentés tout en mettant l'accent sur celui à base des réseaux de neurone artificiels qui sera mis en œuvre par la suite au dernier chapitre.

Chapitre III - Commande de l'onduleur de tension triphasé en MLI discontinue : Ce chapitre sera consacré à la présentation de la structure générale de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux et au principe de base de l'ensemble des stratégies MLI. La MLI discontinue généralisée sera mise en évidence et bien développée. Ensuite, nous présenterons les différents éléments constituant le banc d'essai à microcontrôleur Dspic et nous décrirons la mise en œuvre pratique de cette technique. Puis les résultats expérimentaux seront donnés et comparés avec ceux de la simulation.

Chapitre IV - Commande du système photovoltaïque raccordé au réseau proposé : Dans ce chapitre, nous présenterons le système PV directement connecté au réseau à commander. La description de la commande par mode de glissement ainsi que la conception de la loi de commande dédiée à la commande de ce dernier, seront également effectuées. En dernière partie, les résultats de simulation du système se basant sur la commande par mode de glissement associé à un algorithme MPPT à réseaux de neurones artificiels tout en appliquant une optimisation du nombre de commutation seront exposés. Ces résultats permettront de confirmer l'efficacité de la loi de commande développée en combinaison avec l'influence des stratégies de modulation discontinues en boucle fermée.

Enfin, la thèse est terminée par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE I

Généralités sur les systèmes photovoltaïques connectés au réseau

I.1 Introduction

Vu le danger que vit notre planète suite à l'échauffement climatique qui ne cesse d'augmenter et vu que les grands pays industriels refusent de respecter le protocole de Kyoto, les chercheurs ont été obligés de trouver des énergies propres et dont les réserves ne s'épuisent pas, en d'autres termes les énergies renouvelables. Malgré ces efforts, non seulement les émissions mondiales de gaz carbonique n'ont pas diminué depuis la signature de ce protocole, mais elles augmentent même de plus en plus vite et ceci est essentiellement dû à l'augmentation des gaz à effet de serre émis par l'homme. Pour réduire ces émissions et satisfaire l'augmentation de la demande énergétique, les énergies renouvelables présentent une alternative réelle de production d'énergie électrique. Particulièrement, l'énergie photovoltaïque (PV) est abondante et sa production à grande échelle est devenue compétitive grâce à la connexion au réseau de ces types de sources [21].

Ce chapitre est consacré à quelques généralités sur les systèmes photovoltaïques connectés au réseau, il est subdivisé en deux parties. La première partie donne une vue générale sur le principe et les différents types des systèmes photovoltaïques ainsi que les problèmes rencontrés lorsque ces systèmes sont connectés au réseau électrique. La seconde partie consiste à décrire les parties essentielles constituant les systèmes PV connectés au réseau électrique ainsi que les principales configurations du système général et les architectures des onduleurs photovoltaïques.

I.2. Besoin des énergies renouvelables

Les pays développés présentent un niveau de croissance industrielle important et portent une lourde responsabilité de la dégradation de l'environnement planétaire. De plus, il est prévu que les besoins mondiaux en énergie augmenteront rapidement les prochaines années [1]. Pour satisfaire cette demande en énergie, les sources renouvelables constitueront un élément de plus en plus important au cours de ce nouveau millénaire. En plus de contribuer à la réduction des émissions de gaz à effet de serre, elles apportent la flexibilité indispensable au bouquet de ressources énergétiques en réduisant la dépendance aux combustibles fossiles tels que le pétrole, le charbon, le gaz et l'uranium [22].

Le terme "énergie renouvelable" ou "énergie verte" est souvent assimilé à celle de l'énergie propre et désigne une technique de production d'énergie qui utilise des flux inépuisables d'énergies d'origine naturelle (fournis par le soleil, le vent, la chaleur de la terre, les chutes d'eau, les marées ou encore la croissance des végétaux), que la nature renouvelle en permanence. De plus, leur exploitation engendre très peu de déchets et d'émissions polluantes

(moins de CO₂) par rapport aux énergies fossiles, ou bien les polluants produits disparaissent rapidement et sans conséquences sur l'environnement [23].

L'exploitation des diverses sources d'énergie provoque en général des effets néfastes sur l'environnement par émissions soit du dioxyde de carbone, soit de particules, soit de l'oxyde d'azote ou même de soufre. Le tableau I.1 présente et compare les majeurs effets secondaires des principales sources d'énergie [24]. Parmi ces sources, nous nous intéressons à l'énergie photovoltaïque qui provoque moins de particules et moins de métaux lourds, de plus les nouvelles technologies de cette technique permettent d'éviter le besoin de l'espace et même de rendre ces installations moins visibles [25].

<i>Effet négligeable = 1</i> <i>Effet important = 2</i> <i>Effet important/grand = 3</i> <i>Effet grand = 4</i>	SO _x et NO _x	CO ₂	CH ₄	Santé	Particules	Métaux lourds	Catastrophes	Traitements des déchets	Visuelle	Bruit	Besoins sur terrain
Energie solaire passive									1		
Photovoltaïques					1	1		1	1		1
Energie éolienne									3	1	1
Biomasse	1		3	1	1	1		1	1	1	3
Géothermique	1	1	1	1		1		2	1	1	
Hydraulique							2		3		3
Marémotrice							1		3		1
Vague d'eau							1		1		
Charbon	4	4	2	1	2	2	1	2	2	1	3
Pétrole	3	4	1	1	2	1	2	1	1		1
Gaz naturelle	1	4	3	1			2		1		1
Nucléaire	1	1		1			2	3	2		1

Tableau I.1. Effet environnemental relatif de certaines sources d'énergie renouvelables et non renouvelables [24]

Les formes d'énergie renouvelable existantes, sont dérivées directement ou indirectement du soleil ou de la chaleur produite par la terre, notamment l'énergie générée par

le soleil, le vent, la biomasse et la biomasse solide, l'eau des fleuves, des lacs, des mers et des océans, le biogaz et les biocarburants liquides [24]. Ces énergies de l'avenir ne couvrent encore que 20% de la consommation mondiale d'électricité en notant que l'hydroélectricité représente 92.5% de l'électricité issue des énergies renouvelables (biomasse 5.5 %, géothermie 1.5%, solaire 0.7 % et éolien 0.5 %) [25]. Par ailleurs, l'Algérie vise à produire cette année 200 mégawatts d'énergie renouvelable. Pour la période entre 2011 et 2030 un programme est élaboré pour installer une puissance d'origine renouvelable de 22000 MW dont 12000 MW seront dédiés à couvrir la demande nationale en électricité et 10000 MW à l'exportation [26]. Vue la disponibilité des espaces et l'important potentiel d'ensoleillement, l'énergie solaire photovoltaïque représente la source d'énergie la plus convenable en Algérie.

I.3. Énergie solaire

La terre reçoit en permanence 170 millions de Gigawatts des rayonnements solaires ; elle en absorbe 122 millions de Gigawatts et réfléchit le reste. L'énergie solaire provient de la fusion nucléaire se produisant naturellement au cœur du Soleil, elle se propage alors dans le système solaire et dans l'univers sous forme d'un rayonnement électromagnétique (photons).

L'énergie solaire présente l'énergie renouvelable dérivée soit de la lumière rayonnante soit de la chaleur provenant du soleil, elle est ensuite convertie en énergie thermique ou électrique. Elle est souvent, exploitée à l'aide d'une gamme de technologies énergétiques en constante évolution telles que le chauffage solaire, le photovoltaïque, l'énergie thermique solaire, les centrales au sel fondu et la photosynthèse artificielle [27]. Pour un système solaire thermique ou thermodynamique, le rayonnement solaire est exploité pour chauffer un fluide tel que l'eau, comme dans certains chauffe-eau domestiques. Aussi pour un système de concentration avec un jeu de miroirs ajouté, le soleil peut chauffer le fluide jusqu'à 1000°C exploitable pour la génération de l'énergie électrique. Par contre un système photovoltaïque solaire permet de convertir directement l'énergie lumineuse des rayons solaires en électricité.

I.4. Classification des Systèmes de production photovoltaïque

Un système PV permet de convertir directement l'énergie lumineuse des rayons solaires en électricité par le biais de la cellule photovoltaïque qui met en jeu l'effet photovoltaïque. Ce phénomène physique a été découvert en 1839 par le physicien Antoine Edmond Becquerel [28], [29]. Ce n'est qu'en 1954 que la première cellule PV en silicium a été produite avec un rendement de 4.5% par des chercheurs au laboratoire Bell [27]. La première application était dans les programmes spatiaux des USA afin d'alimenter des satellites [21].

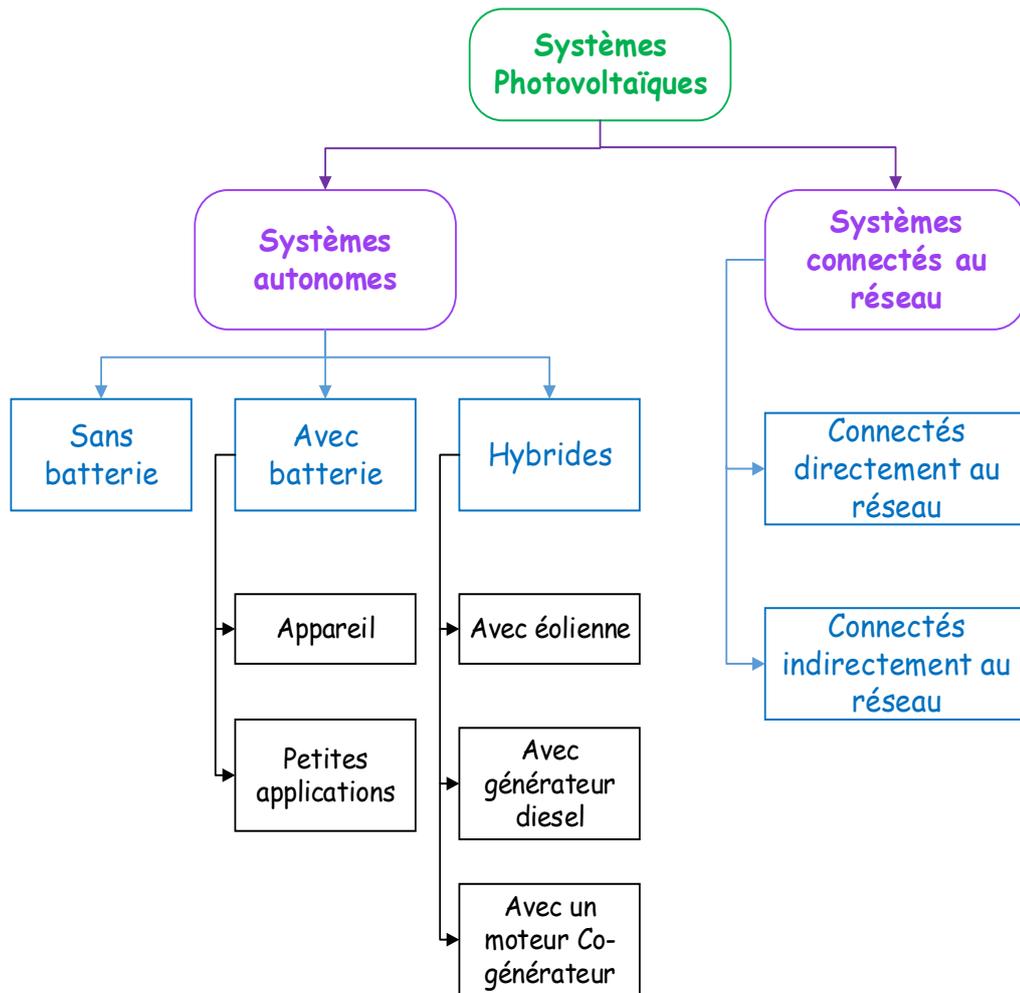


Figure I.1. Classification des systèmes à production PV

Les systèmes photovoltaïques peuvent être divisés en trois grandes catégories [30] :

- Les systèmes autonomes (non connectés au réseau).
- Les systèmes autonomes hybrides.
- Les systèmes connectés au réseau.

Les deux premières catégories sont indépendantes du service public de distribution d'électricité, on les trouve souvent dans les régions éloignées et dans les applications généralement intégrant des bâtiments, ci-après, quelques détails concernant ces trois catégories.

I.4.1. Systèmes PV autonomes

Ils dépendent uniquement de l'énergie solaire pour répondre à la demande d'électricité. L'énergie produite par les modules PV durant la journée, peut être utilisée immédiatement ou emmagasinée dans des batteries, servant la nuit ou pendant des périodes à ciel couvert ou encore

dans le cas d'insuffisance d'énergie solaire (ciel partiellement couvert), permettant ainsi la couverture des besoins énergétiques de la charge.

L'exploitation de ce type de systèmes nécessite une chaîne de conversion énergétique après le générateur PV, (Figure 1.2). La batterie est souvent intégrée à ces systèmes PV, elle permet d'emmagasiner de l'énergie électrique lorsqu'il y a un surplus d'énergie et sert à fournir de l'électricité lorsque la source n'en fournit pas. Afin d'alimenter des charges DC, un convertisseur DC/DC est utilisé et pour des charges AC, on utilise un onduleur [29], [30].

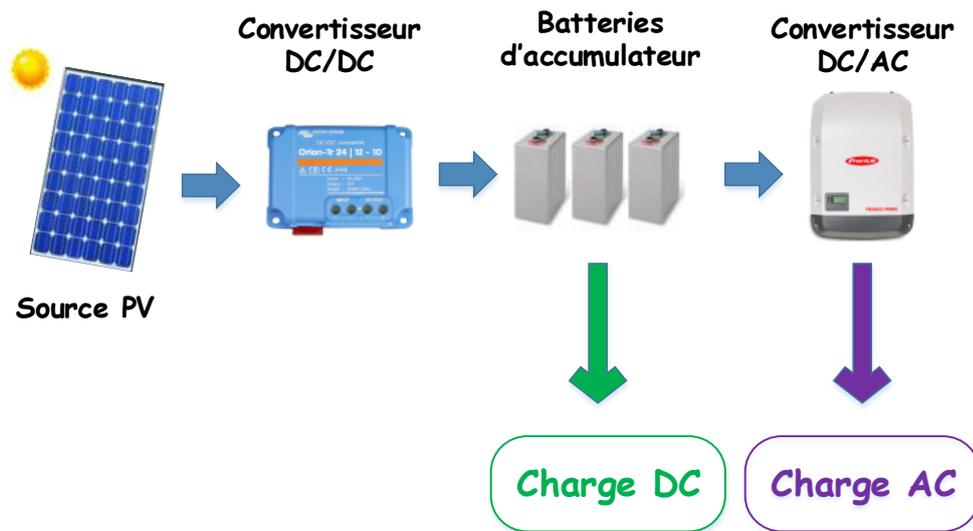


Figure I.2. Composants principaux d'une chaîne de conversion autonome

I.4.2. Systèmes PV autonomes hybrides

Ils regroupent à la fois des sources d'énergie de nature différentes telle qu'une installation éolienne, un groupe électrogène à combustible ou une centrale de cogénération en plus du générateur photovoltaïque. Ce type d'installation est indépendant des réseaux de distribution d'électricité et est utilisé lorsque le générateur photovoltaïque seul ne couvre pas toute l'énergie requise. Un tel système s'avère un bon choix pour les applications qui nécessitent une alimentation continue d'une puissance assez élevée, lorsqu'il n'y a pas assez de lumière solaire à certains moments de l'année, ou si on désire diminuer l'investissement dans les champs de modules photovoltaïques et les batteries d'accumulateurs [30], [31], [32].

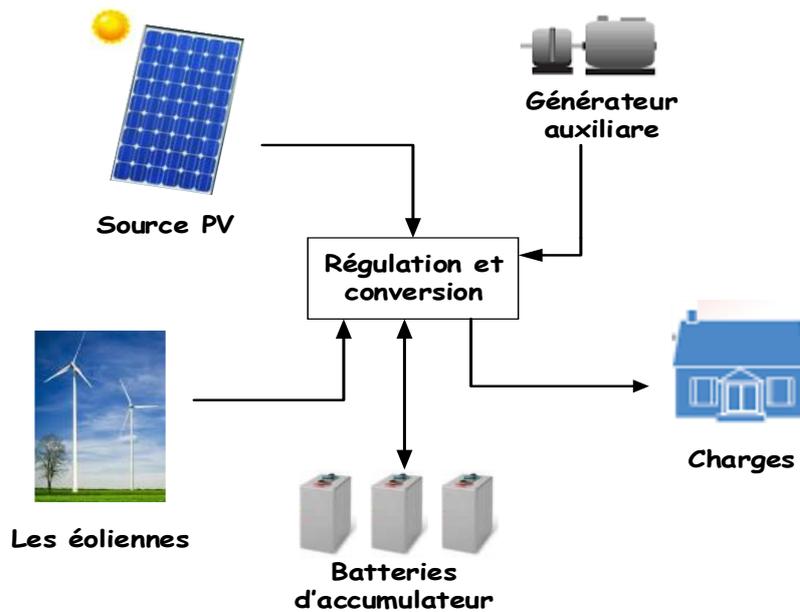


Figure I.3. Schéma synoptique décrivant le système hybride le plus général

I.4.3. Systèmes PV connectés au réseau électrique

Aujourd'hui, l'intégration des sources PV au réseau constitue la plus grande partie des installations PV dans le monde [31]. En 2018, la capacité photovoltaïque mondiale installée est estimée à 464GWc (watts crête Wc : le watt crête est la puissance électrique maximale pouvant être fournie dans des conditions standards avec un éclairement de 1000 W/m^2 et une température des panneaux de $25 \text{ }^\circ\text{C}$), en progression de 100 GWc par rapport à l'année 2017 [33]. Ce type d'installation contribue largement à ces chiffres et contribue également soit à la centralisation de la production sur le réseau électrique (cas des grandes centrales solaires PV), soit à la décentralisation plus près des lieux de consommation (toits des maisons individuelles, des granges, intégration à la structure des bâtiments en façade...), ce qui permet de prévenir la nécessité d'augmenter la capacité des lignes de transmission et de distribution [21].

Habituellement, la source PV est interfacée avec le réseau par l'intermédiaire de deux convertisseurs de puissance en cascade, un hacheur afin d'assurer l'efficacité et la stabilité de la tension du bus continu et un onduleur permettant la supervision du flux des puissances active et réactive ainsi que l'envoi d'un courant sinusoïdal à faible distorsion harmonique au réseau électrique [30], [34]. Les différentes topologies possibles et la description des différents composants de ce type de connexions seront expliquées au paragraphe I.6 suivant.

I.5. Quelques avantages et limites des systèmes PV

Les systèmes PV présentent plusieurs avantages par rapport aux autres systèmes de production d'énergie électrique concurrents surtout classiques, en contrepartie, ils ont certaines limites. Certains de leurs avantages et limites sont donnés au tableau II.1 [34], [35] :

Avantages	Limites
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Non polluants, sans émissions détectables ni odeurs car ne consomment pas de combustibles fossiles et leur carburant est abondant est gratuit. ✓ Peuvent être connectés au réseau électrique conventionnel afin de servir d'appoint pour faire face aux heures de pointes dans les étés chauds où les climatiseurs fonctionnent à plein temps. ✓ Peuvent agir comme des systèmes autonomes fonctionnant de manière fiable sans surveillance avec un faible coût de fonctionnement vu les entretiens réduits. ✓ Ne nécessitent aucune connexion à une source d'alimentation ou à une source de carburant existante. ✓ Peuvent être combinés avec d'autres sources d'alimentation pour accroître la fiabilité du système. ✓ Peuvent résister à des conditions météorologiques extrêmes telles que la neige et la glace. ✓ Peuvent être installés et mis à niveau sous forme de plusieurs modules avec l'augmentation à la demande en énergie. 	<ul style="list-style-type: none"> • La fabrication des modules PV est de haute technologie et l'investissement nécessite un coût élevé. • Les générateurs photovoltaïques ne sont pas vraiment compétitifs par rapport aux générateurs diesel pour les faibles besoins en énergie dans les zones isolées.

Tableau I.2. Quelques avantages et limites des systèmes PV

I.6. Composition d'un système PV

Généralement, un système de production PV n'est pas exploité directement. En effet, l'exploitation nécessite toute une chaîne de conversion énergétique après le générateur PV.

Dans le cas d'un système PV connecté au réseau (Figure I.2), le système est constitué principalement d'un module PV, d'un bus continu, d'un hacheur et d'un onduleur du côté réseau, en plus des organes de sécurité et de raccordement et des moyens de comptage de l'énergie injectée ou/et soutirée du réseau [35]. On distingue deux types de topologies de conversion à deux ou à un seul étage de conversion, en fonction de l'addition (ou non) d'un étage de conversion DC-DC (hacheur) utilisé pour adapter la sortie de tension continue de la source PV à l'entrée de l'onduleur.

I.6.1. Le générateur photovoltaïque

Le générateur PV est composé d'un champ de modules et d'un ensemble de composants qui adapte l'énergie produite par les modules aux spécifications des récepteurs (figure I.4). Le champ PV réunit un nombre de modules reliés électriquement entre eux en série et en parallèle afin d'obtenir une puissance assez importante avec un courant de sortie continu. Cette puissance varie en fonction de l'ensoleillement, de la température et de la surface de silicium éclairée. En fonction de leur surface et de la technologie de fabrication des cellules, il existe des modules ayant des puissances assignées allant de 10 Wc jusqu'à 300 Wc [35], [36].



Figure I.4. Exemple d'un générateur photovoltaïque

Un des atouts de la technologie PV est la possibilité de répliquer à plus ou moins grande échelle l'unité élémentaire. Ainsi, ses domaines d'applications vont de l'électronique simple (calculatrices, chargeurs de batteries...), à l'alimentation d'équipements ou de bâtiments géographiquement isolés ou éloignés du réseau électrique (balises, satellites, refuges...) et jusqu'au développement d'unités de production électrique de toutes gammes de puissance (de 100 W à plusieurs MW) en toiture ou posées au sol.

Pour garantir une durée de vie importante d'une installation photovoltaïque destinée à produire de l'énergie électrique pour des années, des protections électriques doivent être ajoutées aux modules commerciaux afin d'éviter des pannes destructrices liées à l'association de cellules en série et de panneaux en parallèle. Pour cela, deux types de protections classiques sont utilisés dans les installations actuelles : une diode anti-retour empêchant un courant négatif ou une diode by-pass permettant de shunter un élément [37].

I.6.2. Le bus continu

Afin d'assurer un transit quasi-total de la puissance extraite du générateur PV et le maintien d'un point de fonctionnement assez stable, les systèmes PV sont munis d'un bus continu qui est le condensateur d'entrée. Il a le double rôle d'accumulateur d'énergie et de filtrage des fluctuations de tension dues aux commutations. Il assure aussi un écoulement homogène du courant du générateur PV vers le réseau en maintenant la tension constante [38].

I.6.3. Le hacheur

Il permet de contrôler la puissance électrique des circuits fonctionnant en courant continu avec une très grande souplesse et un rendement élevé. Selon le rapport entre la tension délivrée et la tension d'entrée, on trouve le hacheur abaisseur (Buck) et le hacheur élévateur (Boost), ou encore le Buck-Boost qui combine les deux précédents [38].

Pour les systèmes PV, le hacheur joue un rôle important étant donné qu'il contrôle le point de puissance maximale (en Anglo saxon, MPP : maximum power point), ce qui permet de dissocier la commande MPPT (maximum power point tracking) de la commande côté réseau (puissances active et réactive) tout en adaptant la plage du générateur PV au bus continu de l'onduleur [39]. Par contre ce dispositif peut amener à une augmentation remarquable de coût du système de conversion avec plus de composants électroniques qui nécessite une commande supplémentaire et un volume important. Dans le cas d'une alimentation AC, on peut l'enlever, ce qui simplifie beaucoup le système PV à condition d'adopter un algorithme de commande puissant permettant à la fois la poursuite du MPPT et le réglage de la sortie en fonction des exigences de la charge (couplage au réseau par exemple) [38]. Dans notre travail de thèse, nous avons mis en œuvre une loi de commande et de contrôle à base de la commande par mode de glissement d'un système photovoltaïque connecté au réseau associé seulement à un onduleur triphasé à deux niveaux sans l'utilisation d'hacheur en plus.

I.6.4. L'onduleur

Il permet la conversion directe de la puissance continue fournie directement par la source ou via un hacheur en puissance alternative en synchronisation avec le réseau. On peut lui associer quelques fonctions supplémentaires de contrôle nécessaires au bon fonctionnement de l'ensemble du système PV connecté au réseau telles que la poursuite du point de puissance maximale du générateur PV avec la connexion et la déconnexion du réseau en fonction des conditions du rayonnement incident sur le générateur tout en garantissant que le courant produit répond aux normes de compatibilité électromagnétique fixées par les compagnies de gestion du réseau. Par exemple, pour une puissance allant de 3.3 kW à 8 kW du model ABB string inverters PVS300, il se présente sous la forme d'un boîtier métallique muni d'un radiateur avec une largeur de 392 mm, une hauteur de 581 mm et une profondeur de 242 mm (Figure I.5) [40].



Figure I.5. Exemple d'un onduleur photovoltaïque

I.6.5. Les organes de sécurité et de raccordement

Afin d'éviter la destruction accidentelle d'équipements électriques coûteux et pour assurer une alimentation ininterrompue tout en garantissant la stabilité des réseaux électriques, l'installation PV doit être équipée d'organes de sécurité et de raccordement. Différents types de protections de l'utilisateur, de l'installation PV et du réseau, existent sous les formes suivantes [36] :

- La protection de découplage dont l'objectif est de ne pas laisser sous tension un ouvrage en défaut. Chaque installation est équipée d'un disjoncteur permettant de déconnecter l'installation PV du réseau électrique en cas d'incident technique.
- La protection contre la foudre, pour protéger autant que possible le générateur photovoltaïque des impacts directs (impacts sur la construction) et induits (impacts au sol, surtension véhiculée par le réseau électrique) de la foudre.

- La mise à la terre avec laquelle les personnes et les équipements sont protégés, elle permet aussi d'accroître la fiabilité des équipements et de réduire les risques de détérioration en cas de foudre.
- Les coffrets de protections électriques côté continu doivent contenir des fusibles, interrupteurs sectionneurs et parafoudres, par contre le côté alternatif contient seulement les disjoncteurs et les parafoudres [31].

I.6.6. Le Compteur de l'énergie injectée et soutirée au réseau

Le photovoltaïque raccordé permet de soutirer et d'injecter de l'énergie électrique produite au réseau de distribution. Le comptage d'énergie s'effectue par l'intermédiaire d'au moins deux compteurs, l'un situé aux bornes aval du disjoncteur, l'autre au point de livraison, c'est-à-dire en entrée du réseau, sinon par deux compteurs installés en tête bêche.

I.7. Description des systèmes PV connectés au réseau électrique

Les systèmes de production d'énergie PV connectés à un réseau présentent une résultante de la tendance à la décentralisation du réseau électrique. Ces systèmes de production ont vu une croissance rapide essentiellement vu le nombre d'installations sur des bâtiments, chaque système peut produire sa propre électricité et achemine son excédent d'énergie vers le réseau, ce qui permet de fonctionner avec ou sans batteries de stockage d'où la possibilité d'élimination du besoin d'acheter et d'entretenir les batteries d'accumulateurs (Figure I.6) [35].

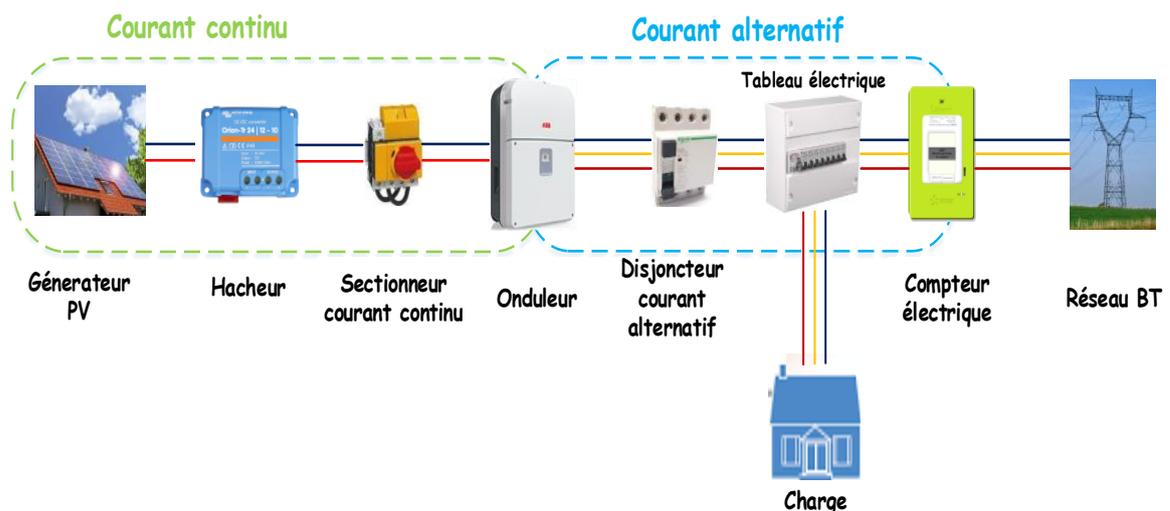


Figure I.6. Schéma d'un système PV connecté au réseau

La majeure partie des coûts d'un tel système est attribuable à la fabrication des modules photovoltaïques. Ces coûts de production ont connu des réductions importantes au cours de ces

dernières années. En effet, dans les régions urbaines à climat chaud avec un rayonnement solaire important (là où la climatisation provoque une demande accrue surtout pendant l'été), le coût par kilowattheure (kWh) de production d'électricité tiré d'un système PV connecté à un réseau équivaut à celui produit par les autres formes traditionnelles de production d'électricité de plus, la valeur du coût de distribution est évité. Par conséquent, ce genre de système devient de plus en plus abordable et attractif [30], [33].

I.7.1. Types de raccordement des systèmes PV au réseau

On peut séparer les systèmes PV raccordés au réseau en quatre (04) types :

- Les installations PV raccordées au réseau sans injection (autoconsommation) qui exigent généralement la présence du transformateur d'isolation galvanique dans l'interface PV-réseau.
- Les systèmes PV non résidentiels connectés au réseau.
- Les systèmes PV intégrés aux bâtiments, généralement raccordés au réseau.
- Les installations PV raccordées au réseau avec injection des excédents de production PV pour revendre le surplus de production [35].

I.7.1.1. Installation PV raccordée au réseau sans injection (autoconsommation totale)

C'est le cas d'une installation PV résidentielle raccordée au réseau sans injection de production au réseau ; l'énergie produite est destinée à l'autoconsommation instantanée par le producteur [36]. Dans le cas où la production PV est insuffisante, l'énergie soutirée du réseau comble le déficit d'énergie de consommation. Cette installation est équipée d'un seul compteur pour la mesure de l'énergie soutirée du réseau (figure I.5) [30].



Figure I.7. Schéma de principe de la configuration sans injection de l'énergie au réseau

I.7.1.2. Installation PV raccordée au réseau sécurisée

La variante sécurisée avec générateur associé au stockage est mise au point pour permettre en cas de besoin, l'utilisation de l'énergie stockée afin d'alimenter des usagers propriétaires de l'installation (figure I.8). Cette forme permet d'utiliser au maximum l'énergie fournie par le champ PV à travers les batteries d'accumulateurs et une fonction redresseur-onduleur d'assurer même en cas de défaillance du réseau, une alimentation instantanée des appareils [36]. Cette version est coûteuse et n'a d'intérêt pour le producteur que si le risque de non fiabilité (défaillance) du réseau est trop élevé.

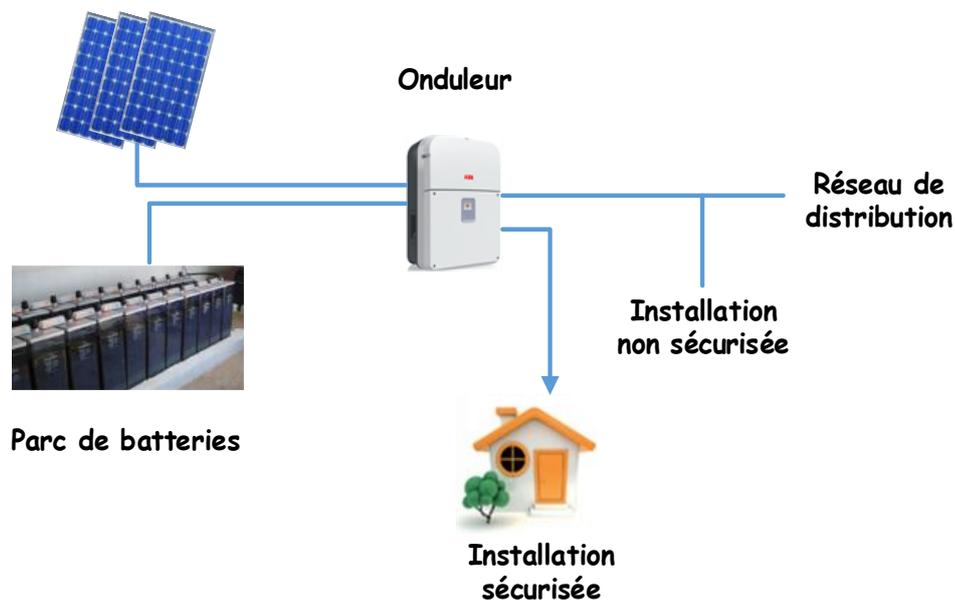


Figure I.8. Principe de fonctionnement de la connexion sécurisée

I.7.1.3. Installation PV raccordée au réseau avec injection des excédents de production

Dans ce cas, le client injecte au réseau le surplus (solde) de production par rapport à la consommation instantanée. En contrepartie, si la consommation dépasse la production ou si la production PV est insuffisante, le client soutire du réseau le solde [30].

Une telle installation doit être équipée systématiquement de deux compteurs installés en tête bêche mais à chaque instant un seul compteur travaille. Le principe de fonctionnement de ce type de raccordement est schématisé à la figure I.9.

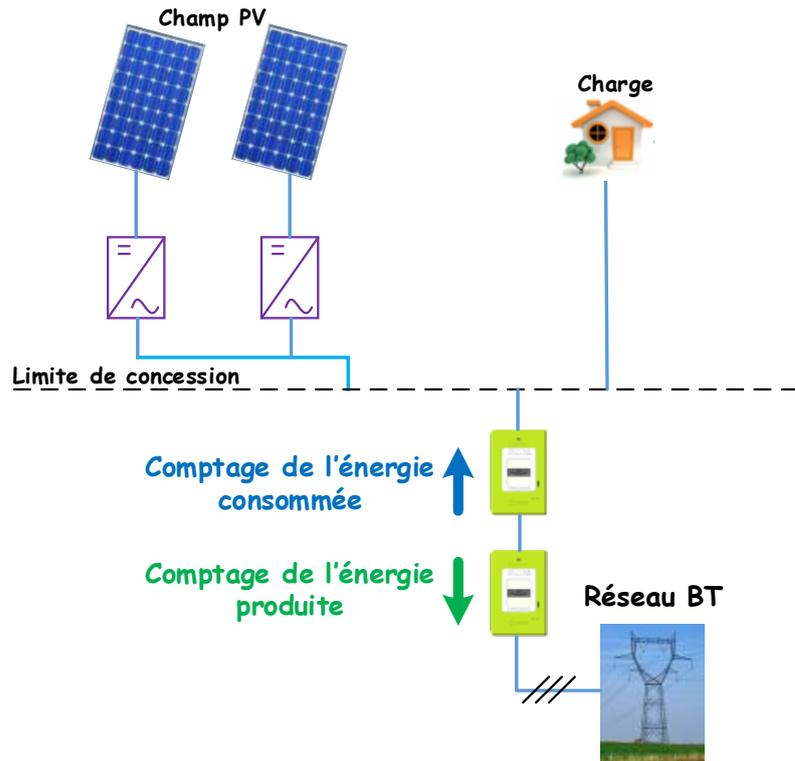


Figure I.9. Raccordement d'une installation PV avec d'injection du surplus d'énergie

I.7.1.4. Installation PV raccordée au réseau avec injection totale de l'énergie produite

Pour l'injection de la totalité de production, le générateur PV est raccordé au réseau par l'intermédiaire d'un point de livraison « production » différent du point de « consommation » utilisé pour les besoins de soutirage du producteur. La dissociation entre les deux points de production et de consommation conduit à étoiler le branchement en deux. D'une part le producteur peut injecter au réseau la totalité d'énergie produite aux périodes de production PV, d'autre part le client peut soutirer du réseau la totalité d'énergie nécessaire à la consommation.

Le branchement de production comporte deux compteurs pour compter la production de l'énergie PV et assurer l'absence de soutirage ou mesurer les consommations des dispositifs en veille. Par contre, le branchement de consommation comporte un seul compteur afin de compter l'énergie consommée par le client [30], [36].

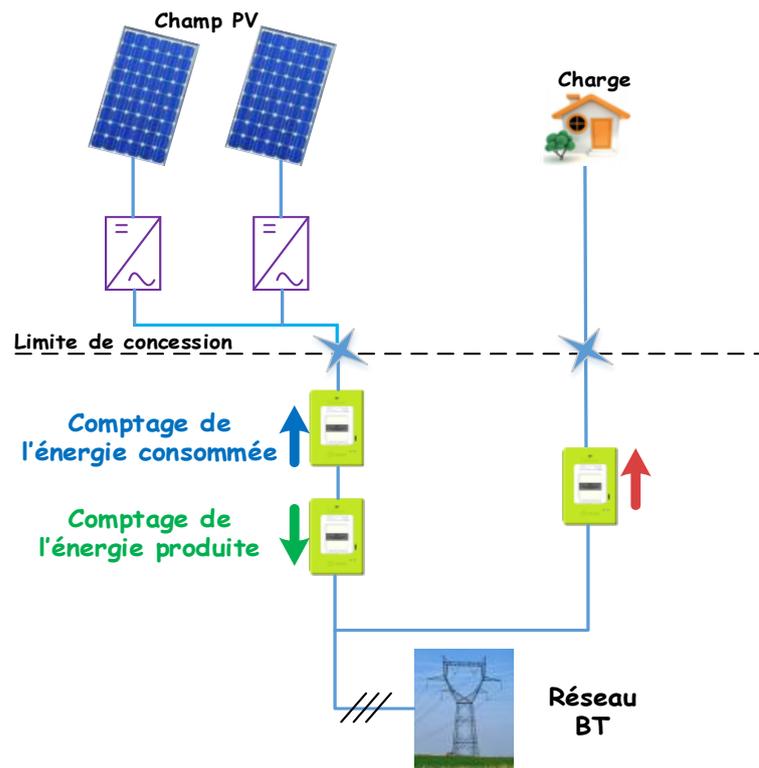
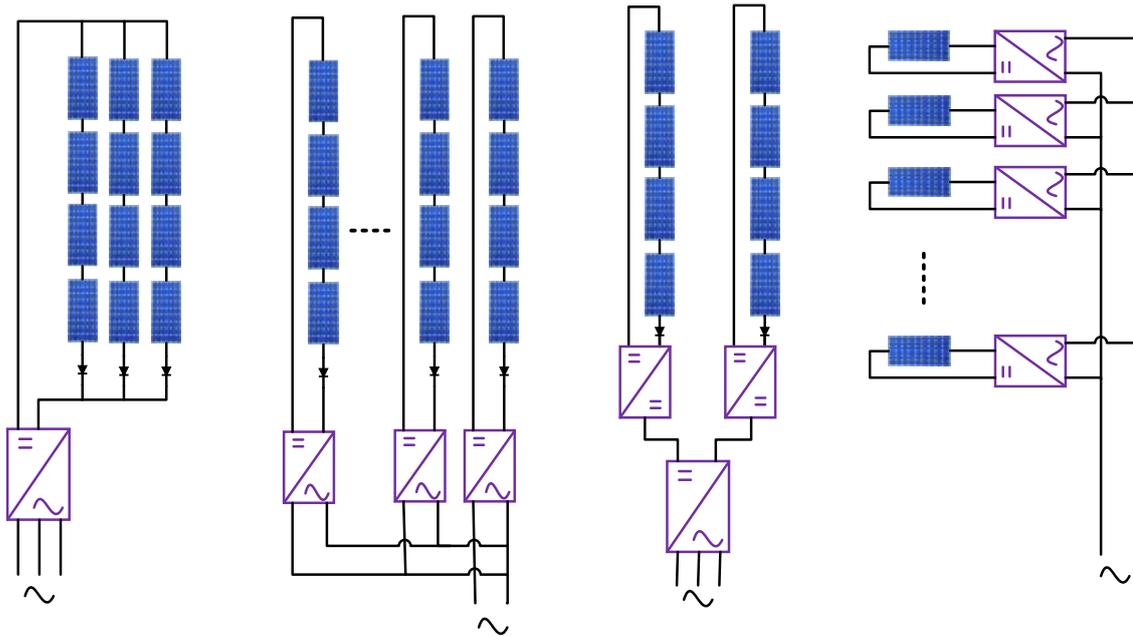


Figure I.10. Schéma de raccordement d'un système PV avec injection totale d'énergie

I.7.2. Topologies des champs photovoltaïques connectés au réseau

A l'heure actuelle, les systèmes PV peuvent être classés en quatre topologies en fonction de la structure et de la configuration permettant la connexion au réseau de distribution [41], (figure I.1) :

- Topologie à onduleur centralisé « central inverter ».
- Topologie à onduleurs de chaînes « string inverter ».
- Topologie à onduleur multi-chaînes « multi-string inverter ».
- Topologie à onduleurs de modules « module inverter ».



a. Onduleur central b. Onduleurs de chaînes c. Onduleur multi-chaînes d. Onduleurs de modules

Figure I.11. Topologies de connexion d'un champ PV au réseau

Chaque concept de raccordement présente des avantages et des inconvénients. Le choix d'un concept dépend de plusieurs paramètres et doit être optimisé pendant le dimensionnement [36], comme expliqué brièvement ci-dessous.

I.7.2.1. Topologie à onduleur central

Une chaîne de modules (ou string) est formée par la connexion en série des panneaux/modules PV individuels (figure I.11.a). Ceci permet d'obtenir une tension DC plus élevée, qui peut être directement appliquée à l'onduleur. Pour cette topologie, l'onduleur centralisé raccorde et gère plusieurs chaînes de modules branchés en parallèle en même temps pour atteindre un niveau de courant plus élevé avec un seul MPPT central, afin d'optimiser la production électrique. Ce montage est généralement utilisé pour de très vastes installations de grandes puissances et varie de 10 kWc à plus de 300 kWc [41]. Dans ces installations, des protections anti-retour de courant sont implantées par rangées, car le rapport prix/watt diminue avec l'augmentation de la taille [36].

L'avantage de la topologie à onduleur central est sa simplicité de mise en œuvre avec un seul onduleur, en même temps un meilleur rendement de la conversion de la tension. De plus, l'onduleur central demande un faible coût d'investissement tout en permettant une maintenance simple. En effet, la mise en série de plusieurs modules permet d'obtenir un rapport

de transformation faible, ce qui augmente le rendement du convertisseur. Pour cela cette solution reste très employée dans les centrales PV au sol de forte puissance. Cependant, cette topologie est peu fiable, car la défaillance de l'onduleur empêchera le système PV de fonctionner. De plus, il y a une perte de puissance importante en cas de désadaptation entre les modules ou un ombrage partiel, en raison de l'utilisation d'un onduleur pour suivre le point de puissance maximale [41], [42].

I.7.2.2. Topologie à onduleur de chaînes

La topologie en chaîne du système PV est en réalité une forme réduite de celle centralisée, qui consiste à implanter un onduleur au bout de chaque chaîne (figure I.11.b). Les onduleurs sont ensuite connectés en parallèle au réseau électrique, ce qui 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 [16]. Par conséquent les pertes associées à l'incompatibilité des modules ou à l'ombrage partiel sont réduites car chaque chaîne a son propre MPPT. Cela augmente la fiabilité et l'efficacité globale du système [41].

Les onduleurs de chaînes sont installés à la fois pour des montages en intérieur et en extérieur dans les installations de petite et moyenne dimension, et vont de moins de 700 Wc à 11 KWc. Du fait qu'ils soient faciles à installer, de nombreux installateurs les préfèrent, même pour des installations plus vastes [36]. L'avantage de ce concept est qu'ils sont proches du champ PV, réduisant ainsi le câblage en DC, et donc les coûts de câblage ainsi que les pertes. De plus, la continuité de service est accrue car la panne d'un convertisseur ou d'un module n'entraîne pas l'arrêt total de l'installation : seule une petite partie s'arrête.

I.7.2.3. Topologie à onduleur multi-chaînes

Le concept multi-string (figure I.11.c) nécessite l'utilisation de plusieurs étages de conversion pour améliorer le rendement de conversion et la fiabilité du système en dissociant les fonctionnalités de l'onduleur et du hacheur [41]. Souvent présenté comme une solution intermédiaire entre l'onduleur central et l'onduleur de chaîne, le hacheur, est aussi appelé convertisseur multi-string. Chaque chaîne possède son propre convertisseur MPPT (hacheur), avec un seul onduleur commun à toutes les chaînes.

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. La participation de l'installation aux services

systèmes est donc facilitée. Le MPPT se fait pour chaque string, ce qui limite l'influence des modules entre eux [42].

Ce montage reste évolutif, mais la continuité de service n'est pas assurée en cas de panne de l'onduleur. Par rapport à l'onduleur de chaînes, les coûts seront probablement réduits. Cette technologie convient aussi bien aux systèmes photovoltaïques de toit qu'aux centrales électriques de moyenne et grande puissance avec une puissance entre 2 kWc et 17 kWc, en raison de sa conception flexible permettant des agrandissements [39].

I.7.2.4. Topologie à onduleurs de modules

Chaque module consiste à intégrer un panneau PV et un onduleur dans un appareil (figure I.11.d). Toutes les fonctions nécessaires, telles que l'amplification de tension et MPPT, sont intégrées au module avec une faible puissance de 100 W à 300 W. L'avantage de ces onduleurs est qu'ils transforment rapidement le courant DC en courant AC, permettant ainsi de supprimer les câbles en DC et les pertes d'adaptation. Du fait qu'il n'y ait qu'un module PV par onduleur, le MPPT fonctionne de manière très précise. Cependant, les coûts d'installations sont plus élevés que pour des onduleurs externes. Leur utilisation est encore marginale et seules quelques sociétés offrent cette possibilité.

I.8. Problèmes et exigences impliquant les systèmes PV connectés au réseau électrique

Pour des systèmes PV connectés au réseau en toute sécurité, lors d'une défaillance au réseau il faut prévoir la déconnexion immédiate du système ainsi que la mise à la terre et la protection contre la foudre, en plus du maintien de la qualité de la puissance injectée au réseau. Du fait que les applications PV deviennent de plus en plus importantes, surtout celles connectées au réseau. Les comités internationaux (tels que : International Electrotechnical Commission (IEC), the European Committee for Electrotechnical Standardization (CENELEC) and the Institute of Electrical and Electronics Engineers « IEEE ») et nationaux ainsi que les gouvernements définissent des normes et des standards en vue de garantir un fonctionnement normalisé en toute sécurité et de bonne qualité ; parmi ces normes nous pouvons citer par exemple UL-1741, 2002 National Electrical Code (NEC) [43] et ANSI/IEEE Standard 929-2000 [42]. Ces standards contiennent des recommandations relatives aux équipements, dispositifs et fonctions nécessaires pour assurer le bon fonctionnement. Cela inclut aussi des facteurs liés à la sécurité du personnel, à la protection de l'équipement, à la qualité de l'alimentation et au fonctionnement des services publics. Quelques exigences et les problèmes qui peuvent concerner les systèmes PV connectés au réseau sont énumérés comme suit :

1/ Qualité de puissance

La qualité de puissance constitue actuellement l'une des préoccupations majeures des fournisseurs de l'énergie et des organismes spécialisés en qualité d'énergie. La qualité de puissance fournie par les systèmes PV que ça soit pour les charges ou bien pour le réseau se réfère particulièrement à la stabilité de la tension et de la fréquence ainsi que l'absence des phénomènes électriques tels que les creux et les coupures de tension, la pollution harmonique du courant et de la tension ainsi que les variations rapides de la tension (flicker). Pour que ces systèmes soient capables de surmonter ces problèmes, une stratégie de commande adéquate doit être utilisée, autrement la déviation par rapport à certaines exigences de la qualité d'énergie peut exiger que l'onduleur cesse d'alimenter le réseau [44]. Aujourd'hui, l'ensemble de règles de conformité et de fonctionnement légiféré ainsi que les recommandations liées à la connexion PV au réseau sont bien spécifiées au point de couplage commun (PCC) par les organismes et les associations professionnelles cités ci-dessus [43].

2/ Gamme de tension en fonctionnement normal

Les systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique ne régulent pas la tension, ils contrôlent le courant injecté dans le réseau. Conformément à la norme IEEE 929-2000 [43], les systèmes connectés au réseau (y compris les systèmes PV) sont divisés en trois catégories : les petits systèmes à faible puissance nominale de 10 kW ou moins, puis les systèmes intermédiaires allant de 10 kW à 500 kW et en fin les systèmes à grande puissance nominale supérieure à 500 kW. Cependant, ces gammes sont susceptibles d'être modifiées.

- **Systèmes à faible puissance (10 kW et moins)**

Les petits systèmes PV doivent être capables de fonctionner dans les limites normalement testées sur les lignes de distribution du réseau. L'intervalle de fonctionnement doit être choisi de telles sortes qu'il réduit au minimum les déclenchements. L'intervalle de fonctionnement pour ces petits systèmes PV est de 202 à 253 V sur la base de 230V, c.-à-d., de 88 % à 110 % de la tension nominale.

- **Systèmes PV intermédiaires et de grande puissance**

Les réseaux doivent avoir des gammes spécifiques de la tension de fonctionnement pour les systèmes intermédiaires (puissance nominale entre 10 kW et 500 kW) et de grandes puissances (puissance nominale supérieure à 500 kW) comme elles peuvent exiger des tensions d'opération réglables pour ces grands systèmes. En absence de telles conditions, le fonctionnement est entre 88 % et 110 % de la tension appropriée d'interconnexion.

3/ Fluctuations de tension (flicker)

La variation instantanée de l'intensité lumineuse et de la température a une influence directe sur la source PV ; elle peut provoquer une fluctuation de tension dite flicker (Figure I.12). Pour un système PV connecté au réseau, la connexion de l'onduleur au point de couplage commun (PCC) ne doit pas dépasser les limites définies par la courbe identifiée dans IEEE Std 519-1992 et plus récemment IEEE Std 929-2000 contient des indications pour assurer le fonctionnement compatible des systèmes PV connectés au réseau [43], [47].

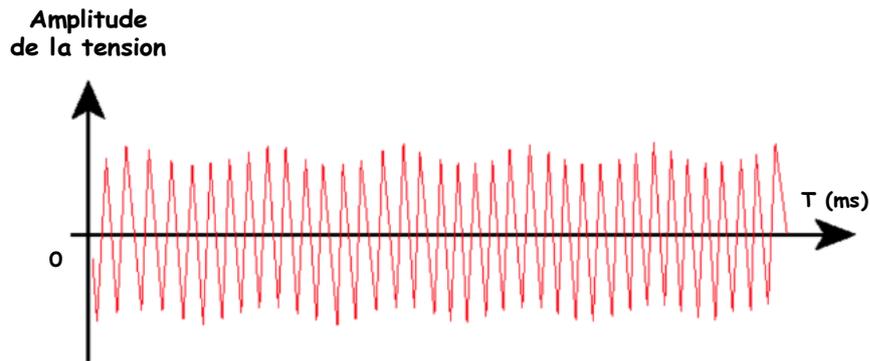


Figure I.12. Variation rapide de tension (flicker)

4/ Fréquence

La fréquence du réseau interconnecté à courant alternatif et la fréquence de l'onduleur propre au système PV doivent être synchrones. Les petits systèmes PV installés dans un pays doivent suivre les normes de fréquence de ce pays. Par exemple, en Amérique du nord la gamme de fréquence est située entre 59.3 Hz et 60.5 Hz. Pour notre pays et pour l'Europe, la fréquence du réseau est de 50 Hz et la gamme de fréquence d'opération est de 49.42 à 50.42.

5/ Déformation de la forme d'onde

La sortie du système PV doit avoir un niveau bas de déformation de courant pour s'assurer qu'aucun effet nuisible n'est causé à d'autres équipements reliés au réseau. La sortie du système PV au PCC doit être conforme aux recommandations des normes internationales régissant la connexion au réseau des sources décentralisées [44]. Conformément à ces normes, les conditions principales à respecter concernent essentiellement le contenu fréquentiel du courant injecté. La norme IEEE Std 519-1992 recommande une distorsion harmonique totale du courant (THD) inférieure à 5 % par rapport au courant nominal de sortie de l'onduleur pour une tension du bus au PCC inférieur à 69 kV. De plus, chaque harmonique impaire est limité

par rapport au fondamental, comme indiqué sur le tableau I.2, avec chaque harmonique individuel limité à 3 % [47].

Harmoniques impairs	Limite de distorsion
3 – 9 ^{ème}	< 4.0 %
11 – 15 ^{ème}	< 2.0 %
17 – 21 ^{ème}	< 1.5 %
23 – 33 ^{ème}	< 0.6 %
> 33 ^{ème}	< 0.3 %

Tableau I.3. Limites de distorsion comme recommandé dans IEEE Std 519-1992

6/ Perturbations de tension

Conformément à la norme IEEE Std 929-2000, la tension exigée au PCC doit être comprise entre 88 % et 110 % pour un fonctionnement normal. Au-delà de cet intervalle, les temps exigés pour la déconnexion de l'onduleur (en anglo-saxon : trip time) dépendent du taux de dépassement comme présentés au tableau I.3 [43].

Tension (au PCC)	Temps maximal pour la déconnexion (trip time)
($V < 50\%$)	6 cycles
($50\% < V < 88\%$)	120 cycles
($88\% < V < 110\%$)	Fonctionnement normale
($110\% < V < 137\%$)	120 cycles
($137\% < V$)	2 cycles

Tableau I.4. Limites de distorsion comme recommandé dans IEEE Std 929-2000

7/ Protection anti-îlotage

La protection anti-îlotage est une fonction de sécurité, installée généralement pour la déconnexion des onduleurs photovoltaïques lorsqu'il y a une défaillance au réseau et entre dans une condition d'îlotage. Conformément à la norme UL1741 / IEEE 1547 [43], une protection anti-îlotage est requise afin d'éviter différents risques tels que la dégradation des équipements électriques dans les cas suivants :

- Dérives de tension et de fréquence importantes.
- Problèmes de déphasage entre le réseau et le générateur décentralisé.

- Lors de la reconnexion après un défaut.
- Problèmes de sécurité pour le public et le personnel de maintenance.

8/ Reconnexion après une perturbation du réseau

Après un évènement de perturbation qui aura causé la déconnexion du système PV du réseau électrique, le système reste déconnecté jusqu'à ce que la tension normale et la fréquence soient maintenues par le réseau pour un minimum de cinq minutes. Après, l'onduleur est autorisé de reconnecter automatiquement le système photovoltaïque au réseau.

I.9. Considérations techniques pour l'interconnexion au réseau

La connexion des nouvelles sources d'énergies renouvelables distribuées, faite par le biais des convertisseurs électroniques de puissances, au réseau de distribution pose ses propres défis. En raison de la nature distribuée de ces sources, celles-ci sont connectées en grand nombre sur le même réseau de distribution. Ces défis incluent des problèmes de qualité d'alimentation, de stabilité du réseau, de régulation de tension, de protocoles de protection et des considérations d'ilotage indésirables [48].

- a. Le premier défi se rapporte à l'emplacement des installations de production. En effet, l'intégration de la production décentralisée conduit à l'opération bidirectionnelle tandis que, le réseau traditionnel est conçu pour transporter de l'énergie dans un seul sens.
- b. Le second défi concerne la gestion des moyens de production intermittents dans le système électrique. Pour les faibles taux de pénétration, l'impact de la production intermittente est limité et peut-être géré par le système électrique. D'autre part, lorsque le taux de pénétration augmente, les déséquilibres entre la production et la consommation peuvent se produire [49].

I.10. Evolution des systèmes PV connectés au réseau dans le monde

Actuellement, les sources PV contribuent de plus en plus à la production d'énergie électrique dans le monde entier. Au cours des deux dernières décennies, les systèmes PV connectés au réseau ont beaucoup évolué. Les premiers systèmes PV à injection dans le réseau ont été installés en Allemagne en 1990, ensuite ces systèmes ont pris de l'importance progressivement, en Allemagne et dans le monde [50].

En 2018, une nouvelle capacité de plus de 100 GW d'électricité PV a été ajoutée dans le monde, ce qui porte la capacité totale de la puissance PV installée à plus de 500 GW à la fin

de 2018. La Chine était le plus grand marché avec plus de 44 GW d'installations annuelles. Les systèmes de production d'électricité PV décentralisés associés au stockage sur batterie locale ont également considérablement augmenté [51].

En Algérie à l'horizon de l'an 2020, il est attendu l'installation d'une puissance totale voisine de 2600 MW pour le marché national et une possibilité d'exportation de 2000 MW. A la fin de l'an 2030, il est prévu l'installation d'une puissance de près de 12000 MW pour le marché national avec une possibilité d'exportation allant jusqu'à 10000 MW [52].

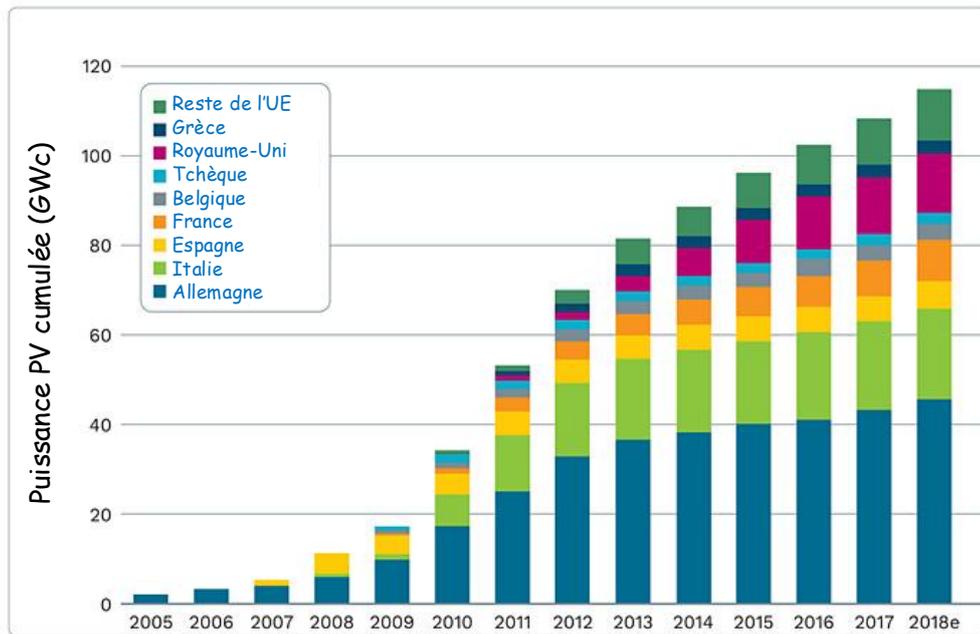


Figure I.13. Electricité PV produite en Europe de 2005 à 2018 en GWc

L'histogramme donné en figures I.13 exprime la quantité d'énergie PV produite en Europe (et par pays) entre 2005 et 2018 et l'histogramme de la figure I.14 montre le rapport entre l'énergie PV totale produite dans le monde et celle connectée et non connectée au réseau entre 2000 et 2015, de plus, l'histogramme de la figure I.15 compare entre l'énergie PV connectée au réseau centralisée et décentralisée, dans le monde entre 2011 et 2017 [52], [54].

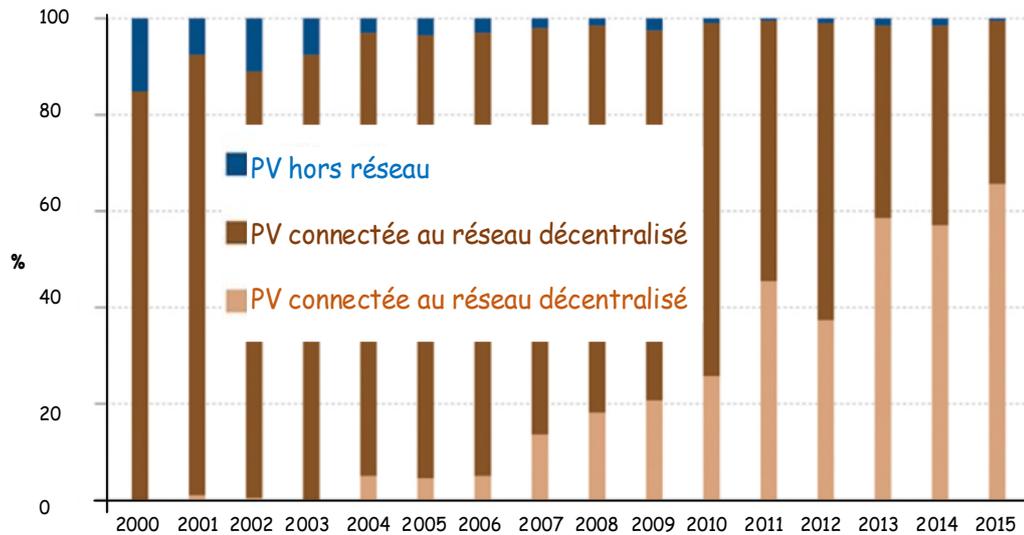


Figure I.14. Evolution des installations PV connectées et non connectées au réseau du 2000 à 2015

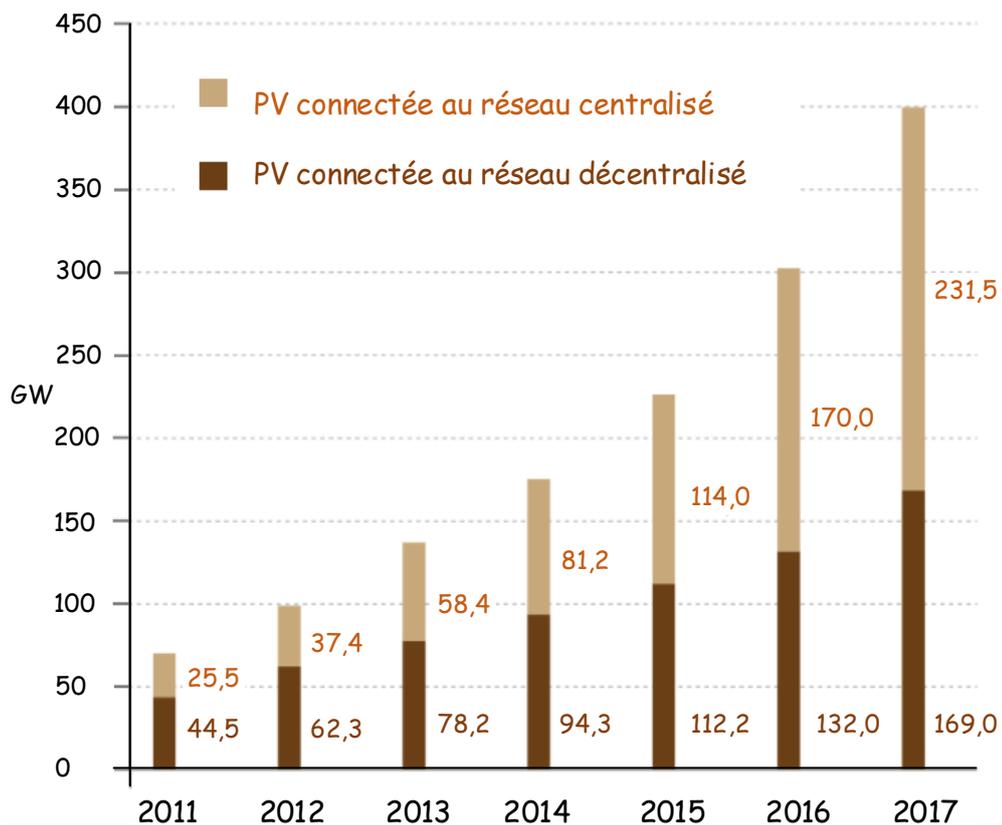


Figure I.15. Evolution de la puissance cumulée en GW des installations connectées au réseau du 2011 au 2017

I.11. Système PV étudié dans notre travail

Les systèmes PV à un seul étage de conversion connectés au réseau présentent des avantages tels que la simplicité de la topologie, le rendement important, avec un coût et un volume optimaux. Cependant, tous les objectifs de contrôle tels que la poursuite maximale du point de puissance (MPPT), la synchronisation avec la tension réseau, en plus de la réduction des pertes et le respect des limites des harmoniques de courant de sortie doivent être considérés simultanément, ce qui a pour conséquence de rendre complexe le schéma de commande.

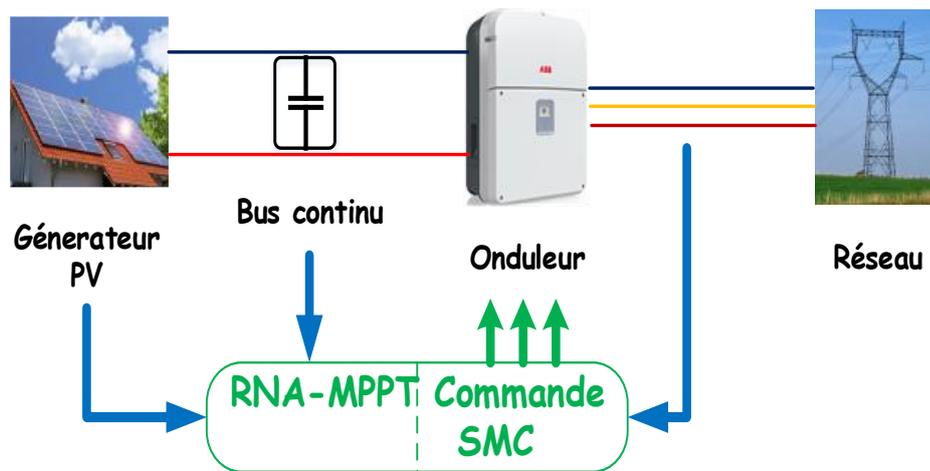


Figure I.16. Schéma du système PV connecté au réseau a étudié

Dans cette thèse, nous avons porté notre choix sur cette topologie avec la mise en œuvre d'une loi de commande et de contrôle par mode de glissement pour commander un système photovoltaïque connecté au réseau utilisant seulement un onduleur triphasé à deux niveaux (Figure I.16). Ce contrôleur est associé à une la technique de modulation discontinue afin de minimiser les pertes dans l'onduleur, de plus l'algorithme MPPT est à base des réseaux de neurone artificiel dans le but d'améliorer l'efficacité et la stabilité du système et de minimiser également les pertes par oscillations. Le contrôle de la puissance réactive injectée ou soustraite du réseau est aussi effectué. Un DsPIC est utilisé pour mettre en œuvre la technique de modulation discontinue avec un onduleur triphasé à deux niveaux.

I.12. Conclusion

Depuis des années, la forte augmentation de la consommation de l'énergie électrique accompagnée de l'épuisement des sources traditionnelles d'origine fossile nous oblige à utiliser des énergies inépuisables. Parmi ces énergies l'énergie photovoltaïque présente un avantage majeur par rapport aux autres, vue son abondance dans notre pays.

Ce chapitre est consacré à l'introduction de ce type d'énergie moins polluante et à donner les différentes stratégies de son utilisation. En effet, l'étude de ces systèmes implique des considérations techniques dépendant des conditions du bon fonctionnement, pour cela quelques paramètres mesurant la qualité d'énergie et de progression ont été bien expliqués. Enfin, nous avons exposé les différentes configurations et décrit chaque élément constituant ces systèmes, puis nous avons présenté succinctement le système proposée à l'étude dans cette thèse.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation des sources photovoltaïques et à la présentation des types d'algorithmes MPPT.

CHAPITRE II

Modélisation et exploitation des sources photovoltaïques

II.1. Introduction

Les ressources d'énergie fossiles ont des réserves limitées, de plus, leur effet néfaste sur l'environnement et sur le réchauffement climatique est vérifié. Comme déjà mentionné au premier chapitre, l'énergie photovoltaïque (PV) présente une alternative durable, efficace et inépuisable par rapport aux énergies d'origine fossile.

Pour permettre un bon fonctionnement d'une source PV, celle-ci doit être dotée d'un algorithme permettant de poursuivre et d'atteindre immédiatement le point de fonctionnement à puissance maximale, un tel algorithme est appelé : MPPT (en Anglo-saxon : Maximum Power Point Tracker).

Dans ce chapitre, nous nous intéressons tout d'abord à la modélisation des sources photovoltaïques puis nous présentons les caractéristiques de ces sources avec l'influence des paramètres climatiques sur leur rendement. Ensuite, nous présentons les différents algorithmes MPPT les plus connus et nous discutons leurs performances.

II.2. Généralités sur la cellule photovoltaïque

La cellule solaire dite photovoltaïque est le dispositif de base de l'industrie PV depuis de nombreuses années, elle permet de convertir les photons de la lumière solaire en électricité. Au début, les cellules solaires ont été utilisées dans des coins isolés loin du réseau électrique, par exemple pour les satellites en orbite terrestre et les applications de pompage d'eau, par contre actuellement elles sont considérées comme l'une des technologies clés pour un approvisionnement en énergie durable.

La cellule PV à base de silicium représente l'élément de base de l'industrie PV depuis de nombreuses années ; elle occupe actuellement 80 % de la production mondiale. Les modules basés sur ces cellules ont une très bonne fiabilité avec des garanties exceptionnelles parmi les autres produits fabriqués ; parmi leurs points forts, leur durée de vie est de 20 à 25 ans [36].

II.2.1. Structure et principe de fonctionnement de la cellule photovoltaïque

La figure II.1 illustre la structure d'une cellule PV de base constituée principalement de deux couches semi-conductrices minces en silicium dopées différemment et étroitement liées, assimilables à une diode photosensible. Une couche est dopée pour avoir des électrons libres en excès (appelée couche N), tandis que l'autre couche est traitée pour avoir un excès d'électrons-trous et un déficit d'électrons (couche P) [55]. Lorsque deux couches semi-conductrices différentes sont jointes à une limite commune, les électrons libres de la couche N se croisent dans la couche P pour tenter de remplir les électrons-trous. La combinaison

d'électrons et de trous au niveau de la jonction P-N crée une différence de potentiel qui rend de plus en plus difficile la traversée par des électrons supplémentaires. Lorsque le déplacement des charges électriques atteint un certain équilibre, il se forme un champ électrique fixe à travers la limite séparant les deux côtés.

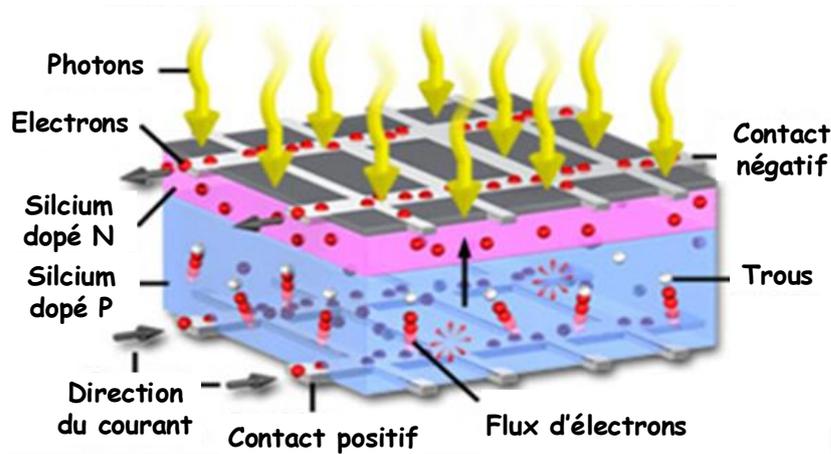


Figure II.1. Structure et flux d'électrons d'une cellule photovoltaïque [55]

Lors de l'exposition de la cellule PV, l'énergie solaire transportée sous forme de photons à une certaine longueur d'onde est absorbée par les électrons périphériques (couche N), elle permet d'arracher des électrons en créant au passage des trous, ensuite ces électrons se déplacent et dépassent la barrière de potentiel, d'où la création d'un courant électrique continu. En général, pour une cellule le principe de base est de forcer les électrons et les trous à se diriger chacun vers une direction opposée du matériau au lieu de se recombiner à la même couche : ainsi, il apparaîtra une différence de potentiel et donc une tension entre les deux faces [41], [55]. Bien que les charges opposées soient attirées l'une par l'autre, la plupart d'entre elles ne peuvent se recombiner qu'en traversant un circuit à l'extérieur du matériau en raison de la barrière d'énergie potentielle interne. Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches du semi-conducteur formant un circuit électrique. L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche anti reflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la qualité de lumière absorbée.

II.2.2. Types des cellules PV

La cellule solaire est une diode spéciale, de grande surface et de faible épaisseur. Puisque l'effet PV est un phénomène physique propre à certains matériaux appelés « semi-conducteurs », les cellules PV les plus répandues sont constituées principalement à base de

silicium (Si) et plus rarement de tellure de cadmium (CdTe), sélénure de cuivre et sélénure d'indium ($\text{CuIn}(\text{Se})_2$ ou $\text{CuInGa}(\text{Se})_2$) [46]. Généralement, les cellules PV peuvent être divisées en trois grandes familles qui donnent par la suite trois types de module PV, (Figure II.2) :

a. Cellule en silicium monocristallin

Elle représente la première génération des photopiles et le type le plus efficace. Elle est constituée d'une très fine tranche ou plaquette, d'un gros monocristal obtenu à partir de silicium fondu pur. Le rendement typique des modules à base de ces cellules commerciaux se situe entre 12 % et 16 % et peut atteindre 24.7 % en laboratoire, il est légèrement supérieur au silicium poly-cristallin. En revanche la fabrication de ce type de cellule est plus délicate, ce qui la rend plus coûteuse. La surface requise du module est d'environ $7 \text{ m}^2/\text{kW}$ [56].

b. Cellule en silicium poly-cristallin

Il s'agit du matériau PV le plus utilisé, également produit à partir du silicium fondu pur avec un procédé de moulage. Il présente une structure cristalline aléatoire moins performante qu'avec un matériau monocristallin. Il offre un rendement cellulaire légèrement inférieur que celui des cellules monocristallines, entre 11 % et 14 % et peut atteindre 19.8 % au laboratoire, avec une surface d'environ $8 \text{ m}^2/\text{kW}$. Cet inconvénient est compensé par le coût de fabrication moins élevé, par conséquent cette technologie occupe la première place avec 57 % des panneaux PV vendus dans le monde. Par ailleurs ce matériau s'avère plus solide dans le temps avec moins de pertes de puissance et de réchauffement [56], [57].

c. Cellule à couches minces

Essentiellement utilisée depuis de longues années pour les montres et calculatrices notamment, elle est à base de ***Silicium amorphe*** et peut être aussi à base de ***tellure de cadmium*** ; ces deux matériaux sont présentés ci-après. A noter que parmi les avantages des couches minces, elles permettent de produire des panneaux de grande surface à bas coût car peu de matière première est utilisée [58].

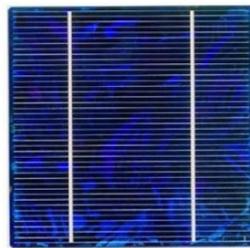
- **Le Silicium amorphe** se compose de silicium hydrogéné non-cristallin déposé sur un substrat de verre, il nécessite un faible éclaircissement et il est moins sensible aux températures élevées que les cellules mono et poly cristallines. Cette technologie représente un faible rendement par rapport aux autres (environ de 6 % et 13 % en laboratoire, avec $60 \text{ W}/\text{m}^2$. De

plus, il est caractérisé par une diminution de ces performances avec le temps par contre, il a un coût proportionnellement inférieur car il utilise peu de matière première [56].

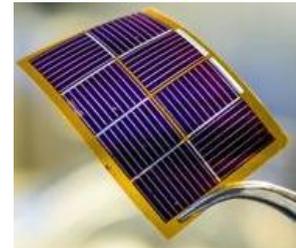
- **Le Tellurure de cadmium** contient à la base du tellurure de cadmium et du sulfure de cadmium (CdTe), il est dit aussi hétéro jonction. Ces poly-cristallins sont déposés ensuite sur un substrat de verre. Ce matériau pose le problème de toxicité du cadmium et reste rarement trouvé dans la nature. Par contre le coût de fabrication est deux à trois fois moins important qu'une structure cristalline



a. Cellule monocristalline



b. Cellule poly-cristalline



c. Cellule à couches minces

Figure II.2. Différents types de cellules PV

II.3. Modélisation électrique de la source PV

Les modèles de circuits équivalents permettent de définir la caractéristique I-V (courant et tension résultant) entière d'une cellule, d'un module ou d'un champ PV en tant que fonction continue pour un ensemble donné de conditions de fonctionnement. Un modèle mathématique fiable et précis pouvant être utilisé dans des logiciels de simulation standard (tels que MATLAB /SIMULINK, PSPICE ou PSIM) est souhaité pour concevoir et tester les algorithmes de contrôle des dispositifs électroniques. Les modèles équivalents des générateurs PV proposés dans la littérature peuvent être classés en deux types principaux, les modèles à une seule diode et les modèles à deux diodes.

II.3.1. Modèle à une diode

Ce modèle a été proposé par Bishop en 1988, c'est le plus simple et le plus utilisé, car il offre un bon compromis entre la simplicité et la précision [55]. La caractéristique I-V d'une cellule solaire a une caractéristique exponentielle similaire à celle d'une diode. Ce modèle est composé d'une source de courant parallèle, d'une diode et d'une résistance parallèle (shunt) exprimant le courant de fuite au niveau de la jonction, en plus d'une résistance série décrivant

une résistance à la circulation du courant qui dépend principalement de la résistance du semi-conducteur et de la résistance des grilles collectrices et de leurs contacts [59].

La figure II.3 montre le circuit équivalent à une seule diode de la cellule PV, le modèle idéal est obtenu avec les conditions suivantes :

- $R_s = 0$, $R_{sh} = \infty$.

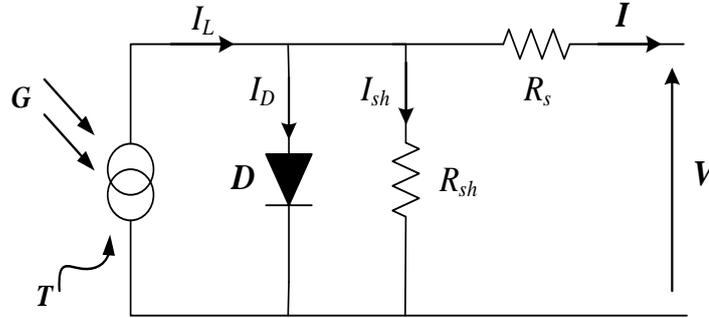


Figure II.3. Circuit équivalent à une seule diode d'une cellule PV

Le courant de sortie fourni par la source solaire est obtenu en appliquant la loi de Kirchhoff, dans le circuit équivalent ci-dessus, ce qui donne:

$$I = I_L - I_D - I_{sh} \quad (\text{II.1})$$

$$I_{sh} R_{sh} - I R_s - V = 0 \Rightarrow I_{sh} = \frac{V + I R_s}{R_{sh}} \quad (\text{II.2})$$

$$I_D = I_s \left[\exp \left(\frac{q(V + I R_s)}{nkT_c} \right) - 1 \right] \quad (\text{II.3})$$

L'équation caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule solaire est donnée par l'expression suivante :

$$I = I_L - I_s \left[\exp \left(\frac{q(V + I R_s)}{nkT_c} \right) - 1 \right] - \frac{V + I R_s}{R_{sh}} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

I et V : Courant et tension de la cellule PV.

I_L : Courant généré par la lumière (A).

I_D et I_{sh} : Courant traversant la diode et courant dans la résistance shunt (A).

R_{sh} et R_s : Résistance shunt et résistance série (Ω).

I_s : Courant de saturation de la diode (A).

q : Charge d'un électron $1.60217 \cdot 10^{-19}$ C.

n : Facteur d'idéalité de la diode.

k : Constante de Boltzmann.

T_C : Température de la cellule.

II.3.2. Modèle à deux diodes

Dans ce modèle, une diode supplémentaire est connectée en parallèle à la première diode. Cette diode supplémentaire est incluse pour fournir une courbe caractéristique I-V encore plus précise tenant compte de la différence des flux de courant à faibles valeurs de courant en raison de la génération et de la recombinaison des charges dans la zone de charge du semi-conducteur. Le circuit de ce modèle est illustré à la figure II.4 [60].

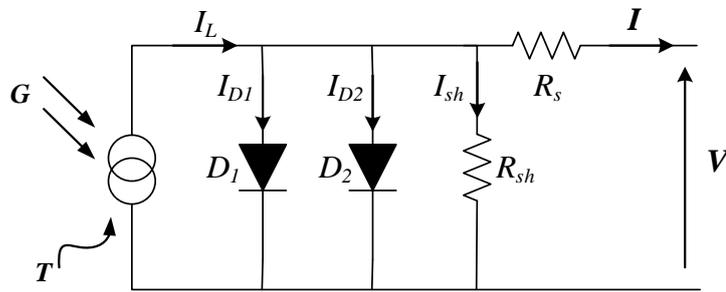


Figure II.4. Circuit équivalent à deux diodes d'une cellule PV

L'équation caractéristique (I-V) de ce modèle est obtenue par la prise en compte du courant de la deuxième diode, sa forme est la suivante:

$$I = I_L - I_{s1} \left[\exp \left(\frac{q(V + I R_s)}{n_1 k T_C} - 1 \right) \right] - I_{s2} \left[\exp \left(\frac{q(V + I R_s)}{n_2 k T_C} - 1 \right) \right] - \frac{V + I R_s}{R_{sh}} \quad (\text{II.5})$$

La précision de ce modèle est supérieure à celle du modèle à diode unique, mais en raison de la difficulté de résolution de l'équation et la nécessité de plus de paramètres, le modèle à diode unique est préféré. Pour cela dans cette thèse, ce dernier est adopté pour l'émulation du comportement du champ PV.

II.3.3. Constitution d'un champ PV

L'élément de base d'un système PV est la cellule PV. La tension mesurable aux bornes d'une cellule PV est inférieure à 1V et la puissance maximale produite est d'environ 1W, ce qui est insuffisant pour la plupart des applications. En pratique, les cellules PV sont encapsulées entre des plaques de verre et raccordées électriquement pour former des modules PV qui sont

eux-mêmes assemblés en panneaux. A leur tour, les panneaux sont connectés en série et forment alors une chaîne de modules ou string. Les chaînes sont ensuite associées en parallèle et forment un champ PV (Figure II.5) qui est un système PV à grande échelle souvent conçu pour alimenter le réseau électrique. La mise en série permet de multiplier la tension de sortie et l'association en parallèle permet d'augmenter le courant délivré. Ceci permet d'accroître le niveau de puissance générée selon le domaine d'application. Notons qu'il faut également installer des diodes anti-retour, diodes by-pass et des fusibles en série sur chaque chaîne de modules.

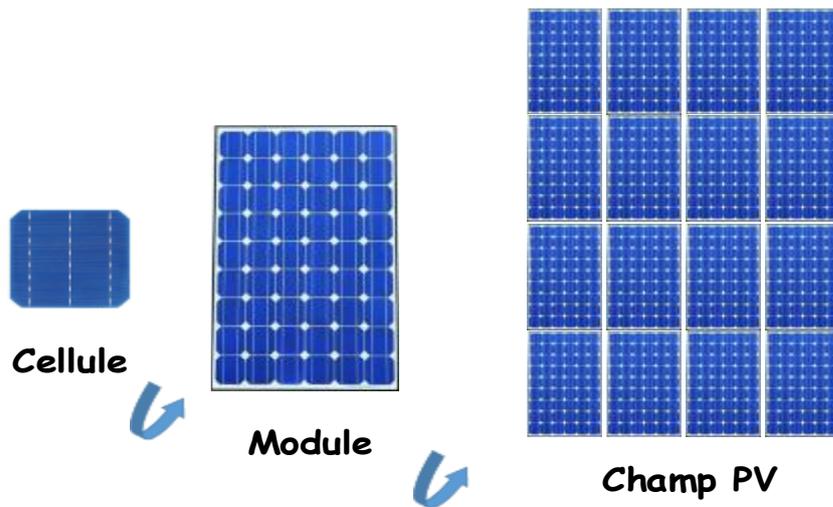
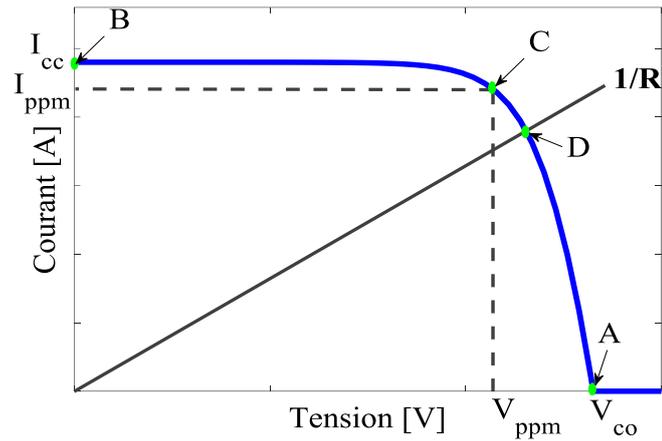
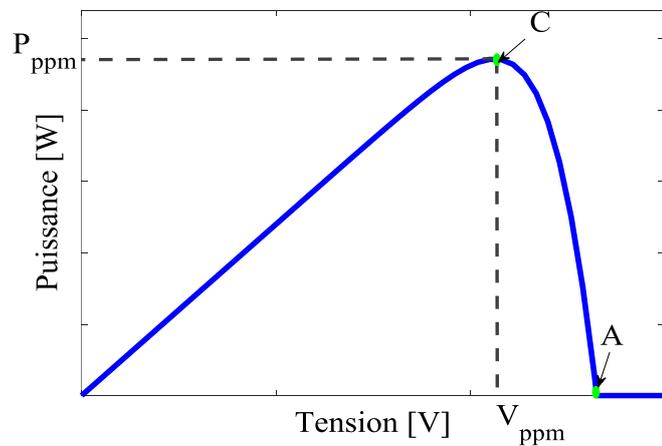


Figure II.5. De la cellule au champ PV

II.4. Paramètres d'une cellule PV

La figure II.6 montre les caractéristiques de fonctionnement courant-tension ($I-V$) et puissance-tension ($P-V$) d'une cellule PV à une température fixe et une certaine irradiation. Elles sont clairement non linéaires et trois points importants sont remarquables sur ces deux caractéristiques [61] :

- Le point A représente la tension V_{oc} de fonctionnement en circuit ouvert.
- Le point B représente le courant I_{cc} de fonctionnement en court-circuit.
- Le point C représente le fonctionnement au point de puissance maximale PPM.

a. Caractéristique (I - V)b. Caractéristique (P - V)**Figure II.6.** Caractéristiques (I - V) et (P - V) d'une cellule PV

Si une charge résistive variable est connectée aux extrémités de la cellule, le point de fonctionnement de cette cellule est déterminé par le point d'intersection D de la caractéristique (I - V) de la cellule et la pente de la caractéristique de charge représentée par la ligne droite avec un gradient $M = 1/R$, (figure II.6.a) [38].

II.4.1. Courant de court-circuit

Le courant au point de fonctionnement B est obtenu en court-circuitant les bornes de la cellule ($V = 0$), (figure II.8). Il croît linéairement avec l'intensité d'illumination de la cellule et dépend de la surface éclairée, de la longueur d'onde du rayonnement, de la mobilité des porteurs de charge et de la température [62] [58]. Le circuit de la figure II.7 montre la condition de court-circuit avec la résistance série R_s négligée, le courant de court-circuit peut être exprimé par l'équation suivante :

$$I_{CC} = I_L \quad (\text{II.6})$$

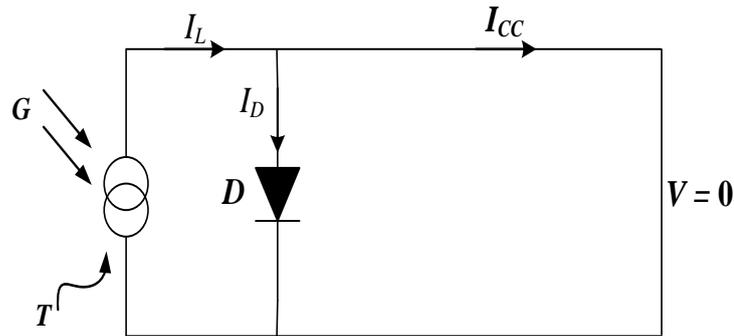


Figure II.7. Condition du court-circuit

II.4.2. Tension de circuit ouvert

La tension au point de fonctionnement A de la figure II.6 représente la tension de circuit ouvert (courant nul). La figure II.8 montre la condition de circuit ouvert avec une valeur négligeable de I_{sh} (courant shunt négligé). D'après l'équation (II.4) pour $I = 0$ et du fait que $I_{CC} \gg I_s$, elle peut être exprimée par l'équation suivante (II.7), [59].

$$V_{CO} \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{CC}}{I_s} \quad (\text{II.7})$$

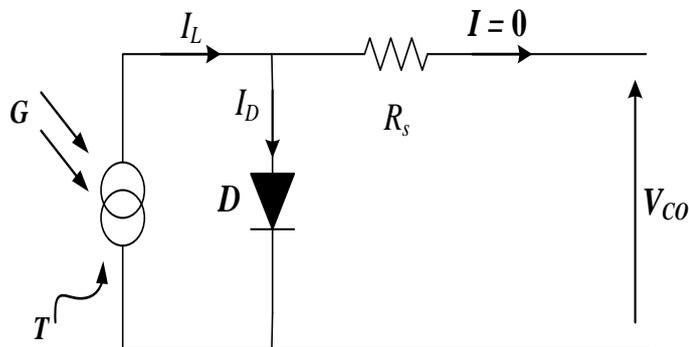


Figure II.8. Condition du circuit ouvert

II.4.3. Point à Puissance Maximale (PPM)

Le point de fonctionnement se déplace le long de la courbe de la caractéristique ($I-V$) de la cellule photovoltaïque de B à A si la résistance de charge augmente de zéro à l'infini. La position C est le point de fonctionnement où la puissance est maximale correspondante à la tension V_{ppm} . En ce point, la surface sous la courbe de la caractéristique $I-V$, représente la puissance de sortie maximale. Si la résistance de charge est grande, les points de fonctionnement seront dans la région CA. Si la résistance de charge est petite, les points de fonctionnement seront dans la région CB. Par conséquent, le point de fonctionnement peut être

obtenu en reliant la caractéristique de la résistance de charge avec la caractéristique de la cellule photovoltaïque.

La puissance maximale est générée par la cellule solaire en un point de la caractéristique courant-tension où le produit de la tension par le courant est maximal. Ce point est appelé PPM et est unique, Il est obtenu en résolvant l'équation (II.8) ci-dessous pour la condition $\frac{dP_{ppm}}{dV} = 0$:

$$P_{ppm} = V_{ppm} \cdot I_{ppm} = I_L - I_S \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right] \quad (\text{II.8})$$

II.4.4. Facteur de forme

En utilisant le courant et la tension au PPM (I_{ppm} et V_{ppm}), la tension en circuit ouvert et le courant de court-circuit, le facteur de forme (FF) dit aussi facteur de remplissage peut être défini comme suit [61] :

$$FF = \frac{P_{ppm}}{V_{CO} \cdot I_{CC}} \quad (\text{II.9})$$

Le facteur de remplissage typique des cellules solaires commercialisées est généralement supérieur à 0.70, il est souvent exprimé en pourcentage (en multipliant l'équation (II.9) par cent).

II.4.5. Rendement

Le rendement η d'une cellule PV signifie l'efficacité de conversion de puissance. Elle est définie comme étant le rapport entre la puissance maximale délivrée par la cellule et celle du spectre lumineux incident sur la cellule, défini comme suit:

$$\eta = \frac{P_{ppm}}{P_{solaire}} \quad (\text{II.10})$$

Où $P_{solaire}$ est la puissance incidente déterminée par le spectre de la lumière incidente sur la surface de la cellule solaire. Pour une cellule au silicium, le rendement théorique maximal est égal à 23 % environ.

II.5. Influence des paramètres environnementaux sur les sources PV

L'ensoleillement, la température, les caractéristiques spectrales de la lumière solaire, les ombres, la saleté, la vitesse du vent, l'humidité, etc. sont les facteurs affectant le bon fonctionnement des sources PV. En pratique les deux paramètres qui affectent de plus la

puissance de sortie sont la température et l'ensoleillement. Pour montrer les effets de ces deux paramètres importants, nous présentons aux figures II.9 et II.10, les principales caractéristiques (caractéristiques $I-V$ et $P-V$) du générateur PV formé par la mise en parallèle de 5 rangées constituées chacune de 30 modules de type BP3160 mis en série ; ce qui correspond au champ PV étudié dans notre travail thèse [50]. Les paramètres et les données fournies du module utilisé sont donnés dans le tableau II.1.

Paramètres	Valeur
Puissance maximale P_{ppm}	160 W
Tension au PPM V_{ppm}	35.1 V
Courant au PPM I_{ppm}	4.55 A
Puissance minimale garantie	152 W
Courant de court-circuit I_{cc}	4.8 A
Tension en circuit ouvert V_{co}	44.2 V
Coefficient de température du I_{cc}	$(0.065 \pm 0.015) \% / ^\circ\text{C}$
Coefficient de température du V_{co}	$-(160 \pm 20) \text{ mV} / ^\circ\text{C}$
Coefficient de température de la puissance	$-(0.5 \pm 0.05) \% / ^\circ\text{C}$
NOCT (aire 20°C ; éclairement $0.8\text{kW}/\text{m}^2$; vent 1m/s)	$47 \pm 2^\circ\text{C}$

Tableau III.1. Paramètres du module photovoltaïque BP3160 [50]

II.5.1. Effet de la température

La figure II.9 illustre les allures des caractéristiques électriques $I-V$ et $P-V$ respectivement du générateur PV (étudié dans notre travail) pour différentes températures avec un éclairement constant de $1 \text{ kW}/\text{m}^2$. Nous pouvons remarquer une légère variation du courant de court-circuit par contre une influence considérable sur la tension en circuit ouvert, qui diminue avec l'augmentation de la température et vice versa, ce qui engendre une diminution de la puissance maximale générée.

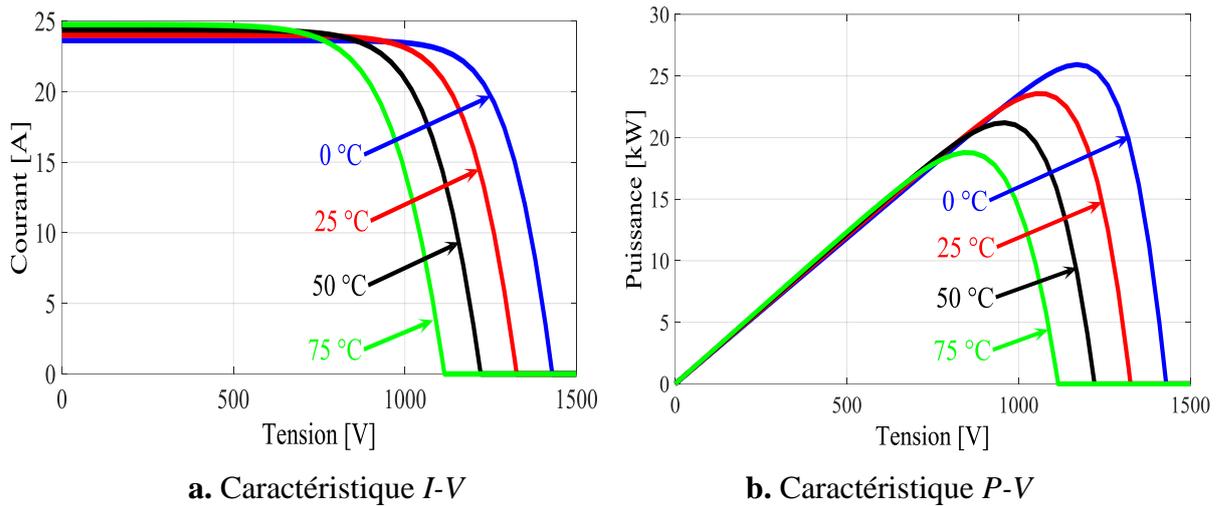


Figure II.9. Caractéristiques $I-V$ et $P-V$ d'un générateur PV pour différentes températures avec un éclairement constant ($E = 1 \text{ kW/m}^2$)

La température d'un générateur PV influe fortement sur ses performances. Elle affecte principalement la tension aux bornes du module, qui augmente avec la diminution de celle-ci. Un fonctionnement plus efficace du générateur PV avec des températures basses paraît un peu étonnant. En réalité, ce fonctionnement est dû à la diminution significative de la mobilité des électrons dans le matériau semi-conducteur pour des températures plus élevées. L'augmentation de la température entraîne une augmentation de l'énergie de la bande interdite du matériau semi-conducteur. Avec une énergie de bande interdite plus élevée, les électrons de la bande de valence demanderont plus d'énergie aux photons pour se déplacer dans la bande de conduction. Cela signifie qu'un grand nombre de photons n'auront pas assez d'énergie pour être absorbés par les électrons de la bande de valence, ce qui réduira le nombre d'électrons se rendant à la bande de conduction et réduira l'efficacité de la cellule solaire.

À haute température, l'efficacité du générateur PV est affectée et la puissance générée est extrêmement réduite. En général, l'efficacité d'un module PV au silicium cristallin est réduite d'environ 0.5 % pour une augmentation de température égale à un degré ($1 \text{ }^\circ\text{C}$), [63].

II.5.2. Effet de l'éclairement

Les caractéristiques $I-V$ et $P-V$ du générateur PV obtenues pour différentes valeurs de l'éclairement sous une température et une vitesse de circulation d'air ambiant constante, sont représentées à la figure II.9. Ces allures montrent que la puissance de sortie des panneaux solaires est directement proportionnelle à l'éclairement énergétique ; une irradiation plus faible se traduit par une puissance de sortie réduite du générateur PV. Cependant, seul le courant de

sortie est considérablement affecté par l'irradiation tandis que la tension V_{co} ne varie que très peu et le changement est considéré comme négligeable, car en vertu du principe de fonctionnement de la cellule solaire, le courant est proportionnel au flux de photons [64].

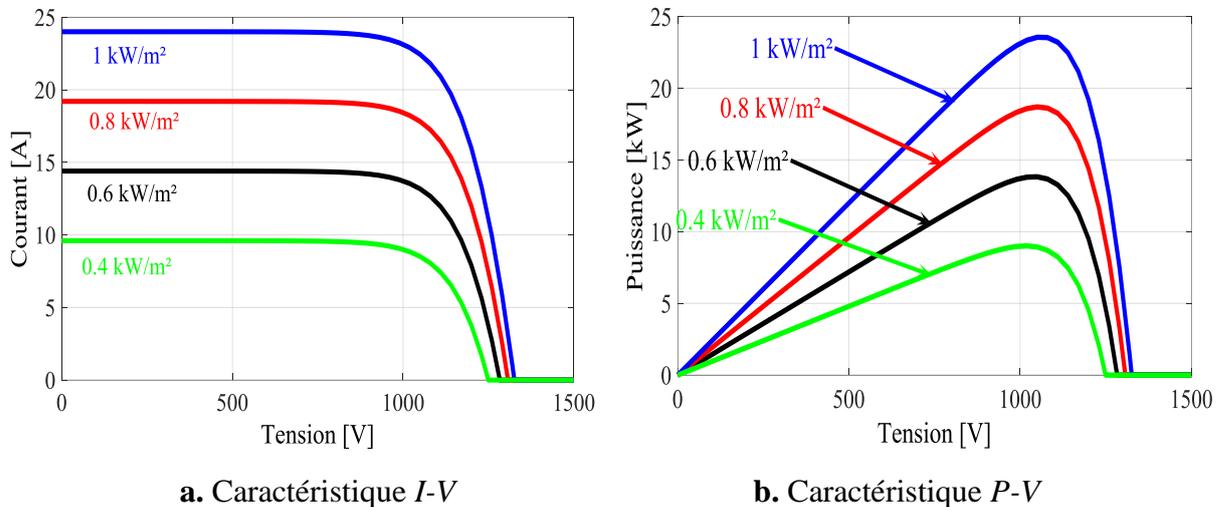


Figure II.10. Caractéristiques I - V et P - V du générateur PV pour différentes valeurs de l'éclairement (avec $T = 25^\circ\text{C}$)

II.6. Poursuite du Point de Puissance Maximale

La caractéristique non linéaire P - V dépend fortement de l'éclairement et de la température. Par conséquent, le point de puissance maximale qui est le point optimum varie. En pratique, le générateur photovoltaïque doit fonctionner en ce point à chaque instant. Il est donc inévitable d'associer à chaque générateur PV, un organe de commande instantané qui se charge de la poursuite de ce point de fonctionnement (en anglo-saxon Maximum Power Point Tracker : MPPT) [39].

Généralement, l'algorithme MPPT permet d'agir sur le rapport cyclique d'un convertisseur DC/DC (hacheur) ou sur le coefficient de réglage en tension d'un onduleur de tension en sortie, comme le montre la figure II.11 d'un système PV avec MPPT. Dans la littérature, il existe plusieurs techniques MPPT, que ça soit les méthodes conventionnelles telles que 'Perturb and Observe (P&O)' et 'Conductance Incrémentale (CI) ou (en Angl-saxon : Incremental Conductance IC)' ou celles basées sur l'intelligence artificielle comme la logique floue et les réseaux de neurones artificiels (RNA). Dans ce travail de thèse, nous avons pu implémenter l'un des meilleurs algorithmes MPPT, à savoir celui basé sur les réseaux de neurones artificiels et nous avons bien montré ses avantages par comparaison aux méthodes classiques.

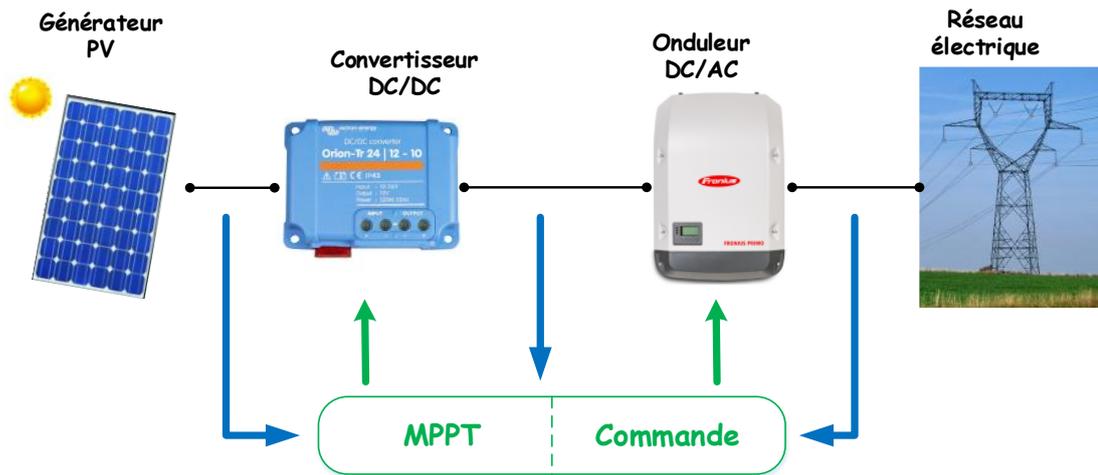


Figure II.11. Schéma fonctionnel d'un système PV avec MPPT

II.6.1. Algorithmes MPPT conventionnels basés sur le contrôle de la puissance

Pour trouver le point de puissance maximale instantané, des informations et des mesures exactes sur la puissance réelle P doivent être prises à partir du générateur PV. Ceci est possible à l'aide du produit de la tension V et du courant I de sortie mesurables du générateur. Avec ces valeurs mesurables, il existe plusieurs méthodes de poursuite du point de puissance maximale du générateur PV, les plus connus sont :

- L'algorithme 'Perturbe & Observe (P&O)'.
- L'algorithme de la conductance incrémentale (CI)

II.6.1.1. Algorithme 'Perturbe & Observe (P&O)'

La méthode 'P&O' est largement utilisée en raison de sa simplicité et de sa facilité d'implémentation. Comme son nom l'indique, son principe consiste à appliquer une perturbation de la tension du générateur avec une faible valeur autour de sa valeur initiale et analyser l'évolution de la puissance résultante. Suivant la caractéristique $P-V$ (figure II.12), si l'incrément positive de la tension provoque un accroissement de la puissance, cela signifie que le point de fonctionnement se trouve à gauche du PPM et ce dernier est dans le même sens de la perturbation. Au contraire, si la puissance décroît cela implique que le système a dépassé le PPM et nécessite une perturbation dans le sens inverse (figure II.13). Dans le cas de la décroissance de la tension un raisonnement similaire est nécessaire. Ce processus se répète périodiquement jusqu'à atteindre le PPM autour duquel, le système doit osciller légèrement en équilibre [37], [39].

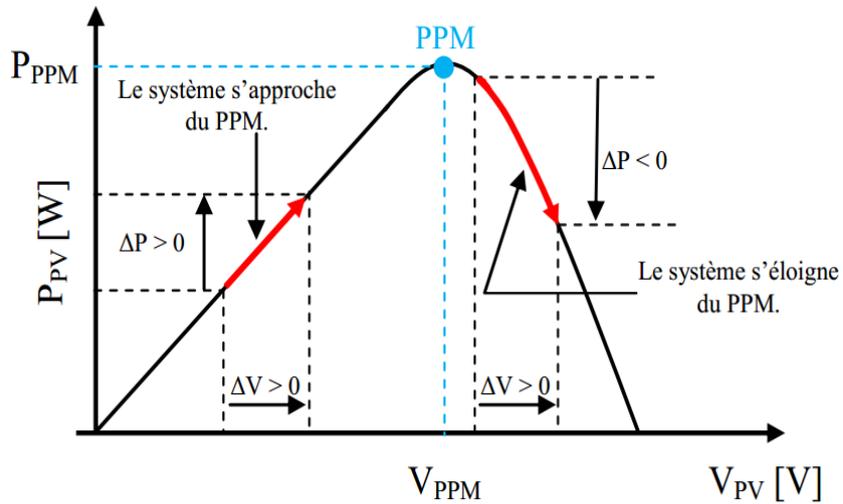


Figure II.12. Principe de la technique 'Perturb & Observ'

Généralement pour l'implémentation de cet algorithme, deux capteurs sont habituellement requis pour mesurer la tension et le courant du générateur PV nécessaires au calcul de la puissance [37], [65].

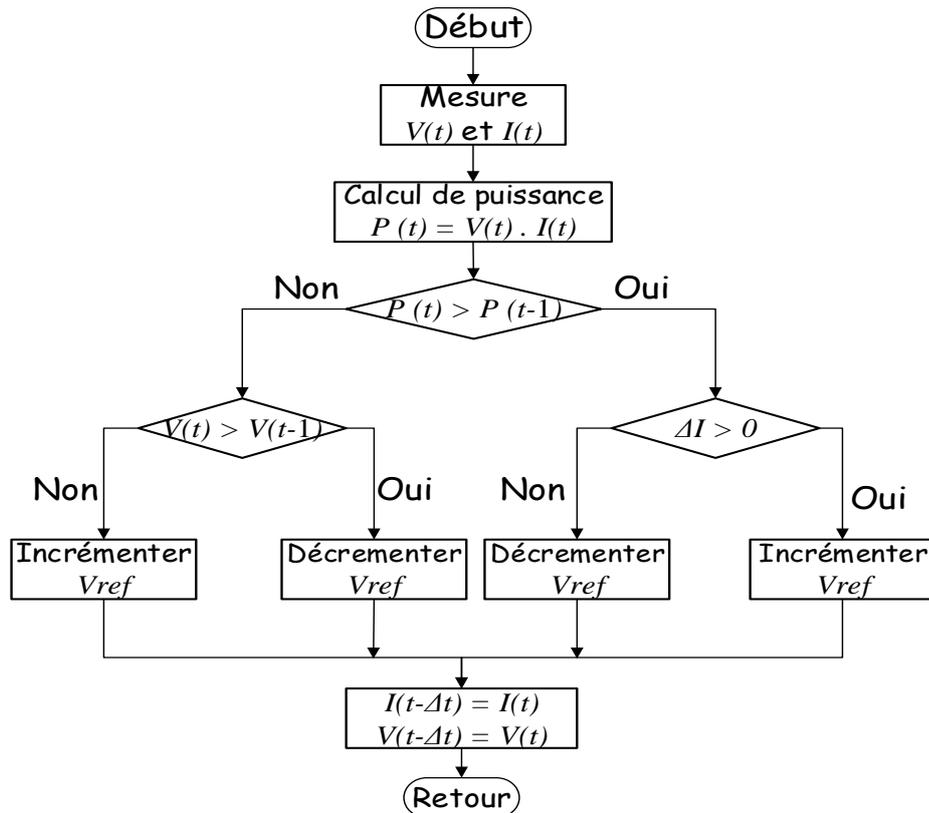


Figure II.13. L'organigramme de l'algorithme MPPT P&O

Note : L'un des inconvénients de cet algorithme, c'est lors d'un changement rapide des conditions atmosphériques, il peut ne pas avoir la possibilité de voir l'erreur de trajectoire lié

au changement de caractéristique, le signe de la perturbation ne change pas et le système s'éloigne momentanément du PPM [37]. Au mieux, ceci occasionne une non-optimisation de la puissance momentanée et peut échouer l'attraction du PPM. Cependant, dans le pire des cas, le système de recherche peut se perdre et se retrouver soit en circuit ouvert soit en court-circuit entraînant une perte définitive du PPM.

II.6.1.2. Conductance incrémentale

La méthode de la conductance incrémentale (CI) a été proposée pour éviter certains inconvénients de la méthode 'P&O' qui ne permet pas de suivre le PPM dans certains cas de changements rapides des conditions atmosphériques. Elle est basée sur l'incrémentation ou la décrémentation de la tension du générateur tout en connaissant la variation de la conductance du générateur et la position du point de fonctionnement par rapport au PPM. Du fait que la pente de la caractéristique P - V du générateur (figure II.12) est nulle au PPM, positive à gauche du PPM et négative à droite du PPM, on peut poser les conditions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} = 0 & \text{au PPM} \\ \frac{dP}{dV} > 0 & \text{à gauche du PPM} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{à droite du PPM} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (\text{II.12})$$

Si on approxime les dérivées de la puissance, du courant et de la tension par des différences entre ces valeurs aux instants actuels et précédents, la relation (II.12) peut être réécrite de la manière suivante :

$$\frac{1}{V} \frac{\Delta P}{\Delta V} = \frac{I}{V} + \frac{\Delta I}{\Delta V} \quad (\text{II.13})$$

Alors, le système (II.11) peut être réécrit en terme de conductance instantanée I/V et de la conductance incrémentale $\Delta I/\Delta V$ comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \text{ au PPM} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} > -\frac{I}{V} \text{ à gauche du PPM} \\ \frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} \text{ à droite du PPM} \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

L'organigramme de cette méthode est montré sur la figure II.14. Elle peut être plus difficile à mettre en œuvre que la méthode 'P&O' précédente car elle utilise des divisions dans lesquelles les dénominateurs peuvent tendre vers zéro.

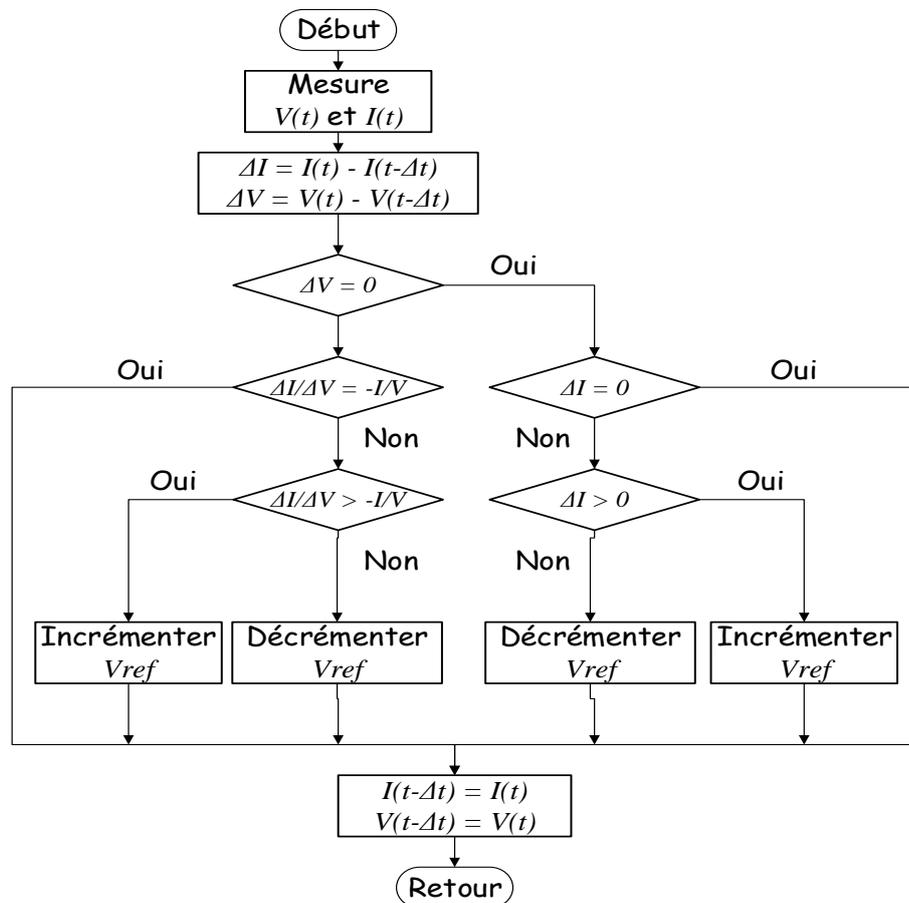


Figure II.14. Organigramme de l'algorithme MPPT à 'CI'

Note : Dans la littérature, des modifications sur les algorithmes MPPT conventionnels (P&O et CI) ont été proposées avec ajustement automatique du pas en fonction du taux de perturbation afin d'améliorer le temps de réponse après les perturbations et de réduire les oscillations autour du PPM en régime permanent qui provoquent des pertes de puissance, on parle alors de MPPT à pas variable. En effet, plus le pas est grand, plus les oscillations autour de la tension du PPM sont grandes et inversement. Si le pas est grand, l'algorithme MPPT répondra rapidement aux

changements brusques des conditions de fonctionnement en compensant l'augmentation des pertes dans des conditions stables ou évoluant lentement. Si le pas est faible, les pertes dans des conditions stables ou à évolution lente seront réduites, mais le système ne pourra réagir que très lentement aux changements rapides de température et de rayonnement solaire [39].

II.6.2. Méthodes MPPT basées sur l'intelligence artificielle

En plus des méthodes MPPT classiques décrites au paragraphe précédent, certains chercheurs ont utilisé des techniques MPPT basés sur l'intelligence artificielle afin d'obtenir des réponses rapides et des fluctuations réduites [67], [69]. Deux techniques sont décrites ci-dessous.

II.6.2.1. MPPT à base de la logique floue

Dans le domaine du génie électrique, la commande par logique floue a fait l'objet de plusieurs travaux : dans la commande des convertisseurs statiques, dans la commande des machines électriques et dans la navigation des robots mobiles. Toutes ces applications ont démontré qu'un régulateur flou est généralement plus robuste qu'un régulateur conventionnel [39]. Les contrôleurs flous ont l'avantage de travailler avec des entrées imprécises, nécessitent moins de connaissances du système et n'ont pas besoin d'un modèle mathématique précis, de plus ils conviennent bien aux systèmes non-linéaires [66].

Le contrôleur à base de la logique floue est exploité à l'aide de fonctions d'appartenance au lieu d'un modèle mathématique. Il comprend trois étapes : la fuzzification, la consultation de la table de règles et la défuzzification, comme illustré par la figure II.15. Pendant la fuzzification, les variables d'entrée sont converties en variables linguistiques en fonction de la fonction d'appartenance choisie. Dans la deuxième étape, les variables linguistiques sont manipulées en fonction de la base de règles qui définit le comportement du contrôleur. Au cours de la phase de défuzzification, la sortie est convertie en une variable numérique à partir de la variable linguistique à l'aide de la fonction d'appartenance.

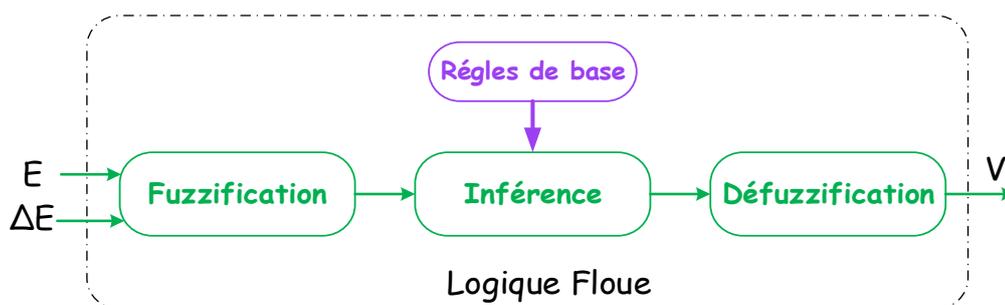


Figure II.15. Schéma fonctionnel du MPPT à base de la logique floue

Le MPPT basé sur la logique floue possède deux entrées et une sortie. En général, les entrées sont l'erreur de suivi (E) et la variation d'erreur (ΔE) comme indiqué en figure II.15 ci-dessus, l'utilisateur a la flexibilité de choisir comment calculer les deux entrées.

II.6.2.2. MPPT à base des réseaux de neurones

L'idée des réseaux de neurones artificiels a été proposée dans le but de simuler quelques fonctions intelligentes du cerveau humain, telles que la classification, la reconnaissance des formes et l'apprentissage. Ce type d'algorithme intelligent est très prometteur car il peut s'adapter aux incertitudes et peut être utilisés aussi lorsque le modèle du système à contrôler n'est pas disponible ou même si les relations entre les entrées et les sorties du système ne sont pas faciles à modéliser mathématiquement. Actuellement, les réseaux de neurones dotés de la capacité d'apprentissage sont largement utilisés comme contrôleurs MPPT pour différents configurations des systèmes de conversions d'énergie [36].

Dans la partie suivante, nous nous intéresserons à introduire quelques notions de base sur les réseaux de neurones [67].

II.7. Aperçu sur les réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones artificiel désigne un circuit de neurones interconnectés qui effectue un traitement de l'information, dont le fonctionnement est inspiré de celui du neurone biologique du système nerveux humain, qui est constitué d'un corps cellulaire et de deux extensions : les dendrites comme entrées et l'axone comme sortie (Figure II.16) [68].

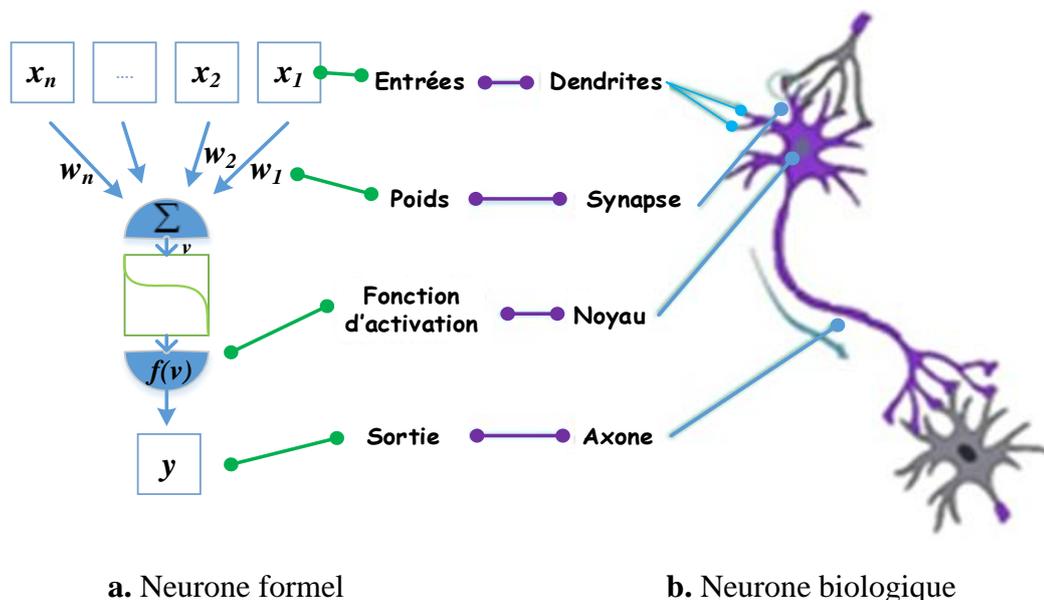


Figure II.16. Analogie : neurone formel et neurone biologique

En 1943, J. Mc Culloch et W. Pitts ont proposé une modélisation du neurone biologique avec un comportement binaire puis montré théoriquement qu'un réseau de neurones formel simple peut réaliser des fonctions logiques, arithmétiques et symboliques complexes. Un neurone formel est l'élément essentiel d'un réseau de neurones. C'est un opérateur mathématique très simple, dont on peut facilement calculer la valeur numérique. Il peut être défini par une fonction algébrique paramétrée, non linéaire en ses paramètres, et à valeurs bornées. Son fonctionnement est schématisé sur la figure II.16. La sortie du neurone est une fonction non linéaire f d'une combinaison linéaire v des entrées (x_i) , cette fonction est appelée : fonction d'activation. Le potentiel v le plus fréquemment utilisé est la somme des entrées x_i pondérées par des coefficients (w_i) également appelés poids de connexions [36] :

$$v = w_0 + \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (\text{II.15})$$

La fonction d'activation f est appliquée au potentiel v . Cette fonction est bornée en ses extrema, continue et dérivable avec n étant le nombre des entrées du neurone. Le choix d'une fonction d'activation se révèle dans certains cas être un élément constitutif important des réseaux de neurones artificiels. Il en existe plusieurs types, les plus utilisées sont non linéaires : la fonction sigmoïde, la fonction tangente hyperbolique et la fonction radiale de base. Un neurone formel, réalise donc l'opération suivante :

$$y = f(v) = f\left(w_0 + \sum_{i=1}^n w_i x_i\right) \quad (\text{II.16})$$

A titre d'exemple nous choisissons la fonction f comme une tangente hyperbolique, telle que :

$$f(v) = th(v) = \frac{e^v - e^{-v}}{e^v + e^{-v}} \quad (\text{II.17})$$

Un neurone formel réalise donc une somme pondérée suivie d'une non linéarité. Sa sortie est par conséquent une fonction non linéaire d'une combinaison linéaire des entrées pondérées par des poids.

II.7.1. Structures des réseaux de neurones artificiels

Un réseau de neurones est formé d'un ensemble de neurones formels interconnectés entre eux et organisés en groupes dits couches, de telle sorte que le même type de fonction d'activation est utilisé pour les neurones de la même couche. Le choix de la structure est fait suivant la simplicité de mise en œuvre et l'efficacité des algorithmes d'adaptation répondant aux performances désirées [36], [44]. Selon la nature des connexions entre ces couches, les

réseaux de neurones peuvent être classés en deux principaux structures : les réseaux récurrents (bouclés) et les réseaux non récurrents (non bouclés).

Dans notre travail de thèse, nous avons développé un algorithme MPPT à base des réseaux de neurones avec une structure non récurrente (Feed-forward en anglo-saxon) représentée sur la figure II.18. Cette dernière montre un réseau de neurones à structure non récurrente avec une forme hiérarchique constituée d'une couche d'entrée contenant les neurones d'entrée x_i (l'éclairage et la température dans notre cas) et une couche de sortie contenant les neurones de sorties (dans notre cas une seule sortie y : la tension de référence), avec une couche intermédiaire dite couche cachée incluant les neurones effectuant les calculs intermédiaires. Cette structure est la plus utilisée pour des applications de commande et d'identification, où les informations circulent de l'entrée vers la sortie dans une seule direction et chaque neurone dépend uniquement des neurones précédents.

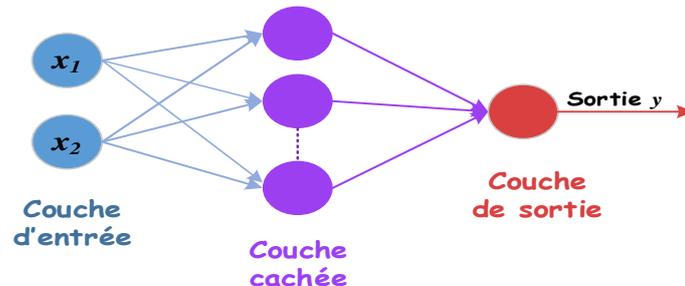


Figure II.17. Réseau de neurones non récurrents à trois couches

II.7.2. Procédures de génération des réseaux de neurones artificiels

La procédure de développement d'un RNA peut être résumée en six étapes [36] :

- La collecte des données.
- La séparation des bases de données.
- Le choix de l'architecture du réseau.
- Le prétraitement des données.
- L'apprentissage et validation.
- Tests.
- La Mise en œuvre du réseau après l'apprentissage.

II.7.2.1. Collecte des données

L'objectif de cette étape est de rassembler un nombre de données suffisant pour construire une base représentative de données, qui servira à l'apprentissage et au test du réseau de neurones. Cette base de données constitue l'entrée du réseau de neurones, et par conséquent

c'est elle qui détermine à la fois la taille du réseau (et donc le temps de simulation), et les performances du réseau (capacité de généralisation). Dans notre cas, pour la création de la base de données, des simulations ont été effectuées pour des conditions atmosphériques définies (éclairage et température) dans des plages de variations possibles et la détermination de la tension de référence (ou la tension au point à puissance maximale) correspondante à chaque cas est stockée dans cette base de données.

II.7.2.2. Séparation des bases de données

Après avoir construit la base de données, il est nécessaire de procéder à la phase de séparation en trois ensembles. On construit un ensemble pour effectuer l'apprentissage, l'autre pour la validation pour contrôler la phase d'apprentissage, et la reste pour tester le réseau obtenu et déterminer ses performances. Il n'y a pas de règles pour déterminer ce partage d'une manière quantitative. Toutefois, nos bases de test et de validation représentent 20 % pour chacune (choisie d'une manière aléatoire) de la base de données totale et doivent être représentatives et distinctes, et le reste de la base est utilisé pour l'entraînement du réseau.

II.7.2.3. Choix de l'architecture du réseau

La structure du réseau dépend étroitement du type des échantillons. Il faut d'abord choisir le type de réseau. Dans le cas du perceptron multicouches, il faudra aussi bien choisir le nombre de couches cachées que le nombre de neurones dans chaque couche. Dans notre cas, le réseau de neurone choisi a une architecture Feed-forward à trois couches, deux entrées et une seule sortie.

II.7.2.4. Prétraitement des données

De manière générale, les bases de données doivent subir un prétraitement afin d'être adaptées aux entrées et sorties du réseau de neurones. On a effectué un prétraitement qui consiste à accomplir une normalisation appropriée, qui tient compte de l'amplitude des valeurs acceptées par le réseau.

II.7.2.5. Apprentissage et validation

Une fois qu'on choisit l'architecture du réseau de neurone, le réseau doit subir une phase d'apprentissage. Cette dernière consiste à rechercher la valeur qui doit être donnée à chacun des poids ce qui permet au réseau d'identifier convenablement convenablement la relation entrée sortie en utilisant la base d'apprentissage.

Dans notre cas le processus d'apprentissage supervisé est mis en œuvre, il vise à reproduire le comportement du superviseur à l'aide d'un ensemble d'exemples d'apprentissage « entrée-sortie ». En présentant un stimulus d'entrée au RNA (l'éclairement et la température), à chaque instant on lui impose puis modifie les poids en fonction de l'erreur entre la sortie désirée et la sortie obtenue (la tension de référence).

Après la phase d'apprentissage, nous procédons à la validation du réseau et ceci pour évaluer bien la phase d'apprentissage. Une validation rigoureuse du modèle développé se traduit par une proportion importante de prédictions exactes sur l'ensemble de la validation. Si les performances du réseau ne sont pas satisfaisantes, il faudra, soit modifier l'architecture du réseau, soit modifier la base d'apprentissage.

II.7.2.6. Tests

En utilisant les deux parties de la base de données séparées précédemment et une fois le réseau de neurones développé, des tests s'imposent afin de vérifier la qualité des prévisions du modèle neuronal. Une validation rigoureuse du modèle développé se traduit par une proportion importante de prédictions exactes sur l'ensemble de la validation. Si les performances du réseau ne sont pas satisfaisantes, il faudra, soit modifier l'architecture du réseau, soit modifier la base d'apprentissage.

II.7.2.7. Mise en œuvre du réseau après l'apprentissage

Après l'apprentissage et la validation du réseau de neurones développé, ce dernier peut être utilisé pour réaliser la tâche pour laquelle il était conçu. Dans notre cas, le réseau de neurones sera utilisé pour remplacer les algorithmes MPPT classiques des systèmes PV connecté au réseau.

II.8. Conclusion

L'objectif de ce chapitre consiste tout d'abord à décrire le principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque, ensuite présenter les modèles mathématiques existants des sources photovoltaïques et leurs principales caractéristiques. Nous avons aussi analysé l'effet des paramètres climatiques à savoir l'irradiation solaire et la température ambiante sur les caractéristiques de fonctionnement du module PV considéré pour notre travail de thèse. Enfin, nous avons présenté et discuté quelques algorithmes MPPT parmi les plus populaires, puis nous avons introduit la conception d'algorithmes MPPT à base de réseaux de neurones qui fait l'objet de notre application.

CHAPITRE III

Commande de l'onduleur de tension triphase en MLI discontinue

III.1. Introduction

Pour un onduleur, on distingue principalement les pertes par conduction et les pertes par commutation ; ces dernières peuvent être prépondérantes vu le nombre important de commutations par période fondamentale qu'on peut atteindre pour repousser les harmoniques vers des fréquences élevées facilement filtrables.

La MLI discontinue est une technique qui permet de réduire le nombre de commutations d'environ 33 % sans trop altérer le spectre de la tension de sortie. Elle est particulièrement bien adaptée pour la réduction des pertes par commutation dans le cas des moyennes et grandes puissances. Cette technique est utilisée dans notre travail en vue de minimiser les pertes par commutation tout en gardant acceptable le spectre du courant de sortie, qui est injecté dans le réseau.

Après un bref aperçu sur l'onduleur photovoltaïque, nous présentons la technique MLI simple, la MLI discontinue. Ensuite, une comparaison entre les deux techniques est effectuée du point de vue nombre de commutations et spectre de la tension et du courant. Enfin, nous allons décrire le matériel que nous avons utilisé et expliciter les étapes que nous avons suivies dans l'implémentation numérique de la MLI discontinue sur un banc d'essai pratique ; quelques résultats expérimentaux sont donnés en fin de chapitre.

III.2. Onduleurs photovoltaïques

L'onduleur photovoltaïque dit parfois onduleur ou convertisseur solaire convertit le courant continu issu des panneaux solaires en courant alternatif en correspondance avec la sortie alternative requise par le réseau électrique. Il doit remplir les fonctions de base suivantes [71] :

- Convertir le courant continu du générateur PV en un courant alternatif pouvant être utilisé par les appareils sur site ou l'injecter dans le réseau via le compteur d'énergie.
- Assurer que la puissance générée soit avec un courant alternatif à la fréquence et la tension du réseau.
- Poursuivre parfois le MPPT pour assurer la recherche et l'extraction de la puissance maximale disponible au générateur PV à convertir en alternatif, ce qui est le cas dans notre travail.
- Pouvoir se déconnecter du réseau si l'alimentation de celui-ci est perturbée ou si le réseau lui-même fonctionne en dehors des paramètres prédéfinis (par exemple, sous/surtension, sous/sur fréquence) ; dans ces cas, l'onduleur se déconnecte pour éviter de continuer à injecter de l'énergie vers le réseau lorsque celui-ci ne fonctionne pas.

La configuration que nous proposons prend en compte l'importance de l'efficacité du système en réduisant autant que possible les pertes de conversion. La figure III.1 présente un bilan des pertes de puissance à travers le système de conversion d'énergie de la source PV jusqu'au réseau. Parmi ces pertes, on trouve celles dans l'onduleur que l'on peut diviser essentiellement en deux types : les pertes par commutation et les pertes par conduction [24].

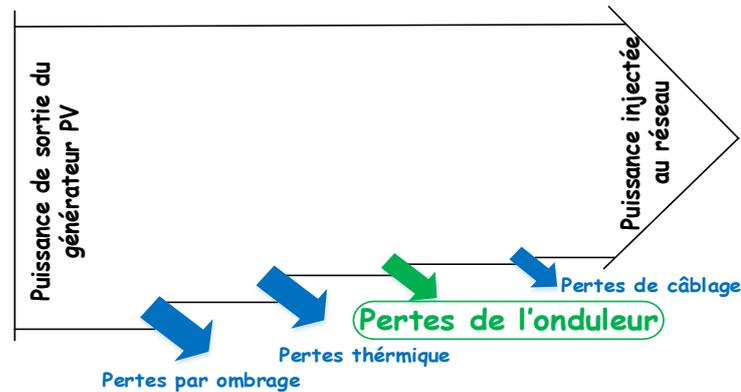


Figure III.1. Bilan des pertes dans un système PV

L'un des objectifs de cette thèse consiste à exploiter l'onduleur avec un maximum d'efficacité possible en utilisant des stratégies de modulation discontinues pour diminuer les pertes par commutation en réduisant le nombre de commutations dans une période fondamentale, tout en conservant une bonne qualité d'énergie électrique produite.

III.3. Structure générale de l'onduleur de tension à deux niveaux

Dans notre travail, nous considérons l'onduleur de tension triphasé en pont, qui permet de contrôler la tension et la fréquence du courant alternatif de sortie (Figure III.2). Il est présent dans des domaines d'applications très variés. C'est un constituant clé des systèmes de conditionnement d'énergie qui fournissent un courant alternatif à partir de sources d'énergie renouvelables telles que les piles à combustible, les panneaux solaires ou les éoliennes. Il contient trois bras en pont (notés i avec $i = 1, 2, 3$), chaque bras comprend deux interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension (interrupteur haut S_{i1} , et interrupteur bas S_{i2}), constitués généralement de transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ces derniers sont associés à des diodes antiparallèles. Chaque bras nécessite alors deux signaux de commande définis comme suit [50] :

$$q_{2i} = \overline{q_{1i}}, \quad i=1,2,3, \quad \text{avec} : \begin{cases} q_{1i} = 1 & \text{si } S_{1i} \text{ est fermé} \\ q_{1i} = 0 & \text{si } S_{1i} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Notons que dans l'implémentation pratique, la commande des deux transistors d'un même bras de pont impose la présence d'un temps mort dans les ordres de fermeture des transistors afin d'éviter le court-circuit de l'alimentation continue v_{dc} (fermeture simultanée de deux transistors d'un même bras de pont).

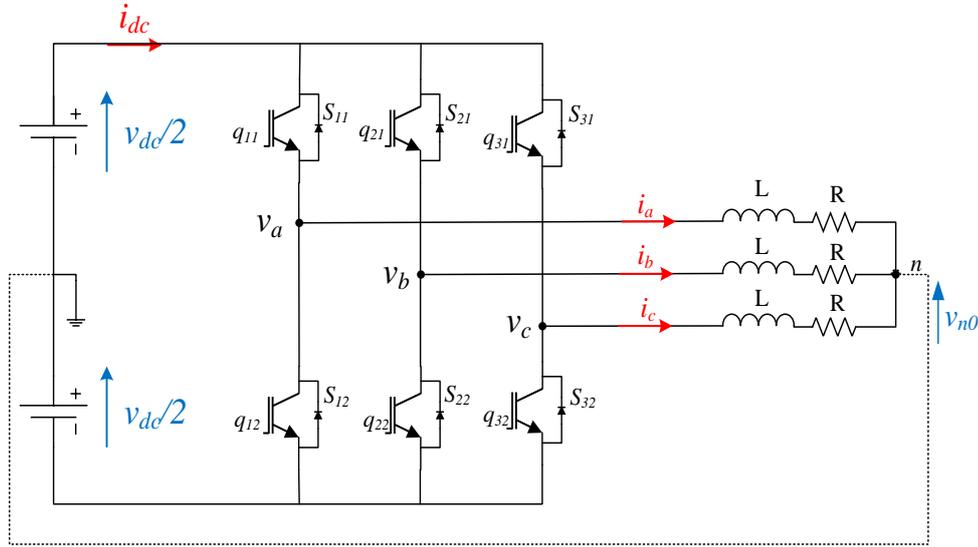


Figure III.2. Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

La fonction (III.1) est communément appelée fonction de connexion (associée au bras i). Avec les deux états possibles de chaque bras de pont, les tensions simples par rapport à la masse à la sortie de l'onduleur (v_{a0} , v_{b0} et v_{c0}) ont pour expression :

$$\begin{pmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{pmatrix} = v_{dc} \times \begin{pmatrix} q_{11} - 0.5 \\ q_{21} - 0.5 \\ q_{31} - 0.5 \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Les tensions v_{a0} , v_{b0} et v_{c0} prennent deux valeurs $v_{dc}/2$ ou $-v_{dc}/2$. En appliquant le théorème de Millman au point n pour le circuit de la figure III.2, avec l'hypothèse que la charge triphasée est équilibrée et v_{n0} est la tension du point neutre, nous obtenons :

$$v_{n0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3} \quad (\text{III.3})$$

En vertu de la loi des mailles et des équations (III.2 et III.3), on trouve :

$$v_{an} = \frac{v_{dc}}{3} (2q_{11} - q_{21} - q_{31}) \quad (\text{III.4})$$

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

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_{11} \\ q_{21} \\ q_{31} \end{pmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Note : La tension v_{n0} est également appelée « tension homopolaire » de la charge (En anglais : zero sequence voltage). Le contrôle de v_{n0} est un important dans les différentes stratégies MLI car il est démontré qu'une même composante homopolaire ajoutée aux trois consignes de tension n'a aucune influence sur les tensions simples que voit une charge sans fil neutre [50].

III.4. Commande de l'onduleur triphasé

La génération des signaux de pilotage se base sur le principe de modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui permet à la fois de contrôler la tension de sortie et de réduire les harmoniques de courant de sortie afin d'injecter au réseau une puissance de bonne qualité. Cette commande peut-être accomplie par deux approches différentes :

- L'approche intersective issue la réalisation analogique des stratégies MLI bien connues (triangle-sinus par exemple).
- L'approche en modulation vectorielle où les signaux de pilotage des trois bras de pont sont considérés comme un vecteur global unique. Cette approche est utilisée dans la commande numérique à laquelle elle est particulièrement adaptée.

III.4.1. Approche MLI intersective

Le principe de cette approche MLI est basé sur la comparaison d'une porteuse (signal triangulaire) à haute fréquence f_p , avec un signal de référence généralement sinusoïdal appelé modulante de fréquence f_{ref} (Figure III.3).

Bien évidemment, le découpage MLI fait apparaître des harmoniques de tension en sortie d'onduleur autour de la fréquence de la porteuse et de ses multiples [31]. Avec la caractéristique filtrante des charges électriques R_L , les harmoniques de courant sont fortement atténués (à condition d'avoir un rapport des fréquences $N = f_p / f_{ref} \gg 1$) [75].

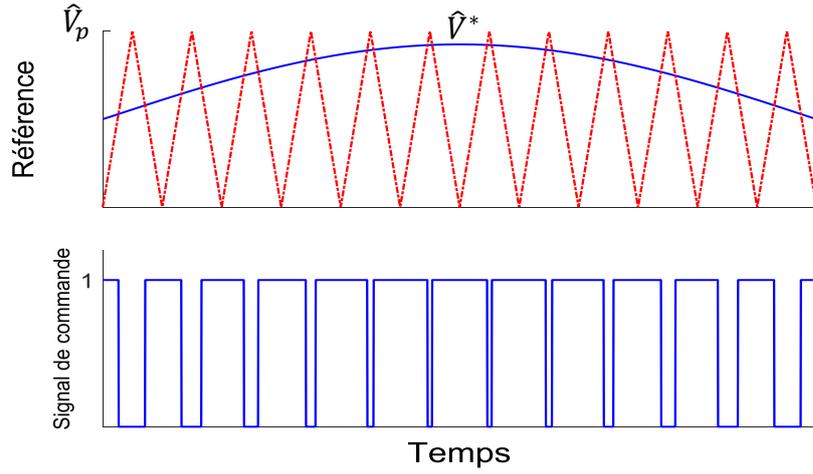


Figure III.3. Principe de la MLI intersective

Deux paramètres caractérisent cette technique MLI :

1. L'indice de modulation $m = f_p / f_{ref}$.
2. Le coefficient de réglage en tension $r = \hat{V}^* / \hat{V}_p$.

Où d'un côté f_p et \hat{V}_p sont la fréquence et la valeur crête de la porteuse et de l'autre côté, f_{ref} et \hat{V}^* sont la fréquence et l'amplitude de la sinusoïde de référence.

Pour un onduleur triphasé, la technique MLI intersective avec une seule porteuse est généralement utilisée pour générer les signaux de pilotage des trois bras de pont. Définissons v_i^* ($i = 1, 2, 3$) comme étant la sinusoïde de référence normalisée des trois bras comme suit :

$$\begin{cases} v_1^* = r \times \sin(\theta) \\ v_2^* = r \times \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_3^* = r \times \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

En pratique, une composante homopolaire v_{zs} peut être ajoutée à la référence sinusoïdale, ce qui donne de nouvelles références $v_i^{**} = v_i^* + v_{zs}$ ($i = 1, 2, 3$).

$$\begin{cases} v_1^{**} = r \times \sin(\theta) + v_{zs} \\ v_2^{**} = r \times \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{zs} \\ v_3^{**} = r \times \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{zs} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

La figure III.4 donne le principe général de l'approche intersective avec injection d'une composante homopolaire.

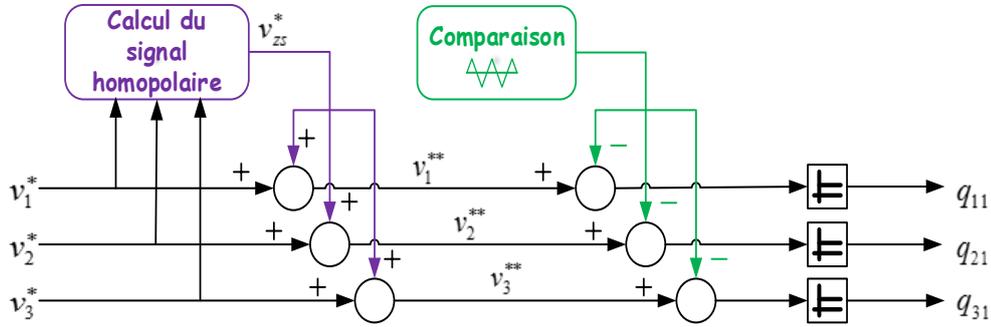


Figure III.4. Principe général de la MLI intersective

Note : Dans ce contexte, la porteuse (triangulaire) est de valeur moyenne nulle et de valeur crête égale à 1 (différence crête-à-crête égale à 2).

L'ajout d'une même composante homopolaire v_{zs} aux trois sinusoïdes induit la conséquence suivante : les tensions moyennes normalisées par rapport à $v_{dc}/2$ (exprimées par rapport à la terre) sont comme suit :

$$\begin{cases} v_{a0} = r \times \sin(\theta) + v_{zs} \\ v_{b0} = r \times \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{zs} \\ v_{c0} = r \times \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + v_{zs} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En appliquant l'équation (III.3), la tension normalisée par rapport à $v_{dc}/2$ est :

$$v_{n0} = \frac{v_{a0} + v_{b0} + v_{c0}}{3} = v_{zs} \quad (\text{III.9})$$

Les tensions simples normalisées que voit la charge sont :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{a0} - v_{n0} = r \times \sin(\theta) \\ v_{bn} = v_{b0} - v_{n0} = r \times \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cn} = v_{c0} - v_{n0} = r \times \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Nous constatons que l'addition d'une composante homopolaire n'a pas d'influence sur la tension de charge qui reste sinusoïdale. Grâce à cette propriété, plusieurs stratégies MLI ont été proposées dans la littérature afin d'améliorer le fonctionnement de l'onduleur par rapport à différents critères définis par les utilisateurs.

III.4.2. Approche MLI vectorielle

Pour la technique MLI dite SVPWM (SpaceVector Pulse Width Modulation), les références de tension triphasées sont représentées sous la forme d'un vecteur spatial v_{abc} dans le plan complexe (α, β) grâce à la transformation triphasée-biphasée basée sur la matrice de Clarke. La technique de modulation vectorielle est maintenant largement utilisée dans de nombreuses applications d'onduleurs triphasés, car elle est facilement implémentée par des outils numériques et produit un gain en tension de sortie supérieur de 15.5 % comparativement à la technique de modulation classique [74].

La transformation de Clarke permet le passage d'un système triphasé équilibré (a, b, c) avec homopolaire nulle à un système biphasé rotatif à deux axes (α, β) comme suit [75] :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = C_{23} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Avec : (x_a, x_b, x_c) : Composantes de phases dans le repère triphasé (tension, courant,...).

(x_α, x_β) : Composantes dans le repère biphasé orthonormé (α, β) .

$$C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} : \text{Matrice de transformation de Clarke.}$$

Si nous avons trois tensions triphasées données par :

$$\begin{cases} v_a^* = V_0 \sin(\theta) \\ v_b^* = V_0 \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c^* = V_0 \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

La transformée de Clarke du vecteur $(v_a^* \ v_b^* \ v_c^*)^T$ est :

$$\vec{V}^* = \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = C_{23} \cdot \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = V_0 \begin{pmatrix} \sin \theta \\ \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{III.13})$$

La trajectoire du vecteur de Clarke décrit un cercle de rayon V_0 , dans le repère (α, β) . En régime permanent sinusoïdal, nous avons $\theta = \omega t + \theta_0$ où ω est la pulsation des trois tensions simples v_a^* , v_b^* et v_c^* qui correspond en représentation vectorielle à la vitesse angulaire de rotation du vecteur tournant équivalent \vec{V}^* dans le repère de Clarke (α, β) . Une rotation complète de \vec{V}^* (θ varie de 0 à 2π) correspond à une période fondamentale.

Appliquons la transformation de Clarke aux tensions simples de la charge en sortie de l'onduleur, nous obtenons :

$$\vec{v}_k = C_{23} \cdot \begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = C_{23} \cdot \begin{pmatrix} v_{a0} - v_{n0} \\ v_{b0} - v_{n0} \\ v_{c0} - v_{n0} \end{pmatrix} = C_{23} \cdot \begin{pmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{pmatrix} - \underbrace{v_{n0} C_{23} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}}_{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}} = \frac{v_{dc}}{2} \cdot C_{23} \cdot (q) \quad (\text{III.14})$$

Comme indiqué précédemment, chaque ordre de commande q_{il} peut prendre 2 valeurs (0 ou 1), le vecteur de commande $(q) = (q_{11}, q_{21}, q_{31})^T$ prend donc huit valeurs possibles. Par conséquent, il existe huit vecteurs discrets de tension en sortie de l'onduleur \vec{v}_k (exprimé en Volts).

Définissons \vec{V}_k comme vecteur normalisé (sans unité) du vecteur \vec{v}_k , par rapport à $v_{dc}/2$, nous pouvons établir la relation suivante :

$$\vec{v}_k = \frac{v_{dc}}{2} \vec{V}_k \quad (\text{III.15})$$

Dans le plan (α, β) , les huit vecteurs \vec{V}_k avec leurs correspondances des états de commutation possible des trois bras de pont sont illustrés à la figure III.5. Les six vecteurs actifs \vec{V}_k ($k \in [1, \dots, 6]$), sont déphasés de $\pi/3$ les uns par rapport aux autres et divisent le plan (α, β) en six différents secteurs (notés de I à VI) ; ils délivrent une tension de sortie avec une amplitude identique de $\frac{2}{3} v_{dc}$. En revanche, les deux vecteurs nuls (ou vecteurs de roue libre) \vec{V}_0 et \vec{V}_7 ne peuvent pas donner de tension effective à la charge [74], [75].

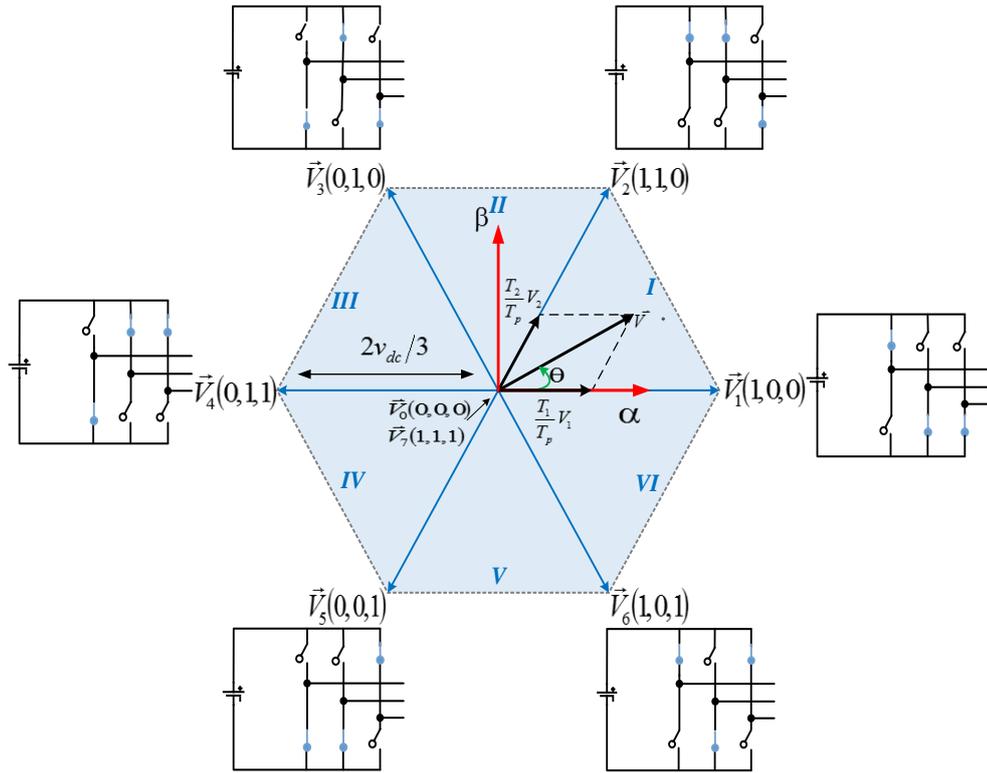


Figure III.5. Vecteurs tension de sortie de l'onduleur

Sous forme complexe, les huit vecteurs d'état de l'onduleur s'écrivent comme suit :

$$\vec{V}_k = \begin{cases} \frac{4}{3} \times e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}} & \text{pour } k \in [1, \dots, 6] \\ 0 & \text{pour } k \in 0, 7 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Considérons le cas d'un vecteur de référence dans le secteur I (figure III.5). En pratique, la tension de référence est échantillonnée à des intervalles correspondants à la période d'échantillonnage T_s adéquate (En général $T_s = T_p/2$). Ensuite, en appliquant les vecteurs de tension actifs \vec{V}_k et \vec{V}_{k+1} délimitant le secteur requis (par exemple \vec{V}_1 et \vec{V}_2 pour le secteur I) pendant deux intervalles t_k et t_{k+1} respectivement, (t_1 et t_2 au secteur I) et pour le reste de la période, les vecteurs de roue libre seront appliqués. Pour chaque secteur ($k = 1, \dots, 6$), ce principe de modulation peut être exprimé à l'aide de la forme généralisée suivante [68], [76] :

$$T_p \vec{V}^* = t_k \vec{V}_k + t_{k+1} \vec{V}_{k+1} + t_0 \vec{V}_0 + t_7 \vec{V}_7 \quad (\text{III.17})$$

Les durées des vecteurs de tension active et nulle peuvent être calculées au moyen des relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 t_k &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \sin\left(k \frac{\pi}{3} - \theta\right) \cdot T_p \\
 t_{k+1} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot r \cdot \sin\left(\theta - (k-1) \frac{\pi}{3}\right) \cdot T_p \\
 T_z &= t_0 + t_7 = T_p - t_k - t_{k+1}
 \end{aligned} \tag{III.18}$$

Avec : $t_0 = (1 - k_0)T_z$, $t_7 = k_0T_z$, $T_z = t_0 + t_7 = T_p - t_k - t_{k+1}$

Classiquement, les vecteurs de tension à roue libre ont des durées égales ($k_0 = 0.5$), de plus ils sont répartis symétriquement au début et à la fin de chaque période d'échantillonnage.

III.4.3. Corrélation entre l'approche vectorielle et l'approche intersective

La figure III.6 établit l'équivalence, sur une période de découpage T_p de l'approche par la MLI intersective où une composante homopolaire est ajoutée aux trois tensions de consignes sinusoïdales et de l'approche par le MLI vectorielle avec la séquence et la synchronisation d'application des vecteurs actifs (\vec{V}_1 et \vec{V}_2) et les vecteurs de roue libre (\vec{V}_0 et \vec{V}_7) de durées égales ($k_0 = 0.5$) dans le premier secteur.

Les durées T_1, T_2 et T_3 des impulsions de commande des interrupteurs S_{11}, S_{21} et S_{31} sont données respectivement par :

$$\begin{aligned}
 T_1 &= k_0 t_0 + t_2 + t_1 \\
 T_2 &= k_0 t_0 + t_2 \\
 T_3 &= k_0 t_0
 \end{aligned} \tag{III.19}$$

La figure III.6 montre les signaux de commande (q_{11}, q_{21} et q_{31}) obtenus à l'aide des deux modulations : vectorielle et intersective. Il est évident que pendant t_1 et t_2 , la tension de bus v_{dc} est appliquée entre phases (phases a et b et phases b et c), respectivement. Les intervalles de temps t_1 et t_2 découlent de l'équilibre requis entre les tensions de référence et les tensions entre phases appliquées pendant $T_p/2$, d'où on a :

$$\begin{aligned}
 t_1 v_{dc} &= v_{ab}^* \frac{T_p}{2} \\
 t_2 v_{dc} &= v_{bc}^* \frac{T_p}{2} \\
 t_0 &= \frac{T_p}{2} - T_1 - T_2
 \end{aligned} \tag{III.20}$$

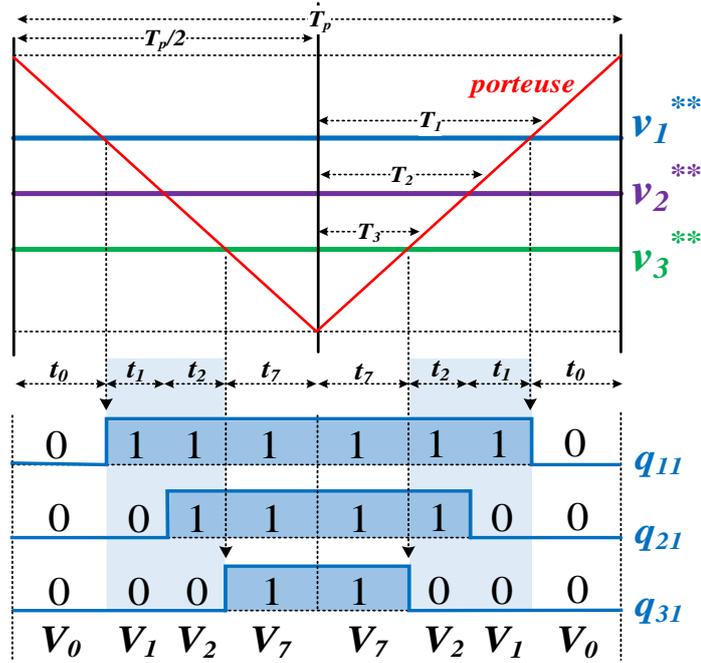


Figure III.6. Corrélation entre la modulation vectorielle et la modulation intersective

Pour obtenir une corrélation entre la méthode triangulaire avec la méthode vectorielle, il faut trouver un ensemble de tensions de référence d'entrée $v_{1,2,3}^{**}$ qui produiraient les mêmes impulsions de déclenchement des interrupteurs que la méthode vectorielle. Cette approche est communément appelée SVPWM hybride ; elle a exactement les mêmes caractéristiques que la SVPWM et elle peut être générée par la méthode intersective.

L'équation décrivant la porteuse triangulaire est :

$$\frac{V_t}{V_{tp}} = \left(\frac{4}{T_p} t - 1 \right), \quad 0 \leq t \leq T_p/2 \quad (\text{III.21})$$

Où V_t et V_{tp} sont les valeurs instantanées et maximales de la porteuse, respectivement.

En introduisant T_1, T_2 et T_3 de (III.19) dans cette dernière équation et en normalisant toutes les tensions par rapport à $v_{dc}/2$, on obtient l'ensemble des tensions de référence normalisées généralisées pour les six autres secteurs [77], [78], [79] :

$$v_{1,2,3}^{**} = v_{1,2,3}^* + v_{zs} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$v_{zs} = -\left[(1-2k_0) + k_0 v_{\max}^* + (1-k_0) v_{\min}^* \right] \quad (\text{III.23})$$

Où v_{\max}^* et v_{\min}^* sont les valeurs maximale et minimale instantanées des trois références sinusoïdales.

Pour un système équilibré, la composante homopolaire de la SVPWM classique est obtenue pour $k_0 = 0.5$ (figure III.7.a). En pratique, k_0 peut prendre toutes les valeurs entre 0 et 1. Pour les deux cas extrêmes, $k_0 = 0$ et $k_0 = 1$, on obtient les deux cas de la SVPWM discontinue communément appelés DPWMMIN et DPWMMAX, qui permettent de maintenir la référence à la valeur minimale (égale à -1) et à la valeur maximale (égale à +1) respectivement, pendant un angle de $2\pi/3$, dans lequel il n'y aura plus de commutation (figures III.7.b et III.7.c). Ces deux techniques sont rarement utilisées à cause de la distribution des pertes par commutations déséquilibrée entre les deux interrupteurs sur chaque bras, ce qui provoque des contraintes thermiques non uniformes sur les composants de l'onduleur, d'où elles sont dénommées asymétriques. Notons que ces techniques ne font pas partie de notre étude.

Note : Outre la technique SVPWM, cette technique dite parfois PWM généralisée peut en réalité permettre la mise en œuvre de toutes les techniques PWM basées sur la technique triangulaire.

1. Un bon choix de la composante homopolaire permet d'étendre la zone de linéarité de cette technique d'environ 15.5 %.
2. Les techniques discontinues dites symétriques sont basées sur un choix approprié de la composante homopolaire et feront l'objet d'une étude détaillée dans la suite de ce chapitre.
3. La composante homopolaire peut être tout simplement l'harmonique 3 avec une amplitude réduite (les amplitudes utilisées sont soit le sixième « THIPWM6 » soit le quart du fondamental « THIPWM4 »), on parle alors de l'injection de l'harmonique trois, (figure III.7.c).

La figure III.7 montre les allures des signaux de référence de la phase « a » pour la HSVPWM classique ($k_0 = 0.5$), la DPWMMIN ($k_0 = 0$), la DPWMMAX ($k_0 = 1.$), ainsi que la stratégie triangle-sinus avec injection de l'harmonique trois d'amplitude égale au sixième de celle du fondamental.

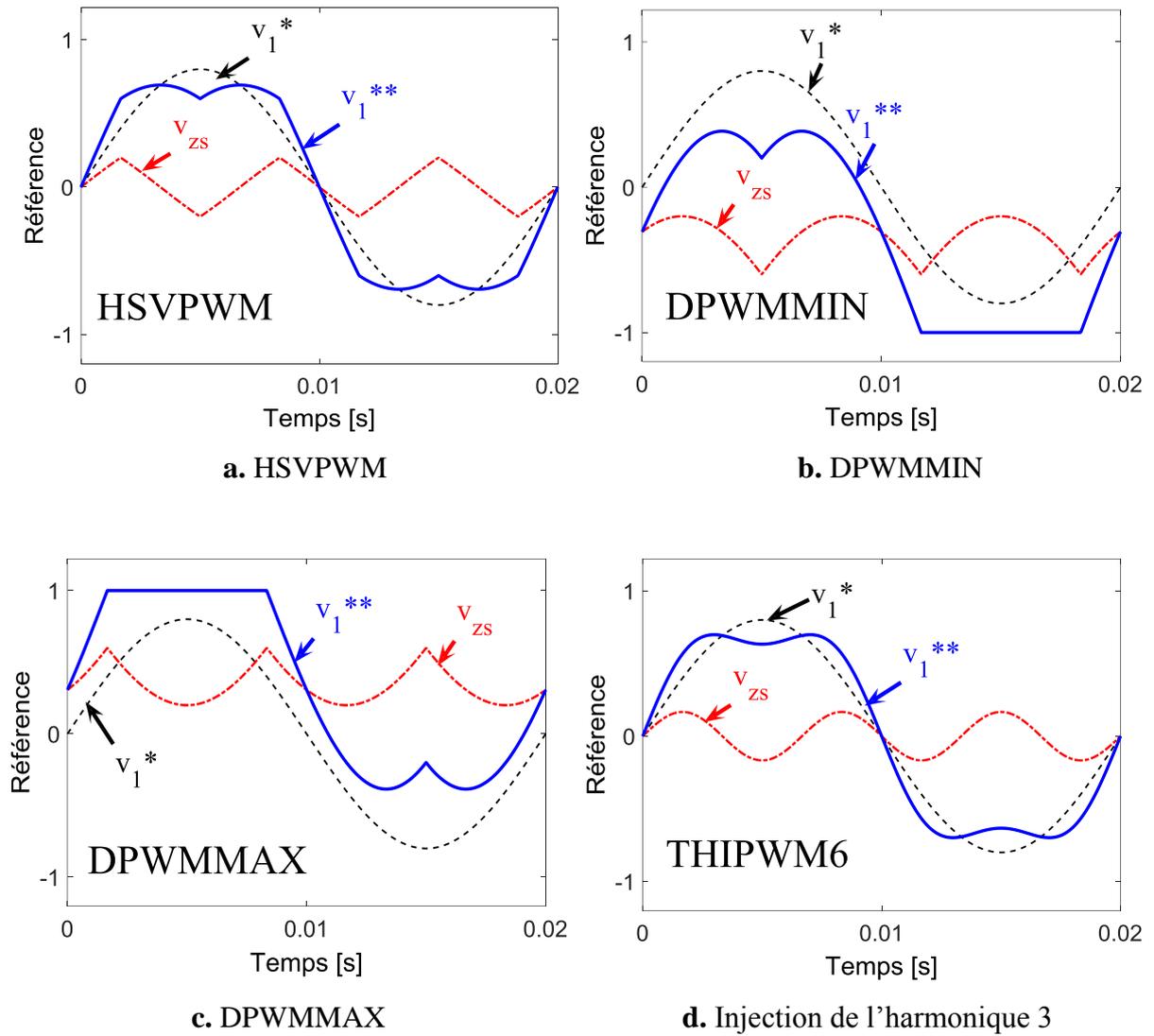


Figure III.7. Signaux de référence de quelques stratégies intersectives

III.4.4. Pertes dans les interrupteurs électroniques

Les pertes dans l'onduleur sont en grande partie générées par les IGBTs et les diodes. Ces pertes comprennent principalement deux types : par conduction et par commutation.

a. Pertes par conduction

Lorsqu'un interrupteur à semi-conducteur conduit, la tension à ses bornes n'est pas nulle et à cause de la résistance de l'interrupteur R_{DSON} à l'état passant, la conduction s'effectue donc avec des pertes par conduction. Les pertes (instantanées) pour les trois bras de pont sont données par l'expression suivante :

$$P_{cond} = R_{DSON} (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) \quad (\text{III.24})$$

Si la charge est équilibrée en régime permanent sinusoïdal, ces pertes sont constantes et leur expression est [75] :

$$P_{cond} = \frac{3}{2} R_{DS(on)} \hat{I}^2 \quad (\text{III.25})$$

Où \hat{I} est la valeur crête des courants dans la charge.

Pour réduire ces pertes, la seule solution est d'utiliser des interrupteurs avec des résistances $R_{DS(on)}$ faibles.

b. Pertes par commutation

Les pertes par commutation sont induites par la coexistence de la tension V_{DS} et du courant I_{DS} lors du changement d'état d'un interrupteur au moment de la commutation (passage d'un état de conduction à un état bloqué et inversement), la figure III.11 donne les formes d'ondes des puissances instantanées dissipées pendant les commutations. Ces pertes sont généralement proportionnelles à la puissance commutée par interrupteur et dépendent aussi de la température de la jonction. Dans le cas de l'onduleur, la tension du bus continu est constante, on peut alors dire que les pertes par commutation sont proportionnelles au courant dans chaque interrupteur, qui est le courant de phase [84].

Sur la base d'un modèle simplifié avec des variations affines des courants et tensions dans les interrupteurs en fonction du temps pendant la phase de commutation, la formule pour calculer l'énergie de pertes d'un transistor sur chaque période de découpage est [75] :

$$E = \frac{1}{2} \times (t_{on} + t_{off}) \times V_{DS} \times |I_{DS}| \quad (\text{III.26})$$

Cette énergie peut être subdivisée en deux énergies à l'amorçage E_{on} et au blocage E_{off} en fonction des temps t_{on} et t_{off} respectivement, avec $V_{DS} = v_{dc}$ (tension du bus continu constante) et $I_{DS} = i_i$ (valeur instantanée du courant du bras de pont i au moment de la commutation) [85].

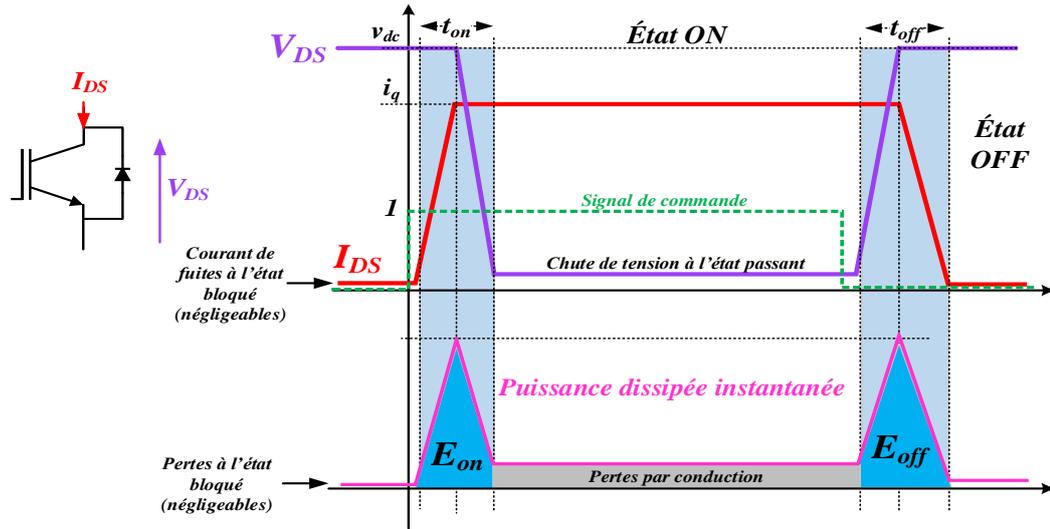


Figure III.8. Chronogrammes de la tension, du courant et des pertes associés à un transistor pendant la commutation

Il y a deux transistors sur chaque bras de pont, par conséquent l'énergie de pertes par commutation d'un bras de pont sur une période de découpage est :

$$E_{com}^i = (t_{on} + t_{off}) \times v_{dc} \times |i_i| \quad (\text{III.27})$$

Les pertes par commutation moyennes d'un bras de pont sur une période fondamentale peuvent être exprimées par la somme des pertes sur chaque période de découpage [75] :

$$\langle P_{com}^i \rangle = \frac{(t_{on} + t_{off}) \times v_{dc}}{T_{ref}} \times \sum_{k=1}^N |i_i(k T_p)| \quad (\text{III.28})$$

Où T_{ref} est la période fondamentale et T_p la période de découpage.

Si $N = f_p / f_{ref}$ est très grand, l'expression (III.28) peut s'écrire comme suit :

$$\langle P_{com}^i \rangle = \frac{(t_{on} + t_{off}) \times v_{dc}}{T_{ref}} \times \lim_{N \rightarrow \infty} \left[\sum_{k=1}^N |i_i(k T_p)| \right] \quad (\text{III.29})$$

Ou encore :

$$\langle P_{com}^i \rangle = \frac{(t_{on} + t_{off}) \times v_{dc}}{T_{ref}} \times \frac{1}{T_p} \times \lim_{N \rightarrow \infty} \left[\sum_{k=1}^N |i_i(k T_p)_k| T_p \right] \quad (\text{III.30})$$

Enfin :

$$\langle P_{com}^i \rangle = \frac{(t_{on} + t_{off}) \times v_{dc}}{T_{ref}} \times \frac{1}{T_p} \times \int_0^{T_{ref}} |i_i| dt \quad (\text{III.31})$$

Avec un changement de variable $\theta = \omega t$, les pertes par commutation en moyenne sur une période fondamentale du bras de pont i s'écrivent [75] :

$$\langle P_{com}^i \rangle = \frac{1}{2\pi} \frac{v_{dc}(t_{on} + t_{off})}{T_p} \int_0^{2\pi} |i_i(\theta)| d\theta \quad (\text{III.32})$$

Dans le cas du régime permanent sinusoïdal (côté charge), on obtient :

$$\langle P_{com}^i \rangle_0 = \frac{2}{\pi} \frac{v_{dc}(t_{on} + t_{off})}{T_p} \hat{I} \quad (\text{III.33})$$

Où \hat{I} est la valeur crête du courant de charge comme indiqué plus haut.

Cette expression ne peut être appliquée qu'aux stratégies MLI continues et peut être écrite en fonction du nombre de commutation par période fondamentale « N » comme suit :

$$\langle P_{com}^i \rangle_0 = \frac{2N}{\pi} \frac{v_{dc}(t_{on} + t_{off})}{T_f} \hat{I} \quad (\text{III.34})$$

Dans l'expression (III.34), il apparait clairement que les pertes par commutation sont proportionnelles au nombre de commutation par période fondamentale N . Cependant, cette relation a été obtenue avec un certain nombre de suppositions et simplifications. Néanmoins, N reste un paramètre dont l'influence est très importante sur ces pertes d'où l'idée des techniques MLI discontinues pour réduire les pertes par commutation par diminution de N .

Dans le cas des techniques discontinues, l'expression suivante est utilisée pour calculer les pertes par commutation sur une période fondamentale d'un bras de pont i :

$$\langle P_{com}^i \rangle = \frac{1}{2\pi} \frac{v_{dc}(t_{on} + t_{off})}{T_p} \int_0^{2\pi} |f_i(\theta)| d\theta \quad (\text{III.35})$$

$$\text{Où : } \begin{cases} f(i) = 0 & \text{s'il n'y a pas de commutation} \\ f(i) = i_i(\theta) & \text{ailleurs} \end{cases}$$

$i_i(\theta)$ étant le courant de phase.

En général, pour évaluer la performance en termes de pertes par commutations d'une stratégie MLI, la fonction de ces pertes SLF (Switching Loss Function) est utilisée [75] :

$$SLF(\%) = \frac{\langle P_{com}^i \rangle}{\langle P_{com}^i \rangle_0} \times 100 \quad (\text{III.36})$$

Avec : $\langle P_{com}^i \rangle$: Pertes par commutation de la stratégie discontinue.

$\langle P_{com}^i \rangle_0$: Pertes par commutation de la stratégie continue de référence SVPWM.

III.4.5. Stratégies MLI discontinues

La réduction des pertes par commutations dans l'onduleur a fait l'objet de nombreuses investigations [74], [75]. Pour cela, l'idée principale est de garder l'état d'un bras de pont inchangé pendant une certaine durée tout en gardant la symétrie de fonctionnement des interrupteurs électroniques et de la tension de sortie dans les deux alternances (positive et négative). A partir de ce concept initial, toute une famille de stratégies MLI discontinues (En Anglo-saxon, DPWM: discontinuous pulse-width modulation) ont été proposées. Ces stratégies permettent une réduction significative des pertes par rapport à celles dites classiques et ouvrent aussi de nouvelles possibilités telles que la diminution du volume du système de refroidissement suite à la non commutation de chaque interrupteur pendant une séquence importante et cela sans trop altérer le spectre de la tension de sortie [83]. Hava *et al* ont proposé la stratégie MLI discontinue généralisée (GDPWM) qui permet de minimiser les pertes par commutation dans une large gamme de facteur de puissance de la charge notamment dans la zone où ce dernier est proche de l'unité, (une réduction des pertes jusqu'à 50 % par rapport à la stratégie SVPWM) [81], [82].

D'un point de vue vectoriel, sur chaque période de découpage, les DPWMs utilisent un seul type de vecteur nul au lieu de deux comme les stratégies continues [75]. Pour générer les différents algorithmes PWM d'une façon généralisée, supposons que les tensions triphasées définies soient déphasées de φ par comparaison avec le premier ensemble de références, comme indiqué par :

$$v_{ix}^* = r \times \sin\left(\theta + (i-1)\frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \quad (\text{III.37})$$

Pour $i = 1, 2, 3$.

Ensuite, les valeurs maximales et minimales de v_{ix}^* peuvent être calculées comme suit :

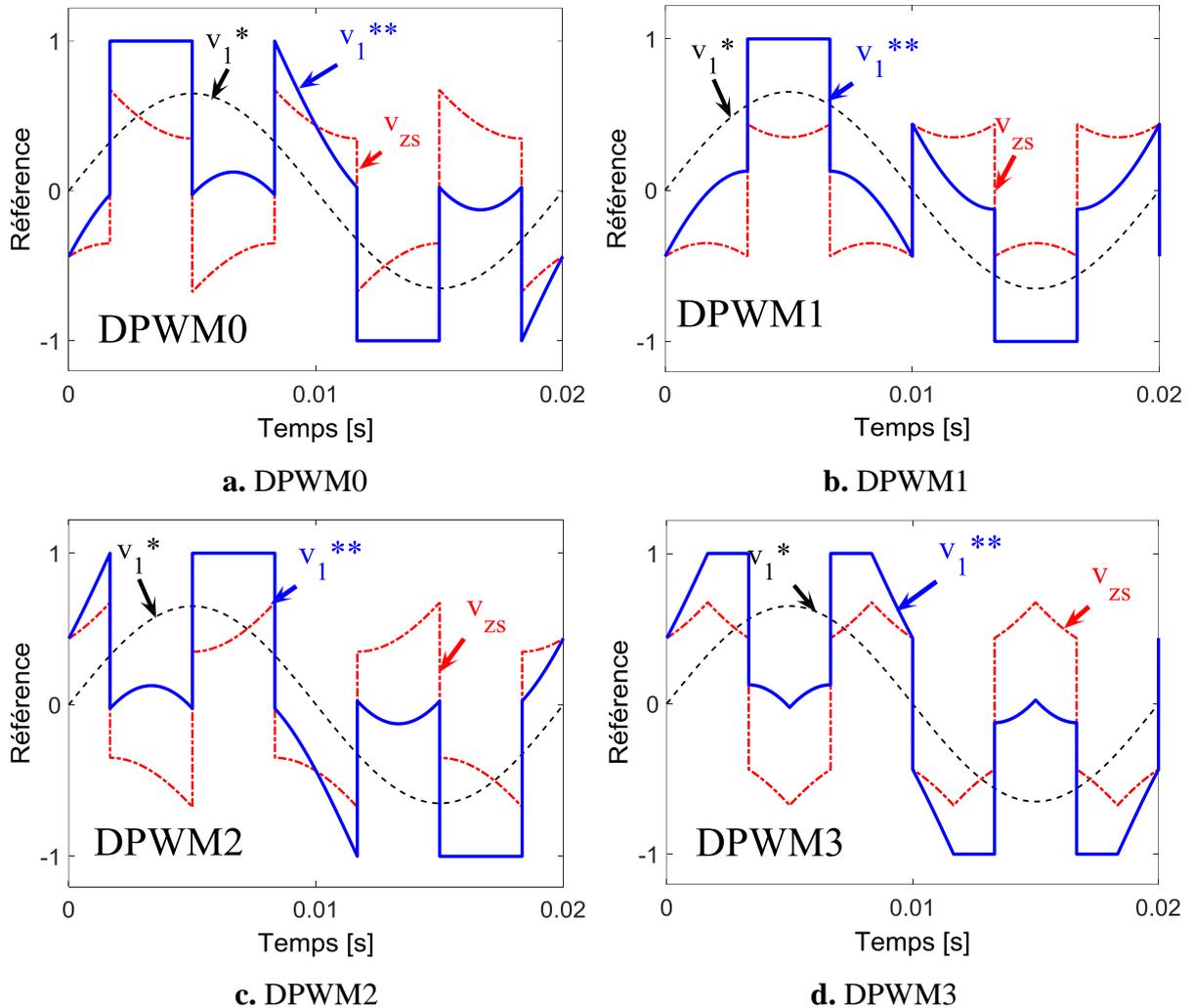
$$v_{\max,x} = \max(v_{ix}^*), \quad v_{\min,x} = \min(v_{ix}^*) \quad (\text{III.38})$$

Dans l'algorithme GDPWM proposé, en faisant varier le décalage de phase φ et en modifiant le paramètre de partition temporelle de vecteur de tension nulle k_0 de 0 ou 1, diverses formes d'onde de modulation DPWM peuvent être générées.

L'algorithme de variation de k_0 est généralisé de la façon suivante :

$$\begin{cases} Si \ v_{\max,x} + v_{\min,x} < 0: k_0 = 1 \\ Si \ v_{\max,x} + v_{\min,x} \geq 0: k_0 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

Pour φ égale à $0, \pi/6, \pi/3$ and $\pi/2$ nous obtenons les modulateurs de formes DPWM3, DPWM0, DPWM1 et DPWM2 respectivement.



V_1^* : Référence sinusoïdale, V_{zs} : Composante homopolaire, V_1^{**} : Référence DPWM

Figure III.9. Références et composantes homopolaires des techniques DPWM

Comme le montre la figure III.9, les références de tension des techniques DPWM sont non sinusoïdales. Ces techniques peuvent entraîner une réduction importante des pertes par commutation avec une détérioration réduite de la qualité du signal (dans notre cas : le courant) pour un indice de modulation N assez élevé tout en gardant la linéarité entre la référence sinusoïdale initiale et la tension de sortie [74] (coefficient de réglage en tension m). Cependant, les mauvaises performances se présentent pour un faible indice de modulation N (détérioration de la qualité du signal de sortie et une non linéarité entre la tension de sortie et la tension de référence) en plus de la complexité de mise en œuvre limitent l'application de ces techniques. Dans notre application de couplage des sources PV au réseau ces techniques sont bien adaptées

vu la quantité d'énergie transmise et vu que les performances de ces techniques restent acceptables et respectent bien les normes en vigueur.

III.5. Comparaison des techniques DPWM symétriques

Dans ce paragraphe, nous allons effectuer une comparaison des techniques DPWM avec la HSVPWM du point de vue :

1. Nombre de commutations par période fondamentale.
2. La distorsion harmonique totale (THD : Total Harmonic Distorsion) de la tension de sortie, défini par :

$$THD (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} (U_n)^2}}{U_1} \cdot 100 \quad (\text{III.40})$$

Où U_n est l'amplitude de l'harmonique de tension de l'ordre n .

3. La distorsion harmonique totale pondérée (WTHD : Weighted Total Harmonic Distortion Factor) de la tension de sortie, défini par :

$$THDW (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{n}\right)^2}}{U_1} \cdot 100 \quad (\text{III.41})$$

En prenant la techniques HSVPWM comme base de comparaison et avec un indice de modulation $N = 21$ et un coefficient de réglage en tension $m = 0.8$:

- La figure III.10 compare les signaux de commande des différentes techniques.
- La figure III.11 compare les spectres de la tension de sortie.
- Le tableau III.1 résume cette comparaison du point de vue nombre de commutations par période fondamentale, THD de la tension de sortie et THDW qui donne une image du THD du courant dans le cas d'une charge inductive (ce qui est notre cas).

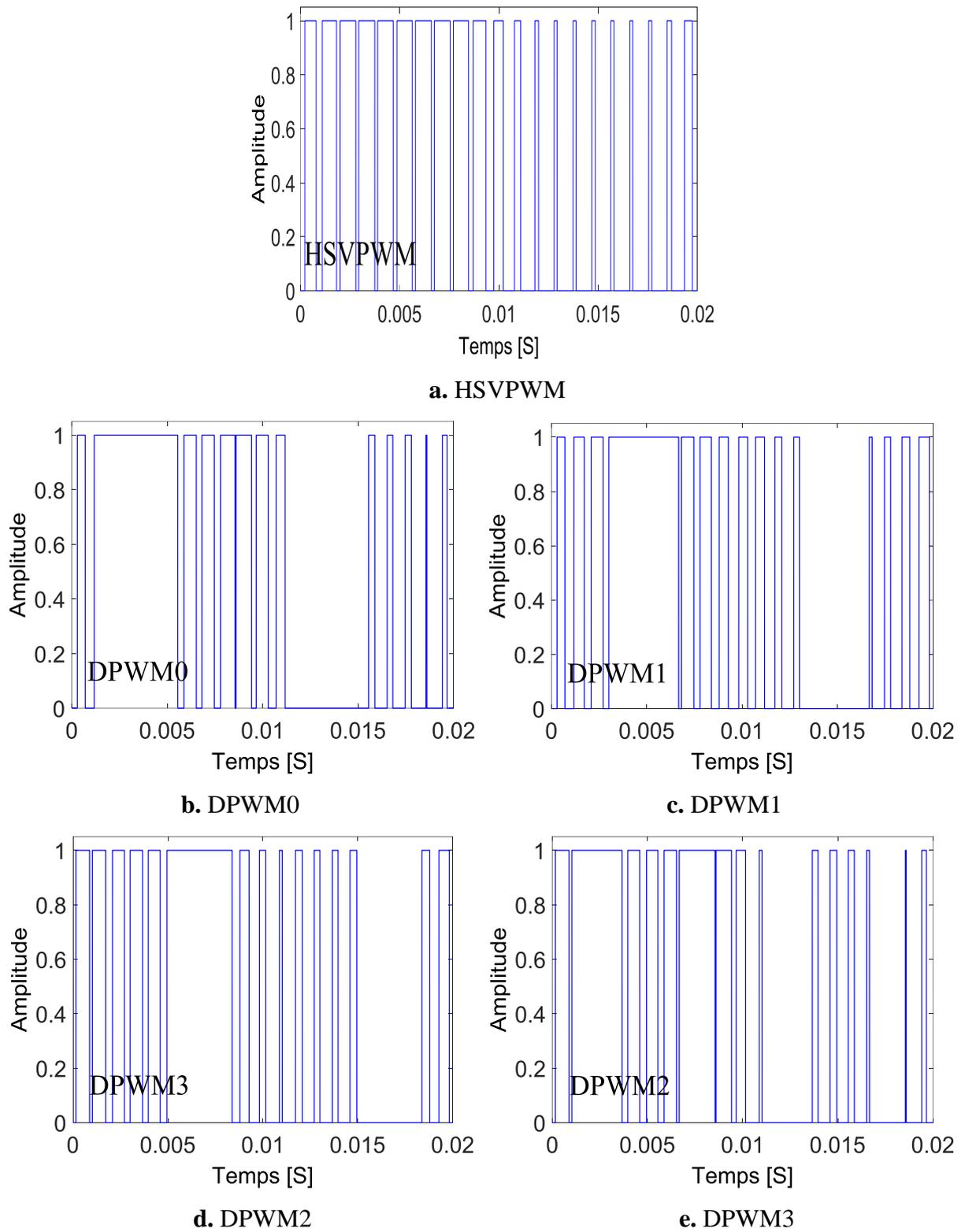
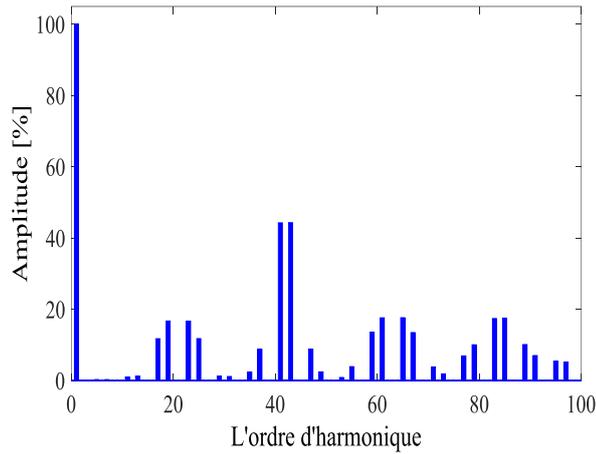
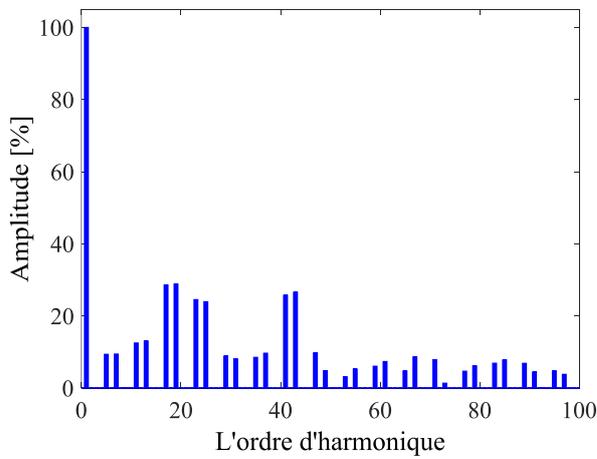
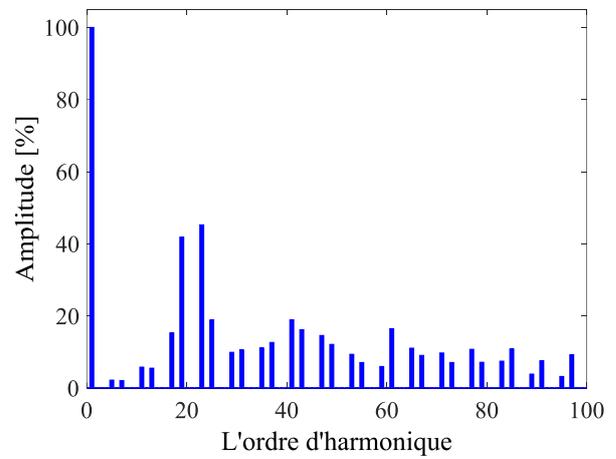
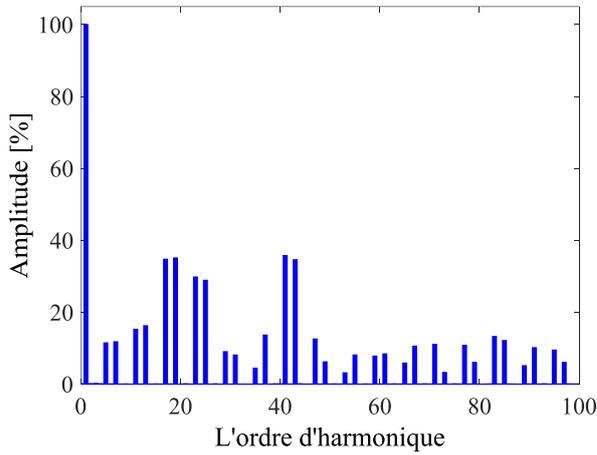
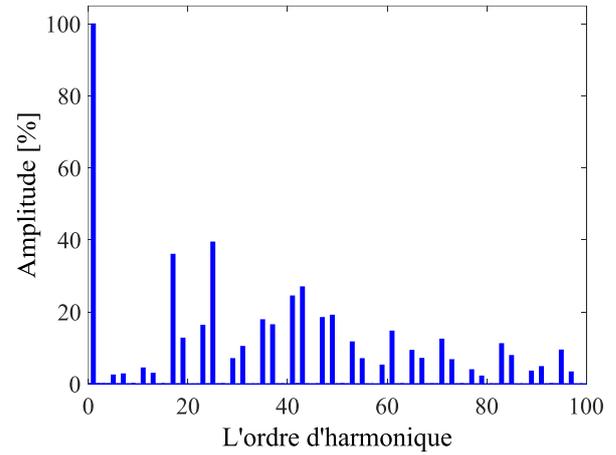


Figure III.10. Signaux de commande des techniques DPWM

**a. HSVPWM****b. DPWM0****c. DPWM1****d. DPWM2****e. DPWM3****Figure III.11.** Les spectres d'harmoniques de tension des techniques DPWM

Technique PWM	Nombre de commutations	THD (%)	THDW (%)
HSVM	42	92.19	2.11
DPWM0	30	82.10	3.67
DPWM1	26	92.18	3.31
DPWM2	30	103.40	4.51
DPWM3	30	92.34	3.08

Tableau III.1. Les THD et THDw de tension des techniques DPWM

La figure III.10, montre bien que pour les techniques discontinues, les signaux de commande présentent des zones où il n'y a pas de commutation dans les deux alternances, ce qui est vérifié par le nombre de commutations par période fondamentale donné par le tableau III.1, dans lequel les techniques discontinues réduisent le nombre de commutation par 33 % environ. Le tableau III.1 montre aussi que la HSVM ne réduit pas forcément le THD par rapport aux techniques discontinues, mais elle réduit le THDW, ce qui dénote de la réduction des harmoniques de bas ordres et ceci se voit aussi dans les spectres de la figure III.11. A noter que la technique DPWM3, présente un THDW moins important que les autres techniques DPWM (Tableau III.1) ; ceci est certainement dû au fait que la forme d'onde de référence de cette technique présente une meilleure distribution des zones non modulées : quatre sections de saturation symétriques (non modulées), chacune égale 30° , contrairement aux autres techniques qui ne présentent que deux zones non modulées de 60° chacune.

III.6. Mise en œuvre pratique des techniques MLI discontinues

Cette partie est dédiée à la mise en œuvre pratique des techniques MLI discontinues. Nous allons commencer par présenter les différentes parties constituant notre banc de test expérimental, réalisé au sein du laboratoire de Conversion d'Énergie Électrique et Qualité de l'Onde CEEQO, à l'université de Québec à Trois-Rivières UQTR au Canada. Ensuite, nous allons décrire la méthode adoptée pour l'implémentation pratique. Enfin, plusieurs tests ont été achevés sur le prototype expérimental mis en œuvre.

III.6.1. Description du banc d'essai

Le schéma synoptique de la figure III.12 illustre les différentes parties constituant le banc d'essai. On distingue trois parties :

1. La partie commande constituée par le microcontrôleur DsPIC 30F4011 qui représente l'élément essentiel pour la commande de l'onduleur et l'optocoupleur [86].
2. La partie puissance constituée essentiellement d'un onduleur IRAM 136-3063B triphasé à deux niveaux alimentant une charge (R, L).
3. La dernière partie concerne les instruments de mesure et de visualisation.

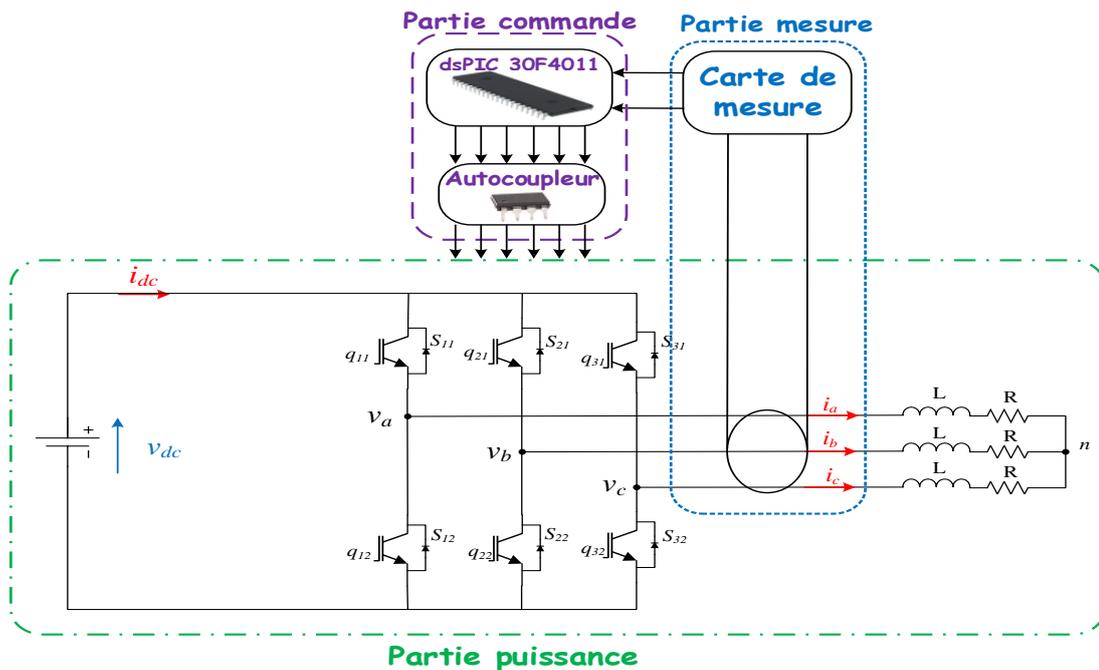


Figure III.12. Synoptique général du prototype expérimental

La figure III.13 montre une photographie du banc d'essai expérimental avec indications des différents éléments qui le constituent.

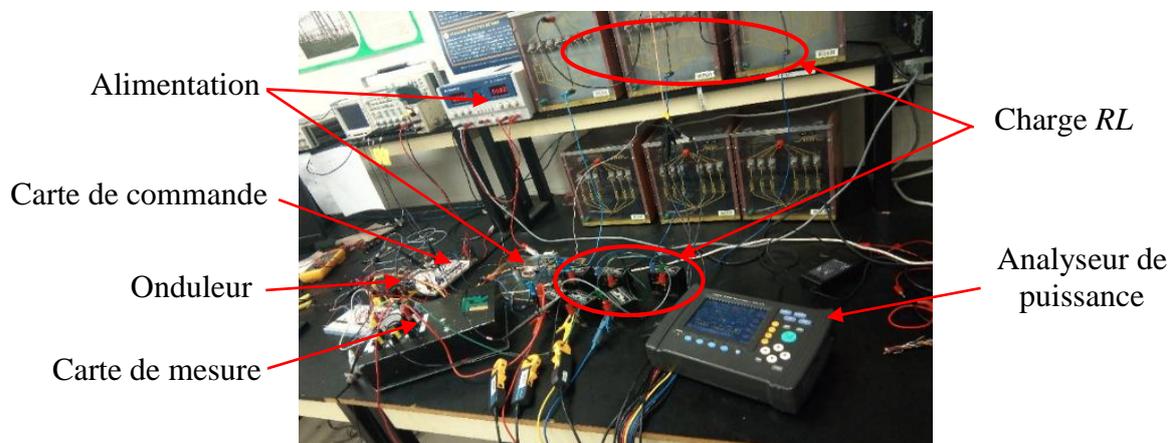


Figure III.13. Banc d'essai expérimental du system de control d'onduleur

L'algorithme généralisé de la MLI discontinue développé dans ce chapitre permet de générer les signaux de commande pour les différentes configurations. Il a été implémenté dans un dispositif de traitement de signal numérique dsPIC30F4011. Deux alimentations ont été utilisées pour l'ensemble des composants, la première est consacrée à l'alimentation de l'onduleur et l'autre pour alimenter les dispositifs de commande.

a. Partie puissance

La figure III.14 montre les éléments essentiels de la partie puissance : La source DC à l'entrée de l'onduleur, l'onduleur triphasé (IRAM 136-3063B) de 30A et 600V, la charge (R , L) triphasée (une bobine d'inductance L en série avec une résistance R). Par ailleurs, l'onduleur est muni d'un radiateur de refroidissement (Figure III.14).

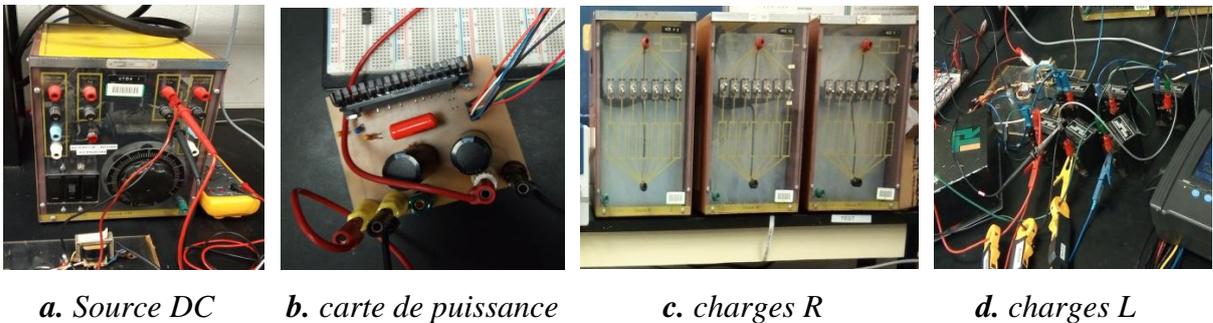


Figure III.14. Eléments de la partie puissance

Les caractéristiques techniques des éléments de la partie puissance sont résumées sur le tableau III.2 suivant.

Désignation	Caractéristiques
Source d'alimentation DC	- Tension : $V_{dc} = 65$ v.
Onduleur triphasé à deux niveaux	- Constructeur : International Rectifier. - Référence : IRAM136-3063B (30A et 600V). - IGBT / Diode Tension de blocage : 600 V. - Courant de sortie maximal : 30 A.
Charge inductive	- $L = 2 * 1$ mH, $r_{int} = 2 * 0.3$ Ω . - $R = 60$ Ω .

Tableau III.2. Caractéristiques des éléments de la partie puissance

Notons que le datasheet de l'IRAM136-3063B indique que pour un courant de 15 A sous une tension égale à 400 V alimentant une charge de 2 mH avec une température de jonction à 25 °C, l'énergie perdue par une paire de commutations (E_{on} et E_{off}) est de 790 μ J [87]. Vu cette quantité d'énergie perdue, il est important de faire fonctionner notre onduleur avec des pertes par commutation réduites. Dans cette optique, nous avons proposé de réduire ces pertes en diminuant le nombre de commutation par la mise en œuvre de la MLI discontinue.

b. Partie commande numérique

La commande de l'onduleur se fait à l'aide d'un microcontrôleur de traitement de signal numérique dsPIC30F4011 capable de commander les six transistors de l'onduleur, il est généralement utilisé dans les applications de commande des moteurs et de conversion d'énergie (figure III.15).

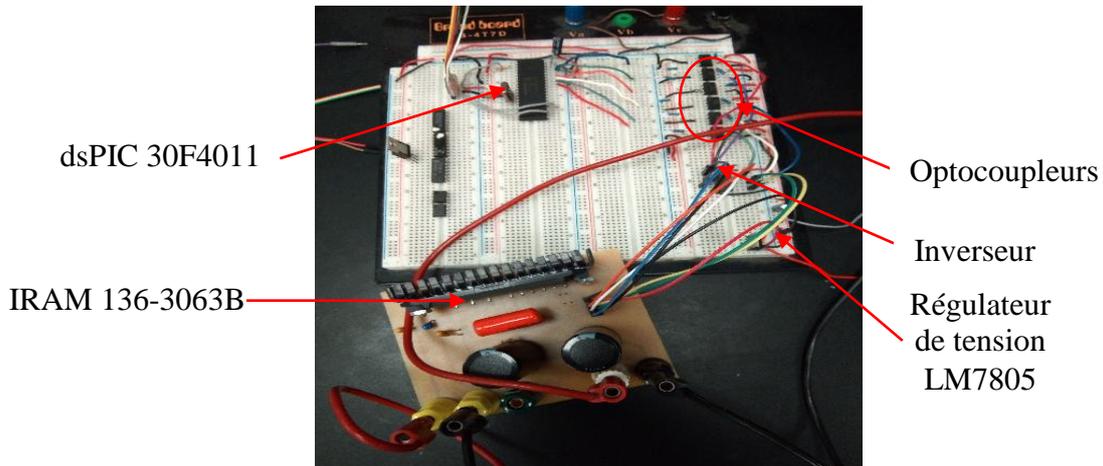


Figure III.15. Carte de control basé sur dsPIC

Ce microcontrôleur (Figure III.16.b) est à 16 bits avec une interface de communication série, un cœur DSP, un package de 40 broches et comprend également un module MLI (3 sorties hautes et 3 sorties basses) dédié à la génération des signaux de commande des transistors applicables à la commande à notre onduleur avec possibilité d'ajouter un temps mort entre le contrôle des sorties hautes et basses pour éviter le court-circuit des bras de l'onduleur. Il contient également un module ADC de conversion analogique-numérique avec une résolution de 10 bits, deux modules UART adressables, un temporisateur de surveillance (Watchdogtimer) flexible et des entrées/sorties logiques. Les programmes développés en langage C vont être chargés sur le microcontrôleur à l'aide d'un programmeur PICKit3.

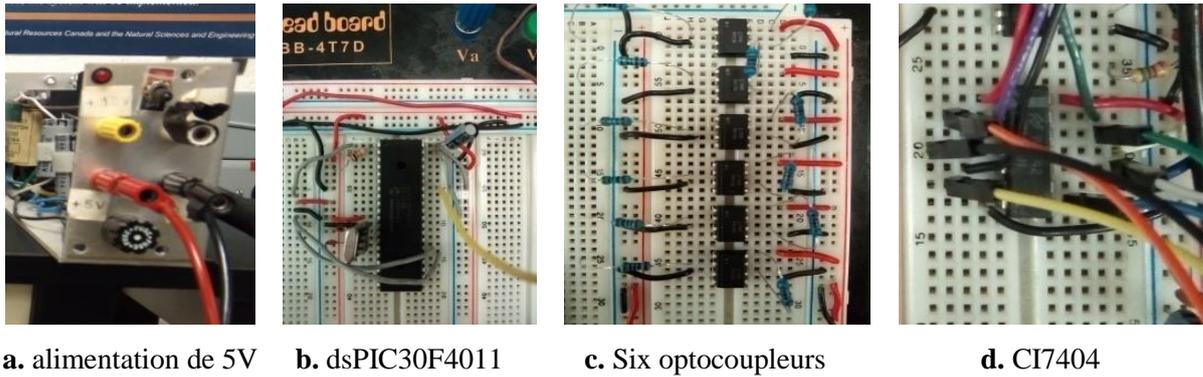


Figure III.16. Photographies des éléments de partie commande

Les signaux de commandes issus du dsPIC30F4011 doivent être acheminés initialement chacun à travers un optocoupleur qui assure une isolation galvanique par liaison optique entre les parties commande et puissance afin d'éviter la détérioration du dsPIC. L'optocoupleur utilisé est de type 6N135 (Figure III.16.c), il est composé essentiellement d'une diode électroluminescente et d'un phototransistor couplé optiquement à un photodétecteur intégré consistant en une photodiode et un transistor à haute vitesse.

L'élimination du retard des fronts montant et descendant des signaux de commande nécessite l'utilisation d'un inverseur. Dans notre cas, nous avons utilisé un circuit intégré 7404 (Figure III.16.d) basé sur la technique TTL (Transistor-Transistor Logic) composé de six portes inverseuses indépendantes (six entrées et six sorties) avec une alimentation de 5V. Cette alimentation est assurée par un régulateur de tension LM7805 à circuit intégré avec une tension fixe pour la régulation sur la carte et l'élimination des bruits existants. D'autre part, nous avons effectué dans notre application la séparation des alimentations du dsPIC et des autres composants afin de ne pas avoir des problèmes qui peuvent gêner le fonctionnement de la carte de commande et qui peuvent induire aussi des courts circuits.

c. Partie mesure et visualisation

Cette partie englobe tous les appareils de mesures utilisés pour capter les signaux et grandeurs électriques dans l'ensemble des composants, ainsi que pour effectuer quelques mesures de ces signaux. Parmi les moyens d'analyse utilisés, l'oscilloscope et l'analyseur de puissance pour la visualisation et l'analyse des différentes grandeurs électriques transmises par la carte de mesure conçus pour l'acquisition et le pouvoir de lecture de ces grandeurs mesurées. Cette dernière contient des capteurs de courant, de tension et des amplificateurs opérationnelle TL 182cp pour permettre de relever les profils de tension de sortie et les grandeurs électriques avec des amplitudes adéquates, afin de valider les stratégies MLI implantées dans le dsPIC.

III.6.2. Implémentation pratique sur le banc de test

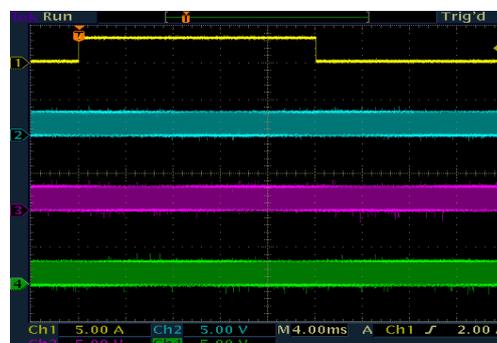
Durant notre implémentation pratique, nous avons suivi trois principales étapes :

- *Etape 1* : Nous avons procédé à la programmation de chaque algorithme de commande des stratégies MLI considérées [88], partie par partie sous Matlab, avec des simulations du système global (banc d'essai). Ensuite, nous avons procédé à quelques simplifications sur l'algorithme principal de façon à approcher la forme applicable sous Mplab et pour emmener à la réduction du temps de calcul et à la simplification du processus d'implantation.
- *Etape 2* : A la seconde étape, nous avons passé à la programmation sous Mplab tout en vérifiant la bonne compilation des programmes de chaque stratégie de modulation donnant les six signaux MLI générés par le microcontrôleur. Finalement, nous avons exécuté le chargement des programmes sur microcontrôleur à l'aide d'un programmeur PICKit3.
- *Etape 3* : La dernière étape correspond à l'exécution du câblage entre les différents éléments du système et au lancement de la mise en marche du système. Ensuite, par l'intermédiaire des appareils de mesure et d'affichage, nous avons relevé les principaux résultats qui seront exposés dans la dernière partie de ce chapitre.

III.6.3. Résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats expérimentaux obtenus lors des essais effectués sur l'onduleur triphasé à deux niveaux en utilisant les différentes stratégies de commande MLI discontinues.

Les signaux de commande expérimentaux sont présentés sur la figure III.17. Les différents signaux MLI classique et MLI discontinue ont été générés avec une fréquence de commutation de 15 kHz, afin de contrôler l'onduleur.



a. PWM

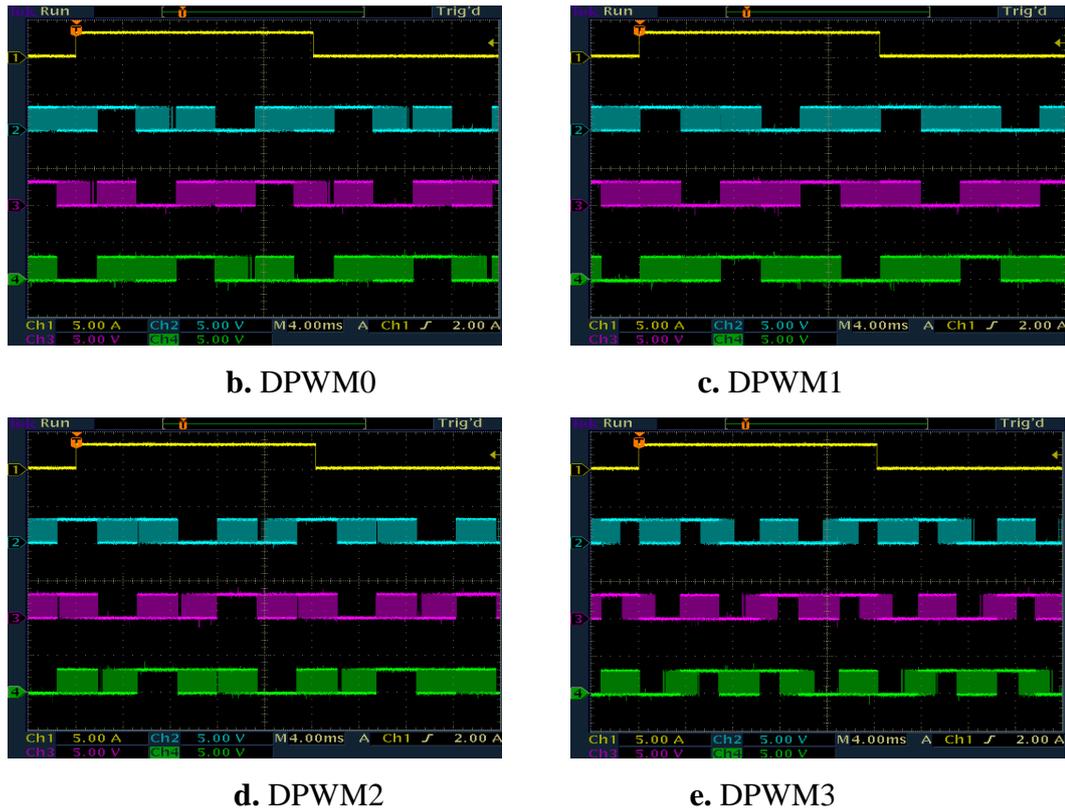
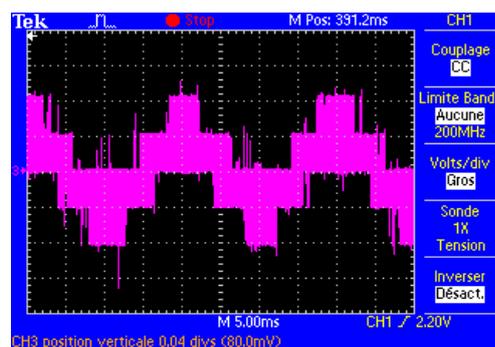


Figure III.17. Signaux de commande pour les différentes techniques MLI

Ces résultats permettent de constater que l'algorithme SVPWM donne des impulsions en continu, tandis que les techniques DPWM fixent chaque phase sur un bus continu positif ou négatif pendant un tiers de la période et correspond bien aux intervalles de saturation des références obtenus par simulation sous Matlab exposées à la figure III.10. Par conséquent, les techniques DPWM réduisant bien le nombre de commutations d'environ 33% par rapport aux stratégies de modulation continue classique, ce qui se répercute sur une réduction importante des pertes par commutation.

Les signaux de commande MLI conçus sont appliqués à l'onduleur triphasé. Les formes d'onde de la tension simple résultantes sont illustrées à la figure III.18 :



a. PWM

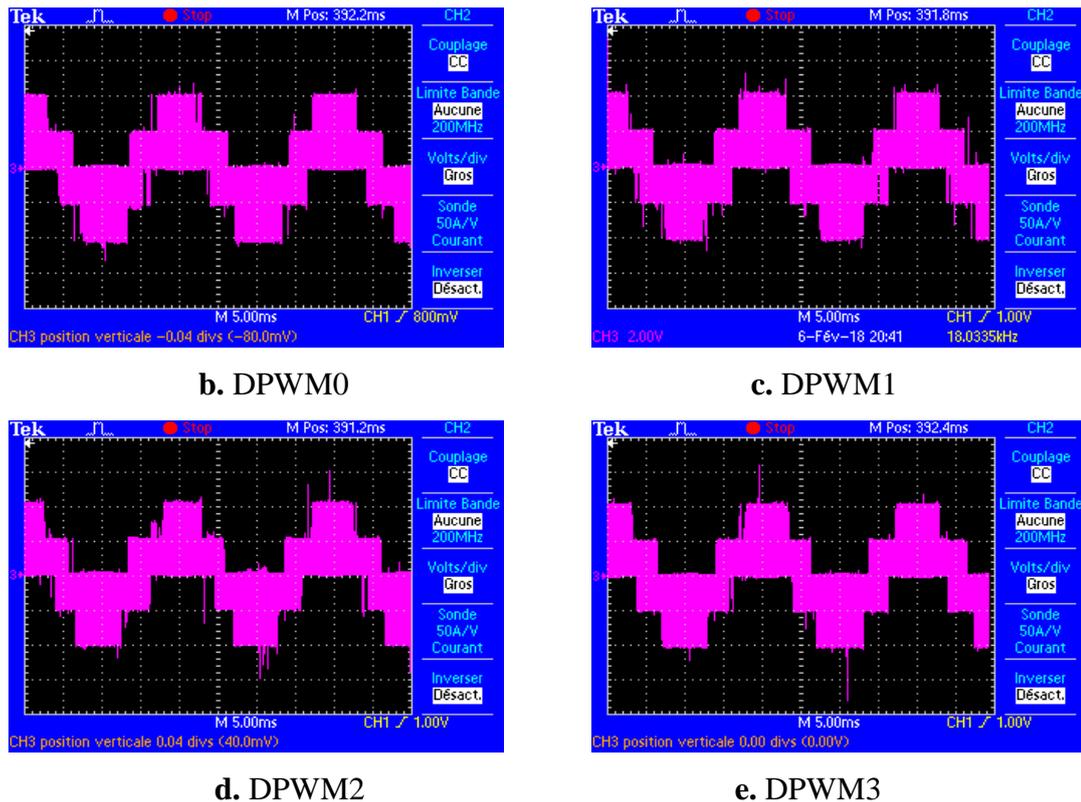


Figure III.18. Tension de phase pour les différentes techniques MLI

La mise en œuvre pratique nous a permis tout d'abord d'acquérir un savoir-faire ensuite pouvoir retrouver et valider expérimentalement à l'aide d'un DsPIC, les résultats de simulation obtenus par l'algorithme généralisé des différentes techniques de modulation discontinues. Elle a également permis de vérifier les formes d'ondes des tensions à la sortie de l'onduleur.

III.7. Conclusion

Nous avons exposé dans ce chapitre quelques fondements théoriques de la technique MLI discontinue qui constitue par la suite une solution attractive pour la diminution des pertes par commutation dans l'onduleur pour certaines applications comme le couplage au réseau des sources d'énergies renouvelables vu leurs gammes de puissance assez importantes.

Ensuite, une implémentation expérimentale à l'aide d'un dsPIC de cette technique de modulation a été présentée. Les résultats expérimentaux ont été présentés. Les pertes par commutation n'ont pas été mesurées, cependant, la discontinuité de forme d'onde du signal de commande permet de conclure que les stratégies MLI discontinues réduisent bien les pertes par commutation en réduisant le nombre de commutation par rapport à la stratégie MLI classique.

Cette étape nous permettra alors de passer directement à l'utilisation de cette technique en boucle fermée avec un système PV connecté au réseau.

CHAPITRE IV

Commande du système photovoltaïque raccordé au réseau proposé

IV.1. Introduction

Généralement les systèmes PV connectés au réseau utilisent deux convertisseurs de puissance en cascade : un convertisseur continu-continu pour le contrôle du MPP propre à la source photovoltaïque et un convertisseur continu-alternatif permettant le contrôle de la tension de sortie et du facteur de puissance, ainsi que la préservation de la qualité de la puissance générée et injectée. L'utilisation des techniques de contrôles puissantes permet de retirer le convertisseur continu-continu ; cela simplifie beaucoup le système de conversion d'énergie, le rend moins encombré, améliore l'efficacité globale et réduit le coût de la connexion réseau.

Dans ce chapitre, une investigation sur la commande d'un système PV connecté au réseau uniquement par le biais d'un onduleur triphasé avec des pertes de commutation minimales est achevée. Vu le comportement non linéaire du système, une commande par mode de glissement a été proposée en raison de ses propriétés remarquables. Cette commande permet à la fois de contrôler le facteur de puissance à la sortie de l'onduleur en plus de la commande de la tension de la source PV avec MPPT à réseau de neurones artificiels, directement via le convertisseur continu-alternatif. De plus, pour assurer une minimisation des pertes par commutation tout en et garantissant une qualité d'énergie produite conforme aux normes de connexion au réseau des sources décentralisées, notre onduleur PV est commandé en MLI discontinue.

Le comportement dynamique du système PV directement connecté au réseau est examiné par simulation sous Matlab/Simulink et les résultats obtenus sont présentés afin de vérifier l'efficacité de la commande et d'évaluer les performances du système étudié.

IV.2. Description du système PV directement connecté au réseau proposé

Le schéma de principe du système PV raccordé au réseau via un onduleur à deux niveaux étudié dans cette thèse est représenté à la figure IV.1. Il comprend un champ PV, un condensateur de liaison C et un onduleur triphasé avec filtre de sortie inductif (L , R). Le condensateur de liaison permet de maintenir une tension pratiquement constante à l'entrée de l'onduleur et le filtre inductif réduit la pollution harmonique du courant injecté au réseau de façon à satisfaire les normes internationales relatives au branchement des sources décentralisées au réseau de distribution [43], [47]. Afin d'obtenir une bonne qualité d'énergie à la sortie de l'onduleur, un niveau de puissance et de tension suffisants du côté continu est nécessaire [89].

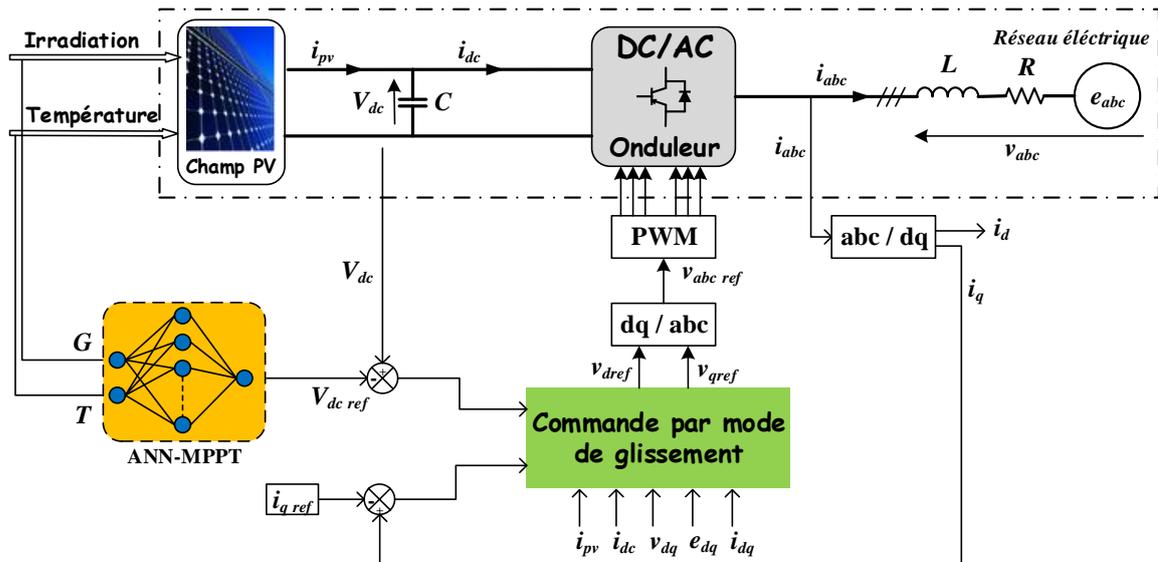


Figure IV.1. Schéma synoptique de commande par SMC du système PV connecté au réseau

D'ordinaire, un tel système utilise d'abord un convertisseur continu-continu associé à un convertisseur continu-alternatif [38]. Il est important de noter qu'en retirant le convertisseur continu-continu, le montage global est considérablement simplifié [39], [90].

Habituellement, des techniques de contrôle linéaires sont appliquées à la commande des systèmes non linéaires ; ces derniers doivent d'abord être linéarisés par approximation de leur comportement autour d'un point de fonctionnement. Par conséquent, l'efficacité et la fiabilité de ces techniques diminuent inévitablement [90]. Une technique de contrôle robuste, efficace et qui s'applique directement sur le modèle non linéaire décrivant le système à contrôler ; cette technique dite la commande par mode de glissement a été proposée dans ce travail de thèse pour la commande de notre système global. Ce contrôleur par mode de glissement sert à la fois de contrôler la phase du courant de sortie (contrôle de la puissance réactive injectée au réseau) et à maintenir la tension instantané à la sortie de la source PV au point de fonctionnement optimal correspondant au Point de Puissance Maximale PPM.

Plusieurs algorithmes MPPT ont été proposés dans la littérature. Les plus populaires sont l'algorithme basé sur le principe de "perturbation et observation" (en anglo-saxon: Perturb and Observe P&O) et l'algorithme basé sur "la conductance incrémentale" (en anglo-saxon: Incremental Conductance IC) [39]. D'autres algorithmes basés sur l'intelligence artificielle ont apparu récemment et permettent une meilleure efficacité du système [67]. Afin d'assurer un fonctionnement efficace du système étudié, nous proposons un algorithme basé sur les réseaux de neurones artificiels ANN-MPPT (ANN: Artificial Neural Network), à notre connaissance,

c'est dans notre présent travail que cet algorithme est pour la première fois appliqué à un tel système.

Dans le système global nous utilisons un seul contrôleur par mode glissant (en anglo-saxon : Sliding Mode Controller SMC); il contrôle simultanément la tension PV et la puissance réactive injectée au réseau. Ce contrôleur est combiné l'algorithme ANN-MPPT. De plus un seul convertisseur DC-AC est utilisé (figure IV.1). Sur la base de l'écart entre la tension d'entrée continue mesurée instantanément et la référence de tension continue optimale fournie par l'algorithme ANN-MPPT et de l'erreur entre la composante i_q du courant injecté au réseau et sa référence, la commande SMC fournit les tensions de contrôle v_d et v_q , qui conduisent directement aux tensions de référence triphasées (v_a , v_b , v_c) après l'application de la transformation de Park. Enfin, le bloc MLI utilise ces dernières références pour générer les signaux de commande de l'onduleur.

IV.3. La commande par mode de glissement

IV.3.1. Bref historique sur la théorie de mode de glissement

La commande par mode de glissement (en anglo-saxon : Sliding Mode Control SMC) est un type particulier de la commande à structure variable. Les premiers concepts de la SMC sont apparus dans la littérature russe dans les années 1950 et développés par Emelyanov dans les années 1960. En raison des difficultés de mise en œuvre de la commutation à grande vitesse, cette approche n'a pas reçu l'attention qu'elle méritait jusqu'aux années 1970 avec les avancés technologique. Ensuite, la théorie de la commande par mode de glissement a été largement diffusée dans les différentes régions au début des années 1980 [91].

La technique de commande SMC a été implémenté en premier aux systèmes de second ordre linéaires. Elle a ensuite été développée comme une méthode de conception générale pour des systèmes non linéaires, des systèmes MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), des modèles à temps discret et des systèmes stochastiques [92]. Parmi les applications les plus considérables des méthodes SMC au cours des dernières décennies, on peut citer la commande des robots, la commande des engins volants, la commande des moteurs électriques, et la synthèse des observateurs, et ceci, en raison de ses avantages inhérents, comme la robustesse, la résistance aux perturbations, la convergence rapide ainsi que l'insensibilité aux variations des paramètres et aux non-linéarités du système à commander.

IV.3.2. Concept de base de la SMC

L'enjeu principal de la commande par mode de glissement est de contraindre le système à atteindre une surface (une région désirée) convenablement sélectionnée appelée surface de glissement et d'y demeurer jusqu'à l'équilibre (Figure IV.2). Cette commande est constituée de deux composantes : une partie équivalente u_{eq} , permet de ramener les trajectoires vers la surface de glissement, et une seconde composante discontinue, dite la commande glissante u_{glis} , permet le maintien et le glissement le long de la surface vers un point d'équilibre désiré et d'assurer la robustesse vis à vis des perturbations externes. En résumé, cette commande se fait en deux étapes : la convergence vers la surface ensuite le glissement le long de celle-ci.

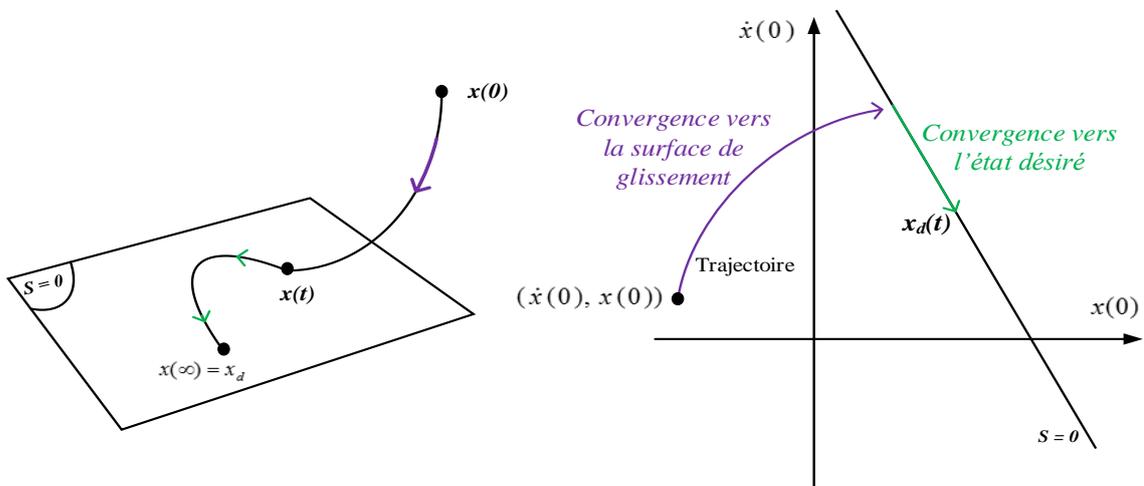


Figure IV.2. Convergence du système glissant

IV.3.3. Synthèse de la loi de commande

La synthèse de la commande par modes glissants se fait en trois étapes :

a. Choix de la surface de glissement

Ce choix concerne le nombre nécessaire, ainsi que la forme des surfaces de glissement, en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En générale, pour un système défini par l'équation différentielle d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t) + g(x, t) \cdot u \\ y = x \end{cases} \quad (IV.1)$$

Où f et g sont des fonctions non linéaires, g est supposée inversible, u l'entrée du système et x présente l'état du système.

Soit x_{ref} la consigne désirée et e l'erreur de poursuite définie par :

$$e(x) = x - x_{ref} \quad (IV.2)$$

L'expression générale de la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x_{ref} , est définie en fonction de l'ordre du système comme suit [92] [93] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (IV.3)$$

Où λ est une constante positive interprétant la bande passante du contrôle désiré, r est le degré relatif du système par rapport à la sortie $y(t)$. Il représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie $y(t)$ par rapport au temps pour que faire apparaître l'entrée.

b. Conditions d'existence et d'attractivité

Le choix de la fonction de glissement étant fait, la deuxième étape consiste à concevoir une loi de commande qui puisse amener le vecteur d'état à converger vers la surface et y demeurer (lorsque $s(x) = 0$). Pour cela, la loi de commande doit être conçue de telle manière à ce que soit attractive.

Pour déterminer la condition d'attractivité, considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$v(s) = \frac{1}{2} s^2 \quad (IV.4)$$

Une condition nécessaire et suffisante, appelée condition d'attractivité basée sur la méthode de Lyapunov, pour garantir que la variable $s(x, t)$ de glissement tende vers 0 est que la dérivée temporelle de v soit définie négative. Cette qui se traduit mathématiquement par :

$$\dot{s}(x).s(x) < 0 \quad (IV.5)$$

Si la condition (IV.5) est vérifiée, alors la variable de glissement et sa dérivée sont de signe contraire quel que soit le temps et que 0 est un centre attracteur pour s .

Le temps de convergence, ou le temps d'atteinte « reaching time » t_r , dépend directement du choix de s . Pour une convergence en temps fini, la condition (IV.5) qui ne garantit qu'une convergence asymptotique vers la surface de glissement est remplacée par une condition plus restrictive dite de η -attractivité et donnée par :

$$\dot{s}(x).s(x) \leq -\eta |s(x)|, \quad \eta > 0 \quad (IV.6)$$

Cette condition assure une convergence en temps fini $t_s \leq \frac{s(0)}{\eta}$ vers la surface $s(x, t)=0$.

c. Conception de la loi de commande

Nous présentons dans ce qui suit une méthode de synthèse des lois de commande par mode de glissement basée sur le calcul de la commande équivalente et l'ajout d'un terme de glissement (ou composante discontinue) assurant une convergence et un régime glissant (Figure IV.3). De ce fait la loi de commande SMC s'écrit comme suit [93] :

$$u = u_{eq} + u_{glis} \quad (IV.7)$$

Physiquement la commande équivalente présente la valeur moyenne de la commande u . La commande équivalente ou nominale u_{eq} est déterminée par le modèle du système, dans notre cas il s'agit du modèle d'un système PV connecté au réseau. Cette partie est conçue avec la méthode de la commande équivalente, dont le principe est basé sur la détermination du comportement du système lorsqu'il est sur la surface de glissement s soit ($s = 0$).

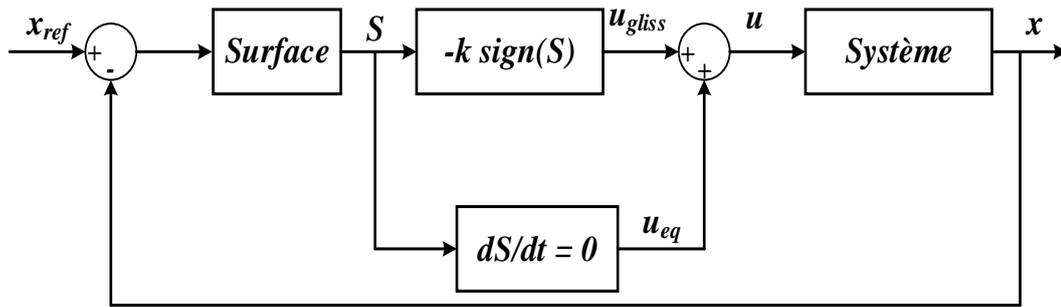


Figure IV.3. Méthode de commande par mode glissant avec la commande équivalente

La commande équivalente est une fonction continue qui sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement ($s = 0$). Elle est obtenue grâce aux conditions d'invariance de la surface :

$$\begin{aligned} s &= 0 \\ \dot{s} &= 0 \end{aligned} \quad (IV.8)$$

Où u_{eq} est déduite de la relation $\dot{s} = 0$.

La deuxième composante dite de glissement u_{glis} est utile pour compenser les incertitudes du modèle. Elle est constituée généralement de la fonction signe "sign" de la surface de glissement s , multipliée par une constante positive k . Elle est donnée par :

$$u_{glis} = -k \cdot \text{sign}(s) \quad (IV.9)$$

IV.3.4. Phénomène de réticence (chattering)

Les trajectoires du système lors de la phase de glissement idéal sont des fonctions continues ne dépendant que de la surface de commutation choisie. Ces trajectoires correspondent au système commandé par un retour statique appelé contrôle équivalent. Cependant, du fait des imperfections technologiques (retard, hystérésis) des actionneurs et des capteurs, le contrôle discontinu ne peut pas osciller idéalement à une fréquence infinie. Alliée aux retards négligés lors de la modélisation du processus physique, la commande discontinue engendre alors une dynamique parasite appelée communément en langue anglaise “*chattering*” ou phénomène de réticence en langue française. Ceci représente le principal inconvénient du SMC, (figure IV.4) ; il se caractérise par des oscillations hautes fréquences persistantes de la commande.

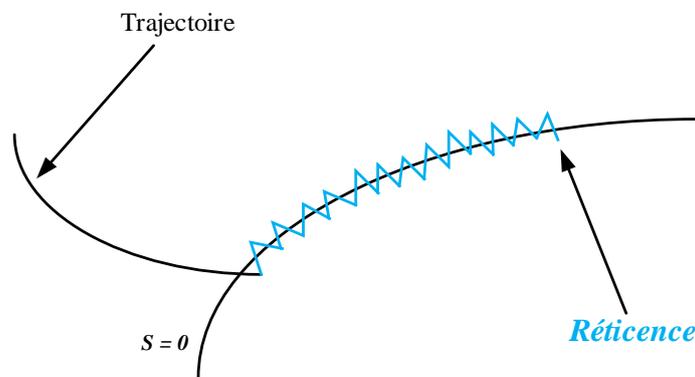


Figure IV.4. Phénomène de réticence

La solution commune à ce problème consiste à remplacer la fonction de $\text{signe}(x)$ classique par des fonctions de commutation plus douces, telles que la fonction de saturation ($\text{sat}(x)$) et la fonction sigmoïde ($\text{sign}(x)$) [93]. D'autres solutions alternatives ont été préconisées dans la littérature pour résoudre ce problème et ainsi réduire voire éliminer ce phénomène, comme la solution de la combinaison du contrôle SMC avec la technique de la logique floue, la solution de couche limite ou encore l'utilisation du mode glissant d'ordre supérieur [91]. Dans notre travail, on utilise la fonction ($\text{tanh}(x)$) afin de réduire ce phénomène.

IV.4. Conception de la loi de commande par mode de glissement pour un système PV connecté au réseau

Dans cette section, nous présentons la conception d'un contrôleur à mode de glissant pour le système PV connecté au réseau. Ce contrôleur est constitué de deux parties, une partie de la commande équivalente et l'autre du terme de correction. Notre objectif est la commande

de la puissance extraite de la source PV, ainsi que la commande de la puissance réactive injectée au réseau toute en respectant les normes impliquant surtout le courant injecté au réseau. Cette commande doit répondre à un cahier des charges définissant les objectifs à atteindre, notamment la stabilité, la rapidité, la précision et la robustesse.

Des résultats de simulation sont présentés pour le cas où les conditions climatiques sont stables, puis, et pour étudier la robustesse du système de commande proposé, nous avons adopté des tests sur le système soumis à des variations des conditions climatiques telles que le niveau d'irradiation solaire, la valeur de la température de la source PV et la valeur de la charge.

IV.4.1. Modèle mathématique du système PV connecté au réseau

Selon la Figure IV.1 et en considérant le filtre de connexion au réseau. La dynamique globale de l'onduleur de connexion au réseau est gouvernée par le système d'équation non linéaire suivant :

$$\begin{cases} v_a = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_b = R i_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \\ v_c = R i_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

avec :

(v_a, v_b, v_c) : Tensions de sortie triphasées de l'onduleur.

(i_a, i_b, i_c) : Courants triphasés injectés aux réseaux.

(e_a, e_b, e_c) : Tensions de lignes triphasées du réseaux.

La transformation de Park permet le passer d'un système triphasé équilibré (a, b, c) à un système en rotation suivant seulement deux axes orthogonaux (d, q) , en générale cette transformation est donnée par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.11})$$

avec :

(x_a, x_b, x_c) : Composantes de phase d'un système triphasé équilibré (tension, courant,...)

(x_d, x_q) : Composantes de Park.

θ : Angle entre l'axe de phase a et l'axe de rotation d .

$P(\theta)$: Matrice de transformation de Park donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

La transformation de Park inverse permet le retour aux composantes de phase (a, b, c) et qui s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.12})$$

avec $P^{-1}(\theta)$ est la matrice de transformation de Park inverse donnée par :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ \sin(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

Remarque : En considérant un référentiel tournant (d, q) avec $\theta = \omega t$ ($\omega = 2\pi f$, où f est la fréquence des trois composantes de phase x_a, x_b et x_c), les composantes de Park (x_d et x_q) sont constante en régime permanent. Cette base de transformation convient bien à notre étude car toutes les variables (d, q) sont des valeurs continues en régime permanent.

En effectuant la transformation de Park donnée par (IV.11) au système triphasé au donné par (IV.9), il résulte :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - L\omega \begin{bmatrix} i_q \\ -i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

Où :

(e_d, e_q) : Composantes d et q des tensions de lignes du réseau.

(v_d, v_q) : Composantes d et q de la tension de sortie de l'onduleur.

(i_d, i_q) : Composantes d et q du courant injecté au réseau.

D'autre part, l'application des lois de Kirchhoff à l'entrée de l'onduleur (Figure IV.1) conduit à :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{pv} - i_{dc} \quad (\text{IV.14})$$

En négligeant les pertes dans les interrupteurs de l'onduleur, le principe d'égalité de puissance entre les deux côtés de l'onduleur est donné sous la forme d'équation suivante :

$$e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q = v_{dc} \cdot i_{dc} \quad (\text{IV.15})$$

En substituant i_{dc} de l'équation (IV.15), à l'équation (IV.14), il vient :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{pv} - \frac{e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q}{v_{dc}} \quad (\text{IV.16})$$

Enfin, à partir du système d'équations (IV.13) et l'équation (IV.16) on déduit le modèle mathématique de l'onduleur connecté au bus continu (à l'entrée) et au réseau de distribution (à la sortie) comme suit :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} + R i_d - \omega L i_q + e_d = v_d \\ L \frac{di_q}{dt} + R i_q + \omega L i_d + e_q = v_q \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_{pv} - \frac{e_d \cdot i_d + e_q \cdot i_q}{v_{dc}} \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Dans le référentiel de Park, le modèle du système globale (IV.17) peut être réécrit sous la forme d'état suivante :

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} \cdot x_1 + \omega \cdot x_2 - \frac{e_d}{L} \\ -\frac{R}{L} \cdot x_2 + \omega \cdot x_1 - \frac{e_q}{L} \\ \frac{i_{pv}}{C} - \frac{e_d \cdot x_1 + e_q \cdot x_2}{C \cdot x_3} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot u \quad (\text{IV.18})$$

Où $x = (x_1, x_2, x_3)^T = (i_d, i_q, v_{dc})^T$: le vecteur d'état, $u = (u_1, u_2)^T = (v_d, v_q)^T$: le vecteur d'entrée.

Note : Notons que le modèle (IV.18) présente une non linéarité par rapport à la variable v_{dc} au niveau de la troisième équation. Il présente aussi un couplage entre les deux variables i_d et i_q . Il est alors utile d'utiliser directement une approche par mode glissant pour la conception de notre régulateur afin de commander notre système PV connectée au réseau sans passer par la linéarisation du modèle non linéaire décrivant le système.

IV.4.2. Synthèse de la loi de commande par mode de glissement

L'onduleur PV connecté au réseau possède un modèle d'état non linéaire (IV.18), la technique SMC lui convient bien. Le but de cette section est d'utiliser un seul contrôleur SMC pour accomplir en même temps les tâches suivantes :

- Forcer la tension fournie par la source PV " x_3 " (c.-à-d. la tension d'entrée v_{dc}) à poursuivre la tension de référence générée par l'algorithme MPPT afin d'atteindre instantanément le point de puissance maximale.
- Réguler le facteur de puissance (en sortie de l'onduleur) à sa valeur désirable (pour contrôler la puissance réactive injectée au réseau) ; ceci peut être effectué en agissant sur l'état x_2 (c'est-à-dire la composante i_q du courant injecté au réseau).

Par conséquent, ces deux états sont considérés comme étant les sorties du modèle avec :

$$y = (y_1, y_2)^T = (x_2, x_3)^T = (i_q, v_{dc})^T \quad (IV.19)$$

L'objectif de commande pour ce système est d'assurer la stabilité des erreurs de poursuite suivantes :

$$\begin{cases} e_1 = i_{qref} - i_q \\ e_2 = v_{dcref} - v_{dc} \end{cases} \quad (IV.20)$$

Et ceci par la détermination d'une loi de commande stabilisante à base de la commande SMC.

A partir du système d'équation (IV.16) nous déduisons que les degrés relatifs $r_1 = 1$ et $r_2 = 2$ des deux sorties y_1 et y_2 respectivement, et selon la formule générale de la surface de glissement (IV.3), les surfaces de glissement correspondantes peuvent être écrites comme suit :

$$S = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_1 \\ \dot{e}_2 + \lambda e_2 \end{pmatrix} \quad (IV.21)$$

Où λ est une constante positive.

Si nous choisissons la notation suivante :

$$E(x) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{e_d}{LC x_3} & \frac{e_q}{LC x_3} \end{pmatrix}, E(x) \text{ est une matrice de commande non singulière avec } v_{dc} \neq 0, \text{ et}$$

$$B(x) = \begin{pmatrix} f_1 \\ \frac{i_{pv}}{C} - \frac{1}{C \cdot x_3} (e_d \cdot f_1 + e_q \cdot f_2) + \frac{(e_d \cdot x_1 + e_q \cdot x_2)}{C \cdot x_3^2} \cdot f_3 \end{pmatrix}$$

$$\begin{cases} f_1 = -\frac{R}{L} \cdot x_1 + \omega \cdot x_2 - \frac{e_d}{L} \\ f_2 = -\frac{R}{L} \cdot x_2 + \omega \cdot x_1 - \frac{e_q}{L} \\ f_3 = \frac{i_{pv}}{C} - \frac{e_d \cdot x_1 + e_q \cdot x_2}{C \cdot x_3} \end{cases}$$

Le modèle (IV.18) peut se réécrire sous la forme entrée-sortie suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{pmatrix} = B(x) + E(x) \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (IV.22)$$

Si les fonctions non linéaires $B(x)$ et $E(x)$ sont bien connues, pour atteindre l'objectif de la commande, on peut utiliser la loi de commande suivante :

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = E^{-1}(x) \cdot \left[\begin{pmatrix} i_{qref} \\ \ddot{V}_{dcref} + \lambda \dot{e}_2 \end{pmatrix} - B(x) + \begin{pmatrix} K_{01} & 0 \\ 0 & K_{02} \end{pmatrix} \cdot S + \begin{pmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{pmatrix} \cdot Sgn(S) \right] \quad (IV.23)$$

Où K_{01} , K_{02} , K_1 et K_2 sont des constantes positives.

A partir de l'équation (IV.23), on peut distinguer les termes suivants :

- Les termes de la commande équivalents u_{eq1} et u_{eq2} , définis par :

$$\begin{pmatrix} u_{eq1} \\ u_{eq2} \end{pmatrix} = E^{-1}(x) \cdot \left[\begin{pmatrix} i_{qref} \\ \ddot{V}_{dcref} + \lambda \dot{e}_2 \end{pmatrix} - B(x) \right] \quad (IV.24)$$

- Les termes de correction u_{glis1} et u_{glis2} , définis par :

$$\begin{pmatrix} u_{glis1} \\ u_{glis2} \end{pmatrix} = E^{-1}(x) \cdot \left[\begin{pmatrix} K_{01} & 0 \\ 0 & K_{02} \end{pmatrix} \cdot S + \begin{pmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & K_2 \end{pmatrix} \cdot Sgn(S) \right] \quad (IV.25)$$

Remarque : Dans notre travail, afin de réduire l'effet du chattering la fonction discontinue 'Sgn(.)' est remplacée par la fonction tangente hyperbolique [91] définie pour le vecteur S comme suit :

$$\tanh\left(\frac{S}{\varepsilon_0}\right) = \left[\tanh\left(\frac{S_1}{\varepsilon_0}\right) \quad \tanh\left(\frac{S_2}{\varepsilon_0}\right) \right]^T \quad (IV.26)$$

Avec ε_0 est une petite constante positive.

Le schéma global de la commande SMC suivant (IV.18) à (IV.25) est donné par la figure IV.5.

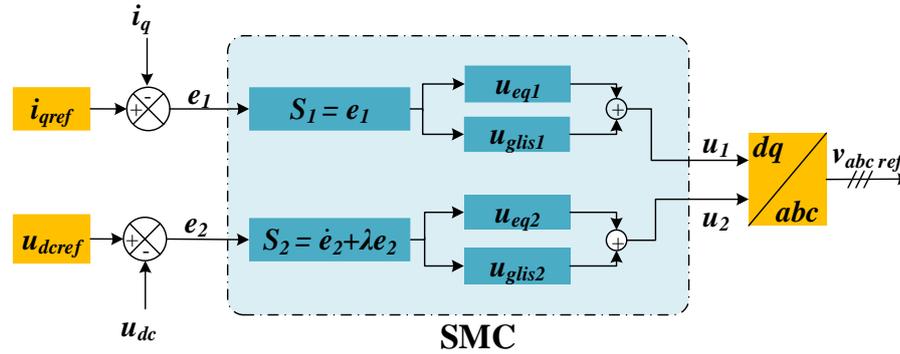


Figure IV.5. Schéma détaillé du contrôleur SMC développé

Il convient de noter ce qui suit :

- La composante i_q est généralement imposée ; elle détermine la quantité d'énergie réactive mise en jeu. Si i_q est négative le système PV absorbe de l'énergie réactive à partir du réseau, si au contraire i_q est positive alors le système PV fournit du réactif au réseau et si i_q est nulle, aucune énergie réactive n'est mise en jeu.
- La tension de référence v_{dcref} est généré par l'algorithme MPPT.
- les références $v_{abc ref}$ seront utilisées par le bloc MLI afin de générer les signaux de commande de l'onduleur.

IV.5. Résultats de simulation et analyses

La simulation du système global est effectuée sous Matlab/Simulink dans différentes conditions de fonctionnement. Afin de valider l'efficacité et les performances de la loi de commande SMC adopté, de voir l'effet du MPPT à base des RNA et d'analyser la réduction des pertes par commutation en boucle fermée, les résultats sont présentés et discutés comme suit :

- Dans un premier temps, nous présentons les performances de régulation de la tension d'entrée de l'onduleur ainsi que celles du facteur de puissance en utilisant la technique SMC non linéaire. Le MPPT à base des réseaux de neurones est utilisé pour déterminer l'emplacement du point à puissance maximale.
- En deuxième lieu, l'effet de l'algorithme MPPT est examiné à la fois sur les performances de la commande et sur la distorsion harmonique du courant injecté au réseau i_a (phase a). Dans cette partie, les avantages de la technique ANN-MPPT proposée sont mis

en évidence par comparaison avec la technique IC-MPPT bien connue pour être déjà performante [29].

- Dans une troisième partie, la technique de modulation GDPWM (Généralized Discontinuous Pulse Width Modulation) présentée au chapitre III, est couplé avec la commande du système global en boucle fermée ; certains résultats concernant les schémas particuliers bien connus (DPWM1, DPWM0, DPWM2 et DPWM3) sont comparés à la technique classique triangulo-sinusoidale. Cette comparaison se basée principalement sur deux points :

- La réduction du nombre de commutations par période. En effet, le meilleur moyen pour réduire les pertes d'onduleur reste la réduction du nombre de commutations par période du fondamental, ce qui est d'ailleurs le but recherché par l'application de cette technique de modulation particulière. Notons que les pertes par commutation sont détaillées au chapitre III.
- Le spectre du courant injecté au réseau. Il est prévisible que la réduction du nombre de commutations de l'onduleur par la technique GDPWM engendre une détérioration du spectre de la tension de sortie, ce qui se répercute sur le spectre du courant qui doit rester en conformité avec les normes CEM relatives aux sources décentralisées raccordées au réseau.

IV.5.1. Algorithmes MPPT utilisés

Plusieurs algorithmes MPPT s'imposent dans la littérature. Dans nos résultats de simulations qui seront présentés par la suite nous avons adopté un algorithme moderne basé sur les réseaux de neurones artificiel. Afin de montrer l'apport d'application de ce dernier on présente des comparaisons avec les résultats obtenus pour un algorithme MPPT classique à conductance incrémentale. Notons qu'à notre connaissance, l'algorithme ANN-MPPT est pour la première fois présenté dans ce travail dans une telle application.

Le réseau de neurones artificiel (RNA) que nous avons développé se compose de trois couches (Figure IV.6), permet de générer une référence de la tension optimale instantanée correspondant au point de puissance maximale (v_{dcref}) directement par le biais de l'onduleur sans introduire un hacheur. Pour cela, les deux variables atmosphériques ont été utilisées comme entrées du RNA : l'irradiation solaire (G) et la température (T).

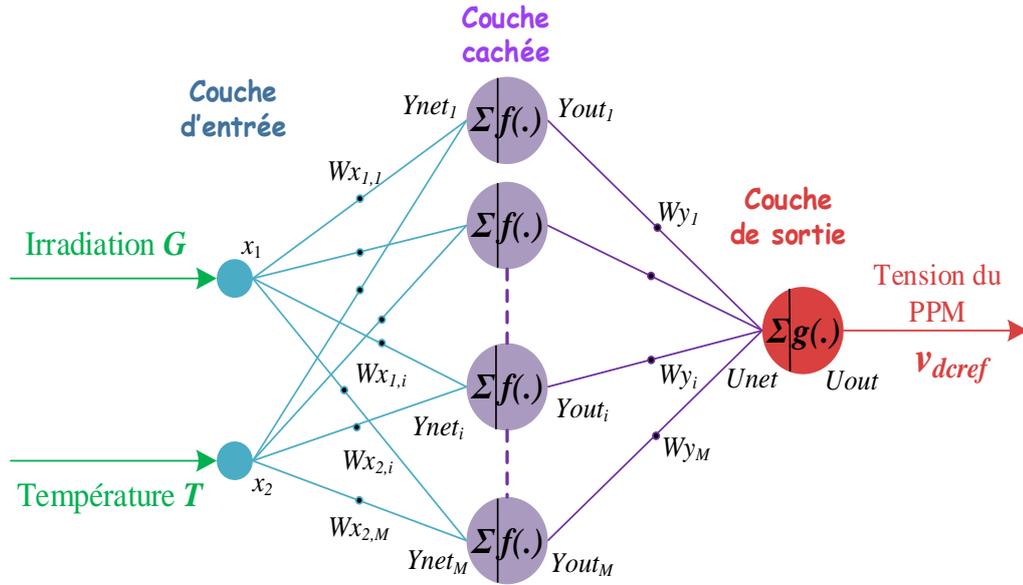


Figure IV.6. Structure de l'algorithme ANN-MPPT proposé

Le neurone de sortie instantanée (U_{out}) génère la référence de tension au point MPP (u_{dcref}) ; qui est exprimé comme suit :

$$U_{out} = g(U_{net}) \quad (IV.27)$$

Où $g(\cdot)$ est la fonction d'activation de la couche de sortie et U_{net} est l'entrée de la couche de sortie définie par :

$$U_{net} = \sum_{j=1}^M W_{y_j} \cdot Y_{out_j} \quad (IV.28)$$

Avec

$$Y_{out_j} = f(Y_{net_j}) \quad (IV.29)$$

$$Y_{net_j} = \sum_{i=1}^N W_{x_{i,j}} \cdot x_i \quad (IV.30)$$

Y_{net} et Y_{out} représentent l'entrée et la sortie de la couche cachée. W_{y_j} est le poids entre la couche cachée et la couche de sortie et $W_{x_{i,j}}$ est le poids entre la couche d'entrée et cachée. N est le nombre des nœuds d'entrées (dans notre application $N = 2$, à savoir l'irradiance G et la température T désignés par x_1, x_2). M est le nombre de nœuds de la couche cachée ($M = 10$).

L'application de l'algorithme ANN-MPPT est effectuée en deux étapes. Dans une première étape hors ligne, nous avons utilisé le modèle mathématique de la source PV décrit dans le chapitre II pour la construction d'une base de données entrée-sortie permettant de couvrir une large plage de variation des conditions atmosphériques possibles. Ensuite, en utilisant cette base de données, le MPP est atteint directement dans une étape de calcul direct

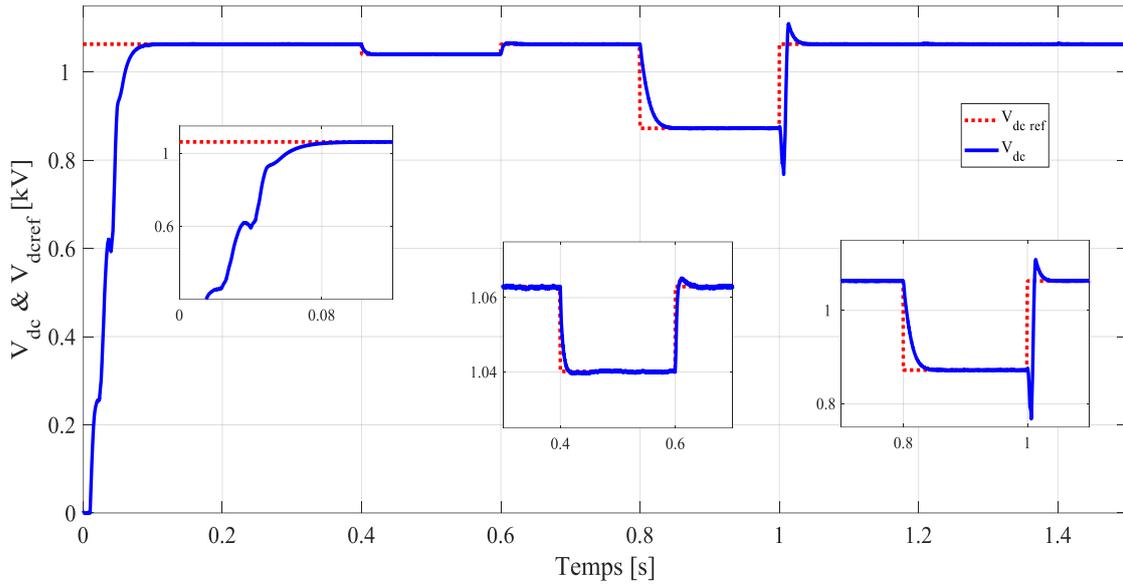
sans aucune itération. Pour mettre en évidence les performances de l'algorithme ANN-MPPT proposé dans notre travail de thèse, les résultats sont comparés à ceux obtenus par l'algorithme IC-MPPT décrit au chapitre II et qui est bien connu pour être déjà performant [29].

IV.5.2. Performances de la commande par mode de glissement

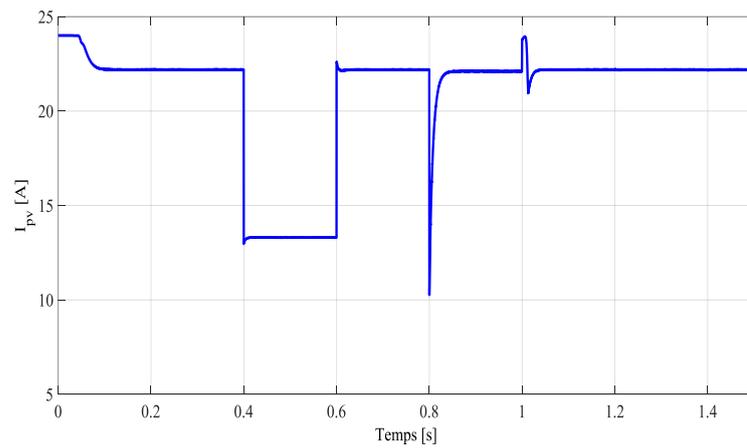
Dans cette partie, nous présentons les résultats de simulation obtenus par l'application de la commande SMC sur notre système PV connecté au réseau assurant la commande simultanée de la tension du bus continu v_{dc} (poursuite du MPP) et du facteur de puissance à la sortie de l'onduleur. En ce qui suit le champ PV considéré est formé par la mise en parallèle de 5 rangées constituées chacune de 30 modules de type BP3160 mis en série. Afin de vérifier la robustesse, le niveau de rejet des perturbations et les performances dynamiques de la commande SMC proposée, nous exposons les résultats de simulation de la réponse du système subissant à la séquence de fonctionnement et perturbations atmosphériques suivante :

1. A l'instant $t = 0$ s, le générateur PV est mis en marche sous une température $T = 25$ °C, une irradiation de $G = 1$ kW/m² et un facteur de puissance unitaire.
2. A température ambiante, l'irradiation soudainement passe de 1 à 0.6 kW/m² à l'instant $t = 0.4$ s, puis revient à sa valeur initiale après 0.2 s.
3. A l'instant $t = 0.8$ s, la température change de 50 à 25 °C, et inversement de 50 à 25 °C à $t = 1$ s pour une irradiation maintenue constante à 1 kW/m².
4. Durant l'intervalle allant de 1.2 s à 1.4 s, la référence i_{qref} devienne $i_{qref} = 50$ A puis revient à sa valeur initiale égale à zéro.

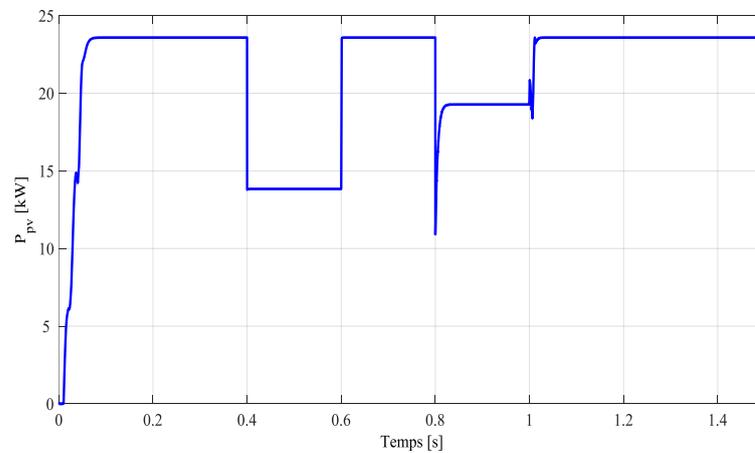
La figure IV.7 illustre l'évolution de la tension avec sa référence MPPT, le courant de sortie de la source PV, la puissance, les deux composantes directe et quadratique du courant de charge avec la valeur désirée de cette dernière, enfin le courant et la tension de phase. Il est clair de la figure IV.7.a que la tension de sortie de la source PV (la première sortie contrôlée) suit convenablement sa référence identifiée directement par l'algorithme ANN-MPPT sans incrémentation et converge parfaitement vers le point de puissance maximal correspondant à 1053 V après un très faible temps de réponse d'environ 0,08 s pour atteindre le régime permanent. Par conséquent, le courant et la puissance suivent également avec une très bonne dynamique les valeurs correspondantes au point à puissance maximale de 22.2 A et 23.6 kW, respectivement (Figure IV.7.b et c).



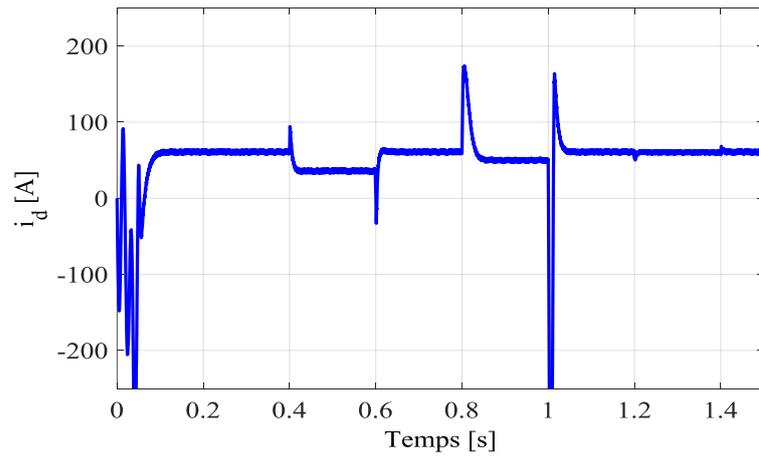
a. Tension de bus continu



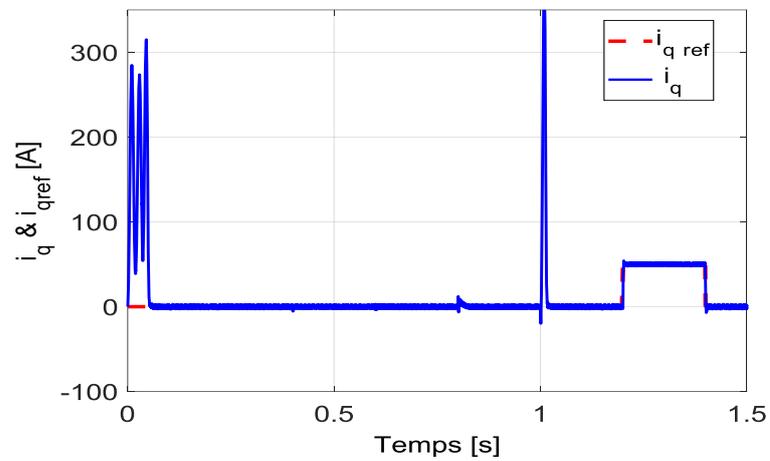
b. Courant côté continu



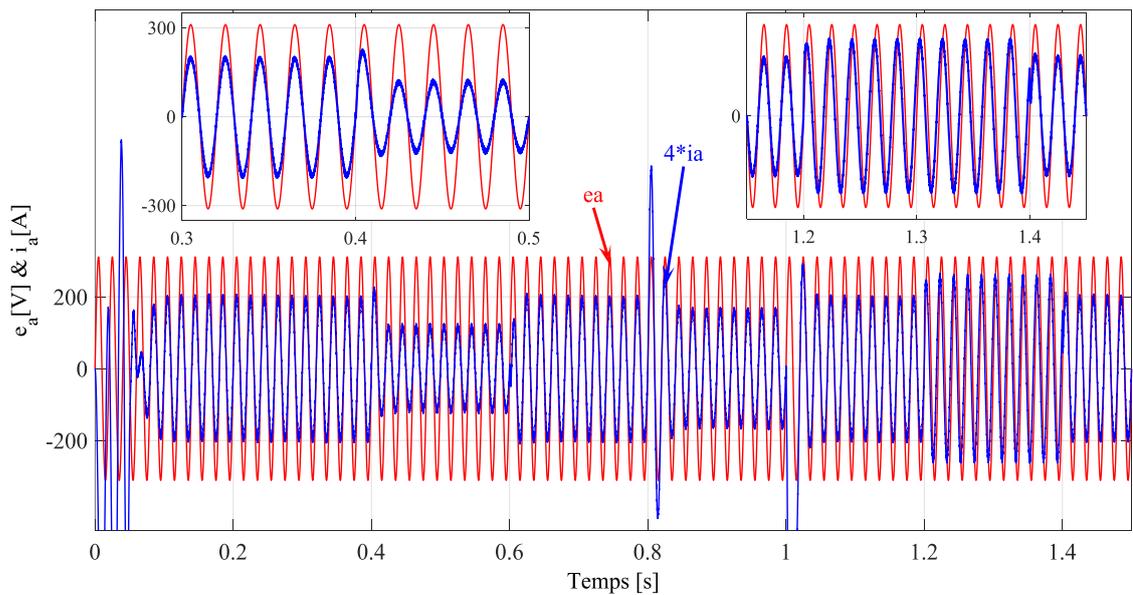
c. Puissance délivré au réseau



d. Courant i_d



e. Courant i_q



f. Courant et tension de phase

Figure IV.7. Evolution des paramètres électriques du système

D'après les figures IV.7.d et e, on constate qu'après un régime transitoire la composante direct du courant de sortie de l'onduleur tend vers une valeur constante dépendante du niveau de puissance de la source PV. Par contre i_q présente une parfaite convergence vers sa référence ($i_{qref} = 0$), qui convient à la valeur unitaire du facteur de puissance et qui représente la deuxième sortie contrôlée. La dernière figure IV.7.f, affirme la synchronisation entre la tension et le courant de sortie pour un facteur de puissance unitaire.

IV.5.2.1 Tests des variations de l'irradiation

Suivant les figures IV.7.a, b et c, lors d'une variation de l'irradiation entre $t = 0.4$ s et 0.6 s, la diminution de cette dernière à $t = 0.4$ s provoque après un petit régime transitoire une très forte baisse de la puissance produite et du courant accompagnés d'une légère diminution de la tension de la source PV qui converge rapidement vers la référence instantanée du PPM calculée par l'algorithme ANN-MPPT. Ce comportement correspond au changement de caractéristiques (I-V et P-V de la source données à la section II.5.1). En effet la diminution de la puissance de la source PV se répercute entièrement dans la composante de courant i_d (Figure IV.7.d). Toutefois, i_q conserve sa valeur de référence (Figure IV.7.e) afin de maintenir la synchronisation entre le courant de sortie et la tension, comme illustré à la figure IV.7.f. A noter qu'un courant i_q nul correspond à un facteur de puissance égal à l'unité.

IV.5.2.2. Tests des variations de la température

De la figure IV.7.a, la diminution de la température à $t = 0.8$ s puis son augmentation à $t = 1$ s pour un rayonnement fixe de 1 kW/m^2 entraîne une diminution puis une augmentation significative de la tension de sortie de la source PV, avec une faible variation de la puissance de sortie (figure IV.7.c). En revanche, le courant est pratiquement constant (figure IV.5.b) et le PPM est parfaitement suivi.

D'autre part suivant la figure IV.5.d, il n'y a qu'une légère variation du courant i_d et qui prend une nouvelle valeur correspondante à la nouvelle valeur de la puissance fournie par la source PV, tandis que le composant i_q est maintenu à sa valeur de référence zéro (figure IV.5.e) afin de conserver la synchronisation entre le courant et la tension de phase, ce qui confirme que le facteur de puissance n'est pas affecté par le changement de la température (figure IV.5.f).

IV.5.2.3. Effet de variation du courant injecté au réseau (variation de la charge)

Comme on peut constater dans la figure IV.5, lors d'une étape de variation de la référence i_{qref} de 0 A à 50 A entre les instants 1.2 s et 1.4 s, en gardant une température constante

(25°C) et une irradiation fixe de (1 kW/m^2), le courant i_q atteint rapidement sa nouvelle référence (Figure IV.7.e), par conséquent un déphasage est créé entre la tension le courant d'une même phase traduisant une mise en jeu d'une énergie réactive (Figure IV.5.f). Par ailleurs, il est très important de remarquer ici que la mise en jeux d'une énergie réactive n'a aucune influence sur le réglage du courant, de la tension et de la puissance qui suivent la référence correspondant au PPM de la source PV, comme l'indiquent les figures IV.7.a à c.

En se référant aux allures des résultats de simulation caractérisant le comportement du système global sous différentes conditions de fonctionnement, on en conclut que notre contrôleur SMC associé à l'algorithme ANN-MPPT permet une poursuite très satisfaisante des références avec des erreurs négligeables et des temps de réponse très petits.

IV.5.3. Analyse de performance de l'algorithme MPPT

La dynamique d'une source PV pour une grande partie de l'algorithme MPPT utilisé. Pour soutenir le choix de l'algorithme ANN-MPPT, nous présentons une étude comparative avec l'algorithme classique aussi performant à conductance incrémentale (IC-MPPT). La comparaison se repose essentiellement sur deux critères :

- Les performances de la commande de notre système.
- La distorsion harmonique du courant injecté dans le réseau électrique.

IV.5.3.1. Comparaison des performances du réglage

La figure IV.8 représente les tensions du bus continu à la sortie de la source PV obtenues avec ANN-MPPT et avec IC-MPPT, notons que le système subit les mêmes variations de l'éclairement, de la température et de la charge du réseau (composante quadratique du courant) qu'au paragraphe IV.5.2 précédent.

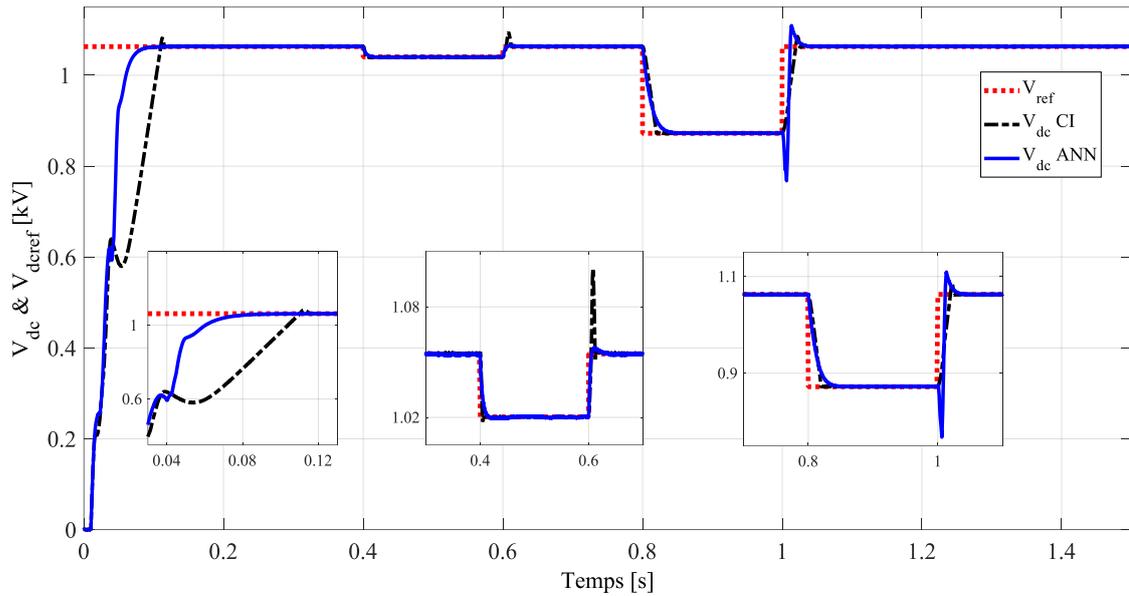


Figure IV.8. Performances du réglage en utilisant ANN-MPPT et IC-MPPT

Il est clair de ces résultats que le contrôleur associé avec ANN-MPPT s'adapte mieux aux différents changements de situations que subit le système. A chaque niveau d'irradiation ou de température, le contrôleur atteint rapidement le PPM grâce au processus de calcul direct de la consigne en temps réel sans incrémentation. Au niveau du premier intervalle, le temps de réponse du contrôleur avec ANN-MPPT est d'environ 0.05 s avec pics réduits (celui de IC-MPPT est de l'ordre de 0.1 s). En régime permanent, le contrôleur à ANN-MPPT présente des oscillations autour du PPM considérablement atténuées en comparaison avec IC-MPPT [50].

IV.5.3.2. Comparaison des spectres du courant injecté au réseau

Pour l'analyse des performances du système PV connecté au réseau avec pour les algorithmes IC-MPPT et ANN-MPPT. Il est nécessaire d'examiner le comportement spectral avec les deux techniques MPPT. Notons que le courant injecté au réseau doit respecter bien aux exigences des normes IEEE en matière de limites harmoniques pour la connexion des sources décentralisées au réseau électrique [43], [47]. Dans les quelles la distorsion harmonique du courant injecté au réseau est limitée comme suit :

- La distorsion harmonique totale (THD) est limitée à 5 %.
- Chaque harmonique est limité à 3 %.

Les figures IV.9.a et b donnent les résultats du THD du courant injecté au réseau avec une commande SMC utilisant des algorithmes ANN-MPPT et IC-MPPT respectivement. Le THD est de 1.62 % pour ANN-MPPT et de 2.61 % pour IC-MPPT. Les THD respectent bien

la norme IEEE [43], [47] (THD du courant inférieur à 5 % et chaque harmonique est limité à 3%). De plus, l'amplitude du fondamental légèrement supérieure avec ANN-MPPT (49,71 A pour ANN-MPPT et 49,62 A pour IC-MPPT).

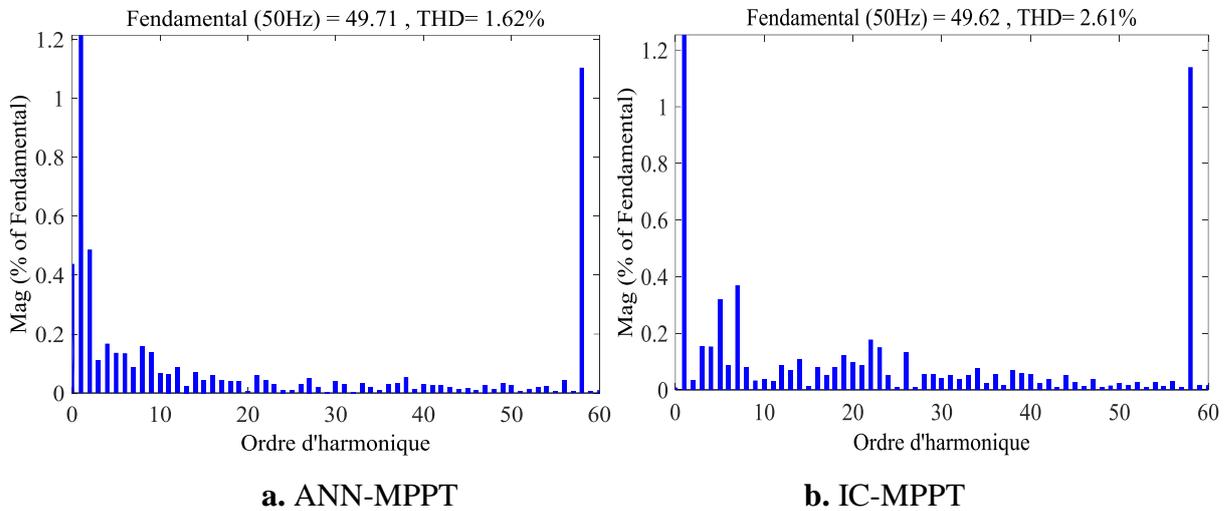
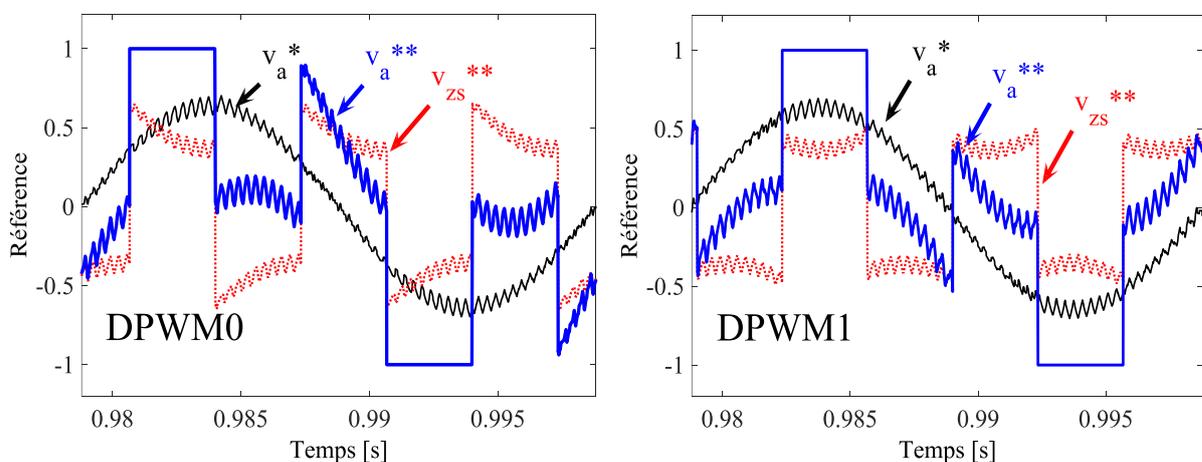
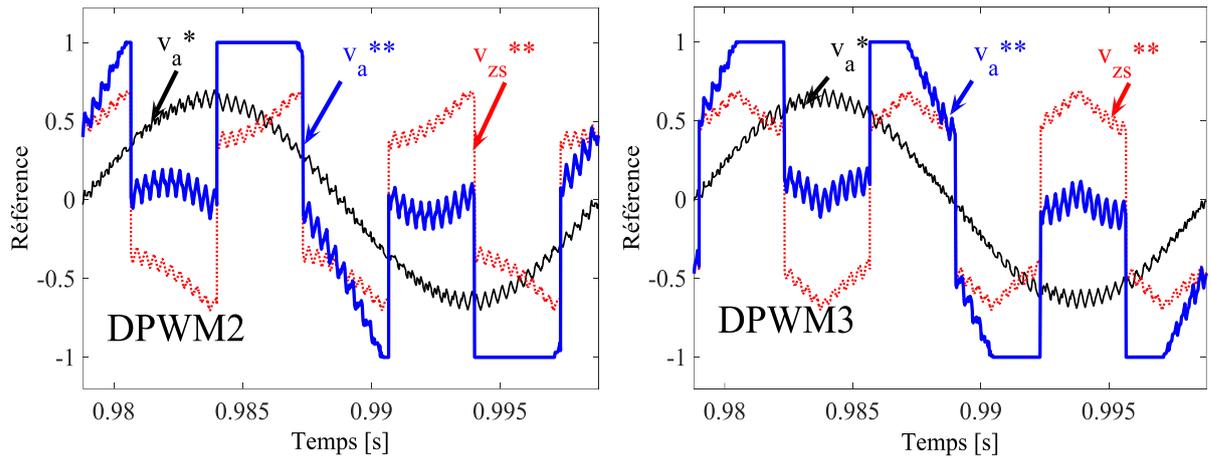


Figure IV.9. Spectres d'harmoniques du courant de phase à la sortie de l'onduleur

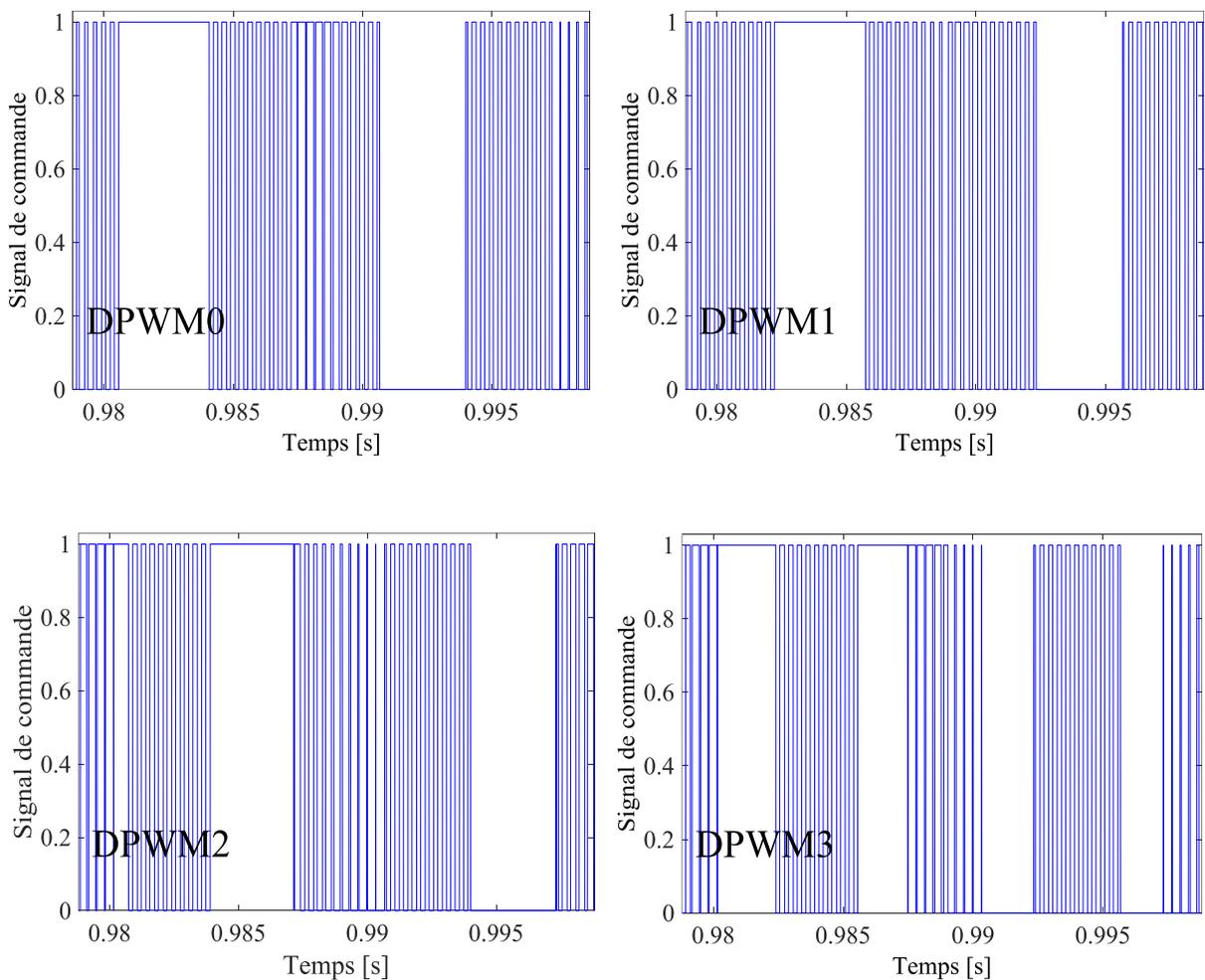
IV.5.4. Analyse de performance de l'application des techniques DPWM en boucle fermée

Après avoir effectué et évalué la loi de commande SMC et du MPPT à base des RNA pour le système PV connecté directement a réseau, nous nous intéressons dans cette partie à la DPWM en boucle fermée telle que présentée puis implémentée expérimentalement en boucle ouverte au chapitre précédent. Dans ce contexte, nous donnons en figure IV.10.a les signaux de référence des différentes configurations de la technique discontinue DPWM en boucle fermée (DPWM0, DPWM1, DPWM2 et DPWM3) et la figure IV.10.b montre les signaux de commande correspondants avec une porteuse triangulaire de 3 kHz.





a. Formes d'onde des références DPWM en boucle fermée



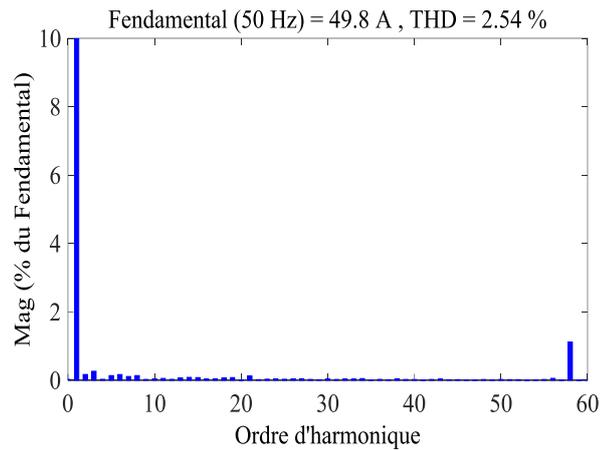
b. Signaux de commande DPWM en boucle fermée

Figure IV.10. Caractéristiques de la DPWM en boucle fermée

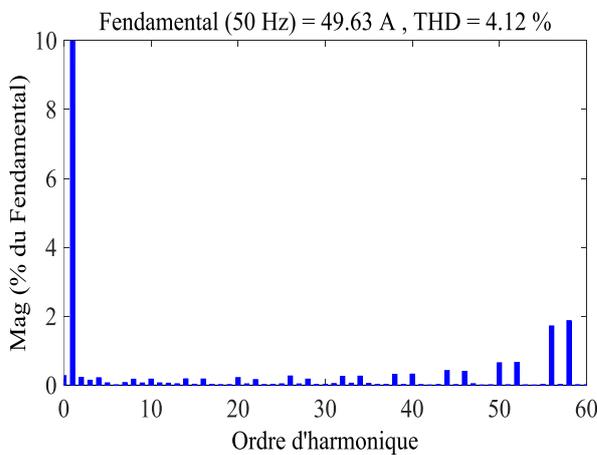
En se référant à ces résultats, nous remarquons une très bonne concordance entre les références résultantes en boucle ouverte (Figure III.9) et en boucle fermée (figure IV.10.a) pour

les différentes configurations de modulation discontinues DPWM. Nous remarquons également sur la figure IV.10.b que les séquences sans commutation sont en concordance avec les saturations minimales ou maximales des références.

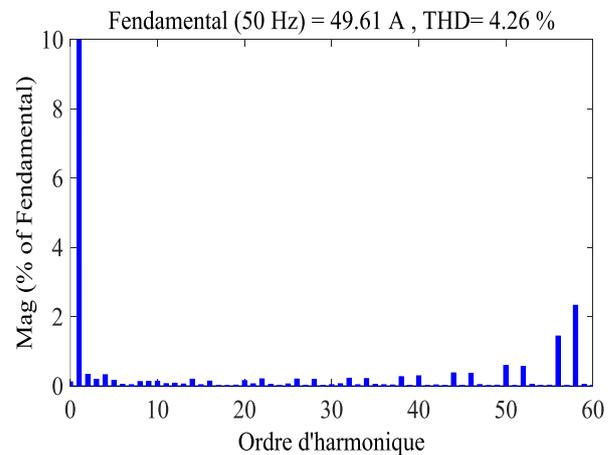
D'autre part, la figure IV.11 montre l'analyse spectrale du courant pour l'ensemble des techniques DPWM par rapport à la PWM classique. Les spectres résultants sont parfaitement conformes aux exigences des normes «IEEE Std Harmonic Limits» [43], [47], (THD ne dépassent pas les 5 % et chaque harmonique individuel n'atteignant pas les 3 %).



a. PWM



b. DPWM0



c. DPWM1

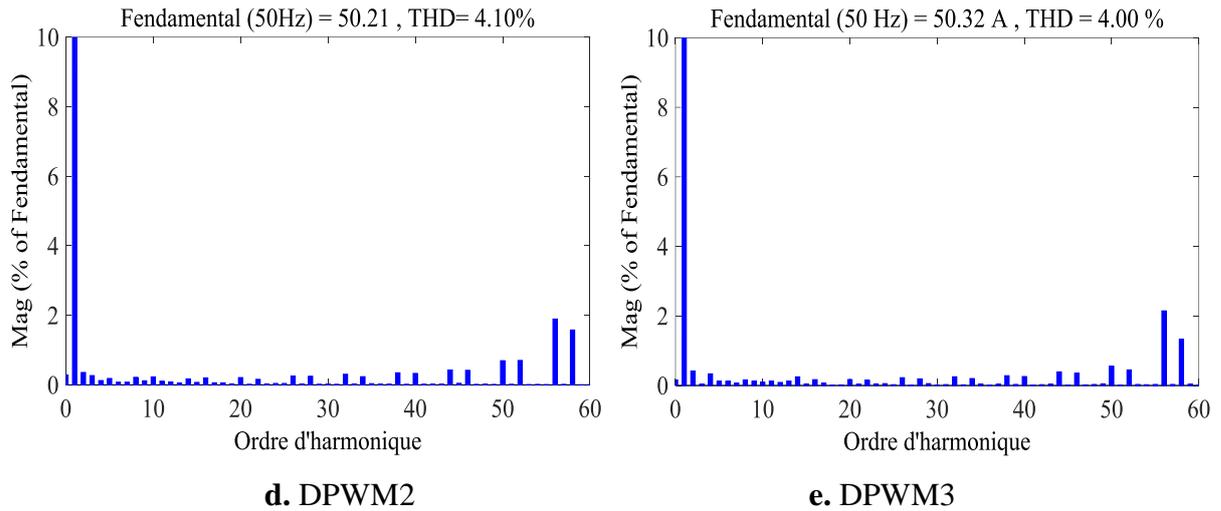


Figure IV.11. Spectres de courant pour les DPWM techniques

Afin de montrer l'intérêt de notre technique de modulation généralisée proposée, nous comparons dans le tableau IV.1 les résultats obtenus en boucle fermée en termes de l'amplitude du fondamental du courant injecté au réseau, du THD et du nombre de commutations par période avec ceux obtenus par la technique de modulation PWM bien connue dans la littérature.

Technique PWM	PWM	DPWM0	DPWM1	DPWM2	DPWM3
Amplitude du fondamental	49.8	49.63	49.61	50.21	50.32
THD du courant (%)	2.54	4.12	4.26	4.10	4.00
Nombre de commutations par période	120	82	82	80	80

Tableau IV.1. Analyse des performances des techniques DPWM

D'après ces résultats, il est bien clair que les techniques DPWM ont d'excellentes performances et notamment la DPWM3 qui engendre un nombre de 80 commutations par période (120 commutations pour la PWM traditionnelle), une amplitude du fondamental supérieur et un THD égal à 4 %. Les autres techniques DPWM ont des performances très proches et restent acceptables et conformes aux normes internationales [43], [47].

En résumé, suivant le rapport d'excellentes performances approuvées d'un côté par les résultats expérimentaux concernant les techniques de modulations discontinues en boucle ouverte ainsi par les résultats de simulation pour la commande en boucle fermée du système PV connecté au réseau globale, on peut énumérer les points pertinentes du système PV et ces schéma de contrôle proposés dans ce travail de thèse comme suit :

- L'utilisation de l'onduleur uniquement (sans convertisseur continu-continu) simplifie considérablement l'installation photovoltaïque.
- La commande SMC de la tension du bus continu et du courant i_q adaptée à notre système non linéaire donne des performances satisfaisantes quelles que soient les techniques PWM (triangle-sinus ou DPWM).
- L'algorithme ANN-MPPT proposé permet une nette amélioration des performances du système PV.
- La réduction des pertes de commutation dans l'onduleur à l'aide des techniques GDPWM en boucle fermée est très importante en raison de la quantité importante de puissance transmise au réseau ce qui améliore le rendement de conversion d'énergie.

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre l'objectif est d'examiner l'efficacité de la configuration du système PV connectée au réseau proposé avec seulement un convertisseur de puissance d'un côté, la mise en œuvre d'une commande par mode glissement avec un algorithme MPPT à base des réseaux de neurone de l'autre côté. Enfin, la vérification de la faisabilité de l'utilisation d'une technique de modulation discontinue en boucle fermée pour minimiser les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

Les résultats de simulation obtenus confirment et valident l'efficacité de la commande proposée. L'algorithme MPPT à base des réseaux de neurones améliore bien les performances du système PV comparativement à l'algorithme MPPT à conductances incrémentale classique. Ensuite, une analyse comparative entre les résultats des différentes techniques de modulation discontinues en boucle fermée, montre que notre système offre des performances très acceptables, tout en réduisant les pertes par commutation de l'onduleur.

Conclusion générale et Perspectives

Les travaux effectués dans cette thèse portent essentiellement sur l'amélioration des performances de la commande en boucle fermée d'un système PV connecté directement au réseau par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Les techniques de modulation discontinues ont été appliquées pour réduire les pertes par commutation en boucle fermée. Le schéma général de la commande proposé utilise une loi de commande par mode de glissement robuste combinée avec un algorithme MPPT à réseaux de neurones artificiels et une topologie du système simple utilisant un seul convertisseur électronique de puissance avec un minimum de pertes. Ce schéma de commande permet à la fois d'extraire le maximum de puissance et de régler la quantité d'énergie réactive injectée au réseau.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté quelques notions et généralités sur les systèmes PV connectés au réseau. Les structures et les exigences impliquant ces systèmes comme la qualité de puissance y ont été introduites. L'évolution des systèmes PV connectés au réseau dans le monde et la description du système que nous avons proposé pour cette étude ont été également effectuées.

Dans le deuxième chapitre, quelques aspects théoriques indispensables pour la modélisation des systèmes PV ont été donnés, suivis de la description du principe de fonctionnement de la cellule PV et de l'énumération des types de ces cellules ainsi que de leurs modèles mathématiques et électriques. Ensuite, nous avons présenté l'influence de conditions atmosphériques telles que l'ensoleillement et la température sur les caractéristiques puissance-tension et courant-tension des générateurs PV. Nous avons terminé par les principaux algorithmes MPPT connus et nous avons introduit les réseaux de neurone comme un outil permettant de générer un MPPT performant.

Le troisième chapitre présente tout d'abord un aperçu théorique et une analyse de base d'un certain nombre de techniques MLI dédiées à la commande des onduleurs de tension triphasés, tout en mettant l'accent sur les pertes par commutation dans l'onduleur et les moyens de les réduire. Dans cette optique, nous avons proposé une vue globale sur les stratégies de modulation discontinues permettant de réduire jusqu'à 33 % des pertes par commutation, un algorithme généralisé de ces stratégies a été exposé et mis en œuvre sous Matlab. Nous avons également montré et vérifié la réduction du nombre de commutations par rapport à la MLI classique, sans trop altérer le contenu spectral de la tension de sortie. A la fin de ce chapitre, nous avons procédé à la mise en œuvre pratique de ces stratégies autour d'un microcontrôleur

DsPIC 30F4011. Les relevés expérimentaux sont bien en adéquation avec les investigations théoriques et de simulation.

Dans le dernier chapitre, une loi de commande par mode de glissement est proposée puis appliquée sur le système PV connecté au réseau proposé. Cette application nous a permis d'un côté d'assurer la poursuite de la référence instantanée générée par le MPPT à réseaux de neurones artificiels et d'un autre côté de contrôler la quantité d'énergie réactive à injecter au réseau, tout en assurant la qualité de puissance requise par les normes internationales relatives à la connexion au réseau des sources décentralisées. Par ailleurs, l'extension de l'application de l'algorithme généralisé des stratégies de modulation discontinue en boucle fermée pour un tel système été effectuée et les résultats obtenus montrent bien que les performances de réglage et la qualité d'énergie restent acceptables tout en permettant de minimiser les pertes par commutation dans l'onduleur.

La topologie du système proposée, la loi de commande par mode de glissement, le MPPT à réseaux de neurones artificiels et l'utilisation de la MLI discontinue en boucle fermée, permettent donc d'améliorer les performances d'un tel système PV connecté au réseau : moins de convertisseurs de puissance, moins de volume, moins de temps de réponse, moins d'oscillations autour du PPM et moins de pertes par commutation.

Les perspectives de ce travail sont très nombreuses dans le cadre actuel de la recherche et développement des systèmes de conversion d'énergie électrique basés sur les énergies renouvelables et principalement les systèmes photovoltaïques, nous pouvons citer :

- Etendre la commande proposée à un onduleur multi niveaux et d'ajouter d'autres sources d'énergie pour passer au cas des systèmes hybrides afin d'améliorer l'efficacité énergétique du système.
- La synthèse et l'application en temps réel d'une loi de commande adaptative associée à une technique de modulation discontinue en boucle fermée pour un système PV.
- La proposition des techniques de gestion d'énergie pour les réseaux intelligents actuellement développés avec la possibilité de transfert des données tout en respectant les normes de compatibilité électromagnétique.

Bibliographie

- [1] M. R. Patel, “Wind and Solar Power Systems,” *Taylor and Francis group CRC Press*, Jul. (2005).
- [2] S. Petibon, “Nouvelles architectures distribuées de gestion et conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques”, *Ph.D. dissertation*, Université Paul Sabatier-Toulouse III, (2009).
- [3] S. Ouchen, S. Abdeddaim, A. Betka, A. Menadi, “Experimental validation of sliding mode-predictive direct power control of a grid connected photovoltaic system, feeding a nonlinear load,” *Solar Energy*. 137, 328-336, (2016).
- [4] J. Jana, H. Saha, and K. D. B., “A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems,” *Ren. Sust. Ener. Rev.*, Vol. 72, pp. 1256–1270 (2017).
- [5] N. Kumar, T. K. Saha, and J. Dey, “Modeling, control and analysis of cascaded inverter based grid-connected photovoltaic system,” *Elect. Pow. Ener. Syst.*, Vol. 78, pp. 165–173, (2016).
- [6] N. F. G-rod r guez, L. C. H. Lucas, et al., “Performance study of a synchronization algorithm for a 3-phase photovoltaic grid-connected system under harmonic distortions and unbalances,” *Electric Power System Research*. 116, 252–265, (2014).
- [7] A. Yahya, H. El Fadil, et al., “Control of grid connected photovoltaic systems with microinverters: new theoretical design and numerical evaluation,” *Asian J. Control*, Vol. 21, No. 1, pp. 1–13 (2017).
- [8] G. M. T. Nguyen, and U. Kenko, “Active and reactive power control techniques based on feedback linearization and fuzzy logic for three-phase grid-connected photovoltaic inverters,” *Asian J. Control*, Vol. 17, No. 5, pp. 1522–1546 (2015).
- [9] A. Tripathi et al, “Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters”, *IEEE, Transactions on Industrial Electronics*, Vol.39, No. 1, pp. 63-73, February (1992).
- [10] A. Radwan, Y. Mohamed, “Power Synchronization Control for Grid-Connected Current-Source Inverter-Based Photovoltaic Systems,” *IEEE Transactions On Energy Conversion*. 31, 1023-1036, (2016).

-
- [11] E. Kymakis, S. Kalykakis, TM. Papazoglou, “Performance analysis of a grid connected photovoltaic park on the island of Crete,” *Energy conversion and Management*, vol.50, (3), p 433-438, (2009).
- [12] D. Lalili, A. Mellit, N. Lourci, B. Medjahed, and E. M. Berkouk, “Input output feedback linearization control and variable step size MPPT algorithm of a grid-connected photovoltaic inverter,” *Renew. Energ.*, Vol. 36, No. 12, pp. 3282–3291 (2011).
- [13] A. Menadi, S. Abdeddaim, et al., “Implementation of fuzzy-sliding mode based control of a grid connected photovoltaic system,” *ISA Trans.*, Vol. 58, pp. 586–594 (2015).
- [14] Z. Chaker, T. Borhen, et al., “Uncertain saturated discrete-time sliding mode control for a wind turbine using a two-mass,” *Asian J. Control*, Vol. 20(4), pp. 1–17 (2017).
- [15] J. P. Ram, T. S. Babu, and N. Rajasekar, “A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, pp. 826-847, jan. (2017).
- [16] P. Sivakumar, A. Abdul Kader, Y. Kaliavaradhan, M. Arutchelvi, “Analysis and enhancement of PV efficiency with incremental conductance MPPT technique under nonlinear loading conditions”, *Renew Energy*; 81: 543–50, (2015).
- [17] **S-A. Touil, N. Boudjerda, A. Boubakir, K. El Khamlichi Drissi, “A sliding mode control and artificial neural network based MPPT for a direct grid-connected photovoltaic source,” *Asian J Control*. (2019); 1–14. <https://doi.org/10.1002/asjc.2007>.**
- [18] S. Kim, J. Park, K. Lee, and T. Kim, “Novel pulse-width modulation strategy to minimize the switching losses of Z-source inverters,” *Electr. Power Components Syst.*, 42, 1213–1225, (2014).
- [19] Y. Wu, M. Shafi, et al., “Comparison of the Effects of Continuous and Discontinuous PWM Schemes on Power Losses of Voltage-Sourced Inverters for Induction Motor Drives,” *IEEE Transactions On Power Electronics*. 26, 182-191, (2011).
- [20] **S. A. Touil, N. Boudjerda, A. Boubakir, and D.K. Khamlichi, “Sliding Mode Control and Discontinuous PWM for Minimum Switching Losses in Inverter Grid-Connected PV System,” *Proc. Int. Symp. Techn. & Sust. Ind. Devel.*, Algeria, 24-26 Feb (2019).**
- [21] “Energie : Les cinquante prochaines années.” (1999). Paris : OECD Publishing.
-

-
- [22] Z. Zeng, H. Yang, R. Zhao, C. Cheng, "Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review," *Renewable And Sustainable Energy Reviews*. 24, 223-270, (2013).
- [23] Ronneau, C. (2004). "Énergie, pollution de l'air et développement durable," Louvain-la-Neuve: *Presses universitaires de Louvain*.
- [24] Messenger, R. and Ventre, J. (2000). "Photovoltaic systems engineering," Boca Raton, Fla : CRC Press.
- [25] Yearbook.enerdata.net. (2019). World Energy Statistics | Enerdata. [online] Available at : <https://yearbook.enerdata.net/> [Accessed 25 May 2019].
- [26] "Programme National des Energies Nouvelles et Renouvelables," *ministère de l'énergie et des mines*
- [27] F. Labourel, C. Gutierrez-Silva, and D. Yalcin, " Rapport d'ouverture thématique : L'énergie solaire dans le monde vivant," *Ph.D. dissertation*, INSA de Lyon, (2015).
- [28] A. Labouet, M.Villoz, " Solar Photovoltaic Energy " (2010).
- [29] V. Salas, E. Olias, et al., "Review of the maximum power point tracking algorithm for stand-alone photovoltaic system," *Sol Ener. Mater Sol Cells*; 90 (11):1555–78, (2006).
- [30] M. Bencherif, " Modélisation de systèmes énergétiques PV et éoliens intégration dans un système hybride basse tension," *Ph.D. dissertation*, INSA de Lyon, (2014).
- [31] R. Khenfer, " Détection et isolation de défauts combinant des méthodes à base de données appliquées aux systèmes électro-énergétiques," *Ph.D. dissertation*, Université ferhat abbas sétif 1, (2018).
- [32] J. Li and H. Wang, "A novel stand-alone PV generation system based on variable step size INC MPPT and SVPWM control," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, may (2009).
- [33] U. Congress, "Solar PV mounting systems market size - industry forecast report 2024," in 110th Congress, 2007. [Online]. Available: <http://www.gpo.gov/fdsys/pkg/BILLS110hr6enr/pdf/BILLS-110hr6enr.pdf>.
- [34] Lumensol, "Les 5 options de raccordement au réseau électrique," in <http://www.lumensol.fr>. [Online]. Available : <http://www.lumensol.fr/option-de-raccordement-au-reseau.html>.
-

- [35] U. Congress, “Intégration du photovoltaïque dans une opération de logement social,” in Direction de la Maîtrise d'ouvrage et des Politiques patrimoniales - DMOP, (2018). [Online]. Available : <https://www.union-habitat.org/centre-de-ressources>.
- [36] M. Bouzerdoum, “contribution à la modélisation et l'analyse de la performance des systèmes photovoltaïques connectés au réseau électrique,” *Ph.D. dissertation*, Université Mohamed Seddik Ben Yahia de Jijel, (2015).
- [37] C. Cabal, “Optimisation énergétique de l'étage d'adaptation électronique dédié à la conversion photovoltaïque,” *Ph.D. dissertation*, Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier, (2008).
- [38] A. MENADI, “Commande par les techniques intelligentes d'un système photovoltaïque connecté au réseau,” *Ph.D. dissertation*, Université de Biskra, (2016).
- [39] S. Saravanan and N. R. Babu, “Maximum power point tracking algorithms for photovoltaic system -a review,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 57, pp. 192-204, May (2016).
- [40] Hellopro, “Intégration du photovoltaïque dans une opération de logement social,” in www.hellopro.fr, (2018). [Online]. Available : <https://www.hellopro.fr/onduleur-sma-2009024-5640618-produit.html>.
- [41] S. Vighetti, “Systèmes photovoltaïques raccordés au réseau : Choix et dimensionnement des étages de conversion,” *Ph.D. dissertation*, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, (2010).
- [42] W. Omran, “Performance analysis of grid-connected photovoltaic systems,” *Ph.D. dissertation*, University of Waterloo, (2010).
- [43] IEEE, “IEEE recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems,” *IEEE*, (2000).
- [44] N. Chttibi, “Contribution à la commande intelligent d'un système photovoltaïque hybride,” *Ph.D. dissertation*, Université Mohamed Seddik Ben Yahia de Jijel, (2017).
- [45] É. Félice and P. Révilla, “Qualité des réseaux électriques et efficacité énergétique,” *Dunod*, (2009).
- [46] Yun Tiam Tan, “Impact on the power system with a large penetration of photovoltaic generation,” *Ph.D. dissertation*, The university of Manchester institute of science and technology, February, (2004).

-
- [47] T. M. Blooming and D. J. Carnovale, "Application of IEEE std 519-1992 harmonic limits," in *Conference Record of 2006 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conference. IEEE*, pp. 1-9, (2006).
- [48] J. H. Enslin, "Interconnection of distributed power to the distribution network," *IEEE PES Power Systems Conference and Exposition*, 2004. IEEE, pp. 726-731, (2004).
- [49] M. Ourahou, W. Ayrir, B. E. Hassouni, and A. Haddi, "Review on smart grid control and reliability in presence of renewable energies: Challenges and prospects," *Mathematics and Computers in Simulation*, Nov. (2018).
- [50] **S. A. Touil, N. Boudjerda, A. Boubakir, and A. Boudouda, "Sliding mode control of a grid-connected photovoltaic via three-phase inverter using incremental conductance MPPT," *Proc. 5th IEEE Int. Conf. Elect. Eng.*, Vol. 18, No. 6, pp. 1–6 (2017). DOI: 10.1109/ICEE-B.2017.8192220.**
- [51] A. Jäger-Waldau, "Snapshot of photovoltaics - february 2019," *Energies*, vol. 12, no. 5, p. 769, (2019).
- [52] N. Olga, "Eeia-2018," *Research World*, vol. 70, pp.58-60, (2018).
- [53] CDER, "Programme des énergies renouvelables et de l'efficacité énergétique," *ministère de l'énergie et des mines, Conception et réalisation SATINFO Société du Groupe Sonelgaz*, 2018. [Online]. Available : <https://www.union-habitat.org/centre-de-ressources/innovation-prospective>.
- [54] "International energy agency: Trends 2018 in photovoltaic applications," in *International Energy Agency* [Online]. Available : <http://www.ieapvps.org/leadadmin/dam/intranet/task1/IEA>.
- [55] <http://micro.magnet.fsu.edu/primer/java/solarcell/>
- [56] M. SADOK, "Détermination des paramètres, performances et étude de la dégradation des modules photovoltaïques en milieu saharien," *Ph.D. dissertation*, Université Aboubakr BELKAÏD, (2011).
- [57] <https://www.futura-sciences.com/planete/dossiers/developpement-durable-cellules-photovoltaïques-coeur-panneaux-solaires-1688/page/7>.
- [58] Z. EL Jouad, "Réalisation et caractérisation de cellules photovoltaïques organiques," *Ph.D. dissertation*, Université d'Angers, (2016).
-

- [59] M. Petkov, D. Markova, and S. Platikanov, "Modelling of electrical characteristics of photovoltaic power supply sources," *Contemporary Materials*, vol. 2, no. 2, pp. 171-177, Dec. (2011).
- [60] E. Romero-Cadaval, G. Spagnuolo, L. García Franquelo, C.-A. Ramos-Paja, T. Suntio, and W.-M. Xiao, "Grid connected photovoltaic generation plants components and operation," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 3, pp. 6-20, (2013).
- [61] D. Verma, S. Nema, A. Shandilya, S. Dash, "Maximum power point tracking (MPPT) techniques: Recapitulation in solar photovoltaic systems," *Renewable And Sustainable Energy Reviews*. 54, 1018-1034, (2016).
- [62] J. Niemann, "Understanding Solar Cell Physics," *Sensors*, 21(5):57–62, May (2004).
- [63] A. Omole, "Analysis, modeling and simulation of optimal power tracking of multiple-modules of paralleled solar cell systems," *Ph.D. dissertation*, Florida State University, (2006).
- [64] P. Chen, Y. Liu, J. Chen, Y. Luo, "A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic generation systems operating under fast changing environments," *Solar Energy*. 119, 261-276 (2015).
- [65] N. Fernia, G. Petrone, et al., "Optimizing Duty-Cycle Perturbation of P&O MPPT Technique," *Power Electronics Specialists Conference*, 3:1939-1944, June (2004).
- [66] S. Tang, Y. Sun, et al., "An enhanced MPPT method combining fractional-order and fuzzy logic control," *IEEE Journal of PV*, vol. 7, no. 2, pp. 640-650, Mar. (2017).
- [67] A. Iqbal, H. Abu-Rub, SM. Ahmed. "Adaptive neuro-fuzzy inference system based maximum power point tracking of a solar PV module," In: *Proceedings of the IEEE international energy conference*. p. 51–56; (2010).
- [68] K. Popper, (2014) "Conjectures and refutations: The growth of scientific knowledge," *Routledge*.
- [69] F. Mancilla–David, F.F. Riganti, L. Antonino, S. Alessandro. "A neural network-based low-cost solar irradiance sensor," *IEEE Trans Instrum Meas*; 63(3):583–91, (2014).
- [70] L. Hassaine, E. OLias, J. Quintero, and V. Salas, "Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 30, pp.796-807 (2014).

-
- [71] G. Stapleton and S. Neill, "Grid-connected solar electric systems: the earthscan expert handbook for planning, design and installation," *Routledge*, (2012).
- [72] R. Hasan, S. Mekhilef, et al., "Grid-connected isolated PV microinverters : A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 67, pp. 1065-1080, Jan. 2017.
- [73] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, " Grid-connected photovoltaic systems : An overview of recent research and emerging PV converter technology," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47-61, Mar. (2015).
- [74] S.-H. Kim, "Pulse width modulation inverters," in *Electric Motor Control*. Elsevier, pp. 265-340, (2017).
- [75] T. Nguyen, " Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué," *Ph.D. dissertation*, Université de Technologies de Compiègne, (2011).
- [76] N. Rouhana, "Contribution à la réduction des composants passifs dans les convertisseurs électroniques de puissance embarqués," *Ph.D. dissertation*, Compiègne, (2017).
- [77] S. L. Capitaneanu, " Optimisation de la fonction mli d'un onduleur de tension deux niveaux," *Ph.D. dissertation*, Institut National Polytechnique de Toulouse, (2002).
- [78] M. Sushama and A. J. Laxmi, " Generalized PWM algorithm for VSI fed induction motor drives based on unique zero sequence signal over the entire modulation region," in 2011 Annual *IEEE India Conference*. IEEE, Dec. (2011).
- [79] V. Blasko, "A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods," in PESC Record. 27th Annual *IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE (1996).
- [80] V. Blasko, " Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 3, pp. 756-764, (1997).
- [81] A. Hava, R. Kerkman, and T. Lipo, " Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 49-61, (1999).
- [82] A. M. Hava and R. J. Kerkman, "Generalized discontinuous pulse width modulator," *US Patent 6,023,417*, Feb. 8, (2000).
-

-
- [83] A. M. Hava, "Carrier based PWM-VSI drives in the overmodulation region," *Ph.D. dissertation*, University of Wisconsin-Madison, (1998).
- [84] X. Fonteneau, F. Morel, et al., "Prévision des pertes par conduction dans un onduleur à jfet normally-off et diodes sic," in *EPF'2012*, 2012, pp. CD-ref.
- [85] J. Antonios, "Développement de modèles et de méthodes de calculs électriques et thermiques appliqués aux onduleurs à igbt," *Ph.D. dissertation*, Nantes, (2011).
- [86] A. Y. E. Lesan, M. L. Doumbia, and P. Sicard, "DSP-based sinusoidal PWM signal generation algorithm for three phase inverters," in *2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*. IEEE, Oct. (2009).
- [87] Data sheet of "Integrated Power Hybrid IC for High Voltage Motor Applications," available in www.irf.com
- [88] G. Narayanan R. Ayyanar D. ZHAO, VSS Pavan Kumar Hari. "Space vector-based hybrid pulse width modulation techniques for reduced harmonic distortion and switching loss," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25:760–774, (2010).
- [89] V. N. Lal and S. Singh, "Control and performance analysis of a single-stage utility-scale grid-connected PV system," *IEEE Systems Journal*, vol. 11 pp. 1601-1611, Sep. (2017).
- [90] Lalili, D., Mellit, A., Lourci, N., Medjahed, B., and E. M. Berkouk, "Input output feedback linearization control and variable step size MPPT algorithm of a grid-connected photovoltaic inverter," *Renew. Energ.*, Vol. 36, No. 12, pp. 3282–3291 (2011).
- [91] A. Abdelkarim, "Amélioration des performances de la commande directe de couple (DTC) de la machine asynchrone par des techniques non-linéaires," *Ph.D. dissertation*, Université Mohamed Khider-Biskra, (2017).
- [92] V. Panchade, R. Chile and B. Patre, "A survey on sliding mode control strategies for induction motors," *Annual Reviews in Control*, vol. 37, no. 2, pp. 289- 307, (2013).
- [92] J.-J. E. Slotine, W. Li et al., "Applied nonlinear control," *Prentice hall Englewood Cliffs*, NJ, 1991, vol. 199, no. 1.
- [93] H. Lee and J. Lee, "Design of Iterative Sliding Mode Observer for Sensorless PMSM Control," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 21, no. 4, pp. 1394-1399, (2013).
-

Valorisation des travaux

❖ Article de revue internationale

S-A. Touil, N. Boudjerda, A. Boubakir, K. El Khamlichi Drissi, “A sliding mode control and artificial neural network based MPPT for a direct grid-connected photovoltaic source,” *Asian J Control*. 2019; 1–14. <https://doi.org/10.1002/asjc.2007>.

❖ Articles de conférences internationales

S. A. Touil, N. Boudjerda, A. Boubakir, and D.K. Khamlichi, “Sliding Mode Control and Discontinuous PWM for Minimum Switching Losses in Inverter Grid-Connected PV System,” *Proc. Int. Symp. Techn. & Sust. Ind. Devel.*, Algeria, 24-26 Feb 2019.

S. A. Touil, N. Boudjerda, A. Boubakir, and A. Boudouda, “Sliding mode control of a grid-connected photovoltaic via three-phase inverter using incremental conductance MPPT,” *Proc. 5th IEEE Int. Conf. Elect. Eng.*, Vol. 18, No. 6, pp. 1–6 (2017). DOI: 10.1109/ICEE-B.2017.8192220.

S. A. Touil, N. Boudjerda, and A. Boubakir, “A Sliding Mode Control and artificial neural network based MPPT for a direct Grid-Connected photovoltaic Source,” *Proc. 3rd International Conference on Power Electronics and their Applications ICPEA*, Djelfa, 16-17 Sep. 2017.

S. A. Touil, N. Boudjerda, and A. Boubakir, “Sliding Mode Control of Grid-Connected Photovoltaic Source using Three Phase Inverter,” *Proc. 9th Int. Conf. on Elect. Eng. And 1st Work. On Rob. And Cont.*, Batna, 02-04 Oct. 2016.