

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



UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES

Faculté de Génie Electrique
Département d'Electrotechnique



Thèse présentée par :

BOUDJELLA Fatima Zohra

Pour l'obtention du diplôme de :

Doctorat en Électrotechnique

Spécialité : Réseaux Electriques

Intitulé de la thèse :

Etude, modélisation et réalisation d'un onduleur à modulation précalculée. Application à la mutualisation des énergies renouvelables par le réseau de distribution.

Présenté devant le jury composé de :

Président :	Dr SAYAH Houari	Professeur	UDL Sidi Bel Abbès
Directeur de thèse :	Dr. BRAHAMI Mostefa	Professeur	UDL Sidi Bel Abbès
Co-directeur de thèse :	Dr. Ould Abdeslam Djaffar	MC HDR	UHA Mulhouse France
Examineurs :	Dr NASSOUR Kamel	MCA	UDL Sidi Bel Abbès
Examineurs:	Dr NEMMICH Said	MCA	UDL Sidi Bel Abbès
Examineurs :	Dr. KANSAB Abdelkader	MCA	Université de Chlef

Soutenue en : / /2021

Laboratoire: Intelligent Control and Electrical Power Systems ICEPS



Résumé : L'amélioration des performances d'un système photovoltaïque passe par le bon choix des stratégies de commandes utilisées et d'une topologie d'onduleur appropriée. L'objectif de cette thèse est l'étude et la réalisation des convertisseurs statiques (DC-DC et DC-AC) destinés aux systèmes photovoltaïques, assurant une bonne adaptation entre la source et les consommateurs. Une étude comparative entre deux différentes stratégies de contrôle la ST PWM et la commande vectorielle pour un onduleur solaire triphasé à deux niveaux est abordée, afin d'avoir des meilleures performances, et un rendement élevé. La technique RSM a été utilisée pour identifier les valeurs optimales des deux facteurs de réglage à savoir l'indice de modulation et le taux de réglage pour la technique PWM ST, donnant le plus faible THD et le maximum d'amplitude du fondamental. Le deuxième objectif consiste à éliminer le maximum d'harmoniques de l'onduleur triphasé, deux niveaux et trois niveaux. L'utilisation du guide de choix des angles initiaux a facilité l'utilisation de la méthode de Newton Raphson pour la résolution des équations non linéaires. Une nouvelle topologie d'onduleur à six niveaux commandés par la technique PHWM est étudiée afin de maximiser le rendement, minimiser les pertes par commutations, éliminer le maximum d'harmoniques.

Mots clé : Onduleur deux niveaux, Onduleur multiniveaux, SVM, SHEPWM, PHWM, Modélisation en surfaces de réponse, optimisation.

Abstract: Improving the performance of a photovoltaic system requires the right choice of control strategies used and an appropriate inverter topology. The objective of this thesis is the study and realization of static converters (DC-DC and DC-AC) intended for photovoltaic systems, ensuring a good adaptation between the source and the consumers. A comparative study between two different control strategies the ST PWM and the vector drive for a two-stage three-phase solar inverter is discussed, in order to have better performance, and high efficiency. The RSM technique was used to identify the optimal values of the two tuning factors namely the modulation index and the tuning rate for the PWM ST technique, giving the lowest THD and the maximum amplitude of the fundamental. The second objective is to eliminate the maximum harmonics from the three-phase, two-level and three-level inverter. The use of the initial angle selection guide facilitated the use of Newton Raphson's method for solving nonlinear equations. A new six-level inverter topology controlled by the PHWM technique is studied in order to maximize efficiency, minimize switching losses, and eliminate the maximum of harmonics.

Key words: Two-level inverter, Multi-level inverter, SVM, SHEPWM, PHWM, Response surface modeling, optimization.

الملخص: يتطلب تحسين أداء النظام الكهروضوئي الاختيار الصحيح لاستراتيجيات التحكم المستخدمة وطوبولوجيا المحول المناسب. الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة وإدراك المحولات الساكنة المخصصة للأنظمة الكهروضوئية، مما يضمن SVM و ST PWM تكييفاً جيداً بين المصدر والمستهلكين. اقترب من دراسة مقارنة بين استراتيجيتين مختلفتين للتحكم لتحديد القيم RSM لمحول من مستويين ثلاثي الطور ، من أجل الحصول على أداء أفضل وكفاءة عالية. تم استخدام تقنية والسعة القصوى THD ، مما يعطي أدنى PWM ST المتلى لعوامل الضبط وهما مؤشر التعديل ومعدل التوليف لتقنية للعنصر الأساسي. الهدف الثاني هو القضاء على التوافقيات القصوى من العاكس ثلاثي الطور ثنائي المستوى وثلاثة مستويات. سهّل استخدام دليل اختيار الزاوية الأولى استخدام طريقة نيوتن رافسون لحل المعادلات غير الخطية. تمت دراسة من أجل زيادة الكفاءة إلى الحد الأقصى PHWM طوبولوجيا عاكس جديدة من ستة مستويات يتم التحكم فيها بواسطة تقنية وتقليل خسائر التبديل والقضاء على الحد الأقصى لعدد التوافقيات.

الكلمات الرئيسية: عاكس ثنائي المستوى ، عاكس متعدد المستويات ، نمذجة سطح الاستجابة ، التحسين

SVM ، SHEPWM ، PHWM.



Remerciements.

Remerciements

La thèse est une période pleine d'enseignements, de découvertes, de remises en question, d'espoirs, de difficultés et de rencontres. C'est toutes ces choses qui font la richesse d'une thèse...

C'est avec un réel plaisir que je réserve ces quelques lignes en guise de gratitude et de reconnaissance envers tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ces travaux.

Je tiens tout d'abord à remercier mon directeur de thèse Dr **BRAHAMI Mostefa**, Professeur à l'Université Djillali Liabes, directeur du laboratoire ICEPS. Je le remercie pour ses qualités humaines et de m'avoir formé et accompagné tout au long de ces travaux de thèse. Qu'ils trouvent ici le témoignage de mon respect le plus considérable et ma profonde gratitude.

Je tiens à remercier Dr **Djaffar OULD ABDESLAM**, Maître de conférences habilité à l'Université de Haute Alsace, IUT de Mulhouse, d'avoir accepté de co-diriger mes travaux, vos remarques et vos questions ont témoigné de votre intérêt sur mon sujet.

Je tiens à remercier vivement les membres du jury de l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.

J'adresse tous mes remerciements au Dr **SAYAH Houari** Professeur à l'université de Sidi-Bel Abbès pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de cette thèse et d'évaluer ce travail.

Mes remerciements s'adressent également au **Dr NASSOUR Kamel** et **Dr NEMMICH Said**, maîtres de conférences à l'université de Sidi-Bel-Abbès pour avoir manifesté un grand intérêt pour le sujet en acceptant d'être membres du jury. Je remercie également Dr **KANSAB Abdelkader** maître de conférences à l'université de Chlef d'avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Mes témoignages et mes reconnaissances vont envers les personnes qui m'ont accompagné durant cette période, et qui pour certaines sont activement intervenues dans le déroulement de ces travaux de thèse.

Finalement, je tiens également à remercier tous les enseignants chercheurs et les doctorants du laboratoire **ICEPS**, pour leur soutien, leur disponibilité et leur sympathie.



*Liste des symboles et des
abréviations*



LISTE DES ABREVIATIONS

- AC** : alternatif current (courant alternative)
- APOD** : alternative phase opposition disposition
- ASI** : alimentation sans interruption
- CDC** : NPC en cascade
- CDCH** : NPC et H-bridge en cascade
- Cell** : cellule PV
- CHB** : Cascaded H-bridge
- CMH** : H-bridge en cascades
- DC** : Direct current
- FC** : Flying Capacitor
- FDMTL_i** : amplitude du courant fondamentale
- FDMTL_U** : Amplitude de la tension fondamentale
- FFT** : Faste Fourier Transform (transformation de Fourier rapide)
- GPV** : générateur photovoltaïque
- HF** : hautes fréquences
- ICE** : Inter-city-express
- MLI** : modulation de largeur d'impulsion
- MMC** : convertisseurs modulaires multiniveaux en cascade
- MPE** : méthodologie des plans d'expériences
- MPP** : Maximum Power Point
- MPPT**: Maximum Power Point tracking
- NOCT** : Température de fonctionnement nominal de la cellule
- NPC** : neutral point clamped
- PCC** : point de couplage commun
- PD** : Phase Disposition
- PN** : Jonction (Positive/Négative)
- POD** : Phase opposition Disposition
- PV** : Photovoltaïque
- PWHM** : modulation d'hauteur et de largeur d'impulsion



PWM-ST: Sinusoidal-triangular Pulse Width Modulation

SHE : Selective Harmonic Elimination

SPWM: Sinusoidal Pulse Width Modulation

SVM : space vector modulation

TGV : train à grande vitesse

THD : Taux de Distorsion d'Harmoniques



LISTE DES SYMBOLES

- A_c : Amplitude de la porteuse triangulaire.
- A_m : Amplitude de l'onde modulante.
- D : Puissance déformante
- E_{ang} : Ecart angulaire.
- f : Fréquence
- f_m : Fréquence de la modulatrice
- FP** : Facteur de puissance
- f_p, f_c : Fréquence de porteuses
- f_{PWM} : Fréquence de commutation
- f_r : Fréquence de référence
- I_1 : Valeur efficace du courant fondamental.
- I_c : Courant du condensateur
- I_{cc} : Courant de court-circuit
- I_{cell} : Courant de la cellule PV
- I_h : Valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant.
- I_{opt} : Courant optimal
- I_{ph} : Photo-courant [A]
- I_{pv} : Courant débité par la cellule [A]
- I_s : Courant de saturation de la diode [A]
- K** : Constante de Boltzmann, $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K]
- m, m_i : Indice de modulation
- m_a, r : Coefficient de réglage
- n : Facteur d'idéalité de la cellule (n compris entre 1 et 2)
- n_p : Nombre de cellules PV en parallèle
- n_s : Nombre de cellules PV en série
- P** : Puissance active
- P_j : Pertes joules



- Q** : Charge d'un électron, $Q = 1,16 \cdot 10^{-19}$ [C]
Q : Puissance réactive
R_s : Résistance en série
R_{sh} : Résistance en parallèle
S : Puissance apparente
T : Période du fondamental
T : Température de la cellule [K] (chapitre 1)
V_{an} : Tension simple aux bornes de la charge
V_{ao} : Tension de sortie de bras d'onduleur
V_{cell} : Tension de cellule PV
V_{co} : Tension à vide (Tension de circuit ouvert)
V_{dc}, E : Tension continue
V_e : Tension d'entrée du hacheur
V_g : Tension de générateur
V_h : Valeurs efficaces des différentes harmoniques du tension.
V_L : Tension au borne l'inductance
V_{LL} : Tension ligne- ligne
V_{opt} : Tension optimale
V_{out} : Tension de sortie
V_{ph} : Tension de phase
V_{pV} : Tension générée par la cellule [V]
V_{ref} : Tension de référence
V_s : Tension de sortie du hacheur
V_t : Tension vue par le transistor
Z_{cc} : Impédance de court-circuit
α : Rapport cyclique du hacheur
α₁, α₂, ..., α_n : Angles de commutation



Sommaire



Résumé

Remerciements

Dédicaces

Sommaire

Abréviations Et Symboles

Liste Des Figures Et Tableaux

INTRODUCTION GENERALE.....1

Chapitre I : Etats De L'art Sur Les Systèmes Photovoltaïques.

I.1. Introduction.....5

I.2. Energie Solaire Photovoltaïque.....5

I.3. Aperçu Sur Le Rayonnement Solaire.....7

I.4. Principe De Fonctionnement D'un Générateur Photovoltaïque.....8

I.4.1 Panneau Photovoltaïque.....8

I.4.2. Caractéristiques D'un GPV.....11

I.4.3. Influence De La Température Et De L'éclairement.....12

I.4.4. Différents Types Des Cellules Photovoltaïques.....13

I.5. Systèmes Photovoltaïques.....14

I.5.1. Système Photovoltaïque Autonome.....14

I.5.2. Système Photovoltaïque Hybride Autonome.....15

I.5.3. Système Photovoltaïque Raccordé Au Réseau.....16

I.5.3.1. Systèmes PV Connectés Au Réseau Sans Stockage.....16



I.5.3.2. Systèmes PV Connectés Au Réseau Avec Batterie De Stockage....	17
I.6. Composants D'une Chaîne Photovoltaïque Raccordée Au Réseau Electrique.....	18
I.6.1. Convertisseurs Statiques Pour Les Systèmes PV Connectés Au Réseau.....	19
I.6.1.1. Convertisseurs Statiques DC/DC.....	19
I.6.1.2. Convertisseurs Statiques DC/AC.....	21
I.6.2. Transformateurs.....	23
I.7. Topologies Des Onduleurs Couplés Au Réseau.....	23
I.7.1. Topologie Centralisée.....	24
I.7.2. Topologie En Chaînes.....	25
I.7.3. Topologie Multi-Chaînes.....	26
I.7.4. Topologie A Convertisseurs Intégrés.....	27
I.8 Structure Du Système PV Connecté Au Réseau Electrique.....	29
I.8.1. Structure A Connexion Simple D'un Système PV Connecté Au Réseau.....	30
I.8.1.1. Structure A Convertisseur Unique.....	30
I.8.1.2. Structure A Connexion Simple Avec Transformateur.....	31
I.8.2. Structure Avec Un Bus <i>DC</i> Intermédiaire D'un Système <i>PV</i> Connecté Au Réseau.....	32
I.9. Architecture Photovoltaïque Axée Autour D'un Onduleur Cascadé Multiniveaux..	32
I.10. Exigences Du Système Photovoltaïque Raccordé Au Réseau Electrique.....	34
I.10.1 Exigences Du Réseau Electrique.....	34
I.11. Conclusion.....	3



CHAPITRE II : Onduleurs Multi-Niveaux : Un Aperçu Des Topologies Et Des Stratégies De Modulation.

II.1. Introduction.....	36
II.2. Convertisseurs Continu- Alternatif.....	36
II.2.1. Onduleur Deux Niveaux.....	36
II.2.2. Intérêt Des Onduleurs Multi-Niveaux.....	38
II.2.3. Onduleurs Multi Niveaux.....	39
II.2.3.1. Onduleurs Multi Niveaux Avec Diodes De Bouclage.....	39
II.2.3.2. Onduleurs Multi Niveaux A Condensateur Flotteur (Ou FC).....	41
II.2.3.3. Onduleurs Multi Niveaux En Pont H (H-Bridge).....	42
II.2.3.4. Onduleurs Multi Niveaux Hybrides.....	43
II.2.4. Propriétés Des Principales Structures.....	45
II.2.4.1. Classification Des Topologies Selon Leur Alimentation.....	45
II.2.4.2. Nombres De Composants Nécessaires.....	46
II.3. Qualité De L'énergie Electrique.....	47
II.3.1. Perturbations Harmoniques.....	47
II.3.1.1. Inter-Harmoniques.....	48
II.3.1.2. Infra Harmonique.....	49
II.3.2. Origine Des Harmoniques.....	49
II.3.2.1. Source Harmonique Identifiable.....	50
II.3.2.2. Source Harmonique Non Identifiable.....	50
II.3.3. Caractérisation Des Perturbations Harmoniques.....	51
II.3.3.1. Taux De Distorsion Harmonique.....	51



II.3.3.2. Facteur De Puissance.....	52
II.3.4. Conséquences De La Distorsion Harmonique.....	52
II.3.4.1. Echauffement.....	52
II.3.4.2. Dysfonctionnement De Certains Equipements.....	52
II.3.4.3. Interférences Dans Les Systèmes De Communication.....	52
II.3.4.4. Excitation Des Résonances.....	53
II.3.5. Normes Et Réglementations.....	53
II.4. Etat De L'art Des Stratégies De Commande.....	54
II.4.1. Méthode De MLI Sinusoïdale (SPWM).....	54
II.4.2. Modulation Vectorielle.....	56
II.4.3. MLI Précalculée A Sélection d'Harmoniques A Eliminer (SHEPWM)....	57
II.5. Conclusion.....	58

Chapitre III : Réalisation D'un Convertisseur Hacheur-Onduleur Triphasé.

III.1. Introduction.....	60
III.2. GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE.....	61
III.2.1. Panneaux Photovoltaïques.....	62
III.2.2. Armoire Electrique.....	63
III.2.3. Régulateur De Charge.....	63
III.2.4. Batterie.....	63
III.3. GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS STATIQUES	64



III.4. GENERALITES ET PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS.....	65
III.5. ARCHITECTURE DE L'ONDULEUR PHOTOVOLTAÏQUE PROPOSE.....	66
III.6. ARCHITECTURE DU HACHEUR BOOST PROPOSE.....	67
III.7. MATERIELS UTILISE.....	67
III.7.1 Choix Des Interrupteurs.....	67
III.7.2. Circuit De Commande Carte Arduino Mega.....	68
III.7.3. Drivers.....	69
III.8. STRATEGIES DE COMMANDE.....	69
III.8.1. Commande Du Convertisseur DC/AC (Onduleur).....	69
III.8.2. Commande Du Convertisseur DC-DC (Hacheur Boost).....	73
III.9. RESULTATS ET ANALYSES.....	74
III.10. REALISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES.....	79
III.10.1. Architecture Sur Proteus (ISIS) Des Convertisseurs Développés.....	79
III.10.2. Hacheur- Onduleur Développé.....	80
III.11. ESSAIS DES CONVERTISSEURS REALISES.....	80
III.12. Conclusion.....	85

Chapitre IV : Réalisation D'un Onduleur A Trois Niveaux, Commandé Par La Technique MLI Sinus Triangle, En Utilisant La Stratégie De Recherche Du Point Optimal Des Deux Facteurs De Réglage.

IV.1. INTRODUCTION.....	87
IV.2. Modélisation De L'onduleur Triphasé NPC à 3-Niveaux	88



IV.3. PLANS D'EXPERIENCES.....	93
IV.4. MODULATIONS MLI MULTIPORTEUSES.....	94
IV.4.1. Définition.....	95
IV.4.1.1. Taux De Modulation.....	95
IV.4.1.2. Taux De Réglage En Tension.....	95
IV.4.1.3. Indice De Modulation.....	97
IV.5. Plans D'expérience Appliqués à L'onduleur NPC	98
IV.5.1 Domaine De Variation Des Facteurs De Commande.....	98
IV.5. 2 Effet Du Taux De Réglage Et L'indice De Modulation Sur Le Fondamental Et Le THD De Tension Et De Courant.....	99
IV.6. Modélisation Et Optimisation Du Processus.....	101
IV.6. 1. Définition Des Niveaux Des Facteurs A Etudier	101
IV.6. 2.Obtention Et Mesure Des Réponses Et Modèles Mathématique.....	101
IV.6. 3. Evaluation De La Qualité Du Modèle Mathématique.....	102
IV.7. Vérification Des Résultats.....	108
IV.8. Interprétation.....	112
IV.9. Réalisation Du Convertisseur.....	113
IV.9.1. Matériels Utilisés.....	113
IV.10. Architecture Sur Proteus (ISIS) Du Convertisseur Développé.....	114
IV.11. Essais Du Convertisseur Réalisé.....	115
IV.12. Interprétation.....	118
IV.13. Conclusion.....	119



CHAPITRE V : Etude Comparative Et Simulations Des Différentes Topologies D'onduleurs Commandés Par La Technique D'élimination Sélective D'harmonique.

V.1. INTRODUCTION.....	120
V.2. Commande MLI Précalculée (SHE PWM).....	120
V.2.1 Décomposition En Série De Fourier D'un Signal Deux Niveau (Onduleur Deux Niveaux).....	121
V.2.2 Décomposition En Série De Fourier D'un Signal Trois Niveau (Onduleur NPC A Trois Niveaux).....	123
V.3.Méthode De Newton-Raphson.....	125
V.4. Résultats De Simulation Et Comparaison.....	129
V.4.1. Onduleur Triphasé A Deux Niveaux.....	129
V.4.2. Onduleur NPC A Trois Niveaux.....	132
V.4.3. Interprétation.....	134
V.5. Nouvelle Topologie d'Onduleur Multiniveau (Topologie Proposée).....	135
V.5. 1. Topologie Et Principe De Fonctionnement D'onduleurs Multiniveau.....	136
V.5. 2. Principe De Fonctionnement.....	137
V.5. 3.Technique De Modulation D'hauteur Et De Largeur D'impulsion PWHM....	138
V.5. 4.Décomposition D'un Signal En Série De Fourier.....	139
V.6. Technique D'élimination Harmonique.....	144
V.7. Simulation Et Interprétation Des Résultats.....	145
V.8. Comparaison Avec D'autres Topologies.....	147

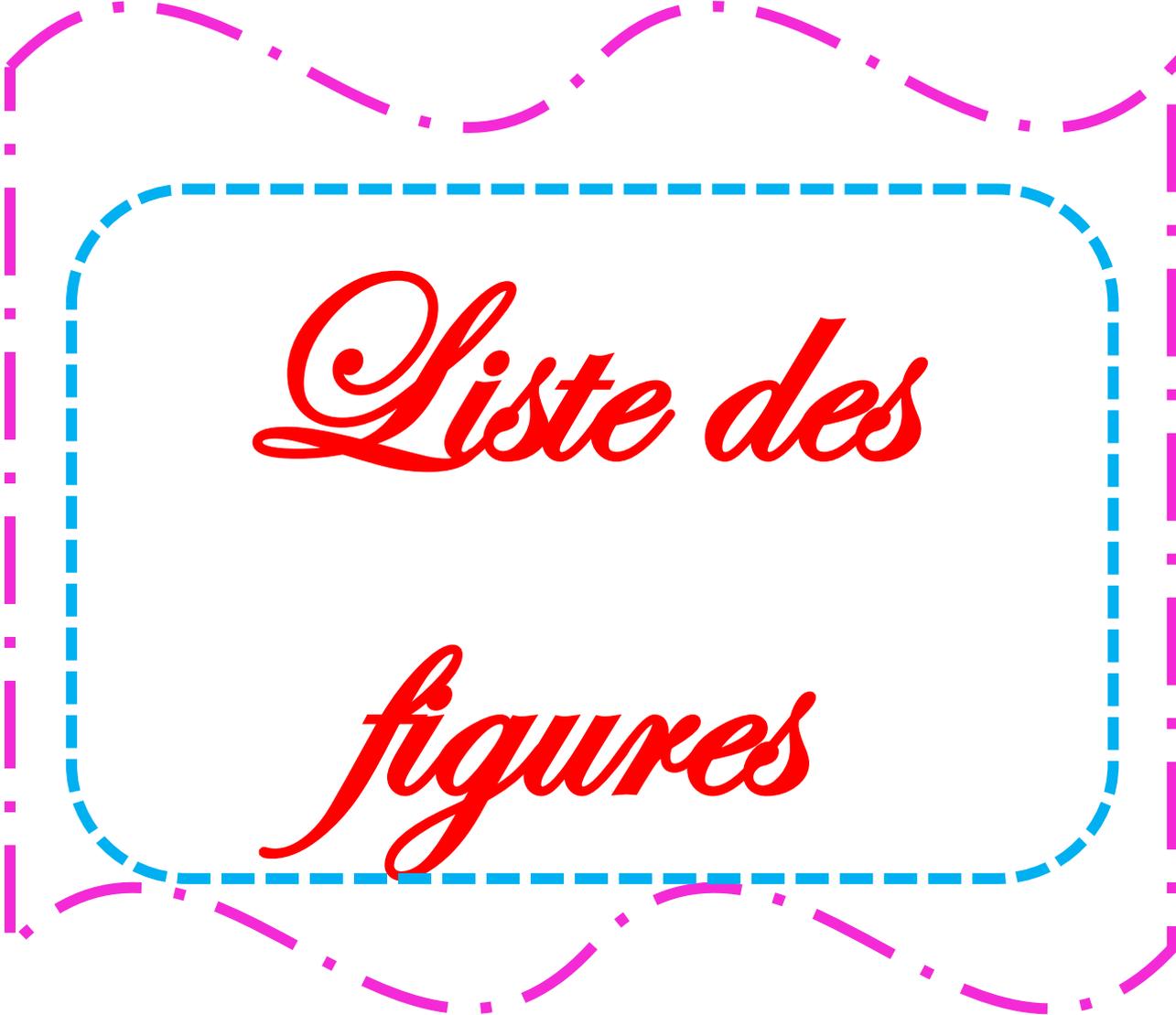


V.9. INTERPRETAION.....148

V.10. Conclusion.....149

CONCLUSION GENERALE.....150

Bibliographie



*Liste des
figures*



Liste des figures

Figure I.1. Effet photo-électrique.....	6
Figure I.2. Différentes formes de rayons solaire.....	7
Figure I.3. Panneaux solaires.....	8
Figure I.4. Schéma représentatif « de la cellule au panneaux ».....	8
Figure I.5. Caractéristique d'un groupement en série de ns cellules identiques [14].....	9
Figure I.6. Caractéristique d'un groupement de np cellules identiques en parallèle.....	9
Figure I.7. Coupe transversale d'une cellule PV.....	10
Figure I.8. Schéma équivalent d'une cellule PV.....	11
Figure 1.9. Caractéristiques $I_{pv}(V_{pv})$ et $P_{pv}(V_{pv})$ d'un générateur PV pour une température et un niveau d'ensoleillement donnés.....	12
Figure I.10. Comportement des caractéristiques $I_{pv}(V_{pv})$ et $P_{pv}(V_{pv})$ sous l'influence de; ((a)et (b)) : l'éclairement à température fixe, ((c) et (d)) : la température à éclairement fixe.....	13
Figure I.11. Types de cellules photovoltaïques.....	14
Figure I.12. Exemple d'installation photovoltaïque autonome.....	15
Figure I.13. Schéma synoptique d'un système photovoltaïque hybride.....	16
Figure I.14. Installation photovoltaïque reliée au réseau sans batterie de stockage.....	17
Figure I.15. Installation photovoltaïque reliée au réseau avec batterie de stockage.....	18
Figure I.16. Schéma synoptique d'un système PV connecté au réseau de distribution électrique.	18
Figure I.17. Symbole du convertisseur DC-DC.....	19
Figure I.18. Hacheur survolteur boost.....	20
Figure I.19. Chronogrammes des formes d'ondes de courants et tensions.....	20
Figure I.20. Symbole du convertisseur DC-AC.....	21
Figure I. 21. Onduleurs monophasé et triphasé connectés au réseau [36].....	21
Figure I. 22. Différentes topologies d'onduleurs.....	22
Figure I.23. Symboles de transformateur électrique.....	23
Figure I.24. Topologie « Onduleur Central » [49].....	24
Figure I.25. Architecture en chaîne.....	25
Figure I.26. Architecture multi-chaînes.....	26



Figure I.27. Architecture à convertisseurs intégrés-Bus DC partagé.....	28
Figure I.28. Architecture à convertisseurs intégrés-Bus DC commun.....	28
Figure I.29. Architecture à onduleur intégré.....	29
Figure I. 30. Configurations des onduleurs PV connectés au réseau.....	29
Figure I.31. Structure à connexion simple et à convertisseur unique.....	30
Figure I. 32. Structure à connexion simple avec transformateur.....	31
Figure I. 33. Structure avec Boost intermédiaire d'un système PV connecté au réseau.....	32
Figure I.34. Onduleur multiniveaux cascadi alimenté par des chaînes PV.....	33
Figure II.1. Onduleur de tension triphasé deux niveaux. [56].....	37
Figure II.2. Différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux.....	39
Figure II.3. Onduleur NPC à trois niveaux.....	40
Figure II.4. Onduleurs FC à trois niveaux (par phase).....	42
Figure II.5. Onduleur H-bridge (monophasé et triphasé).....	43
Figure II.6. Hybridation en pont de 2 onduleurs multi niveaux.....	44
Figure II.7. Hybridation en cascade d'onduleurs multi niveaux.....	44
Figure II.8. Hybridation côte-à-côte pour alimenter deux charges.....	45
Figure II.9. Tension de sortie d'onduleur à 5 niveaux.....	45
Figure II.10. Superposition de la 3eme harmonique sur le signal fondamental.....	48
Figure II.11. Représentation spectrale d'un signal périodique.....	49
Figure II.12. Modélisation d'une charge non-linéaire.....	50
Figure II. 13. Méthode de génération des pulses avec 2 porteuses pour un convertisseur 3 niveaux (a) et (b) ainsi qu'avec 4 porteuses (c) et (d) pour un onduleur 5 niveaux pour $m=0.8$, $f_{pwm}=1800\text{Hz}$, $f=50\text{Hz}$	55
Figure II.14. Tension simple V_{a0} d'un onduleur 3 niveaux NPC en MLI précalculée à 2 angles, avec "A" la demi-tension du bus DC.....	57
Figure III. 1. Schéma représentatif d'un système photovoltaïque.....	61
Figure III. 2. Générateur photovoltaïque GPV.....	62
Figure III. 3. Régulateur Photovoltaïque Steca PR2020 12/24V 20A.....	63



Figure III. 4. Batteries Isofoton 12V 80Ah.....	64
Figure III. 5. Famille des convertisseurs statiques.....	65
Figure III. 6. Schéma de principe de l'onduleur.....	66
Figure III.7. Schéma d'un onduleur usuel à deux niveaux.....	66
Figure III. 8. Schéma de principe d'un convertisseur Boost.....	67
Figure III. 9. MOSFET IRF840.....	68
Figure III. 10. Photo de la carte Arduino Mega.....	68
Figure III. 11. Driver IR2123.....	69
Figure III. 12. Principe of PWM modulation sinus triangle.....	70
Figure III. 13. Etapes de la MLI vectorielle.....	71
Figure III. 14. Diagramme vectoriel de l'onduleur.....	71
Figure III. 15. Schéma de principe de la commande MLI.....	73
Figure III. 16. (a) : Diagramme BOOST en position 1 (b) : Diagramme BOOST en position 2.....	74
Figure III. 18. Analyse spectrale de la commande MLI Sinus triangle.....	76
Figure III. 19. Analyse spectrale Analyse spectrale de la commande SVM PWM.....	77
Figure III. 20. Schéma du montage de la commande MLI de l'Hacheur survolteur.....	78
Figure III. 21. Allure de la tension d'entrée et de la tension de sortie respectivement de l'hacheur boost.....	78
Figure III. 22. Schéma de puissance de l'onduleur développé.....	79
Figure III. 23. Schéma de puissance de l'hacheur boost.....	79
Figure III. 24. Photo de l'onduleur développé.....	80
Figure III. 25. Photo de l'hacheur développé.....	80
Figure III. 26. Tests d'onduleur.....	81
Figure III. 27. Tension de sortie de l'onduleur triphasé (commande PWM-ST) et analyse spectrale.....	82
Figure III. 28. Tension de sortie de l'onduleur triphasé (commande PWM-SVM) et analyse spectrale...	83
Figure III. 29. Tests d'onduleur.....	84
Figure III. 30. Hacheur réalisé et allure de la tension de sortie.....	85
Figure IV.1. Circuit de puissance d'onduleur NPC à trois niveaux.....	88
Figure IV.2. Mode de fonctionnement d'un onduleur NPC à 3 Niveaux.....	93



Figure IV.3. Génération des instants de commutation de la commande PWM sinus triangle.....	95
Figure IV.4. Contrôle de tension par variation du rapport de modulation	96
Figure IV.5. Variation du THD (u-i) en fonction du taux de réglage.....	99
Figure IV.6. Variation du THD (u-i) en fonction de l'indice de modulation.....	99
Figure IV.7. Variation du fondamental (u-i) en fonction du taux de réglage	100
Figure IV.8. Variation du fondamental (u-i) en fonction de l'indice de modulation	100
Figure IV.9. Coefficients THDu tension.....	103
Figure IV.10. Coefficients FDMTLU tension.....	103
Figure IV.11. Coefficients THDi courants.....	103
Figure IV.12. Coefficients FDMTLi courants.....	103
Figure IV.13. Rapports R^2 , Q^2 donnés par le programme MODDE 5.0.....	104
Figure IV.14. Influence du taux de réglage r sur les THD courant-tension.....	105
Figure IV.15. Influence du taux de réglage r sur l'amplitude du fondamental.....	105
Figure IV.16. Influence de l'indice de modulation mf sur les THDs.....	106
Figure IV.17. Influence de l'indice de modulation mf sur l'amplitude du fondamental.....	106
Figure IV.18. Courbes iso-réponse des THDs.....	107
Figure IV.19. Courbes iso-réponse des amplitudes du fondamentale.....	107
Figure IV.20. Schéma du montage de l'onduleur commandé par la MLI ST sur environnement MATLAB.....	109
Figure IV.21. Analyse spectrale de la tension composée (THDu=27.79% ; FDMTu=191.7V).....	110
Figure IV.22. Analyse spectrale de la tension simple (THDu=42.47% ; FDMTu=108.5V).....	111
Figure IV.23. Analyse spectrale du courant de charge (THDi=2.61% ; FDMTi=1.763A).....	112
Le Driver IR2113 est choisi pour piloter le transistor en fonction des ordres qu'il reçoit d'une commande.....	113
Figure IV.24. IGBT de type FGL60N100BNTD.....	113
Figure IV.25. Circuit de puissance de l'onduleur NPC sur ISIS Proteus.....	114
Figure IV.26. Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC.....	114
Figure IV.27. Signal de sortie de l'onduleur (tension simple).....	115
Figure IV.28. Test de l'onduleur NPC sur plaque d'essai.	115
Figure IV.29. Photo de l'onduleur développé.....	116



Figure IV.30. Forme d'onde de sortie de l'onduleur NPC et analyse spectrale.....	118
Figure V.1. Forme d'onde de tension simple à deux niveaux.....	122
Figure V.2. Forme d'onde de tension simple à trois niveaux.....	124
Figure V.3. Trajectoires des angles de commutation en fonction de l'indice de modulation (onduleur à trois niveaux).....	127
Figure V.4. Trajectoires des angles de commutation en fonction de l'indice de modulation (onduleur à deux niveaux).....	127
Figure V.5. Trajectoires des angles de commutations en fonction de l'indice de modulation (onduleur à deux niveaux).....	128
Figure V.6. Trajectoires des angles de commutations en fonction de l'indice de modulation (onduleur à trois niveaux).....	129
Figure V.7. Schéma de montage de la commande MLI précalculée sous l'environnement MATLAB Simulink.....	130
Figure V.8. Allure de la tension de sortie et du courant.....	130
Figure V.9. Spectre d'harmonique de la tension de sortie et du courant.....	131
Figure V.10. Allure de la tension de sortie et du courant.....	131
Figure V.11. Spectre d'harmonique de la tension de sortie et du courant.....	131
Figure V.12. Schéma de montage de la commande MLI précalculée sous l'environnement MATLAB Simulink.....	132
Figure V.13. Allures et formes d'onde des tensions et de courant de charge.....	132
Figure V.14. Analyse spectrale des formes d'onde des tensions et de courant de charge.....	133
Figure V.15. Allures et formes d'onde des tensions et de courant de charge.....	133
Figure V.16. Analyse spectrale des formes d'onde des tensions de sortie et de courant de charge.....	133
Figure V.17. Topologie d'onduleur proposé à six niveaux de tension.....	137
Figure V.18. Forme d'onde de tension de sortie phase-neutre à six niveaux.....	139
Figure V.19. Trois formes d'onde de tension d'un système triphasé.....	140
Figure V.20. Système triphasé équilibré idéal dans l'intervalle $(0, \pi/3)$	141
Figure V.21. Forme d'onde de la tension simple v_a dans $[0, \pi/3]$	143
Figure V.22. Allures et forme d'onde de la tension de sortie et son spectre harmonique.....	145
Figure V.23. Allures et forme d'onde du courant de sortie et son spectre harmonique.....	146

Liste des figures



Figure V.24. Allures et forme d'onde de la tension de sortie et son spectre harmonique.....	146
Figure V.25. Allures et forme d'onde du courant de sortie et son spectre harmonique.....	147

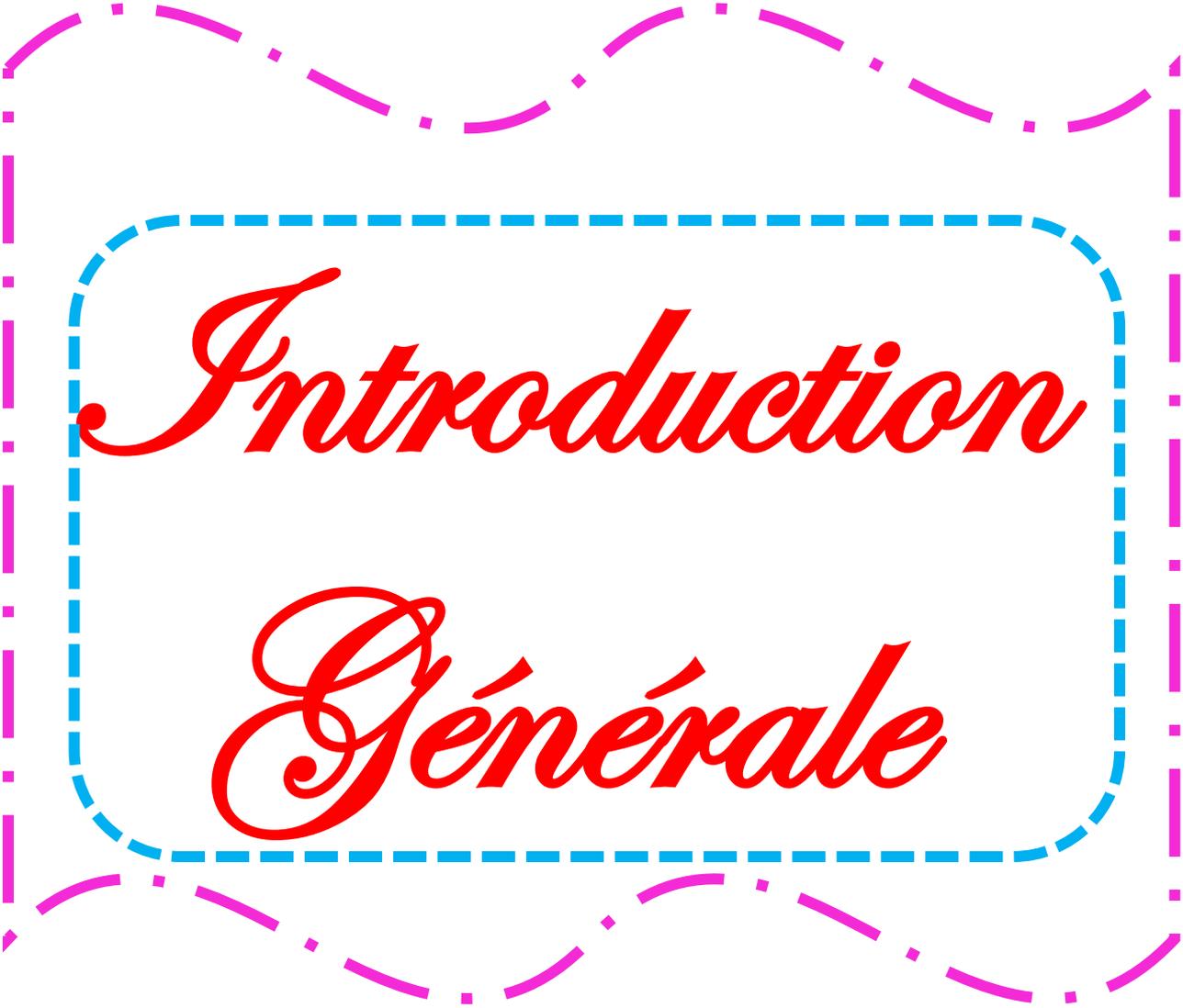


*Liste des
tableaux*



Liste des tableaux

Tableau II.1. Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux.....	46
Tableau II.2. Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux.....	46
Tableau II.3. Limites des composants harmoniques en courant.....	53
Tableau IV.1. Valeurs des tensions V_{jo} en fonction des T_i ($j = A, B, C ; i = 1...6$) a) Bras A ; b) Bras B ; 3) Bras C.....	88
Tableau IV.2. Identification des paramètres d'entrées.....	101
Tableau IV.3. Matrice d'expériences du plan à deux facteurs.....	102
Tableau IV.4. Résultats d'optimisation donnés par MODE05.....	108
Tableau V.1. Nombre des composants et sources DC pour différentes topologies d'onduleurs.....	147



Introduction

Générale



INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, une grande partie de la demande énergétique mondiale est satisfaite par les combustibles fossiles. Certains pays développés se sont orientés vers l'énergie nucléaire, alors que cette dernière présente des hauts risques d'accidents graves. Cependant, ces combustibles fossiles représentent l'une des principales causes de pollution et de changement climatique. En conséquence, l'émission de gaz à effet de serre est l'un des effets secondaires indésirables des énergies fossiles.

La détérioration de l'environnement causée par ces types d'énergies, a incité au développement de nouvelles sources d'énergies, renouvelables, assurant ainsi une durabilité et une protection de l'environnement. En conséquence, le développement par les scientifiques de technologies ingénieuses des systèmes de conversion d'énergies renouvelables afin de remplacer les applications d'énergie produite par les combustibles traditionnels reste un devoir obligatoire.

Les sources d'énergie renouvelable ont une place décisive à l'avenir, elles présentent la base de la production d'énergie électrique du futur. Ces formes d'énergie sont ainsi inépuisables, propres et plus respectueuses de l'environnement, par conséquent de leur aspect non polluant, sont caractérisées par des énergies propres. Dans le cadre d'amplification et de vulgarisation de ces nouvelles ressources énergétiques plusieurs systèmes ont été proposés et réalisés afin de répondre aux exigences actuelles. Nous citons à titre indicatif l'énergie solaire, l'éolienne, la géothermique, l'hydraulique et la biomasse qui attirent l'attention au niveau de la production de l'électricité à grande échelle. Cependant elles présentent un inconvénient commun par leur caractère imprévisible et la dépendance des conditions météorologiques et climatiques qui changent avec le temps. Alors cela exige obligatoirement un système de stockage coûteux ou une hybridation.

Aujourd'hui, les besoins énergétiques de l'Algérie sont satisfaits, presque exclusivement, par les hydrocarbures, notamment le gaz naturel, énergie la plus disponible.

La reconduction du modèle national de consommation énergétique actuel peut rendre problématique l'équilibre entre l'offre et la demande pour cette source d'énergie.

La production d'électricité devrait se situer entre 130 À 150 TWh en 2030. Alors l'intégration massive des énergies renouvelables dans la recette énergétique constitue en ce sens un enjeu majeur en vue de préserver les ressources fossiles, de diversifier les filières de production de l'électricité, de protéger l'environnement et de contribuer au développement durable. Toutes ces considérations justifient la forte intégration, dans cette dernière décennie, des énergies renouvelables dans la stratégie d'offre énergétique à long terme.

Le potentiel national en énergies renouvelables étant fortement dominé par le solaire, l'Algérie considère cette énergie comme une opportunité et un levier pour le développement



économique et social, notamment à travers l'implantation d'industries créatrices de richesse et d'emplois. L'énergie photovoltaïque est la filière qui aura le plus grand pourcentage par rapport aux autres types d'énergie renouvelable et cela grâce à son faible coût de maintenance par rapport au solaire thermique ou l'énergie éolienne.

La production d'électricité au moyen d'un système PV relié au réseau représente un grand intérêt pour les pays en développement, notamment pour notre pays. Cependant, le raccordement des systèmes PV au réseau de distribution peut avoir quelques impacts sur les réseaux électriques.

Les systèmes PV produisent l'électricité sous forme de courant continu, tandis que la plupart des charges utilisent une tension alternative. Des convertisseurs continu-alternatifs sont alors nécessaires pour alimenter les charges en alternatif, et pouvoir injecter l'énergie produite au réseau électrique.

En effet, la présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des perturbations au niveau des réseaux électriques. Les effets néfastes les plus connus de la pollution harmonique se résument dans le dysfonctionnement de certains équipements électriques : l'échauffement des conducteurs, l'interférence avec les réseaux de télécommunication, et les phénomènes de résonance avec les éléments composant le réseau.

Pour faire face à ce problème, les chercheurs du domaine n'ont pas épargné leurs efforts pour trouver des solutions efficaces et peu onéreuses qui permettent de diminuer l'émission des harmoniques.

Un choix judicieux de la topologie d'onduleur est alors nécessaire pour garantir une onde sinusoïdale pure, avec un contenu harmonique presque nul, et par conséquent obtenir une meilleure qualité d'énergie qui convient aux applications complexes.

Les onduleurs à deux niveaux sont très répandus dans diverses applications, grâce à la mise en œuvre simplifiée de leurs commandes, et au nombre réduit de composants. L'inconvénient majeur de cette structure est la présence d'harmoniques qui dégradent la qualité de l'énergie, et cela les rend imparfaites pour les applications complexes.

Dans de tels cas une onde sinusoïdale pure est souhaitée. Plus encore les puissances nominales des convertisseurs traditionnels sont limitées à la puissance nominale des dispositifs semi-conducteurs utilisés et aux fréquences de commutation autorisées.

Avec l'arrivée de nouveaux dispositifs semi-conducteurs à haute puissance de nouvelles structures de convertisseur de puissance sont conçues pour répondre aux besoins des futurs systèmes de conversion de moyenne ou haute tension.

Les convertisseurs multiniveaux sont recommandés pour les applications de grande et moyenne puissance. Ils ont suscité un grand intérêt en raison des caractéristiques attrayantes, à savoir la qualité de la forme d'onde et la faible tension en mode commun, le profil harmonique de la tension de sortie s'améliore à mesure que le nombre de niveaux augmente.

Les techniques de modulation sont d'autres facteurs importants pour améliorer les performances des convertisseurs DC-AC. Plusieurs techniques de modulation ont été étudiées afin



d'augmenter le rendement du convertisseur, d'éliminer les harmoniques indésirables, et minimiser les pertes par commutation.

Dans cette thèse on propose une approche basée sur l'étude et la réalisation d'onduleurs destinés à convertir la tension continue délivrée par un panneau photovoltaïque en tension alternative afin d'alimenter les charges en alternative ou bien d'injecter cette énergie au réseau de distribution,

L'amélioration des performances d'un système photovoltaïque passe par le bon choix des stratégies de commandes utilisées et d'une topologie d'onduleur appropriée,

Une étude comparative entre différentes stratégies de contrôle sera abordée, afin d'avoir des meilleures performances, et un rendement élevé.

En effet, l'utilisation de la PWM vectorielle pour commander un onduleur à deux niveaux permet de garantir une meilleure qualité de tension, et de minimiser les harmoniques de courant et d'assurer un indice de modulation supérieur à celui fourni par la PWM sinusoïdale.

La commande SHE PWM, elle aussi présente une meilleure performance au niveau de l'élimination d'harmoniques de faible rang, du contrôle de la valeur crête de la composante fondamentale, de la réduction du THD en comparaison avec les techniques conventionnelles. Cependant ces techniques restent imparfaites et présentent des pertes par commutations très élevées. Cela incite à rechercher de nouvelles solutions, telles que l'utilisation des onduleurs multiniveaux qui donnent des qualités d'ondes de sortie meilleures que celles délivrées par les onduleurs à deux niveaux.

Une nouvelle topologie d'onduleur à six niveaux sera envisagée et contrôlée en utilisant la technique PWHM, ne nécessitant que douze états de commutation par période. Cela permet de réduire considérablement les pertes par commutations. Cette topologie peut être une bonne solution pour alimenter un micro-réseau à partir de sources d'énergie renouvelables.

Pour cela la thèse sera organisée de la manière suivante :

Nous entamerons le premier chapitre, par des généralités sur l'exploitation des systèmes photovoltaïques raccordé au réseau électrique, ainsi qu'une étude de la chaîne de conversion et ses composants (la production d'électricité, la transformation, la conversion électrique et l'intégration au réseau). Les convertisseurs DC-DC et DC-AC constituent une partie assez importante de la chaîne de conversion. Un état de l'art sur les performances techniques et la robustesse des convertisseurs utilisés pour le raccordement des modules photovoltaïques au réseau de distribution d'électricité est aussi traité. Différents types des systèmes photovoltaïques sont présentés, ainsi qu'une classification basée sur l'architecture du système et la disposition des différents éléments de la chaîne de conversion photovoltaïque.

Les différentes topologies des convertisseurs DC/AC, avec les différentes techniques de commande utilisées, permettant d'obtenir de meilleures performances à la sortie de l'onduleur feront l'objet du deuxième chapitre



Dans le troisième chapitre on entamera le développement et la réalisation d'une cascade de convertisseurs hacheur boost-onduleur triphasé. On appliquera la commande MLI à l'hacheur parallèle (boost) pour avoir une bonne adaptation entre le générateur photovoltaïque et l'onduleur triphasé. Une comparaison entre les performances des deux stratégies de commande : la MLI Sinus triangle et la MLI vectorielle est présentée pour piloter l'onduleur triphasé, afin d'avoir un meilleur rendement à la sortie de l'onduleur, en ce qui concerne la diminution du déchet de tension et le résidu harmonique.

Une nouvelle stratégie de recherche du point optimal des deux facteurs de réglage à savoir l'indice de modulation et le taux de réglage donnant le plus faible THD et le maximum d'amplitude du fondamental par l'utilisation de la méthode des plans d'expériences appliquée à l'onduleur NPC à trois niveaux est présentée au chapitre quatre.

Au cinquième chapitre, on présentera une étude sur les topologies des convertisseurs de puissance DC-AC. Des simulations seront faites afin d'avoir une meilleure qualité d'énergie à la sortie des onduleurs, en éliminant les harmoniques d'ordre bas, minimisant le THD, et avoir un minimum de pertes par commutations. Une nouvelle topologie d'onduleurs multi-niveaux sera proposée, pour alimenter un micro-réseau à partir de sources d'énergie renouvelables. Un onduleur à six niveaux sera envisagé et contrôlé en utilisant la technique PWHM.

Une Conclusion générale clôturera et soulignera une série d'orientations futures de développement sur la base de l'état actuel de la recherche.

Chapitre I :

Etats de L'art Sur Les Systemes Photovoltaïques.





Chapitre I : Etats de L'art Sur Les Systèmes Photovoltaïques.

I.1. Introduction

L'utilisation des sources d'énergie renouvelables offre une gamme d'options d'approvisionnement énergétique durable à long terme, avec des émissions des gaz à effet de serre (carbone, méthane) faibles ou nulles. Ces gaz provoquent des changements climatiques et contribuent au réchauffement planétaire [1]. L'utilisation de ces énergies afin de produire l'électricité peut réduire d'une façon considérable le changement climatique [1].

Les systèmes photovoltaïques, l'une des sources d'énergie renouvelable les plus prometteuses, sont largement utilisés dans différentes applications et à différents niveaux de puissance [1-4].

L'étude de la chaîne de conversion de l'énergie renouvelable (la production d'électricité, la transformation, la conversion électrique et l'intégration au réseau), est un élément de base pour améliorer la qualité de production de l'énergie « verte » [5].

Les convertisseurs DC-DC et DC-AC constituent une partie assez importante de la chaîne de conversion. Les performances techniques et la robustesse des convertisseurs utilisés pour le raccordement des modules photovoltaïques au réseau de distribution d'électricité sont des éléments clés qui peuvent fortement impacter la production d'énergie électrique et par conséquent, la rentabilité financière d'un système [6].

Dans ce chapitre on présente les différents types des systèmes photovoltaïques, ainsi qu'une classification basée sur l'architecture du système et la disposition des différents éléments de la chaîne de conversion photovoltaïque.

Avant de détailler ces différentes architectures, une brève discussion des composants d'un système de production PV raccordé au réseau s'impose.

I.2. Energie solaire photovoltaïque

Au niveau mondial, le marché des systèmes photovoltaïques connaît, depuis les dernières décennies, un taux de croissance très élevé, de l'ordre de 30 à 40% par an [7]. Cette croissance actuelle est due principalement aux importantes innovations technologiques et une baisse de coût des modules photovoltaïques mais aussi à des efforts importants de la recherche et du développement dans le domaine de l'électronique de puissance. Le mot « photovoltaïque » Historiquement vient du grec « photos » signifiant lumière et de « Volta » du nom du physicien italien qui, en 1800, découvrit la pile électrique [8] et [9]. Voir figure I.1.



En 1839 le français Antoine Edmond Becquerel fut le premier à mettre en évidence cette conversion particulière d'énergie. Mais, il a fallu des années pour que la transformation de l'énergie solaire en énergie électrique se concrétise, cela était en 1930 avec le développement des cellules à oxyde cuivreux puis au sélénium. Mais ce n'est qu'en 1954 avec la réalisation des premières cellules PV au sélénium dans les laboratoires de la compagnie Bell Téléphone, que l'on entrevoit la possibilité de fournir de l'énergie. Très rapidement utilisées pour l'alimentation des véhicules spatiaux, leur développement et de rapides progrès ont été motivés par la conquête de l'espace [8] et [10].

Les premiers générateurs ont été utilisés en 1958 pour les satellites Vanguard en Floride. Au cours des années 1980, la technologie PV terrestre a progressé régulièrement par la mise en place de plusieurs centrales de quelques mégawatts. Les premières installations ont été conçues pour sites isolés, principalement dans les pays en voie de développement. Par la suite, la technologie est même devenue familière à travers de nombreux produits de faible puissance comme les montres, les calculatrices et les réfrigérateurs solaires [11]. Cependant la conception moderne de systèmes PV nécessite la connaissance du rayonnement solaire utile sur le site d'installation, dans le plan des panneaux solaires. C'est l'un des paramètres essentiels pour la conception des installations photovoltaïques.

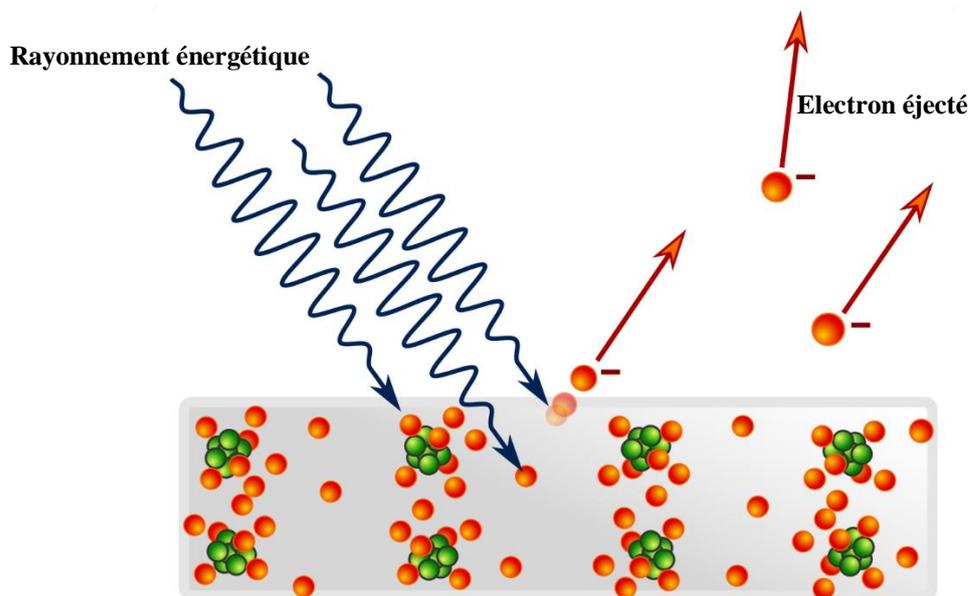


Figure I.1. Effet photo-électrique.



I.3. Aperçu sur le rayonnement solaire

Le rayonnement est l'énergie transportée par des ondes électromagnétiques. La surface du soleil qui nous envoie le rayonnement est appelée la photosphère et se trouve à une température de 5777 K° . L'énorme quantité d'énergie émise par le soleil trouve sa source dans les réactions nucléaires qui y ont lieu. Le rayonnement émis par le soleil se rapproche fort de celui d'un corps noir à la température de 5777 K° [12]. Le rayonnement solaire constitue la ressource énergétique la mieux partagée et la plus abondante sur terre. Le rayonnement émis en direction de la terre est intercepté par son atmosphère, ou une quantité est absorbée, une autre est reflétée dans l'espace, et une partie la traverse. Passant par l'atmosphère, le faisceau solaire subit une atténuation et une modification de son spectre, à la suite de phénomènes complexes d'absorption, diffusion et de dispersion par les gaz, les aérosols, les poussières et les gouttelettes d'eau en suspension dans les nuages etc. De ce fait le rayonnement solaire atteint le sol sous différentes formes à savoir le rayonnement dispersé atteignant la surface de la terre désignée sous le nom du rayonnement diffus, le rayonnement direct provenant directement du disque solaire sans subir de modifications et également le rayonnement reflété par la terre à différentes longueurs d'onde dues à la température de sa surface (voir figure I.2). La quantité d'énergie transportée par le rayonnement solaire à la surface terrestre dépend de certaines considérations géométriques dues au mouvement apparent du soleil et aux mouvements de la terre. En dehors de l'atmosphère d'autres facteurs majeurs agissent sur le rayonnement solaire reçu à la surface de la terre. En effet la rotation et l'inclinaison de la terre font que l'énergie disponible en un point donné à sa surface varie selon la latitude, l'heure et la saison. Enfin, les nuages, le brouillard, les particules atmosphériques et divers autres phénomènes météorologiques causent des variations horaires et quotidiennes qui tantôt augmentent, tantôt diminuent le rayonnement solaire diffus [12] et [13]

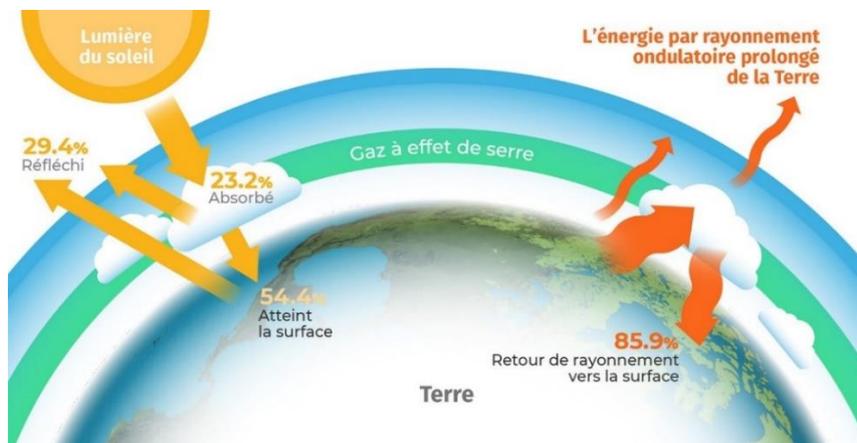


Figure I.2. Différentes formes de rayons solaire.



I.4. Principe de fonctionnement d'un générateur photovoltaïque

I.4.1 Panneau photovoltaïque

Un panneau photovoltaïque est un assemblage de cellules photovoltaïques. Voir figure I.3.



Figure I.3. Panneaux solaires.

La cellule solaire photovoltaïque (PV) est l'élément fondamental qui convertit les rayons solaires en énergie électrique dans un système photovoltaïque. Elle est composée d'une jonction PN d'un matériau semi-conducteur (généralement du silicium).

Un module PV (ou panneau PV), est formé par l'assemblage d'un certain nombre de cellules PV connectées en série/parallèle pour fournir une tension et un courant désirés. Voir figure I.4.

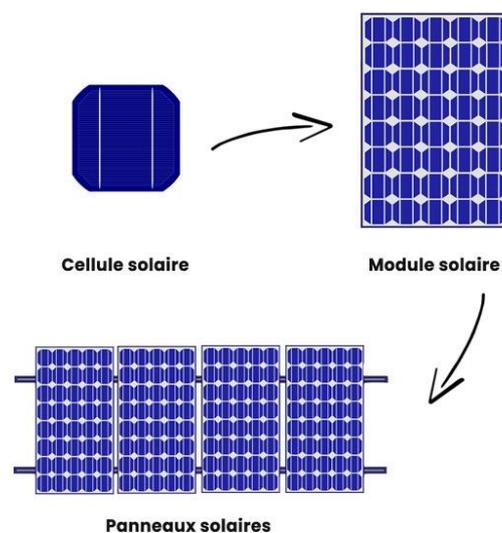


Figure I.4. Schéma représentatif « de la cellule au panneaux ».



Dans un groupement en série, les cellules sont traversées par le même courant et la caractéristique résultante du groupement en série est obtenue par addition des tensions à courant donné. La caractéristique d'un groupement de **ns** cellules PV identiques est présentée sur la Figure I.5.

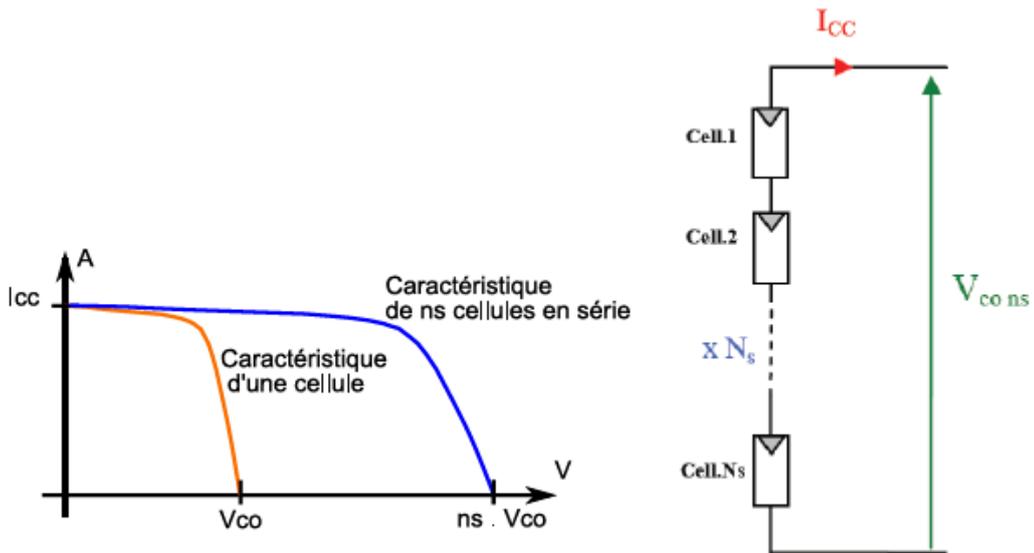


Figure I.5. Caractéristique d'un groupement en série de ns cellules identiques [14]

Dans un groupement de cellules connectées en parallèle, les cellules sont soumises à la même tension et la caractéristique résultante du groupement est obtenue par addition des courants à tension donnée. La caractéristique résultante d'une mise en parallèle de **np** cellules PV identiques est présentée sur la Figure I.6.

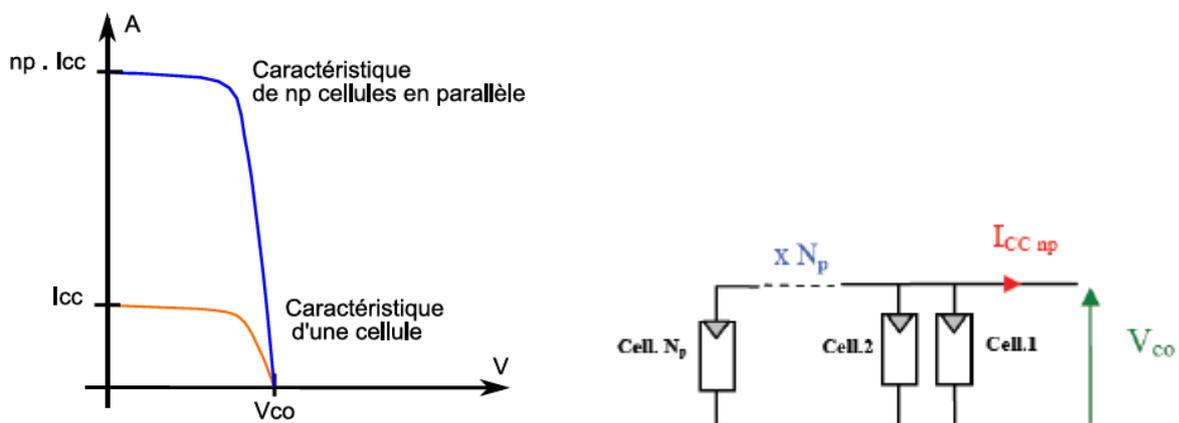


Figure I.6. Caractéristique d'un groupement de np cellules identiques en parallèle [14]

Pour obtenir la tension et le courant (puissance) souhaités, les cellules PV doivent être connectées en série-parallèle.



Le fonctionnement de la cellule PV est basé sur un phénomène physique appelé l'effet photovoltaïque. La Figure I.7 illustre la coupe d'une cellule PV.

La réalisation d'une cellule PV est comparable à une diode classique. La cellule est composée de deux couches différentes. La couche supérieure est dopée N et la couche inférieure est dopée P créant ainsi une jonction PN. Cette jonction PN crée une barrière de potentiel. Lorsque les grains de lumière (les photons) heurtent la surface de ce matériau, ils transfèrent leur énergie aux atomes de la matière. Ce gain d'énergie libère des électrons de ces atomes, créant des trous et des électrons. Ceci engendre donc une différence de potentiel entre les deux couches. Cette différence de potentiel crée un champ qui draine les porteurs libres vers les contacts métalliques des régions P et N. Il en résulte alors un courant électrique et une différence de potentiel dans la cellule PV.

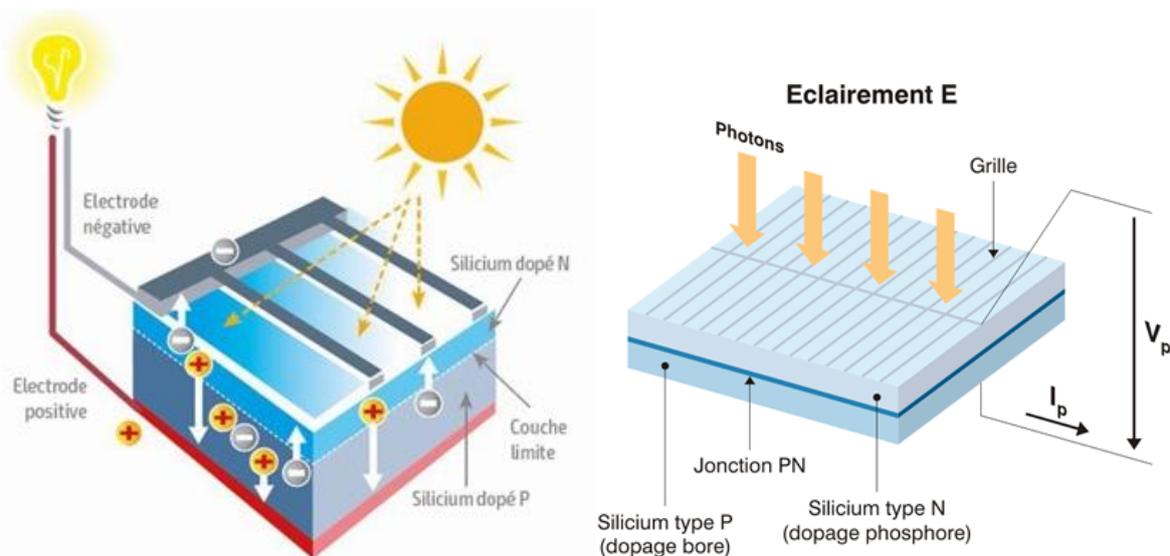


Figure I.7. Coupe transversale d'une cellule PV.

Dans le cas idéal, une cellule PV peut être modélisée par un générateur de courant en parallèle avec une diode. Dans cette configuration, le courant injecté par la source est représentatif de l'ensoleillement énergétique (appelé aussi irradiance) et de la surface de la cellule PV. La caractéristique courant-tension $I(V)$ de la diode est non linéaire et rend compte, assez fidèlement du comportement $I(V)$ des cellules.

Un modèle plus fin ajoute deux résistances. L'une en série (R_s) et l'autre en parallèle (R_{sh}). La résistance R_s caractérise les chutes de tension dues aux contacts de connexion entre les



différentes cellules tandis que la résistance R_{sh} caractérise le courant de fuite dans la diode [15], [16]. Le modèle électrique équivalent d'une cellule PV est donné à la Figure I.8.

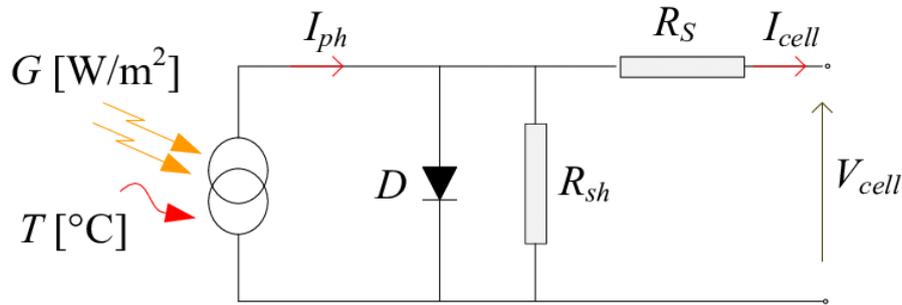


Figure I.8. Schéma équivalent d'une cellule PV

Le modèle mathématique qui régit le schéma de la Figure I.8 est représenté par l'équation I.1. [15-16].

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left[e^{\frac{Q(V_{pv} + R_s \cdot I_{pv})}{n \cdot K \cdot T}} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s \cdot I_{pv}}{R_{sh}} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

I_{ph} : photo-courant [A]

I_{pv} : courant débité par la cellule [A]

V_{pv} : tension générée par la cellule [V]

I_s : courant de saturation de la diode [A]

T : température de la cellule [K]

n : facteur d'idéalité de la cellule (n compris entre 1 et 2)

K : constante de Boltzmann, $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ [J/K]

Q : charge d'un électron, $Q = 1,16 \cdot 10^{-19}$ [C]

I.4.2. Caractéristiques d'un GPV

La figure I.9 montre les caractéristiques courant-tension $I_{pv}(V_{pv})$ et puissance-tension $P_{pv}(V_{pv})$ d'un générateur photovoltaïque pour une température et un niveau d'ensoleillement donnés.

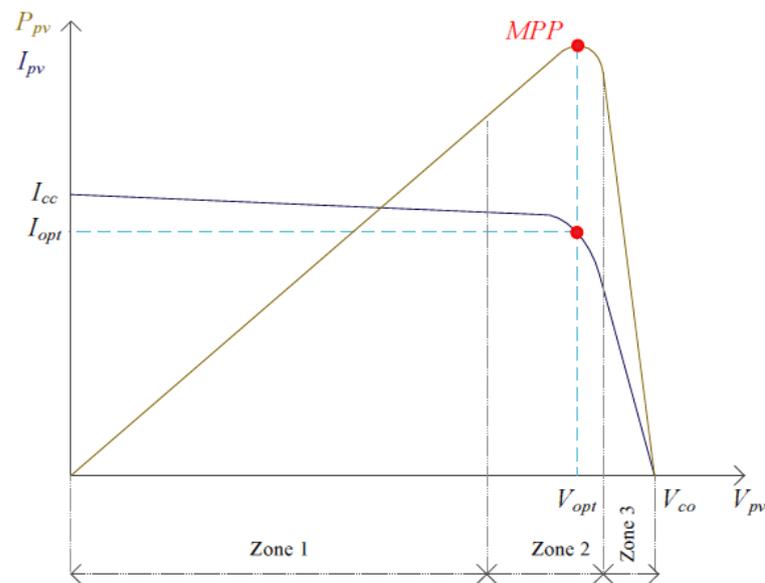


Figure 1.9. Caractéristiques $I_{pv}(V_{pv})$ et $P_{pv}(V_{pv})$ d'un générateur PV pour une température et un niveau d'ensoleillement donnés.

Nous pouvons décomposer la figure 1.9 suivant l'axe de la tension photovoltaïque V_{pv} en trois zones.

- **Zone 1** : elle est assimilable à un générateur de courant I_{cc} proportionnel à l'irradiation. Le fonctionnement de la cellule dans cette zone donne des puissances faibles, des courants élevés et des tensions faibles.
- **Zone 3** : elle est assimilable à un générateur de tension V_{co} , le fonctionnement de la cellule dans cette zone donne des puissances faibles, des courants faibles et des tensions élevées.
- **Zone 2** : elle correspond au coude de cette caractéristique, le fonctionnement du générateur dans cette zone donne des puissances élevées à valeurs de courant et tension modérées. Un point optimal de puissance "MPP" (*maximum power point*) peut être identifié au point (I_{opt}, V_{opt}) . Par conséquent, ce point de fonctionnement permet d'exploiter au mieux le gisement solaire.

I.4.3. Influence de la température et de l'éclairement

Les caractéristiques tension-courant et puissance-tension varient sensiblement avec la température et sous divers éclairagements. L'augmentation d'ensoleillement à température fixe, se traduit respectivement par une augmentation de courant photovoltaïque et de la puissance produite, figure I.10 (a) et (b). L'accroissement du courant de court-circuit I_{cc} est beaucoup plus important que celui de la tension à circuit ouvert V_{co} . Par ailleurs, une augmentation de la



température à éclairage fixe, engendre une diminution de la tension de circuit ouvert de l'ordre de 2 à 2.5 $mV/^\circ C$ pour une cellule cristalline [17-18], ainsi qu'une légère augmentation de courant, figure I.10 (c) et (d).

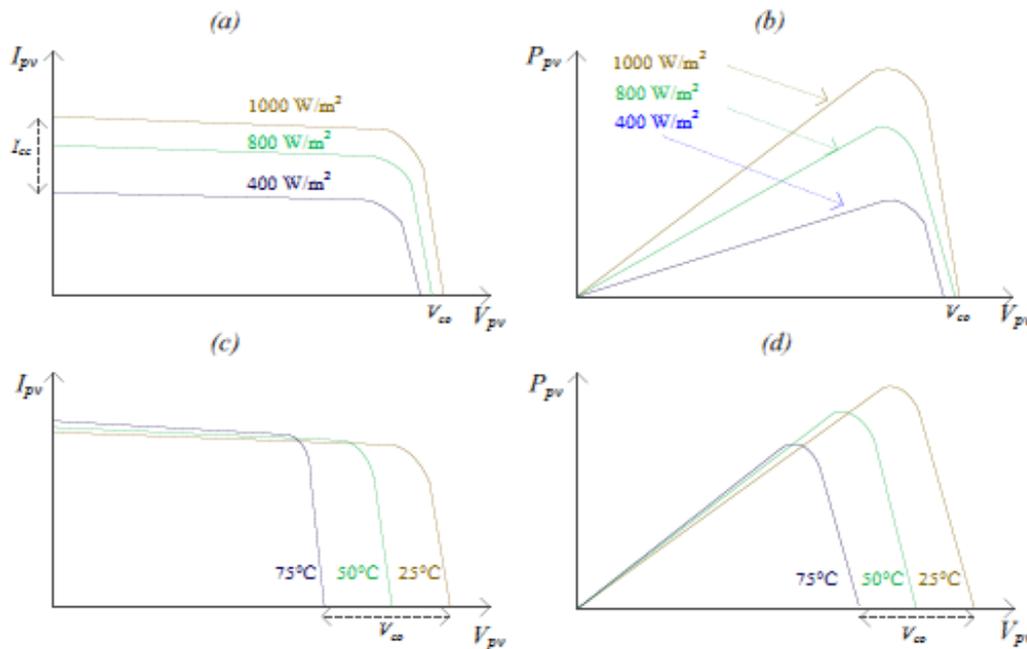


Figure I.10. Comportement des caractéristiques $I_{pv}(V_{pv})$ et $P_{pv}(V_{pv})$ sous l'influence de; ((a)et (b)) : l'éclairement à température fixe, ((c) et (d)) : la température à éclairage fixe.

En se référant à la figure I.10, il est évident qu'une hausse de l'éclairement et une baisse de la température favorisent l'exploitation des champs photovoltaïques. Cependant, ces deux conditions ne sont que rarement vérifiées simultanément dans l'année. En outre, sachant que l'éclairement est le paramètre prépondérant pour fonctionner en plein régime; le peu de retour d'expérience, nous informe que le rendement d'une installation solaire même au Sahara n'est pas aussi élevé qu'attendu. À titre d'exemple, l'expérience menée par [19] durant un mois (fin avril-fin mai 2003), où les conditions météorologiques étaient proches des conditions STC ($1000 W/m^2$, $25^\circ C$) ont montré que la surface des cellules atteignait une température moyenne de $80^\circ C$, et que le rendement chuté de 69% par rapport à sa valeur maximale.

I.4.4. Différents types des cellules photovoltaïques

Il existe plusieurs types de cellules photovoltaïques les plus connues sont :

- **Cellules monocristallines**

Elles sont constituées d'un cristal à deux couches, le plus souvent du silicium, elles ont un rendement entre 15 et 22% mais elles sont chères à fabriquer. [20] [21]



- **Cellules polycristallines**

Elles sont constituées de plusieurs cristaux, ce qui diminue leur prix de fabrication. Cependant leur rendement n'est que de 10% à 13%. [22] [23]

- **Cellules amorphes**

Elles ont un rendement très faible (5 à 10%) mais leur prix est très bas. [24]



Figure I.11. Types de cellules photovoltaïques

I.5. Systèmes photovoltaïques

En général, un système photovoltaïque comporte un ensemble de sous-systèmes distincts en relation entre eux, représentant un processus énergétique complexe. A savoir la structure porteuse rigide des composants du champ PV, qui est fixe ou mobile, le câblage, la boîte de jonction, les éléments de protection, la batterie en cas nécessitant un stockage d'énergie et son régulateur, des convertisseurs DC/DC (hacheurs) et des convertisseurs DC/AC (l'onduleur) dans la majorité des cas les systèmes photovoltaïques ne contiennent aucune pièce mobile. Ils sont fiables, nécessitent peu d'entretien, silencieux, ne produisent aucune émission de polluants et ce sont des systèmes modulaires. Il existe plusieurs types de systèmes photovoltaïques [10][25].

I.5.1. Système photovoltaïque autonome

Ce système fournit de l'électricité pour des régions non reliés au réseau. Il possède plusieurs domaines d'applications telles-que le pompage d'eau, les stations industrielles pour alimenter le système de protection, de surveillance et de comptage. Il est très utilisé dans les stations



spatiales et les relais de communications. Ce système, produit l'énergie électrique qui est utilisée directement ou stockée dans des batteries [11], comme est indiqué sur la figure I.12.

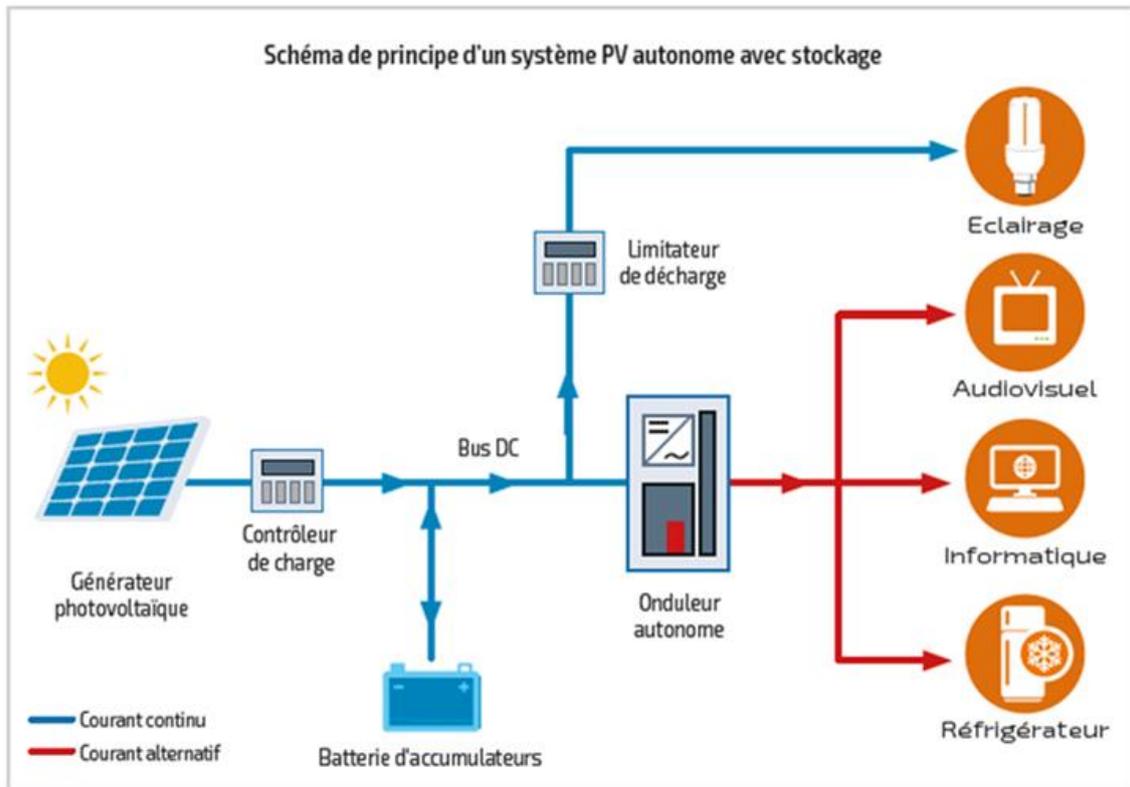


Figure I.12. Exemple d'installation photovoltaïque autonome

I.5.2. Système photovoltaïque hybride autonome

Les systèmes hybrides sont composés d'un générateur photovoltaïque combiné à une ou plusieurs sources d'énergies renouvelables ou à un groupe électrogène, ou aux deux à la fois. Ces systèmes peuvent posséder des batteries qui peuvent aussi être rechargées par l'autre source en cas de décharge comme le montre la figure I.13.

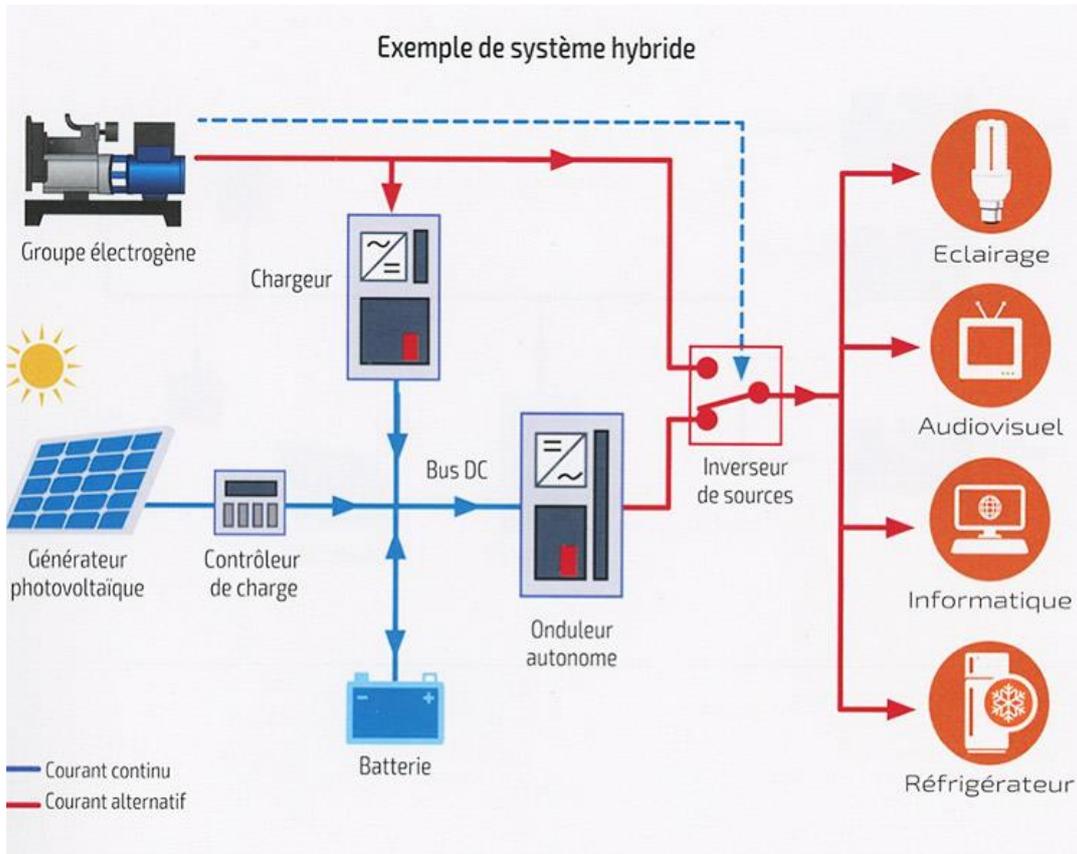


Figure I.13. Schéma synoptique d'un système photovoltaïque hybride.

Les principaux avantages de l'hybridation sont l'amélioration de la qualité du service, l'extension de la durée du service, la réduction de la consommation de carburant (groupe électrogène) et la continuité de l'alimentation de la charge. Ces types d'installation concernent des applications comme des centres de santé, des écoles, des îles et des ensembles résidentiels dans les pays en voie de développement [9] [26].

I.5.3. Système photovoltaïque raccordé au réseau

Dans ce système l'ensemble de l'installation est connecté au réseau de distribution après une adaptation des paramètres. L'énergie produite est soit consommée sur place par l'utilisateur et le surplus est injecté sur le réseau, où bien injectée en totalité dans le réseau électrique sans limite. Ces dernières centrales peuvent être conçues avec ou sans stockage [27].

I.5.3.1. Systèmes PV connectés au réseau sans stockage

Ces systèmes sont ainsi conçus pour fonctionner en parallèle et en interconnexion avec le réseau public d'électricité pour couvrir les besoins en énergie. Les principaux composants de la connexion au réseau de ce type de système sont l'onduleur et le transformateur. Il convertit la puissance continue obtenue à partir des modules PV en puissance alternative en respectant les conditions de qualité de la tension et de la puissance exigées par le réseau, avec une possibilité

d'arrêt automatique quand le réseau n'est pas en fonctionnement. Une interface bidirectionnelle est placée entre la sortie alternative du système PV et le réseau constitué par un dispatching. La maintenance de ce système fonctionnant sans batterie, est particulièrement facile. Elle se limite à la vérification de l'état de propreté des modules (PV), comme est indiqué sur la figure I.14.

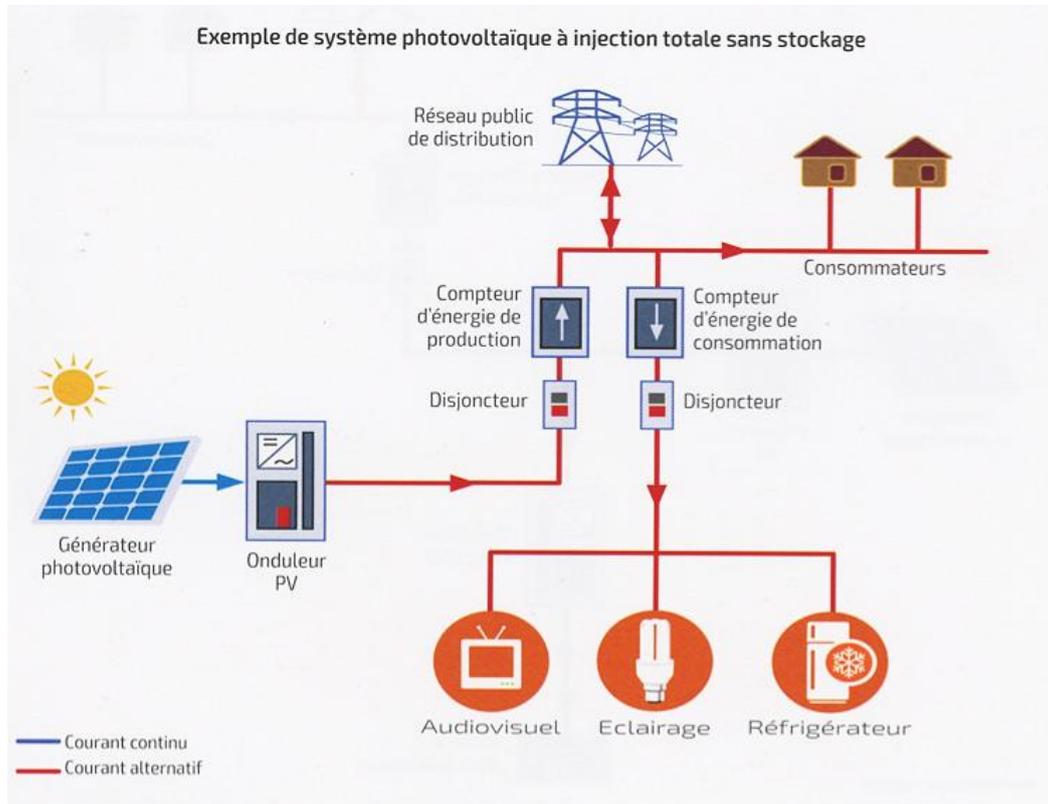


Figure I.14. Installation photovoltaïque reliée au réseau sans batterie de stockage.

I.5.3.2. Systèmes PV connectés au réseau avec batterie de stockage

Ce système a pour objectif de permettre, en absence d'énergie fournie par le réseau, l'utilisation d'énergie stockée par les batteries et celle fournie par le champ photovoltaïque afin d'alimenter des usages prioritaires de l'installation. Les batteries d'accumulateurs et l'onduleur forment une alimentation sans interruption (ASI) pour le système comme le montre la figure I.15. Cette configuration permet d'utiliser au maximum l'énergie produite par les modules PV par l'intermédiaire des caractéristiques spécifiques de l'onduleur permettant un fonctionnement en mode synchrone sur la sortie du réseau [28] [29].

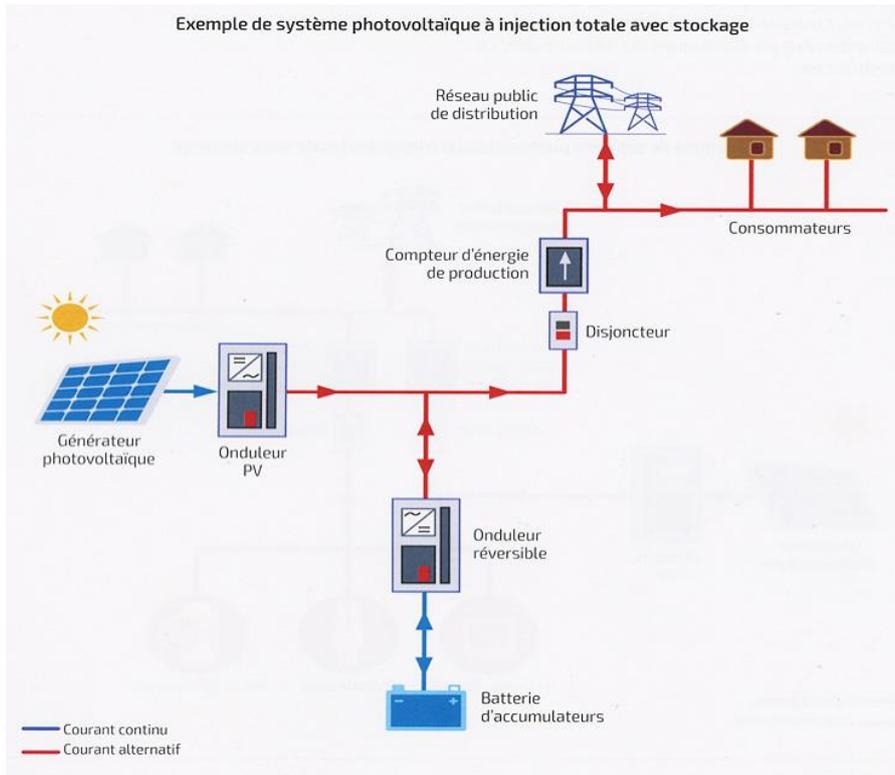


Figure I.15. Installation photovoltaïque reliée au réseau avec batterie de stockage.

I.6. Composants d'une chaîne photovoltaïque raccordée au réseau électrique

Aux composants d'une installation photovoltaïque incombent trois tâches principales : (i) transformer l'énergie photovoltaïque en énergie électrique, (ii) connecter le système de production photovoltaïque au réseau électrique, (iii) assurer un seuil minimum de performances. Les principaux composants impliqués dans ces tâches sont le module photovoltaïque, les convertisseurs statiques assurant la conversion DC/DC et DC/AC, et les transformateurs.

La Figure I.16 présente le schéma synoptique du système PV connecté au réseau de distribution électrique.

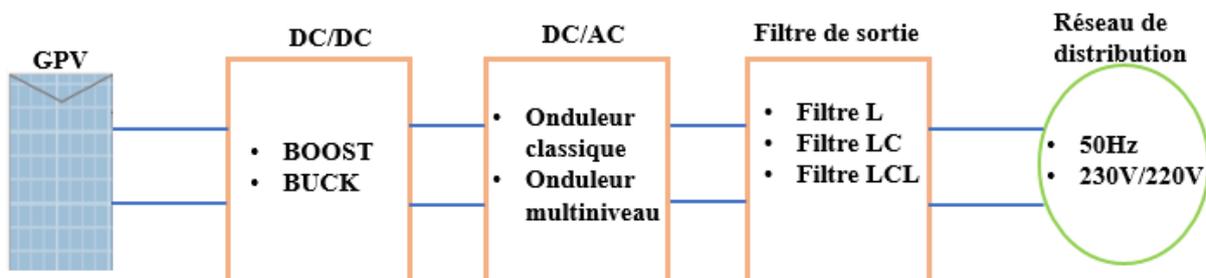


Figure I.16. Schéma synoptique d'un système PV connecté au réseau de distribution électrique.



I.6.1. Convertisseurs statiques pour les systèmes PV connectés au réseau

L'adaptation et la conversion de la puissance continue produite par le GPV en puissance alternative adaptée à celle du réseau sont assurées par les convertisseurs statiques DC/DC (hacheurs) DC/AC (onduleurs).

Les convertisseurs DC/AC sont les composants clé des installations photovoltaïques connectées au réseau, Ces onduleurs convertissent la puissance continue en puissance alternative.

Certaines configurations font appel à des hacheurs élévateurs. Ces derniers seront insérés entre le champ photovoltaïque et l'onduleur.

I.6.1.1. Convertisseurs statiques DC/DC

Un convertisseur statique DC/DC convertit une tension (ou courant) continue DC fixe en une tension continue DC (ou courant) variable [30].

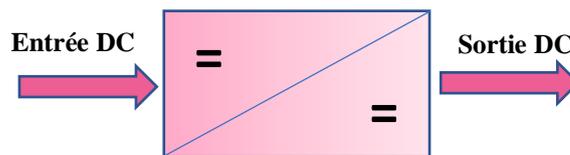


Figure I.17. Symbole du convertisseur DC-DC.

Compte tenu de notre application (système PV), nous nous intéressons essentiellement au convertisseur élévateur de tension (Boost). En effet, dans un système photovoltaïque (PV) de petite et moyenne puissance, souvent, la tension délivrée par le générateur photovoltaïque (GPV) est inférieure à la tension d'entrée nécessaire de l'onduleur. Il faut donc élever la tension fournie par le GPV. C'est le rôle du convertisseur Boost.

Dans la littérature, on distingue plusieurs types d'hacheur boost, on s'intéresse particulièrement dans ce qui suit au boost classique.

- **Principe de fonctionnement**

A l'état « OFF », l'interrupteur doit bloquer la pleine tension de sortie qui est trop élevée et à l'état « ON » il doit également supporter la totalité du courant d'entrée. Ces deux conditions vont influencer le prix des composants électroniques et par conséquent le prix du convertisseur [31]

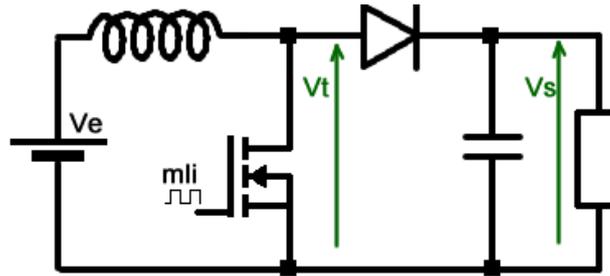


Figure I.18. Hacheur survolteur boost

La conduction est supposée continue dans l'inductance.

Lorsque le transistor conduit de 0 à αT , V_t vaut 0,

Lorsqu'il est bloqué, de αT à T le courant de l'inductance s'écoule dans la charge et donc $V_t = V_s$

La tension moyenne aux bornes d'une inductance est nulle, donc

$V_{t_{moy}} = V_e = (1-\alpha) V_s$, (avec $0 < \alpha < 1$) et donc $V_{s_{moy}} = V_e / (1-\alpha) (> V_e)$.

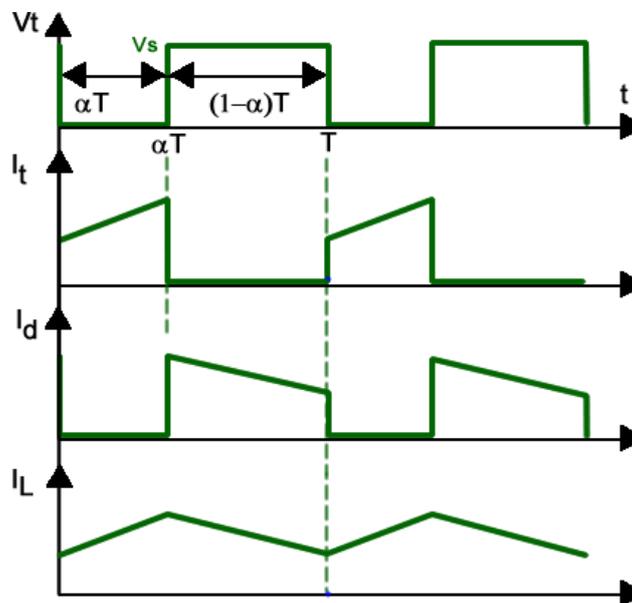


Figure I.19. Chronogrammes des formes d'ondes de courants et tensions.

- De 0 à αT le MOSFET conduit, la diode est bloquée, l'inductance accumule de l'énergie.
- De αT à T , le MOSFET est bloqué, la diode conduit, l'inductance restitue l'énergie vers la charge.



I.6.1.2. Convertisseurs statiques DC/AC

Connus sous les appellations d'onduleurs, les convertisseurs statiques *DC/AC* sont largement étudiés dans la littérature. [32-34]

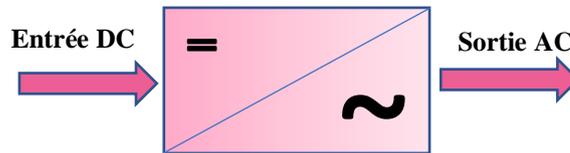


Figure I.20. Symbole du convertisseur DC-AC.

- **Onduleur classique**

L'onduleur classique est illustré dans la figure I.21 (topologies monophasée et triphasée). L'avantage de ce convertisseur se trouve au niveau de la simplicité de sa structure. Néanmoins il présente l'inconvénient d'être limité en forte puissance [35]. C'est pour cette raison que cette structure est utilisée dans : les TGV (train à grande vitesse) par Alstom ; l'ICE (Intercity-express) par Siemens et dans presque tous les véhicules électriques. De plus, il faut lui associer un filtre de sortie dont les composants passifs doivent être spécifiquement dimensionnés (outre la contrainte de filtrage) pour obtenir un bon rendement du système (faibles pertes dans les composants inductifs). Cette contrainte augmente le volume du filtre et diminue la dynamique du système. Pour augmenter cette dynamique on peut utiliser des petits composants passifs (L, C) mais dans ce cas, on dégrade le rendement du système à cause de l'augmentation des ondulations de courant traversant les inductances du filtre. Il y a donc bien un compromis entre la dynamique et le rendement du système.

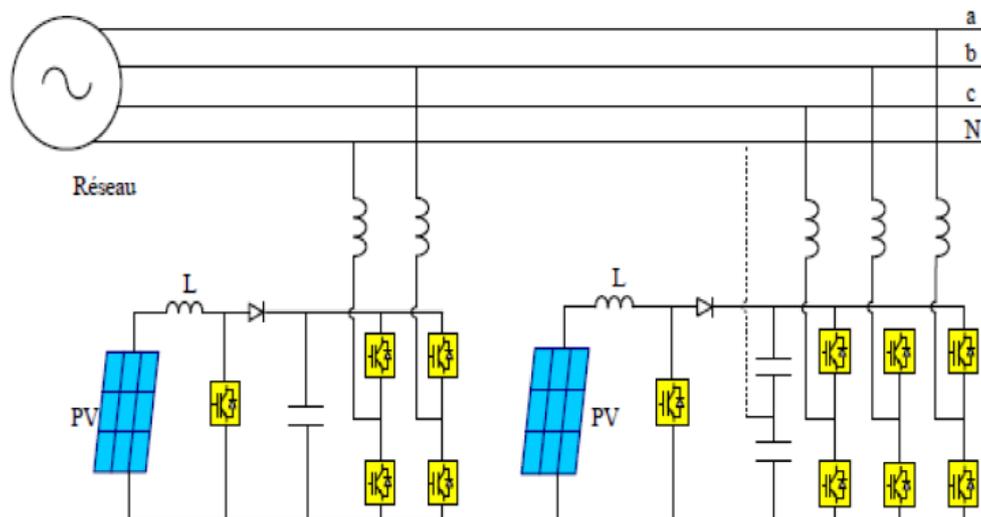


Figure I. 21. Onduleurs monophasé et triphasé connectés au réseau [36]

- **Onduleurs multi-niveaux**

Il existe différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux. On peut citer entre autres :

- la topologie des convertisseurs multi-niveaux clampés par diodes : NPC (neutral point clamped) [37]. On les appelle aussi les "onduleurs à potentiels distribués",
- les onduleurs à convertisseurs cascades en pont H [38], [39],
- et les onduleurs à cellules imbriquées qu'on appelle également onduleurs à capacités flottantes (Flying Capacitor).

Le nombre de niveaux dans un convertisseur est défini par le nombre de tensions différentes qu'on peut obtenir sur une phase du convertisseur.

Les différentes topologies d'onduleurs multiniveaux (voir figure I.22)

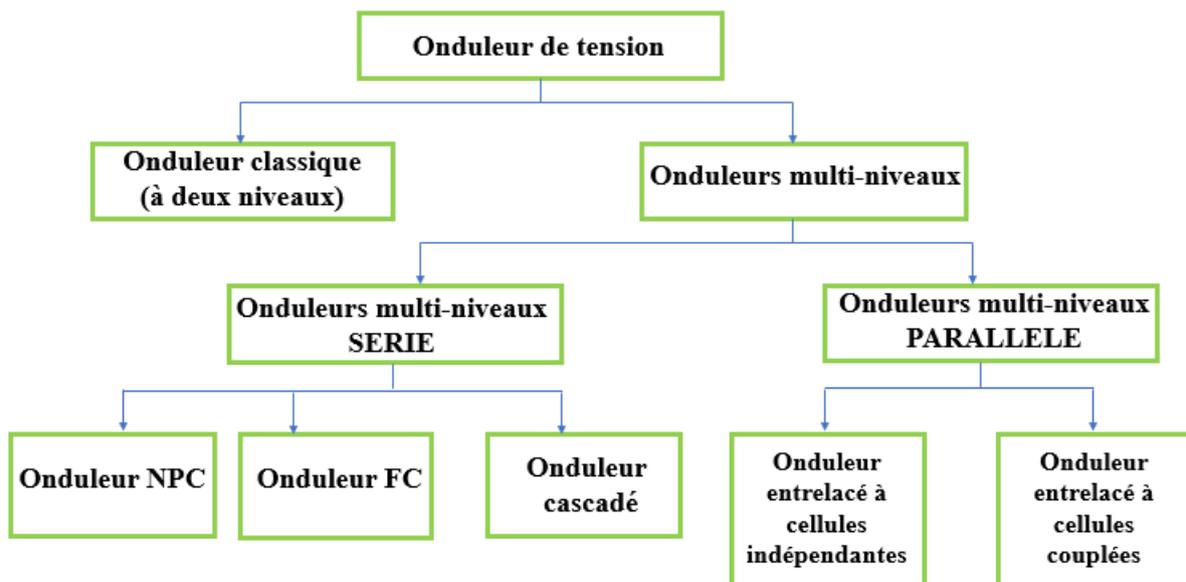


Figure I. 22. Différentes topologies d'onduleurs

Les convertisseurs multi-niveaux sont présentés dans plusieurs travaux [37-41]. Reposant sur le principe d'une combinaison série ou parallèle de plusieurs cellules élémentaires, les convertisseurs multi-niveaux assurent une alimentation en haute tension des actionneurs électriques de moyenne et forte puissance, en fractionnant la tension d'entrée au niveau du convertisseur (onduleur ou hacheur). De plus, ces techniques offrent l'avantage d'obtenir des formes d'ondes de courant et de tension d'une meilleure qualité. Ceci se traduit par une réduction des ondulations de courant et de tension et par conséquent une diminution des pertes dues aux harmoniques hautes fréquences.



Ces structures offrent plusieurs avantages qui peuvent répondre aux différents objectifs de l'injection de puissance au réseau électrique :

- elles sont destinées aux applications haute tension (ferroviaires, réseaux de distribution électrique moyenne tension avec des tensions de quelques kilovolts) [40],
- si on augmente le nombre de cellules q , l'amplitude de l'ondulation de la tension (et du courant) de sortie du convertisseur diminue. Cette réduction engendre une diminution de la section de fer des circuits magnétiques des filtres de sortie, donc de la masse du filtrage [40],
- une augmentation de la fréquence apparente de l'ondulation du courant et de la tension de sortie (généralement en $q \cdot f_s$), ce qui permet aussi de réduire le volume et/ou la masse du filtre de sortie [40],
- une utilisation de composants à calibre plus faible car la puissance commutée est divisée par le nombre des cellules.

I.6.2. Transformateurs

Ils seront utilisés pour assurer l'isolation galvanique entre le système de production photovoltaïque et le réseau électrique. Pour des installations à haute tension, un transformateur élévateur est utilisé pour augmenter la tension en sortie de l'onduleur PV à des plages de tension de l'ordre des dizaines de kilos Volts.

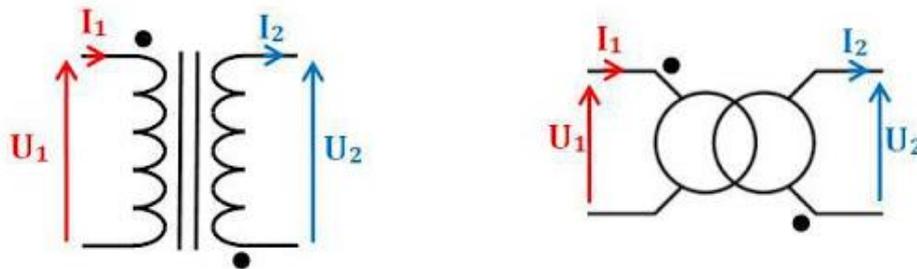


Figure I.23. Symboles de transformateur électrique.

I.7. Topologies des onduleurs couplés au réseau

Les systèmes PV connectés au réseau ont été très étudiés dans la littérature. En particulier dans les travaux de [42-44]. L'onduleur est un élément central dans une architecture de système PV connecté au réseau de distribution électrique. En effet, il convertit le courant électrique continu produit par le générateur photovoltaïque en courant électrique alternatif qui est injecté au réseau.



Il existe différents types d'onduleurs selon la conception du système photovoltaïque désirée et la puissance nominale. Ces derniers ont plusieurs avantages tel-que la bonne adaptation en cas d'ombre, l'optimisation du rendement en raison du système MPPT individualisé pour chaque string et une large couverture de gamme de puissances et d'application, avec la réduction du coût d'installation [45-47].

De nos jours, il existe principalement quatre types d'associations de modules PV et onduleurs comme indiqué ci-dessous :

I.7.1. Topologie centralisée

Cette Architecture, dite aussi Topologie à Onduleur Centralisé, est la plus ancienne et la plus classique. Elle est composée d'un seul onduleur réalisant l'interface entre le réseau et le champ photovoltaïque. Le champ photovoltaïque est formé de plusieurs modules PV arrangés en série-parallel pour répondre à l'exigence de la tension d'entrée de l'onduleur central (Figure I.24).

L'avantage de cette architecture est sa simplicité de mise en œuvre et de contrôle, un seul onduleur connecté au champ photovoltaïque est nécessaire. De plus, l'onduleur central nécessite un faible coût d'investissement tout en permettant une maintenance simple. La simplicité du montage permet également un meilleur rendement de la conversion de la tension [48].

Cela se fait au détriment d'une réduction de l'énergie produite en raison de la disparité entre les caractéristiques des panneaux PV et du phénomène d'ombrage partiel.

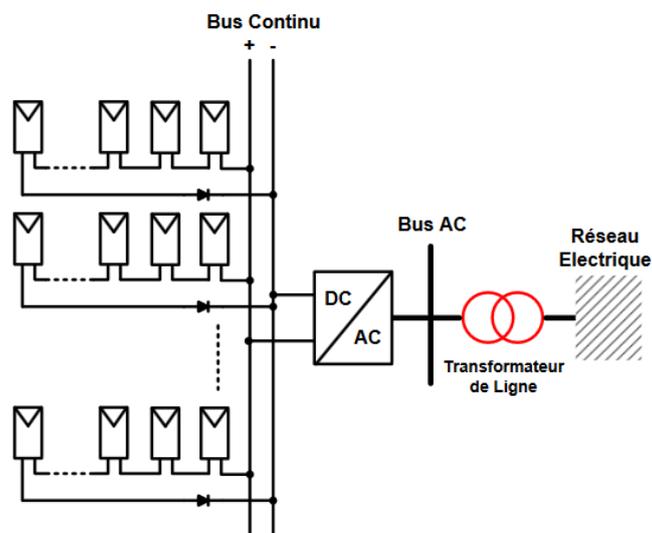


Figure I.24. Topologie « Onduleur Central » [49]



I.7.2. Topologie en chaînes

Dans ce cas de figure, le champ photovoltaïque est scindé en plusieurs chaînes de modules PV connectés en série ou en série-parallèle. Un onduleur est dimensionné pour être placé au bout de chaque chaîne.

Les onduleurs sont ensuite connectés en parallèle au réseau électrique [50]. Cette architecture, schématisée sur la figure I.25, présente l'avantage de disposer d'un onduleur par rangée et donc d'un étage MPPT par rangée. La collecte de la puissance photovoltaïque est donc nettement améliorée comparée à la topologie centralisée. De plus, la continuité de service est assurée car une panne d'un convertisseur n'entraîne pas l'arrêt total de l'installation. Les diodes anti-retours sont également plus nécessaires. Enfin, cette architecture est évolutive puisque chaque rangée constitue un sous ensemble indépendant. Dans le cas d'augmentation de puissance de l'installation, seule la connexion AC est à remplacer. Selon la dimension des chaînes PV, un hacheur élévateur sera ajouté par rangée. On fera également appel à un transformateur à haute fréquence afin de satisfaire les exigences des normes de raccordement au réseau électrique.

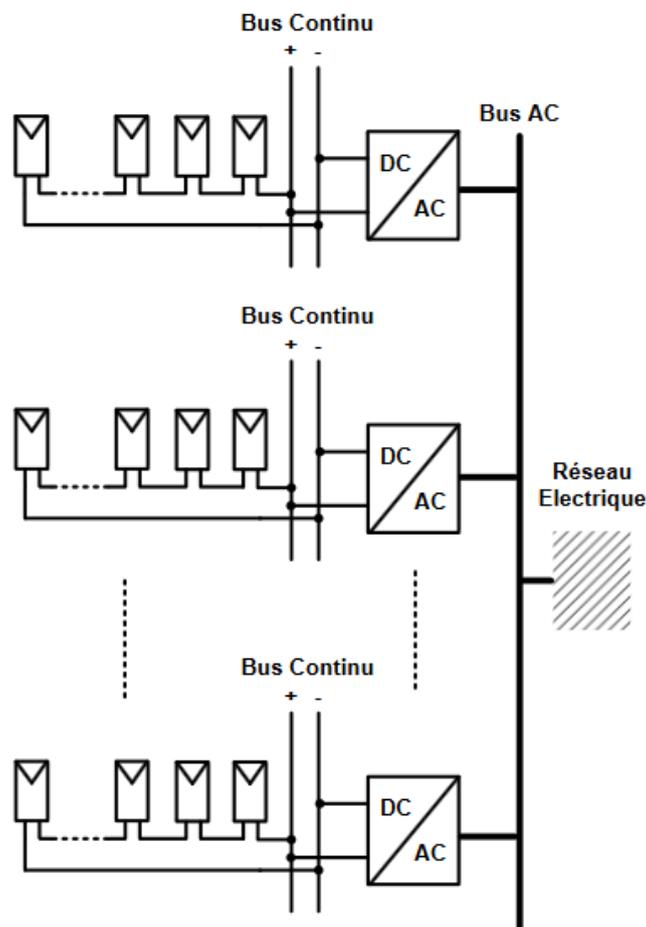


Figure I.25. Architecture en chaîne



L'inconvénient majeur de ce type d'architecture est l'augmentation du coût de l'installation, et de la complexité de la mise en œuvre de lois de commande. En effet, les convertisseurs DC/AC, connectés en parallèle au réseau électrique, nécessitent une coordination rigoureuse et découplée, ceci afin d'éviter les échanges de puissances entre différents étages, d'une part, et de proscrire un fonctionnement en îlotage, d'autre part.

I.7.3. Topologie multi-chaînes

Cette architecture combine les avantages de l'architecture centralisée et celle en chaînes. La topologie multi-chaînes utilise un convertisseur DC/DC au bout de chaque chaîne photovoltaïque. L'ensemble est ensuite relié à un onduleur central [43]. Ainsi une poursuite du point de puissance maximale indépendante pour chaque chaîne PV est élaborée par l'hacheur (Figure I.26).

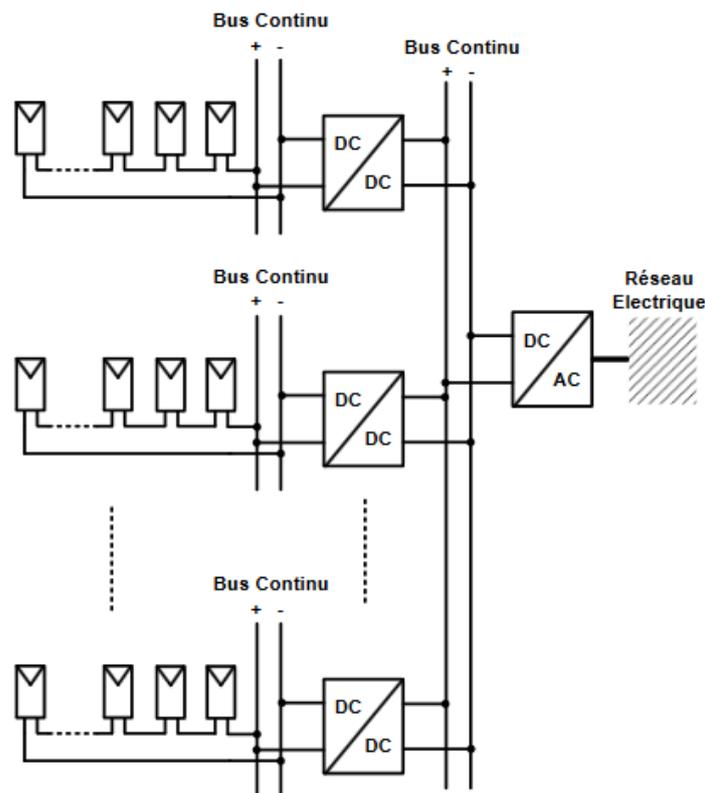


Figure I.26. Architecture multi-chaînes

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 photovoltaïque. La participation de l'installation aux services systèmes est donc facilitée. Le système gagne aussi en modularité, dans le sens où différent type de chaînes PV peuvent y être raccordées. Le système peut, également, être étendu afin de satisfaire les besoins de la charge. En plus d'être moins sensible



à l'effet d'ombrage par l'existence d'une MPPT par rangée, cette topologie présente l'avantage de diminuer les coûts de l'installation par rapport à l'architecture en chaîne. Cet objectif est atteint par l'emploi d'un seul onduleur, donc moins de composants. On diminue aussi les pertes dues aux longs câbles de courant continu propre à la topologie centralisée.

I.7.4. Topologie à convertisseurs intégrés

Dans cette famille de topologies un convertisseur statique est relié à chaque panneau photovoltaïque [51]. Deux variantes se distinguent, dans la première approche chaque module PV intègre, ou est connecté à un hacheur. L'ensemble est ensuite relié à un onduleur central (Figures I.27 et I.28). Tandis qu'une deuxième solution consiste à associer un convertisseur DC/AC à chaque module PV (Figure I.29). Il faut noter que pour l'architecture multi-chaînes, des pertes de puissances subsistent, dues au couplage des panneaux PV d'une même chaîne. Les architectures des figures I.27 et I.28 pourraient présenter une solution à cet inconvénient. En effet, dans ces deux cas, l'algorithme MPPT est appliqué à chaque panneau PV, plutôt qu'à l'ensemble des panneaux constituant une chaîne PV. Notons, que l'architecture de la Figure I.27 est assez compliquée à contrôler. En effet, si l'onduleur se charge de la régulation de la tension du bus continu, commun à l'ensemble des rangées, l'équilibrage des sorties des convertisseurs DC/DC n'est pas cependant garanti. Des dispositifs de compensation et d'équilibrage sont donc indispensables. Un autre inconvénient majeur de cette architecture est le nombre élevé de composants utilisés, chose qui induit un coût supplémentaire. Dans cette famille de topologies on préfèrera celle présentée sur la Figure I.28. Dans la topologie de la Figure I.29 ce n'est plus le convertisseur DC/DC qui est connecté au panneau PV, mais plutôt un onduleur par module. On obtient ainsi des générateurs photovoltaïques fonctionnant à puissance maximale, qu'on peut utiliser soit individuellement, soit en groupe en les empilant les uns aux autres. Cette topologie semble donc très attractive, mais malheureusement les coûts et le rendement laissent à désirer. Les applications de ce type d'architecture sont limitées aux petites productions locales.

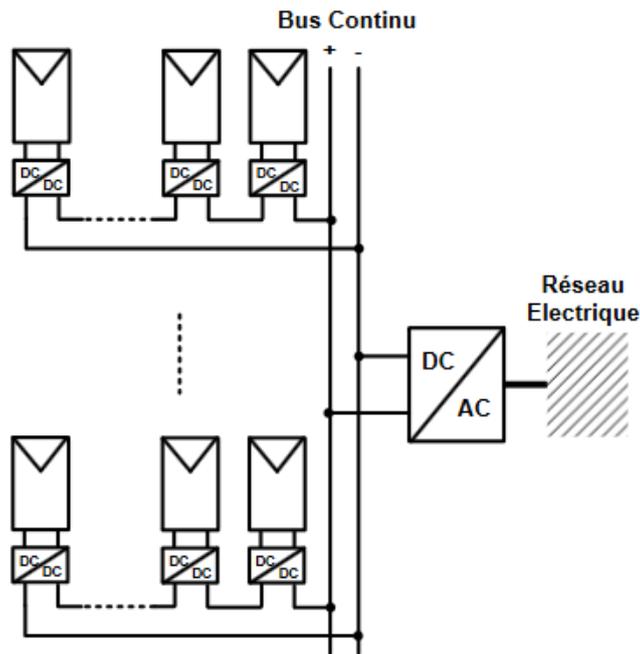


Figure I.27. Architecture à convertisseurs intégrés-Bus DC partagé

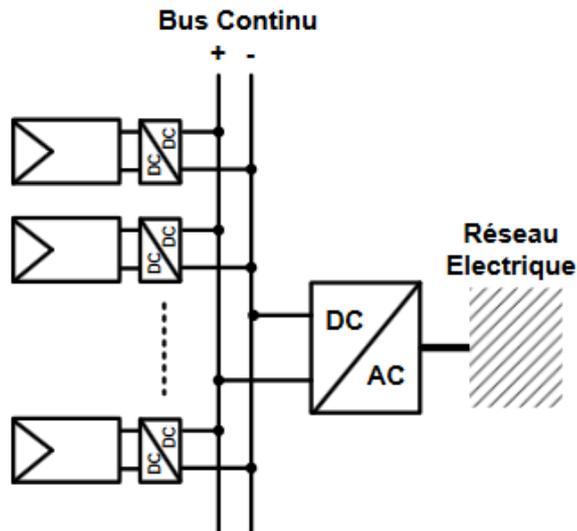


Figure I.28. Architecture à convertisseurs intégrés-Bus DC commun.

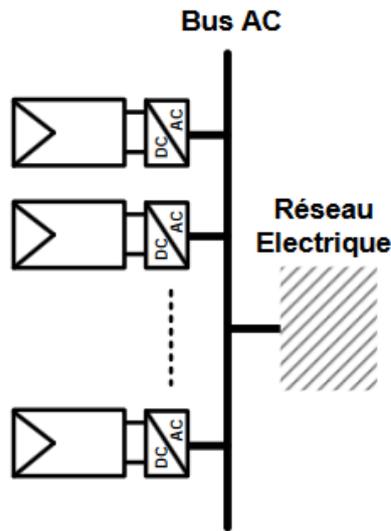


Figure I.29. Architecture à onduleur intégré.

I.8 Structure du système PV connecté au réseau électrique

Dans une architecture PV connectée au réseau, un isolement galvanique de l'onduleur est parfois nécessaire. Cet isolement galvanique dépend des normes en vigueur dans chaque pays. Il est généralement réalisé par un transformateur intercalé entre l'onduleur et le réseau. Ce dernier est donc dimensionné pour transmettre une puissance à basse fréquence (50 Hz). Il est donc volumineux et sources de pertes. La Figure I.30, [36] et [52], montre les différentes configurations possibles d'un onduleur PV connecté au réseau.

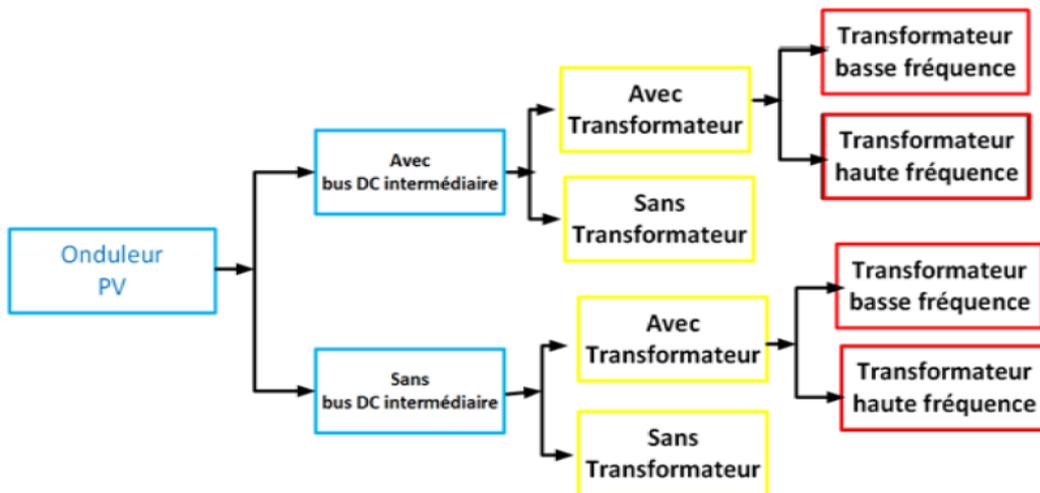


Figure I.30. Configurations des onduleurs PV connectés au réseau.



L'onduleur avec transformateur a par conséquent un rendement plus faible que l'onduleur sans transformateur [36], [52]. Dans les travaux de [36], l'auteur affirme que sous les mêmes conditions, le rendement d'un système sans transformateur est supérieur de 2 % par rapport à un système avec transformateur.

Les différentes configurations d'onduleurs PV connectés au réseau sont discutées ci-dessous :

I.8.1. Structure à connexion simple d'un système PV connecté au réseau

La structure à connexion simple comporte un générateur photovoltaïque (GPV), un convertisseur DC/AC (onduleur), un filtre passif et un réseau de distribution électrique [35]. Cette structure elle-même existe sous deux configurations possibles : la structure à convertisseur unique (sans transformateur) et la structure avec transformateur.

I.8.1.1. Structure à convertisseur unique

Cette structure comporte le GPV, l'onduleur de tension, le filtre passif de raccordement et le réseau de distribution. La particularité de cette structure se trouve dans le fait que le GPV est obtenu en associant plusieurs modules PV en série afin d'obtenir une tension DC suffisante à l'entrée de l'onduleur. Cette tension sera convertie par l'onduleur de sa forme DC en une forme alternative (AC).

Figure I.31, [35], présente le schéma de principe de la structure à convertisseur unique (avec onduleur triphasé).

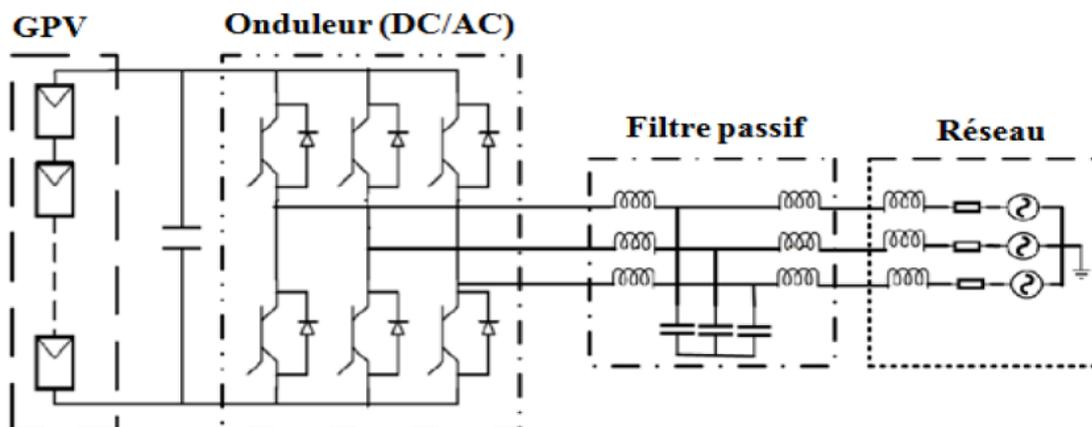


Figure I.31. Structure à connexion simple et à convertisseur unique



Parmi les avantages de la structure à connexion simple et à convertisseur unique, on peut citer la simplicité de la structure (moins de composants) et le rendement élevé mais elle présente l'inconvénient d'une coupure immédiate en cas de problèmes en amont de l'onduleur (un creux de tension par exemple) [35].

I.8.1.2. Structure à connexion simple avec transformateur

Dans le cas de la structure avec transformateur, le générateur *PV* (*GPV*) est constitué d'un seul module *PV* (ou de plusieurs en parallèle) générant une faible tension *DC* à l'onduleur. L'onduleur convertit cette tension *DC* en tension alternative de fréquence égale à 50 Hz mais dont l'amplitude est généralement faible car la source est constituée d'un seul module *PV*. Pour que son amplitude satisfasse aux exigences du réseau, il faut intercaler un transformateur élévateur de tension entre l'onduleur et le réseau [35]. Cette structure semble plutôt adaptée à l'injection de faibles puissances au réseau. La Figure I.32 présente la structure avec transformateur.

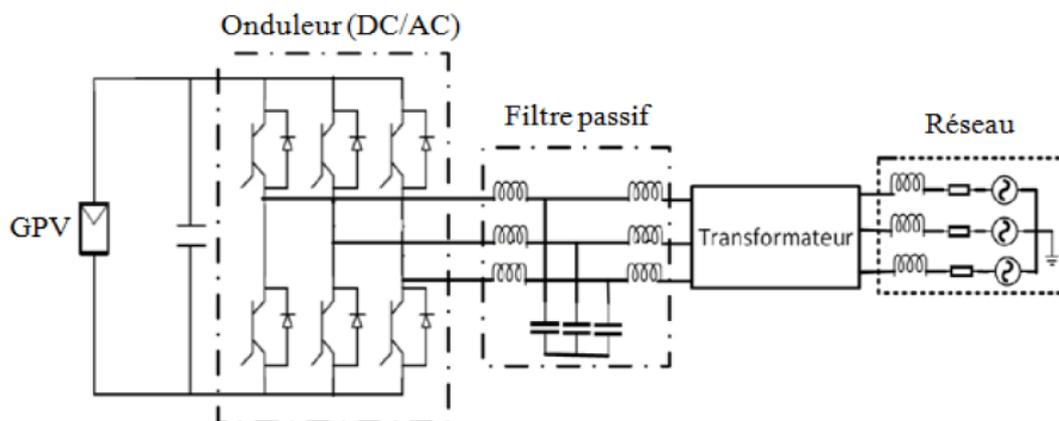


Figure I. 32. Structure à connexion simple avec transformateur

Cette structure présente l'avantage de la sécurité du personnel du fait du faible niveau de la tension *DC* cependant, elle présente un rendement plus faible comparée à la structure sans transformateur (90 à 92 % vs 92,5 à 94%) [35], [52].



I.8.2. Structure avec un bus *DC* intermédiaire d'un système *PV* connecté au réseau

La structure avec bus *DC* intermédiaire d'un système *PV* connecté au réseau est composée d'un *GPV*, d'un convertisseur *DC/DC*, d'un onduleur de tension, d'un filtre passif de raccordement au réseau et du réseau de distribution électrique. Le bus *DC* intermédiaire est un convertisseur *DC/DC* qui peut être un hacheur Boost ou Buck [35]. Cependant, un Buck/Boost est souvent utilisé pour des raisons de simplicité [52], [36]. La Figure I.33 présente cette structure avec un bus *DC* intermédiaire dans le cas où le bus *DC* est un Boost.

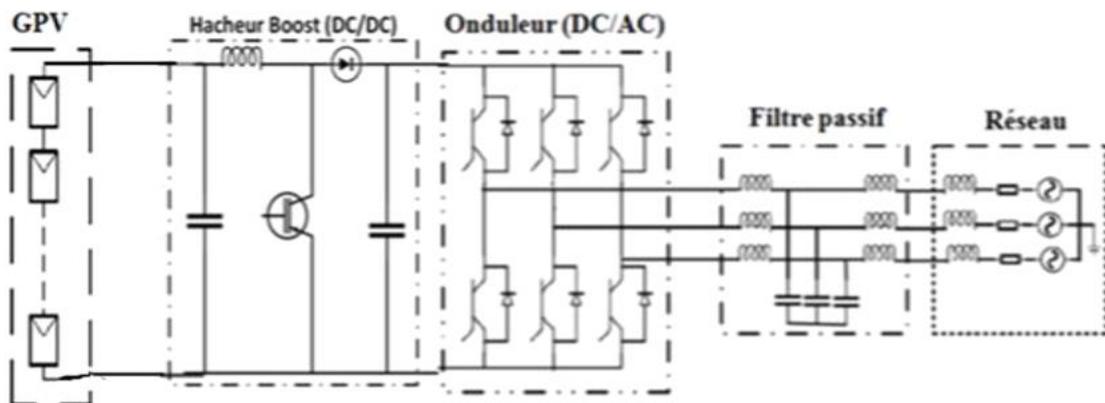


Figure I. 33. Structure avec Boost intermédiaire d'un système *PV* connecté au réseau

Nous venons de présenter quelques architectures classiques des systèmes *PV* connectés au réseau utilisant un onduleur classique. Dans la plupart des cas, dans un système *PV* classique connecté au réseau, on trouve un filtre passif de type LCL. C'est le cas par exemple des travaux de [53-54]. Les auteurs indiquent que le filtre LCL associé à un onduleur classique est le plus adéquat en termes d'efficacité de filtrage des harmoniques hautes fréquences (HF) générés par l'onduleur comparé à un filtre simple de type L ou LC. Il existe également d'autres architectures à filtre de type L pour des raisons de simplicité de commande [35], [36]. Mais elles nécessitent un composant L très volumineux pour pouvoir supprimer certains harmoniques HF.

Il existe également d'autres architectures des systèmes *PV* connectés au réseau utilisant des onduleurs multi-niveaux.

I.9. Architecture photovoltaïque axée autour d'un onduleur cascadié multiniveaux

L'intégration des onduleurs multiniveaux aux systèmes de production d'énergie photovoltaïque pourrait présenter un avantage certain à cette filière. En effet, ces derniers



permettent un fonctionnement à des tensions élevées, dépassant les tensions de blocage des semiconducteurs utilisés. Les tensions et courants synthétisés par les onduleurs multiniveaux possèdent d'excellentes caractéristiques spectrales, faible taux de distorsion d'harmoniques, faible dV/dt ...etc. Ainsi le système de la Figure I.34, bâti autour d'un onduleur multiniveaux en ponts en H cascades, constitue une structure intermédiaire entre l'architecture en chaînes et celle en multi-chaîne. En effet chaque pont en H est un convertisseur DC/AC en soit. L'ensemble des ponts en H, représenté par la somme des sorties de chaque pont, joue le rôle d'un onduleur central. Chaque pont en H sera alimenté par une chaîne de modules photovoltaïques. La tension continue de chaque cellule élémentaire peut être augmentée, si besoin, par l'emploi d'un convertisseur DC/DC. L'inconvénient majeur de cette structure est la difficulté de la commande, principalement la régulation des tensions des bus continus.

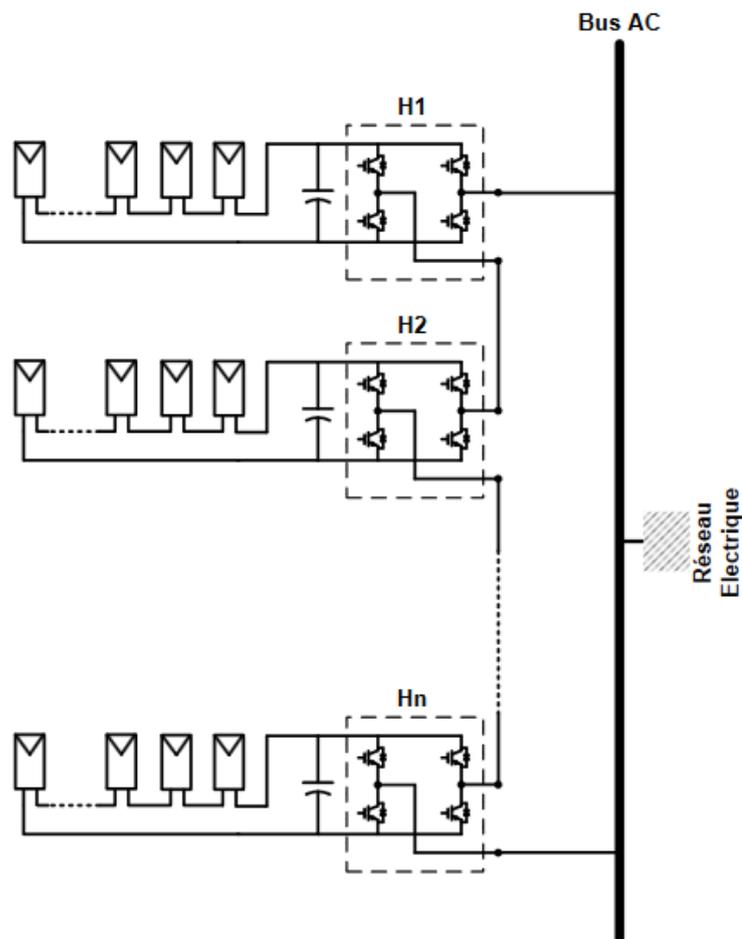


Figure I.34. Onduleur multiniveaux cascadi alimenté par des chaînes PV



I.10. Exigences du système photovoltaïque raccordé au réseau électrique

Le système photovoltaïque connecté au réseau engage deux tâches principales : (i) les panneaux photovoltaïques doivent fonctionner à leurs puissances maximales, et (ii) le courant injecté dans le réseau doit être sinusoïdal et respectant les normes en vigueur.

I.10.1 Exigences du réseau électrique.

Le système photovoltaïque connecté au réseau doit se conformer à certaines normes imposées par les autorités de régulation de chaque pays. On peut citer, à titre d'exemple, les normes : IEEE 1547.1-2005, VDE0126-1-1, EN 50106, et IEC61727. Ces normes traitent de questions relatives aux Taux de Distorsion d'Harmoniques, THD, les niveaux des harmoniques du courant, le niveau du courant continu injecté dans le réseau électrique et les courants de fuite, la gamme des valeurs de la tension et de la fréquence au point de raccordement (PCC), le facteur de puissance, la détection et la prévention du fonctionnement en ilotage, et la reconnexion et la synchronisation automatique avec le réseau électrique [55].

I.11. Conclusion

De ces premières investigations bibliographiques, il apparaît qu'un système PVest composé d'une partie continue DC et d'une partie alternative AC. La partie DC est généralement constituée d'un générateur photovoltaïque (GPV) formé par un ensemble des panneaux PV et d'un convertisseur DC/DC de type boost. Tandis que la partie AC est constituée d'un onduleur (et sa commande), et du réseau de distribution électrique.

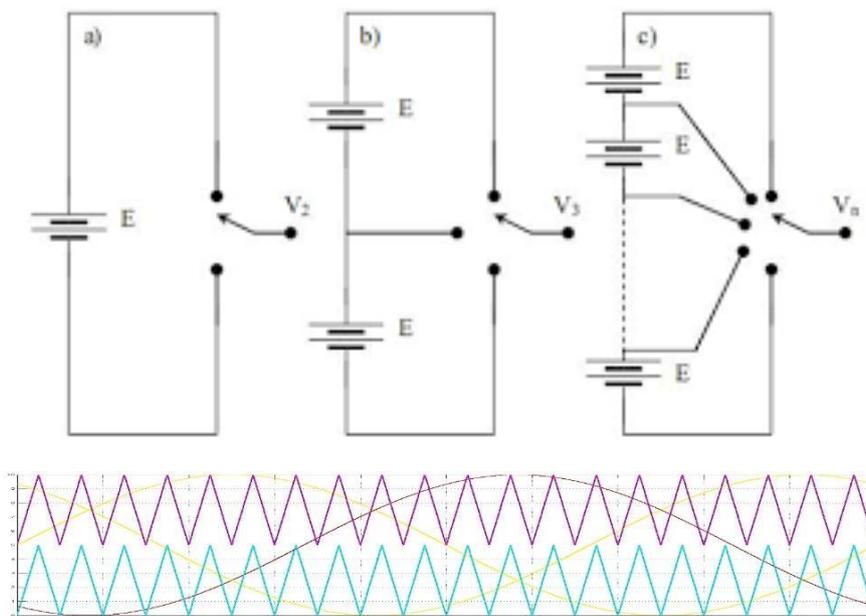
Au cours de ce chapitre nous avons survolé les différentes architectures des systèmes photovoltaïques raccordées au réseau électrique. Ainsi quatre architectures, les plus répandues, ont été présentées. L'architecture Centralisée, l'architecture en Chaînes, celle dite Multi-Chaînes, enfin, la topologie à Convertisseurs Intégrés. D'après l'étude comparative menée, on peut dire que l'architecture centralisée a les plus bas niveaux de fiabilité, flexibilité et efficacité de la poursuite du point de puissance maximale. Mais sa robustesse est plus élevée que les autres topologies. Son coût d'installation et d'entretien reste raisonnable comparé aux autres architectures. Les caractéristiques générales des architectures en Chaîne et Multi-Chaînes sont très attrayantes, mais le principal inconvénient est le coût d'entretien imposé par le nombre élevé de convertisseurs statiques requis. Concernant la topologie à convertisseurs intégrés, on constate qu'elle présente de bonnes caractéristiques en considérant la flexibilité, l'efficacité de la poursuite du point de puissance maximale et la fiabilité. Cependant, la robustesse, les pertes de puissance, et le coût général sont plusieurs inconvénients qui limitent l'emploi de cette



topologie aux applications à faibles puissance. Le chapitre suivant sera consacré aux Onduleurs Multiniveaux et leurs méthodes de modulation.

Chapitre I.I.

Onduleurs Multi-Niveaux : Un Aperçu Des Topologies Et Des Stratégies De Modulation.





CHAPITRE II : Onduleurs Multi-Niveaux : Un Aperçu Des Topologies Et Des Stratégies De Modulation.

II.1. Introduction

Les convertisseurs DC/AC, sont la pièce maîtresse de nombreux systèmes électriques. Les applications courantes comprennent, entre autres, les alimentations alternatives à tension/fréquence variable destinées aux dispositifs d'entraînement des moteurs, les systèmes à énergies renouvelables, les véhicules électriques et hybrides, la robotique, ainsi que les circuits d'amélioration de la qualité du réseau électrique.

Les onduleurs à 2 niveaux sont très répandus dans diverses applications, grâce à la mise en œuvre simplifiée de leurs commandes, et au nombre réduit de composants. L'inconvénient majeur de cette structure est la présence des harmoniques qui dégradent la qualité de l'énergie.

Les onduleurs multi niveaux sont constitués de plusieurs blocs d'interrupteurs de puissance et de condensateurs qui permettent de générer une tension graduée dans les bornes AC. La segmentation de la tension de sortie en une somme de tensions élémentaires, permet aux onduleurs d'atteindre à la fois des tensions plus élevées et d'améliorer les performances spectrales de l'onde de sortie. Les principaux avantages des convertisseurs multi niveaux, par rapport aux convertisseurs conventionnels à deux niveaux, comprennent la capacité de synthétiser des tensions élevées, une meilleure compatibilité électromagnétique et des pertes de commutation plus faibles. Toutefois, ces convertisseurs présentent des inconvénients. En effet, la complexité de la commande, ainsi que le nombre de composants électriques (semi-conducteurs de puissance, condensateurs, ...) augmentent avec l'augmentation du nombre de niveaux synthétisables.

Dans ce chapitre on envisage les différentes topologies des convertisseurs DC/AC, avec les différentes techniques de commande utilisées, afin d'obtenir de meilleures performances à la sortie de l'onduleur.

II.2. Convertisseurs continu- alternatif

II.2.1. Onduleur deux niveaux

Les onduleurs classiques à 2 niveaux permettent d'obtenir une tension de sortie de bras V_{a0} qui prend deux valeurs (+E ou 0) voire figure II.1. [56]

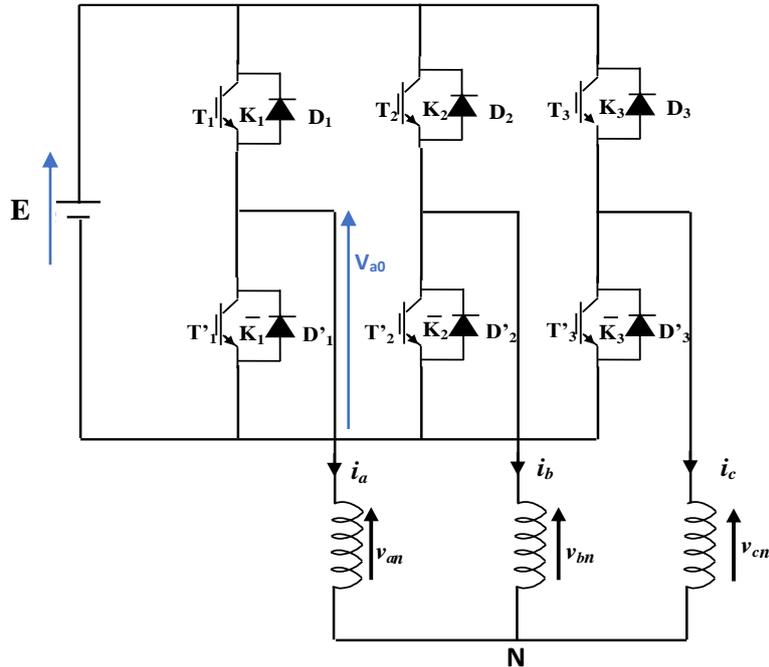


Figure II.1. Onduleur de tension triphasé deux niveaux. [56]

Les interrupteurs T_1 et T_2 sont commandés de façon complémentaire (de commandes respectives C_1 et \bar{C}_1). La tension de sortie V_{a0} peut prendre deux valeurs : [57]

- E lorsque l'interrupteur supérieur T_1 conduit.
- 0 lorsque l'interrupteur T_2 conduit.

Les tensions simples aux bornes de la charge, sont déterminées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an}(t) = V_{ao}(t) - V_{no}(t) \\ V_{bn}(t) = V_{bo}(t) - V_{no}(t) \\ V_{cn}(t) = V_{co}(t) - V_{no}(t) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

En sommant chaque terme membre à membre, on obtient :

$$V_{an}(t) + V_{bn}(t) + V_{cn}(t) = V_{ao}(t) + V_{bo}(t) + V_{co}(t) - 3V_{no}(t) \quad (\text{II.2})$$

Or comme on est en régime triphasé équilibré, on a donc :

$$V_{an}(t) + V_{bn}(t) + V_{cn}(t) = 0 \quad (\text{II.3})$$



D'où

$$V_{no}(t) = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.4})$$

On en déduit le système suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{pmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Les tensions simples peuvent donc prendre les valeurs :

$$\left\{ -\frac{2}{3}E ; -\frac{1}{3}E ; 0 ; \frac{1}{3}E ; \frac{2}{3}E \right\} \quad (\text{II.6})$$

L'avantage de cette topologie 2 niveaux est son nombre réduit de composants ainsi que la mise en œuvre simplifiée de leurs commandes. Le revers de cette structure est la présence d'harmoniques dans la tension résultante qui dégrade la qualité de l'énergie (fort taux de distorsion harmonique ou THD). [56] [58]

Les onduleurs à deux niveaux sont généralement limités en tension et en puissance. Afin de palier à ces inconvénients, les onduleurs multi niveaux commencent à être utilisés dans le domaine des puissances allant jusqu'à plus de 10 MVA avec des tensions qui peuvent facilement atteindre plus de 6 kV. [58]

II.2.2. Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie.

Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une



commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [59].

En général, les onduleurs de tension multi-niveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux de tension discrets [60-61]. La **figure II.2** représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveaux les plus récentes.

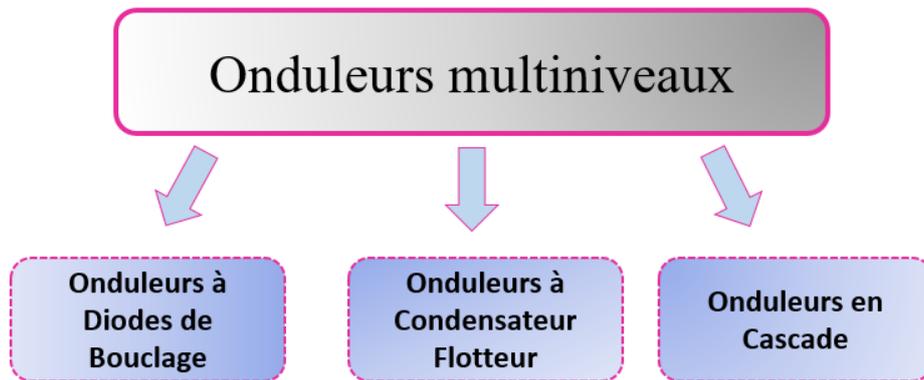


Figure II.2. Différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux

II.2.3. Onduleurs multi niveaux

Deux catégories d'onduleurs multi niveaux sont actuellement répertoriées. La première catégorie regroupe les principaux onduleurs en trois groupes :

- 1) les onduleurs à diodes de bouclage, Neutral Point Clamped (NPC) (en anglais clamping diodes appelé diode clamp)
- 2) l'onduleur à condensateur flotteur [ou Flying Capacitor (FC)]
- 3) l'onduleur à pont en cascade H-bridge.

La deuxième catégorie des onduleurs multi niveaux comporte les assemblages hybrides des onduleurs de la première catégorie. Ainsi, on peut citer entre autres [62-63]

- 1) NPC en cascade (CDC),
- 2) H-bridge en cascades (CMH),
- 3) NPC et H-bridge en cascade (CDCH)

II.2.3.1. Onduleurs multi niveaux avec diodes de bouclage

L'onduleur Neutral Point Clamped (NPC) proposé par Baker, permet d'avoir un niveau impair de tension. Le premier onduleur NPC a été développé pour une tension de sortie à trois niveaux



par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte [64-65]. Ce type d'onduleur est illustré dans la Figure II.3.

Les principaux avantages de l'onduleur NPC à trois niveaux par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux [66] sont :

- ◆ Les semi-conducteurs de puissance bloquent une tension inverse égale à la moitié de la tension de l'étage continu ;
- ◆ La topologie de base peut être facilement généralisée pour générer un convertisseur avec un nombre de niveaux supérieur.

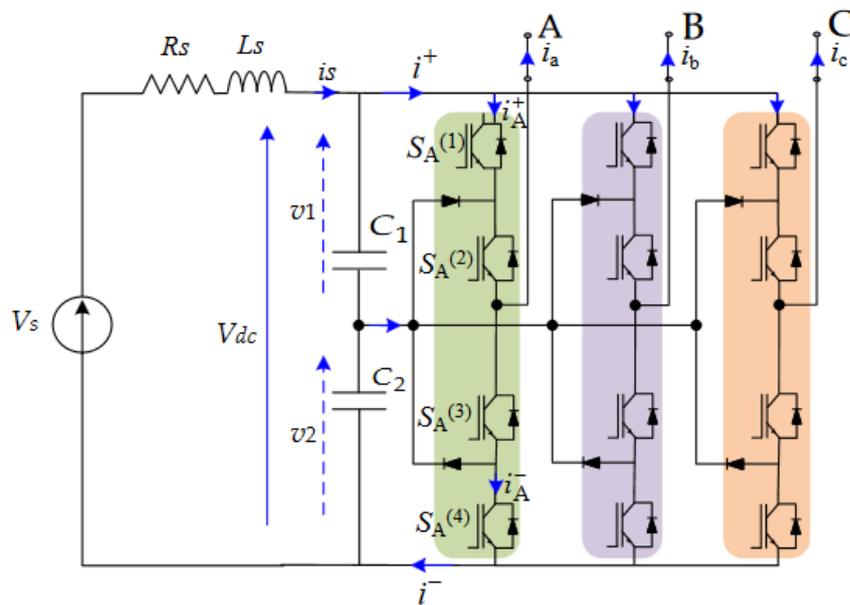


Figure II.3. Onduleur NPC à trois niveaux.

Cependant, pour les topologies avec diodes de bouclage, la pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications au cas des grandes puissances. Entre autres, on peut citer :

- ◆ Le NPC exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capables de supporter le courant de la pleine charge.
- ◆ Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension. Une connexion série des diodes pourrait donc être exigée ce qui complique la conception et soulève des questions de fiabilité, et de coût de réalisation. [66].



◆Le maintien de l'équilibre de la charge des condensateurs demeure toujours une question ouverte pour les topologies des onduleurs NPC avec plus de trois niveaux. Bien que le NPC à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé, l'onduleur NPC multi niveaux est employé surtout dans les circuits de compensation. Cela est dû au problème d'équilibrage des capacités.

Pour un onduleur NPC à k niveaux, le nombres d'éléments constituant la topologie NPC, sont donnés, pour chaque phase, par les relations suivantes :

$$S = 1 \quad (\text{II.7})$$

$$Bc = 2(k - 1) \quad (\text{II.8})$$

$$n = k - 1 \quad (\text{II.9})$$

$$D = 2(k - 2) \quad (\text{II.10})$$

S : nombre de source DC,

Bc : nombre de bancs de condensateurs,

n : nombre de transistors de puissance

D : nombre de diodes de bouclage,

II.2.3.2. Onduleurs multi niveaux à condensateur flotteur (ou FC)

Le convertisseur à condensateurs flottants (Flying Capacitor Multilevel Inverters) ou convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par Meynard et Foch [67]. Cet onduleur est obtenu par raccordement de cellules de condensateurs de bouclage. Le premier avantage de cette topologie est l'absence des diodes de bouclage propres aux topologies des onduleurs NPC. De plus, les contraintes en tension imposées aux composants de puissance sont naturellement limitées : on note une faible valeur de dv/dt aux bornes des composants [68,69]. Des 'redondances' de commutation dans les séquences de fonctionnement introduisent des états qui peuvent être utilisés pour le maintien de l'équilibre des charges des condensateurs. Ainsi, par phase, une seule source DC est nécessaire.

Les onduleurs FC peuvent présenter des nombres pairs ou impairs de niveaux, la figure II.4 montre l'onduleur FC à trois niveaux.

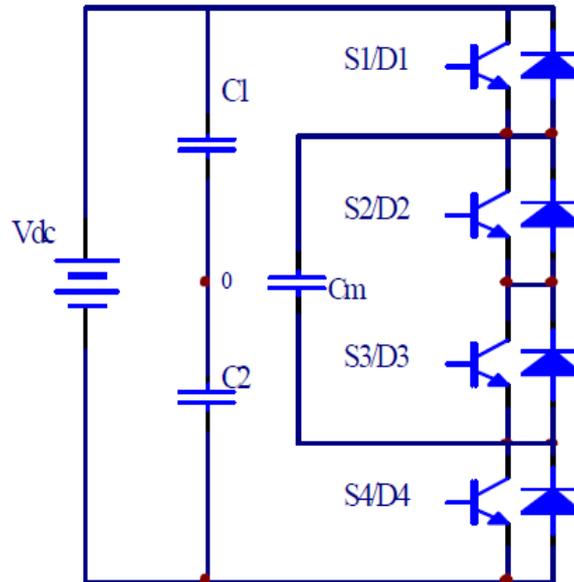


Figure II.4. Onduleurs FC à trois niveaux (par phase).

Le FC a quelques inconvénients comme [68-70] :

- ◆Le contrôle de la charge du condensateur augmente la complexité du contrôle du circuit entier ;
- ◆Il exige des condensateurs mis en parallèle, dont, les forts courants pourront circuler à travers ces condensateurs ;
- ◆Il existe un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

Pour un onduleur à k niveaux, le nombre d'éléments constituant la topologie, pour chaque phase, est régit par les relations suivantes :

$$S = 1 \quad (\text{II.11})$$

$$n = 2(k - 1) \quad (\text{II.12})$$

$$Bc = (k - 2) \quad (\text{II.13})$$

S : nombre de source DC,

Bc : nombre des bancs de condensateurs,

n : nombre des transistors de puissance.

II.2.3.3. Onduleurs multi niveaux en pont H (H-Bridge)

Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H (en anglais H-bridge), apparu en 1975 [71] (Voir figure II.5).

Un progrès des onduleurs multi niveaux a été dû au modèle en pont H cascadié en série. La première application d'onduleur pont H était pour la stabilisation des plasmas en 1988 [72-73].



Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée soit la somme des tensions de sortie. L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants. L'utilisation de cellules de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur. Mais l'inconvénient majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont.

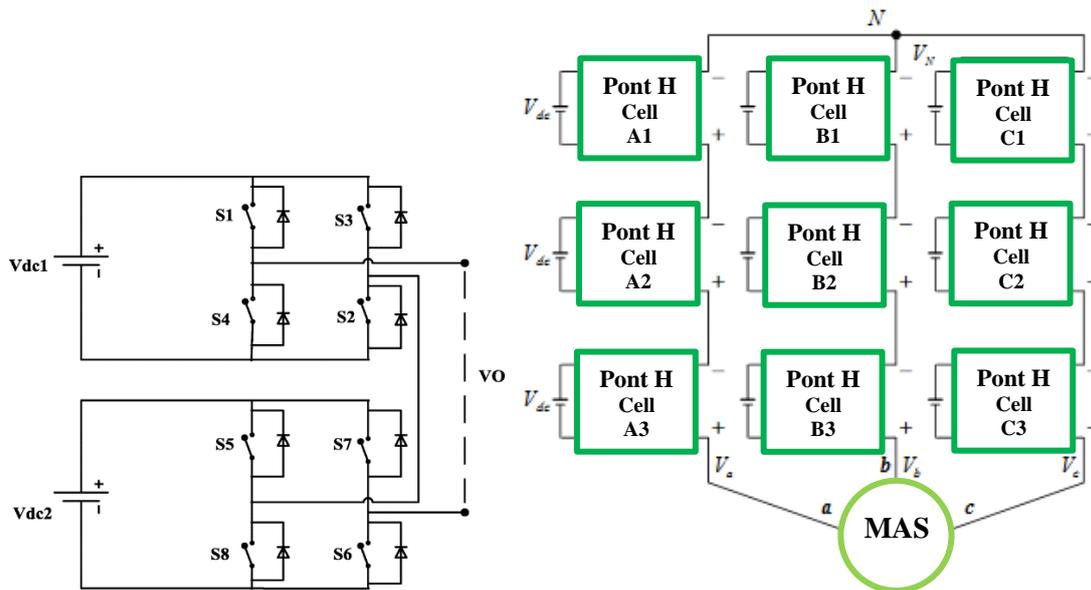


Figure II.5. Onduleur H-bridge (monophasé et triphasé).

Pour un onduleur à k niveaux, le nombre d'éléments constituant sa topologie, pour chaque phase, est donné par les relations suivantes :

$$S = (k - 1)/2 \quad (II.14)$$

$$m = 2(k - 1) \quad (II.15)$$

S : nombre de sources DC isolées,

M : nombre de transistors de puissance,

II.2.3.4. Onduleurs multi niveaux hybrides

L'onduleur multi niveau triphasé hybride est spécialement dédié grâce à la mise en série ou en parallèle d'onduleurs de base. Les modèles hybrides peuvent être conçus à l'entraînement des moteurs synchrones et asynchrones de grande puissance à tension moyenne [74,75]. Les topologies hybrides permettent d'améliorer la qualité de puissance et l'augmentation de nombre



de niveau de la tension en utilisant moins de sources de tension continue à l'entrée et moins de commutations.

Trois types d'hybridation sont développés dans l'industrie :

- Hybridation en pont, généralement entre onduleurs de même nature (Figure II.6) ;
- Hybridation en cascade, les topologies fournissent un effet multiplicateur du nombre de niveaux selon le modèle de structuration (Figure II.7) ;
- Hybridation côte-à-côte pour alimenter deux charges (Figure II.8).

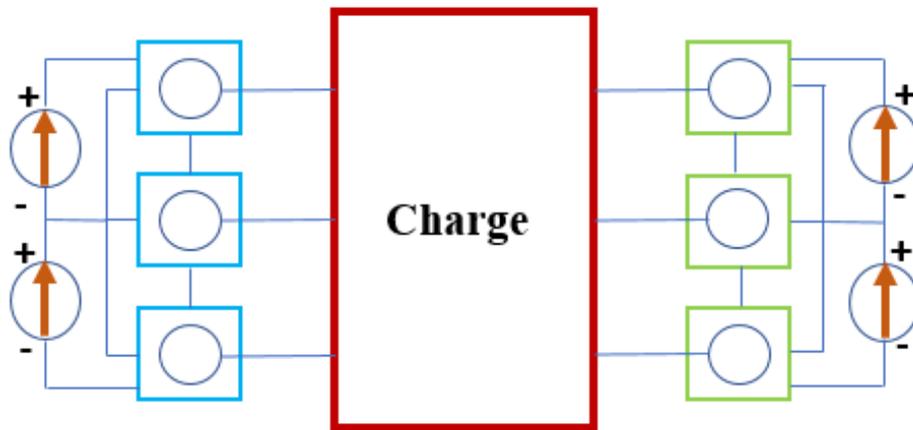


Figure II.6. Hybridation en pont de 2 onduleurs multi niveaux.

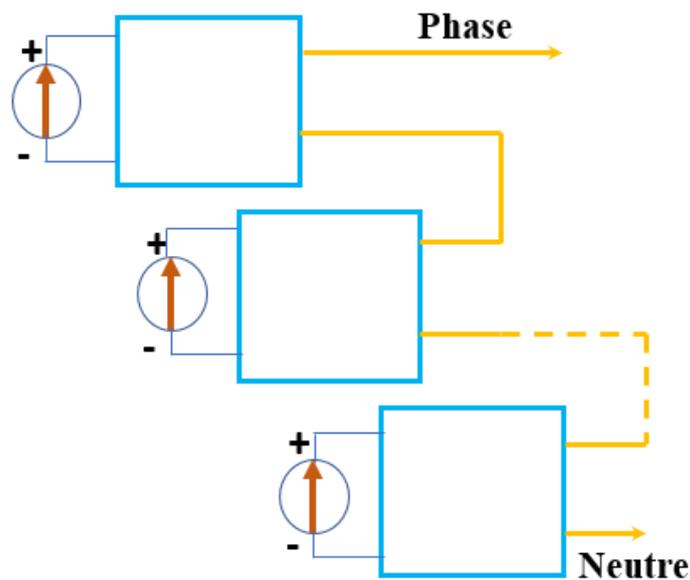


Figure II.7. Hybridation en cascade d'onduleurs multi niveaux.

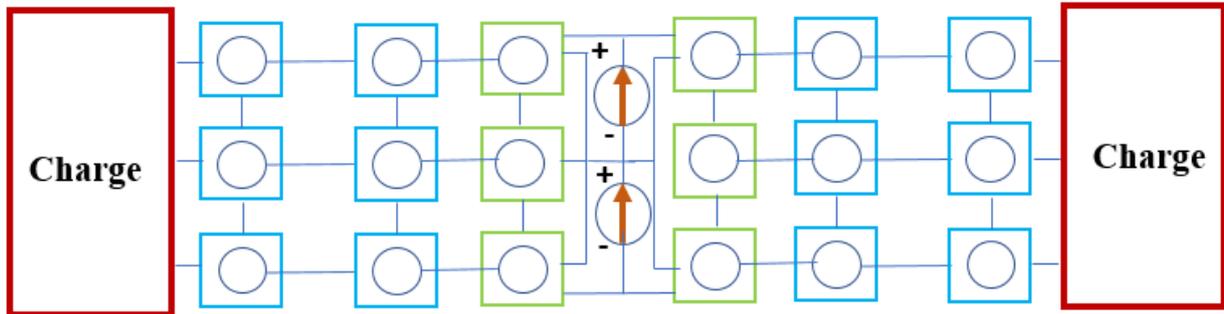


Figure II.8. Hybridation côte-à-côte pour alimenter deux charges.

La tension de sortie des onduleurs multi niveau peut être calculée par [76-79] :

$$V(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \frac{4V_c}{\pi m} (\cos m\alpha_1 + \cos m\alpha_2 + \cos m\alpha_3 \dots + \cos m\alpha_{(k-1)/2}) \sin m\omega t \quad (\text{II.16})$$

$$m = 2n + 1, n \in \mathbb{N}$$

Où :

K: est le nombre de niveau d'onduleur

α : l'angle de commutation (en anglais switching angle).

La Figure II.9 montre les angles de commutation pour un onduleur à 5 niveaux.

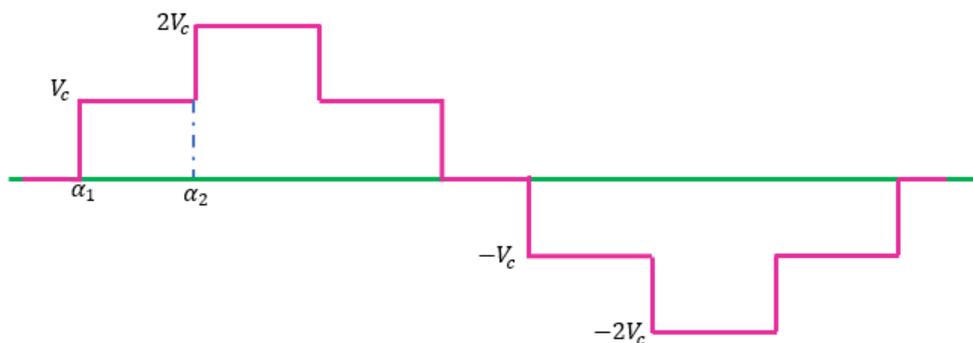


Figure II.9. Tension de sortie d'onduleur à 5 niveaux.

II.2.4. Propriétés des principales structures

II.2.4.1. Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique.



Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation : la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation et plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation.

II.2.4.2. Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de commutateurs principaux et de diodes principales, nécessaires pour réaliser un nombre de niveaux de tension identique. Pour maintenir des diodes, ce n'est pas nécessaire dans la configuration à condensateur imbriqué et onduleur cascadié [80], ainsi que les condensateurs d'équilibrage ne sont pas obligatoires dans la configuration à diode clampée et onduleur cascadié. Implicitement, l'onduleur cascadié exige le moindre nombre de composants.

Un autre avantage d'onduleur cascadié est la flexibilité de disposition de circuit. La disposition du circuit de modulation est possible parce que chaque niveau a la même structure, et il n'y a aucune diode clampée supplémentaires ou un condensateur d'équilibrage de tension. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut être facilement ajusté en ajoutant ou en enlevant les cellules de pont complet. [80,81]

Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir trois niveaux par branche, nous obtenons :

Tableau II.1. Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux.

Topologie	n	s	K	D	D _C	C
NPC	3	2	4	4	2	0
Cellules imbriquées	3	2	4	4	0	1
Cascades	3	3	4	4	0	0

Tableau II.2. Nombres de composants nécessaires pour la topologie à n niveaux. [24]

Topologie	N	s	k	D	D _C	C
NPC	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	(n-2)(n-1)	0
Cellules imbriquées	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	0	(n-2)(n-1)/2
Cascades	n	3(n-1)/2	2(n-1)	2(n-1)	0	0



Avec :

- n : le nombre de niveaux de tension obtenus,
- s : le nombre de sources à courant continu,
- K : le nombre de commutateurs principaux,
- D : le nombre de diodes principales,
- Dc : le nombre des diodes clampées,
- C : le nombre de condensateurs d'équilibrage,

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multi-niveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires [81-83].

II.3. Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est considérée comme une combinaison de la qualité de la tension et de la qualité du courant. Cependant le terme « qualité du courant » est rarement utilisé, car la qualité du courant est étroitement liée à la qualité de la tension et la nature des charges. Pour cette raison, « la qualité de l'énergie électrique » est souvent réduite à « la qualité de la tension » [84,85]. La qualité de cette énergie dépend directement de la qualité de la tension aux points de raccordement de la charge au réseau PCC (point de couplage commun).

L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions laquelle est caractérisée, dans le cas idéal, par les paramètres suivants [84-87] :

- équilibre et symétrie parfaite des trois tensions en amplitude et en déphasages relatifs ;
- stabilité de la fréquence ;
- forme d'onde parfaitement sinusoïdale.

II.3.1. Perturbations harmoniques

Les perturbations sont tous les phénomènes internes ou externes au réseau ayant un pouvoir de modifier d'une manière transitoire ou permanente en amplitude et /ou en forme les grandeurs électriques du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale à 50 Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental



(voir figure II.10). Le domaine de fréquence qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre l'harmonique 2 et celui du rang 40 [88], mais on peut également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale.

$$Y(t) = Y_0 + \sum_{h=1}^{\infty} (Y_h \sqrt{2} \cdot \sin(h\omega t - \varphi_h)) \quad (\text{II.17})$$

Y_h : Valeur efficace de la composante de rang h.

φ_h : Phase de la composante h lorsque t=0.

Y_0 : Amplitude de la composante continue, généralement nulle.

On peut alors distinguer [89] :

- les altérations de l'onde de tension (harmonique, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes ;
- les creux de tension, surtensions et coupures brèves d'une durée de l'ordre d'une à quelques secondes ;
- les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période.

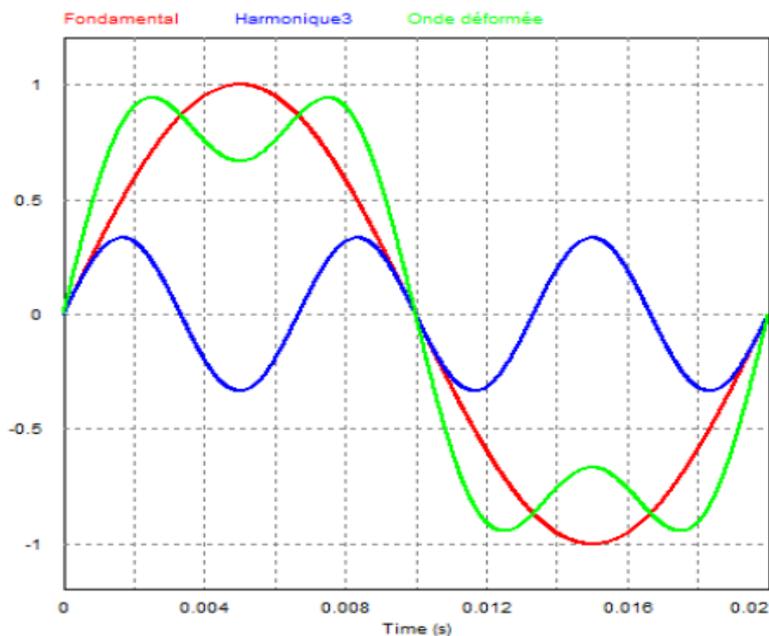


Figure II.10. Superposition de la 3eme harmonique sur le signal fondamental.

II.3.1.1. Inter-Harmoniques

Les inter-harmoniques sont superposées à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau (voir figure II.11). Les inter-harmoniques sont souvent



produites par des convertisseurs statiques, les cyclo-convertisseurs, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle-commande [90,91]

II.3.1.2. Infra harmoniques

Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celles du fondamental : 10Hz, 20Hz (voir figure II.11). Dans ce cas, le signal n'est pas périodique à T (T : période du fondamental). [92]

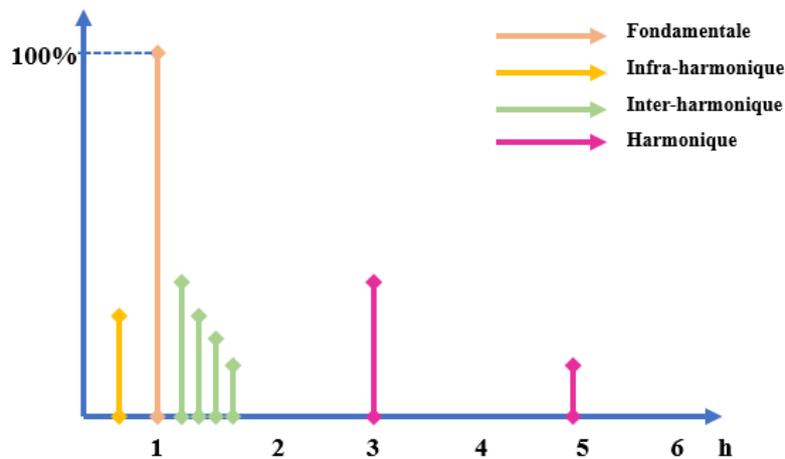


Figure II.11. Représentation spectrale d'un signal périodique.

II.3.2. Origine des harmoniques

Les principales sources d'harmoniques sont les dispositifs contenant des éléments qui commutent (les convertisseurs statiques), et les dispositifs à caractéristique tension- courant non linéaire (fours à arc inductances saturées, transformateurs, machines tournantes, etc.).

Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques.

Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau.

Dans ce cas-là, le courant absorbé par les charges non linéaires peut être généralement modélisé comme l'addition de plusieurs sources de courant, une pour chaque composante fréquentielle, mises en parallèle comme le montre la figure II.12 [93,94] :

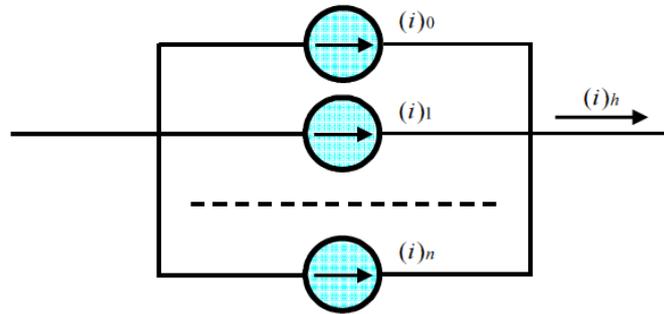


Figure II.12. Modélisation d'une charge non-linéaire.

La façon la plus simple de représenter un courant non sinusoïdal est de considérer sa série de Fourier jusqu'à un rang significatif, c'est-à-dire en représentant les fréquences discrètes qui composent ce signal avec une précision souhaitée et une complexité acceptée [93,94].

Le contenu harmonique du courant est donné par la relation (I.1.) :

$$(i)_h = (i)_0 + (i)_1 + \dots + (i)_n = (I)_0 + (I)_1\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) + \dots + (I)_n\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_n) \quad (\text{II.18})$$

Dans le cas d'un système triphasé équilibré, le modèle de la charge sera :

$$\left\{ \begin{array}{l} (i_1)_h = (I)_0 + (I)_1\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) + \dots + (I)_n\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_n) \\ (i_2)_h = (I)_0 + (I)_1\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots + (I)_n\sqrt{2} \cos\left(n\omega t + \varphi_n - n\frac{2\pi}{3}\right) \\ (i_3)_h = (I)_0 + (I)_1\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots + (I)_n\sqrt{2} \cos\left(n\omega t + \varphi_n + n\frac{2\pi}{3}\right) \end{array} \right\} \quad (\text{II.19})$$

Il s'agit alors de sources génératrices de courants harmoniques qui peuvent être classées en deux types [89] [89]

II.3.2.1. Source harmonique identifiable

Les équipements dotés de dispositifs de l'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo-convertisseurs de puissances unitaires importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tensions sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur de l'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. [95]

Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer des moyens nécessaires à la réduction de cette perturbation.

II.3.2.2. Source harmonique non identifiable

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les microordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un



redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent de courants harmoniques non négligeables au réseau. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de la perturbation harmonique sur le réseau, puisqu'individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique.

II.3.3. Caractérisation des perturbations harmoniques

Plusieurs critères sont définis pour caractériser les perturbations. Le taux de distorsion harmonique et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.

II.3.3.1. Taux de distorsion harmonique

On utilisera le terme THD (Total Harmonic Distortion) pour désigner le taux de distorsion harmonique. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de signal déformée. Deux taux de distorsion harmonique sont distingués [85] :

- le taux de distorsion harmonique en courant, noté THDi
- le taux de distorsion harmonique en tension, noté THDv

Le premier s'exprime sous la forme :

$$THDi = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

I_1 : valeur efficace du courant fondamental.

I_h : valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant.

Le THDi ne dépend que des valeurs efficaces du courant de charge.

En revanche, le THDv est en fonction des courants harmoniques, caractérisant la charge, et de l'impédance de court-circuit, imposée par le réseau :

$$THDv = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_h}{V_1}\right)^2} = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{|Z_{cc}^h| I_h}{V_1}\right)^2} \quad (\text{II.21})$$

V_1 : désigne la valeur efficace de V_1 .

Ainsi, plus les impédances Z_{cc}^h ($h < 1$) sont faibles, plus la distorsion en tension est faible.



II.3.3.2. Facteur de puissance

Le facteur de puissance est défini dans le cas général par le rapport de la puissance active sur la puissance apparente :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h I_h \cos(\varphi_h)}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (\text{II.22})$$

En présence des harmoniques, on définit la notion de puissance déformante D permettant de rendre compte des harmoniques. Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{II.23})$$

L'expression du facteur de puissance peut alors se mettre sous la forme suivante :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{II.24})$$

On voit bien que la puissance déformante dégrade le facteur de puissance.

II.3.4. Conséquences de la distorsion harmonique

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités. Les effets les plus importants sont : échauffement et surcharges (du conducteur de neutre, des sources...), troubles fonctionnels et pertes supplémentaires, Vieillessement accéléré et dégradation du rendement, [96], l'interférence avec les réseaux de télécommunication, les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques, déclenchements intempestifs, et risque d'excitation de résonance [85], [94], [97] :

II.3.4.1. Echauffement

Les pertes par effet Joule se décomposent en la somme des pertes issues du fondamental et de celles engendrées par les harmoniques :

$$P_j = RI^2 = RI_1^2 + R \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2 \quad (\text{II.25})$$

Ces pertes supplémentaires occasionnées par la présence des courants harmoniques réduisent le rendement des équipements tels que les moteurs, les transformateurs, ...etc.

II.3.4.2. Dysfonctionnement de certains équipements

En présence d'harmoniques, le courant et la tension peuvent changer plusieurs fois de signe au cours d'une demi-période. Par conséquent, les équipements sensibles au passage par zéro de ces grandeurs électriques sont perturbés.

II.3.4.3. Interférences dans les systèmes de communication

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de communication peut provoquer des interférences. Le courant circulant dans le réseau électrique engendre un champ



magnétique qui induit un courant dans les conducteurs des réseaux de communication. L'importance des interférences est en fonction de l'amplitude et de la fréquence des courants électriques ainsi que de l'importance du couplage électromagnétique entre les réseaux.

II.3.4.4. Excitation des résonances

Des équipements constitués de capacités ou d'inductances peuvent avoir des fréquences de résonance proches de celles des harmoniques. Ainsi, les harmoniques sont amplifiées et il peut apparaître des surtensions ou des surintensités qui détériorent les câbles, font disjoncter les fusibles.

II.3.5. Normes et réglementations

Afin de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques et en même temps pour limiter l'influence des charges sur le réseau de façon à éviter la modification de ses caractéristiques, des normes sur la qualité de l'énergie ont été imposées par les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine de l'électrotechnique (La CEI (Commission Electrotechnique Internationale) et l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)).

Au niveau international (CEI), les normes CEI-1000 définissent les niveaux des courants et des tensions harmoniques à respecter. Le Tableau II.3 présente la norme CEI-1000-3-2 qui fixe la limitation des courants injectés dans un réseau public basse tension pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16 A. Il s'agit là des appareils du domaine domestique. Aussi, du fait de leur puissance, les équipements industriels sont exclus du champ d'application de cette norme [98,99].

Tableau II.3. Limites des composants harmoniques en courant.

Harmoniques impaires		Harmoniques paires	
Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)	Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	8 ≤ h ≤ 40	0.23*8/h
11	0.33		
13	0.21		
15 ≤ h ≤ 39	0.15*15/h		



Il est d'usage de dire que, dans les installations industrielles, les tensions harmoniques dont le THD est inférieur à 5 % ne produisent pas d'effet notable. Entre 5 % et 7 % on commence à observer des effets, et pour plus de 10 % les effets sont quasi certains.

D'autre part, la norme principale, IEEE 519-1992, détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents sur le réseau électrique. Elle impose également les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau [100]. Cette norme limite la distorsion harmonique THD du courant des réseaux < 69 kV à 5 %.

II.4. Etat de l'art des stratégies de commande

Les techniques de modulation sont des outils de commande des convertisseurs DC-AC. Le processus de modulation engendre les séquences de commutations permettant à l'onde de sortie de suivre sa consigne de référence. La sortie de l'onduleur est ainsi commandée en amplitude et en fréquence.

Plusieurs techniques de modulations sont proposées dans la littérature. Dans cette section on introduira les techniques les plus usuelles. [33,46,100]

Généralement, les techniques de MLI peuvent être classifiées en différentes catégories, suivant que ce soit ces méthodes avec intersection avec un triangle, des méthodes par contrôle vectoriel, des MLI précalculées...etc.

II.4.1. Méthode de MLI sinusoïdale (SPWM)

Pour un convertisseur à m niveaux, $m-1$ porteuses ayant la même fréquence f_c et la même amplitude crête à crête sont disposées telles que la bande qu'elle occupent soit contiguë. La modulatrice a une amplitude crête à crête A_m et une fréquence f_m et est disposée au milieu des porteuses. La référence est continuellement comparée avec chacune des porteuses. Si la référence est supérieure à la porteuse, alors l'interrupteur correspondant à cette porteuse se ferme et si la référence est inférieure à la porteuse, alors l'interrupteur correspondant s'ouvre. Sur la figure II.13, les porteuses et la modulatrice (non-échantillonnée) sont représentées en haut pour un onduleur 3 niveaux (figures II.13(a)) ainsi que pour une structure 5 niveaux (figures II.13(c)) et dans les fenêtres inférieures, on peut voir la MLI générée après échantillonnage du signal sinusoïdal. [101,102]

Pour un convertisseur à MLI sinusoïdale, le spectre des fréquences harmoniques en sortie est décalé vers les hautes fréquences et les harmoniques de rang faible sont réduites significativement. Ainsi, les éléments du filtre de sortie peuvent être plus petits pour atténuer



simplement les harmoniques de rang élevé. Il ya deux types de SPWM en fonction de la position de la porteuse par rapport à la modulatrice : [103]

- **SPWM synchrone**, quand la fréquence de la porteuse est multiple de la fréquence de la modulatrice ($f_{PWM}=k \times f_m$)
- **SPWM asynchrone**, quand ($f_{PWM} \neq k \times f_m$).

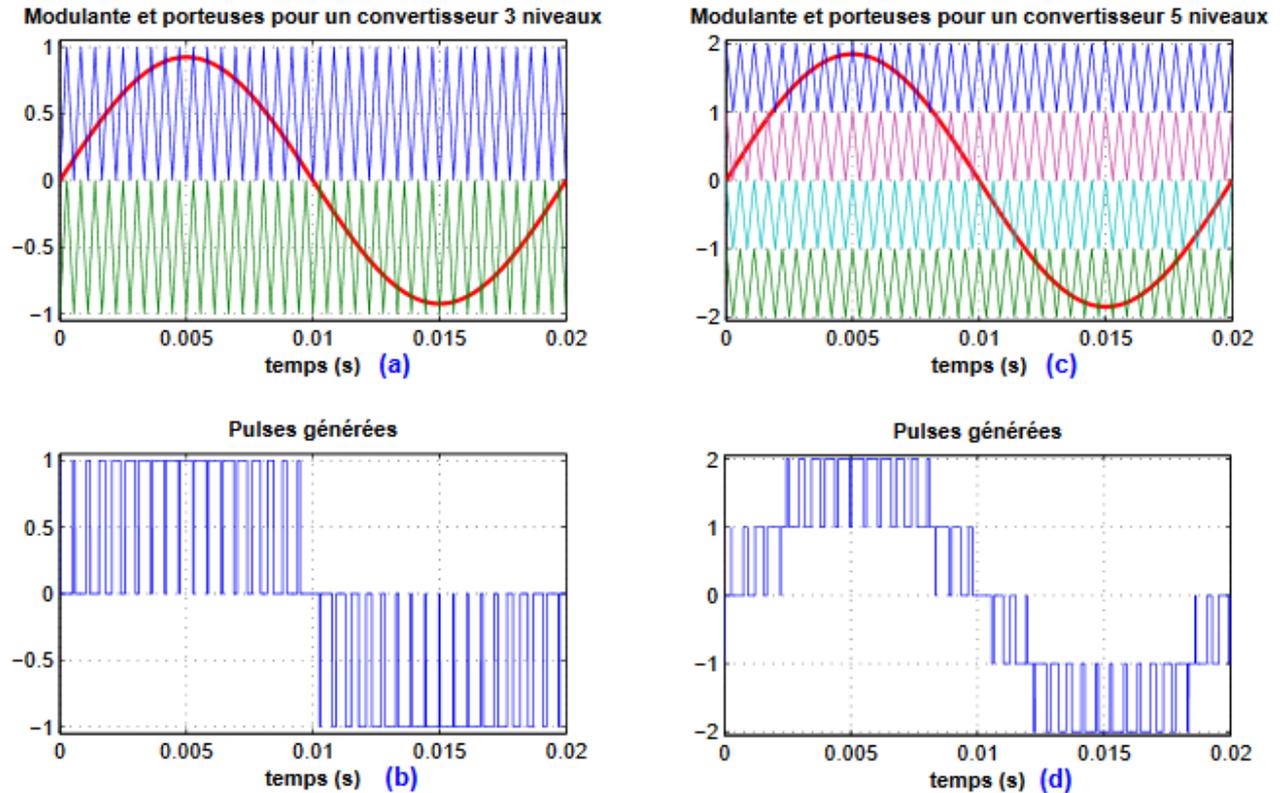


Figure II. 13. Méthode de génération des pulses avec 2 porteuses pour un convertisseur 3 niveaux (a) et (b) ainsi qu'avec 4 porteuses (c) et (d) pour un onduleur 5 niveaux pour $m=0.8$, $f_{pwm}=1800\text{Hz}$, $f=50\text{Hz}$.

Il existe différentes formes et méthodes pour disposer les porteuses dans les convertisseurs multi niveaux [74]. Les trois cas les plus connus pour les convertisseurs ayant un nombre impair de niveaux sont les suivants :

1. **Disposition en phase (Phase Disposition PD)** où toutes les porteuses sont en phase. [104]
2. **Porteuses alternées (alternative phase opposition disposition APOD)** où chaque porteuse est décalée de 180° par rapport aux porteuses adjacentes. [105,106]
3. **Disposition en opposition de phase (Phase opposition Disposition ou POD)** où les porteuses situées au-dessus de la référence zéro sont en phases mais décalées de 180° par rapport aux porteuses situées sous la référence nulle. [105]



Ces différentes porteuses dépendent de la structure d'onduleur à commander et du nombre de niveaux de celui-ci. En effet, dans le cas de l'onduleur NPC 3 niveaux, 2 porteuses triangulaires superposées sont utilisées. Les types de porteuses utilisées sont les porteuses en opposition de phase.

L'influence des porteuses est plus facilement identifiable lorsque l'on considère une structure multi niveau avec plus de 3 niveaux. En effet, le degré de liberté dans la disposition et le nombre de porteuses est d'autant plus important que le nombre de niveaux augmente.

II.4.2. Modulation vectorielle

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants, [107]

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière).
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, [108], [109].

Le principe de la modélisation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur tension V_{ref} à partir de g^q vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs d'un onduleur triphasé de tension, [110]. La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autres méthodes.

Cette technique consiste à appliquer une transformée de Concordia sur les tensions V_a, V_b, V_c d'un système triphasé, pour le ramener dans le plan (V_α, V_β) selon un vecteur V_s . Le principe de la MLI vectorielle, consiste à projeter ce vecteur V_s sur les deux vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections assurant le temps de calcul des commutations désirées.



Vu les g niveaux de tension du convertisseur, nous obtenons la « g^q » combinaison possible. Pour un onduleur à trois niveaux de tension (ou, q : est le nombre de phase, ici ($q=3$). Le résultat est 27 vecteurs.

II.4.3. MLI précalculée à Sélection d'Harmoniques à Eliminer (SHEPWM)

La méthode d'élimination d'harmonique sélectionnée est basée sur la théorie d'élimination d'harmonique développée par Patelet Hoft [111]. La méthode Selective Harmonic Elimination (SHE) est une technique de MLI précalculée sans porteuse. Cette commande consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs (séquence de fonctionnement) de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Ces séquences de fonctionnement sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. En effet, en définissant N angles de commutation entre 0 et $\pi/2$, le modèle entier de MLI est défini grâce aux symétries. La figure II.14 présente la tension simple en sortie d'un onduleur 3 niveaux dans une configuration à 2 angles α_1 et α_2 par quart de période. [112,113],

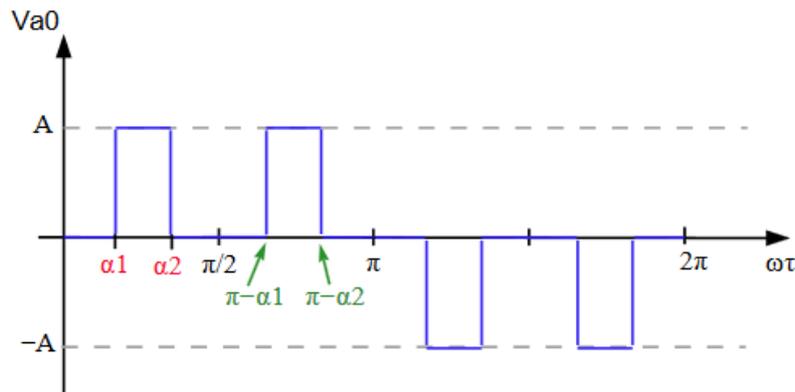


Figure II.14. Tension simple V_{a0} d'un onduleur 3 niveaux NPC en MLI précalculée à 2 angles, avec "A" la demi-tension du bus DC.

Les harmoniques de tension contiennent uniquement les rangs impairs, donnés par la formule suivante, dans le cas de l'onduleur 3 niveaux :

$$V_{2k+1} = \frac{4A}{(2k+1)\pi} \sum_{n=1}^N \cos((2k+1)\alpha_n) \cdot (-1)^n \quad (\text{II.26})$$

Où

$\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ sont les angles de commutation entre 0 et $\pi/2$.

k rang d'harmonique de tension.



Il y a N degrés de liberté, un est utilisé pour imposer le fondamental et $(N-1)$ pour éliminer $(N-1)$ harmoniques typiques. Les harmoniques de rangs multiples de trois constituent la composante homopolaire et n'interviennent pas car ils sont naturellement éliminés. On peut établir deux sortes de stratégies : [114]

- Supprimer les $N-1$ premiers harmoniques. Le résultat est proche de la MLI sinusoïdale.
- Supprimer les $N-1$ premiers harmoniques impairs non multiples de trois. Il est ainsi possible de supprimer les premiers harmoniques de tension de rang $6k \pm 1$ qui sont les seuls à l'origine des harmoniques basses fréquences du courant. Théoriquement, cette méthode permet de fournir des signaux de sortie de meilleure qualité en comparaison avec toutes les autres méthodes de MLI.

Lorsque le nombre de niveaux est supérieur à trois ou que la topologie est différente, l'équation (II.26) diffère.

La SHE PWM présente les avantages suivants : [115]

Les instants de commande sont connus au préalable.

Elle permet la sélection d'harmonique à éliminer.

Elle permet aussi le contrôle de l'amplitude du fondamental.

Le filtrage de la tension est beaucoup plus aisé car les harmoniques sont repoussés à des fréquences beaucoup plus élevées.

Un inconvénient de cette méthode est qu'elle est compliquée à implanter. Suivant le type d'onduleur que l'on souhaite commander et le nombre de niveaux de tension de sortie désirés, les équations à résoudre seront différentes.

II.5. Conclusion

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs, dont chacun correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées. Dans ce chapitre, on a présenté les différentes structures de base d'onduleurs de tension, à deux niveaux et les trois catégories de base d'onduleur multi-niveaux : 'Neutral Point Clamped' (NPC), 'Flying Capacitors' (FC), 'H-Bridge', ainsi que les topologies hybrides associées.

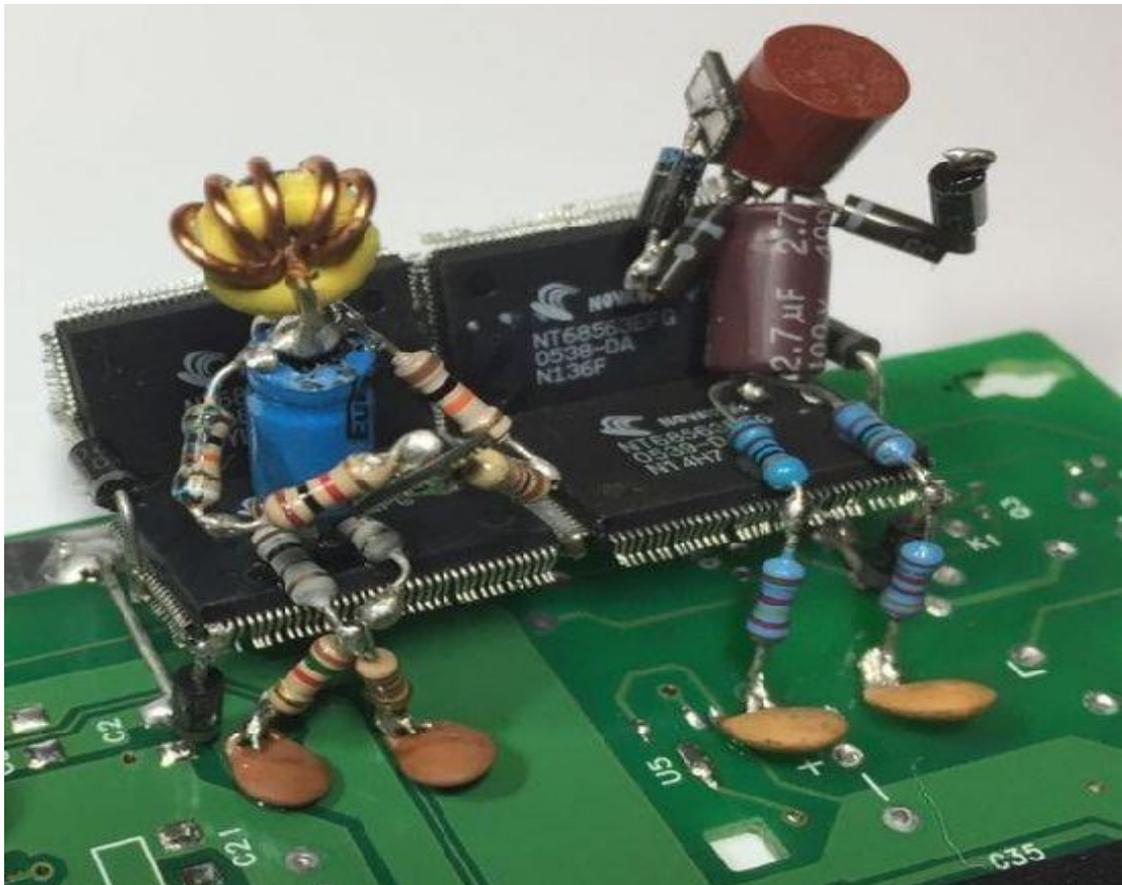
Plusieurs stratégies existent pour la commande des onduleurs. Toutefois, la modulation sinusoïdale, la modulation vectorielle (uniquement pour les applications triphasées), la MLI précalculée, sont actuellement les méthodes les plus couramment utilisées dans les applications industrielles.



Le chapitre suivant sera consacré au développement et la réalisation d'une cascade de convertisseurs hacheur boost-onduleur triphasé.

Chapitre I I I :

Réalisation d'un convertisseur hacheur-onduleur triphasé.





Chapitre III : Réalisation d'un convertisseur hacheur-onduleur triphasé.

III.1. INTRODUCTION

Depuis quelques années, un développement très important des énergies renouvelables s'est produit. En effet, ces énergies sont non polluantes, renouvelables, distribuées dans l'espace, et pouvant être collectée et convertie par l'intermédiaire de convertisseurs statiques. L'énergie renouvelable est une technologie appropriée et accessible pour une croissance économique et développement durable. Cette croissance passe nécessairement par des innovations technologiques et une baisse des coûts des modules photovoltaïques, mais également par des efforts significatifs de recherche et de développement, notamment dans le domaine de l'électronique de puissance.

Parmi les sources d'énergies renouvelables ayant connu un grand développement : l'énergie solaire photovoltaïque, l'énergie éolienne et la biomasse etc... L'étude de la chaîne de conversion de l'énergie renouvelable (production d'électricité, transformation, conversion électrique et l'intégration au réseau), est un élément de base pour améliorer la qualité de production de l'énergie « verte » en particulier photovoltaïque [116]. Les convertisseurs DC-DC et les onduleurs constituent une partie assez importante de la chaîne de conversion (**Figure III.1**). Les performances techniques et la robustesse des convertisseurs utilisés pour le raccordement des modules photovoltaïques au réseau de distribution d'électricité sont des éléments clés qui peuvent fortement impacter la production d'énergie électrique et par conséquent, la rentabilité financière d'un système [117]. Le générateur photovoltaïque présente une caractéristique non linéaire en termes de la puissance produite en fonction de l'éclairement et de la température. Dans ce cas, la connexion directe entre la source et l'onduleur indique un écart très important entre la puissance potentielle par rapport à la puissance transférée en consommation [118]. Afin d'extraire une puissance optimale à tout instant, un étage d'adaptation doit être introduit, jouant un rôle d'interface entre les deux éléments : ce quadripôle est un hacheur boost. Ce dernier permet d'augmenter la tension générée à une valeur désirée par variation du rapport cyclique [119-120]. Les interrupteurs de puissance des onduleurs peuvent être soumis à de fortes contraintes en tension. Ces composants doivent en particulier être en mesure de bloquer la pleine tension imposée par le bus continu de la chaîne photovoltaïque. La répétition de ces contraintes peut conduire à la limitation de l'endurance du convertisseur [121,122].



Dans le présent chapitre, on entamera le développement et la réalisation d'une cascade de convertisseurs hacheur boost-onduleur triphasé. On appliquera la commande MLI à l'hacheur parallèle (boost) pour avoir une bonne adaptation entre le générateur photovoltaïque et l'onduleur triphasé. Une comparaison entre les performances des deux stratégies de commande, la MLI Sinus triangle et la MLI vectorielle est présenté pour piloter l'onduleur triphasé, afin d'avoir un meilleur rendement à la sortie de l'onduleur, en ce qui concerne la diminution du déchet de tension et le résidu harmonique.

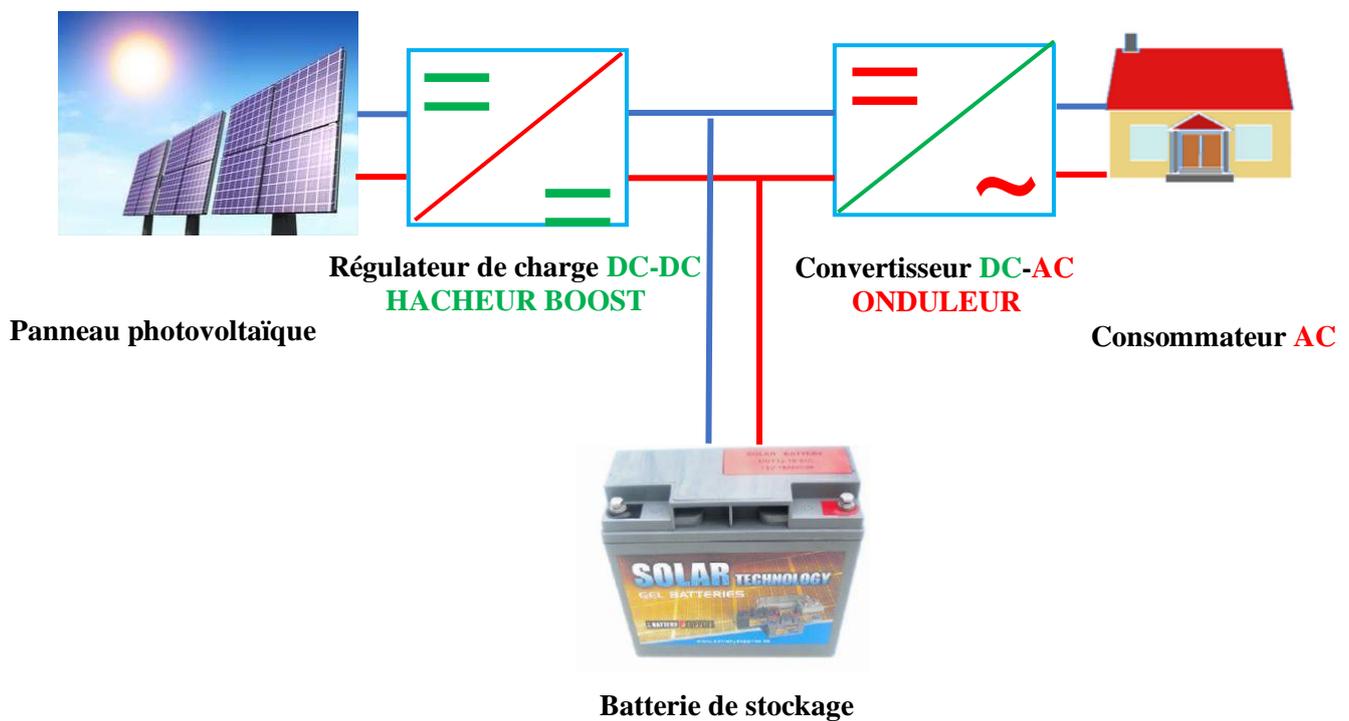


Figure III. 1. Schéma représentatif d'un système photovoltaïque.

III.2. GENERATEUR PHOTOVOLTAÏQUE

Le système photovoltaïque étudié comprend quatre panneaux photovoltaïques avec une puissance de 340 W, deux régulateurs de charge (12/24 V, 20 A) pour maintenir la tension constante à 12 V, un convertisseur continu alternatif (onduleur), et une batterie de stockage de 80 Ah.

Afin d'optimiser la surface exposée au soleil et par conséquent améliorer le rendement du GPV, on utilise un système de poursuite des mouvements de soleil, selon les deux axes horizontal et vertical du GPV (Figure III. 2).



Deux moteurs servent à orienter le panneau à la position désirée dont l'angle d'orientation varie entre -90° à $+90^\circ$ est-ouest, l'angle d'inclinaison varie entre l'horizontale 0° jusqu'à l'angle 60° vers le sud.

Les deux moteurs sont télécommandés avec un réducteur de vitesse avec deux télécommandes est-ouest et nord-sud, dont les deux moteurs tournent à une vitesse de 12 tours/min avec une puissance nominale de 130 W chacun.

Des expériences préliminaires ont permis de définir la position idéale du panneau qui devrait être orienté vers le sud (correspondant à un angle nul est-ouest), avec une inclinaison sud-nord variant de $\beta = 20^\circ$ à $\beta = 50^\circ$ à la ville de Sidi Bel Abbés, Algérie [45].



Figure III. 2. Générateur photovoltaïque GPV.

III.2.1. Panneaux photovoltaïques

Le panneau utilisé dans le générateur est de type poly cristallin d'une puissance maximale de 85 W chacun dont les caractéristiques sont les suivantes :

- Tension de circuit ouvert V_{co} : 22.2 V
- Courant de court-circuit : 5.15 A
- Courant à P_{max} : 4.80 A



- Tension à Pmax : 17.8 V
- Température de fonctionnement nominal de la cellule (NOCT) : $45\text{ °C} \pm 2\text{ °C}$

III.2.2. Armoire électrique

L'armoire électrique contient les principaux organes de conversion d'énergie ainsi que la protection des différents appareils en amont et en aval de l'armoire, elle contient :

1. Des appareils de protection (fusibles et disjoncteurs)
2. Des borniers de raccordement
3. Deux régulateurs de charge STECA 12/24 V-20 A.
4. Un onduleur d'une entrée 12 V sortie 220 V avec puissance nominale de 400W.

III.2.3. Régulateur de charge

Le rôle du régulateur de charge est d'assurer le bon fonctionnement de la batterie en contrôlant sa charge et de limiter sa décharge,

Il contient une entrée panneau deux sorties batterie et charge respectivement, un afficheur numérique pour voir l'état de charge de la batterie, le courant débité par le panneau ainsi que sa tension de sortie.[123]



Figure III. 3. Régulateur Photovoltaïque Steca PR2020 12/24V 20A

III.2.4. Batterie

Les batteries sont des générateurs électrochimiques, qui fournissent (restitue) de l'énergie électrique après avoir été stockée sous forme d'énergie chimique ;

Elles sont constituées de deux électrodes, plaques positif (anodes) et plaques négatif (cathode) immergées dans un électrolyte, qu'il a pour rôle d'assurer le bon déplacement des ions (électrons) [123].



Figure III. 4. Batteries Isofoton 12V 80Ah

III.3. GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS STATIQUES

L'utilisation de l'énergie électrique fait partie de notre quotidien, et se décline sous différentes formes : continue (DC) ou alternative (AC). Cette énergie électrique est fournie pour un niveau de tension (ou de courant) imposé et qui ne correspond pas toujours aux besoins de consommation d'énergie.

Les convertisseurs de puissance ont ainsi vu le jour, pour répondre à ce besoin de l'énergie électrique.

Ces convertisseurs sont des montages utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs permettant par une commande convenable de ces derniers de régler un transfert d'énergie entre une source d'entrée et une source de sortie. [124]

Selon la source disponible et le besoin de la charge, on distingue différents types de convertisseurs :

- Convertisseur **alternatif** → **continu** : redresseur (convertit l'énergie alternative disponible en énergie continue).
- Convertisseur **continu** → **alternatif** : onduleur (convertit les grandeurs d'une source continu en grandeurs alternatives).
- Convertisseur **continu** → **continu** : hacheur (adopte le niveau d'énergie entre une source et une charge de même type continu).
- Dans le cas où la charge et la source sont alternatifs, on a affaire à un :
 - Convertisseur **alternatif** → **alternatif** (à fréquence fixe) gradateur.
 - Convertisseur **alternatif** (f_1) → **alternatif** (f_2) cyclo-convertisseur.

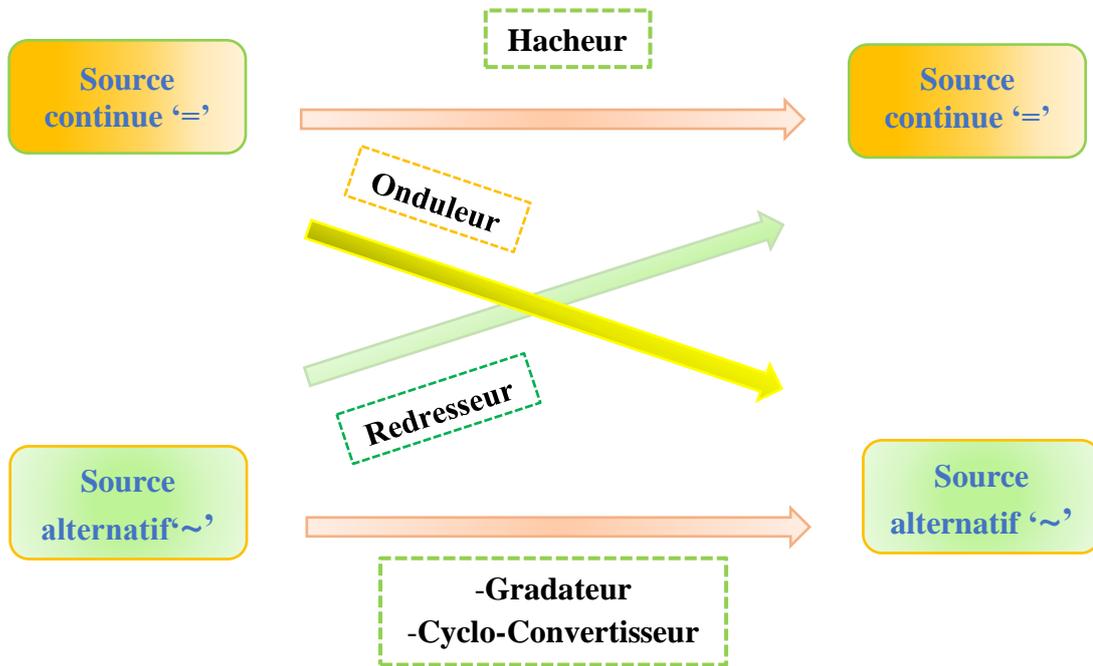


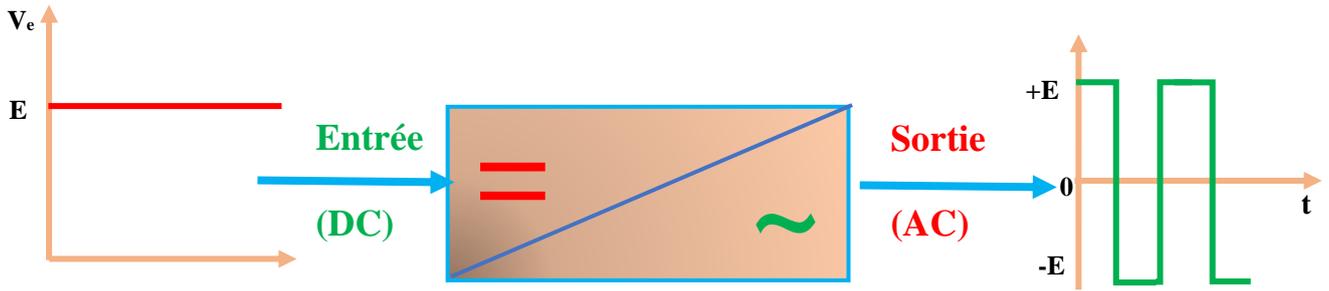
Figure III. 5. Famille des convertisseurs statiques.

III.4. GENERALITES ET PRINCIPES DE FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS

Afin d'alimenter une charge en alternatif à partir d'une tension continue, un convertisseur continu alternatif est alors nécessaire, ce convertisseur est dit onduleur.

La fonction d'un onduleur est de convertir une tension (ou courant) continue d'entrée en une tension (ou courant) de sortie alternative d'amplitude et de fréquence réglable, utilisant des composants électroniques et des semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture (MOSFET, IGBT, etc.).

La tension de sortie variable peut être obtenue en variant la tension continue d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant. D'autre part, si la tension d'entrée est fixe et qu'elle soit non contrôlable, une tension de sortie variable peut être obtenue en variant le gain de l'onduleur.



Convertisseur Continu/Alternatif

Figure III. 6. Schéma de principe de l'onduleur.

III.5. ARCHITECTURE DE L'ONDULEUR PHOTOVOLTAÏQUE PROPOSE

L'onduleur solaire joue un rôle crucial dans les installations de production d'énergie solaire. Il est en effet l'appareil qui sert de passerelle entre le système photovoltaïque et la charge.

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté à la **Figure III. 7** et est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [125,126].

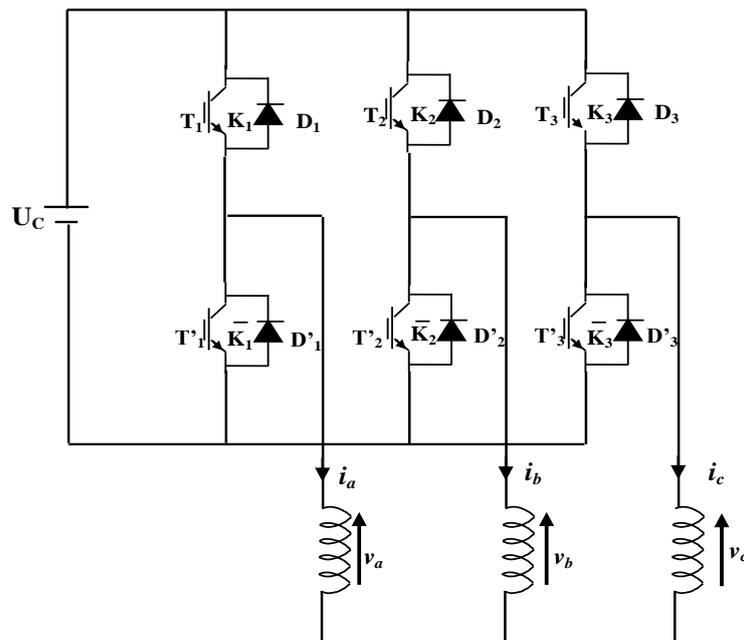


Figure III.7. Schéma d'un onduleur usuel à deux niveaux.



III.6. ARCHITECTURE DU HACHEUR BOOST PROPOSE

L'hacheur parallèle (Boost) est le type de convertisseur DC-DC le plus souvent utilisé dans les applications photovoltaïques.

Pour avoir une tension continue plus élevée à la sortie du GPV, nécessaire à l'alimentation des différentes charges, on utilise un convertisseur continu/continu de type élévateur de tension, hacheur de type Boost.

Ce type de convertisseur met en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés permettant de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue avec un rendement élevé ; le découpage se fait à une fréquence très élevée ce qui a pour conséquence de créer une tension moyenne. La **Figure III. 8** représente le schéma de principe du convertisseur survolteur [127].

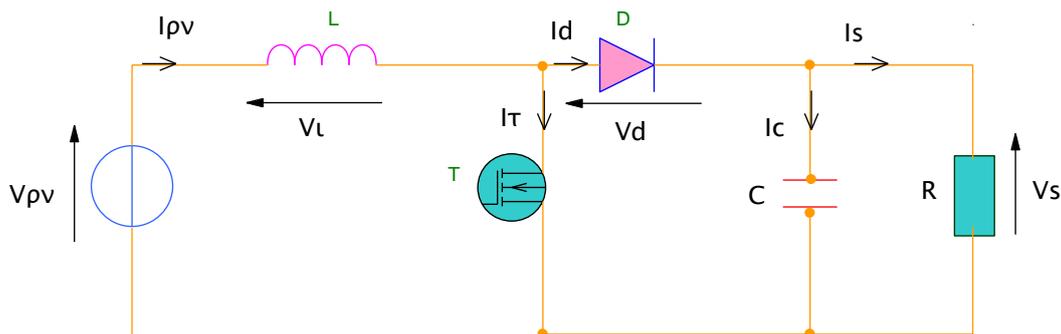


Figure III. 8. Schéma de principe d'un convertisseur Boost

III.7. MATERIELS UTILISE

III.7.1 Choix des interrupteurs

Le choix de l'interrupteur de puissance utilisé pour la réalisation des convertisseurs s'est basé sur le MOSFET IRF840. C'est un interrupteur commandable à la fermeture et à l'ouverture par une tension entre sa grille et la source.

Les MOSFETs sont préférés dans les applications à haute fréquence (au-dessus de 200 kHz), tensions basses (en dessous 250 V) et une puissance moyenne de 500 W.

La disponibilité des interrupteurs de puissance dans le marché et le coût sont les facteurs décisifs.

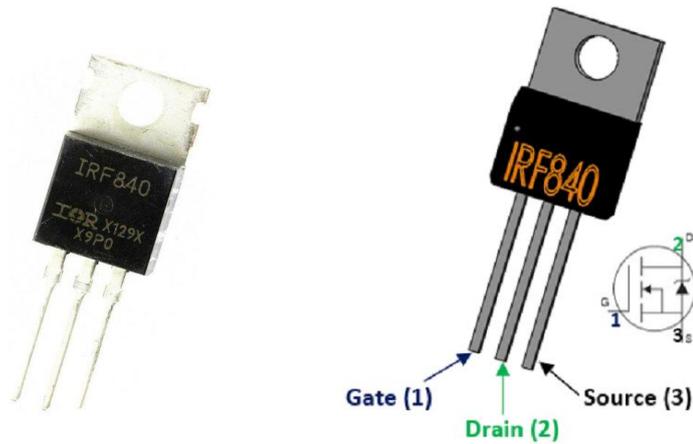


Figure III. 9. MOSFET IRF840

III.7.2. Circuit de commande Carte arduino Mega

La commande des convertisseurs est assurée par une carte Arduino de type Mega. Voir **Figure III. 10.** [129]

L'Arduino Mega 2560 est une carte microcontrôleur basée sur l'ATmega 2560. Il dispose de 54 broches numériques d'entrée / sortie (dont 15 peuvent être utilisés comme sorties PWM), 16 entrées analogiques, 4UART (ports série matériels), un oscillateur en cristal 16 MHz, une connexion USB, une prise d'alimentation, une embase ICSP et un bouton de réinitialisation. Il contient tout le nécessaire pour soutenir le microcontrôleur ; il suffit de le brancher à un ordinateur avec un câble USB. Le Mega est compatible avec la plupart des blindages conçus pour l'Arduino Duemilanove ou Diecimila. [130]

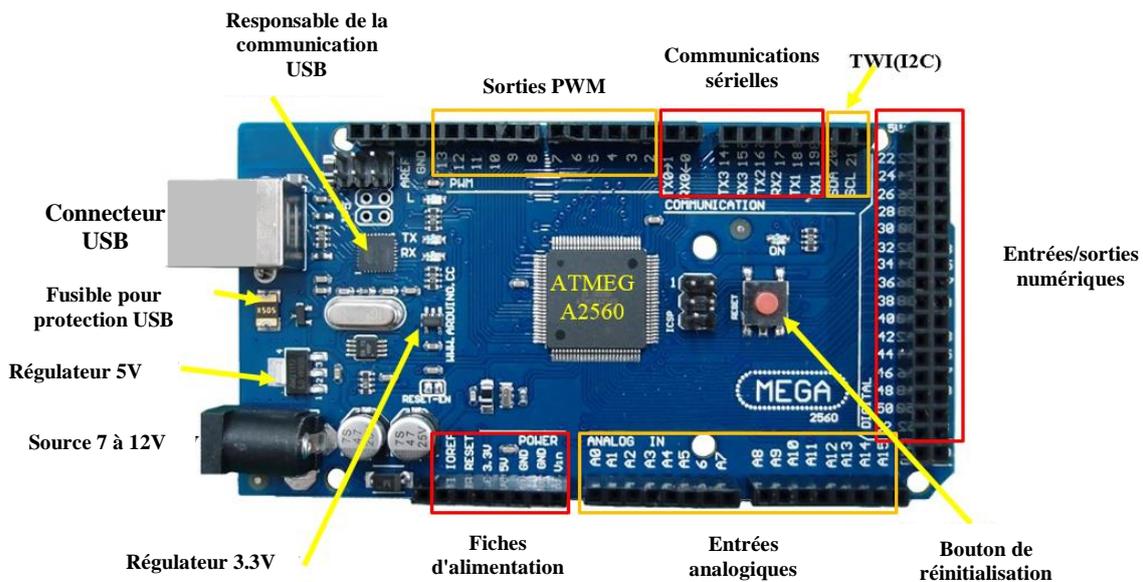


Figure III. 10. Photo de la carte Arduino Mega.



III.7.3. Drivers

Le driver est un circuit qui doit piloter n'importe quel type de module (IGBT, Mosfet) dans n'importe quel type de convertisseur statique. La commande consiste à provoquer et contrôler la transition entre l'état off et l'état on.

Le driver **IR2113** a été choisi pour sa fréquence de commutation élevée (100 kHz), sa faible consommation d'énergie, son alimentation unique et sa faible impédance à l'état "on" et "off". Son pic de courant de sortie élevé est largement suffisant pour contrôler le MOSFET. [131]

Le driver ne sert pas seulement à piloter un module transistor en fonction des ordres qu'il reçoit d'une commande mais aussi doit effectuer la sécurité rapprochée du module qu'il pilote pour améliorer sa survie en cas de défaut (surintensité dans le composant de puissance), et assurer l'isolation galvanique entre le circuit de puissance et circuit de commande. [132]

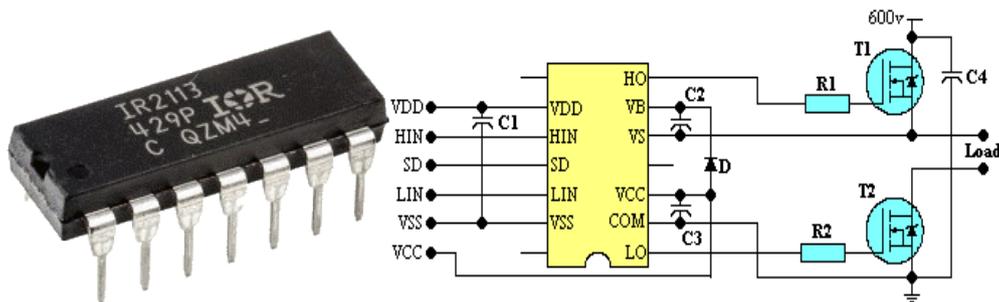


Figure III. 11. Driver IR2123

III.8. STRATEGIES DE COMMANDE

III.8.1. Commande du convertisseur DC/AC (onduleur)

- Commande MLI sinus triangle

La stratégie sinus triangle est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé modulateur d'amplitude A_r et de fréquence f_r avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de très haute fréquence f_p (Figure III. 12).

L'indice de modulation est donné par :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{III. 1})$$



Où f_r est la fréquence de référence et f_p la fréquence porteuse.

La MLI sinus triangle permet de se rapprocher du signal désiré. Elle repousse les harmoniques de la tension de sortie vers les rangs les plus élevées grâce à des fréquences de commutation élevées, ce qui facilite d'avantage le filtrage. Elle permet également de faire varier la valeur d'amplitude de la tension de sortie fondamentale.[133]

Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI (harmonique) provoque des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur) et dans la charge (pertes Joules, pertes fer et de courant de Foucault). [134]

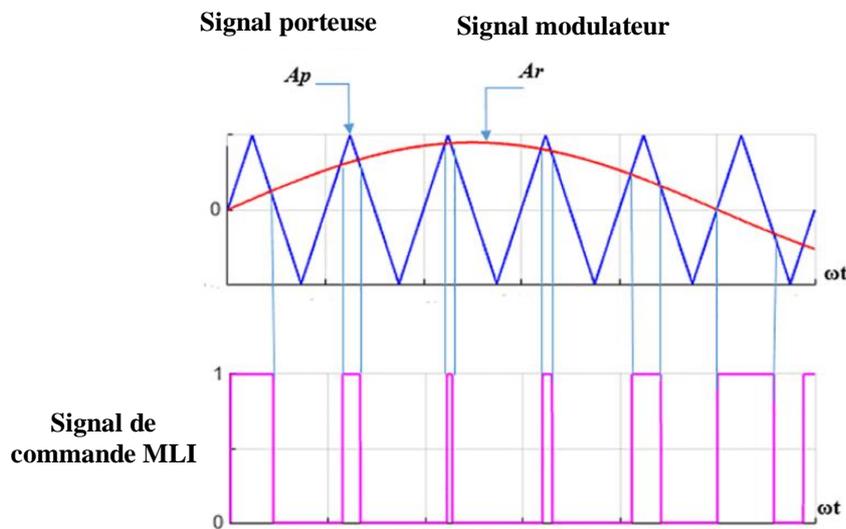


Figure III. 12. Principe of PWM modulation sinus triangle

- **Commande vectorielle**

Le principe de la commande vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Elle permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques de tensions [133]. Cette stratégie se compose de six étapes schématisées par l'organigramme illustré à la **Figure III. 13**. [134]

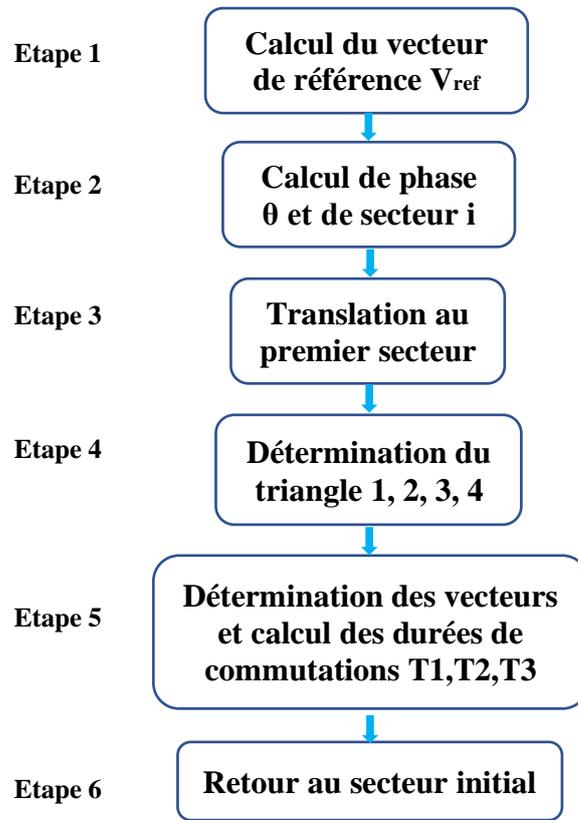


Figure III. 13. Etapes de la MLI vectorielle.

Le principe de fonctionnement de la modulation par commande vectorielle, est illustré à la Figure III. 14. [135]

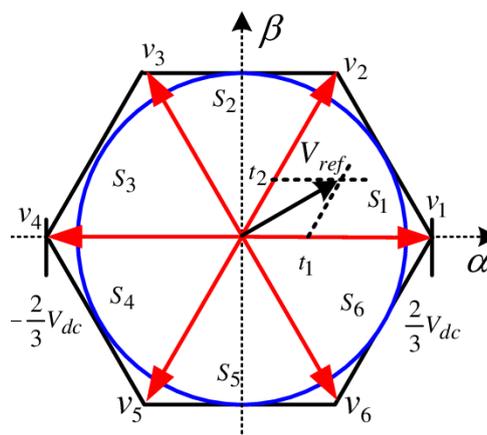


Figure III. 14. Diagramme vectoriel de l'onduleur



A un instant donné, l'onduleur peut générer huit tensions $(V)_i$, ($i = 0, 1, \dots, 7$) dans le plan de la transformée de Concordia (α, β) , dont deux sont nulles $(V)_0$ et $(V)_7$ et six ont le module $V_{dc} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$ et la direction : $\frac{\pi}{3}(i - 1)$ (III.2)

Ces vecteurs sont appelés vecteurs d'espace et sont donnés par la relation suivante

$$(V)_i = V_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3}(i - 1) \\ \sin \frac{\pi}{3}(i - 1) \end{bmatrix}, i=1, \dots, 6 \quad (III.3)$$

Le vecteur des tensions de phase est donc donné par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

On utilise la transformation de Concordia pour transformer le vecteur de tensions triphasées $[V_a V_b V_c]^t$ à un vecteur de tensions diphasées $[V_\alpha V_\beta]^t$.

La matrice de Concordia est donnée par :

$$C_{abc-\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

Parmi les avantages de cette méthode :

- Elle est précise et rapide.
- Minimise les harmoniques de tension.
- Le contrôle des quantités se fait en amplitude et en phase.

Il présente également quelques inconvénients :

- Faible robustesse aux variations paramétriques.
- Présence de transformations de coordonnées en fonction d'un angle estimé θ_s .
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de contrôle.
- Des paramètres erronés provoquent une erreur de couple.



III.8.2. Commande du convertisseur DC-DC (hacheur boost)

- **Commande MLI**

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est fondé sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation et de largeur variable [136].

La technique la plus répandue pour la production d'un signal **MLI** ou encore **PWM (Pulse Width Modulation)** est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice (dans notre cas la modulatrice est une tension constante et réglable) et qui constitue l'image du signal recueilli à la sortie de l'hacheur [136].

Voir **Figure III. 15**.

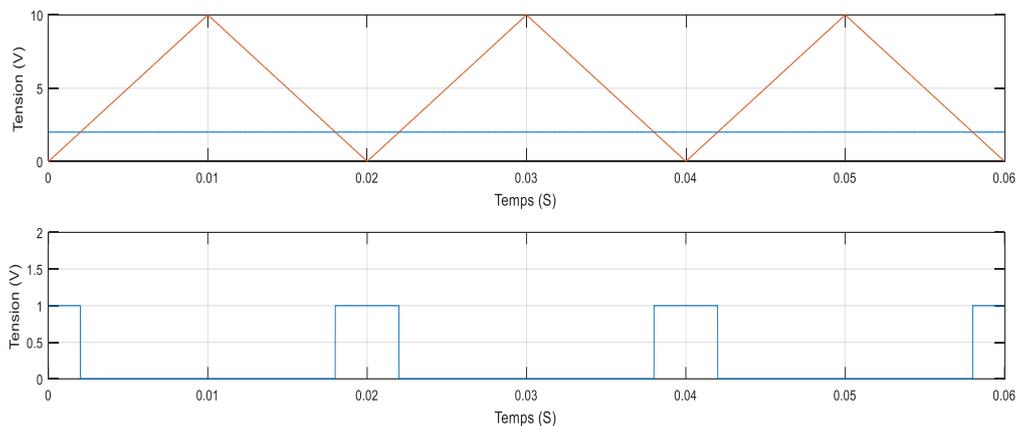


Figure III. 15. Schéma de principe de la commande MLI.

- **Modèle mathématique :**

Afin d'établir le modèle mathématique reliant les variables d'entrée/sortie on représente le circuit équivalent par les deux états du commutateur.

La **Figure III. 16** montre les schémas des circuits équivalents d'un convertisseur survolteur dans les deux cas : a) L'interrupteur fermé pendant dTs et, b) l'interrupteur ouvert pendant $(1 - d.Ts)$ [137]

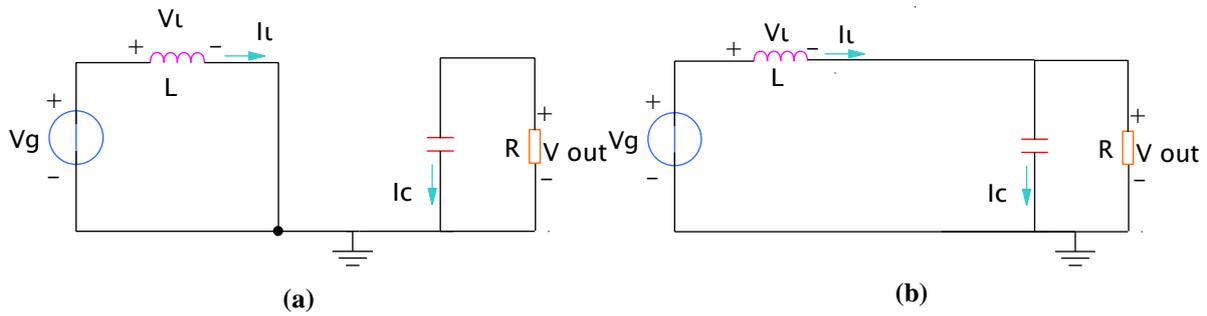


Figure III. 16. (a) : Diagramme BOOST en position 1 (b) : Diagramme BOOST en position 2.

En appliquant les lois de Kirchhoff sur les deux circuits de la **Figure III. 16**, on obtient les systèmes d'équations suivants :

- De $[0 \text{ à } dT]$ (état passant) :

L'interrupteur est en position 1, l'inductance stocke le courant provenant de la source et la capacité maintient la tension de sortie utilisant l'énergie précédemment stockée. Pendant ce temps le courant I_L augmente, on aura donc pour la première période $d.Ts$ selon la **Figure III. 16 (a)** :

$$\begin{cases} V_g = V_L \\ I_c = -I_R = \frac{V_{out}}{R} \end{cases} \quad (III.6)$$

- De $[dT \text{ à } T]$ (état bloqué) :

L'interrupteur est en position 2, lorsque l'interrupteur s'ouvre, l'interruption de courant dans l'inductance provoque une surtension qui s'ajoute à celle du condensateur. D'après la **Figure III. 16 (b)** on aura :

$$\begin{cases} V_L = V_g - V_{out} \\ I_c = I_L - I_{out} = I_L - \frac{V_{out}}{R} \end{cases} \quad (III.7)$$

III.9. RESULTATS ET ANALYSES

Afin de mieux visualiser les variations des grandeurs électriques, nous avons procédé à une étude qualitative par simulation à l'aide de la bibliothèque du logiciel SIMULINK fonctionnant sous l'environnement MATLAB.



En ce qui concerne les sources de courant continu utilisées sont valables pour les deux onduleurs 400 V, on a pris la valeur 0,8 comme indice de modulation pour les deux techniques. Les valeurs de THD% sont mesurées à l'aide du bloc FFT de Powergui.

La valeur du THD est exprimée par :

$$THD = \sqrt{\frac{H_3^2 + H_5^2 + H_{2n+1}^2}{H_1^2}} \quad (III.8)$$

D'où le **THD** est défini comme : le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (C'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale. Il peut s'appliquer soit au courant soit à la tension.

Le schéma bloc de l'onduleur est donné par la **Figure III. 17**. [56] [128]

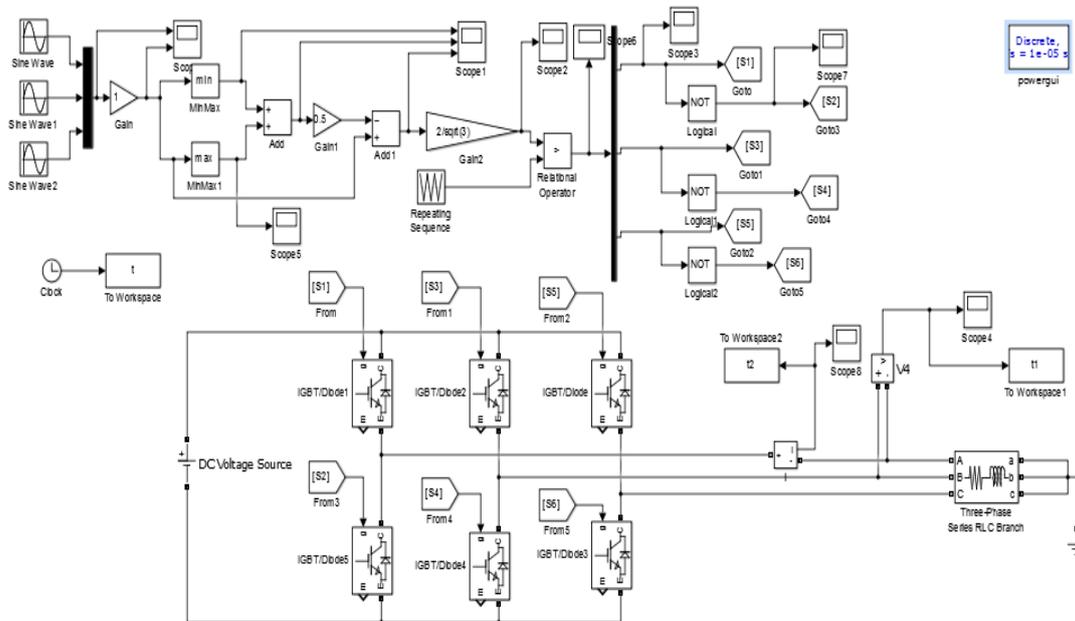
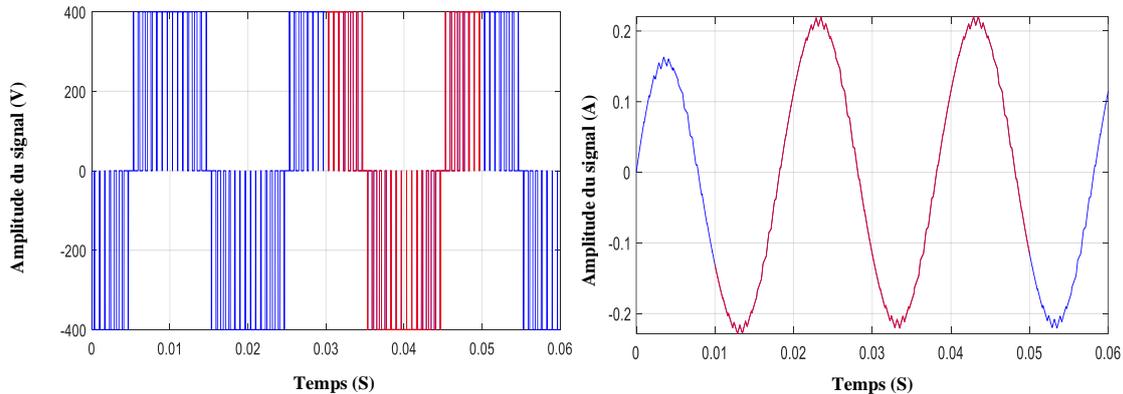


Figure III. 17. Schéma du montage de la commande MLI de l'onduleur triphasé. [56] [128]

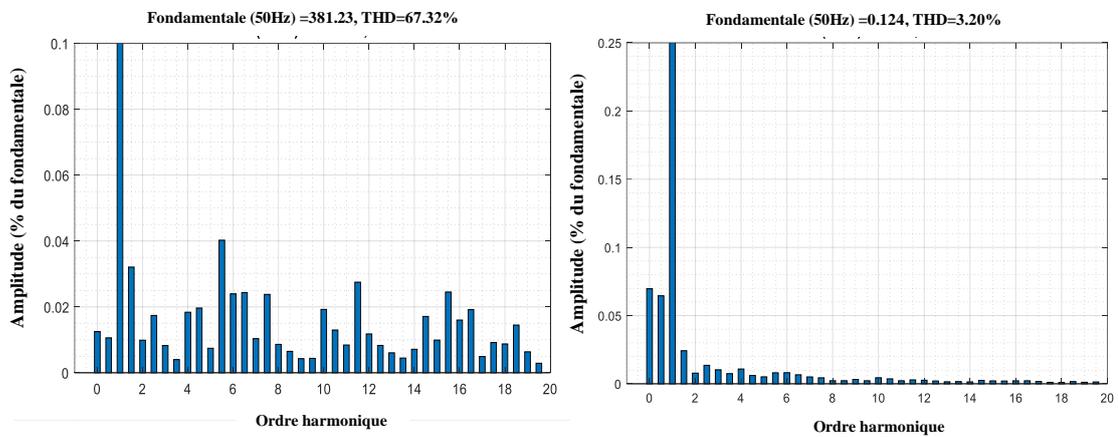
- **Simulation de l'onduleur triphasé à Commande ST PWM**

La **Figure III. 18** montre les formes d'onde et les spectres harmoniques de la tension composés et du courant obtenus à la sortie de l'onduleur triphasé classique à deux niveaux pour la commande PWM-ST. [56] [128]



(a) Tension de sortie.

(b) Courant de sortie.



(c) Spectre harmonique de tension.

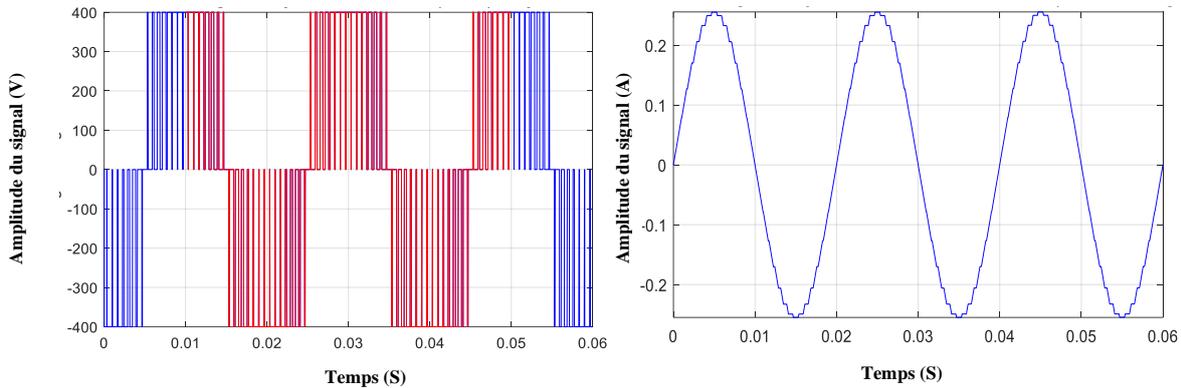
(d) Spectre harmonique du courant.

Figure III. 18. Analyse spectrale de la commande MLI Sinus triangle. [56] [128]

La simulation montre qu'une tension MLI a été obtenue avec une amplitude fondamentale de 381,23V et un THD=67,32% et un courant de ligne sinusoïdal avec une fondamentale de 0,124A et un THD=3,20%. [56] [128]

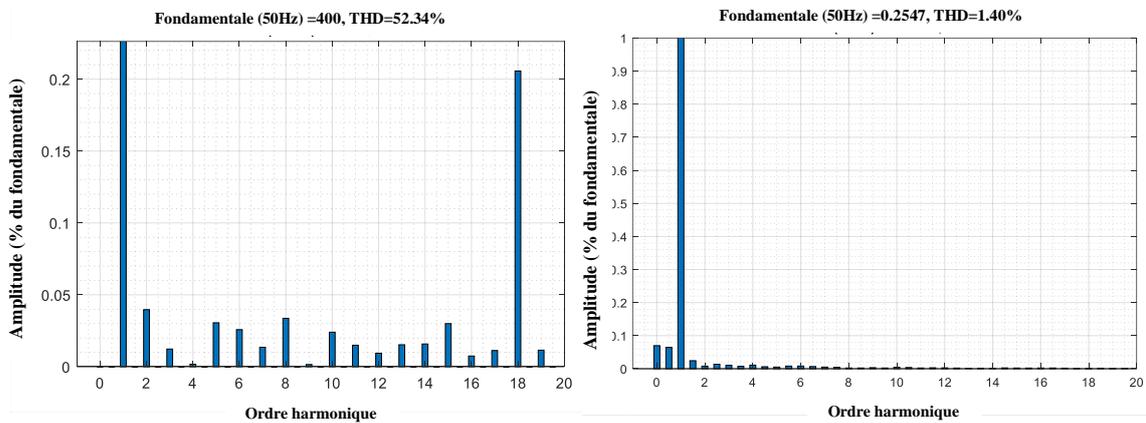
- **Simulation de l'onduleur triphasé à Commande SVM PWM**

Les formes d'onde et les spectres harmoniques du courant et de la tension entre phases obtenus à la sortie de l'onduleur commandé par la commande SVM sont donnés dans la **Figure III. 19**. [56] [128]



(a) Tension de sortie.

(b) Courant de sortie.



(c) Spectre harmonique de tension.

(d) Spectre harmonique du courant.

Figure III. 19. Analyse spectrale Analyse spectrale de la commande SVM PWM. [56] [128]

La simulation montre qu'une tension PWM a été obtenue, avec une amplitude fondamentale de 400V et un THD=52,34% et un courant de ligne sinusoïdal avec une fondamentale de 0,2547A et un THD=1,40%. [56] [128]

• **Interprétations**

L'analyse spectrale de la tension de sortie montre la supériorité de la modulation vectorielle avec une THD = 52,34% par rapport à la PWM sinusoïdale avec une THD = 67,32%.

En fait, une amélioration du taux de distorsion d'environ 15 % a été obtenue, avec un THD du niveau actuel de 1,40 % qui est inférieur aux normes internationales (THD <5% pour le courant). [56] [128]



- **Simulation de l'hacheur boost à commande MLI**

Le schéma du montage réalisé sur l'environnement MATLAB Simulink pour la commande du boost est donné par la figure suivante ; avec $L=0.006$ H, $C= 700e-6$ F. [127]

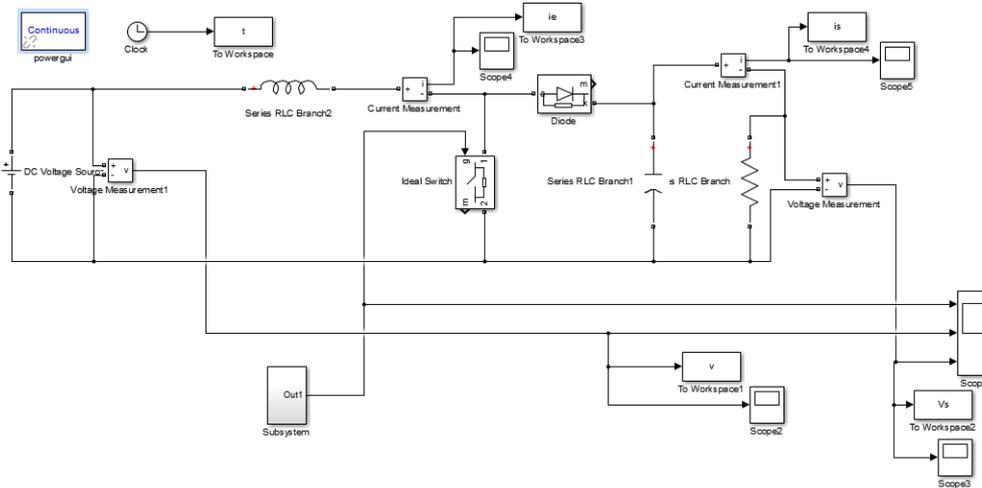


Figure III. 20. Schéma du montage de la commande MLI de l'Hacheur survolteur.

Les formes d'ondes de la tension d'entrée et de sortie de l'hacheur commandé par MLI sont données dans la **Figure III. 21**.

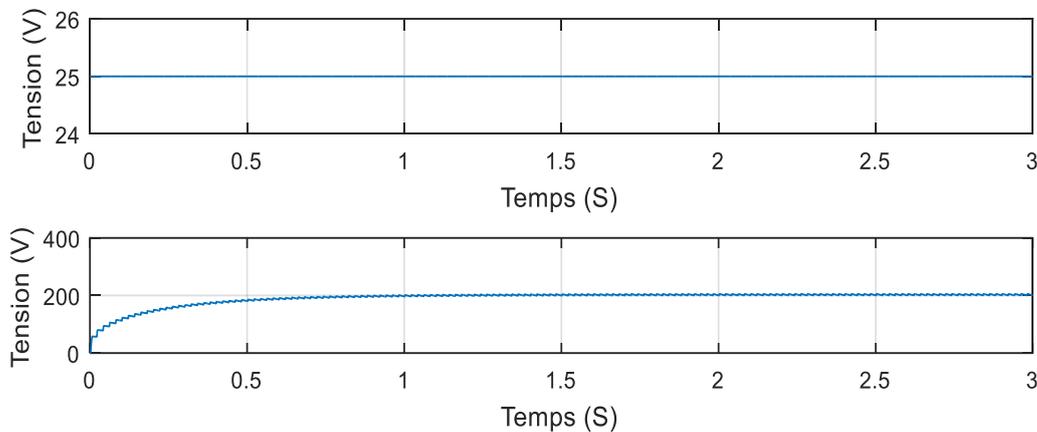


Figure III. 21. Allure de la tension d'entrée et de la tension de sortie respectivement de l'hacheur boost.

- **Interprétations**

D'après la simulation, la tension de sortie de l'hacheur est une tension réglable, elle peut varier de 25V à 500V, en contrôlant le rapport cyclique. Cette tension est utilisée pour l'alimentation de l'onduleur.

Lorsque la tension de sortie voulue augmente, les éléments passifs changent de valeurs, donc il faut un choix précis et judicieux des valeurs de l'inductance et de la capacitance. [127]

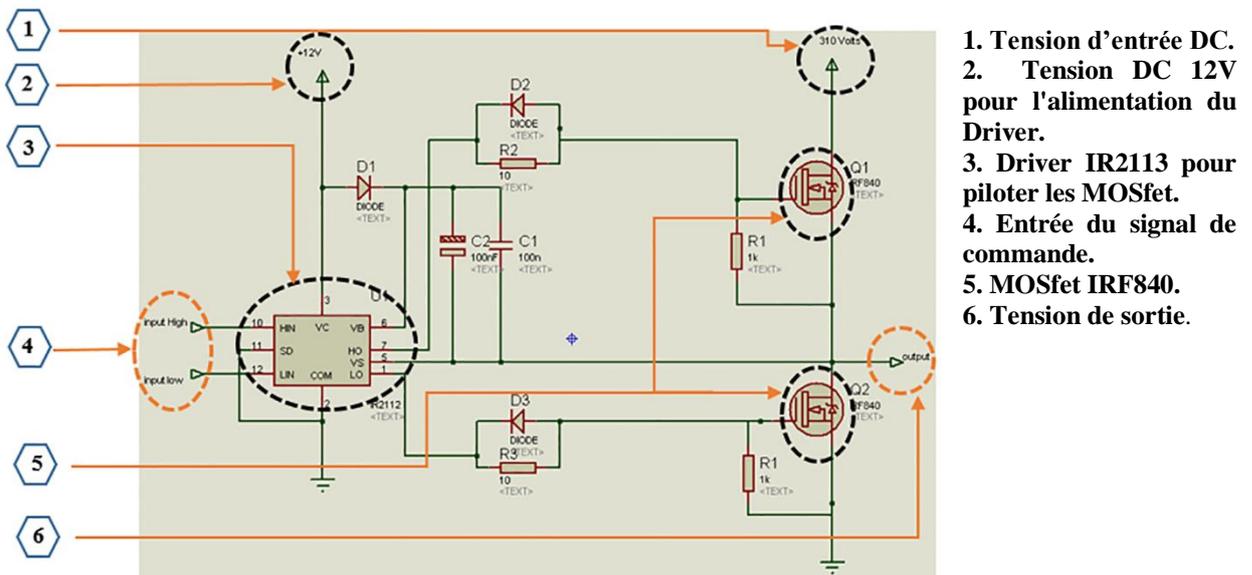


III.10. REALISATION DES CONVERTISSEURS STATIQUES

La méthode d'implantation utilisée est économique et surtout simple, cette méthode est basée sur l'utilisation d'une carte Arduino **Mega** en tant que circuit de commande qui facilitera beaucoup la réalisation des convertisseurs.

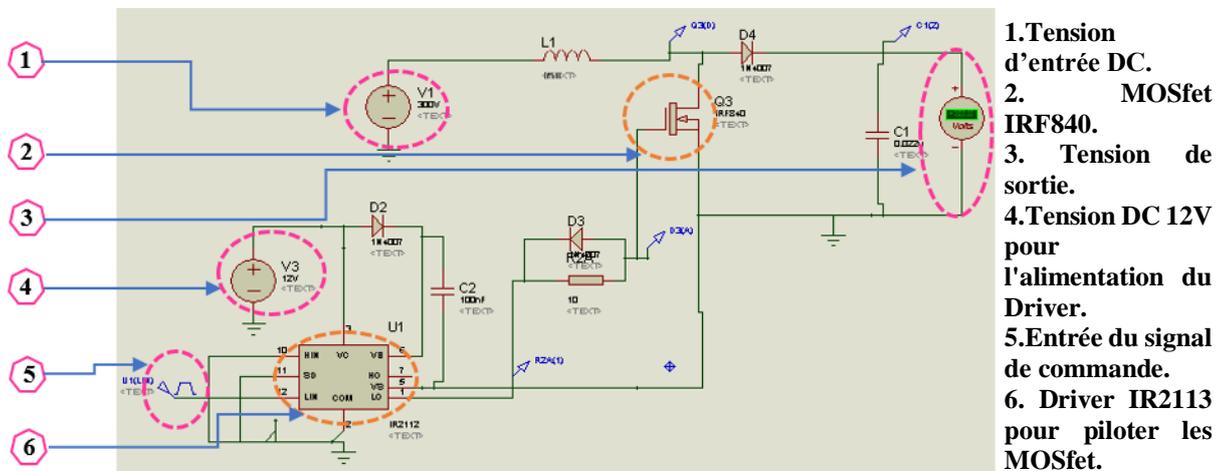
III.10.1. Architecture Sur Proteus (ISIS) des convertisseurs développés

Les schémas bloc de l'onduleur photovoltaïque et l'hacheur boost sont présentés aux figures **III. 22** et **III. 23**, Les interrupteurs du circuit de puissance, sont commandés par une carte Arduino. [56] [128]



1. Tension d'entrée DC.
2. Tension DC 12V pour l'alimentation du Driver.
3. Driver IR2113 pour piloter les MOSfet.
4. Entrée du signal de commande.
5. MOSfet IRF840.
6. Tension de sortie.

Figure III. 22. Schéma de puissance de l'onduleur développé. [56]



1. Tension d'entrée DC.
2. MOSfet IRF840.
3. Tension de sortie.
4. Tension DC 12V pour l'alimentation du Driver.
5. Entrée du signal de commande.
6. Driver IR2113 pour piloter les MOSfet.

Figure III. 23. Schéma de puissance de l'hacheur boost. [127]



III.10.2. Hacheur- Onduleur développé

L'onduleur développé est présenté à la **Figure III. 24** :

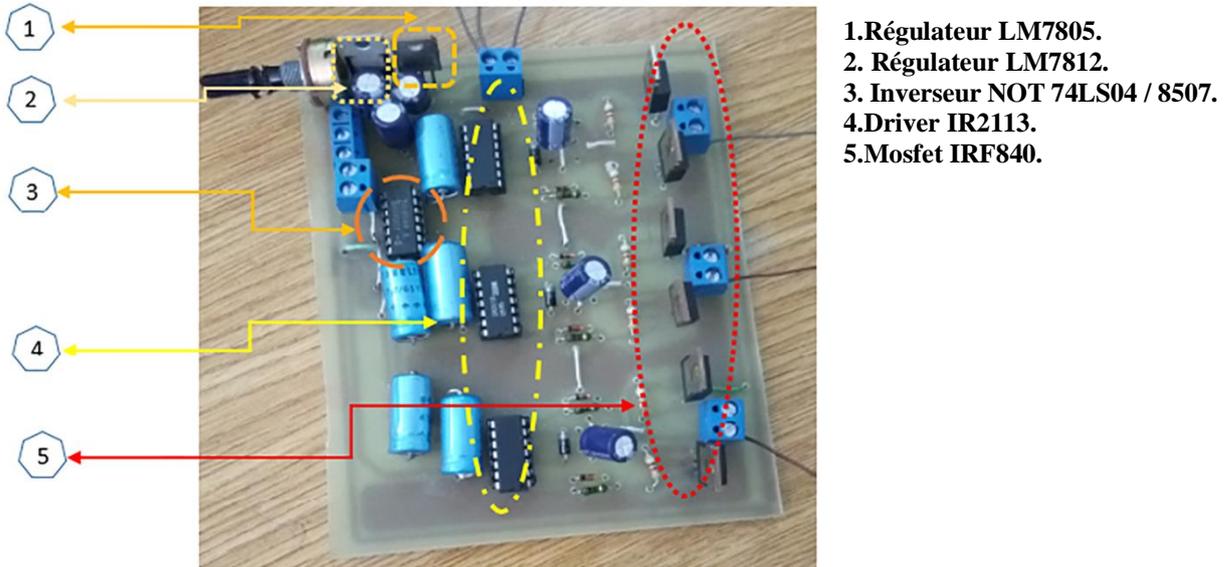


Figure III. 24. Photo de l'onduleur développé. [56]

L'hacheur développé est présenté à la **Figure III. 25** :

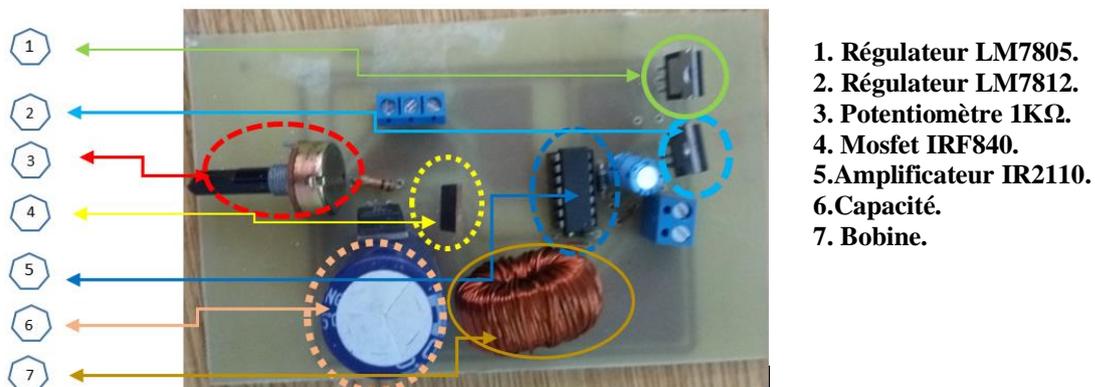
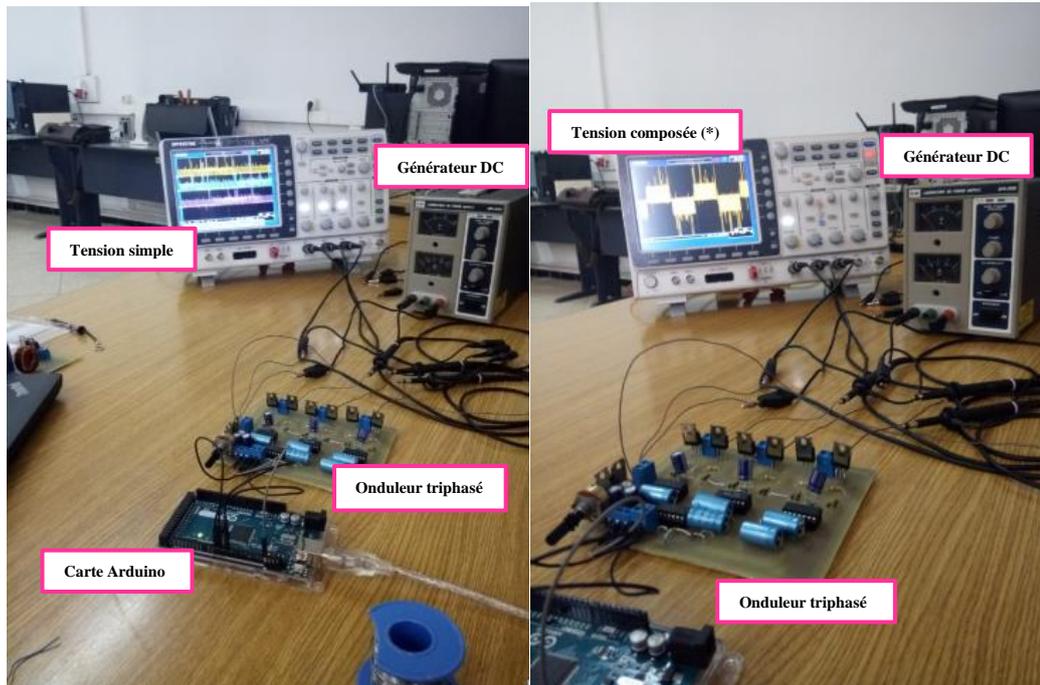


Figure III. 25. Photo de l'hacheur développé. [127]

III.11. ESSAIS DES CONVERTISSEURS REALISES

• ESSAIS D'ONDULEUR

Le test a été appliqué sur une charge inductive. Les tensions de sortie simple et composée sont illustrées à la figure suivante : [56] [128]



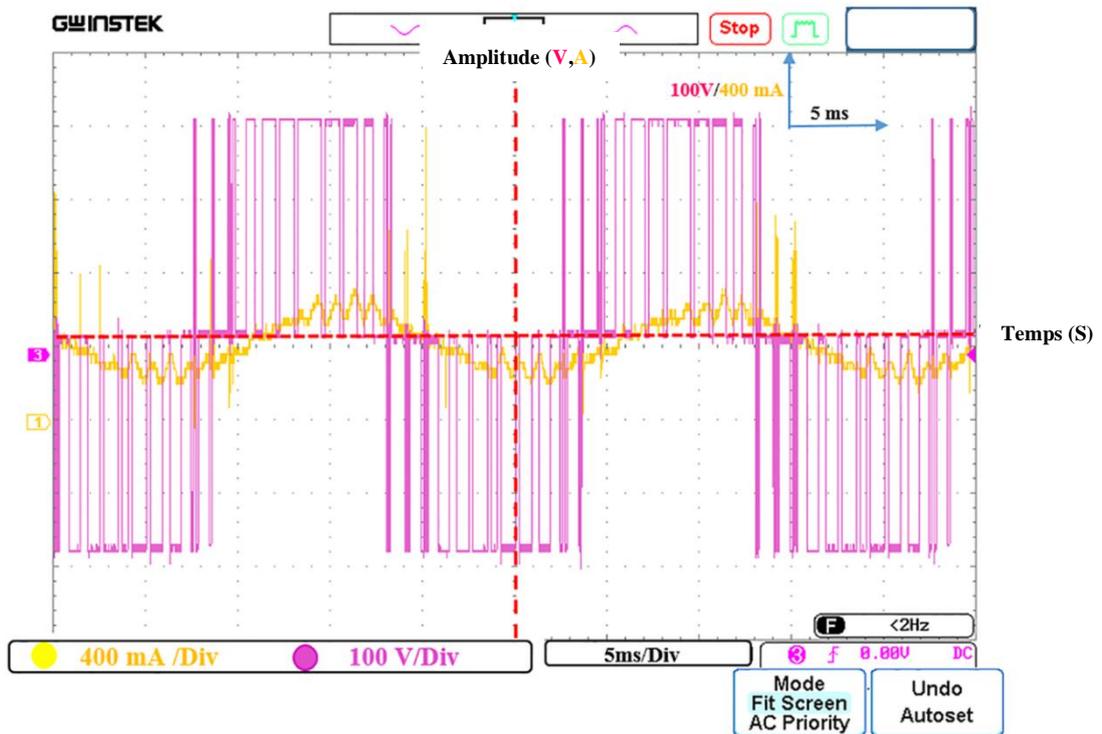
(a) Tension simple à la sortie de l'onduleur.

(b) Tension composée à la sortie de l'onduleur (* le signal est indiqué à la fig.11.a)

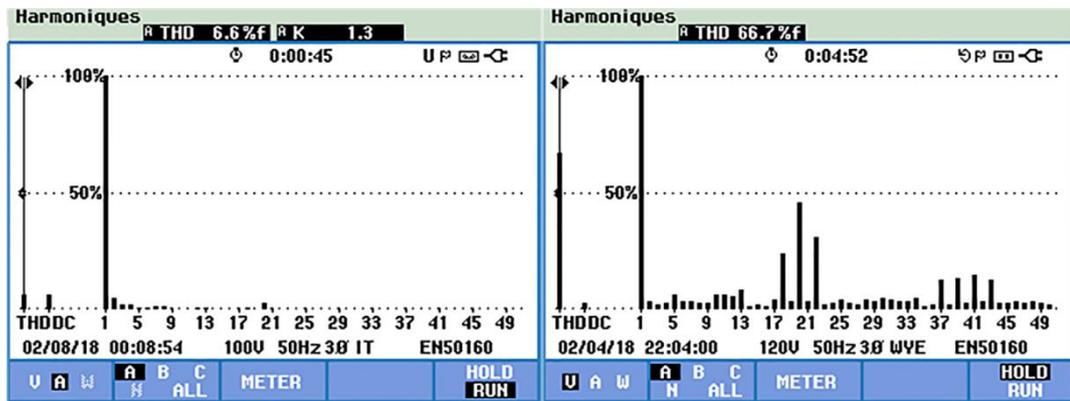
Figure III. 26. Tests d'onduleur.

✓ ESSAI D'ONDULEUR A COMMANDE MLI-ST

Les taux d'harmoniques du courant (**Fig- III. 27-b**) et de tension (**Fig- III. 27-c**) obtenus à la sortie de l'onduleur triphasé commandé par la MLI sinus triangle et le spectre harmonique mesuré par l'analyseur Fluke sont présentés sur la **Figure III. 27** : [56] [128]



(a) Tension-Courant de sortie.



(b) Spectre de courant de charge.

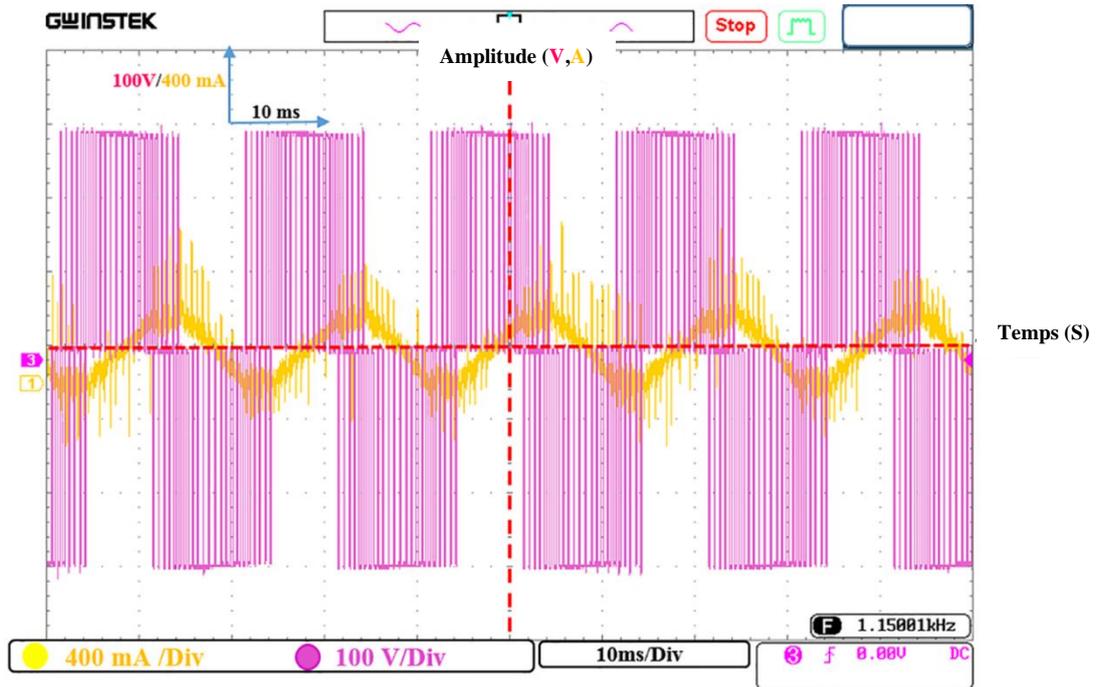
(c) Spectre de la tension.

Figure III. 27. Tension de sortie de l'onduleur triphasé (commande PWM-ST) et analyse spectrale.

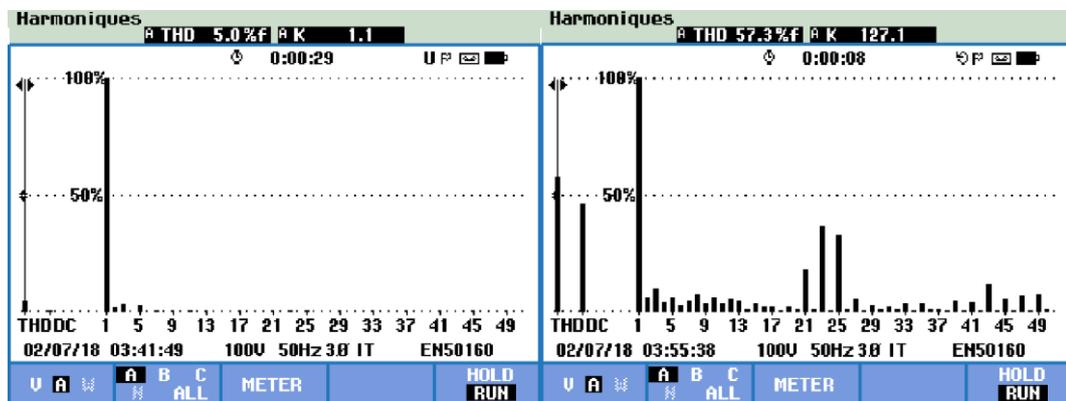
Les mesures effectuées donnent une tension avec un THD de 66,7% et un courant avec un THD égal à 6,6% à la sortie de l'onduleur réalisé contrôlé par la technique MLI-ST. [56] [128]

✓ ESSAI D'ONDULEUR A COMMANDE MLI-SVM

Les tensions et les courants obtenus à la sortie de l'onduleur triphasé contrôlé par la technique MLI-SVM et le spectre harmonique mesuré par le Fluke sont présentés dans la Figure III. 28 : [56] [128]



(a) Tension-Courant de sortie.



(b) Spectre de courant de charge.

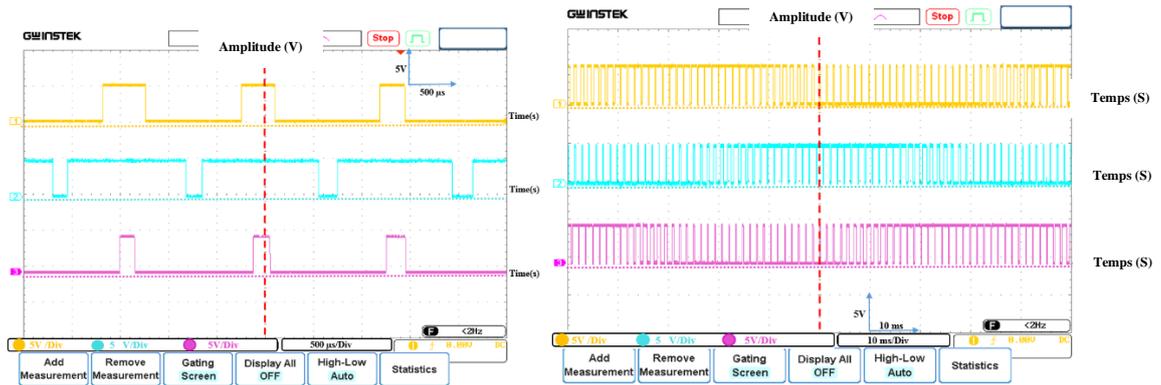
(c) Spectre de la tension.

Figure III. 28. Tension de sortie de l'onduleur triphasé (commande PWM-SVM) et analyse spectrale.

Les mesures effectuées donnent une tension avec un THD de 57,3% et un courant avec un THD égal à 5% à la sortie de l'onduleur réalisé contrôlé par la technique PWM-SVM.

Les signaux de commandes des deux techniques sont représentés dans les figures suivantes :

[56] [128]



(a) Signal de commande de la technique SVM. (b) Signal de commande de la technique ST-PWM.

Figure III. 29. Tests d'onduleur.

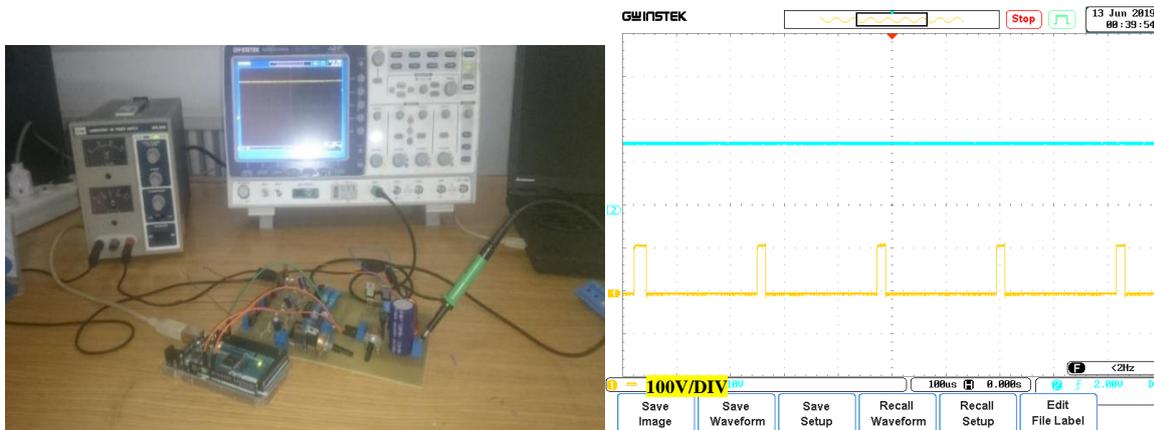
Les analyses spectrales données par l'expérimental sont presque identiques à celles trouvées par la simulation. Il y a une diminution du taux de distorsion de la tension de sortie. La technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM) permet de construire un signal sinusoïdal réglable à partir d'une source de fréquence et de tension fixes. La PWM sinus triangle permet d'approcher du signal souhaité et de faire varier la valeur fondamentale de la tension de sortie. Le contenu harmonique généré par une onde PWM entraîne des pertes dans le réseau (pertes de fer dans le transformateur, pertes de Joule dans la ligne et le convertisseur) et dans la charge (pertes Joules, pertes fer et par courant de Foucault). [56] [128]

De l'autre côté, la commande vectorielle, dans laquelle les angles de commutation sont calculés, offre la réduction des pertes de tension, le résidu harmonique, en générant des tensions plus élevées avec une distorsion harmonique et une fréquence de commutation plus faible par rapport au PWM sinus-triangulaire. Plus la fréquence de commutation est élevée, plus la distorsion de tension est faible. Ce contrôle rapproché (SVM) détermine les séquences de fermetures et d'ouvertures des composants du convertisseur et minimise les harmoniques des tensions appliquées à la charge. [56] [128]

✓ ESSAIS DU MONTAGE DU BOOST

L'allure de tension de sortie de l'hacheur commandé par la MLI est illustrée à la **Figure III. 30**.

On peut faire varier la tension de sortie à l'aide du potentiomètre.



(a) Photo de l'hacheur boost montrant sa tension de sortie. (b) Allure de la tension de sortie /signal de commande de l'hacheur.

Figure III. 30. Hacheur réalisé et allure de la tension de sortie. [127]

- **Interprétations**

L'hacheur boost étudié est capable de générer une modulation de largeur d'impulsions (PWM) de durée et de rapport cyclique variables. Ce convertisseur présente l'avantage d'être un élévateur de tension ce qui permet une bonne adaptation entre la charge et le générateur. Pour une tension de sortie prédéfinie, on choisit des valeurs des composants passifs adéquates et qui sont réellement attribués à cette tension. [127]

III.12. CONCLUSION

Le présent chapitre s'articule autour de l'utilisation optimale de l'énergie solaire afin d'assurer une bonne extraction de cette énergie par le biais des convertisseurs statique (Hacheur/Onduleur).

L'amélioration des performances d'un système photovoltaïque passe par le bon choix des stratégies de commandes utilisées, une étude comparative du point de vue du THD entre deux stratégies de contrôle différentes a été abordée.

L'étude a montré, par simulation et expérience, que la technique de modulation vectorielle spatiale (SVM) a de meilleures performances que la PWM sinusoïdale triangulaire au point de vue THD.



En effet, la PWM vectorielle permet de garantir une meilleure qualité de tension, de minimiser les harmoniques de courant et d'assurer un indice de modulation supérieur à celui fourni par la PWM sinusoïdale.

Une simulation et réalisation de la commande du hacheur survolteur par la technique MLI a été présenté. Cette technique nous a permis de se rapprocher du signal désiré et avoir une bonne adaptation entre la charge et le générateur.

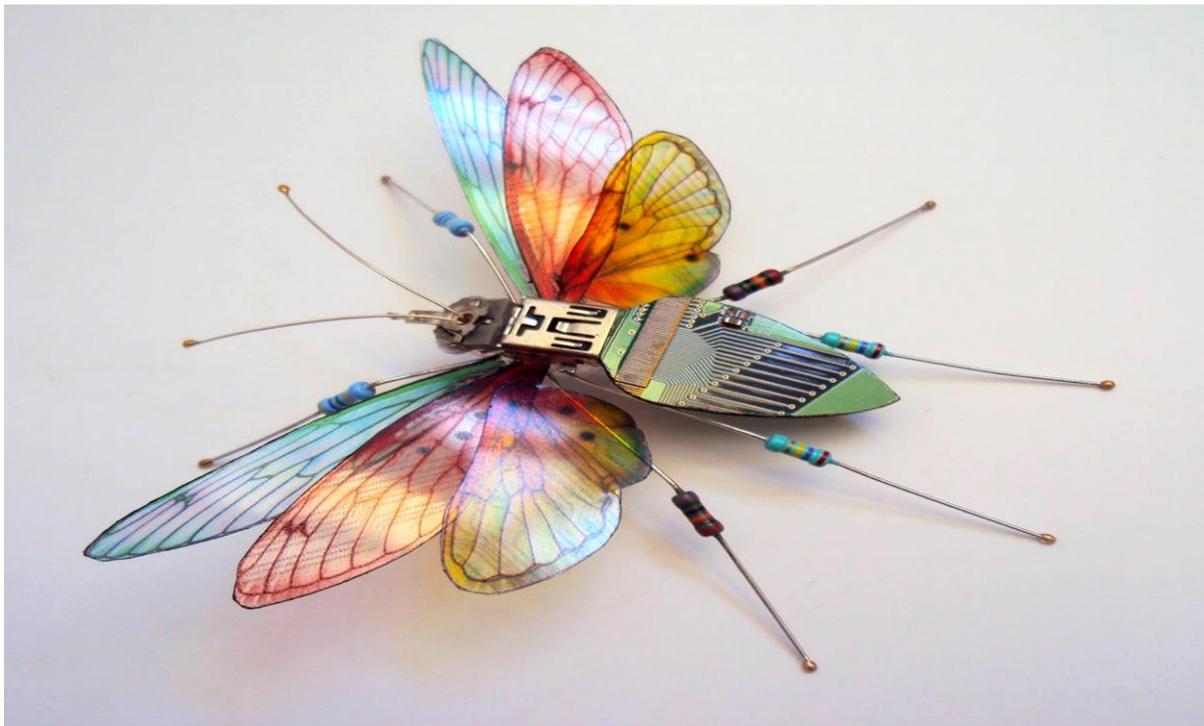
Une modélisation des convertisseurs statique sur le logiciel ISIS proteus a été fait dans le but de simuler le bon fonctionnement des convertisseurs et de faire le bon choix des composants électroniques.

L'utilisation d'une carte Arduino Méga comme organe de commande a simplifié beaucoup la réalisation des convertisseurs, a donné la possibilité de changer le fonctionnement sans la modification de la structure hardware.

Le chapitre suivant sera consacré à la réalisation d'un onduleur à trois niveaux, commandé par la technique MLI sinus triangle, en utilisant la stratégie de recherche du point optimal des deux facteurs de réglage.

Chapitre IV :

Réalisation d'un onduleur à trois niveaux, commandé par la technique MLI sinus triangle, en utilisant la stratégie de recherche du point optimal des deux facteurs de réglage.





Chapitre IV : Réalisation d'un onduleur à trois niveaux, commandé par la technique MLI sinus triangle, en utilisant la stratégie de recherche du point optimal des deux facteurs de réglage.

IV.1. INTRODUCTION

L'évolution des calibres en tension et courant ainsi que l'amélioration des caractéristiques des semi-conducteurs a permis d'utiliser une électronique de puissance plus performante pour des applications de plus grande puissance [138].

L'apparition des convertisseurs multi-niveaux est l'un des résultats de cette évolution. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure classique, du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse, un rendement élevé avec des faibles pertes de commutation. [139]

Les stratégies de modulation de largeur d'impulsion (PWM) sont les plus efficaces pour contrôler les onduleurs multi-niveaux. La commande PWM sinus triangle unipolaire est parmi les techniques de contrôle PWM les plus utilisées.

La variation des paramètres de commande tels que l'indice de modulation et le taux de réglage permet d'avoir un moindre THD et un maximum d'amplitude du fondamental à la sortie de l'onduleur. Cela améliore significativement la qualité des signaux de sortie (courant-tension). Les valeurs optimales de l'indice de modulation et le taux de réglage peuvent être obtenus par la méthode des plans d'expériences. [140]

Dans ce chapitre nous présentons une nouvelle stratégie de recherche du point optimal des deux facteurs de réglage à savoir l'indice de modulation et le taux de réglage donnant le plus faible THD et le maximum d'amplitude du fondamental par l'utilisation de la méthode des plans d'expériences.



IV.2. Modélisation de l'onduleur triphasé NPC à 3-niveaux

La figure IV.1 représente la structure de l'onduleur NPC 3-niveaux triphasé, il est composé de quatre dispositifs de commutation et de deux diodes insérées dans chaque branche, afin de fournir un point neutre. [141,142]

Cette structure avait pour but d'ajouter un niveau de tension intermédiaire à la tension de sortie d'un onduleur, afin de réduire les harmoniques.

Les deux condensateurs du côté DC sont utilisés pour diviser la tension d'entrée DC en deux ($E/2$). [143]

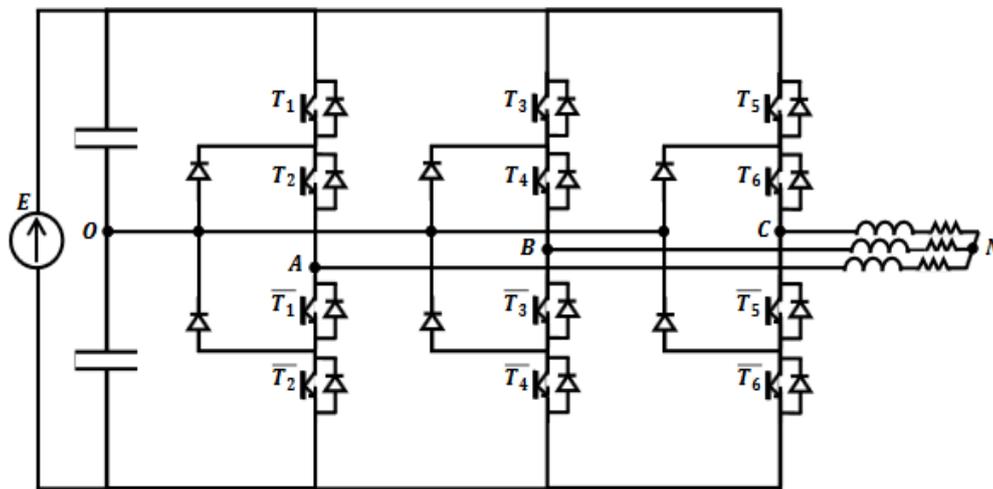


Figure IV.1. Circuit de puissance d'onduleur NPC à trois niveaux.

Les interrupteurs T_i et \bar{T}_i sont complémentaires. Soit CT_i la commande de l'interrupteur T_i : Si T_i est passant, $CT_i = 1$, sinon $CT_i = 0$. Le tableau IV.1 donne les valeurs des tensions $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ en fonction des CT_i .

Tableau IV.1. Valeurs des tensions V_{jo} en fonction des T_i ($j = A, B, C$; $i = 1 \dots 6$) a) Bras A ; b) Bras B ; c) Bras C.

CT_1	CT_2	$V_{AO}(t)$	CT_3	CT_4	$V_{BO}(t)$	CT_5	CT_6	$V_{CO}(t)$
0	0	$-(E/2)$	0	0	$-(E/2)$	0	0	$-(E/2)$
0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	1	$E/2$	1	1	$E/2$	1	1	$E/2$
1	0	X	1	0	X	1	0	X
a)			b)			c)		



A partir de ces tableaux, les expressions des tensions $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ en fonction des CT_i sont :

$$V_{AO}(t) = \frac{E}{2}(C_{T1} + C_{T2} - 1) \quad (IV.1)$$

$$V_{BO}(t) = \frac{E}{2}(C_{T3} + C_{T4} - 1) \quad (IV.2)$$

$$V_{CO}(t) = \frac{E}{2}(C_{T5} + C_{T6} - 1) \quad (IV.3)$$

Posons :

$$S_1 = C_{T1} + C_{T2} \quad (IV.4)$$

$$S_2 = C_{T3} + C_{T4} \quad (IV.5)$$

$$S_3 = C_{T5} + C_{T6} \quad (IV.6)$$

La fonction S_i peut prendre donc trois valeurs : 0, 1 et 2

Les expressions des tensions $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ deviennent :

$$V_{AO}(t) = \frac{E}{2}(S_1 - 1) \quad (IV.7)$$

$$V_{BO}(t) = \frac{E}{2}(S_2 - 1) \quad (IV.8)$$

$$V_{CO}(t) = \frac{E}{2}(S_3 - 1) \quad (IV.9)$$

L'expression matricielle des trois tensions est donc :

$$\begin{pmatrix} V_{AO}(t) \\ V_{BO}(t) \\ V_{CO}(t) \end{pmatrix} = \frac{E}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (IV.10)$$

D'autre part, pour une charge triphasée équilibrée, et d'après la loi de Kirchhoff, la somme des trois courants de phase est nulle ;

$$I_A(t) + I_B(t) + I_C(t) = 0 \quad (IV.11)$$

Avec $I_A(t)$, $I_B(t)$ et $I_C(t)$: courants de sortie de l'onduleur.

En multipliant l'expression (IV.11) par l'impédance, qui est la même pour les trois phases de la charge, nous trouvons :



$$V_{AN}(t) + V_{BN}(t) + V_{CN}(t) = 0 \quad (\text{IV.12})$$

A partir de (IV.12), nous exprimons $V_{AN}(t)$, $V_{BN}(t)$ et $V_{CN}(t)$ en fonction de $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$:

$$\begin{pmatrix} V_{AN}(t) \\ V_{BN}(t) \\ V_{CN}(t) \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{AO}(t) \\ V_{BO}(t) \\ V_{CO}(t) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.13})$$

En remplaçant $V_{AO}(t)$, $V_{BO}(t)$ et $V_{CO}(t)$ dans l'équation (IV.13) par leurs expressions dans l'équation (IV.10), nous trouvons :

$$\begin{pmatrix} V_{AN}(t) \\ V_{BN}(t) \\ V_{CN}(t) \end{pmatrix} = \frac{E}{6} \begin{pmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (\text{IV.14})$$

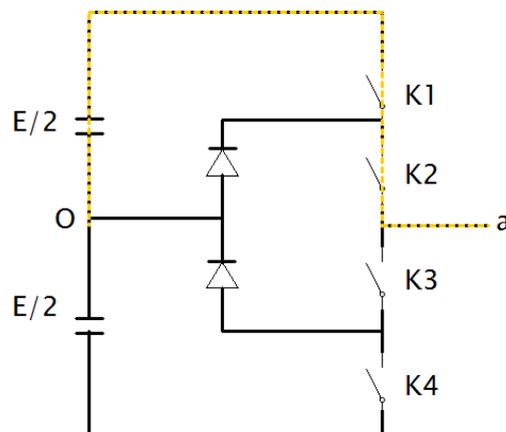
Du point de vue des composantes fondamentales (rang 1), $V_{AN}(t)$, $V_{BN}(t)$ et $V_{CN}(t)$ forment un système sinusoïdal triphasé équilibré direct, elles peuvent donc être représentées graphiquement par un vecteur spatial tournant \overline{V}_s :

$$\overline{V}_s = \frac{2}{3} \left[V_{AN}(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_{BN}(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} V_{CN}(t) \right] = \frac{E}{3} \left[S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) + j\frac{\sqrt{3}}{2}(S_2 - S_3) \right] \quad (\text{IV.15})$$

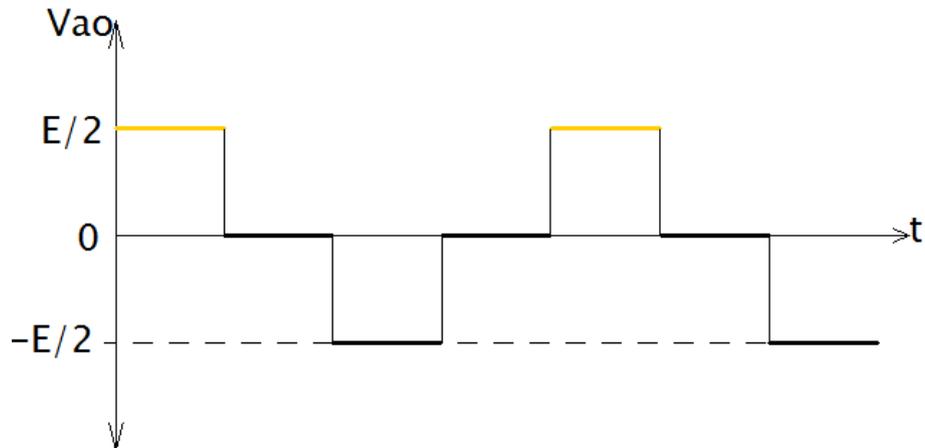
- **Mode de fonctionnement**

Séquences 1 : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs K1, K2 sont passants et K3, K4 sont bloqués comme le montre la figure (a). La tension de sortie V_{ao} est : $V_{ao} = +E/2$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs K3, K4 vaut : $V_{K3} = V_{K4} = +E/2$. [143-145]



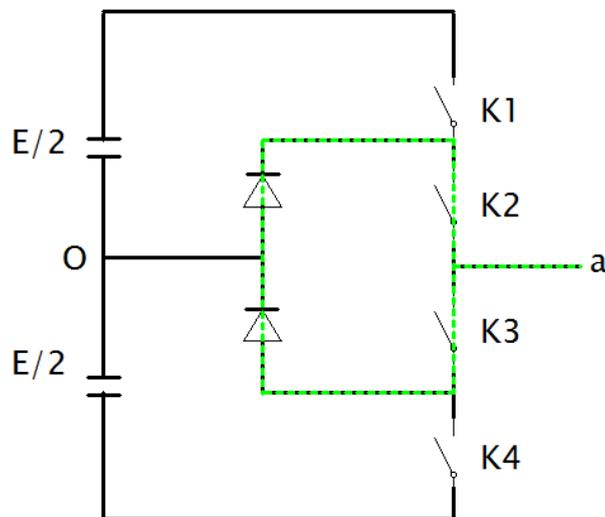
a(1). Génération du niveau maximum



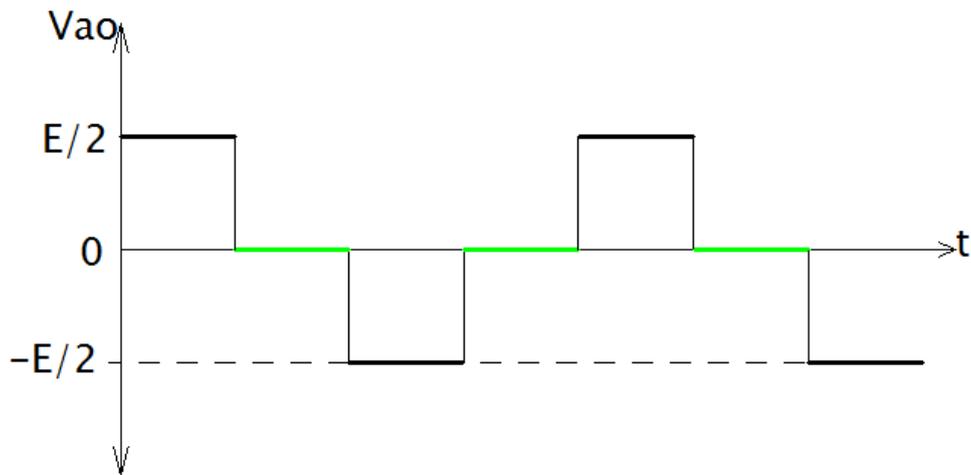
a (2). Niveau maximum

Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire

Les interrupteurs K2, K3 sont passants et K1, K4 sont bloqués, dans ce cas le point **a** est relié directement au point **O** à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure (b). La tension de sortie V_{ao} est donc nulle, $V_{ao} = 0$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs K1, K4 vaut : $V_{K1} = V_{K4} = E/2$. [143-145]



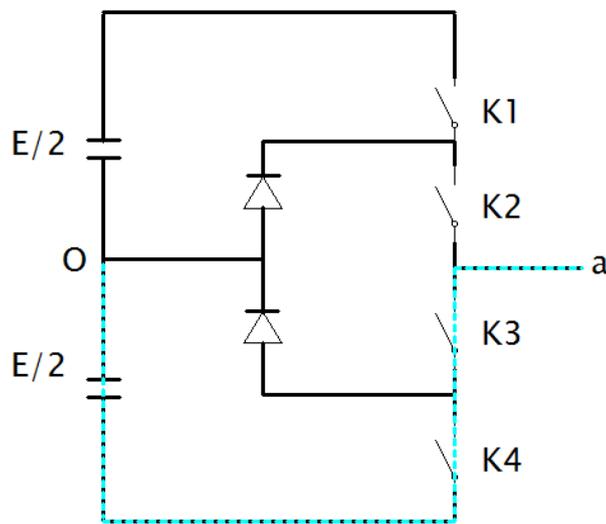
b(1). Génération du niveau intermédiaire



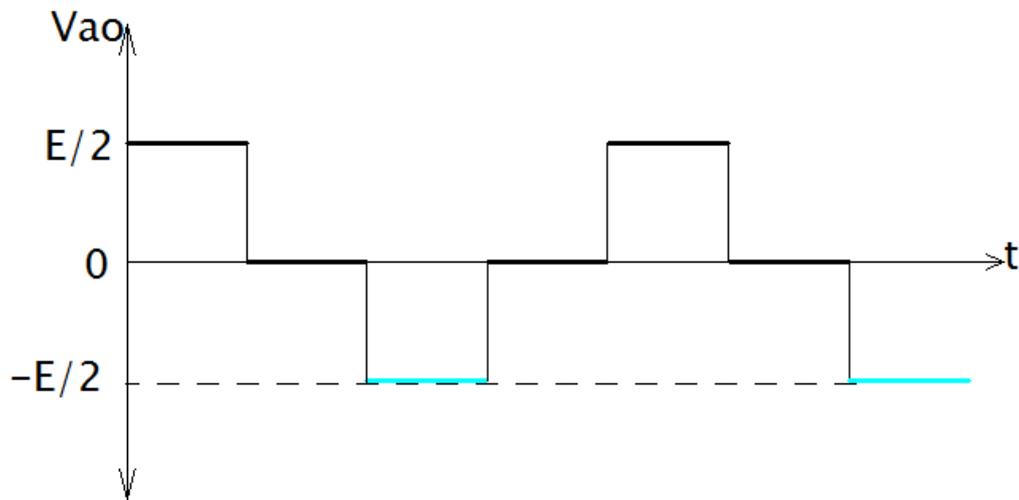
b(2). Génération du niveau intermédiaire

Séquences 3 : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs K1, K2 sont bloqués et K3, K4 sont passants comme le montre la figure (c). La tension de sortie $V_{ao} = -E/2$. Et La tension inverse appliquée aux interrupteurs K1, K2 vaut : $V_{K1} = V_{K2} = +E/2$. [143-145]



c(1). Génération du niveau minimum



c(2). Niveau minimum

Figure IV.2. Mode de fonctionnement d'un onduleur NPC à 3 Niveaux.

IV.3. PLANS D'EXPERIENCES

L'utilisation de la méthodologie des plans d'expériences (MPE), permet de déterminer le nombre d'expériences à faire en fonction d'un objectif bien défini, d'étudier plusieurs facteurs simultanément, de réduire la dispersion relative aux mesures, d'apprécier les effets du couplage entre les facteurs et enfin d'évaluer l'influence respective des facteurs et leurs interactions : [146-149].

Les techniques de modélisation des surfaces de réponse (RSM) utilisées supposent que la réponse du processus est liée à des facteurs différents de production par une dépendance quadratique. [146-149].

$$y = f(u_i) = c_0 + \sum c_i u_i + \sum c_{ij} u_i u_j + \sum c_{ii} u_i^2 \quad (IV.16)$$

Si on suppose que $+\Delta u_i$ représente la variation des variables d'entrée et la valeur centrale est u_{i0} ($u_i = u_{i0} + \Delta u_i$), les valeurs centrales normalisées pour les facteurs d'entrée peuvent être définies comme :

$$x_i = \frac{u_i - u_{i0}}{\Delta u_i} \quad (IV.17)$$

Avec

$$u_{i0} = \frac{u_{i\max} + u_{i\min}}{2}, \quad \Delta u_i = \frac{u_{i\max} - u_{i\min}}{2} \quad (IV.18)$$



Pour ces nouvelles variables, la fonction de sortie (réponse) devient :

$$y = f(x_i) = a_0 + \sum a_i x_i + \sum a_{ij} x_i x_j + \sum a_{ii} x_i^2 \quad (\text{IV.19})$$

Où : a_0 , a_i , a_{ii} et a_{ij} : sont des coefficients calculés.

Le programme MODDE 5.0 (Umetrics AB, Umea, Suède) est un outil pour la génération et l'évaluation de plans d'expériences [147-149]. Un guide assiste l'utilisateur dès le début de l'investigation à l'établissement d'une feuille de calcul, définition des facteurs et des réponses, choix de l'objectif (de criblage ou de RSM), choix du modèle (linéaire, quadratique), et du plan. Lorsque la feuille de calcul est achevée, le programme propose un modèle mathématique, qui aide à l'interprétation des données et la prédiction des réponses,

Ainsi, MODDE 5.0 calcule les coefficients du modèle, affiche la surface de réponse et identifie les meilleurs réglages des facteurs pour atteindre une performance optimale du processus.

Par ailleurs, le programme calcule deux critères statistiques importants qui permettent de valider ou non le modèle mathématique, symbolisés par R^2 et Q^2 [147-149]. Le premier est appelé la qualité de l'ajustement : c'est une mesure de l'efficacité du modèle. Il varie entre 0 et 1, où 1 indique un modèle parfait et 0 aucun modèle du tout. Le second est appelé la qualité de prédiction du modèle et estime le pouvoir prédictif du modèle. Comme R^2 , Q^2 a une limite supérieure de 1 et une limite inférieure de moins l'infini.

IV.4. MODULATIONS MLI MULTIPORTEUSES

La Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI, PWM Pulse Width Modulation), offre une bonne opportunité pour la réalisation de la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Dans ce cas, les pertes d'harmoniques au niveau de la charge seront plus faibles considérablement. [150]

Le principe de la stratégie PWM proposée, consiste à comparer plusieurs porteuses triangulaires avec deux ondes de modulation déphasées de 180° . Dans le cas d'un onduleur de niveau S, $(S-1)/2$ porteuses triangulaires de même fréquence f_c et de même amplitude crête à crête A_c sont disposées de façon à ce que les bandes qu'elles occupent soient adjacentes.

[150]



Pour un onduleur NPC à trois niveaux ($S=3$) on compare alors $n=(3-1)/2=1$ porteuse avec deux modulantes déphasées de 180° . D'où n est le nombre de porteuses. Voir figure IV.3.

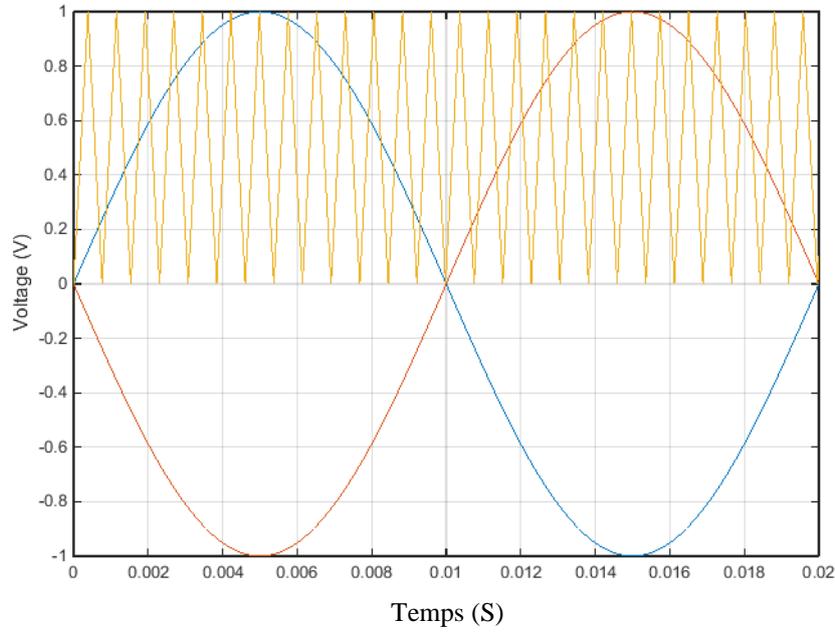


Figure IV.3. Génération des instants de commutation de la commande PWM sinus triangle.

IV.4.1. Définitions

IV.4.1.1. Taux de modulation

Le taux de modulation est défini comme le rapport entre l'amplitude V_1 du fondamental de la tension de sortie et la tension constante d'alimentation de l'onduleur V_d :

$$m_i = \frac{V_1}{V_d} \quad (IV.20)$$

L'onde modulante est en fait représentative du fondamental de la tension de sortie désirée et est utilisée comme référence.

IV.4.1.2. Taux de réglage en tension

On appelle coefficient de réglage en tension m_a la relation entre l'amplitude de la modulante et l'amplitude de la porteuse permettant d'ajuster l'amplitude du fondamental de la tension.

On définit le coefficient de réglage par :



$$\mathbf{m}_a = \frac{A_m}{A_c} \quad (\text{IV.21})$$

Avec :

A_m : Amplitude de l'onde modulante.

A_c : Amplitude de la porteuse triangulaire.

Si l'amplitude maximale du fondamentale est inférieure ou égale au $\frac{\sqrt{3}}{2}$ de la tension d'entrée V_d et le rapport de modulation \mathbf{m}_a est inférieur ou égal à l'unité, la composante fondamentale V_{LL1} de la tension alternative de sortie est proportionnelle à la tension d'entrée. Le contrôle de tension par variation de \mathbf{m}_a pour un PWM sinus triangle est divisé en trois zones, illustrées à la figure IV.4. [151]

V_{LL1} : Amplitude maximale de la composante fondamentale de la tension composée.

V_d : Tension de liaison DC.

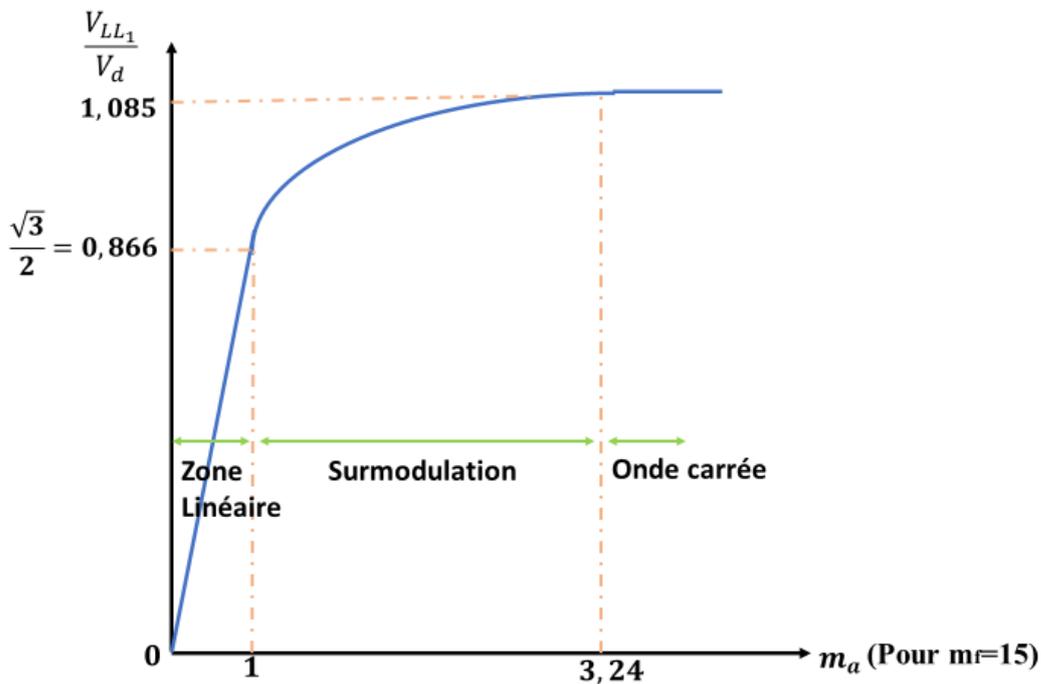


Figure IV.4. Contrôle de tension par variation du rapport de modulation \mathbf{m}_a .

- **Zone linéaire $\mathbf{m}_a \leq 1$:**

La condition $V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \mathbf{m}_a V_d$ détermine la région linéaire. Il s'agit d'un PWM sinusoïdal dans lequel l'amplitude de la tension fondamentale varie linéairement avec le rapport de modulation d'amplitude \mathbf{m}_a . Le PWM pousse les harmoniques dans une plage de haute



fréquence autour de la valeur de commutation et de ses multiples. Cependant l'amplitude maximale disponible de la composante fondamentale peut ne pas être aussi élevée que souhaité. [151]

- **Sur-modulation $1 \leq m_a \leq 3.24$:**

La condition $\frac{\sqrt{3}}{2} V_d \leq V_{LL1} \leq 1.085 V_d$ détermine la région de la surmodulation. La surmodulation fait que la tension de sortie contient beaucoup plus d'harmoniques dans les bandes latérales par rapport à la plage linéaire. [151]

Le gros inconvénient de la sur-modulation, c'est que la démodulation ne peut plus restituer correctement le signal transmis (modulant). On ne retrouvera pas le signal modulant initial. Il y a donc distorsion de celui-ci.

- **Onde carrée $m_a \geq 3.24$**

La condition $V_{LL1} \geq 1.085 V_d$ détermine la région de l'onde carrée. La forme d'onde de la tension de l'onduleur se transforme d'une forme d'onde modulée en largeur d'impulsion en une onde carrée.

IV.4.1.3. Indice de modulation m_f

On note indice de modulation, m_f , le rapport entre la fréquence de la porteuse et la fréquence de l'onde de référence.

On définit l'indice de modulation par : $m_f = \frac{f_c}{f_m}$. (IV.21)

Avec :

f_c : fréquence de la porteuse triangulaire.

f_m : fréquence de la modulante.

Généralement la fréquence du signal triangulaire est beaucoup plus grande que la fréquence du signal d'entrée pour obtenir un THD faible. On a deux plages de m_f :

- **Petit $m_f \leq 21$:**

Pour un petit $m_f \leq 21$ un point doit être mentionné :

Pour les petites valeurs de m_f , le signal de forme d'onde triangulaire et le signal d'entrée doivent être synchronisés entre eux (PWM synchrone). Ce PWM synchrone nécessite que



m_f soit un entier. Le PWM synchrone est utilisé au lieu du PWM asynchrone (où m_f n'est pas un entier) qui entraîne des sous-harmoniques (de la fréquence fondamentale) indésirables dans la plupart des applications. [151]

- **Grand $m_f > 21$:**

Les amplitudes des sous-harmoniques dues au PWM asynchrone sont faibles pour des valeurs élevées de m_f . Cependant, si l'onduleur alimente une charge telle qu'un moteur à courant alternatif, les sous-harmoniques à fréquence nulle ou proche de zéro, produiront un courant important même si leur amplitude est faible, ce qui est hautement indésirable. Par conséquent, il faut éviter le PWM asynchrone. [151]

IV.5. Plans d'expérience appliqués à l'onduleur NPC

L'onduleur triphasé commandé par la MLI sinus triangle comprend deux facteurs contrôlables (entrées) qui influent sur les formes d'ondes et la qualité du signal de sortie qui sont :

- Taux de réglage ($r, m_a \dots$) $m_a = r = \mathbf{A}_m / \mathbf{A}_c$
- Indice de modulation $m_f = \frac{f_c}{f_m}$;

Et quatre réponses (sorties) qui sont le taux de distorsion harmonique THD pour le courant et la tension et l'amplitude du fondamental du signal de sortie pour le courant et pour la tension.

Les critères choisis pour l'optimisation sont :

- La minimisation du taux de distorsion du courant et de tension ;
- La maximisation du fondamental du courant et de la tension.

IV.5.1 Domaine de variation des facteurs de commande

La réalisation de ces plans d'expérience consiste à varier un facteur et fixer tous les autres à des valeurs constantes.

Des simulations préliminaires ont été faites afin d'étudier l'influence des facteurs de commande contrôlables et leurs domaines de variation, en employant les résultats de plusieurs expériences « d'un-facteur-à-la fois ». [152]



IV.5. 2 Effet du taux de réglage et l'indice de modulation sur le fondamental et le THD de tension et de courant

Afin d'étudier l'influence de la variation du taux de réglage et de l'indice de modulation sur les réponses, une simulation de l'onduleur NPC sur l'environnement Matlab Simulink est faite. Le THD et le fondamental pour une charge RL ($R=1\Omega$, $L=200\text{ mH}$) sont mesurés à l'aide du block Powergui. Voir figures IV.5 à IV.8.

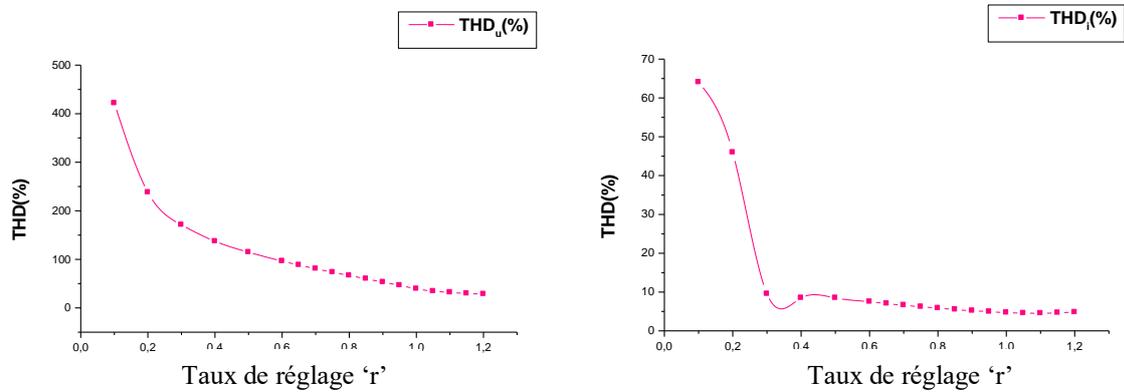


Figure IV.5. Variation du THD (u-i) en fonction du taux de réglage ($m_f = 15$)

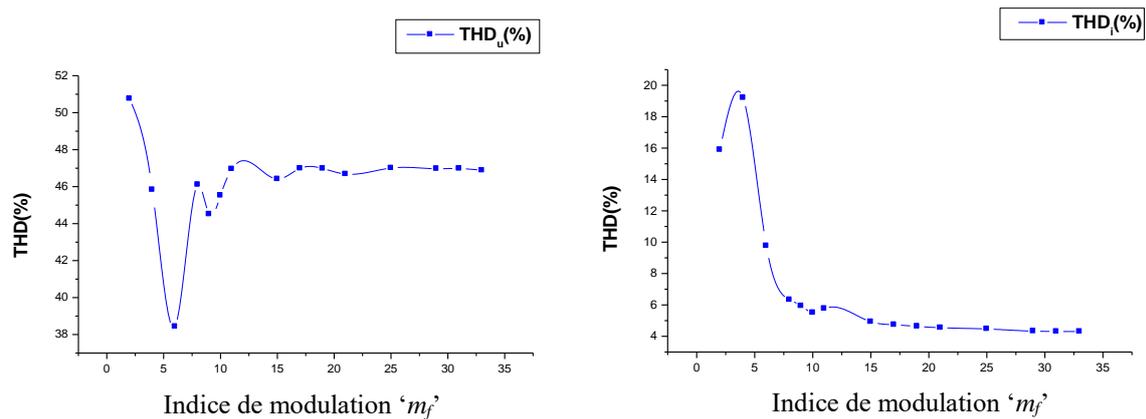


Figure IV.6. Variation du THD (u-i) en fonction de l'indice de modulation ($r = 0.95$)

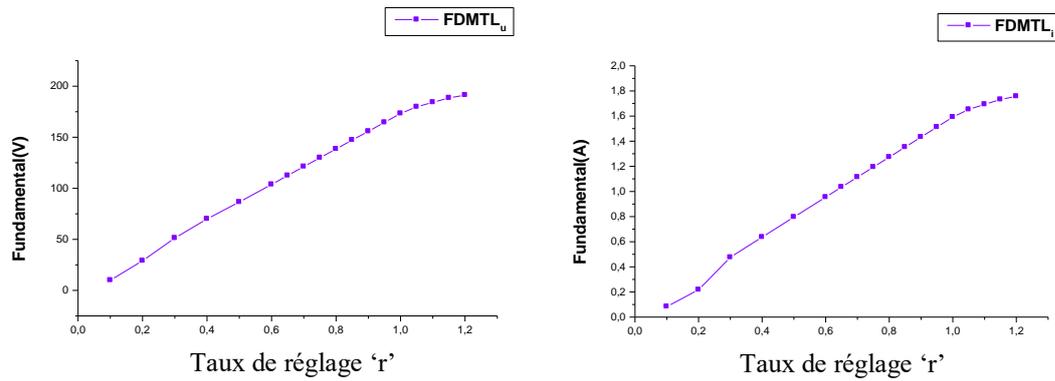


Figure IV.7. Variation du fondamental (u-i) en fonction du taux de réglage ($m_f = 15$)

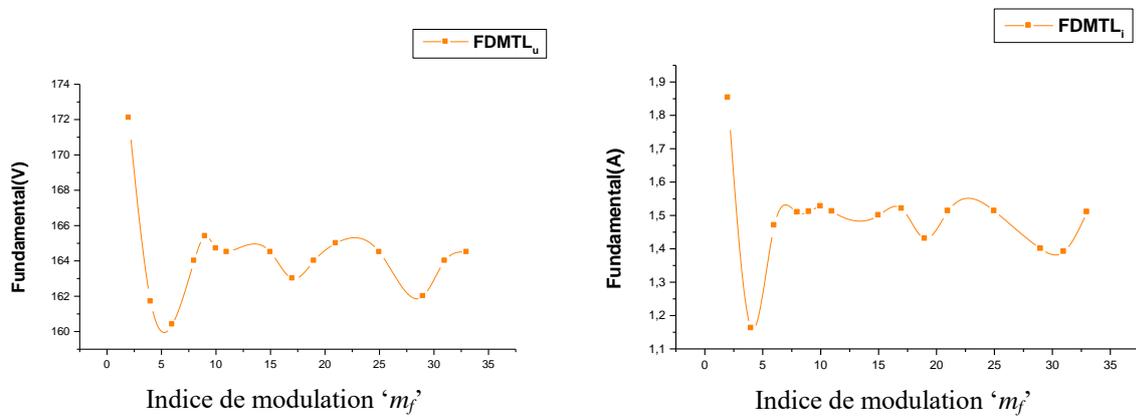


Figure IV.8. Variation du fondamental (u-i) en fonction de l'indice de modulation ($r = 0.95$)

On remarque d'après les courbes que :

- Le THD du courant et de tension prend des valeurs importantes pour un taux de réglage inférieur à $r = 0.5$, tandis que l'amplitudes du fondamental prend des valeurs minimales au dessous $r = 0.5$,
- Avec un faible indice de modulation inférieur à une valeur de $mf = 11$, on a obtenu des valeurs de THD (courant-tension) très grand et des faibles valeurs du fondamental.

Les résultats montrent que les deux paramètres influent d'une façon considérable sur les formes d'ondes de sortie de l'onduleur. Ce qui nous mène à trouver un point optimal, de telle sorte que l'onduleur NPC donne un faible THD et le maximum du fondamental pour les sorties courant/ tension avec le minimum de pertes par commutations.



IV.6. Modélisation et optimisation du processus

Les plans d'expériences servent à optimiser l'organisation des simulations effectuées. Cette organisation permet d'obtenir le maximum de renseignements avec le nombre minimal de simulations. Elle permet également d'obtenir la meilleure précision possible sur la modélisation des résultats et par la suite l'optimisation du processus [152].

IV.6. 1. Définition des niveaux des facteurs à étudier

Les résultats trouvés par les simulations préliminaires permettent de déterminer les intervalles de variation de chaque facteur comme suit :

Tableau IV.2. Identification des paramètres d'entrées.

	Name	Abbr.	Units	Type	Use	Settings
1	r	r		Quantitative	Controlled	0,5 to 1,15
2	mf	mf		Quantitative	Controlled	11 to 33

- **Taux de réglage**

La plage de variation du taux de réglage r est [0.5; 1.15], ce choix a été pris en se basant sur les résultats obtenus. Un taux de réglage très faible inférieur à $r = 0.5$ donne un signal de sortie plein de déchets harmoniques avec un taux de distorsion très élevé et un signal déformé ;

- **Indice de modulation**

Selon les résultats obtenus, on fait varier m_f de [11 à 33]. D'après les simulations préliminaires un faible indice de modulation donne un THD élevé. Les pertes par commutation des interrupteurs doivent être prises en considération. Un indice de modulation élevé augmente les pertes de puissances par commutation.

IV.6. 2. Obtention et mesure des réponses et modèles mathématique

Une fois les simulations de l'onduleur NPC sur Matlab effectuées, les résultats obtenus des 11 expériences sont reportées au tableau 3.

- **Matrice d'expériences du plan factoriel complet**

La matrice d'expériences d'un tel plan à deux facteurs est donnée par le tableau IV.3.



Tableau IV.3. Matrice d'expériences du plan à deux facteurs.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	Exp No	Exp Name	Run Order	Incl/Excl	r	mf	thdu	fdmtu	thdi	fdmti
1	1	N1	3	Incl	0,5	11	114,72	86,6	9,93	0,7958
2	2	N2	8	Incl	1,15	11	30,41	188,1	4,24	1,727
3	3	N3	2	Incl	0,5	33	114,67	86,66	3,9	0,7957
4	4	N4	1	Incl	1,15	33	30,33	188,2	2,67	1,728
5	5	N5	9	Incl	0,5	22	114,44	86,64	5,27	0,7962
6	6	N6	6	Incl	1,15	22	30,27	188,2	2,96	1,729
7	7	N7	10	Incl	0,825	11	63,69	142,9	5,92	1,313
8	8	N8	4	Incl	0,825	33	63,56	142,9	2,67	1,312
9	9	N9	7	Incl	0,825	22	63,48	142,9	3,39	1,313
10	10	N10	5	Incl	0,825	22	63,48	142,9	3,39	1,313
11	11	N11	11	Incl	0,825	22	63,48	142,9	3,39	1,313

On peut lire sur ce tableau les THD et les amplitudes du fondamental (tension/courant) en considérant comme facteurs, l'indice de modulation et le taux de réglage.

Sur la base de ces résultats, les modèles mathématiques proposés par MODDE 5.0 sont les suivants :

$$THD_u = 64,1061 - 32,7443 * r - 0,190675 * m_f + 3,66547 * r * r + 1,07083 * m_f * m_f + 0,0751069 * r * m_f$$

$$Q^2 = 0,892; \quad R^2 = 0,998$$

$$FDMT_u = 144,445 + 39,2121 * r - 0,54411 * m_f - 4,10131 * r * r - 0,897931 * m_f * m_f + 0,279302 * r * m_f$$

$$Q^2 = 0,909; \quad R^2 = 0,999$$

$$THD_i = 3,14222 - 1,17505 * r - 1,32367 * m_f + 0,622811 * r * r + 0,693749 * m_f * m_f + 0,632164 * r * m_f$$

$$Q^2 = 0,814 \quad R^2 = 0,980$$

$$FDMT_i = 1,32676 + 0,360005 * r - 0,00502766 * m_f - 0,037642 * r * r - 0,00822784 * m_f * m_f + 0,00257966 * r * m_f$$

$$Q^2 = 0,910 \quad R^2 = 0,999$$

IV.6. 3. Evaluation de la qualité du modèle mathématique

Avant de commenter et d'analyser ces équations, il faut confirmer que ces modèles sont valides et peuvent être utilisés pour l'analyse et l'optimisation du rendement. Les critères R^2 et Q^2 précédemment calculés étant bien supérieurs à 0,8 pour les quatre modèles ont permis de valider ces derniers. Les diagrammes des figures IV.9 à IV.12 représentent respectivement, les valeurs des coefficients des modèles précédents, obtenus avec MODDE 5.0

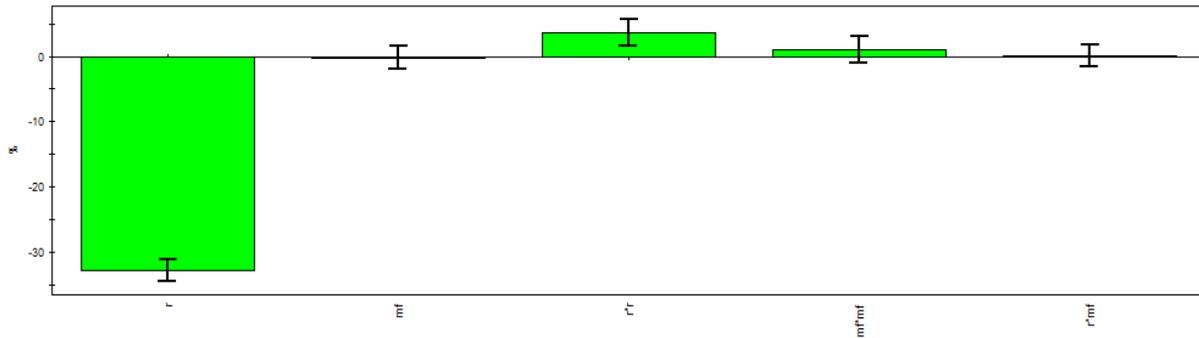


Figure IV.9. Coefficients THDu tension

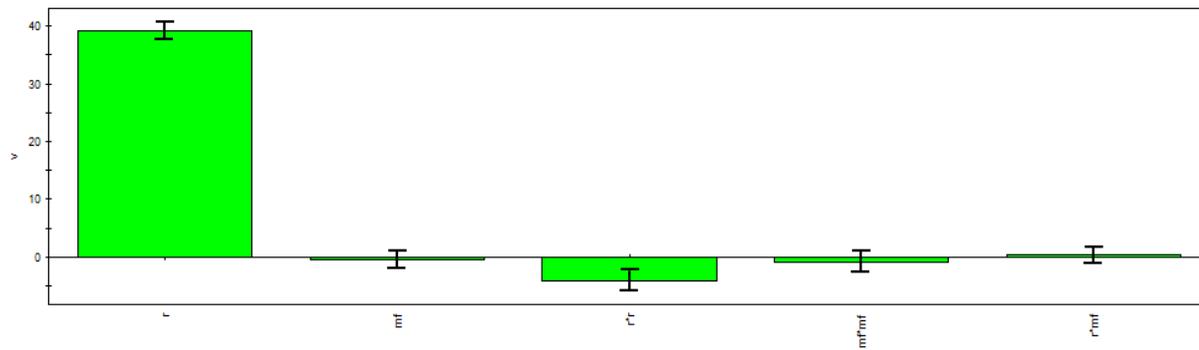


Figure IV.10. Coefficients FDMTL_U tension

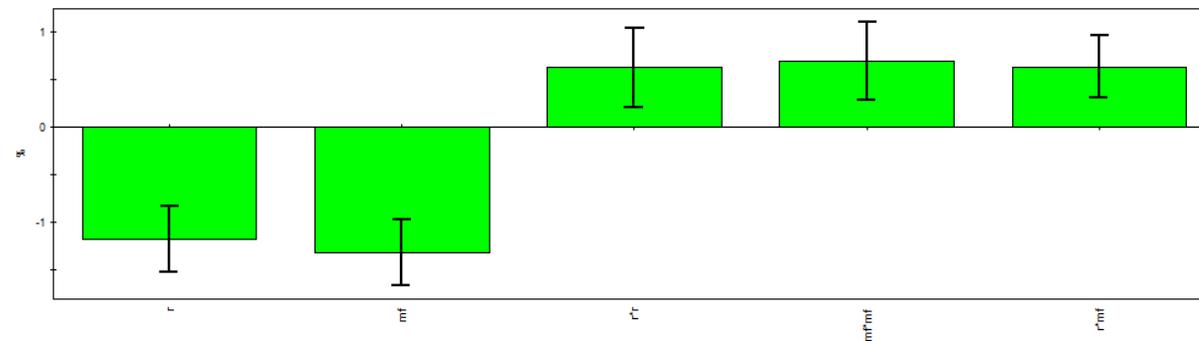


Figure IV.11. Coefficients THDi courants

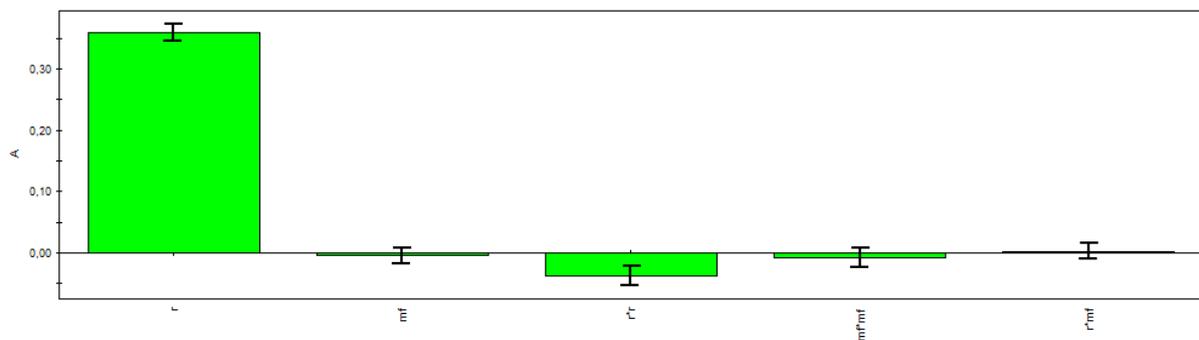


Figure IV.12. Coefficients FDMTLi courants



La qualité du modèle mathématique obtenu peut être évaluée par des tests statistiques qui sont donnés directement par le programme MODDE 5.0. Ces tests statistiques sont :

- **Rapport R^2** : permet d'évaluer le degré d'explication du modèle mathématique établi (réponses prédites) par rapport aux réponses obtenues. Un bon modèle doit avoir un R^2 proche de l'unité.
- **Rapport Q^2** : le coefficient Q^2 est très similaire au coefficient R^2 ; il est parfois appelé R^2 prédictif. Il peut être négatif pour les très mauvais modèles. Des valeurs proches de l'unité désignent de la même façon des modèles bien ajustés aux données de simulation [153].

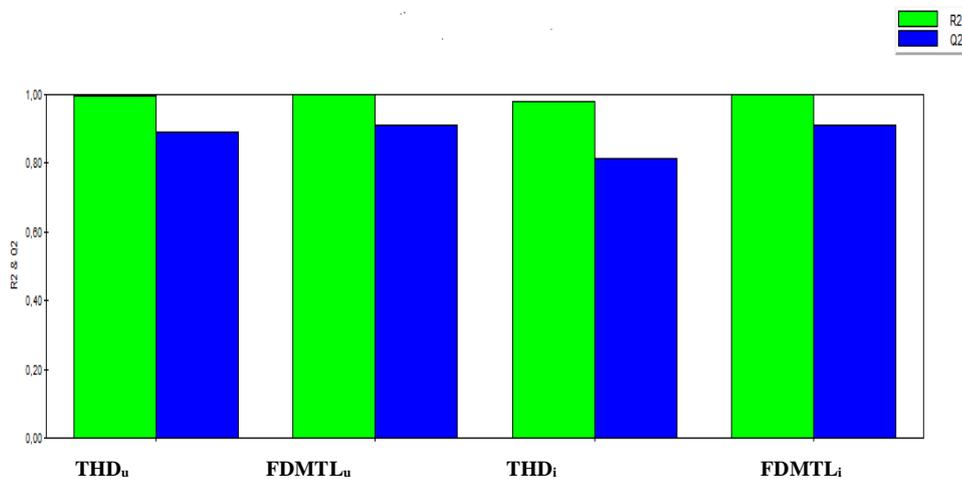
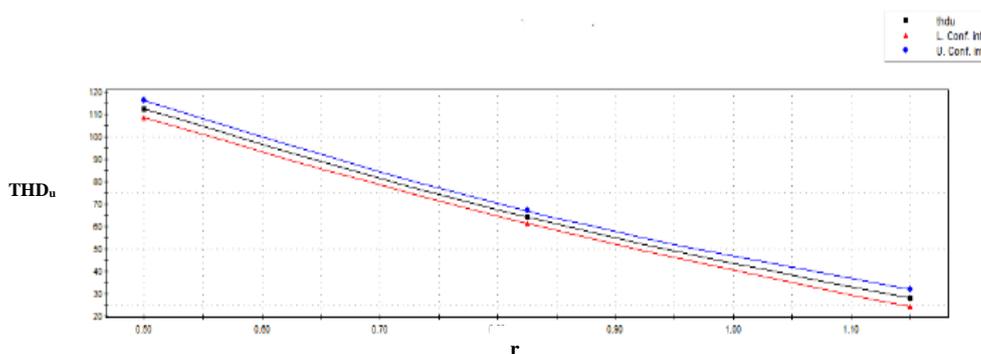


Figure IV.13. Rapports R^2 , Q^2 donnés par le programme MODDE 5.0.

Le taux de réglage et l'indice de modulation influent considérablement sur les formes d'onde de sortie de l'onduleur que ce soit d'une manière positive ou négative. Les figures IV.14. à IV.17 sont données par le programme MODE 05. Elles représentent la variation du THD et du fondamental en fonction de l'indice de modulation et du taux de réglage :



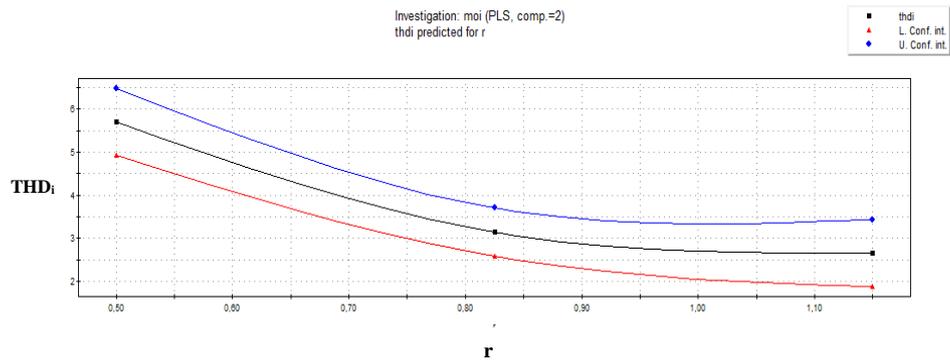


Figure IV.14. Influence du taux de réglage r sur les THD courant-tension

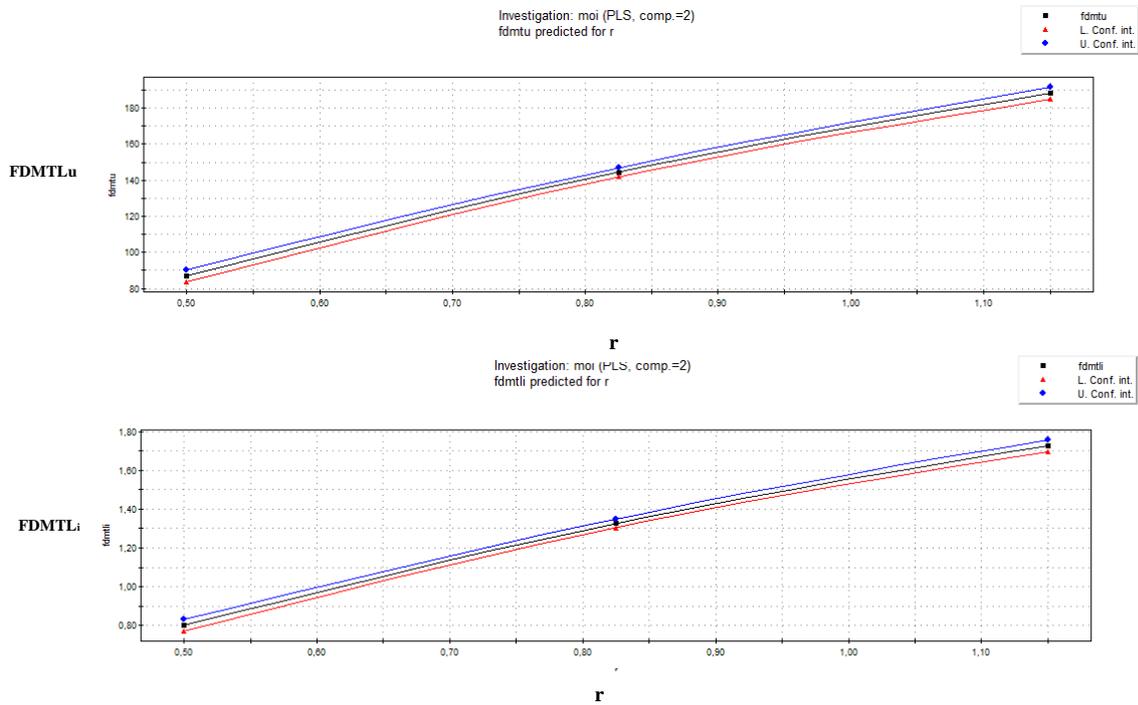


Figure IV.15. Influence du taux de réglage r sur l'amplitude du fondamental.

• **Interprétation**

Le taux de réglage influe considérablement sur les THD et les amplitudes des fondamentales des ondes de sortie (tension-courant).

- Les THD varient inversement proportionnel au taux de réglage.
- Les amplitudes des fondamentales varient proportionnellement au taux de réglage.

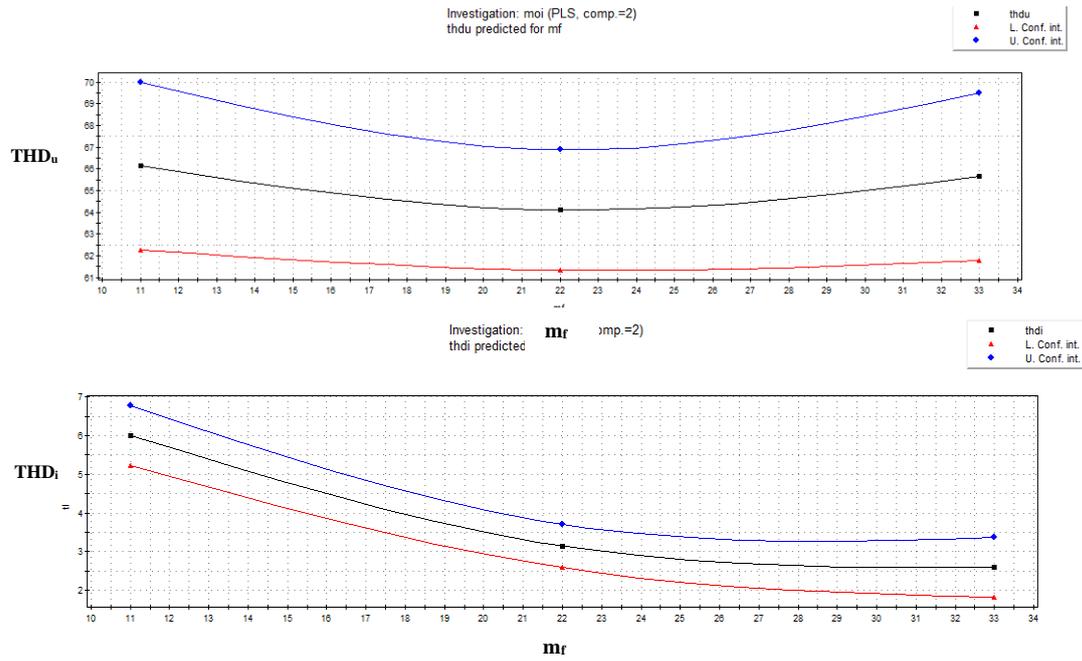


Figure IV.16. Influence de l'indice de modulation mf sur les THDs.

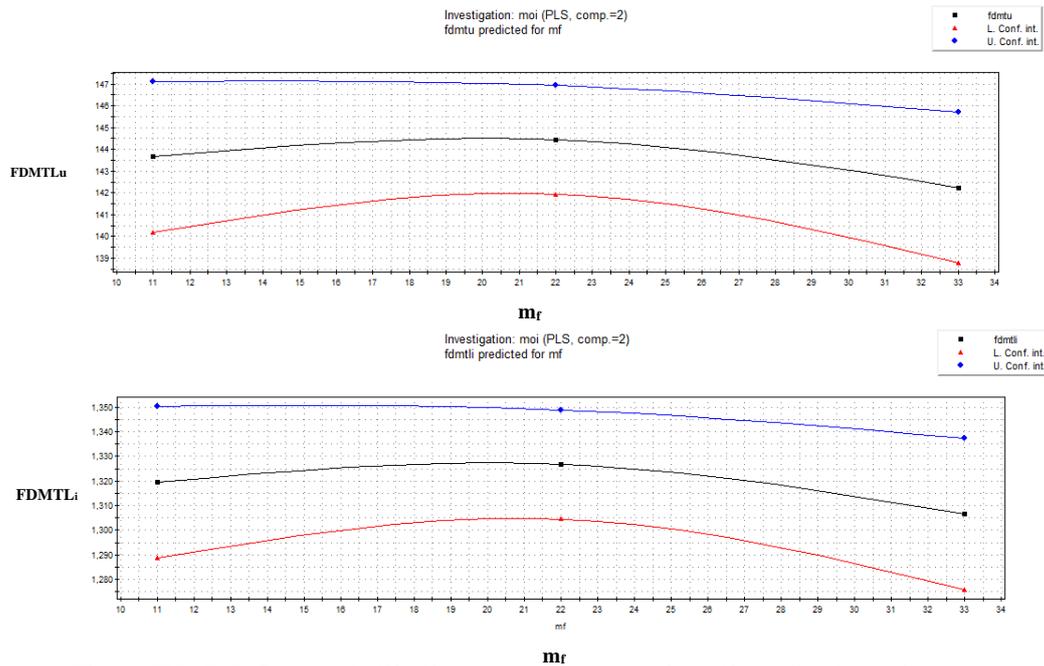


Figure IV.17. Influence de l'indice de modulation mf sur l'amplitude du fondamental.

• **Interprétation :**

L'indice de modulation m_f influe légèrement sur la variation des THD et les amplitudes du fondamental :

- Le THD du courant diminue en augmentant l'indice de modulation ;



- Le THD de la tension diminue en augmentant l'indice de modulation, puis augmente à partir de $m_f = 22$;
- Les amplitudes du fondamental augmentent en fonction de l'indice de modulation, jusqu'à ce qu'à la valeur $m_f = 22$. Après cela l'amplitude diminue légèrement.

Les courbes iso-réponses calculées avec MODDE 5.0 pour le plan effectué ; (figures IV.18 et IV.19) représentant la réponse du processus (THD, amplitude du fondamental) et les différentes zones où le THD et l'amplitude du fondamental varient en fonction des paramètres de réglages ;

Les zones en couleur bleue montrent les intervalles des valeurs minimales du THD.

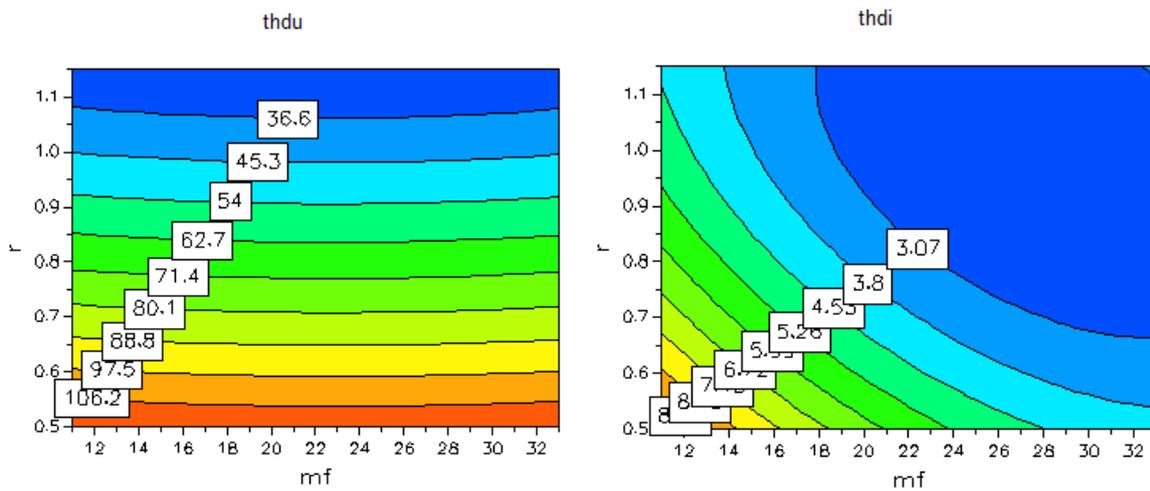


Figure IV.18. Courbes iso-réponse des THDs.

Les zones en couleur orange montrent les intervalles où l'amplitude du fondamental atteint son maximum.

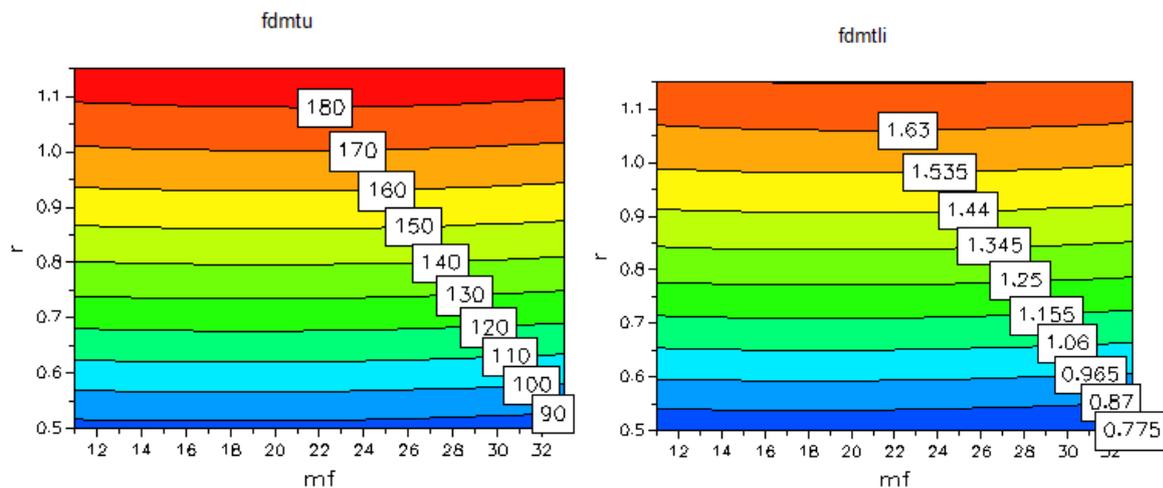


Figure IV.19. Courbes iso-réponse des amplitudes du fondamentale.



La valeur optimale des deux facteurs est alors déterminée par une analyse statistique des résultats obtenus, grâce à la fonction d'optimisation du logiciel.

Ces valeurs telles que proposées sont les suivantes :

- Pour : $r=1,15$ $m_f=24,2$:

THDu tension= 27,9897% THDi courant =2,5785% FDMTu tension =188,125V
 FDMTi courant =1,7278A

Tableau IV.4. Résultats d'optimisation donnés par MODE05.

	Response	Criteria	Weight	Min	Target	Max
1	thdu	Minimize	1		23,2991	31,9873
2	fdmtu	Maximize	1	103,036	193,427	
3	thdi	Minimize	1		2,2383	2,94093
4	fdmtli	Maximize	1	1,68109	1,77649	

Iteration:	5000	Iteration slider:	<input type="range"/>					
	1	2	3	4	5	6	7	8
	r	mf	thdu	fdmtu	thdi	fdmtli	iter	log(D)
1	1,15	24,1259	27,9858	188,13	2,5798	1,7279	5000	-0,5821
2	1,1488	24,0905	28,0949	187,996	2,5777	1,7266	5000	-0,5669
3	1,15	24,357	27,9985	188,112	2,5759	1,7277	5000	-0,5822
4	1,15	27,5	28,3282	187,739	2,6247	1,7243	5000	-0,5098
5	1,15	24,2	27,9897	188,125	2,5785	1,7278	5000	-0,5823
6	1,1488	24,0905	28,0949	187,996	2,5777	1,7266	5000	-0,5669
7	1,15	27,5	28,3282	187,739	2,6247	1,7243	5000	-0,5098
8	1,15	24,2	27,9897	188,125	2,5785	1,7278	5000	-0,5823

IV.7. Vérification des résultats

Afin de vérifier les valeurs optimales fournis par le modèle nous avons mesuré le THD et l'amplitude du fondamental des ondes de sorties de l'onduleur NPC (courant-tension) à l'aide du block **Power-Gui**.

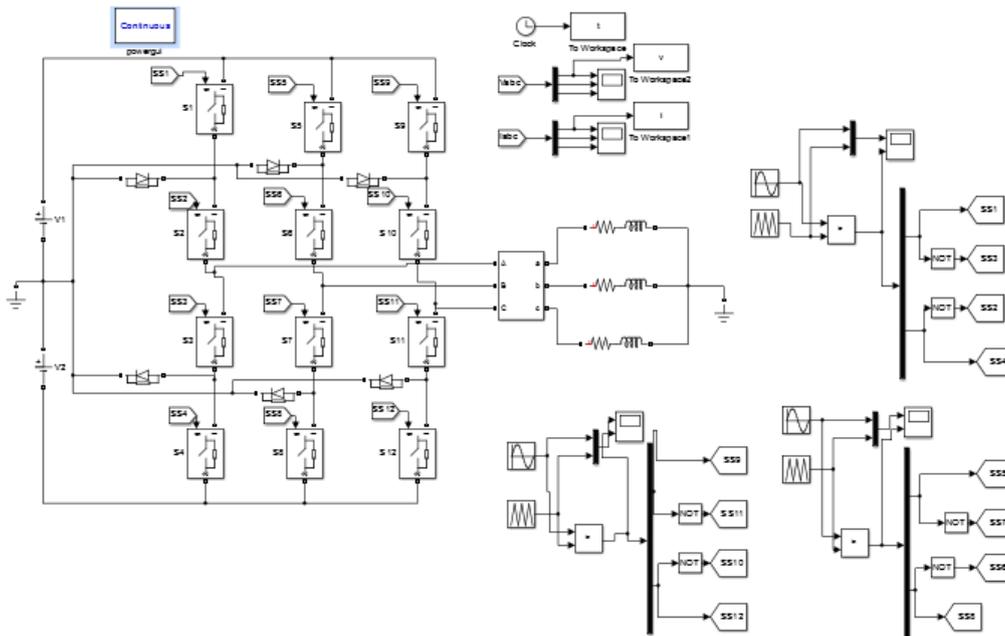
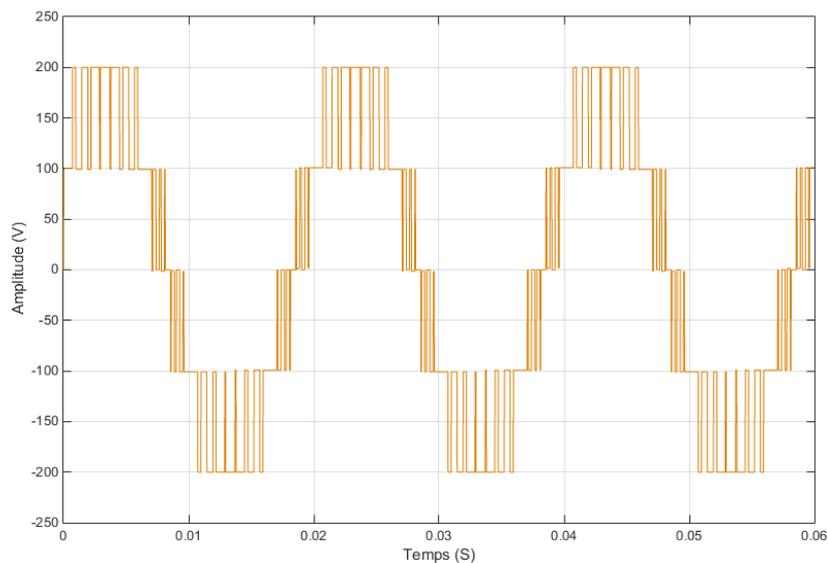


Figure IV.20. Schéma du montage de l'onduleur commandé par la MLI ST sur environnement MATLAB

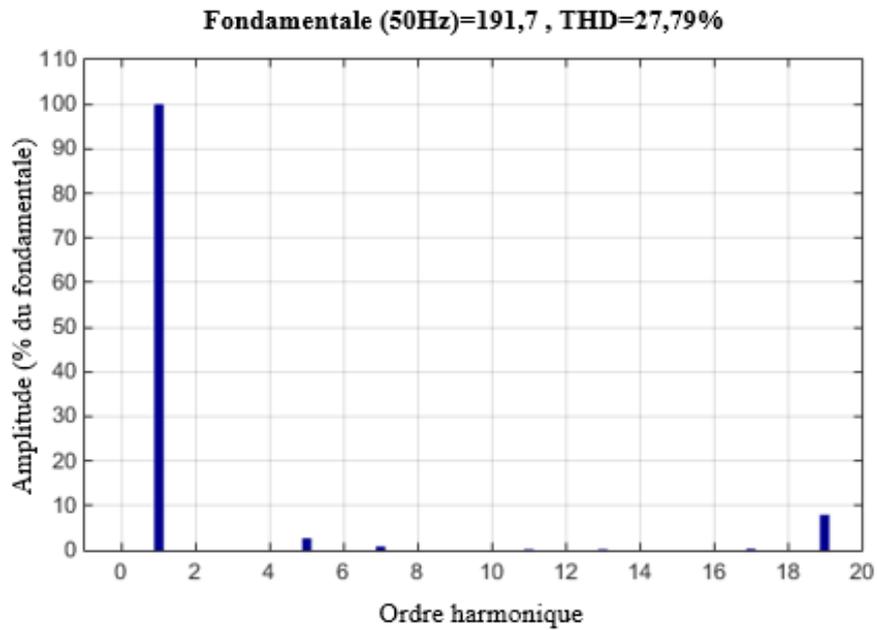
➤ Il est mentionné précédemment que l'indice de modulation m_f doit être un entier pour des raisons de synchronisation, pour cela on a pris $m_f = 24$ pour la simulation faite sur Matlab Simulink.

- Pour un $m_f = 24$ et $r = 1.15$

La simulation de l'onduleur NPC, donne les résultats représentés en figures IV.21 à IV.23 :

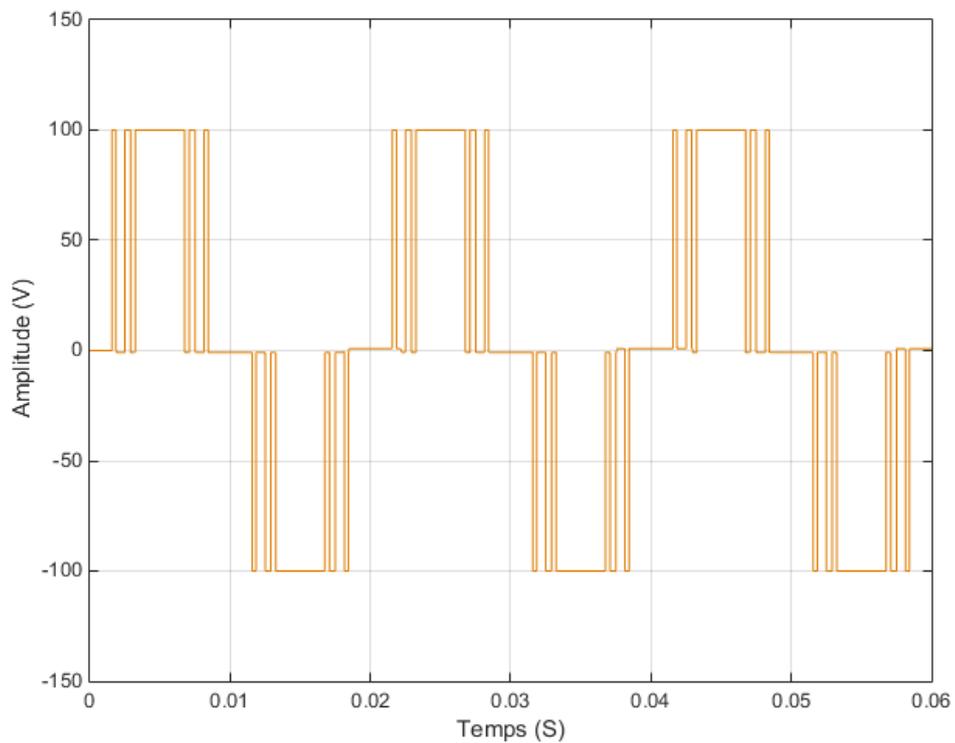


a. Allure de la tension composée.

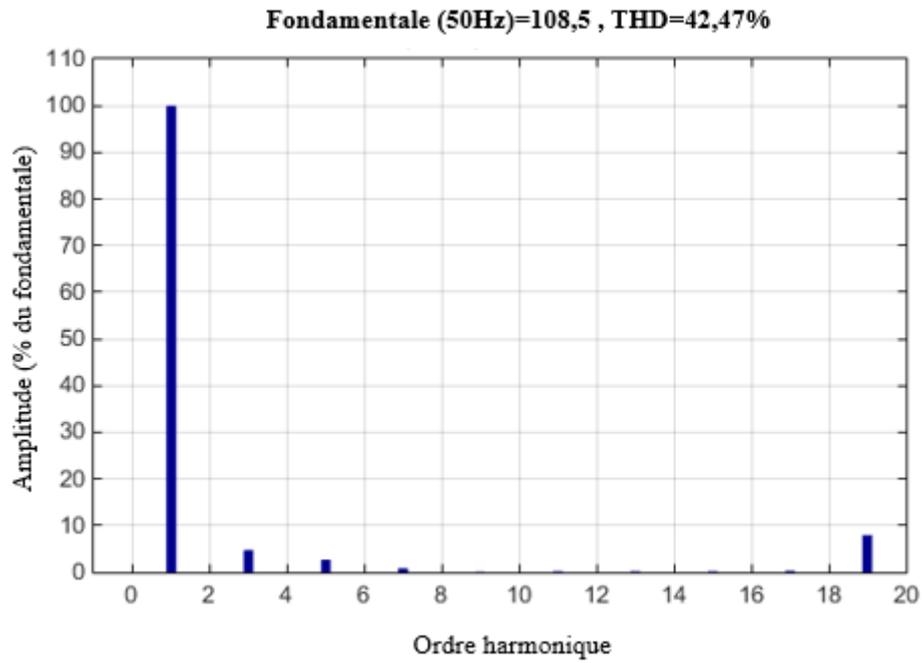


b. Analyse spectrale.

Figure IV.21. Analyse spectrale de la tension composée (THDu=27.79% ; FDMTu=191.7V)

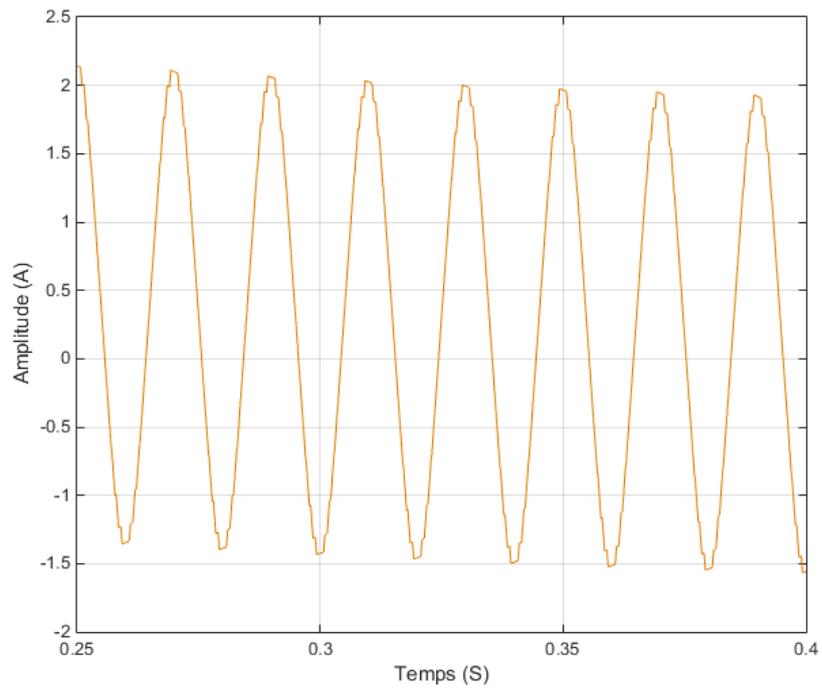


a. Allure de la tension simple.

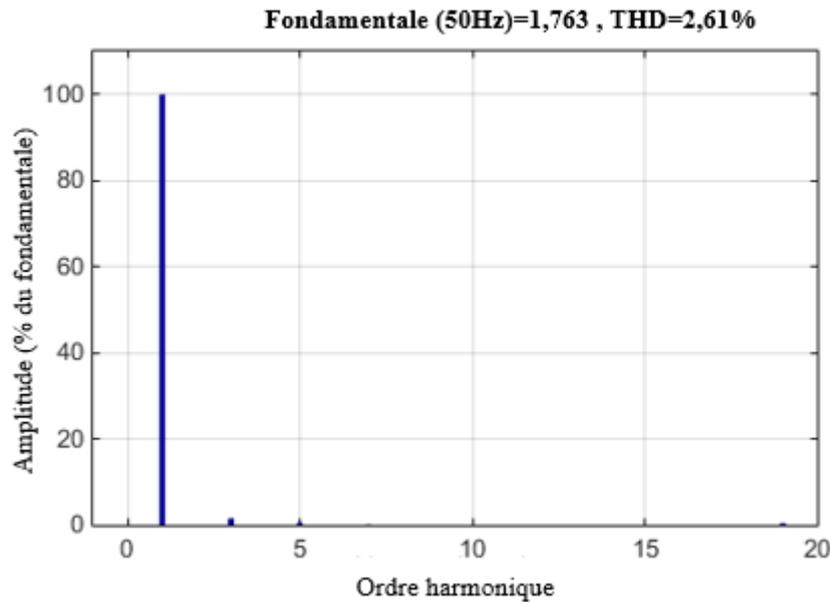


b. Analyse spectrale.

Figure IV.22. Analyse spectrale de la tension simple (THDu=42.47% ; FDMTu=108.5V)



a. Allure du courant de ligne.



b. Analyse spectrale.

Figure IV.23. Analyse spectrale du courant de charge (THDi=2.61% ; FDMTi=1.763A)

- **Interprétation des résultats**

Les résultats obtenus à partir de la simulation faite sur l'environnement Matlab Simulink donnent des valeurs de THD et du fondamental presque égales à celles trouvées par le plan d'expériences : des faibles THD, une grande amplitude du fondamental, les harmoniques d'ordre inférieur sont presque nuls et la forme de la tension tend vers la sinusoïde.

IV.8. Interprétation

La simulation de l'onduleur NPC commandé par la technique PWM sinus triangle en utilisant la méthode des plans d'expérience a donné une optimisation des ondes de sortie courant-tension de l'onduleur triphasé.

Les valeurs optimales de l'indice de modulation et le taux de réglage ont donné un THD très réduit pour le courant ainsi que pour la tension et une grande amplitude du fondamental. L'analyse spectrale de la commande PWM sinus triangle de l'onduleur triphasé en appliquant les plans d'expérience ne montre aucune existence des harmoniques de bas ordre proches du fondamental du courant.



IV.9. Réalisation du convertisseur

La méthode d'implantation utilisée est la même que celle du chapitre précédent, elle est économique et surtout simple. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'une carte Arduino **Mega** en tant que circuit de commande qui facilitera beaucoup plus la réalisation du convertisseur.

IV.9.1. Matériels utilisés

La commande du convertisseur est assurée par une carte Arduino de type Mega présentée dans la section **III.7.2** (chapitre III).

Le Driver IR2113 est choisi pour piloter le transistor en fonction des ordres qu'il reçoit d'une commande.

- **Choix des interrupteurs**

L'interrupteur de puissance utilisé pour la réalisation du convertisseur NPC 3 niveaux est l'IGBT FGL60N100BNTD.

L'IGBT FGL60N100BNTD (Figure IV.24.) est un IGBT de 1000V avec commutation à haute vitesse et il fait partie de la famille des IGBT de commutation à haute tension. L'IGBT combine les meilleures caractéristiques des transistors MOSFET et des transistors bipolaires. Ce dispositif a la haute impédance d'entrée d'un MOSFET et la faible perte de conduction à l'état ouvert d'un transistor bipolaire. Il offre une perte de conduction et de commutations plus faible pour la conception de systèmes fiables à haut rendement. Ce processus de fabrication est optimisé pour un meilleur contrôle et une meilleure reproductibilité. Ce produit est à usage général et il convient à différentes applications [154].

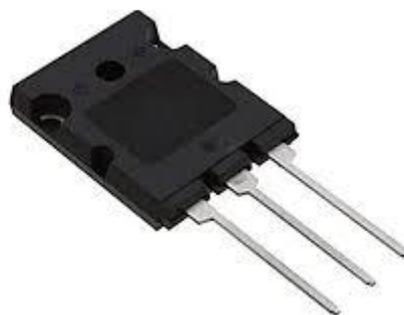
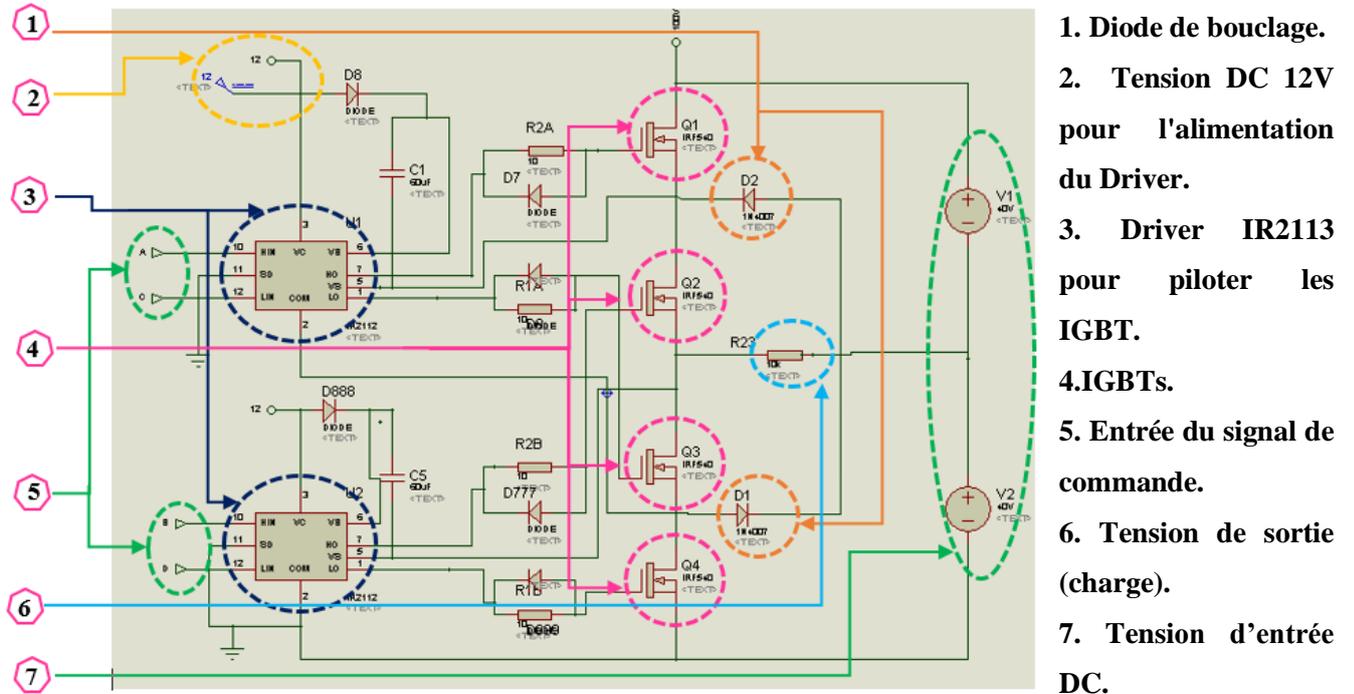


Figure IV.24. IGBT de type FGL60N100BNTD



IV.10. Architecture Sur Proteus (ISIS) du convertisseur développé

Le schéma bloc d'un seul bras d'onduleur NPC est représenté à la figure IV.25. Les interrupteurs du circuit de puissance, sont commandés par une carte Arduino.



1. Diode de bouclage.
2. Tension DC 12V pour l'alimentation du Driver.
3. Driver IR2113 pour piloter les IGBT.
4. IGBTs.
5. Entrée du signal de commande.
6. Tension de sortie (charge).
7. Tension d'entrée DC.

Figure IV.25. Circuit de puissance de l'onduleur NPC sur ISIS Proteus

Les signaux de commande et la forme de la tension simple de sortie de l'onduleur simulés par logiciel ISIS Proteus sont illustrés dans les figures IV.26 et IV.27:

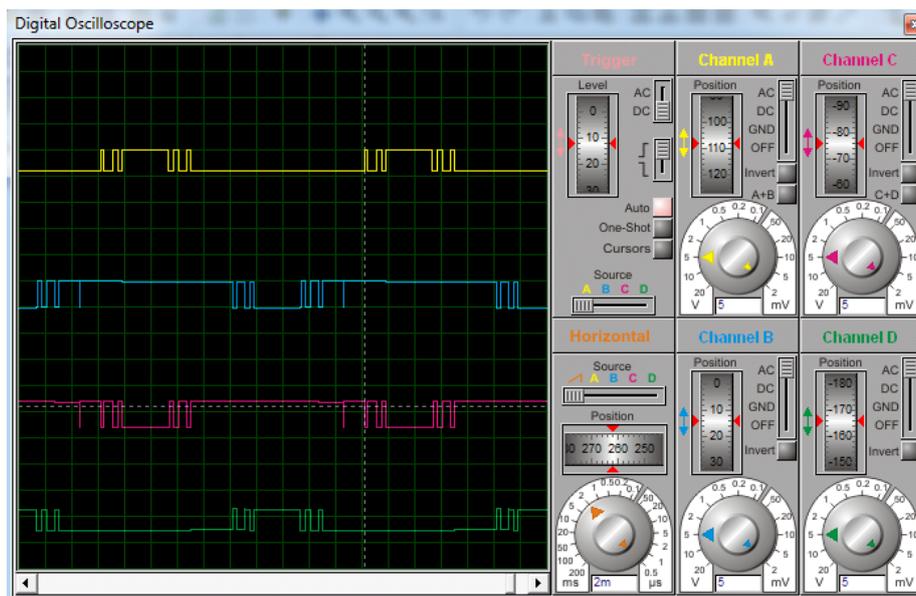


Figure IV.26. Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC.

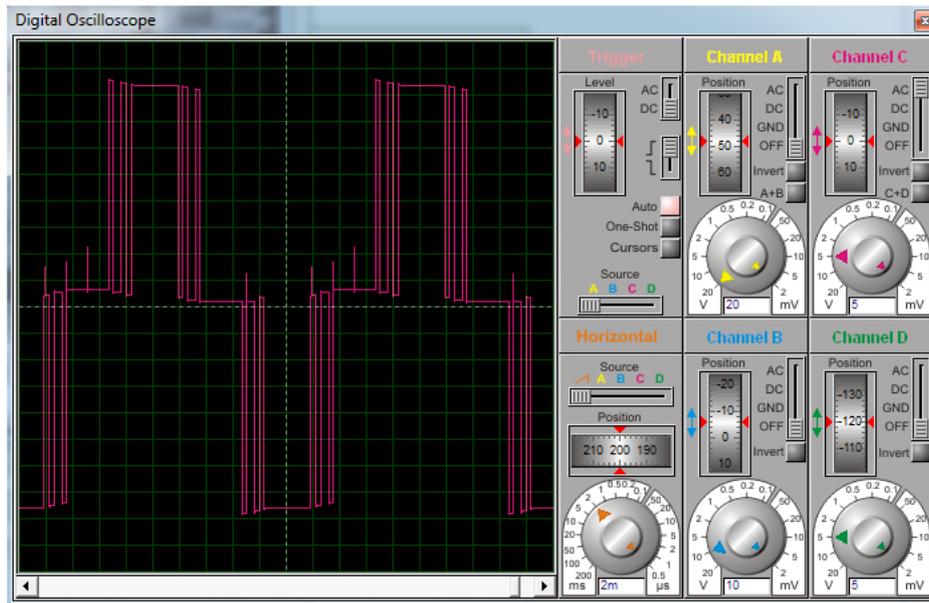


Figure IV.27. Signal de sortie de l'onduleur (tension simple).

IV.11. Essais du convertisseur réalisé

Le test a été appliqué sur une charge inductive. La tension simple de sortie est illustrée à la figure IV.28 :

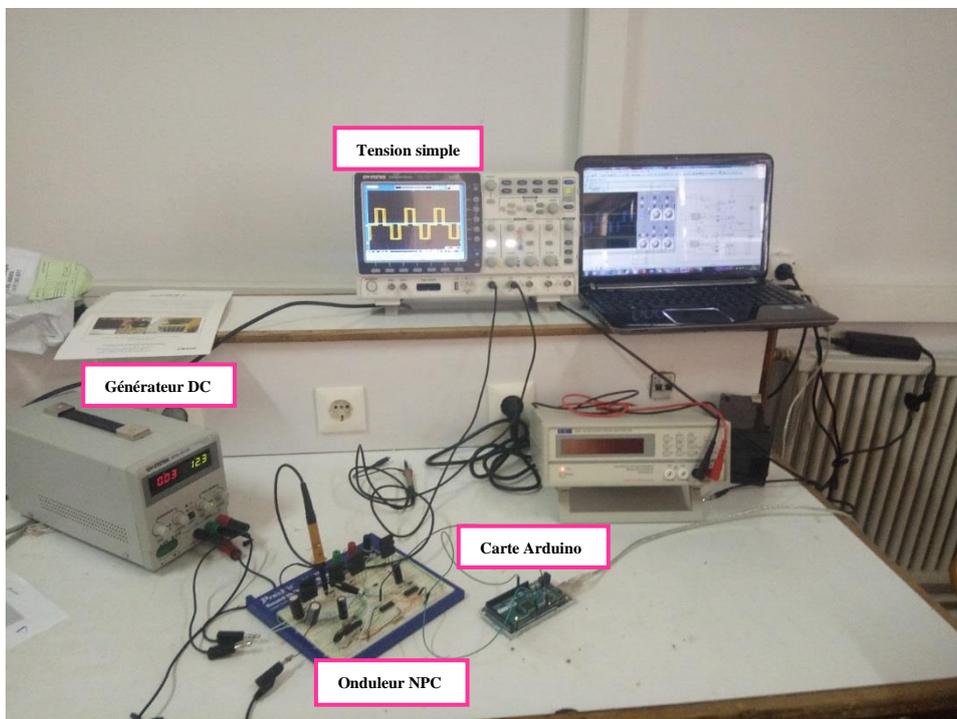
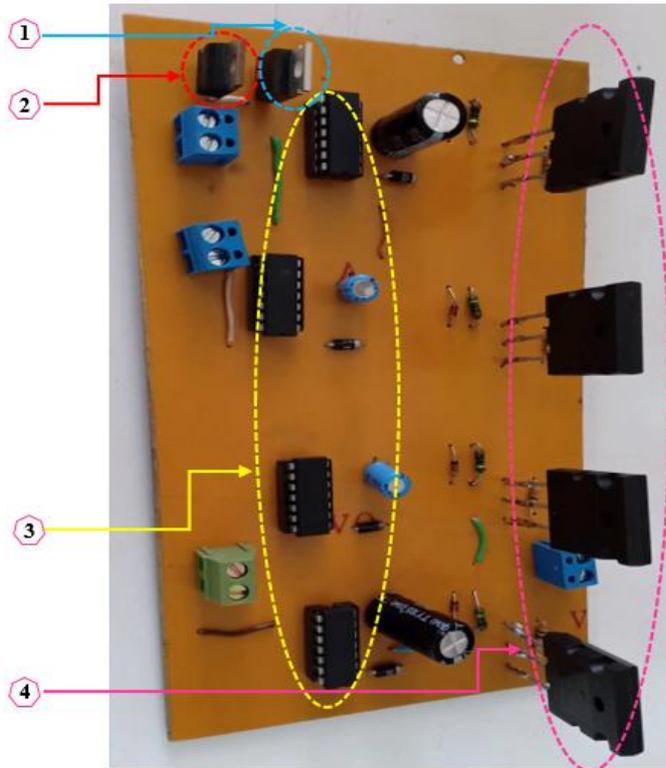


Figure IV.28. Test de l'onduleur NPC sur plaque d'essai.



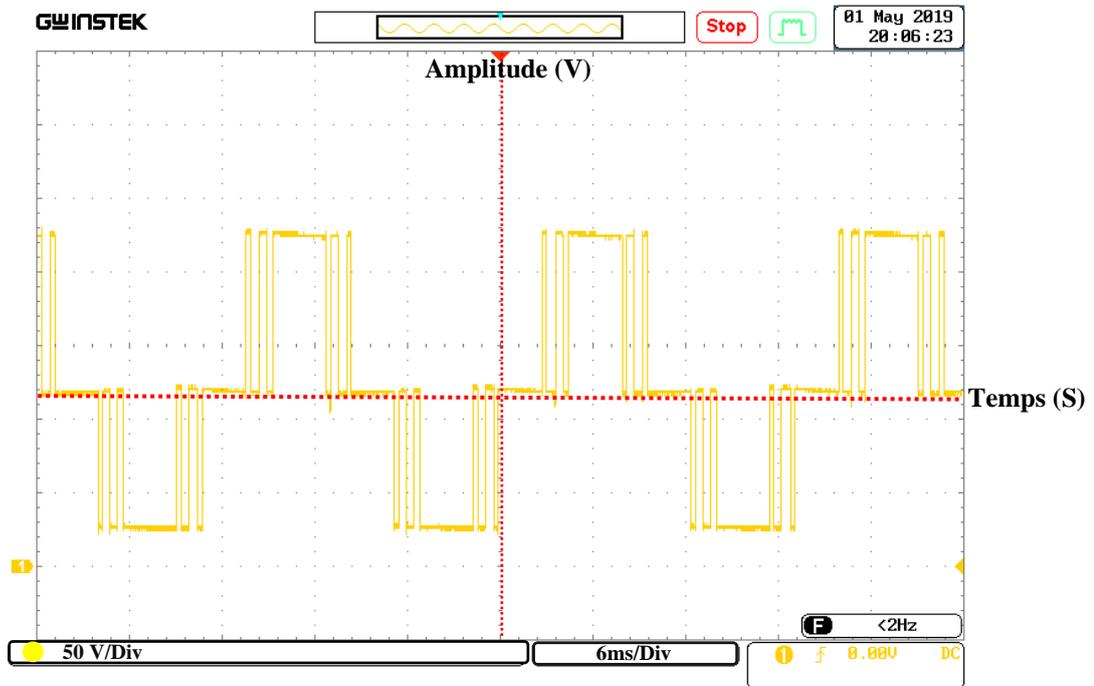
- Onduleur développé

A la Figure IV.29 est présenté un bras de l'onduleur NPC développé.

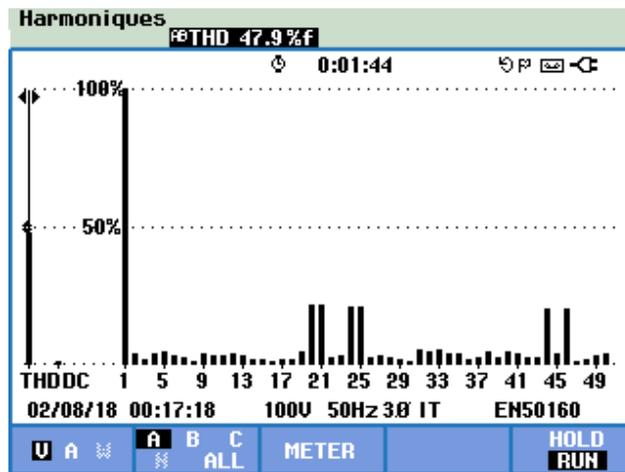


1. Régulateur LM7805.
2. Régulateur LM7812.
3. Driver IR2113.
4. IGBT (FGL60N100BNTD)

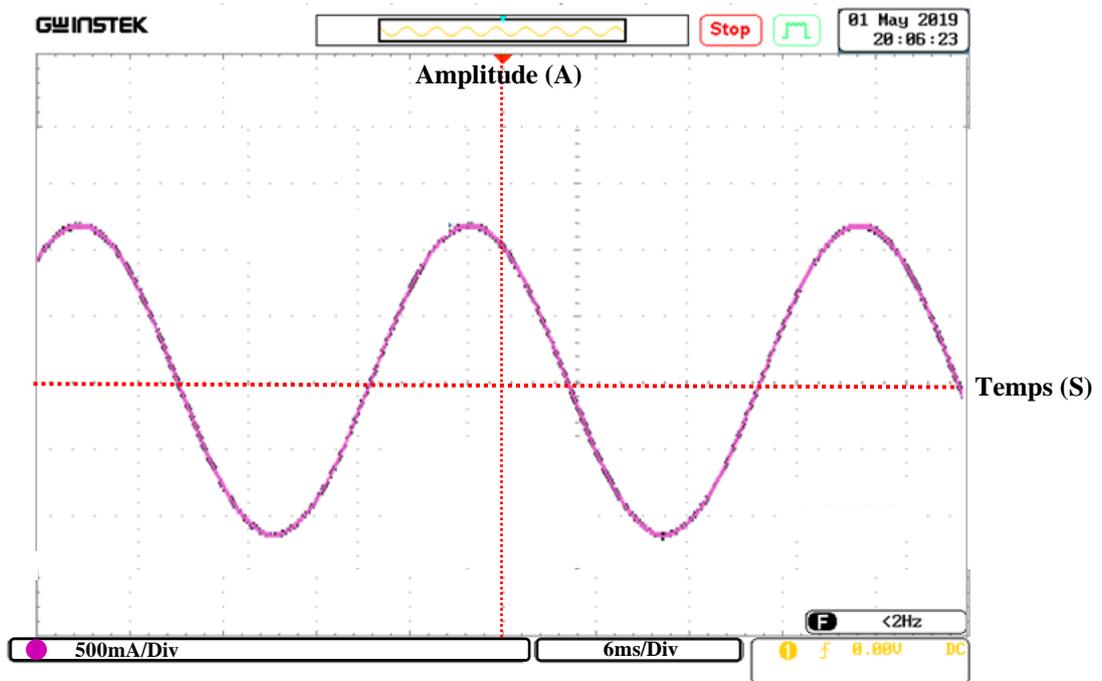
Figure IV.29. Photo de l'onduleur développé.



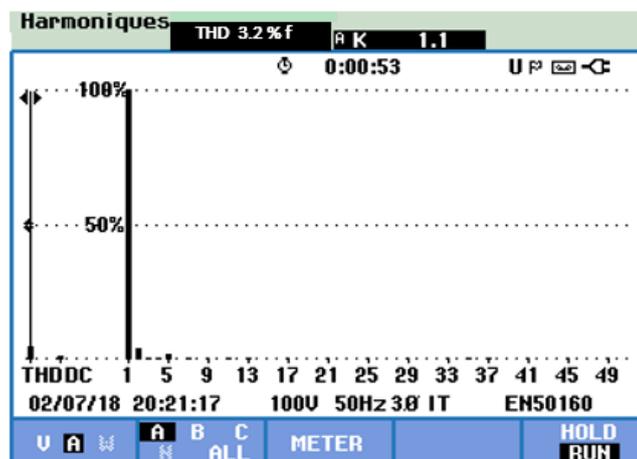
(a) Tension de sortie simple de l'onduleur NPC.



(b) Spectre de la tension.



(b) Courant de sortie de l'onduleur NPC.



(c) Spectre du courant

Figure IV.30. Forme d'onde de sortie de l'onduleur NPC et analyse spectrale.

Les mesures effectuées donnent un THD de 47.9% pour la tension simple, et 3.2% pour le courant. L'analyse spectrale mesurée à l'aide du **Fluke** montre une atténuation des harmoniques d'ordre faible proche du fondamental. Les résultats trouvés par simulation sont similaires aux résultats expérimentaux.

IV.12. Interprétation

L'utilisation des convertisseurs NPC présente beaucoup d'avantages tel que la réduction très significative du taux de distorsion harmonique du courant et de tension, l'amélioration des formes d'ondes et du facteur de puissance, la réduction des contraintes électriques aux bornes des interrupteurs statiques « les semi-conducteurs de puissance bloquent une tension inverse égale à la moitié de la tension de l'étage continu », la diminution des pertes de puissance et la réduction du volume des filtres (si nécessaires).

La technique MLI Sinus triangle présente beaucoup d'avantages, elle permet de repousser les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage au niveau de la charge. Cette technique permet d'avoir un courant de sortie sinusoïdal.

La commande MLI permet aussi de contrôler l'amplitude du fondamentale de la tension et du courant ainsi que le taux de distorsion harmonique, en contrôlant le taux de réglage et l'indice de modulation, le bon choix de ces deux paramètres, permet d'avoir des bonnes qualités des ondes de sortie de l'onduleur.



La méthode des plans d'expérience appliquée à la commande de l'onduleur NPC pour la technique conventionnelle MLI sinus triangle a permis d'obtenir de meilleurs résultats, elle a permis d'optimiser les ondes de sortie courant-tension de l'onduleur triphasé.

Les valeurs optimales de l'indice de modulation et le taux de réglage ont donné un THD très réduit pour le courant ainsi que pour la tension et une grande amplitude du fondamental.

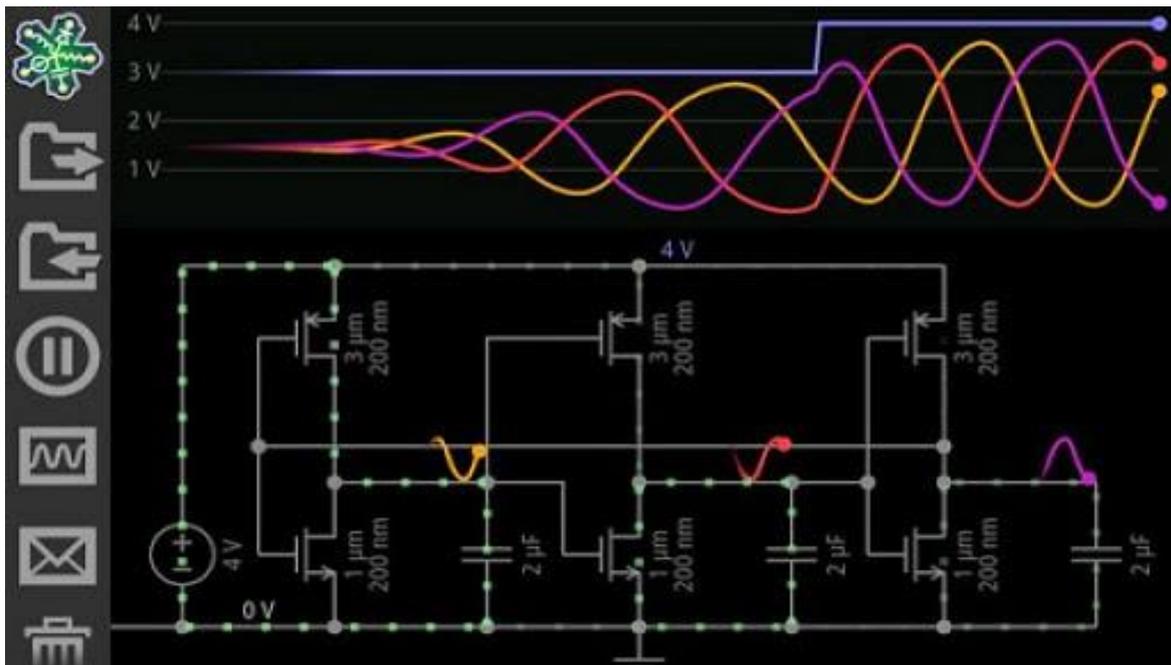
IV.13. Conclusion

Le but de ce travail consistait à déterminer les valeurs optimales des deux paramètres de commandes de l'onduleur (**taux de réglage et indice de modulation**), afin de maximiser l'amplitude du fondamental et avoir un taux de distorsion harmonique réduit. La détermination des valeurs optimales est nécessaire pour avoir une bonne qualité des ondes de sortie de l'onduleur (courant-tension). L'utilisation de la méthode des plans d'expériences (MPE) s'est avéré un outil efficace pour optimiser le rendement de l'onduleur NPC en contrôlant les deux paramètres cités précédemment. Il a été montré qu'on peut avoir un meilleur THD pour la tension et le courant et une grande valeur du fondamental par des méthodes de commande conventionnelles telle que la PWM sinus triangle. L'onduleur trois niveaux NPC présente plusieurs avantages par rapport à un onduleur conventionnel qui utilise une modulation de largeur d'impulsion à haute fréquence de commutation (PWM). L'onduleur NPC génère des tensions et courants avec une distorsion extrêmement faible, une plus faible tension en mode commun (CM) tout en fonctionnant avec une plus faible fréquence de commutation.

Le chapitre suivant sera consacré à une étude comparative des différentes topologies des convertisseurs de puissance DC-AC.

Chapitre V:

Etude comparative et simulations des différentes topologies d'onduleurs commandés par la technique d'élimination sélective d'harmonique.





CHAPITRE V : Etude comparative et simulations des différentes topologies d'onduleurs commandés par la technique d'élimination sélective d'harmonique.

V.1. INTRODUCTION

Les défis majeurs des convertisseurs statique DC-AC, se concentrent aujourd'hui sur l'augmentation du rendement [155,156], l'amélioration de la qualité de l'énergie et l'efficacité de l'onduleur en réduisant le THD, la diminution des pertes de conduction et de commutation [157,158]. Cependant, les pertes de commutation sont plus élevées que les pertes de conduction et sont proportionnelles au nombre d'états de commutation. Plusieurs études ont été faites afin de résoudre et de limiter ces problèmes [159]. Cependant, toutes ces études nécessitent une fréquence de commutation élevée, ce qui entraîne des pertes croissantes de commutation. Ainsi, pour une mise en œuvre pratique, la réduction de la fréquence de commutation est également essentielle.

Les techniques de commande qui se basent sur la prédéfinition des angles de commutation en décomposant un signal PWM en série de fourrier, présentent une meilleure performance au niveau du THD et l'élimination des harmoniques de faible rang, la réduction des pertes par commutation et le contrôle de la valeur crête de la composante fondamentale de la tension de sortie,

Une étude sur les topologies des convertisseurs de puissance DC-AC est donnée dans ce chapitre, des simulations sont faite afin d'avoir une meilleure qualité d'énergie à la sortie des onduleurs, en éliminant les harmoniques d'ordre bas, minimisant le THD, et avoir un minimum de pertes par commutations.

V.2. Commande MLI précalculée (SHE PWM)

La technique d'élimination sélective des harmoniques, est basée sur la définition des angles de commutation pour éliminer des rangs d'harmoniques et obtenir la décomposition en série de Fourier de la tension de sortie.

Cette technique de modulation, est efficace et importante pour la commande des onduleurs afin d'améliorer beaucoup plus la qualité des tensions de sortie. Elle consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables. Cette onde est caractérisée par le nombre de créneaux ou d'impulsions par alternance. Les angles de



commutation sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques qui sont les plus gênants et donc indésirables pour le fonctionnement des charges telles que les moteurs électriques.

Les harmoniques impaires ($2k+1 \forall k \in \mathbb{N}$) méritent une attention particulière. On élimine souvent les harmoniques 5, 7, 11 ...etc. Dans un régime équilibré, les harmoniques multiples de trois de ($h=3k$) (3, 9, 15 ...etc.), d'un système triphasé coïncident en phase et en temps. Donc les tensions composées $V_{12}(t)$, $V_{23}(t)$ et $V_{31}(t)$ ne contiendront pas les harmoniques impaires multiples de trois. [160-162]

La modulation pré calculée est caractérisée par k angles électriques notés α_k , qui permettent :

- ✓ Soit d'annuler k harmoniques
- ✓ Soit d'annuler $k-1$ harmoniques et de fixer l'amplitude de la tension fondamentale.

Généralement, on utilise une onde qui présente une symétrie par rapport au quart de période puis, on déduit les autres angles par symétrie. [163,164]

Cette technique de commande est applicable aux onduleurs à deux niveaux, ainsi que les onduleurs multiniveaux. Dans ce qui suit on entamera la décomposition en série de fourrier de trois différents signaux en commençant par l'onduleur deux niveaux classique et l'onduleur NPC à trois niveaux.

V.2.1 Décomposition en série de fourrier d'un signal deux niveau (Onduleur deux niveaux)

La décomposition en série de fourrier d'un signal MLI (eq V.1) symétrique par rapport au quart de période et antisymétrique par rapport à la demi période (figure V.1), montre l'existence des harmoniques gênantes.

Les angles de commutations $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{n-1}, \alpha_n$ permettent d'éliminer les harmoniques et de contrôler la fondamentale. [163]

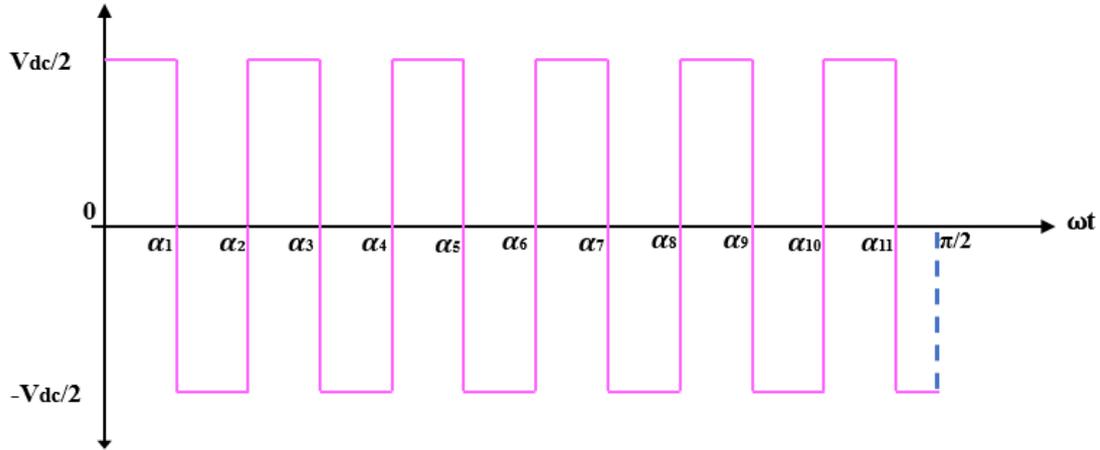


Figure V.1. Forme d'onde de tension simple à deux niveaux.

La transformée de fourrier d'un signal alternatif périodique est donnée par :

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \tag{V.1}$$

Les coefficients a_n et b_n sont donnés par les relations suivantes :

$$a_n = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\omega t) d\omega t \tag{V.2}$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\omega t) d\omega t \tag{V.3}$$

Pour un signal périodique avec une symétrie sur le quart de période et une antisymétrie sur la demi-période, on a :

$$a_0 = 0$$

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(t) \sin(n\omega t) d\omega t \tag{V.4}$$

Afin d'éliminer les dix premiers harmoniques, et contrôler le fondamental, on doit mettre dix équations non linéaires égales à zéro et on fixe la première équation à une valeur voulue. La



tension de sortie ligne-neutre (**figure V.1**) peut être exprimée en termes de coefficient de série de Fourier b_n , et en fonction des onze angles de commutations [165] ;

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[-1 - 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (\text{V.5})$$

On utilise les équations suivantes pour déterminer $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4 \dots \alpha_{11}$ afin d'éliminer les harmoniques 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème}, 13^{ème}, 17^{ème}, 19^{ème}, 23^{ème}, 25^{ème}, 29^{ème}, 31^{ème} :

$$\begin{aligned} b(1) &= \frac{4}{\pi} [1 - 2 \cos(\alpha_1) + 2 \cos(\alpha_2) - \dots - 2 \cos(\alpha_{11})] - M \\ b(5) &= \frac{4}{5\pi} [1 - 2 \cos(5\alpha_1) + 2 \cos(5\alpha_2) - \dots - 2 \cos(5\alpha_{11})] \\ b(7) &= \frac{4}{7\pi} [1 - 2 \cos(7\alpha_1) + 2 \cos(7\alpha_2) - \dots - 2 \cos(7\alpha_{11})] \end{aligned} \quad (\text{V.6})$$

$$b(11) = \frac{4}{11\pi} [1 - 2 \cos(11\alpha_1) + 2 \cos(11\alpha_2) - \dots - 2 \cos(11\alpha_{11})]$$

$$b(13) = -\frac{4}{13\pi} [1 - 2 \cos(13\alpha_1) + 2 \cos(13\alpha_2) - \dots - 2 \cos(13\alpha_{11})]$$

$$\dots b(31) = \frac{4}{31\pi} [1 - 2 \cos(31\alpha_1) + 2 \cos(31\alpha_2) - \dots - 2 \cos(31\alpha_{11})]$$

Où M est l'indice de modulation et les variables α_1 à α_{11} les angles de commutation respectant la condition suivante :

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \dots < \alpha_{11} < \frac{\pi}{2} \quad (\text{V.7})$$

Ce processus est répété pour divers indices de modulations M variant de 0,01 à 1,15.

V.2.2 Décomposition en série de fourrier d'un signal trois niveau (Onduleur NPC à trois niveaux)

La figure V.2 montre une forme d'onde de tension à trois niveaux sous contrôle SHE PWM, il y a k angles de commutation par quart de cycle, et la symétrie habituelle de quart d'onde et de demi-onde de la forme d'onde PWM est maintenue. On définit M comme indice de modulation, d'où V_{ph} est la tension de phase et V_{dc} la tension continue. [163]

$$M = \frac{V_{ph}}{V_{dc}/2} \quad (\text{V.8})$$

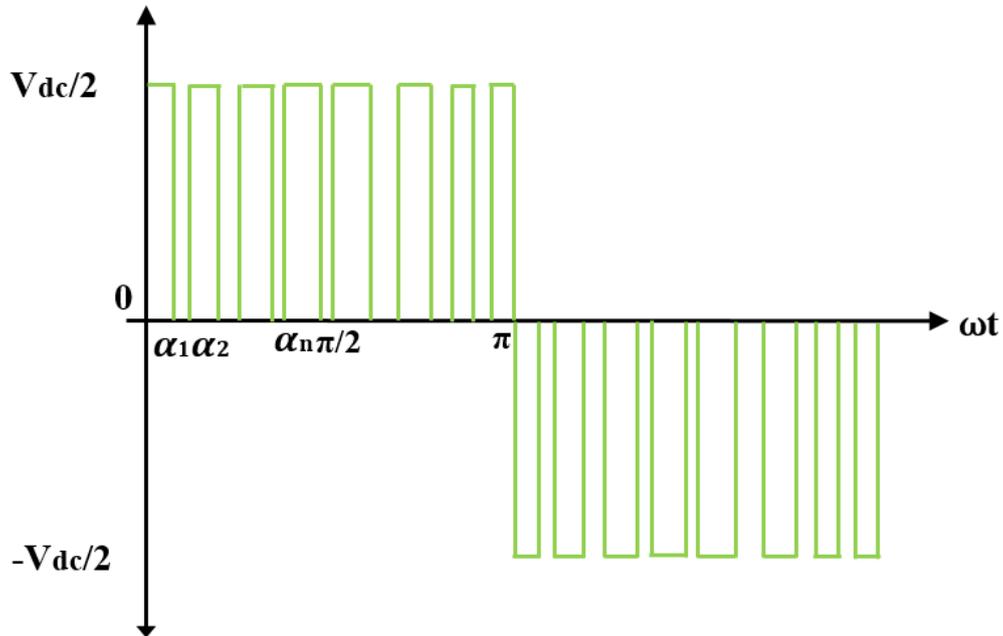


Figure V.2. Forme d'onde de tension simple à trois niveaux.

Un signal périodique peut être défini par une somme de sinus ou de cosinus, de sorte que la tension de sortie de l'onduleur multiniveau peut être donnée par l'équation (V.1). Compte tenu de la symétrie du signal périodique sur le quart de période et une antisymétrie sur la demi-période, la tension de sortie de l'onduleur peut être simplifiée par l'équation (V.9). [165]

$$a_0 = 0$$

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(t) \sin(n\omega t) d\omega t \tag{V.9}$$

L'expression généralisée de l'équation b_n eq. (V.9) à un nombre quelconque d'impulsions k , physiquement réalisable, est donnée par l'équation (V.9).

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^k (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right] \tag{V.10}$$

Pour : $n = 1,2,3,\dots$ $0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \dots < \alpha_k < \frac{\pi}{2}$

L'équation (V.9) étant égale à zéro, il est possible d'éliminer ou d'atténuer $(k-1)$ harmoniques, où k est le nombre d'angles de commutation. Ce processus est très difficile à cause des



équations transcendantes non linéaires. En considérant $k=11$, il est possible d'atténuer la 5^{ème}, 7^{ème}, 11^{ème}, 13^{ème}, 17^{ème}, 19^{ème}, 23^{ème}, 25^{ème}, 29^{ème}, 31^{ème} harmonique et de contrôler l'amplitude fondamentale de tension de l'onduleur par le système d'équations suivant :

$$M = \frac{4}{\pi} [\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) \dots + \cos(\alpha_{11})]$$

$$0 = \frac{4}{5\pi} [\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) \dots + \cos(5\alpha_{11})]$$

$$0 = \frac{4}{7\pi} [\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) \dots + \cos(7\alpha_{11})] \quad (V.11)$$

$$0 = \frac{4}{11\pi} [\cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) \dots + \cos(11\alpha_{11})]$$

$$0 = \frac{4}{13\pi} [\cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) - \cos(13\alpha_4) + \cos(13\alpha_5) \dots + \cos(13\alpha_{11})]$$

$$\dots 0 = \frac{4}{31\pi} [\cos(31\alpha_1) - \cos(31\alpha_2) + \cos(31\alpha_3) - \cos(31\alpha_4) + \cos(31\alpha_5) \dots + \cos(31\alpha_{11})]$$

V.3.Méthode de Newton-Raphson

On distingue différentes méthodes de résolution des équations non linéaire dans la littérature, l'algorithme numérique de Newton-Raphson est parmi les méthodes les plus faciles utilisé pour résoudre ces équations transcendantes [166]. Si on prend l'exemple du système d'équations non linéaires à onze inconnues d'une onde de tension à trois niveaux, l'algorithme de résolution est décrit ci-dessous :

I) Les valeurs initiales sont déterminées pour a_n

$$\alpha^0 = [\alpha_1^0, \alpha_2^0, \alpha_3^0, \dots, \alpha_M^0]^T \quad (V.12)$$

II) Les valeurs sont calculées et assignées dans des équations pour k angles, en faisant varier l'indice de modulation.

$$\frac{M.\pi}{4} = [\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) + \cos(\alpha_5) \dots + \cos(\alpha_{11})]$$

$$0 = \frac{4}{5\pi} [\cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) \dots + \cos(5\alpha_{11})]$$

$$0 = \frac{4}{7\pi} [\cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) \dots + \cos(7\alpha_{11})] \quad (V.13)$$

$$0 = \frac{4}{11\pi} [\cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) \dots + \cos(11\alpha_{11})]$$



$$0 = \frac{4}{13\pi} [\cos(13\alpha_1) - \cos(13\alpha_2) + \cos(13\alpha_3) - \cos(13\alpha_4) + \cos(13\alpha_5) \dots + \cos(13\alpha_{11})]$$

$$\dots 0 = \frac{4}{31\pi} [\cos(31\alpha_1) - \cos(31\alpha_2) + \cos(31\alpha_3) - \cos(31\alpha_4) + \cos(31\alpha_5) \dots + \cos(31\alpha_{11})]$$

III) On calcule la dérivée partielle des 11 équations liées en *eq.* (V.13), en obtenant le vecteur de gradient, comme le montre l'équation (V.14). Ensuite, les dérivées partielles sont représentées dans l'équation (V.15) comme matrice jacobéenne :

$$\nabla f_n(\alpha) = \left(\frac{\partial f_n(\alpha)}{\partial \alpha_1}, \frac{\partial f_n(\alpha)}{\partial \alpha_2}, \dots, \frac{\partial f_n(\alpha)}{\partial \alpha_n} \right)^T \tag{V.14}$$

$$J(\alpha) = \begin{pmatrix} \nabla f_1(\alpha)^T \\ \nabla f_2(\alpha)^T \\ \vdots \\ \nabla f_n(\alpha)^T \end{pmatrix} \tag{V.15}$$

Si l'erreur est supérieure au seuil, $\varepsilon \geq \zeta$ et $\zeta = 0 \vee \zeta \rightarrow 0$, un nouveau $\partial\alpha$ est calculé. Quand $\varepsilon \geq \zeta$, un nouvel indice de modulation est adopté, la procédure recommence, avec la condition initiale donnée par l'équation (V.16).

$$\alpha^0 = [\alpha_1^{n-1}, \alpha_2^{n-1}, \alpha_3^{n-1}, \dots, \alpha_M^{n-1}]^M \tag{V.16}$$

Lorsque la solution n'est pas trouvée, le dernier angle est répété.

Puisque le problème majeur de la méthode de Newton-Raphson est la connaissance des valeurs initiales des angles de commutation, nous avons utilisé le guide de choix suivant de ces valeurs, afin de faciliter la convergence rapide des équations vers les bonnes solutions (FigureV.3). [167]

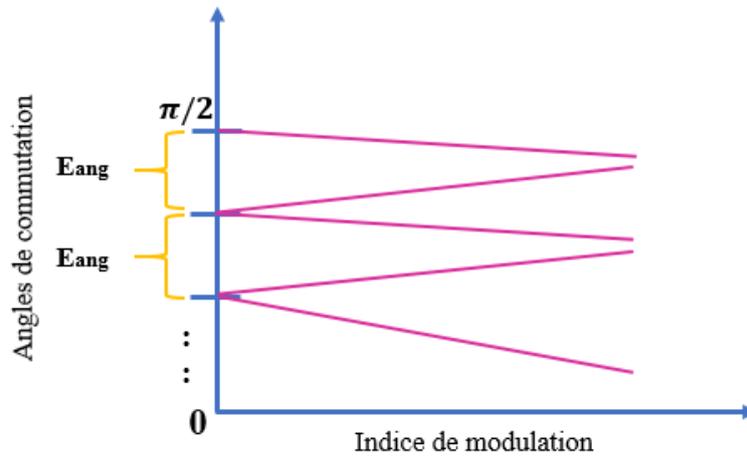


Figure V.3. Trajectoires des angles de commutation en fonction de l'indice de modulation (onduleur à trois niveaux).

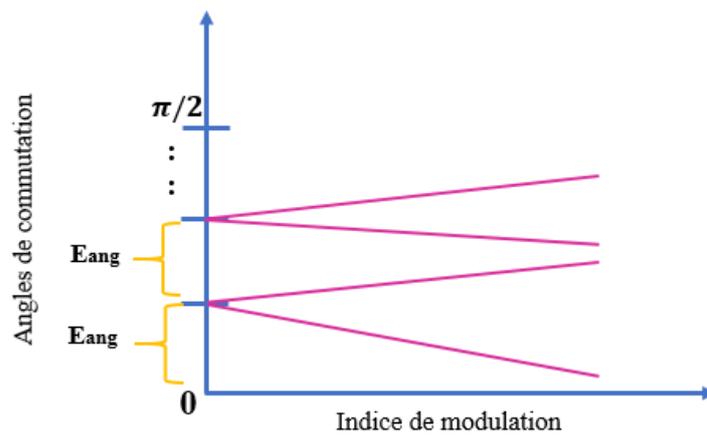


Figure V.4. Trajectoires des angles de commutation en fonction de l'indice de modulation (onduleur à deux niveaux).

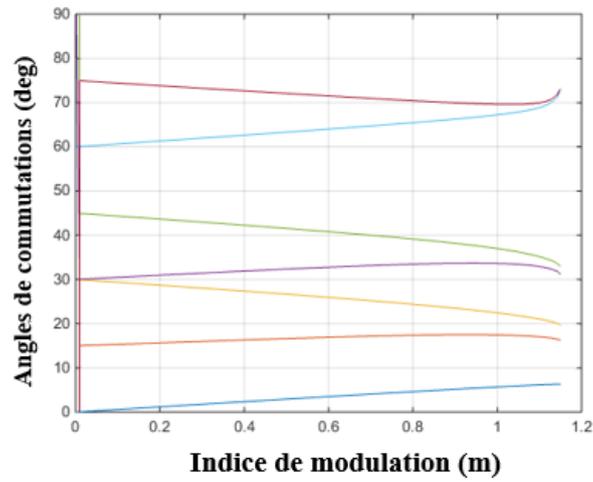
$$\text{Où } E_{ang} = \frac{2\pi}{3(C+1)} \tag{V.17}$$

Pour (C = 3, 5, 7...)

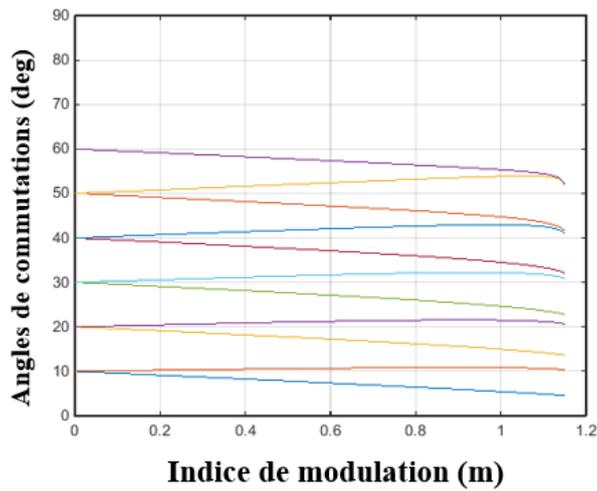
C : nombre d'angles de commutation.

E_{ang} : écart angulaire.

Après avoir résolu les équations non linéaires simultanément, on peut obtenir les angles de commutations. Pour toute la plage d'indice de modulation (M=0~1,15), les trajectoires des angles pour le motif de commutation proposé sont indiquées en figures V.5 et V.6.

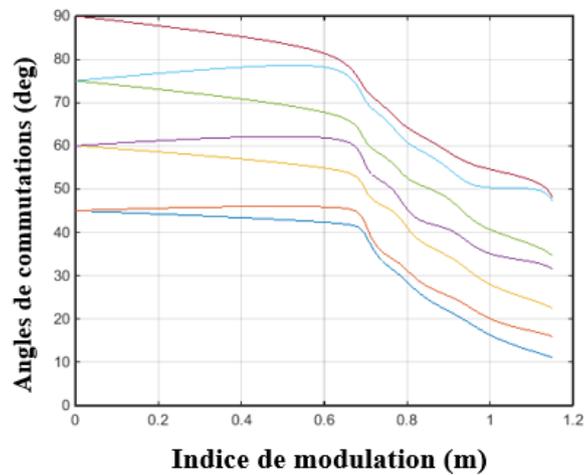


a. 7 angles de commutations

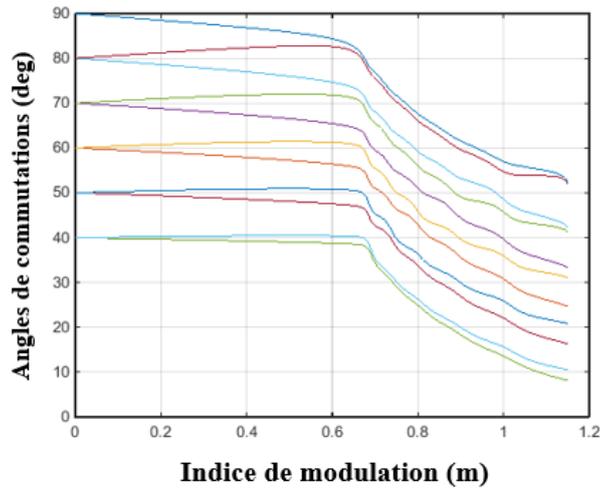


b. 11 angles de commutations

Figure V.5. Trajectoires des angles de commutations en fonction de l'indice de modulation (onduleur à deux niveaux).



a. 7 angles de commutations



b. 11 angles de commutations

Figure V.6. Trajectoires des angles de commutations en fonction de l'indice de modulation (onduleur à trois niveaux).

V.4. Résultats de simulation et comparaison

Les figures suivantes montrent les formes d'ondes SHEPWM générées par les convertisseurs triphasés à deux niveaux, et NPC à trois niveaux respectivement. Les formes d'ondes de tension leur spectre harmonique. Les valeurs des THD% ont été mesurées à l'aide du bloc FFT Power Gui de Simulink Library, pour une tension de liaison continue (V_{dc}) = 200 V, un indice de modulation $M= 0.85$, une fréquence fondamentale de tension de sortie $f= 50$ Hz, et une charge R-L.

Le THD est défini comme suit : C'est le Rapport entre la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) et la valeur efficace de la composante fondamentale.

$$THD = \sqrt{\frac{H_3^2 + H_5^2 + H_{2n+1}^2}{H_1^2}} \quad (V.18)$$

V.4.1. Onduleur triphasé à deux niveaux

La figure V.7 présente le schéma d'onduleur à deux niveaux commandés par la technique MLI précalculée sous l'environnement Matlab Simulink :

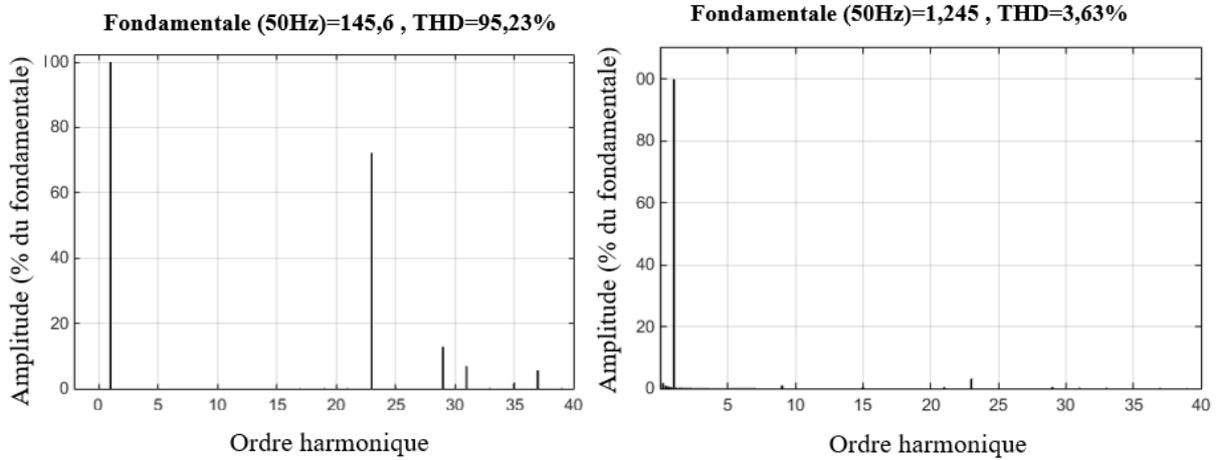


Figure V.9. Spectre d'harmonique de la tension de sortie et du courant

✓ Pour Onze angles de commutation

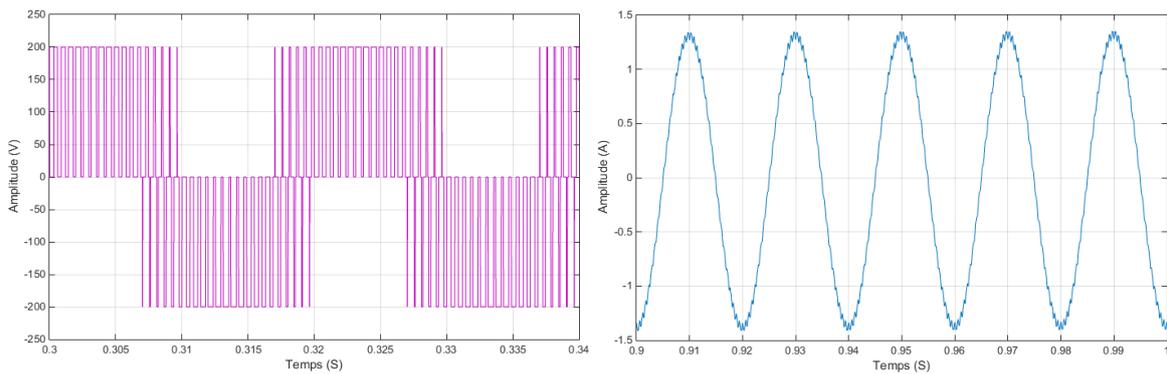


Figure V.10. Allure de la tension de sortie et du courant.

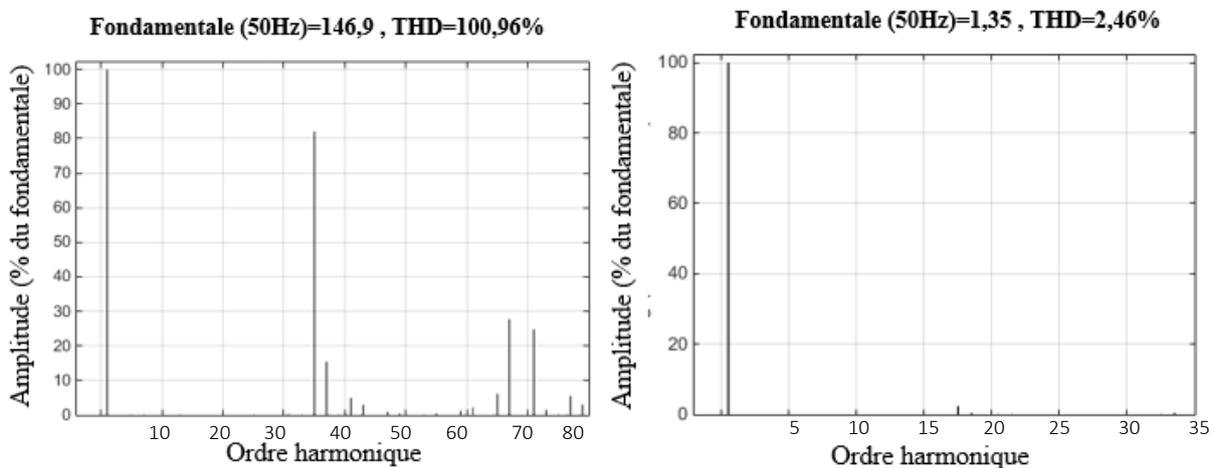


Figure V.11. Spectre d'harmonique de la tension de sortie et du courant



V.4.2. Onduleur NPC à trois niveaux

La figure V.12 présente le schéma d'onduleur NPC à trois niveaux, commandé par la technique MLI précalculée sous l'environnement Matlab Simulink :

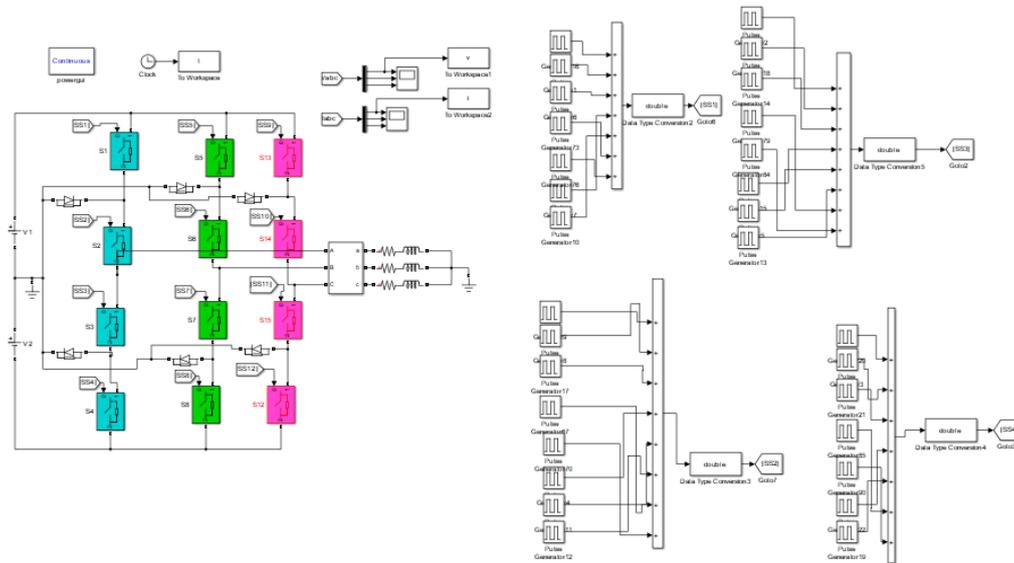


Figure V.12. Schéma de montage de la commande MLI précalculée sous l'environnement MATLAB Simulink.

Les allures de tension composée et du courant de charge à la sortie de l'onduleur triphasé ainsi que leurs spectres harmoniques sont donnés par les figures V.13-V.16.

✓ **Pour Sept angles de commutation**

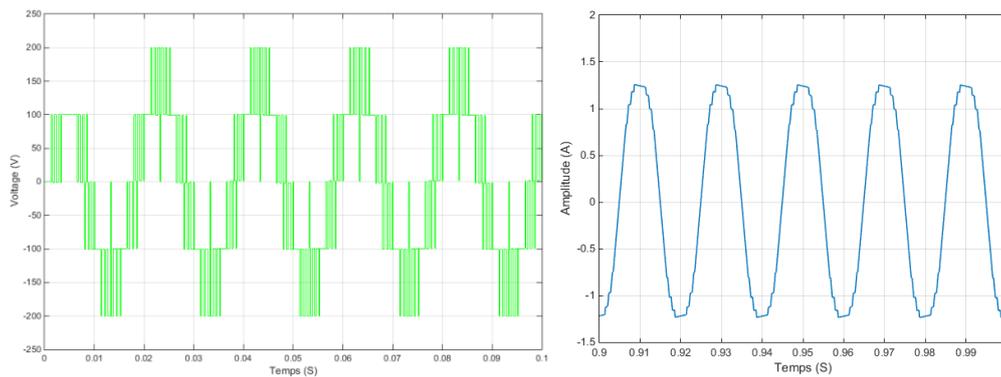


Figure V.13. Allures et formes d'onde des tensions et de courant de charge.

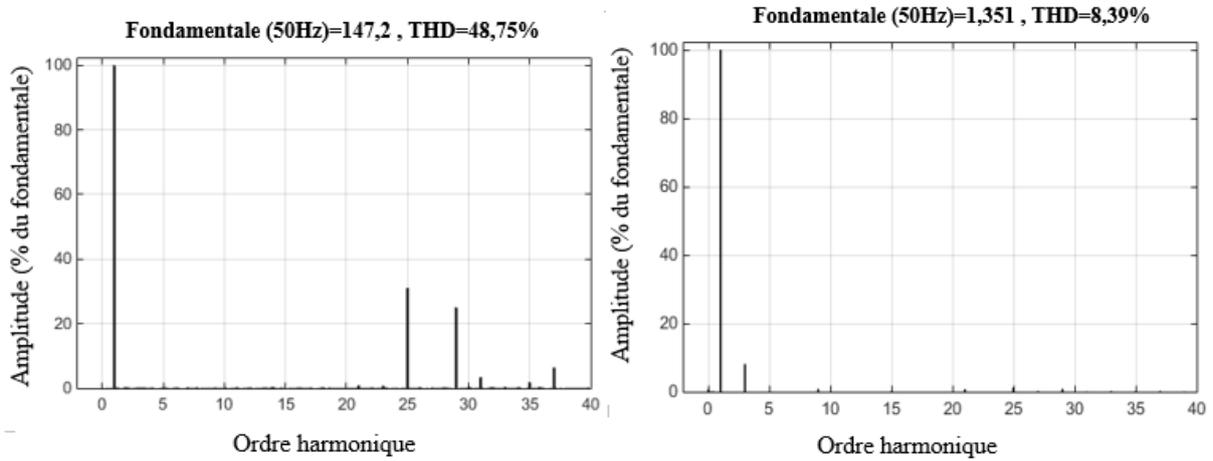


Figure V.14. Analyse spectrale des formes d'onde des tensions et de courant de charge.

✓ Pour onze angles de commutation

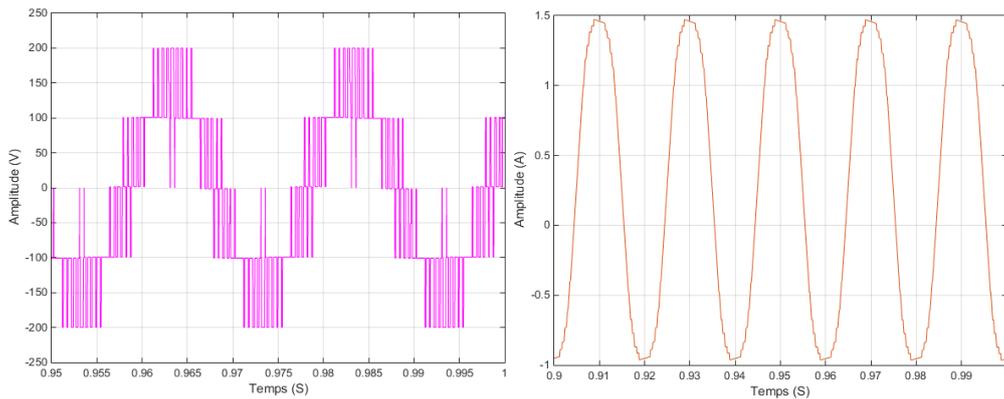


Figure V.15. Allures et formes d'onde des tensions et de courant de charge.

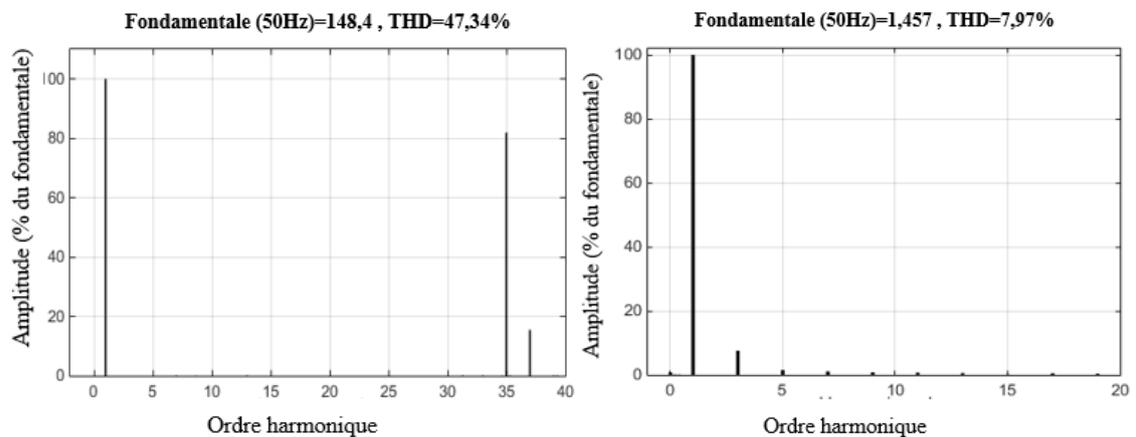


Figure V.16. Analyse spectrale des formes d'onde des tensions de sortie et de courant de charge.



V.4.3. Interprétation

Afin de réduire davantage la distorsion harmonique totale de la tension de sortie des onduleurs triphasés, la méthode d'élimination sélective des harmoniques est appliquée.

La technique de modulation MLI programmée permet d'obtenir les angles de commutation de façon préalable et convenable, tenant compte du nombre d'harmoniques de faible ordre à éliminer.

Des simulations faites sur Matlab Simulink de l'onduleur triphasé à -deux niveaux et l'onduleur NPC à trois niveaux, commandés par la technique SHE pour différents angles de commutations (7 et 11 angles de commutations), les résultats de simulations montrent :

- L'absence d'harmoniques de rangs faibles jusqu'au rang 23^{ème} pour les deux topologies d'onduleur, avec une fréquence de commutation faible de 750Hz pour la commande SHE-PWM à 7 angles de commutations, les harmoniques d'ordre (5, 7, 11, 13, 17, 19) ont été éliminées.
- En utilisant onze angles de commutations on élimine jusqu'au 35^{ème} harmonique pour une fréquence de commutation de 1150Hz,

Les Figures V.8 à V.16 montrent que dans le cas d'un onduleur NPC contrôlé par SHE, le THD est beaucoup plus faible, en comparaison avec l'onduleur à deux niveaux, pour les mêmes valeurs de tension de liaison DC, d'indice de modulation, de fréquence fondamentale et de fréquence de commutation.

Une réduction de la distorsion harmonique totale d'environ 54% est obtenue lors de l'utilisation de la technique SHE pour contrôler l'onduleur NPC, par rapport à l'onduleur conventionnel.

La tension inverse pour un interrupteur de l'onduleur NPC à trois niveaux est égale à la moitié de celle d'un interrupteur de l'onduleur à deux niveaux,

Pour la même tension DC, l'onduleur NPC à trois niveaux, commandé par la technique SHE assure une valeur du fondamental plus élevée que celle de l'onduleur à deux niveaux.

Vu sa faible fréquence de commutation, la méthode SHE génère de faibles pertes par commutation par rapport aux méthodes de commande conventionnelles, telles que la PWM sinus triangle.



La stratégie d'élimination sélective des harmoniques pour les onduleurs NPC à trois niveaux s'avère être une meilleure approche.

La technique SHE permet d'abaisser la fréquence de commutation de l'appareil de puissance, d'éliminer l'harmonique d'ordre bas, et d'augmenter la tension fondamentale.

Les critères usuellement retenus sont :

- Élimination d'harmoniques de rang spécifié par sélection
- Élimination d'harmoniques dans une bande de fréquence spécifiée,
- Minimisation d'un critère d'harmoniques global.
- Minimisation de la distorsion harmonique et des pertes ; contrôle de l'amplitude du fondamental.

La commande MLI pré calculée présente un inconvénient de THD élevé de la tension pour un nombre d'angles de commutation élevé, contrairement au THD du courant. Pour cela une technique de modulation à fréquence fondamentale est appliquée à l'onduleur multiniveau.

V.5. Nouvelle Topologie d'Onduleur multiniveau (Topologie proposée)

Pour l'intégration au réseau, l'utilisation d'un simple onduleur conventionnel, à deux niveaux, produit une onde carrée qui ne convient pas à la plupart des applications complexes. Dans ce cas, une onde sinusoïdale pure est souhaitée. De plus, la puissance nominale des convertisseurs traditionnels est limitée à la puissance nominale des dispositifs à semi-conducteurs utilisés et aux fréquences de commutation autorisées [168].

Les onduleurs conventionnels basés sur des transformateurs de fréquence fonctionnant à 50 Hz et des filtres AC sont généralement utilisés dans les systèmes de production d'énergie renouvelable pour augmenter la tension jusqu'aux niveaux de tension du réseau de 6 à 36 kV et pour réduire le THD de la tension respectivement. Les coûts d'investissement et d'installation sont élevés en raison de leur poids et de leur taille [169].

Avec l'apparition de nouveaux dispositifs à semi-conducteurs de grandes puissances, de nouvelles structures de conversion de puissance sont conçues pour répondre aux besoins des futurs systèmes à moyenne ou haute tension.

Dans ce domaine très actif, les topologies et les circuits de convertisseurs modulaires multiniveaux en cascade (MMC) ont attiré une grande attention pour leur application dans les systèmes à moyenne et haute tension [170], [171], [172]. Le nombre de composants des



convertisseurs MMC croît linéairement avec le nombre de niveaux [173]. Cependant, le convertisseur MMC nécessite des sources de courant continu multiples isolées et équilibrées [174], [175]. On présente une nouvelle topologie d'onduleur triphasé multiniveaux commandée par la technique de modulation de hauteur et de largeur d'impulsion, afin d'améliorer la qualité de l'énergie produite et injectée au réseau et optimiser le THD en éliminant les harmoniques d'ordre bas proche du fondamentale, tout en réduisant les pertes par commutations.

V.5. 1. Topologie et principe de fonctionnement d'onduleur multiniveaux

La nouvelle topologie d'onduleur triphasé proposée est constituée de N niveaux dans la forme d'onde de tension de sortie ligne-neutre, peut être utilisée pour alimenter un micro-réseau, avec n_s sources d'énergie renouvelables (photovoltaïque, éolienne...etc.) avec un THD optimisé. Cela consiste en une connexion série de N onduleurs conventionnels à deux niveaux ($\pm E, 0$) par phase. Chaque étage de l'onduleur classique est alimenté par une source d'énergie renouvelable, avec un nombre total de sources DC est $n_s = N+4$. Une application d'onduleur à six niveaux a été construite dans cette partie, la topologie est contrôlée par une technique de modulation de largeur et de hauteur d'impulsion.

La figure V.17 montre la topologie d'onduleur triphasé à six niveaux. Il est constitué de 10 sources de tension continue, alimentant une charge triphasée équilibrée. En général, les sources de tension continue peuvent avoir des valeurs différentes. Cependant, afin d'optimiser l'ordre harmonique total de la forme d'onde de sortie multiniveaux, elles sont considérées comme étant optimisées et contrôlées.

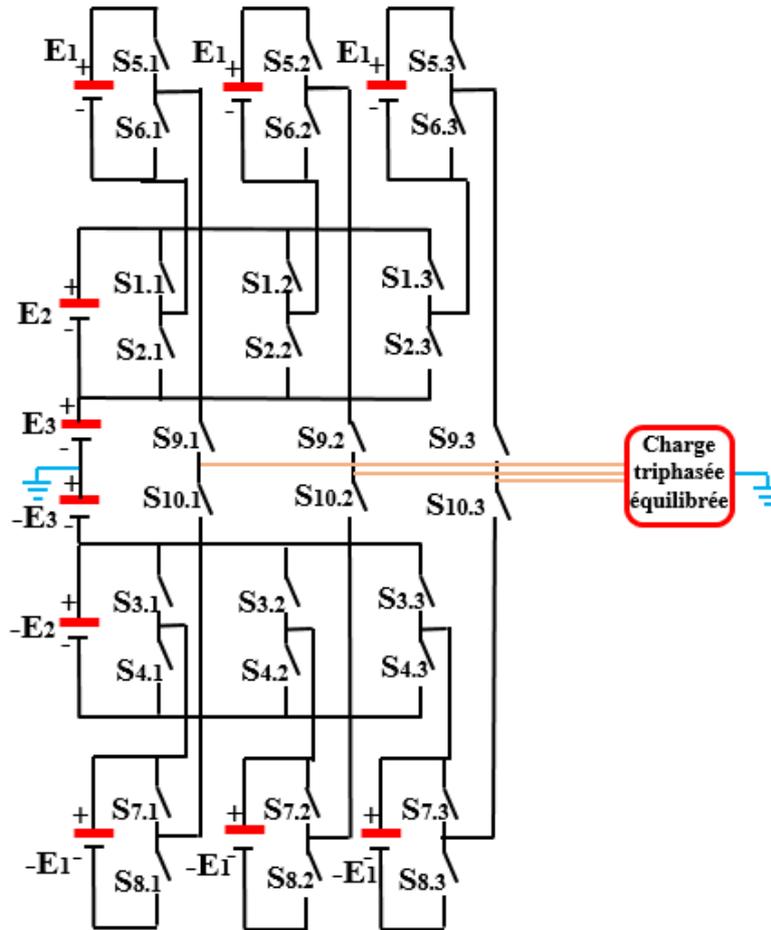


Figure V.17. Topologie d'onduleur proposé à six niveaux de tension.

V.5. 2. Principe de fonctionnement

Les six niveaux de tension de sortie phase-neutre requis ($\pm E_3$; $\pm(E' = E_2 + E_3)$; $\pm(E = E_1 + E_2 + E_3)$) sont générés comme suit :

- 1) Lorsque les interrupteurs $S_{1.1}$, $S_{5.1}$, $S_{9.1}$, sont activés pendant le premier cycle $[0 ; \alpha_1]$, la tension simple générée sera égale à $V_1 = E_1 + E_2 + E_3$.
- 2) Lorsque les interrupteurs $S_{1.1}$, $S_{6.1}$, $S_{9.1}$, sont activés pendant le deuxième cycle $[\alpha_1 ; \alpha_2]$, la tension simple générée sera égale à $V_1 = E_2 + E_3$.
- 3) Lorsque les interrupteurs $S_{2.1}$, $S_{6.1}$, $S_{9.1}$, sont activés pendant le troisième cycle $[\alpha_2 ; \alpha_3]$, la tension simple générée sera égale à $V_1 = E_3$.
- 4) Lorsque les interrupteurs $S_{3.1}$, $S_{7.1}$, $S_{10.1}$, sont activés pendant le quatrième cycle $[\alpha_3 ; \alpha_4]$, la tension simple générée sera égale à $V_1 = -E_3$.
- 5) Lorsque les interrupteurs $S_{4.1}$, $S_{7.1}$, $S_{10.1}$, sont activés pendant le cinquième cycle $[\alpha_4 ; \alpha_5]$, la tension simple générée sera égale à $V_1 = -(E_2 + E_3)$.



- 6) Lorsque les interrupteurs $S_{4,1}$, $S_{8,1}$, $S_{10,1}$, sont activés pendant le sixième cycle $[\alpha_5 ; \alpha_6]$, la tension simple générée sera égale à $V_1 = -(E_1 + E_2 + E_3)$.

V.5. 3. Technique de modulation d'hauteur et de largeur d'impulsion PWHM

Un convertisseur multiniveau peut produire un signal escalier symétrique par rapport au quart de période, synthétisé par plusieurs tensions continues.

En général, les harmoniques de basse fréquence les plus importants sont choisis pour être éliminés en sélectionnant correctement les angles de commutations, et les composantes harmoniques de haute fréquence peuvent être facilement éliminées en utilisant des circuits de filtrage supplémentaires.

Pour optimiser le THD de la forme d'onde de tension phase-neutre de sortie de l'ondeur proposé, la technique de modulation de hauteur et de largeur d'impulsion PWHM est utilisée. Les hauteurs (amplitudes E_1 , E_2 , E_3) et les largeurs (angles α_1 , α_2) de la forme d'onde de sortie sont calculées pour annuler le nombre maximum d'harmoniques et optimiser le THD. [176,177]

La figure V.18 montre le signal de tension de sortie d'ondeur à six niveaux sous forme d'escalier.

La durée de chaque étape dépend de son angle de conduction α_1 , α_2 , ... que l'on retrouve en fonction de la composante harmonique éliminée.

La méthode de calcul des angles inconnus utilise l'intervalle $[0 ; \pi/3]$ pour une approche en trois phases.

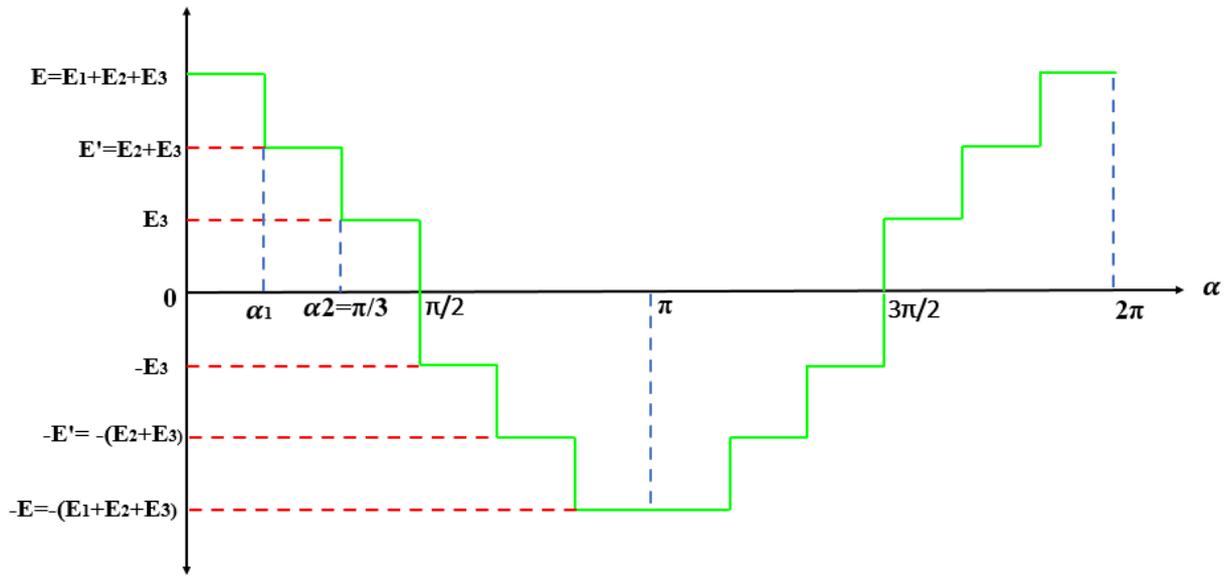


Figure V.18. Forme d'onde de tension de sortie phase-neutre à six niveaux.

V.5. 4. Décomposition d'un signal en série de fourrier

Tout signal périodique, y compris la tension de sortie de l'onduleur multiniveau qui utilise la fréquence de commutation fondamentale, peut être exprimé en utilisant la décomposition en série de Fourier [163] :

$$v(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \tag{V.19}$$

Où a_0 , a_n et b_n sont les coefficients de Fourier.

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) d\omega t \tag{V.20}$$

$$a_n = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cos(n\omega t) d\omega t \tag{V.21}$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \sin(n\omega t) d\omega t \tag{V.22}$$

Où T est la période fondamentale de $u(t)$.

Pour simplifier la série de Fourier, diverses symétries seront prises en considération : la symétrie sinusoïdale impaire, la symétrie demi-onde et la symétrie quart d'onde impaire.

Les valeurs de α_1 , α_2 et E_1 , E_2 , E_3 peuvent être choisies pour éliminer les harmoniques de basse fréquence ou pour obtenir la distorsion harmonique totale (THD) minimale.



Dans une approche en trois phases, il existe plusieurs propriétés qui permettent de réduire l'intervalle de temps nécessaire pour trouver une solution à l'ensemble des équations ci-dessous. Ainsi, au lieu de chercher $(0, \pi/2)$, ce sera $(0, \pi/3)$.

Les étapes de calcul sont présentées comme suit.

On énumère les propriétés et les caractéristiques de la forme d'onde de tension idéale des trois tensions équilibrées, comme le montre la figure V.19 [178] :

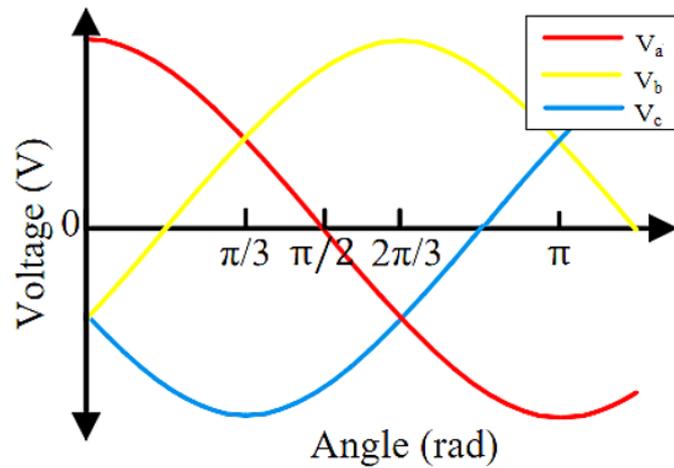


Figure V.19. Trois formes d'onde de tension d'un système triphasé.

1. Propriété (1) : v_a est une fonction paire par rapport à zéro.

Pour chaque $\alpha \in [0, \frac{\pi}{2}]$, $v_a(-\alpha) = v_a(\alpha)$

2. Propriété (2) : v_a est une fonction impaire par rapport à $\pi/2$.

Pour chaque $\alpha \in [0, \frac{\pi}{2}]$, $v_a(\frac{\pi}{2} + \alpha) = -v_a(\frac{\pi}{2} - \alpha)$.

3. Propriété (3) : v_b est symétrique à v_a par rapport à $\pi/3$

Pour chaque $\alpha \in [0, \frac{\pi}{3}]$, $v_b(\frac{\pi}{3} + \alpha) = -v_a(\frac{\pi}{3} - \alpha)$.

4. Propriété (4) : v_c est un signal inversé et décalé de v_a

Pour chaque $\alpha \in [0, \frac{\pi}{3}]$, $v_c(\frac{\pi}{3} + \alpha) = -v_a(\alpha)$.

5. Propriété (5) : v_a , v_b , et v_c sont des tensions triphasées équilibrées

Pour chaque $\alpha \in [0, 2\pi]$, $v_a(\alpha) + v_b(\alpha) + v_c(\alpha) = 0$

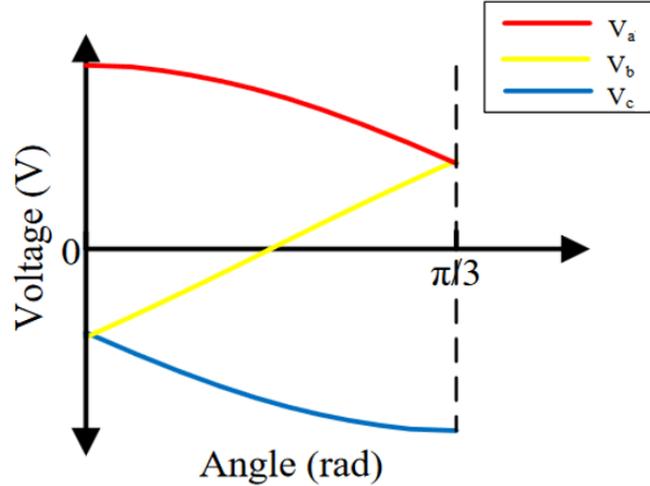


Figure V.20. Système triphasé équilibré idéal dans l'intervalle $(0, \pi/3)$.

On attribue les propriétés ci-dessus de la forme d'onde de tension idéale des trois tensions équilibrées à la tension de sortie de l'onduleur en se concentrant sur la plage $[0, \pi/3]$ comme le montre la figure V.20. On utilise également les coefficients de Fourier de la tension de sortie phase-neutre donnés par (V.23-V.24) car il est bien connu que chaque fonction périodique de variable peut être composée d'un ensemble de fonctions sinus et cosinus [178] :

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_a(\alpha) \cdot \cos(n\alpha) d\alpha \quad (\text{V. 23})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v_a(\alpha) \cdot \sin(n\alpha) d\alpha \quad (\text{V. 24})$$

On applique la propriété (1) aux coefficients de Fourier, on obtient :

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} v_a(\alpha) \cdot \cos(n\alpha) d\alpha \quad (\text{V. 25})$$

$$b_n = 0 \quad (\text{V. 26})$$

On applique la propriété (2) aux coefficients de Fourier, on obtient :

$$a_n = 0 \text{ Pour } n \text{ pair,} \quad (\text{V. 27})$$

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} v_a(\alpha) \cdot \cos(n\alpha) d\alpha \text{ Pour } n \text{ impair,} \quad (\text{V. 28})$$

On applique la propriété (5) aux coefficients de Fourier, on obtient :

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} v_a(\alpha) \cdot \cos(n\alpha) d\alpha - \int_{\pi/3}^{\pi/2} (v_b(\alpha) + v_c(\alpha)) \cdot \cos(n\alpha) d\alpha \right] \quad (\text{V. 29})$$



On applique les propriétés (3) et (4) aux coefficients de Fourier, on obtient :

$$a_n = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\pi/3} v_a(\alpha) \cdot \cos(n\alpha) d\alpha - \int_{\pi/3}^{\pi/2} (v_b \left(\frac{2\pi}{3} - \alpha \right) + v_c \left(\alpha - \frac{\pi}{3} \right)) \cdot \cos(n\alpha) d\alpha \right] \quad (\text{V.30})$$

En raison des propriétés de la tension de sortie triphasée mentionnées ci-dessus on aura [178]:

$$a_n = \frac{8}{\pi} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \int_0^{\pi/3} v(\alpha) \cdot \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right) d\alpha \quad (\text{V.31})$$

$$b_n = 0 \quad (\text{V.32})$$

Où n est l'harmonique impair et non triple et v est la tension de ligne-neutre.

Les trois tensions simple (v_a ; v_b ; v_c) sont supposées avoir les mêmes propriétés symétriques qu'un système de tension triphasé idéal. Les propriétés asymétriques par rapport à $\frac{\pi}{2}$ $v_a \left(\frac{\pi}{2} + \alpha \right) = -v_a \left(\frac{\pi}{2} - \alpha \right)$ permettent d'annuler tous les harmoniques d'ordre pair. On peut exprimer les coefficients de Fourier de la tension simple dans l'intervalle $[0 ; \pi / 3]$ comme indiqué par :

$$a_{n=2p+1} = \frac{8}{\pi} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \int_0^{\pi/3} v_a(\alpha) \cdot \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right) d\alpha \quad (\text{V.33})$$

En utilisant $n = 3(2p + 1)$, on obtient $\cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) = \cos \left[(2p + 1) \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right) \right] = 0$. Cela signifie que tous les harmoniques pairs et multiples de trois sont annulés.

En utilisant différentes propriétés symétriques on obtient $\alpha_2 = \pi/3$. Les harmoniques non annulées restantes sont de l'ordre $6q \pm 1$.

L'équation (V.33) montre que le réglage de la valeur de v_a n'est possible que dans l'intervalle $[0, \pi / 3]$. La propriété de symétrie d'un système de tension triphasé idéal permet de déterminer la valeur de v_a sur l'intervalle $[0, 2 \pi]$; Donc l'analyse suivante sera limitée dans l'intervalle $[0, \pi / 3]$.

La tension simple v_a est supposée avoir deux niveaux DC (E ; E') dans l'intervalle $[0, \pi / 3]$ comme illustré sur la figure V.21, v_a est supposé avoir deux impulsions. La première impulsion est de hauteur (amplitude) E et de largeur (angle) α_1 . La seconde impulsion est de hauteur E' et de largeur $(\pi/3 - \alpha_1)$. Les hauteurs et largeurs sont définies pour annuler le nombre maximum d'harmoniques successives.

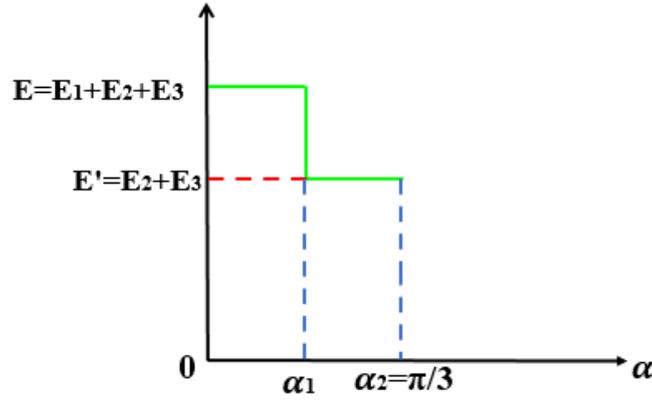


Figure V.21. Forme d'onde de la tension simple v_a dans $[0, \pi / 3]$

En remplaçant la valeur de la tension v_a comme le montre la figure V.21 dans eq.V.33 les coefficients de Fourier dans ce cas peuvent s'écrire comme suit :

$$a_n = \frac{8}{\pi} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \int_0^{\pi/3} v_a(\alpha) \cdot \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right) d\alpha \quad (\text{V.34})$$

$$a_n = \frac{8}{\pi} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \left[\int_0^{\alpha_1} v_a(\alpha) \cdot \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} v_a(\alpha) \cdot \cos\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)\right) d\alpha \right] \quad (\text{V.35})$$

$$a_n = \frac{8}{\pi} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \left[\frac{E}{n} \cdot \left(\sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right)\right) - \sin\left(n \frac{\pi}{6}\right) \right) + \frac{E'}{n} \cdot \left(\sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_2\right)\right) - \sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right)\right) \right) \right] \quad (\text{V.36})$$

Avec : $\alpha_2 = \frac{\pi}{3}$

$$\frac{a_n}{E} = \frac{8}{n \cdot \pi} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \left[\left(\sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right)\right) - \sin\left(n \frac{\pi}{6}\right) \right) + \frac{E'}{E} \cdot \left(\sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3}\right)\right) - \sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right)\right) \right) \right] \quad (\text{V.37})$$

On pose :

$$r = \frac{E'}{E} \quad (\text{V.38})$$

$$\frac{a_n}{E} = \frac{8}{n \cdot \pi} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \left[\left(\sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right)\right) - \sin\left(n \frac{\pi}{6}\right) \right) + r \cdot \left(\sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3}\right)\right) - \sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right)\right) \right) \right] \quad (\text{V.39})$$

$$\frac{a_{n=6q\pm 1}}{E} = \frac{8}{n \cdot \pi} \cos\left(n \frac{\pi}{6}\right) \left[(1 - r) \sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \alpha_1\right)\right) + r \cdot \sin\left(n\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3}\right)\right) - \sin\left(n \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{V.40})$$

r Est le rapport des deux niveaux de tension continue et α_1 est l'angle de commutation de E à E' . α_1 et r représente les deux variables ajustables disponibles.



V.6. Technique d'élimination harmonique

Les harmoniques sélectionnées peuvent être éliminées par une sélection appropriée des variables ajustables α_1 et r . Le système d'équations non linéaires (voir éq.V. 40) ne peut être mathématiquement résolu que si le nombre d'équations correspond au nombre de variables inconnues. Comme deux variables ajustables sont disponibles seules deux harmoniques de (éq. V. 25) peuvent être obtenues. Il est bien connu que les harmoniques d'ordre faible sont les plus nocifs que les harmoniques d'ordre supérieur. L'analyse spectrale montre que parmi les harmoniques d'ordre inférieur (inférieur à 10) seules les harmoniques de 5ème et 7ème ordre ne sont pas annulées. Ils ne sont éliminés que si la condition (V. 41) est remplie.

$$\begin{cases} \frac{a_5}{E} = 0 \\ \frac{a_7}{E} = 0 \end{cases} \quad (V. 41)$$

Dans ce cas la première harmonique non nul est la 11ème harmonique, $n \in \{1; 11; 13; 17; 19; \dots 6q \pm 1\}$ En combinant (V.40) et (V.41) on obtient un système non linéaire de deux équations à deux inconnues ($\alpha_1 ; r$).

$$\begin{cases} (1 - r) \sin(5\alpha_1 + 5\frac{\pi}{6}) + r \cdot \sin(5\frac{\pi}{3} + 5\frac{\pi}{6}) = +\frac{1}{2} \\ (1 - r) \sin(7\alpha_1 - \frac{\pi}{6}) + r \cdot \sin(7\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) = -\frac{1}{2} \end{cases} \quad (V. 42)$$

En résolvant (V.42) par l'utilisation de la méthode de bisection dans l'intervalle $[0, \frac{\pi}{3}]$, les valeurs de α_1 et r sont :

$$\alpha_1 = \frac{\pi}{6} \text{ et } r = \sqrt{3} - 1 \quad (V. 43)$$

En conséquence

$$\begin{cases} \frac{a_1}{E} = \frac{12}{\pi} (2 - \sqrt{3}) = 1.0235 \\ a_{(n=12p-1)} = -\frac{a_1}{n} \text{ et } a_{(n=12p+1)} = \frac{a_1}{n} \\ a_n = 0 \text{ si } n \neq 12p \mp 1 \end{cases} \quad (V. 44)$$

En utilisant les propriétés de symétrie d'un système triphasé idéal, les tensions de sortie sont reconstituées dans un intervalle de $[\frac{\pi}{3}; 2\pi]$.

Par conséquent, un troisième niveau de tension E_3 apparaît dans l'intervalle $[\frac{\pi}{3}; 2\pi]$,

Avec

$$E = E_1 + E_2 + E_3 \quad (V. 45)$$

$$E' = E_2 + E_3 \quad (V. 46)$$



$$r = \frac{E'}{E}, \tag{V.47}$$

On pose $E=1pu$, $E_1 = E_3$,

$$E' = r. E = (\sqrt{3} - 1).1pu = 0.732pu, \tag{V.48}$$

$$E_1 = E_3 = E - E' = 1pu - 0.732pu = 0.268pu \tag{V.49}$$

$$E_2 = E' - E_3 = 0.732pu - 0.268pu = 0.464pu \tag{V.50}$$

V.7. Simulation et interprétation des résultats

Pour mieux évaluer les performances de la topologie proposée, deux scénarios de simulation sont envisagés.

Les différents paramètres sont les suivants :

$$E = E_1 + E_2 + E_3 = 100V \tag{V.51}$$

$$E' = r. E = (\sqrt{3} - 1).100 = 73.2V, \tag{V.52}$$

$$E_1 = E_3 = E - E' = 100 - 73.2 = 26.8V \tag{V.53}$$

$$E_2 = E' - E_3 = 73.2 - 26.8 = 46.4V \tag{V.54}$$

Les scénarios consistent à alimenter une charge résistive, inductive et en étoile.

1) Scénario 1. Charge résistive pure connectée en étoile $R = 45\Omega$:

Dans ce scénario, la charge résistive est connectée en étoile. Le courant de ligne a la même forme que la tension phase-neutre en raison de la nature résistive de la charge, voir figure (V.22 et V.23). La valeur du courant/tension THD est de 15.21%, et l'amplitude fondamentale de la tension est de 106.4V et du courant 2.365 A.

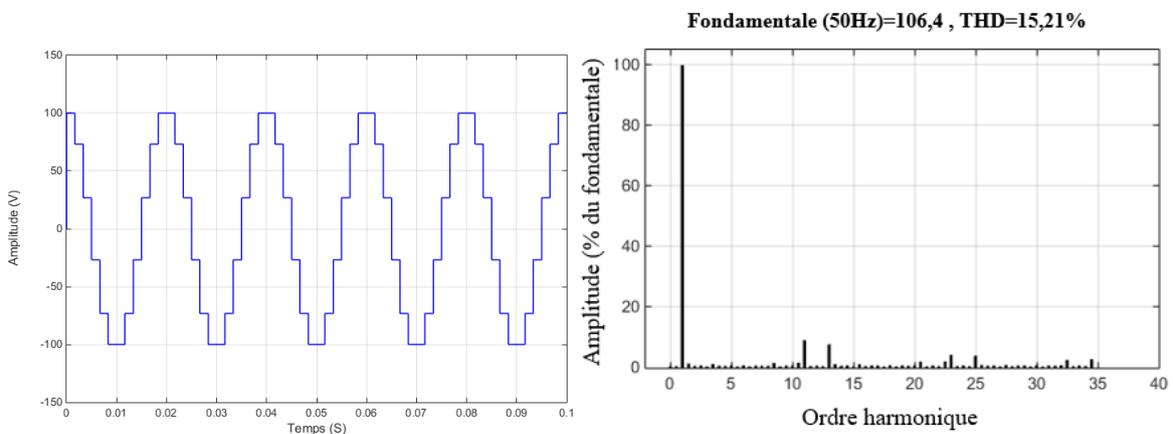


Figure V.22. Allures et forme d'onde de la tension de sortie et son spectre harmonique.

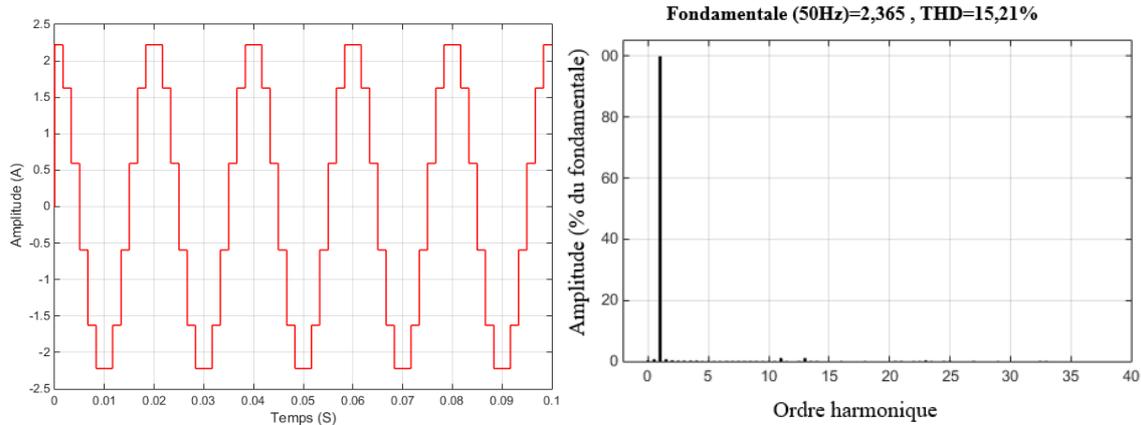


Figure V.23. Allures et forme d'onde du courant de sortie et son spectre harmonique.

2) **Scénario 2.** Charge inductive connectée en étoile $R=45 \Omega$, $L = 245\text{mH}$:

Dans ce cas, on considère une charge inductive connectée en étoile. La forme d'onde du courant et son spectre montrent qu'il n'existe presque pas d'harmonique (figure V.25). La valeur de THD dans ce cas est également très faible, c'est-à-dire 1.32% et le premier ordre d'harmonique non nul est le 11ème avec une amplitude de 1.03%. La raison principale de la très faible valeur de THD est la charge inductive qui se comporte comme un filtre passe-bas. La forme d'onde de tension et son spectre harmonique, donne un THD de 15.11% et une amplitude de fondamentale égale à 102.7V, le premier ordre d'harmonique non nul est le 11-ème avec un taux de 8.72%.

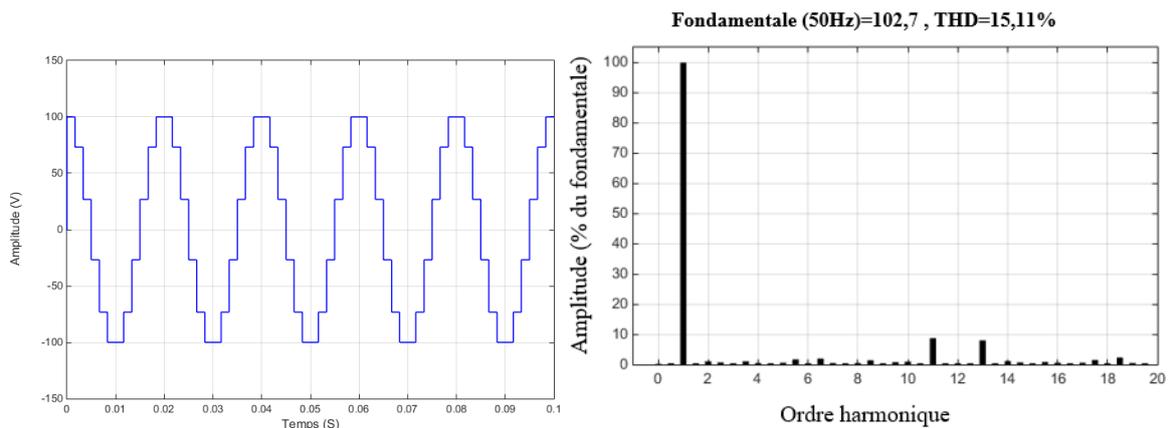


Figure V.24. Allures et forme d'onde de la tension de sortie et son spectre harmonique.

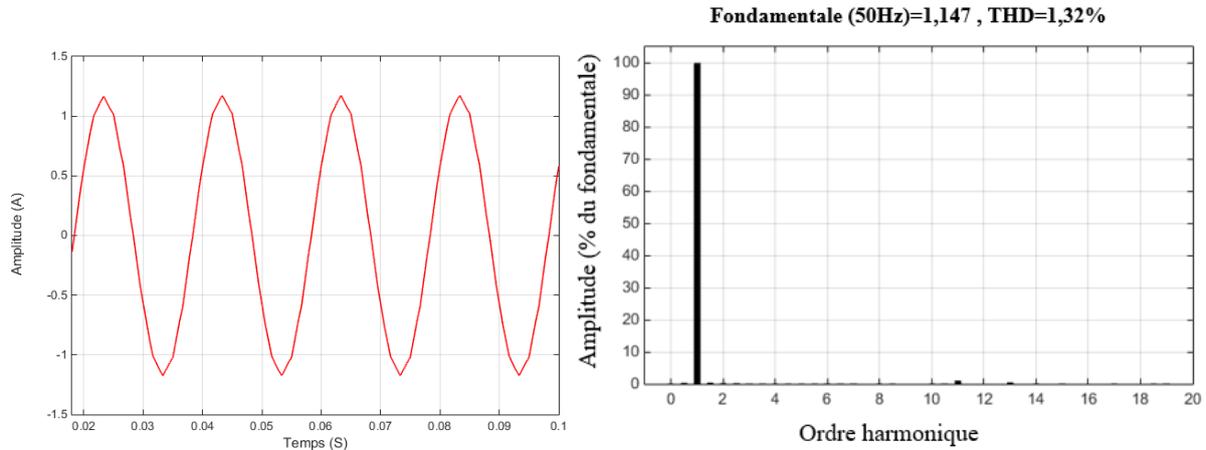


Figure V.25.Allures et forme d'onde du courant de sortie et son spectre harmonique.

Les résultats de la simulation démontrent l'efficacité de la technique de l'élimination des harmoniques proposée (i.e. : sélection de α_1 et r). Les figures V.23 et V.25 (Analyse FFT) montrent également la disparition des premières harmoniques des courants de ligne pour les deux différents scénarios. L'analyse FFT pour la tension montre que la 5ème et 7ème harmonique ont été éliminées. La première harmonique non nulle est d'ordre 11. L'analyse FFT montre aussi des valeurs très faibles du THD pour le courant et la tension en les comparant par les techniques de commande précédentes.

V.8. Comparaison avec d'autres topologies

Dans cette section, une comparaison de la topologie proposée est faite avec d'autres topologies d'onduleur classiques en termes de besoins en composants.

Tableau V.1.Nombre des composants et sources DC pour différentes topologies d'onduleurs.

Composants/Type du convertisseur	NPC	FC	CHB	Topologie proposée
Nombre de source DC	(N-1)	(N-1)	3(N - 1) / 2	N+4
Nombre de transistors de puissance	6(N-1)	6(N-1)	6(N-1)	6(N-1)
Nombre de diodes	6(N-1)	6(N-1)	6(N-1)	6(N-1)
Nombre de diodes de bouclage	3(N - 1)(N - 2)	0	0	0
Nombre de bancs de condensateurs	0	(3/2)(N - 1)(N - 2)	0	0



Les exigences en matière de composants des différentes topologies pour une configuration triphasée sont indiquées dans le tableau **V.1** en termes de nombre de niveaux de tension (**N**) dans la tension simple.

On peut déduire de ce tableau que le nombre de composants de la structure proposée est inférieur à celui des autres topologies, en particulier pour un nombre plus élevé de niveaux de tension.

Une comparaison est effectuée avec la topologie de la CHB car, comme mentionné précédemment, la topologie proposée ressemble à la CHB en termes de configuration et de caractéristiques fonctionnelles.

Par exemple, la mise en œuvre d'un onduleur à 15 niveaux de tension entraînera un nombre de sources de 21 pour la topologie CHB, mais seulement 19 pour la topologie proposée.

V.9. INTERPRETAION

L'obtention d'un faible THD et l'augmentation du nombre d'harmoniques d'ordre inférieur éliminées dans les onduleurs conventionnels à deux niveaux nécessitent une fréquence de commutation élevée qui entraîne des pertes de commutation importantes.

La topologie proposée n'utilise que 12 états de commutation par période et permet d'éliminer les harmoniques du 2^{ème} au 10^{ème} ordre sans circuit de filtrage supplémentaire. Cette approche permet de réduire considérablement la fréquence de commutation par rapport aux topologies classiques.

Dans les deux méthodes, la fréquence fondamentale et élimination sélective harmonique PWM, un ensemble d'équations doit être élaboré pour déterminer les angles inconnus en fonction des harmoniques éliminées.

La principale difficulté des méthodes d'élimination sélective des harmoniques, est la résolution des équations transcendantes pour les angles de commutation. La méthode de Newton peut être utilisée pour résoudre les équations, mais elle nécessite de bonnes suppositions initiales des angles, et les solutions ne sont pas garanties.



La méthode de la bisection est un algorithme de recherche d'un zéro d'une fonction qui consiste à répéter des partages d'un intervalle en deux parties puis à sélectionner le sous-intervalle dans lequel existe un zéro de la fonction.

La méthode de la bisection a été utilisée pour déterminer les angles de commutation afin d'éliminer des harmoniques spécifiques, tels que la 5ème, 7ème.

V.10. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une étude comparative de point de vue THD, valeur crête de la composante fondamentale (tension/courant), pertes par commutations, entre trois types d'onduleurs différents pilotés par les techniques d'élimination sélective d'harmonique.

Les résultats de simulations ont montré que le convertisseur NPC à trois niveaux est la topologie la plus appropriée en raison de son meilleur THD et rendement par rapport à l'onduleur à deux niveaux.

La commande SHE PWM présente une meilleure performance au niveau de l'élimination des harmoniques de faible rang, contrôle de la valeur crête de la composante fondamentale, réduction du THD en comparant avec les autres techniques conventionnelles. Cependant cette technique reste imparfaite, des pertes par commutation plus ou moins élevées sont engendrées.

La topologie d'onduleurs multi-niveaux proposée peut être une bonne solution pour alimenter un micro-réseau à partir de sources d'énergie renouvelables. Un onduleur à six niveaux a été envisagé et contrôlé en utilisant la technique PWHM, ne nécessitant que douze états de commutation par période. Les résultats de simulation obtenus ont montré un taux de THD de tension de 15 %, avec des harmoniques successives mises à zéro du 2ème au 10ème ordre. Le premier harmonique non nul est le 11ème ordre avec 8% de l'amplitude de la fondamentale. La configuration proposée donne un système compact et peu coûteux avec un nombre réduit d'états de commutation.

La commutation à basse fréquence réduit les pertes de puissance de l'onduleur, ce qui se traduit par une meilleure efficacité de la topologie proposée. La topologie proposée réduit considérablement le nombre de composants pour un même nombre de niveau de tension en comparaison avec les topologies conventionnelles.



Conclusion

Générale



CONCLUSION GENERALE

L'utilisation des énergies renouvelable (solaire) nécessite des convertisseurs Continu-Alternatif pour alimenter les charges en tensions alternatives ou pour injecter l'énergie produite au réseau électrique. L'objectif de cette thèse est l'étude et la réalisation des convertisseurs statiques (DC-DC et DC-AC) assurant une bonne adaptation entre la source et les consommateurs.

L'amélioration des performances statiques et dynamiques des convertisseurs statiques est le principal objectif, c'est-à-dire l'amélioration de la performance et de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, l'augmentation en tension et en puissance, la diminution des pertes par commutation et par conduction, la simplification de la mise en œuvre des différentes lois de commande.

Trois différentes topologies d'onduleur avec trois types de techniques de commandes ont fait l'objet dans cette thèse, afin de choisir la plus appropriée aux applications complexes.

L'étude et la réalisation d'un onduleur solaire triphasé à deux niveaux, alimenté à partir d'un hacheur boost, et commandé par deux différentes techniques de commande la ST PWM et la commande vectorielle, pour alimenter une charge inductive (moteurs) a montré que la PWM vectorielle permet de minimiser l'amplitude des harmoniques de courant/tension, et de garantir une meilleure qualité, par rapport à la PWM sinusoïdale. La simulation et la réalisation de la commande de l'hacheur survolteur par la technique MLI nous a permis d'avoir une bonne adaptation entre la charge et le générateur.

La même topologie d'onduleur a été commandée par la technique SHE PWM pour deux différents nombres d'angles de commutation (7 et 11 angles). Cette technique a permis d'éliminer les harmoniques de faible rang, d'une façon considérable, avec une fréquence de commutation très basse par rapport à la technique ST PWM, ce qui réduit considérablement les pertes par commutations.

Les onduleurs à deux niveaux sont limités en tension d'entrée DC, à la puissance nominale des dispositifs à semi-conducteurs utilisés, aux fréquences de commutation



autorisées. Cela ne convient pas à la plupart des applications complexes qui nécessite une onde sinusoïdale pure. Les onduleurs multiniveaux sont la solution idéale pour faire face à ces défis.

L'onduleur triphasé NPC à trois niveaux de tension a été piloté par deux différentes techniques de commande, la technique ST PWM et la SHE PWM,

Le bon choix des paramètres (**taux de réglage et indice de modulation**) pour la technique commande ST PWM permet d'avoir une bonne qualité des ondes de sortie de l'onduleur, le maximum d'amplitude de fondamentale et le minimum de THD et de pertes par commutations.

La méthode des plans d'expériences utilisée pour choisir les deux paramètres s'avère très efficace, au lieu de faire plusieurs simulations, onze simulations sont nécessaires seulement pour pouvoir déterminer les valeurs optimales.

La simulation de l'onduleur NPC et les essais expérimentaux de l'onduleur réalisé sont similaires aux résultats des plans d'expérience.

La technique SHE PWM a été utilisée pour commander l'onduleur NPC, cette technique a permis non seulement d'éliminer les harmoniques de rang faible, mais aussi de réduire les valeurs du THD, la forme d'onde de tension obtenue à la sortir de l'onduleur NPC à trois niveaux tend vers la sinusoïde, en comparaison avec l'onduleur à deux niveaux, pour les mêmes valeurs de tension de liaison DC, d'indice de modulation, et fréquence de commutation.

L'algorithme de Newton-Raphson est l'une des méthodes utilisées pour résoudre les équations transcendantes afin de trouver les angles de commutations pour la commande SHE PWM. L'utilisation du guide de choix des valeurs initiales a facilité la convergence rapide des équations vers les bonnes solutions.

L'utilisation d'une carte Arduino Méga comme organe de commande a simplifié beaucoup la réalisation des convertisseurs (Onduleurs à deux niveaux, Onduleur NPC à trois niveaux, Boost), a donné la possibilité de changer le fonctionnement sans la modification de la structure hardware.

L'obtention d'un faible THD et l'augmentation du nombre d'harmoniques d'ordre inférieur éliminées dans les onduleurs conventionnels nécessitent une fréquence de



commutation élevée. Cela entraîne des pertes de commutation importantes et nuit au bon fonctionnement des systèmes électriques alimentés par ces convertisseurs.

La nouvelle topologie d'onduleur triphasé proposée est constituée de N niveaux, avec n_s sources d'énergie renouvelables (photovoltaïque, éolienne... etc.). Elle donne une forme d'onde de tension en escalier proche de la sinusoïde avec un THD optimisé et le minimum de pertes par commutations. Cela peut être très utile pour alimenter un micro-réseau.

La technique de modulation de hauteur et de largeur d'impulsion PWHM a été utilisée pour optimiser le THD de la forme d'onde de tension de sortie de l'onduleur proposé.

En général, les sources de tension continue peuvent avoir des valeurs différentes. Cependant, afin d'optimiser l'ordre harmonique total de la forme d'onde de sortie multiniveaux, elles sont considérées comme étant optimisées et contrôlées.

Les hauteurs (amplitudes) et les largeurs (angles de commutations) de la forme d'onde de sortie sont calculées pour annuler le nombre maximum d'harmoniques et optimiser le THD.

Les résultats de simulation d'onduleur à six niveaux, contrôlé par la technique de modulation de largeur et de hauteur d'impulsion ont montré l'efficacité de cette topologie et de la technique de l'élimination des harmoniques proposée (i.e. : sélection de α_1 et r).

La topologie proposée n'utilise que 12 états de commutation par période et permet d'éliminer les harmoniques du 2^{ème} au 10^{ème} ordre sans circuit de filtrage supplémentaire. Cette approche permet de réduire considérablement la fréquence de commutation par rapport aux topologies classiques. La configuration proposée donne un système compact et peu coûteux avec un nombre réduit d'états de commutation. La commutation à basse fréquence réduit les pertes de puissance de l'onduleur, ce qui se traduit par une meilleure efficacité de la topologie proposée.

La comparaison de la topologie proposée avec les topologies conventionnelles révèle que la topologie proposée réduit considérablement le nombre de composants pour un même nombre de niveau de tension.

A titre de perspectives nous proposons ce qui suit :

- Réalisation de l'onduleur multiniveaux proposé, ainsi que l'étude de son comportement dans un micro-réseau.
- Réalisation d'un onduleur multiniveaux destiné aux véhicules électriques.



- Développement d'une technique de commande précalculée sans supposition d'angle de commutation initial, assurant une rapide convergence.
- Réalisation d'un onduleur à haute fréquence destiné à l'alimentation d'un système de stérilisation et de désinfection à base de rayonnement ultraviolet.

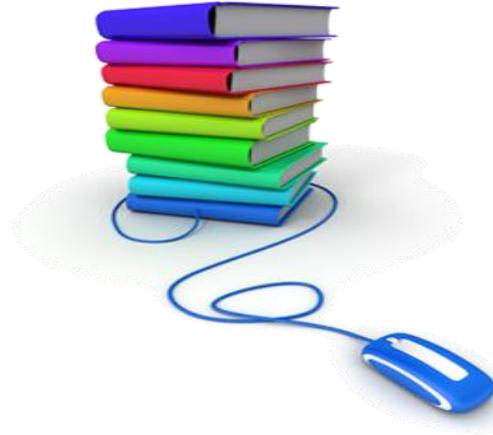
Références

bibliographiques





Références bibliographiques



- [1] BRUCKNER, Thomas, BASHMAKOV, Igor Alexeyevich, MULUGETTA, Yacob, et al. Energy systems. 2014.
- [2] FATIMA, BOUTLILIS. Modélisation et simulation des sources de production décentralisée Filière: Électrotechnique. 2018. Thèse de doctorat. Université de Mostaganem.
- [3] HERNÁNDEZ-CALLEJO, Luis, GALLARDO-SAAVEDRA, Sara, et ALONSO-GÓMEZ, Víctor. A review of photovoltaic systems: Design, operation and maintenance. Solar Energy, 2019, vol. 188, p. 426-440.
- [4] KUMAR, Nallapaneni Manoj, ATLURI, Karthik, et PALAPARTHI, Sriteja. Internet of Things (IoT) in photovoltaic systems. In : 2018 National Power Engineering Conference (NPEC). IEEE, 2018. p. 1-4.
- [5] JELTI, Faissal, ALLOUHI, Amine, BÜKER, Mahmut Sami, et al. Renewable power generation: A supply chain perspective. Sustainability, 2021, vol. 13, no 3, p. 1271.
- [6] CHOWDHURY, Md Razon, RAHMAN, Md Ashib, ISLAM, Md Rabiul, et al. A new modulation technique to improve the power loss division performance of the multilevel inverters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020.
- [7] Ressources naturelles et croissance pro - pauvres enjeux économiques et politiques ISBN 978-92-64-04189-7-recueil d'Organisation de Coopération et de Développement Économique - OCDE 2009.
- [8] LABOURET, Anne et VILLOZ, Michel. Energie solaire photovoltaïque. Dunod, 2006.
- [9] BRIHMAT, Fouzia. Etude conceptuelle d'un système de conditionnement de puissance pour une centrale hybride PV/Eolien. 2012. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou.
- [10] CHERFA, F. Bouchtouche. Etude et réalisation d'une centrale photovoltaïque connectée au réseau de distribution électrique BT. Mémoire de magister, Ecole Nationale Polytechnique El-Harrach, 2004.
- [11] HANKINS, Mark. Installations solaires photovoltaïques autonomes : conception et installation d'unités non raccordées au réseau. Dunod, 2012.



- [12] BENCHERIF, Mohamed. Modélisation de systèmes énergétiques photovoltaïques et éoliens intégration dans un système hybride basse tension. 2014. Thèse de doctorat. Université de Tlemcen.
- [13] SAÏD, N. Influence de la température sur les paramètres électriques, caractéristique des photopiles au silicium polycristallin: modélisation et analyse par thermographie infrarouge. 1986.. Thèse de doctorat d'Aix-Marseille 3.
- [14] PROTIN, Ludovic et ASTIER, Stephan. Convertisseurs photovoltaïques. Techniques de l'ingénieur. Génie électrique, 1997, vol. 5, no D3360, p. D3360. 1-D3360. 19.
- [15] BRAHAMI, Mohammed Nadjib, BOUDJELLA, Fatima Zohra, NEMMICH, Said, et al. Identifying optimal orientation of a photovoltaic generator for ozone water treatment. Environmental Engineering and Management Journal, 2020, vol. 19, no 12, p. 2241-2248.
- [16] UJIIE, Katsutoshi, IZUMI, Tomonori, YOKOYAMA, Tomoki, et al. Study on dynamic and static characteristics of photovoltaic cell. In : Proceedings of the Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No. 02TH8579). IEEE, 2002. p. 810-815.
- [17] BRIGAND, Sylvain. Les principes de l'énergie solaire photovoltaïque. Complément technique, Techniques de construction, 2008.
- [18] PANKOW, Yann. Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension. Application au générateur photovoltaïque. National School Superior of Art and Trades, Lille, 2004.
- [19] NASSAR, Yasser Fathi et SALEM, Abubaker Awidat. The reliability of the photovoltaic utilization in southern cities of Libya. Desalination, 2007, vol. 209, no 1-3, p. 86-90.
- [20] CAPDEROU, Michel. Atlas Solaire de l'Algérie, modèles théoriques et expérimentaux. Vol. 1, T1, Office des Publications Universitaires, Algérie, 1987.
- [21] ZHAO, Jianhua, WANG, Aihua, ALTERMATT, Pietro P., et al. 24% efficient silicon solar cells. In : Proceedings of 1994 IEEE 1st World Conference on Photovoltaic Energy Conversion-WCPEC (A Joint Conference of PVSC, PVSEC and PSEC). IEEE, 1994. p. 1477-1480.
- [22] ZHAO, Jianhua, WANG, Aihua, CAMPBELL, Patrick, et al. A 19.8% efficient honeycomb multicrystalline silicon solar cell with improved light trapping. IEEE Transactions on Electron Devices, 1999, vol. 46, no 10, p. 1978-1983.
- [23] URIEN, Mathieu. Cellules photovoltaïques organiques à base copolymères à blocs de type rigide-flexible. Bordeaux I, 2008, p. 234.
- [24] BRAHAMI Mohamed Nadjib, BOUDJELLA Fatima Zohra, KARBOUA Abdelfettah, et al. Identifying optimal orientation of a photovoltaic generator for ozone Food Storage. 8th Global congress on renewable energy and environment, Istanbul, turkey, 20-22 November, 2020.
- [25] NADHIR, MESBAHI. Contribution à l'étude des Performances des Onduleurs Multiniveaux sur les Réseaux de Distribution. Thèse de doctorat, Université BADJI MOKHTAR ANNABA, 2014.
- [26] SINGO, Akassewa Tchapo. Système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement autonome. 2010. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy 1.



- [27] TESSERON, J. M. et EVEILLARD, P. La production décentralisée vue de l'exploitation des réseaux de transport et de distribution. In : De la production à la consommation d'énergie électrique: comparaison des pratiques françaises et Hongroises (Budapest, 22-23 avril 1999. Résumés). 1999. p. 1-3.
- [28] KRAKOWSKI, Vincent. Intégration du renouvelable et stratégie de déploiement du réseau électrique: réconciliation d'échelles spatio-temporelles dans des exercices prospectifs de long terme. 2016. Thèse de doctorat. Paris Sciences et Lettres.
- [29] ABBASSEN, Lyes. Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque. 2011. Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou.
- [30] KOLLI, Abdelfatah, GAILLARD, Arnaud, DE BERNARDINIS, Alexandre, et al. A review on DC/DC converter architectures for power fuel cell applications. *Energy Conversion and Management*, 2015, vol. 105, p. 716-730.
- [31] FOROUZESH, Mojtaba, SIWAKOTI, Yam P., GORJI, Saman A., et al. Step-up DC–DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE transactions on power electronics*, 2017, vol. 32, no 12, p. 9143-9178.
- [32] SIDDIQUE, Marif Daula, MEKHILEF, Saad, SHAH, Noraisyah Mohamed, et al. A new multilevel inverter topology with reduce switch count. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, p. 58584-58594.
- [33] ZEB, Kamran, UDDIN, Waqar, KHAN, Muhammad Adil, et al. A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 94, p. 1120-1141.
- [34] DOGGA, Raveendhra et PATHAK, M. K. Recent trends in solar PV inverter topologies. *Solar Energy*, 2019, vol. 183, p. 57-73.
- [35] R. MAROUANI, Commande et Réalisation d'un Système Photovoltaïque Raccordé à un Réseau de Distribution. 2013. Thèse de Doctorat. Faculté des Sciences de Tunis.
- [36] NGUYEN, Van-Linh. Couplage des systèmes photovoltaïques et des véhicules électriques au réseau: problèmes et solutions. 2014. Thèse de doctorat. Université de Grenoble.
- [37] NABAE, Akira, TAKAHASHI, Isao, et AKAGI, Hirofumi. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, 1981, no 5, p. 518-523.
- [38] HAMMOND, Peter W. A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1997, vol. 33, no 1, p. 202-208.
- [39] MARCHESONI, Mario. High-performance current control techniques for application to multilevel high-power voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1992, vol. 7, no 1, p. 189-204.
- [40] GUEPRATTE, Kevin. Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique. 2011. Thèse de doctorat. Université Grenoble Alpes.
- [41] A. Fabien, Onduleur multicellulaire parallèle à ICT : commande équilibrante, analyse, modélisation, et optimisation des performances CEM, CACHAN. 2011. Thèse de doctorat, SATIE, ENS-CACHAN.
- [42] GUO, Xiaoqiang, LIU, Wenzhao, et LU, Zhigang. Flexible power regulation and current-limited control of the grid-connected inverter under unbalanced grid voltage faults. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, vol. 64, no 9, p. 7425-7432.



- [43] JANA, Joydip, SAHA, Hiranmay, et BHATTACHARYA, Konika Das. A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2017, vol. 72, p. 1256-1270.
- [44] AHMAD, Zameer et SINGH, S. N. Comparative analysis of single phase transformerless inverter topologies for grid connected PV system. *Solar Energy*, 2017, vol. 149, p. 245-271.
- [45] BRAHAMI, M. N., HADJERI, S., NEMMICHE, S., et al. Experimental investigation of a PV solar generator for supplying water treatment process. *International Journal of Environmental Studies*, 2015, vol. 72, no 1, p. 207-221.
- [46] SINHA, Akanksha, JANA, Kartick Chandra, et DAS, Madan Kumar. An inclusive review on different multi-level inverter topologies, their modulation and control strategies for a grid connected photo-voltaic system. *Solar Energy*, 2018, vol. 170, p. 633-657.
- [47] KHAN, Md Noman H., FOROUZESH, Mojtaba, SIWAKOTI, Yam P., et al. Transformerless inverter topologies for single-phase photovoltaic systems: A comparative review. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2019, vol. 8, no 1, p. 805-835.
- [48] ALI, Jagabar Sathik Mohd et KRISHNASWAMY, Vijayakumar. An assessment of recent multilevel inverter topologies with reduced power electronics components for renewable applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 82, p. 3379-3399.
- [49] M.A. Abella et F.Chenlo - Choosing the right inverter - *Renewable Energy World*, pg. 132, March-April 2004.
- [50] ISLAM, Monirul, MEKHILEF, Saad, et HASAN, Mahamudul. Single phase transformerless inverter topologies for grid-tied photovoltaic system: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2015, vol. 45, p. 69-86.
- [51] ÇELİK, Özgür, TEKE, Ahmet, et TAN, Adnan. Overview of micro-inverters as a challenging technology in photovoltaic applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 82, p. 3191-3206.
- [52] LEKOUAGHET, Badis, BOUKABOU, Abdelkrim, LOURCI, Nabil, et al. Control of PV grid connected systems using MPC technique and different inverter configuration models. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 154, p. 287-298.
- [53] BAYOUMI, E. H. et EMIRATES, UNITED ARAB. Three-phase LCL-filter for Grid-connected Inverter Using Cooperative Bacteria Foraging Optimization. *Wesas transactions on Systems and Control*, 2015, vol. 10.
- [54] KAHLANE, A. E. W. H., HASSAINE, Linda, et KHERCHI, Mohamed. LCL filter design for photovoltaic grid connected systems. *Journal of Renewable Energies*, 2014, p. 227-232.
- [55] RENZHONG, Xu, LIE, Xia, JUNJUN, Zhang, et al. Design and research on the LCL filter in three-phase PV grid-connected inverters. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 2013, vol. 5, no 3, p. 322.
- [56] BOUDJELLA, Fatima Zohra, BOUKLI HACÈNE, Fouad, BOUCHAKOUR, Abdelhak, et al. Simulation and realisation of a three-phase inverter controlled through sinus triangle and space vector pulse width modulation for photovoltaic systems. *International Journal of Ambient Energy*, 2020, p. 1-9.



- [57] STENDER, Marius, WALLSCHEID, Oliver, et BOECKER, Joachim. Comparison of Gray-Box and Black-Box Two-Level Three-Phase Inverter Models for Electrical Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020.
- [58] ZOUBIR, CHELLI. Amélioration de la qualité de l'énergie électrique par un filtre actif d'harmonique. 2015. Thèse de doctorat. Université Badji Mokhtar.
- [59] HOSSEINPOUR, M., MANSOORI, S., et SHAYEGHI, H. Selective Harmonics Elimination Technique in Cascaded H-Bridge Multi-Level Inverters Using the Salp Swarm Optimization Algorithm. *Journal of Operation and Automation in Power Engineering*, 2020, vol. 8, no 1, p. 32-42.
- [60] SINGH, Shubham, AGNIHOTRI, Anmol, BIND, Shiva, et al. Matlab Simulation Study and Comparison of Different Multiple Carrier PWM Schemes For Multi Level CHB Inverter. In : 2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC). IEEE, 2020. p. 1-6.
- [61] BLACKWELL, Margaret E., STILLWELL, Andrew, et PILAWA-PODGURSKI, Robert CN. Dynamic level selection for full range ZVS in flying capacitor multi-level converters. In : 2018 IEEE 19th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). IEEE, 2018. p. 1-8.
- [62] OMEJE, Crescent O., NNADI, Damian B., ODEH, Charles I., et al. Analysis of a three phase capacitor voltage balanced hybrid multi-level inverter with a three phase RL-load. *International Journal of Engineering & Technology*, 2020, vol. 9, no 1, p. 133-148.
- [63] RATHORE, Vishal, YADAV, K. B., et DHAMUDIA, Spandan. An Implementation of Nine-Level Hybrid Cascade Multi-level Inverter (HCMLI) Using IPD-Topology for Harmonic Reduction. In : *Nanoelectronics, Circuits and Communication Systems*. Springer, Singapore, 2021. p. 203-210.
- [64] ZHANG, Bo, DU, Xiong, ZHAO, Jingbo, et al. Impedance modeling and stability analysis of a three-phase three-level NPC inverter connected to the grid. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 2020, vol. 6, no 2, p. 270-278.
- [65] ABARI, Ibtissem, LAHOUAR, Ali, HAMOUDA, Mahmoud, et al. Fault detection methods for three-level NPC inverter based on DC-bus electromagnetic signatures. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, vol. 65, no 7, p. 5224-5236.
- [66] RIACHY, Léa. Contribution à la commande d'un onduleur multiniveaux, destiné aux énergies renouvelables, en vue de réduire le déséquilibre dans les réseaux électriques. 2017. Thèse de doctorat. Normandie Université.
- [67] MODEER, Tomas, BARTH, Christopher B., PALLO, Nathan, et al. Design of a GaN-based, 9-level flying capacitor multilevel inverter with low inductance layout. In : 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). IEEE, 2017. p. 2582-2589.
- [68] SHOBINI, M. Madhu, KAMALA, J., et RATHNA, R. Analysis and simulation of flying capacitor multilevel inverter using PDPWM strategy. In : 2017 International Conference on Innovative Mechanisms for Industry Applications (ICIMIA). IEEE, 2017. p. 91-95.
- [69] WANG, Chao, HE, Yingjie, WANG, Yue, et al. Research of the equivalent relationship between the space vector and the triangular carrier-based PWM modulation strategies in the



- flying capacitor multilevel inverters. *International Journal of Electronics*, 2019, vol. 106, no 3, p. 395-414.
- [70] HUMAYUN, Muhammad, KHAN, Muhammad Mansoor, MUHAMMAD, Ali, et al. Evaluation of symmetric flying capacitor multilevel inverter for grid-connected application. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2020, vol. 115, p. 105430.
- [71] BAIDYA, Roky, AGUILERA, Ricardo P., ACUNA, Pablo, et al. Multistep model predictive control for cascaded h-bridge inverters: Formulation and analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 33, no 1, p. 876-886.
- [72] PIRES, Vitor Fernão, FOITO, Daniel, et SILVA, J. Fernando. Fault-tolerant multilevel topology based on three-phase H-bridge inverters for open-end winding induction motor drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, vol. 32, no 3, p. 895-902.
- [73] SHARIFZADEH, Mohammad, VAHEDI, Hani, CECATI, Carlo, et al. A generalized formulation of SHM-PAM for cascaded H-bridge inverters with non-equal DC sources. In : 2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). IEEE, 2017. p. 18-23.
- [74] ZAOUICHE, Khelil. Modélisation et commande d'un convertisseur multiniveaux alimenté par un système multi-sources. 2018. Thèse de doctorat, USTHB Bab Zouar Alger.
- [75] ZAIDI, E., MAROUANI, K., MABREK, A. E., et al. Fuzzy Logic Control of Multi-Phase Induction Machine Drives Based on Cascaded Hybrid Multi-level Inverters. In : 2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). IEEE, 2018. p. 1-6.
- [76] SOLATIALKARAN, Davood, KHAJEH, Kiarash Gharani, et ZARE, Firuz. Output filter design for grid-tied cascaded multi-level inverters based on novel mathematical expressions. *IEEE Access*, 2020, vol. 8, p. 62505-62516.
- [77] RAHMAN, Hassan, JAVED, Muhammad Yaqoob, SALEEM, Yasir, et al. Cascaded hybrid multi-level inverter for selective harmonics elimination. *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, 2018, vol. 42, no 2, p. 135-148.
- [78] HOCHGRAF, Clark, LASSETER, Robert, DIVAN, Deepak, et al. Comparison of multilevel inverters for static var compensation. In : Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE, 1994. p. 921-928.
- [79] KOLAR, Johann W., DROFENIK, Uwe, et ZACH, Franz C. Space vector based analysis of the variation and control of the neutral point potential of hysteresis current controlled three-phase/switch/level PWM rectifier systems. In : Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS 95. IEEE, 1995. p. 22-33.
- [80] GUENNEGUES, Virginie. Contribution à l'étude des convertisseurs multiniveaux destinés aux applications moteurs rapides. 2009. Thèse de doctorat. Vandœuvre-lès-Nancy, INPL.



- [81] BALAMURUGAN, Chinnapettai Ramalingam, NATARAJAN, S. P., BENSRAJ, R., et al. A review on modulation strategies of multi level inverter. *Indonesia Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2016, vol. 3, no 3, p. 681-705.
- [82] SOLTANI, Mohammad, PAIRO, Hamid Reza, et SHOULAIE, Abbas. Modelling approach for multi-carrier-based pulse-width modulation techniques utilised in asymmetrical cascaded H-bridge inverters. *IET Power Electronics*, 2019, vol. 12, no 14, p. 3822-3832.
- [83] TUTEJA, Amrita, MAHOR, Amita, et SIRSAT, Aarti. A review on mitigation of harmonics in cascaded H-bridge multilevel inverter using optimization techniques. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 2013, vol. 3, no 2, p. 30-34.
- [84] IGNATOVA, Vanya. Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique. 2006. Thèse de doctorat. Université Joseph-Fourier-Grenoble I.
- [85] GOURAUD, Thierry. Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique. 1997. Thèse de doctorat. Nantes.
- [86] ZOBAA, Ahmed F. et ALEEM, Shady Hossam Eldeen Abdel. Power quality in future electrical power systems. Institution of Engineering & Technology, 2017.
- [87] OGUNJUYIGBE, A. S. O., AYODELE, T. R., IDIKA, V. E., et al. Effect of lamp technologies on the power quality of electrical distribution network. In : 2017 IEEE PES PowerAfrica. IEEE, 2017. p. 159-163.
- [88] BENCHAITA, Lahlali. Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande. 1998. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy 1.
- [89] SHAHALAMI, Seyed-Hamid. Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable. 2001. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy 1.
- [90] CAAMANO, Estefania, THORNYCROFT, Jim, MOOR, H., et al. State-of-the-art on dispersed PV power generation: Publications review on the impacts of PV distributed generation and electricity networks. International Energy Agency, Report, 2007.
- [91] MESSAOUD, Bouabibsa et AYYOUB, Hafirassou. Amélioration de la qualité d'énergie dans le réseau électrique par la technique UPQC et identification des courants harmoniques. 2020. Thèse de doctorat. Université Abdelhafid Boussouf Mila.
- [92] OUENDA, Latifa, ABDALLAH, Omar, BERBAOUI, Brahim, et al. Étude des harmoniques et techniques de Commandes du filtre actif. 2018. Thèse de doctorat. Université Ahmed Draia-ADRAR.
- [93] ETXEBERRIA-OTADUI, Ion. Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique—Application à la qualité de l'énergie. 2003. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG.
- [94] MOURAD, AMROUNE. Commande et diagnostic d'un filtre actif parallèle. 2016. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf de M'sila.



- [95] SAFARGHOLI, Farhad, MALEKIAN, Kaveh, et SCHUFFT, Wolfgang. On the dominant harmonic source identification Part I: Review of methods. *IEEE Transactions on Power delivery*, 2017, vol. 33, no 3, p. 1268-1277.
- [96] BELEIU, Horia Gheorghe, MAIER, Virgil, PAVEL, Sorin Gheorghe, et al. Harmonics consequences on drive systems with induction motor. *Applied Sciences*, 2020, vol. 10, no 4, p. 1528.
- [97] ALALI, Mohamad Alaa Eddin. Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension:(Automatisation des systèmes de puissance électriques). 2002. Thèse de doctorat. Strasbourg 1.
- [98] ABDUSALAM, Mohamed Muftah. Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales. 2008. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy 1.
- [99] KHEIRDDINNE, Dechoucha. Commande par logique floue d'un filtre actif parallèle. 2019. Thèse de doctorat. Université Mohamed Boudiaf de M'sila.
- [100] CHATTERJEE, Aditi et MOHANTY, Kanungo Barada. Current control strategies for single phase grid integrated inverters for photovoltaic applications-a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 92, p. 554-569.
- [101] TOLBERT, Leon M. et HABETLER, Thomas G. Novel multilevel inverter carrier-based PWM method. *IEEE Transactions on industry applications*, 1999, vol. 35, no 5, p. 1098-1107.
- [102] MERAJ, Sheikh Tanzim, HAW, Law Kah, et MASAOUD, Ammar. Simplified sinusoidal pulse width modulation of cross-switched multilevel inverter. In : 2019 IEEE 15th International Colloquium on Signal Processing & Its Applications (CSPA). IEEE, 2019. p. 1-6.
- [103] SUSHEELA, N. et KUMAR, P. Satish. Carrier Based Sinusoidal Pulse Width Modulation Control Strategy for Three Phase Nine Level Diode Clamped Multilevel Inverter and Hybrid Inverter with Reduced Components. *HELIX*, 2018, vol. 8, no 3, p. 3336-3342.
- [104] MCGRATH, Brendan Peter, TEIXEIRA, Carlos Alberto, et HOLMES, Donald Grahame. Optimized phase disposition (PD) modulation of a modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, vol. 53, no 5, p. 4624-4633.
- [105] RATHORE, Sourabh, KIRAR, Mukesh Kumar, et BHARDWAJ, S. K. Simulation of cascaded H-bridge multilevel inverter using PD, POD, APOD techniques. *Electrical & Computer Engineering: An International Journal (ECIJ)*, 2015, vol. 4, no 3, p. 27-41.
- [106] NADERI, Roozbeh et RAHMATI, Abdolreza. Phase-shifted carrier PWM technique for general cascaded inverters. *IEEE Transactions on power electronics*, 2008, vol. 23, no 3, p. 1257-1269.
- [107] VAN DER BROECK, Heinz Willi, SKUDELNY, H.-C., et STANKE, Georg Viktor. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors. *IEEE transactions on industry applications*, 1988, vol. 24, no 1, p. 142-150.
- [108] AIBECHÉ, Abderrazak. Commande vectorielle robuste d'une machine asynchrone avec estimation de flux rotorique en temps réel. 2009. Thèse de doctorat. Université boumerdes.
- [109] SHULTS, Tatiana E., HUSEV, Oleksandr, BLAABJERG, Frede, et al. Novel space vector pulsewidth modulation strategies for single-phase three-level NPC impedance-source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, vol. 34, no 5, p. 4820-4830.



- [110] ATTIQUE, Qamar Muhammad, LI, Yongdong, et WANG, Kui. A survey on space-vector pulse width modulation for multilevel inverters. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2017, vol. 2, no 3, p. 226-236.
- [111] RAI, Neerparaj et CHAKRAVORTY, Sandeep. Generalized formulations and solving techniques for selective harmonic elimination PWM strategy: A review. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, 2019, vol. 100, no 6, p. 649-664.
- [112] PATEL, Hasmukh S. et HOFT, Richard G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I--Harmonic Elimination. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1973, no 3, p. 310-317.
- [113] GOLLENTZ, Bernard et DIRAND, Olivier. High power inverter using press pack IGBT for high speed applications. In : 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2007. p. 1-8.
- [114] MEMON, Mudasir Ahmed, MEKHILEF, Saad, MUBIN, Marizan, et al. Selective harmonic elimination in inverters using bio-inspired intelligent algorithms for renewable energy conversion applications: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 82, p. 2235-2253.
- [115] BUCCELLA, Concettina, CECATI, Carlo, CIMORONI, Maria Gabriella, et al. A selective harmonic elimination method for five-level converters for distributed generation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2017, vol. 5, no 2, p. 775-783.
- [116] PANWAR, N. L., KAUSHIK, S. C., et KOTHARI, Surendra. Role of renewable energy sources in environmental protection: A review. *Renewable and sustainable energy reviews*, 2011, vol. 15, no 3, p. 1513-1524.
- [117] BACHA, Seddik, PICAULT, Damien, BURGER, Bruno, et al. Photovoltaics in microgrids: An overview of grid integration and energy management aspects. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2015, vol. 9, no 1, p. 33-46.
- [118] ZHANG, Lidong, HARNEFORS, Lennart, et NEE, Hans-Peter. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power systems*, 2009, vol. 25, no 2, p. 809-820.
- [119] PIRES, V. Fernão, CORDEIRO, Armando, FOITO, D., et al. Three-phase multilevel inverter for grid-connected distributed photovoltaic systems based in three three-phase two-level inverters. *Solar Energy*, 2018, vol. 174, p. 1026-1034.
- [120] MARTIN, Aranzazu D., CANO, J. M., SILVA, J. Fernando A., et al. Backstepping control of smart grid-connected distributed photovoltaic power supplies for telecom equipment. *IEEE transactions on energy conversion*, 2015, vol. 30, no 4, p. 1496-1504.
- [121] GUPTA, Ravi P. *Remote sensing geology*. Springer, 2017.
- [122] SHARIFZADEH, Mohammad, CHOUINARD, Gabriel, et AL-HADDAD, Kamal. Compatible selective harmonic elimination for three-phase four-wire NPC inverter with DC-link capacitor voltage balancing. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019.
- [123] JBILOU Mokhtaria, Etude, Simulation et réalisation d'un onduleur pour système photovoltaïque. 2019. Thèse de doctorat. Université de Djillali liabes Sidi Bel Abbes.



- [124] BÜHLER, Hans Ruedi. Convertisseurs statiques. PPUR presses polytechniques, Livre, 1991.
- [125] FERNANDEZ, Sophie. Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau. 2013. Thèse de doctorat. Lille 1.
- [126] KANTHA, Lakshmi et KULKARNI, Roopa. Estimation of Total Length Of Humerus From Its Fragments In South Indian Population. *Int J Anat Res*, 2014, vol. 2, no 1, p. 213-20.
- [127] Boudjella Fatima Zohra, Bechekir S, Brahami M, Sayah H, Cherifi A, Réalisation d'un convertisseur boost-onduleur triphasé pour systèmes photovoltaïques. *First International Conference on Smart Grids, CIREI'2019*, Ecole Normale Polytechnique d'Oran Maurice Audin, Algérie, 28-29 Avril, 2019.
- [128] Boudjella Fatima Zohra, Bechekir S, Brahami M, Sayah H, Study and realization of a PWM and SVM controlled inverter for photovoltaic system. *Deuxièmes Journées Doctorales de Génie Electrique JDGE'2018*, Faculté de Génie Electrique Université Djillali Liabes Sidi Bel Abbès, 4-5 Décembre 2018.
- [129] KUSHNER, David. The making of arduino. *IEEE spectrum*, 2011, vol. 26.
- [130] TRÉMOLIÈRE, Bastien et DJERIOUAT, Hakim. The sadistic trait predicts minimization of intention and causal responsibility in moral judgment. *Cognition*, 2016, vol. 146, p. 158-171.
- [131] RECTIFIER, I. IR2110 (-1-2) (S) PbF/IR2113 (-1-2) (S) PbF HIGH AND LOW SIDE DRIVER Data Sheet. Data Sheet No. PD60147 rev. U.
- [132] ICS, HV Floating MOS-Gate Driver. *International Rectifier Application Note AN-978*, Mar. 23, 2007. International Rectifier.
- [133] BILHAN, Ayse Kocalmis et SUNTER, Sedat. Comparison of sinusoidal and space vector pwm control techniques for three-level inverter drives. *International Journal of Electronics, Mechanical and Mechatronics Engineering (IJEMME)*, 2016, vol. 6, no 4, p. 1275-1283.
- [134] EL MERRASSI, Weam, ABOUNADA, Abdelouahed, et RAMZI, Mohamed. A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Space Vector PWM of an Induction Machine. In : *International Conference on Big Data and Smart Digital Environment*. Springer, Cham, 2018. p. 307-313.
- [135] BENBOUHENNI, Habib, BOUDJEMA, Zinelaabidine, et BELAIDI, Abdelkader. Using three-level Fuzzy space vector modulation method to improve indirect vector control strategy of a DFIG based wind energy conversion systems. *International Journal Of Smart Grid*, 2018, vol. 2, no 3, p. 155-171.
- [136] SIDDHARTHA, Vishwanatha et HOTE, Yogesh V. Systematic circuit design and analysis of a non-ideal DC-DC pulse width modulation boost converter. *IET Circuits, Devices & Systems*, 2017, vol. 12, no 2, p. 144-156.
- [137] TRAN LE TRANG, Delphine. Étude et réalisation de la commande numérique d'un moteur à courant continu alimenté par hacheur et destiné à la robotique. 1988. Thèse de doctorat. Toulouse, INPT.
- [138] LEREDDE, Alexandre. Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux. 2011. Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse.



- [139] G. Seguier, F. Labrique, 'Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance', Tome 4: La Conversion Continu-Alternatif', Edition Lavoisier, Technologie & Documentation, 1989.
- [140] BERKOUK, El Madjid. Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux. 1995. Thèse de doctorat. Paris, CNAM.
- [141] BELKACEM, Belkacem, ABDELHAKEM-KORIDAK, Lahouari, et RAHLI, Mostefa. Comparative Study between SPWM and SVPWM control of a three level voltage inverter dedicated to a variable speed wind turbine. *Journal of Power Technologies*, 2017, vol. 97, no 3, p. 190-200.
- [142] DAMATE, Swapnil Anil, KUMBHAR, Unmesh Ajay, GAIKWAD, Ankita, et al. THD Analysis of 3-Phase 2-Level and 3-Phase 3-Level Neutral Point Clamped Inverter. *International Journal of Engineering Science*, 2018, vol. 16730.
- [143] SUNDARESAN, Nanditha, HARISANKAR, M. A., GEORGE, Noby, et al. Comparative Evaluation of SPWM Based 3 Level And 5 Level NPC Inverters with Reduced Switching Stress. *International Journal of Electronics Communications and Electrical Engineering ISSN*, 2013, p. 2277-7040.
- [144] NAMBALLA, SRIHARIRAO. A sinusoidal PWM scheme for neutral point clamped five level inverter. *Int Electr Eng J*, 2003, vol. 4, no 1, p. 918-925.
- [145] SANZ, Ines, BUENO, Emilio José, RODRIGUEZ, Francisco J., et al. Selective harmonic elimination for a NPC converter using modified carrier signals. In : *IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2014. p. 1766-1771.
- [146] TILMATINE, A. et DASCALESCU, L. Set-point identification of a free-fall triboelectrostatic separation process for plastic particles. *International journal of environmental studies*, 2010, vol. 67, no 1, p. 27-40.
- [147] TAGUCHI, Genichi. *System of experimental designs*, volumes 1 and 2. UNIPUB/Krauss International, White Plains, New York, 1987.
- [148] ERIKSSON, L., JOHANSSON, E., KETTANEH-WOLD, N., et al. *Design of experiments. Principles and Applications*, Learn ways AB, Stockholm, 2000.
- [149] UMETRICS, A. B. *Modde 5.0. user guide and tutorial*. Umetrics, Umea, 1999.
- [150] SHANTHI, B. et NATARAJAN, S. P. Comparative study on unipolar multicarrier PWM strategies for five level flying capacitor inverter. In : *2009 International Conference on Control, Automation, Communication and Energy Conservation*. IEEE, 2009. p. 1-7.
- [151] LUO, Fang Lin et YE, Hong. *Advanced DC/AC inverters: applications in renewable energy*. Crc Press, 2017.
- [152] VIVIER, Stéphane. *Stratégies d'optimisation par la méthode des Plans d'Expériences, et Application aux dispositifs électrotechniques modélisés par Eléments Finis*. 2002. Thèse de doctorat. Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I.
- [153] GOUPY, Jacques. *Modélisation par les plans d'expériences*. *Techniques de l'ingénieur. Mesures et contrôle*, 2000, no R275, p. R275. 1-R275. 23.
- [154] PRASETYO, Yusuf Eko et ROHMAN, Fatkhur. Analisis Perbandingan Kinerja H-Bridge Driver Menggunakan IGBT Dan Mosfet Pada Sistem Kemudi Steer By Wire. *PENA TEKNIK: Jurnal Ilmiah Ilmu-Ilmu Teknik*, 2018, vol. 3, no 1, p. 73-80.



- [155] DESHPANDE, Soham et BHASME, N. R. A review of topologies of inverter for grid connected PV systems. In : 2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT). IEEE, 2017. p. 1-6.
- [156] BOEH, Magnus, LOHNER, Andreas, et EL AMRANI, Nouredine. Efficiency increasing by a variable DC link voltage in combination with a bang-bang controlled inverter for an automotive application. In: PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management. VDE, 2017. p. 1-5.
- [157] FERNÁNDEZ, Efrén, PAREDES, Alejandro, SALA, Vicent, et al. A simple method for reducing THD and improving the efficiency in CSI topology based on SiC power devices. *Energies*, 2018, vol. 11, no 10, p. 2798.
- [158] KARPE, Suraj Rajesh, DEOKAR, Sanjay A., et DIXIT, Arati M. Switching losses minimization and performance improvement of PCC and PTC methods of model predictive direct torque control drives with 15-level inverter. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 2018, vol. 5, no 3, p. 759-776.
- [159] Boudjella Fatima Zohra, Bousmaha IS, Bechekir S, Brahami M, Ould Abdesslam D, Contribution of the selective harmonic elimination control to the improvement of the output wave quality of a two-level inverter dedicated to renewable energies. *Conférence Internationale sur les sciences et génie des matériaux et leurs impacts sur l'environnement ICMSE-19*, Sidi Bel Abbès 26-28 novembre 2019.
- [160] TURNBULL, F. G. Selected harmonic reduction in static DC—AC inverters. *IEEE Transactions on communication and Electronics*, 1964, vol. 83, no 73, p. 374-378.
- [161] AGELIDIS, Vassilios G., BALOUKTSIS, Anastasios I., et COSSAR, Calum. On attaining the multiple solutions of selective harmonic elimination PWM three-level waveforms through function minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol. 55, no 3, p. 996-1004.
- [162] PANDA, Kaibalya Prasad, LEE, Sze Sing, et PANDA, Gayadhar. Reduced switch cascaded multilevel inverter with new selective harmonic elimination control for standalone renewable energy system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2019, vol. 55, no 6, p. 7561-7574.
- [163] AZAB, Mohamed et AWADALLAH, Mohamed A. Selective harmonic elimination in VSI-fed induction motor drives using swarm and genetic optimisation. *International Journal of Power Electronics*, 2013, vol. 5, no 1, p. 56-74.
- [164] KONSTANTINOOU, Georgios, CIOBOTARU, Mihai, et AGELIDIS, Vassilios. Selective harmonic elimination pulse-width modulation of modular multilevel converters. *IET Power Electronics*, 2013, vol. 6, no 1, p. 96-107.
- [165] Boudjella Fatima Zohra, Brahami MN, Bousmaha IS, Brahami M, Ould Abdesslam D, Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à deux niveaux et NPC à trois niveaux commandés par la technique SHE, *Troisièmes Journées Doctorales de Génie Electrique JDGE'2019*, Université Djillali Liabes Sidi Bel Abbès, 17-18 Décembre 2019.
- [166] ABD HALIM, Wahidah, TENGKU, Tengku Noor Ariana, APPLASAMY, Komathi, et al. Selective harmonic elimination based on newton-raphson method for cascaded H-bridge



multilevel inverter. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 2017, vol. 8, no 3, p. 1193.

[167] SAHALI, Y. et FELLAH, M. K. Application of the optimal minimization of the THD technique to the multilevel symmetrical inverters and study of its performance in comparison with the selective harmonic elimination technique. In : *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. IEEE, 2006.* p. 1342-1348.

[168] DASGUPTA, Souvik, MOHAN, Shankar Narayan, SAHOO, Sanjib Kumar, et al. Application of four-switch-based three-phase grid-connected inverter to connect renewable energy source to a generalized unbalanced microgrid system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, vol. 60, no 3, p. 1204-1215.

[169] SOLAS, Estibaliz, ABAD, Gonzalo, BARRENA, Jon Andoni, et al. Modular multilevel converter with different submodule concepts Part I: Capacitor voltage balancing method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, vol. 60, no 10, p. 4525-4535.

[170] SHI, Xiaojie, LIU, Bo, WANG, Zhiqiang, et al. Modeling, control design, and analysis of a startup scheme for modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, vol. 62, no 11, p. 7009-7024.

[171] DEBNATH, Suman et SAEEDIFARD, Maryam. A new hybrid modular multilevel converter for grid connection of large wind turbines. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2013, vol. 4, no 4, p. 1051-1064.

[172] LI, Rui, FLETCHER, John E., XU, Lie, et al. A hybrid modular multilevel converter with novel three-level cells for DC fault blocking capability. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2015, vol. 30, no 4, p. 2017-2026.

[173] ISLAM, Md Rabiul, GUO, Youguang, et ZHU, Jian Guo. Performance and cost comparison of NPC, FC and SCHB multilevel converter topologies for high-voltage applications. In : *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems. IEEE, 2011.* p. 1-6.

[174] DENG, Fujin et CHEN, Zhe. A control method for voltage balancing in modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, vol. 29, no 1, p. 66-76.

[175] SHE, Xu, HUANG, Alex Q., ZHAO, Tiefu, et al. Coupling effect reduction of a voltage-balancing controller in single-phase cascaded multilevel converters. *IEEE transactions on power electronics*, 2012, vol. 27, no 8, p. 3530-3543.

[176] CHAVAN, Prakash, PATIL, Akash, PATIL, Suraj, et al. Smart Grid Integration: Renewable Based Micro Hybrid Power System. *Asian Journal For Convergence In Technology (AJCT)*, 2019.

[177] AMAMRA, Sid-Ali, MEGHRICHE, Kamal, CHERIFI, Abderrezzak, et al. Multilevel inverter topology for renewable energy grid integration. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 64, no 11, p. 8855-8866.

[178] MANSOURI, O., ALLAH, M. Khair, MEGHRICHE, K., et al. Three-phase static inverter using a novel precalculated switching method. In : *IECON 2007-33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2007.* p. 1530-1535.