

Résumé

Le monde a considérablement évolué au cours de ces vingt dernières années. Les combustibles fossiles sont de plus en plus chers et difficiles à trouver, ainsi leurs activités causent d'importantes atteintes à l'environnement. Il est donc plus sage pour les gouvernements du monde entier de réduire leur dépendance à ces types d'énergies traditionnelles et de les remplacer par d'autres sources d'énergie qui peuvent être plus sûres, moins chères et renouvelables. À cet égard, l'énergie solaire est indéniablement l'une de ces sources qui grâce à son rayonnement solaire permet d'obtenir la chaleur et l'électricité d'une manière propre, durable et moins coûteuse

La qualité de l'énergie a été un problème majeur depuis l'invention de l'énergie électrique, les chercheurs sont toujours soucieux de trouver des moyens afin de réduire son influence sur les appareils électriques. Les harmoniques sont un facteur important dans la qualité d'énergie, dont la nécessité des onduleurs avec réduction harmonique. Pour les systèmes photovoltaïques solaires (PV) les onduleurs à plusieurs niveaux gagnent en célébrité en raison de plusieurs avantages tels que la réduction des distorsions du signal de sortie, le faible stress appliqué sur les interrupteurs de puissance et la quasi-production d'une tension sinusoïdale parfaite après conversion.

Dans cette recherche, nous proposerons un nouvel onduleur multiniveaux avec un système de commande modifiée visant à réduire davantage les harmoniques sur le signal de sortie et il permettra également à chaque panneau solaire du système de fonctionner de façon indépendante. L'onduleur multiniveaux est de type pont en H 'h-bridge' en cascade avec la possibilité d'augmenter les niveaux selon le besoin de l'utilisateur. Les méthodes SPWM multi-porteuses multiples pour h-bridge en cascade sont analysées et comparées avec la nouvelle technique SPWM. Ces porteuses sont implémentées avec différentes dispositions sinusoïdales PD, POD et APOD et avec différentes fréquences.

Mots clés : SPWM, CHB, Multi-LVL, PD, POD, APOD, THD.

Abstract

The world around us has changed considerably over the past 20 years. As fossil fuels have become more expensive and tougher to find and also because energy fuels related activities have led to significant environmental damages. Thus it is a wiser decision for governments all around the world to reduce their dependency on such traditional types of energy and replace them with other sources of energy that can be safer, cheaper, cleaner and renewable. Solar energy is undeniably one of these sources, using solar radiation to produce heat and electricity that last longer and are cheaper and cleaner than the conventional types of energy.

Power Quality has been a problem ever since electrical power was invented and in recent years, it has become the main interest of researchers who are still concerned about finding ways to reduce its negative influence on electrical devices. Harmonics are an important factor in power quality and also to maintain stable power supply performance, so the inverters with harmonics reduction are required multilevel inverters are gaining celebrity for Photovoltaic (PV) systems due to the reduced total harmonic distortions of the output signal and the low voltage stress of power switches. It produces almost a sinusoidal voltage at the output.

In this scenario, a new multilevel inverter is proposed with a modified command system aiming to reduce more harmonics on the output signal and also it will allow every solar panel in the system to operate independently so the total energy system will not be excessively affected by shades and intermittence. This work presents a cascaded h-bridge multi-levels inverter with the possibility of increasing the levels according to the need of the user. Multiple-carrier SPWM methods for cascaded h-bridge are analysed and compared with the conventional SPWM technique. Those carriers are being implemented with different sinusoidal dispositions PD, POD and APOD and with different frequencies.

Keywords : SPWM. CHB. Multi-LVL. PD. POD. APOD. THD.

Youssef
BABKRANIÉtude, Conception et Réalisation d'un Onduleur Multiniveaux avec
Techniques de Commande Optimisées2021
PSI

Université Hassan 1^{er}
Centre d'Études Doctorales en Sciences
et Techniques & Sciences Médicales



Faculté des Sciences et Techniques
Settat

THÈSE DE DOCTORAT

Pour l'obtention de grade de Docteur en Génie Electrique
Formation Doctorale: **Physique et sciences de l'Ingénieur**
Spécialité: **Electrotechnique**

Sous le thème

Étude, Conception et Réalisation
d'un Onduleur Multiniveaux avec
Techniques de Commande Optimisées

Présentée par :
Youssef BABKRANI

Soutenu le: 17/12/2021

A la Faculté des Sciences et Techniques de Settat devant le jury composé de :

Pr. Mohamed MOUSSETAD	P.E.S	FSB-UH2	Président
Pr. Ahmed MOUHSEN	P.E.S	FST-UH1	Rapporteur
Pr. Ahmed SIARI	P.E.S	FS-UCD	Rapporteur
Pr. Youness ZAHIDI	P.H	FPK-USMS	Examineur
Pr. Ahmed NADDAMI	P.E.S	ENSEM-UH2	Co-Directeur de thèse
Pr. Ahmed FAHLI	P.E.S	FST-UH1	Directeur de thèse



Université Hassan Premier
Faculté des Sciences et Techniques
Settat



Mémoire de thèse de Doctorat

Présenté par

Mr. Youssef BABKRANI

Pour obtenir le diplôme de Doctorat National

en Génie Electrique

Sujet

Étude, conception et réalisation d'un onduleur
multiniveaux avec techniques de commande
optimisées

Soutenue le 17/12/2021

Pr. Mohamed MOUSSETAD	FS Ben M'Sik Casablanca	Président
Pr. Ahmed MOUHSEN	FST Settat	Rapporteur
Pr. Ahmed SIARI	FS El Jadida	Rapporteur
Pr. Youness ZAHIDI	FP Houribga	Examineur
Pr. Ahmed NADDAMI	ENSEM Casablanca	Co-Directeur de thèse
Pr. Ahmed FAHLI	FST Settat	Directeur de thèse

Résumé

Le monde a considérablement évolué au cours de ces vingt dernières années. Les combustibles fossiles sont de plus en plus chers et difficiles à trouver, ainsi leurs activités causent d'importantes atteintes à l'environnement. Il est donc plus sage pour les gouvernements du monde entier de réduire leur dépendance à ces types d'énergies traditionnelles et de les remplacer par d'autres sources d'énergie qui peuvent être plus sûres, moins chères et renouvelables. À cet égard, l'énergie solaire est indéniablement l'une de ces sources qui grâce à son rayonnement solaire permet d'obtenir la chaleur et l'électricité d'une manière propre, durable et moins coûteuse.

Au cours de ces dernières années, la demande d'énergie solaire a augmenté de 25 % par an. Cependant, son utilisation a rencontré certaines difficultés, dont la qualité et l'intermittence de l'énergie produite.

La qualité de l'énergie a été un problème majeur depuis l'invention de l'énergie électrique, les chercheurs sont toujours soucieux de trouver des moyens afin de réduire son influence sur les appareils électriques. Les harmoniques sont un facteur important dans la qualité d'énergie, dont la nécessité des onduleurs avec réduction harmonique. Pour les systèmes photovoltaïques solaires (PV) les onduleurs à plusieurs niveaux gagnent en célébrité en raison de plusieurs avantages tels que la réduction des distorsions du signal de sortie, le faible stress appliqué sur les interrupteurs de puissance et la quasi-production d'une tension sinusoïdale parfaite après conversion.

Dans cette recherche, nous proposerons un nouvel onduleur multiniveaux intelligent avec un système de commande modifiée visant à réduire davantage les harmoniques sur le signal de sortie et il permettra également à chaque panneau solaire du système de fonctionner de façon indépendante.

L'onduleur multiniveaux est de type pont en H' h-bridge' en cascade avec la possibilité d'augmenter les niveaux selon le besoin de l'utilisateur. Les méthodes SPWM multi-porteuses multiples pour h-bridge en cascade sont analysées et comparées avec la nouvelle technique SPWM. Ces porteuses sont implémentées avec différentes dispositions sinusoïdales PD, POD et APOD et avec différentes fréquences.

Mots clés : Porteuse triangulaire, Porteuse trapézoïdale, Disposition de phase (PD), Disposition d'opposition de phase (POD), Disposition alternative d'opposition de phase (APOD), Distorsion harmonique totale (THD).

Abstract

The world around us has changed considerably over the past 20 years. As fossil fuels have become more expensive and tougher to find and also because energy fuels related activities have led to significant environmental damages. Thus it is a wiser decision for governments all around the world to reduce their dependency on such traditional types of energy and replace them with other sources of energy that can be safer, cheaper, cleaner and renewable. Solar energy is undeniably one of these sources, using solar radiation to produce heat and electricity that last longer and are cheaper and cleaner than the conventional types of energy.

Solar energy demand has grown by 25% annually during the past 20 years. However, its utilization has met different difficulties such as power quality and the intermittence of renewable energy resources.

Power Quality has been a problem ever since electrical power was invented and in recent years, it has become the main interest of researchers who are still concerned about finding ways to reduce its negative influence on electrical devices. Harmonics are an important factor in power quality and also to maintain stable power supply performance, so the inverters with harmonics reduction are required multilevel inverters are gaining celebrity for Photovoltaic (PV) systems due to the reduced total harmonic distortions of the output signal and the low voltage stress of power switches. It produces almost a sinusoidal voltage at the output.

In this scenario, a new smart multilevel inverter is proposed with a modified command system aiming to reduce more harmonics on the output signal and also it will allow every solar panel in the system to operate independently so the total energy system will not be excessively affected by shades and intermittence.

This work presents a smart cascaded h-bridge multi-levels inverter with the possibility of increasing the levels according to the need of the user. Multiple-carrier SPWM methods for cascaded h-bridge are analyzed and compared with the conventional SPWM technique. Those carriers are being implemented with different sinusoidal dispositions PD, POD and APOD and with different frequencies.

Keywords: Triangular carrier waveform, Trapezoid carrier waveform, phase disposition (PD), phase opposition disposition (POD), Alternative phase opposition disposition (APOD), Total Harmonics Distortion (THD).

ملخص

لقد تغير العالم من حولنا بشكل كبير على مدار العشرين عامًا الماضية. نظرًا لأن الوقود الأحفوري أصبح أكثر تكلفة وأصعب في العثور عليه وأيضًا لأن الأنشطة المتعلقة بوقود الطاقة أدت إلى أضرار بيئية كبيرة. وبالتالي ، يعد قرارًا أكثر حكمة للحكومات في جميع أنحاء العالم بتقليل اعتمادها على هذه الأنواع التقليدية من الطاقة واستبدالها بمصادر أخرى للطاقة يمكن أن تكون أكثر أمانًا وقل تكلفة علاوة على كونها متجددة بشكل مستدام. الطاقة الشمسية هي بلا شك أحد هذه المصادر نظرًا لاعتمادها الإشعاع الشمسي لإنتاج الحرارة والكهرباء.

وفي نفس السياق لقد زاد الطلب على الطاقة الشمسية بنسبة 25٪ سنويًا خلال العشرين عامًا الماضية. ومع ذلك، فقد واجه استخدامهما صعوبات مختلفة أهمها نوعية الطاقة.

كانت جودة الطاقة مشكلة منذ أن اخترعت الطاقة الكهربائية وفي السنوات الأخيرة، أصبح الاهتمام الرئيسي للباحثين الذين ما زالوا قلقين بشأن إيجاد طرق للحد من تأثيرها السلبي على الأجهزة الكهربائية. التوافقيات هي عامل مهم في جودة الطاقة وأيضًا في الحفاظ على أداء مستقر لإمداد الطاقة ، لذلك فإن المحولات ذات الحد من التوافقيات مطلوبة من العاكسون متعدد المستويات يكتسبون شهرة لأنظمة الألواح الضوئية (PV) نظرًا للتشوهات التوافقية المنخفضة في إشارة الخرج والخفض إجهاد الجهد من مفاتيح الطاقة. وتنتج ما يقرب من الجهد الجيبية في الإخراج.

في هذا السيناريو ، يتم اقتراح عاكس ذكي جديد متعدد المستويات مع نظام قيادة معدّل يهدف إلى تقليل التوافقيات ، كما سيسمح لكل لوحة شمسية في النظام بالعمل بشكل مستقل حتى لا يتأثر نظام الطاقة الكلي بشكل مفرط.

يقدم هذا العمل مقترحًا من العاكس متعدد المستويات الذكي المتتالي ذو جسر h مع إمكانية زيادة المستويات وفقًا لاحتياجات المستخدم.

يتم تحليل طرق SPWM متعددة الموجات الحاملة لجسور h المتتالية ومقارنتها مع تقنية SPWM التقليدية. يتم تنفيذ هذه الناقلات مع مختلف التصرفات الجيبية PD ، POD و APOD وبترددات مختلفة.

الكلمات الرئيسية: شكل الموجة الحاملة المثلثية ، شكل الموجة الحاملة شبه المنحرفة ، ترتيب الطور (PD) ، التخلص من معارضة الطور (POD) ، التخلص من معارضة الطور البديل (APOD) ، التشوه التوافقي الكلي

Sommaire

CHAPITRE1:

STRUCTURES DE BASE ET TOPOLOGIES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX 18

1.1. Introduction.....	18
1.2. Topologies d'onduleurs.....	18
1.3. Convertisseur deux niveaux.....	19
1.4. Convertisseurs Multiniveaux Série.....	20
1.5. Les onduleurs H-Bridge.....	21
1.6. Onduleurs à condensateur flotteur.....	28
1.7. Les onduleurs à diodes de bouclage.....	31
1.8. Nombres de composants nécessaires.....	41
1.9. Convertisseur multiniveaux parallèle.....	42
1.10. Autres topologies.....	43

CHAPITRE 2

STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS MULTINIVEAUX 46

2.1. Modulation vectorielle.....	47
2.2. Modulation à sélection d'harmoniques.....	53
2.3. Modulation à commande par hystérésis ou fourchette.....	54
2.4. Modulation sinus-triangle ou sinusoïdale.....	55
2.5. La modulation sinusoïdale unipolaire.....	58
2.6. La modulation sinusoïdale bipolaire.....	58
2.7. La modulation multiple linéaire.....	59
2.8. Commande MLI (triphase).....	59
2.9. Technique de production des commandes MLI.....	62

CHAPITRE 3

SIMULATION DU SYSTEME 65

3.1. Introduction.....	65
3.2. Les effets des harmoniques dans les systèmes électriques	66
3.3. Facteur de distorsion harmonique.....	67
3.4. Détails technologiques.....	72
3.5. Détails de la commande MLI.....	72
3.6. SIMULATION DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX (UNIPOLAR/BIPOLAR):.....	73
3.7. SIMULATION DE L'ONDULEUR SEPT NIVEAUX	75
3.8. SIMULATION DE L'ONDULEUR QUINZE NIVEAUX.....	76
3.9. RÉSULTATS DE L'ANALYSE MULTIPORTEUSE.....	77
3.10. INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS	91
CHAPITRE 4	
VALIDATION EXPERIMENTALE	94
4.1. Introduction.....	94
4.2. Ombres et intermittence.....	94
4.3. Structure de base.....	96
4.4. Structure du pont en H:.....	97
4.5. Réalisation du circuit imprimé.....	100
4.6. Réalisation de la commande	102
4.7. Coût de la solution	104
4.8. Résultats.....	106
4.9. Interprétations des résultats	111
4.10. Conclusion	112
Références.....	117

La liste des Tableaux

Table 1.1 : Commutation d'un convertisseur deux niveaux.	20
Table 1.2 : Commande du pont en H	22
Table 1.3: États de commutation d'un onduleur cascade à 5 niveaux	27
Table 1.4 : Niveaux de tension pour un convertisseur FC à 3 niveaux.	29
Table 1.5 : Niveaux de tension pour un convertisseur FC à 3 niveaux.	33
Table 1.6 : Etats de commande pour un convertisseur NPC à 5 niveaux	39
Table 1.7 : Etats de commande pour un convertisseur NPC à N niveaux	40
Table 1.8 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux	41
Table 1.9 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux	41
Table 1.10 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux	41
Table 2.1 : Etats possibles du vecteur d'espace	50
Table 3.1 : Analyse THD avec porteuse triangulaire.....	82
Table 3.2 : Valeurs des harmoniques de la tension de sortie	83
Table 3.3 : Analyse THD avec porteuses trapézoïdales	86
Table 3.4 : Valeurs des harmoniques de la tension de sortie	87
Table 3.5 : Analyse THD avec porteuses Modifiées	89
Table 3.6 : Valeurs des harmoniques de la tension de sortie	90
Table 3.7 : Analyses des distorsions harmoniques.	91
Table 4.1 : Composant des ponts en H	99
Table 4.2 : Broches PWM pour aduino mega 2560.....	103
Table 4.3 : Prix du matériel utilisé pont H.....	105
Table 4.4 : Prix du matériel utilisé Carte liaison	105
Table 4.5 : Prix du matériel utilisé Commande	106
Table 4.6 : Résultats des THD pour l'onduleur sept et quinze niveaux	111

La liste des figures

Figure 1.1: Topologies d'onduleurs	19
Figure 1.2 :Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux.....	20
Figure 1.3 : Topologies principales des onduleurs multiniveaux	21
Figure 1.4 : Convertisseur Pont en H.....	22
Figure 1.5 : Etats de commutation du pont en H	22
Figure 1.6: Forme typique de la tension de sortie.....	23
Figure.1.7 : Onduleur H-bridge à N niveaux	24
Figure.1.8 : Convertisseur H-bridge triphasé en étoile	25
Figure.1.9 : Formes d'ondes d'onduleur de type cascade à 5 niveaux	27
Figure 1.11 : Bras d'un onduleur NPC à 3-niveaux.....	32
Figure 1.12: Forme typique de la tension de sortie.....	35
Figure 1.13 : Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux	37
Figure 1.14: Formes d'ondes d'un onduleur de type NPC de 5 niveaux	39
Figure 1.15 : Structure de l'onduleur NPC à N niveaux	40
Figure 1.16: Structure d'Onduleur multiniveaux parallèle	43
Figure 2.1: Différentes techniques de modulation multiniveaux.....	46
Figure 2.2 : Représentation de la Commande type « SV-PWM ».....	47
Figure 2.3 : Représentation dans le plan complexe	48
Figure 2.4 : Schéma équivalent de l'onduleur	49
Figures 2.5: Configurations possibles.....	49
Figure 2.6 :Principe du vecteur de tension \mathbf{Vs} secteur I	51
Figure 2.7 : Ordres de commutations définis secteur I.....	52
Figure 2.8 : Exemple de commande type sélection d'harmoniques	53
Figure 2.9 : Exemple de commande par hystérésis.....	54
Figure 2.10 : Modulation de type sinusoïdale.....	55
Figure 2.11 : Arrangement des porteuses avec Phase disposition	57
Figure 2.12 : Arrangement des porteuses avec Phase opposite disposition.....	57
Figure 2.13 : Arrangement des porteuses avec Alternative Phase opposite disposition.....	57
Figure 2.14 : MLI sinusoïdal unipolaire	58

Figure 2.15 : La modulation avec porteuse bidirectionnelle.....	59
Figure 2.16 : La modulation de largeur d'impulsions linéaire.....	59
Figure 2.17 : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase)	60
Figure 2.18 : Commande Analogique	62
Figure 2.19 : Commande Numérique.....	63
Figure 2.20 : Commande hybride	63
Figure : 3.1 : Exemple d'harmonique	68
Figure 3.2 : Formes d'onde pour un onduleur à 7 niveaux.....	70
Figure 3.3 : Onduleur Multiniveaux Type Cascade.....	72
Figure 3.4 : Test Setup de l'onduleur à 15 niveaux	73
Figure 3.5 : système de conversion unipolaire.....	74
Figure 3.7 : système de commande pour un convertisseur à 7 niveaux.....	75
Figure 3.8: Principe de commande PD pour un onduleur à SEPT niveaux	76
Figure 3.9 : Système de commande pour un convertisseur à 15 niveaux	77
Figure 3.10 : Tension de sortie du convertisseur à quinze niveaux:.....	77
Figure 3.11 : Forme de la porteuse triangulaire.....	79
Figure 3.12: Les systèmes de modulation multi-porteuses de 2Khz de fréquence	81
Figure 3.13 : Spectre harmonique de la Tension à base de porteuses Triangulaires	83
Figure 3.14 : Forme d'onde d'une porteuse trapézoïdale.....	84
Figure 3.15: Les systèmes de modulation multi-porteuses trapézoïdale de 1Khz de fréquence	85
Figure 3.13 : Spectre harmonique de la Tension à base de porteuses trapézoïdales	87
Figure 3.15 : Spectre harmonique de la Tension à base de porteuses modifiée	89
Figure 3.16 : Analyse THD avec des porteuses 1KHZ de fréquence	91
Figure 4.1: Effet des ombres sur les panneaux photovoltaïques.....	95
Figure 4.2: Exemple d'ombre causant la perte de la majorité de la production	95
Figure 4.3 : Système intelligent	96
Figure 4.4 : Structure d'un onduleur en cascade H	97
Figure 4.5 : Barrette de Pont en H	97
Figure 4.6: Barrette de Pont en H	98
Figure 4.7: Pont H avec les pilotes MOSFET.....	99
Figure 4.8: Test setup du Pont H	100

Figure 4.8: La tension de sortie de l'onduleur du pont en H.....	100
Figure 4.9: Design du circuit imprimé.....	100
Figure 4.10 : Vue de dessus	101
Figure 4.11: Design du circuit imprimé sur ARES.....	102
Figure 4.12: Onduleur intelligent multi niveaux.....	102
Figure 4.13 : Contrôle par Matlab.....	103
Figure 4.14: Principe de Commande PWM arduino/matlab.....	103
Figure 4.15: Signal de commande pour chaque PIN d'un onduleur à 7 niveaux	104
Figure 4.16: Organigramme de l'algorithme proposé.....	107
Figure 4.17 :Tension de sortie	108
Figures 4.18: Résultats de THD acquis des porteuses triangulaires.....	109
Figures 4.19: Résultats de THD acquis des porteuses modifiées.....	111
Figure 4.20 : Analyse des THD	112

NOMENCLATURE

Cette partie regroupe l'ensemble des notations utilisées lors de la rédaction. Ces dernières sont indiquées par ordre de citation.

DSP : Digital Signal Processor
AC : Alternating current
DC : Direct current
PIC : Peripheral Interface Controller
FPGA : Field Programmable Gate Arrays
PV : Photo voltaïque
MLI : Modulation de largeur d'impulsions
MPPT : Maximum power point tracker
NPC: Natural Point Calmped
FC : Flying Capacitor
H : H-bridge (pont H)
E : Nombre de sources continues
C : Nombre de condensateurs
T : Nombre de transistors
D : Nombre de diodes
Ns : Nombre des sources indépendantes
V1 : Première source de tension d'entrée DC
V ₂ : Deuxième source de tension d'entrée DC

V_n : Nième source de tension d'entrée DC
PD : Phase Disposition
POD : Phase Opposition Disposition
APOD : Alternate phase opposition disposition
LS-PWM : Level shifting pulse width modulation
SHE PWM : selective harmonics elimination pulse width modulation
SV-PWM : Modulation vectorielle
A_p : Amplitude de porteuse
f_p : Fréquence de porteuse
V_p : Amplitude du signal de porteuse
f_r : Fréquence du signal de porteuse
MLI : Modulation de largeur d'impulsions
THD : Totale Harmonic Distortion
PCI : Peripheral Component Interconnect
CHB : Cascaded H-bridge

INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'électronique de puissance ou « électronique de conversion d'énergie » a pour idée de convertir l'exposition de l'énergie électrique afin d'utiliser cette énergie avec un rendement maximum. Au cours des dernières décennies, le coût et la taille des convertisseurs n'ont fait que diminuer grâce aux progrès faits dans le domaine des interrupteurs électroniques.

L'électronique de puissance est de préférence utilisée pour la moyenne et la forte puissance. La commande des interrupteurs statiques est réalisable grâce aux systèmes numériques comme les DSP, microcontrôleurs PIC/Arduino), et FPGA.

On classe quatre catégories pour les convertisseurs statiques :

1° AC-AC (Gradateur/cycloconvertisseur) : Convertisseur alternatif alternatif c'est un gradateur lorsque la valeur efficace de la tension alternative est transformée, sinon c'est un cycloconvertisseur.

2° AC-DC (Redresseur) : Convertisseur alternatif continu

3° DC-DC (Hacheur) : Convertisseur continu continu

4° DC-AC (Onduleur) : Convertisseur continu alternatif

Maintenant, cette science du génie électrique enveloppe des domaines d'application variés pour des puissances englobant une large gamme de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts, le développement et l'évolution des convertisseurs de puissance DC/AC dans les systèmes énergétiques, ainsi que la demande sans cesse et la croissance d'utilisation des énergies renouvelables on conduit à l'élaboration de nouveaux convertisseurs de puissance à semi-conducteurs. L'un d'eux est la technologie de convertisseur multiniveaux utile en moyenne tension et haute tension.

Un convertisseur multiniveaux est un dispositif d'électronique de puissance permettant de fournir un niveau de tension alternative désirée à l'aide de plusieurs tensions continues introduites, la tension de sortie du convertisseur est caractérisée par à une faible teneur en harmonique (THD) par rapport à celle des onduleurs classiques à deux niveaux. L'onduleur a deux tâches principales. La première est de veiller à ce que le module PV soit exploité au point de puissance maximale (MPPT). L'autre consiste à convertir et injecter un courant sinusoïdal dans le réseau.

Parmi les topologies d'onduleur multiniveaux, celui avec une commande MLI gagne de plus en plus d'importance. Notre étude consistera à faire une comparaison entre les différentes techniques de commande MLI existant au niveau des harmoniques et de proposer une nouvelle plus performante.

En outre le développement d'une nouvelle structure de convertisseur multiniveau intelligent (smart) laissant à l'utilisateur le choix du nombre d'entrées ainsi il permettra à chaque panneau

solaire du système de fonctionner indépendamment afin que le système énergétique total ne soit pas excessivement affecté par les nuances et les intermittences.

Ce mémoire de thèse comporte 4 chapitres.

Le premier a été consacré à l'état de l'art des compositions des convertisseurs multiniveaux. Les structures d'habitudeles deux à N niveaux ont été abordées. Ensuite, parmi les topologies multiniveaux présentées, l'aspect modulaire de l'onduleur à pont en H a retenu notre attention et alors on a fait le choix de nous intéresser plus particulièrement à ces types de convertisseurs.

Le second chapitre porte sur les stratégies de commande des onduleurs multiniveaux les plus courants principalement la stratégie MLI sinusoïdale et vectorielle à cause de leur simplicité de mises en œuvre. Ainsi notre but est de réduire les pertes de commutation et les harmoniques, et d'assurer une commande précise.

Le troisième chapitre a été consacré sur l'élaboration d'une nouvelle stratégie de commande de façon à générer une tension plus proche de la forme sinusoïdale. Pour cela, différentes stratégies de modulation d'impulsions ont été établies. Les techniques de commande appliquées sont simulées et leurs performances sont comparées en matière de qualité afin de réduire les harmoniques, la commande utilisée dans ce travail est la modulation sinusoïdale SPWM.

Pour finir, le dernier chapitre portera sur la validation expérimentale de la commande modifiée. Dans un premier temps, la réalisation du nouvel onduleur multiniveaux de type cascade intelligent ; l'ensemble du système ayant été entièrement testé et réalisé au laboratoire. Les résultats obtenus ont été concluants : le diagnostic des harmoniques ainsi que la topologie ont été validés dans des conditions de reconfigurations différentes et lors de plusieurs cas de type de commande.

Liste des publications

Publications dans les journaux internationaux

- 1) Y. Babkrani, A. Naddami, S. Hayani, K. Choukri, M. Hilal. (2017). A New PWM Command for Cascaded H-Bridge Multilevel Increasing the Quality and Reducing Harmonics .World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Energy and Power Engineering Vol:11, No : 4, 2017

- 2) Y. Babkrani, A. Naddami, S. Hayani, M. Hilal (2019) Selective-harmonic elimination with an optimized Multicarrier Modulation Techniques for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. Journal o f Applied Mathematics and Computation, 3(1), 574-582. DOI: 10.26855/jamc.2019.01.001

- 3) Y. Babkrani, A. Naddami, M. Hilal (2019) A smart cascaded H-bridge multilevel inverter with An optimized modulation techniques increasing the quality and reducing harmonics International .Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS) Vol. 10, No. 4, December 2019, pp. 1852~1862 ISSN: 2088-8694, DOI: 10.11591/ijpeds.v10.i4.1852-1862.

Conférences et Communications

- 1) Y. Babkrani, A. Naddami. Étude et réalisation d'une commande de poursuite du point à puissance maximale d'un panneau photovoltaïque alimentant une charge alternative via un convertisseur DC/AC Pré_COP22. La 22e conférence internationale sur le climat du 7 au 18 novembre 2016.
- 2) Y. Babkrani, A. Naddami, S. Hayani, K. Choukri, M. Hilal. A New PWM Command for Cascaded H-Bridge Multilevel Increasing the Quality and Reducing Harmonics .(ICAT'2017)"Internet of Things and Telecommunications Safi, Morocco, April 12-14, 2017 <http://www.icat2017.ma>
- 3) Y. Babkrani, A. Naddami, S. Hayani, M. Hilal and A. Fahli, "Simulation of Cascaded H - Bridge Multilevel Inverter with Several Multicarrier Waveforms and Implemented with PD, POD and APOD Techniques," 2017 International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), Tangier, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/IRSEC.2017.8477370.
- 4) Y. Babkrani, A. Naddami . S. Hayani “ An optimized modulation techniques for smart cascaded H-bridge multilevel increasing the quality of the output signal and reducing harmonics “ -- 6^e Journée doctorant du 5 avril.
- 5) Y. Babkrani, A. Naddami, M. Hilal. (2019) A Smart Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with an Optimized Modulation Techniques Increasing the Quality and Reducing Harmonics. In: Ezziyyani M. (eds) Advanced Intelligent Systems for Sustainable Development (AI2SD'2018). AI2SD 2018. Advances in Intelligent Systems and Computing, vol 915. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-11928-7_5

Chapitre 1

Structures de base

Avant de commencer la recherche sur les nouvelles topologies de convertisseur, il est nécessaire d'exposer les structures de conversion classiques, ce chapitre a été consacré à l'état de l'art des compositions des convertisseurs multiniveaux. Les structures deux à N niveaux, sont d'abord rappelées puisqu'ils sont considérés comme la composition de base de chaque type d'onduleurs.

1. Structures de base et topologies des onduleurs multiniveaux

1.1. Introduction

Les onduleurs sont présents dans tous les domaines de l'électronique de puissance [1]. La forte évolution de cette fonction s'est distinguée d'une part sur la croissance d'évolution des composants à semi-conducteur niveau puissance, robustesse, rapidité et d'autre part, sur l'utilisation des techniques de commande appelées modulations de largeur d'impulsion (MLI). Bien que leurs nombreux avantages, les onduleurs conventionnels exposent certains désagréments tels que la limitation d'application aux faibles et de moyennes puissances et la détérioration rapide des composants à cause des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance[2].

Pour surmonter ces problèmes, un nouveau type d'onduleur a été introduit : l'onduleur multi-niveaux. Un convertisseur DC-AC est dit multi-niveaux lorsqu'il engendre une tension de sortie composée au moins de trois niveaux [3]. Ce type de convertisseur présente particulièrement deux avantages. D'une part la structure de l'onduleur multi-niveaux permet de diminuer les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. D'autre part, la tension de sortie remise par les convertisseurs multi-niveaux présentent d'intéressantes qualités spectrales. Il peut engendrer des tensions proches de la sinusoïde avec des performances spectrales supérieures à celles des onduleurs à deux niveaux [4].

Dans un premier temps il est important de présenter les principales structures de conversion éventuelle ainsi que les commandes associées. Ainsi, dans ce premier chapitre, les structures de base à deux et trois niveaux sont rappelées. Ensuite, les différentes compositions à plusieurs niveaux (N). Enfin, nous exposons les différentes méthodes de commande pour chaque type d'onduleur multi-niveaux.

1.2. Topologies d'onduleurs

Que ce soit en monophasé ou en triphasé, on peut classifier les onduleurs de tension en deux catégories : l'onduleur classique à deux niveaux et l'onduleur multi-niveaux quand une phase est constituée par l'association de plusieurs cellules de commutation. Les onduleurs multi-niveaux sont classifiés en « série » ou « parallèle » [5], si les cellules de commutations sont associées en série ou en parallèle. La Figure 1.1 présente l'organigramme de classification des onduleurs. Ce schéma indique les

principaux onduleurs qui existent dans la littérature. Il existe également d'autres catégories qu'on ne va pas évoquer dans ce manuscrit.

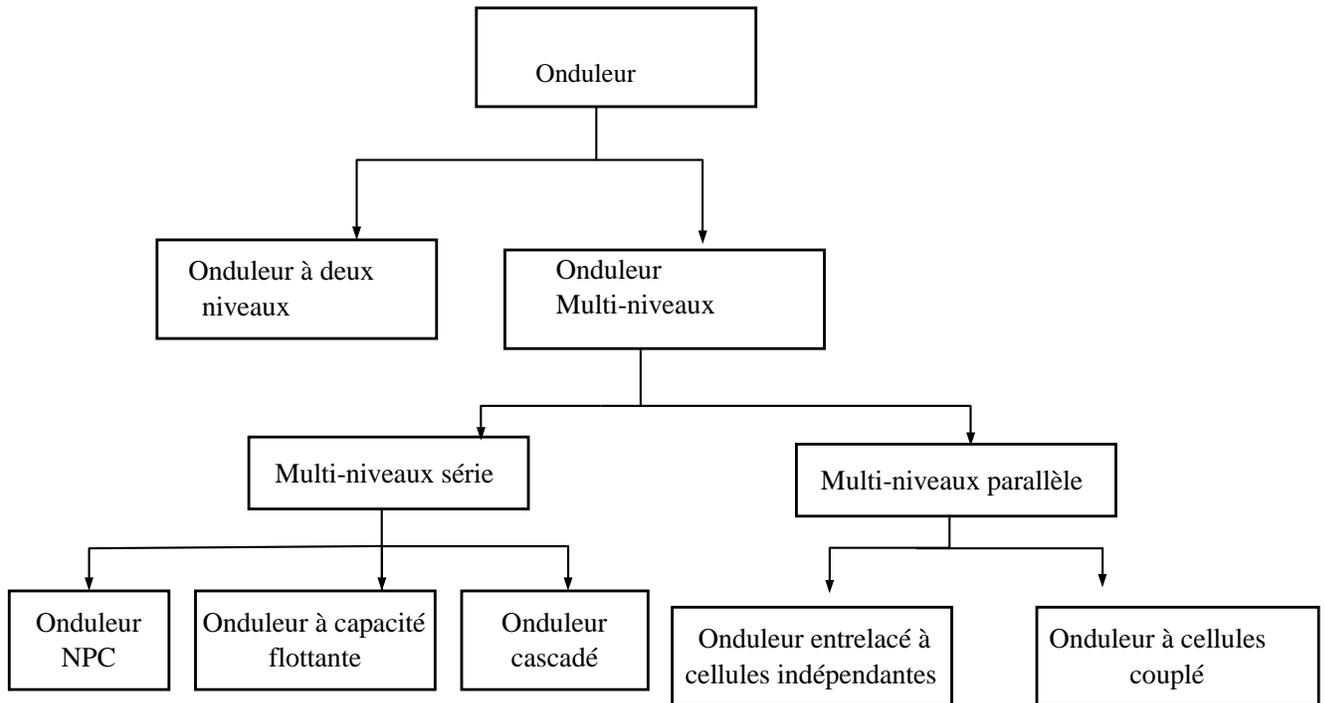


Figure 1.1: Topologies d'onduleurs

1.3. Convertisseur deux niveaux

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques du type DC-AC, capables de fournir des courants alternatifs. Ils sont «statiques» car ils ne font intervenir aucune action mécanique [6].

La Figure 1.2 représente la structure classique d'un convertisseur deux niveaux triphasés. Chaque bras est composé d'un demi-pont en H, lui-même composé de deux interrupteurs commandables, les interrupteurs d'un même demi pont nécessitent d'être commandé de manière complémentaire pour éviter que la source de tension continue ne soit pas en court-circuit.

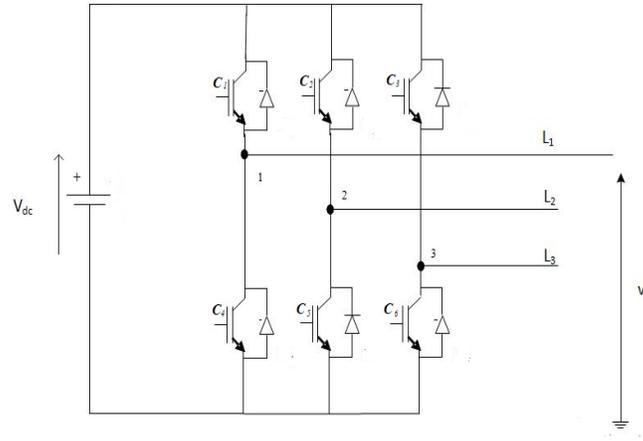


Figure 1.2 :Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux

Pour que les six interrupteurs puissent commander les tensions de sortie, quels que soient les courants, il nécessite que ces interrupteurs soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur et d'une diode montée en anti-parallèle pour faire la commande.

Deux valeurs de commutation possibles Table 1.1 pour chaque phase donc, la tension V peut donc spécifiquement prendre deux niveaux de tension, 0 ou V_{dc} .

$C1$	$C4$	V
1	0	V_{dc}
0	1	0

Table 1.1 : Commutation d'un convertisseur deux niveaux.

1.4. Convertisseurs Multi-niveaux Série

L'onduleur de tension multi- niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette partie est de donner une vue générale des topologies de base des onduleurs multi- niveaux. La figure 1.3 représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveaux.

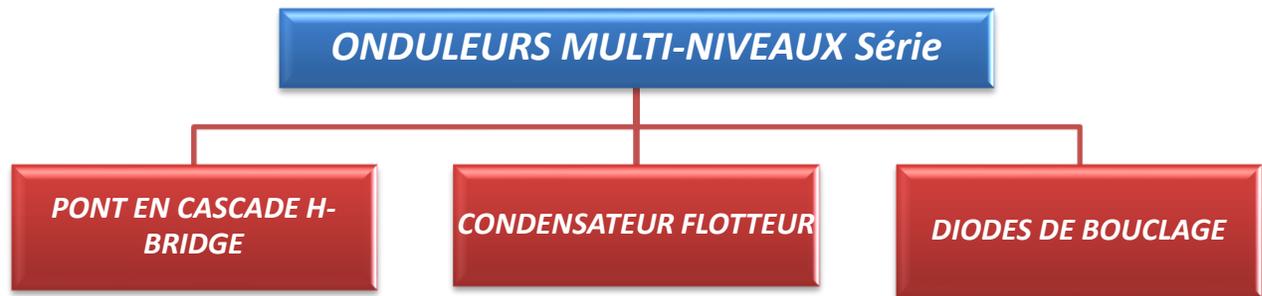


Figure 1.3 : Topologies principales des onduleurs multi-niveaux

1. **H-bridge** : l'ondeur à pont en H.
2. **Flying Capacitor** : l'ondeur à condensateur flotteur.
3. **Neutral Point Clamped** : les onduleurs à diodes de bouclage.

La figure 1.3 de classification proposée est un angle de vue des structures de conversion multi-niveaux, Cette figure est construite à partir de trois principes de conversion multi-niveaux et à partir de réflexion cherchant à répondre aux distincts problèmes pour faire évoluer les structures.

Les structures présentées sont majoritairement des structures exposées dans la suite de cette étude et montrent ainsi comment elles ont été construites. De plus, de nouvelles structures peuvent encore être conçues.

Il existe une deuxième catégorie d'ondeurs multi-niveaux qui comporte l'ajustage hybride des topologies principales [8]. Ainsi, on peut rappeler:

1. Neutral Point Clamped en cascade.
2. H-bridge en cascades.
3. Neutral point clamped et H-bridge en cascade .

1.5. Les onduleurs H-Bridge

a) Structure de base

Le premier modèle d'ondeur était l'ondeur en pont H (H-bridge), découvert en 1975. Sa première application était pour la stabilisation des plasmas en 1988 [9].

Ce convertisseur a besoin d'une unique source d'alimentation de tension continue et comprend quatre interrupteurs (Figure 1.4).

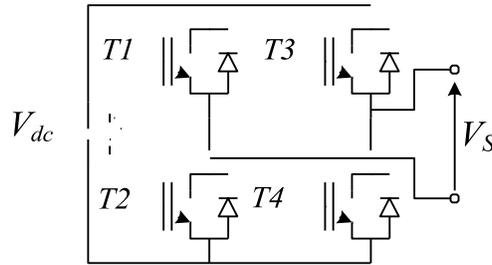


Figure 1.4 : Convertisseur Pont en H.

La table 1.2 assimile les différents états de commutation du convertisseur en H, Le pont en H permet d'obtenir 3 niveaux de tension figure 1.4 (V_{dc} , 0, $-V_{dc}$).

T1	T2	T3	T4	Vs
1	0	0	1	V_{dc}
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	$-V_{dc}$

Table 1.2 : Commande du pont en H

Les quatre interrupteurs travaillant en commutation sont représentés par les quatre interrupteurs T1 à T4. Ces quatre interrupteurs vont travailler en diagonale. La figure 1.5 ci-dessous montre l'inversion de polarité aux bornes de la sortie en fonction de la saturation des interrupteurs T1 à T4.

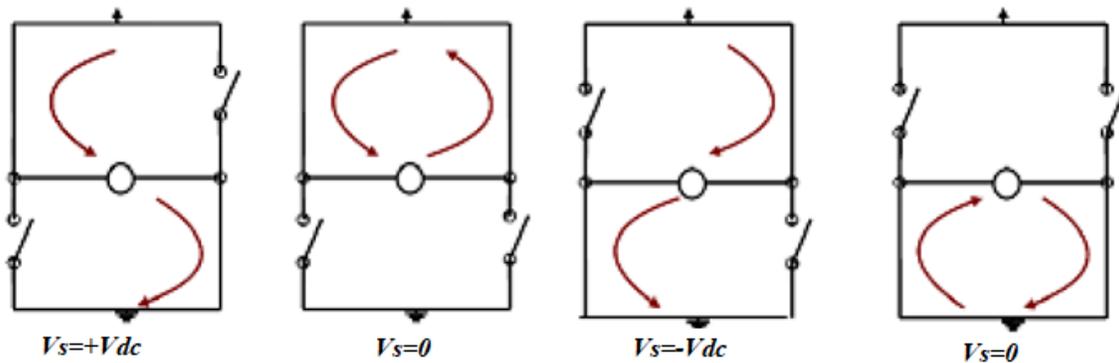


Figure 1.5 : Etats de commutation du pont en H

Séquence I : Niveau maximum $+V_{dc}$:

Dans ce cas, les interrupteurs T1, T4 sont passants et T2, T3 sont bloqués comme le montre la figure 1.4. Et la tension de sortie $V_s = +V_{dc}$.

Séquence II : Niveau intermédiaire 0 :

Dans ce cas, les interrupteurs T2, T4 sont passants et T1, T3 sont bloqués.

Et la tension de sortie $V_s = 0$.

Séquences III : Niveau minimum $-V_{dc}$:

Dans ce cas, les interrupteurs T1, T4 sont bloqués et T2, T3 sont passants comme le montre la figure 1.5. Et la tension de sortie $V_s = -V_{dc}$.

Les séquences de fonctionnement et la forme d'onde de la tension de sortie en relation avec les états des interrupteurs sont représentés sur la figure 1.6:

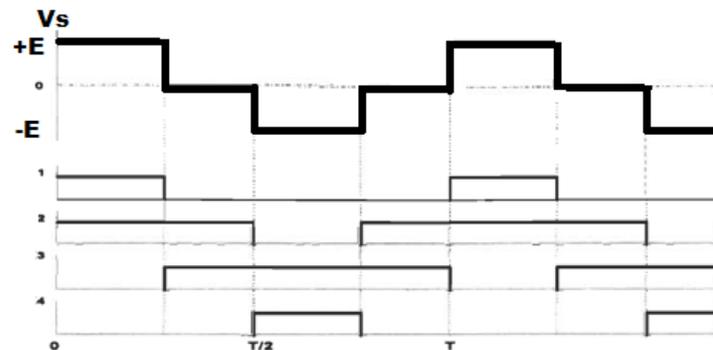


Figure 1.6: Forme typique de la tension de sortie

b) H-Bridge en cascade

Cette famille de composition est la première décrite comme une structure de conversion multi-niveaux. En effet la mise en cascade de plusieurs structures à deux niveaux permet d'avoir en sortie une forme de tension multi-niveaux [10].

Ce type de convertisseur à structure « modulaire » repose sur le placement en série de convertisseurs de pont en H (Figure 1.7). Chaque module comporte sa propre source de tension et ses composants de puissance. Le pont en H permet d'obtenir à lui seul 3 niveaux de tension (V_{dc} , $-V_{dc}$, 0).

Cette composition peut être usagée dans le cas d'une alimentation d'un moteur à courant continu, par exemple pour le fonctionnement d'un hacheur pour le moteur : elle permet la rotation du moteur dans les deux sens et utilisable soit en fonctionnement générateur ou moteur [11]. La commande la plus simple dans le cas d'un onduleur est réalisée par une porteuse de commutation et une modulante pour chacune de ces cellules.

L'utilisation de cette structure de conversion en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance. Mais la contrariété majeure de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont en H [12].

La figure (1.7) présente un exemple d'un onduleur en pont H en cascade à N niveaux monophasés.

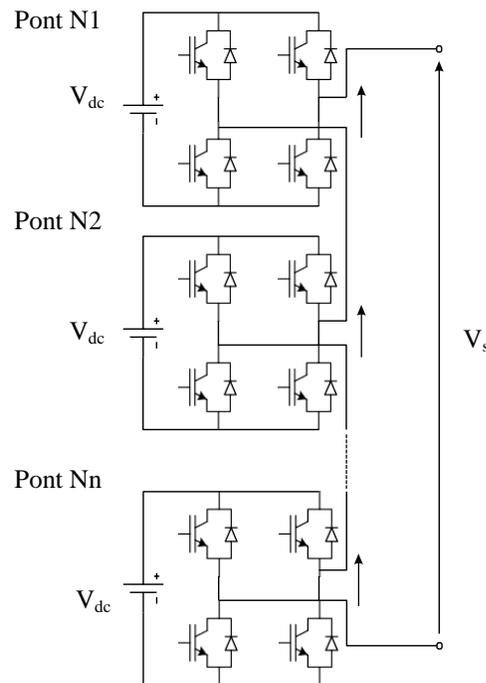


Figure.1.7 : Onduleur H-bridge à N niveaux

Au niveau de la commande, elle est relativement simple : la modulante pour toutes les cellules de commutation sont identiques.

les porteuses sont déphasées entre les différents ponts H mis en série, N représente le nombre de ponts en H mis en série. Ceci permet de réaliser une addition des tensions entre les différents ponts en H et ainsi d'obtenir en sortie une forme d'onde de tension possédant N-1 niveaux.

L'inconvénient principal de cette structure est la nécessité que toutes les sources de tension doivent être isolées. Néanmoins elle est très intéressante pour des applications de compensation de puissance réactive [13]. Puisque pour de telles applications, la tension aux bornes des différentes sources de tension reste équilibrée.

Un des capitaux avantages de cette composition est la performance au niveau des pannes. En effet, grâce aux nombreuses d'étages pour réaliser les différents niveaux, plus distinctivement quand le nombre de ponts H mis en série augmente, et donc les éventualités pour créer les différents niveaux sont nombreuses. Cette structure comme un onduleur classique il existe différentes applications.

Chaque source de tension est alimentée par une source de tension et autant de transformateurs que de sources de tension isolées.

Pour obtenir un convertisseur H-bridge triphasé Figure 1.8, une configuration en triangle où en étoile peut être effectuée [14].

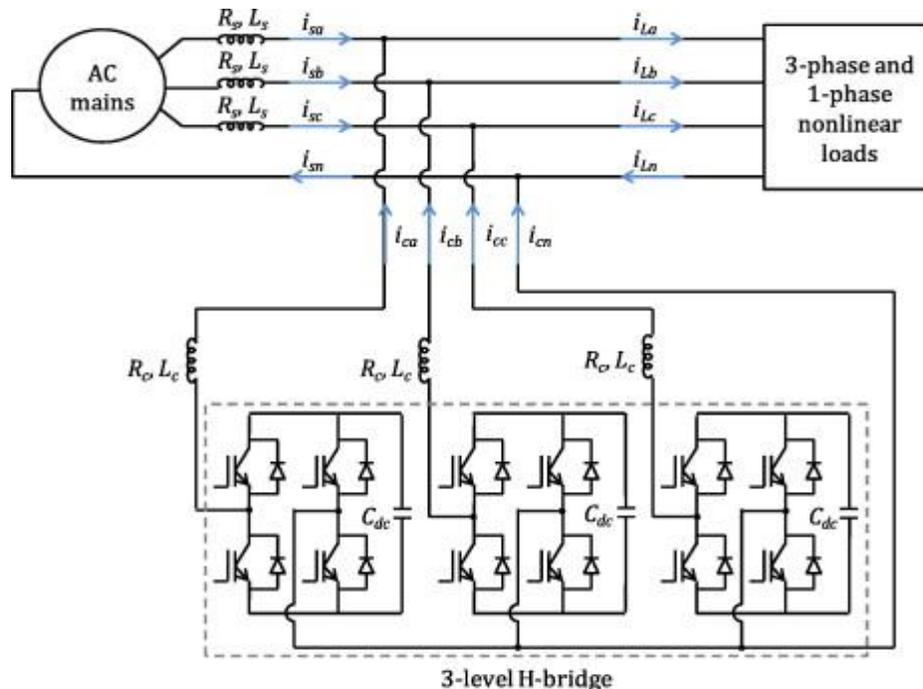


Figure.1.8 : Convertisseur H-bridge triphasé en étoile

La structure pont en H en cascade présente plusieurs avantages et quelques inconvénients [15] :

Points fort :

- Simplicité de la commande.

- La tension de sortie peut être augmentée sans ajout de nouveaux composants.
- La tension de sortie a une faible valeur de THD
- Ce type de convertisseur nécessite moins de composants.
- Par phase, une seule source continue 'DC' est nécessaire.

Points faibles :

- Le nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont

c) Onduleur de type Cascade à cinq niveaux

La structure d'un convertisseur cascade à cinq niveaux est basée sur la mise en série de deux ponts en H est montrée sur la figure 1.4 , de telle sorte que la tension à la sortie obtenue est la somme des tensions des deux onduleurs classiques.

Nous avons cinq Etats de fonctionnements pour le convertisseur cascade en pont H à cinq niveaux de tensions:

Séquence 1: T1, T4, T5, T8. Sont passants et T2, T3, T6, T7 sont bloqués .Dans ce cas le premier pont du haut fournit une tension de sortie E avec celui du bas. D'où la tension de sortie: $V_s = V_{dc} + V_{dc} = 2V_{dc}$.

Séquence 2: T1, T4, T5, T6 sont passants et T2, T3, T7, T8 sont bloqués, On a V_{dc} à la sortie du premier pont, mais 0 à la sortie du second pont. D'où la tension $V_s = V_{dc}$.

Séquence 3: T2, T4, T7, T8 sont passants et T6, T7, T1 et T2, sont bloqués, On a alors 0 en tension de sortie dans les deux ponts haut et bas. Donc la tension de sortie du pont en H est: $V_s = 0$.

Séquence 4: T2, T3, T6, T7 sont passants et T1, T4, T5, T7 sont bloqués, La tension de sortie dans ce cas est : $V_s = -V_{dc}$

Séquence 5: T2, T4, T5, T6 sont passants et T1, T4, T7 ,T8, sont bloqués. La tension de sortie $V_s = -2V_{dc}$

Les cinq états de commutation sont résumés au tableau suivant :

T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	Vs
1	0	0	1	1	0	0	1	$2V_{dc}$
1	0	0	1	0	1	0	1	V_{dc}
0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	$-V_{dc}$
0	1	1	0	0	1	1	0	$-V_{dc}$

Table 1.3: États de commutation d'un onduleur cascade à 5 niveaux

Le signal de la tension de sortie obtenue concrète plus d'étages que celui à trois niveaux. Ce qui implique un signal plus proche d'une sinusoïdale, la forme de la tension de sortie avec les états des interrupteurs est représentée sur la figure 1.9

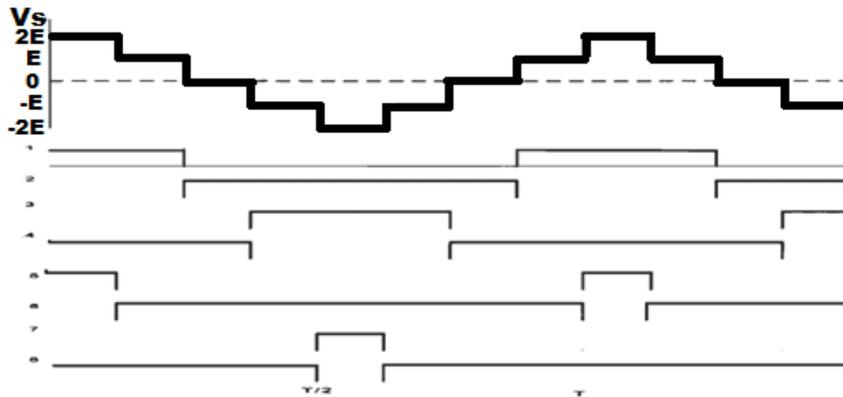


Figure.1.9 : Formes d'ondes d'onduleur de type cascade à 5 niveaux

d) Onduleur de type Cascade à N niveaux

La structure d'un onduleur de type cascade à N niveaux de tension est montrée à la figure 1.6. Chaque convertisseur est constituée de $\frac{N-1}{2}$ étages de ponts H classiques, ces ponts sont montés en cascade de telle manière que la tension de sortie de notre onduleur est la somme des tensions de sorties de chaque pont. Aussi, nous avons $2(N - 1)$ interrupteurs, et $\frac{N-1}{2}$ sources d'alimentation continues.

Pour les N niveaux de tension du convertisseur cascadié en pont H, nous combinerons différents états de la tension de sortie de chaque étage.

Dans chaque pont classique Figure 1.3, nous avons deux interrupteurs complémentaires commandables. Ainsi, le choix des commutations dépendra de la valeur de la tension de sortie désirée pour obtenir le niveau E de chaque étage, les interrupteurs T1 et T4 doivent être fermés et les interrupteurs T2 et T3 ouverts. Ce qui donnera à la sortie du convertisseur cascadié en H une tension de $V_s = \frac{N-1}{2} V_{dc}$. Pour le niveau -E de chaque étage T1 et T4 sont ouverts et T2 et T3 sont fermés. Pour le niveau 0 de chaque étage, on ferme deux interrupteurs adjacents par exemple T1 et T3 et les deux autres restent ouverts.

1.6. Onduleurs à condensateur flottant

a) Structure de base

Le convertisseur à capacité flottante (FC) Flying Capacitor est apparu au début des années 1990 lors d'un brevet au laboratoire LAPLACE établi par « Henri Foch et Thierry Meynard » [16]. Le principe du convertisseur FC (Flying Capacitor) est le placement en série de la cellule de commutation. Ces cellules sont connectées entre elles par une source de tension. Ceci permet à chaque cellule d'avoir deux interrupteurs complémentaires. Entre deux cellules successives, une source de tension 'condensateur' est relié pour les cellules 1 et N-1 et deux condensateurs pour les autres. Ces condensateurs approvisionnent la génération des niveaux de tension intermédiaires

Plusieurs cellules « condensateur et paire d'interrupteurs » sont imbriquées les unes dans les autres comme l'illustre la figure (1.8)

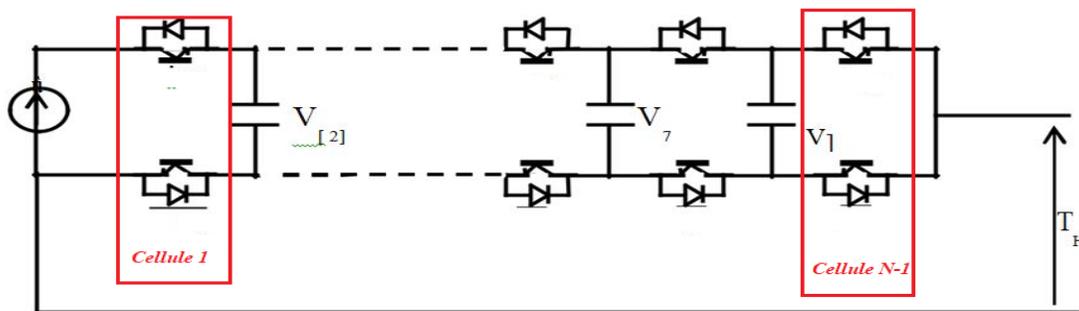


Figure.1.10 : Bras d'onduleur FC N-niveaux

Pour mieux comprendre le fonctionnement de ce convertisseur, nous proposons d'étudier un bras d'onduleur à trois niveaux.

Pour éviter les court-circuits des sources de tension, les interrupteurs T1 et T4, ou T2 et T3 nécessitent d'être commandés de manière complémentaire. Ces deux paires d'interrupteurs établissent alors deux cellules de commutation.

Cette composition permet d'avoir trois niveaux de tension en sortie $-E/2$, 0 et $E/2$. Les différentes possibilités sont résumées dans le tableau 1.3 selon la conduction des composants de puissance.

Tension	Semi-conducteurs passants
E/2	T1 et T2
	D1 et D2
0	T1 et D3
	T3 et D1
	T2 et D4
	T4 et D2
-E/2	D3 et D4
	T3 et T4

Table 1.4 : Niveaux de tension pour un convertisseur FC à 3 niveaux.

La Figure 1.10 a,b et c présente les différents cas de conduction et le sens du courant permettant de réaliser les différents niveaux de la tension de sortie du convertisseur ($E/2$, 0, $-E/2$) :

Pour réaliser les différents niveaux de tension. Le niveau intermédiaire est réalisable par deux combinaisons distinctes. La commande avec deux porteuses déphasées permet d'alterner entre les deux combinaisons. Pour chaque temps de commande, le niveau 0 est obtenu deux fois alors que chaque interrupteur n'a admis qu'un amorçage et un blocage qui va permettre d'augmenter la fréquence apparente en sortie en relation avec la fréquence des cellules de commutation.

- **Première configuration**

La valeur de la tension simple de sortie est : $V_{a0} = +E/2$

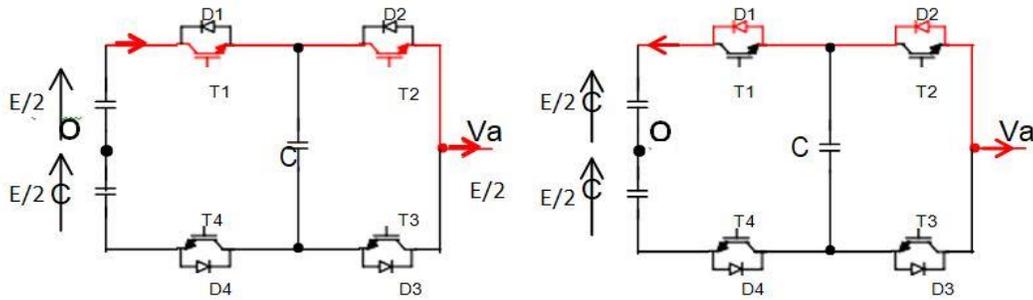


Figure 1.10 a Séquences de conduction pour une tension positive

- **Deuxième configuration**

La valeur de la tension de sortie est : $V_{ao} = -E/2$

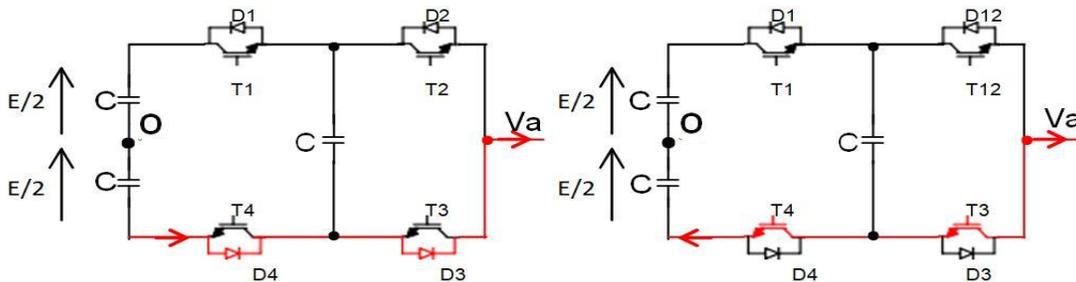


Figure 1.10 b Séquences de conduction tension négative

- **Troisième configuration**

La tension de sortie V_{ao} est nulle : $V_{ao} = 0$

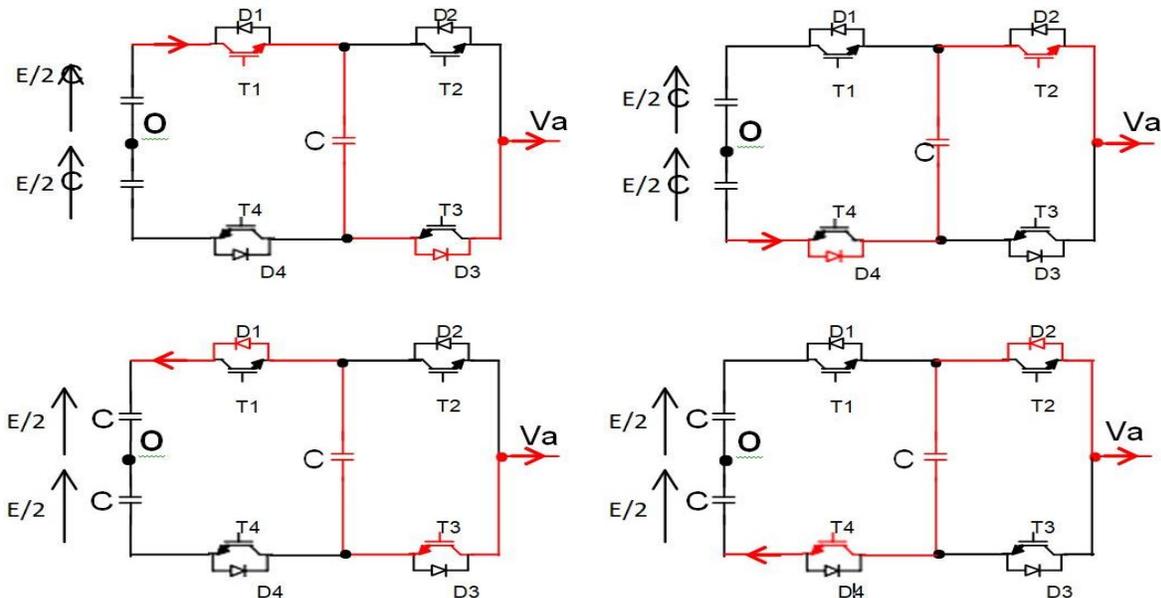


Figure 1.10 c Séquences de conduction tension zéro

La commande est assez simple. Toutes les cellules de commutation possèdent leur propre porteuse. Ceci indique que chaque interrupteur block pendant la totalité de la période de modulation.

Par exemple dans le cas du FC à trois niveaux 4 interrupteurs qui découpent en même temps (2 par cellule de commutation). Pour avoir une tension de 3 Niveaux.

Cette structure permet d'avoir trois niveaux de tension différents. Mais le principal avantage est d'avoir une bonne qualité de la tension en sortie. Le spectre de la tension découpée les premiers harmoniques sont deux fois la fréquence de découpage, ce qui implique la production d'un courant de meilleure qualité, l'ondulation à haute fréquence est plus faible, elle permet d'avoir une simplification du volume des composants du filtre de sortie.

La structure à capacité flottante présente plusieurs avantages et inconvénients [17]:

Points fort :

- Simplicité de la commande.
- La tension de blocage des interrupteurs est universellement la même.
- La tension de sortie a une faible valeur de THD.
- Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs.
- Par phase, une seule source d'alimentation continue 'DC' est nécessaire.

Points faibles :

- Le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.
- La topologie de l'onduleur multi- niveau à cellules imbriquées peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grande valeur efficace circuleront à travers ces condensateurs.
- Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

1.7. Les onduleurs à diodes de bouclage

a) Structure de base

Cette topologie a été brevetée par « Richard H. Baker » en 1979[18]. L'onduleur à diodes de bouclage ou NPC (Neutral Point Clamped) permet de disposer d'un nombre impair de niveaux dans la tension en sortie. Le premier onduleur à diode de bouclage a été développé pour une tension à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs alimentés par une source de tension continue distinct.

Cette topologie utilise la mise en série d'interrupteurs, l'allocation de la tension aux bornes des interrupteurs à l'état bloqué est accomplie par des diodes connectées au point milieu (N). Ces diodes de clamp permettent d'avoir une tension de blocage à $E/2$.

Pour mieux comprendre le fonctionnement du convertisseur à diodes de bouclage, nous allons détailler le fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à 3-niveaux Figure 1.11

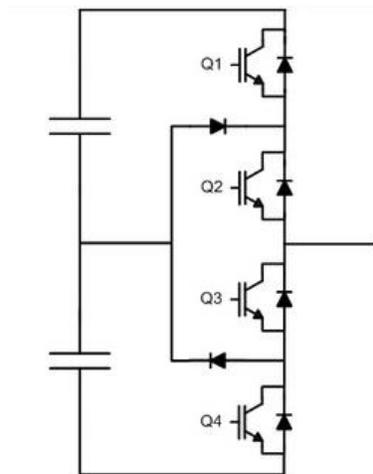


Figure 1.11 : Bras d'un onduleur NPC à 3-niveaux

Dans le cas d'utilisation de cette structure, les niveaux de tension de sortie réalisables sont au nombre de trois les différents niveaux de tension figures 1.11 possibles sont : $E/2$, 0 et $-E/2$.

Les possibilités pour réaliser les différents niveaux sont résumées dans le tableau 1.5 qui désigne les différentes séquences de conduction pour un NPC 3 niveaux. Elle précise la valeur de la tension de sortie ainsi que les composants passants pour chaque configuration.

Tension V	Semi-conducteur passant
E/2	T1 et T2
	D1 et D2
0	DC1+ et T2
	D2 et TC1+
	TC1- et D3
	T3 et DC1-
-E/2	D3 et D4
	T3 et T4

Table 1.5 : Niveaux de tension pour un convertisseur FC à 3 niveaux.

Les interrupteurs (T1 et T3) et (T2 et T4) sont commandés de manière complémentaire. Tous les interrupteurs ne sont pas tous actifs pendant la période de commande : deux interrupteurs sur 4 sont non actifs donc dans un état bloqué :

- Pour la séquence positive, l'interrupteur T2 est passant et T4 bloqué. Alors que si T1 est amorcé l'interrupteur T3 doit être bloqué, la tension en sortie est égale à E/2 dans ce cas. Au contraire si T1 est à l'état bloqué et T3 est passant, la tension de sortie est égale à 0V.
- De même pour séquence de commande négative, les interrupteurs fixes sont T1 à l'état bloqué et T3 à l'état passant. Si T2 est amorcé et T4 bloqué alors la tension de sortie est égale à 0V et si T2 est à l'état bloqué et T4 est passant, la tension de sortie est égale à -E/2.

Première configuration $V_{ao}=E/2$

Séquences I : Dans ce cas, les interrupteurs T1, T2 sont passants et T3, T4, sont bloqués comme le montre la figure 1.9a. La tension de sortie $V_{ao} = E/2$

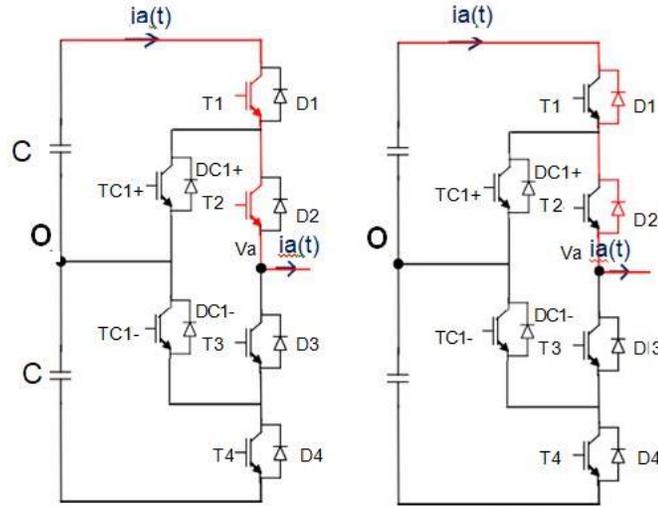


Figure 1.11 a Séquences de conduction tension positive

Deuxième configuration $V_{ao}=0$

Séquences II : Les interrupteurs T2, T3 sont passants et T1, T4 sont bloqués, dans ce cas le point A est relié directement au point 0 à travers les diodes de maintien, comme le montre la figure 1.9b. Alors la tension de sortie V_{ao} est nulle, $V_{ao} = 0$.

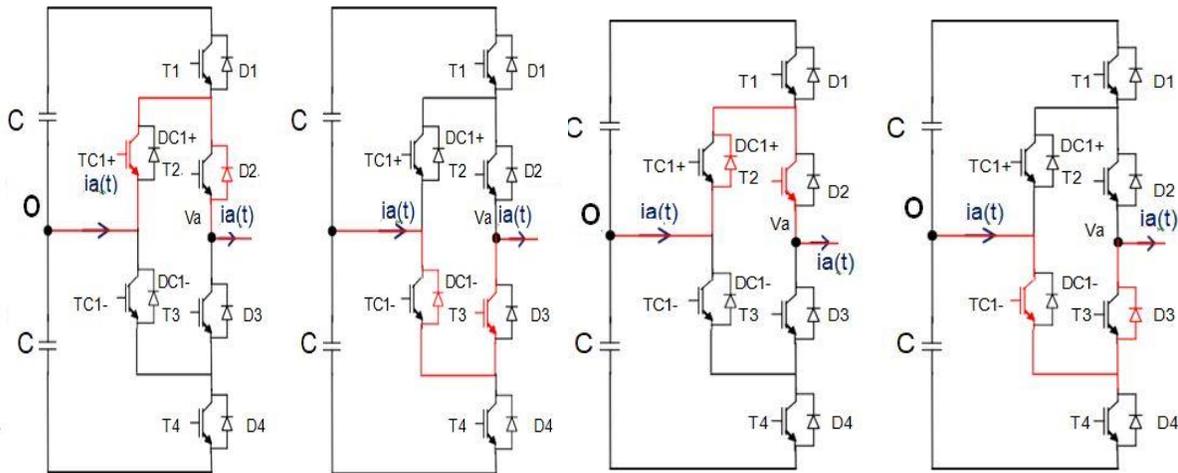


Figure 1.11 b Séquences de conduction tension zéro

Troisième configuration $V_{ao}=-E/2$

Séquences III

Dans ce cas, les interrupteurs T1, T2 sont bloqués et T3, T4 sont passants comme le montre la figure 1.9c. Donc la tension de sortie $V_{ao} = -E/2$

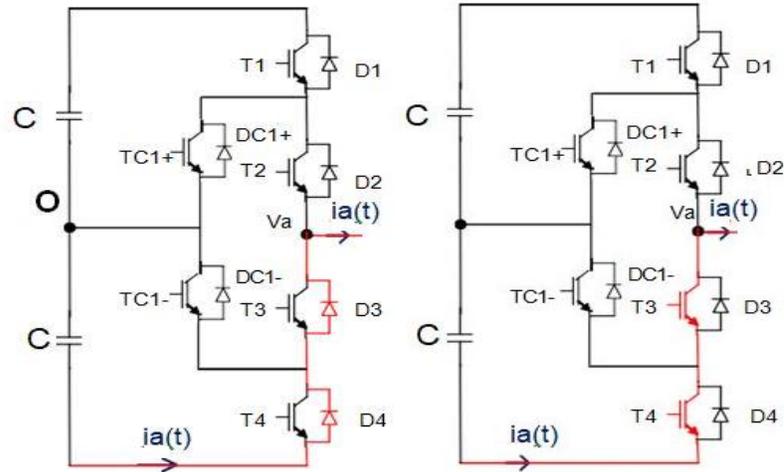


Figure 1.11 c Séquences de conduction tension négative

Les séquences de fonctionnement, la forme d'onde de la tension de sortie et les états des interrupteurs sont représentés sur la figure 1.12



Figure 1.12: Forme typique de la tension de sortie

La commande de cet onduleur est réalisée à l'aide d'une commande de type de modulation largeur d'impulsion 'MLI'. Le système de commande est composé de deux porteuses. Chacune de ces porteuses est liée à un groupe d'interrupteurs commandé de manière superposée et complémentaire. La porteuse positive permet d'établir les états des interrupteurs 'T1 et T3' alors que la porteuse négative permet d'établir les états des 'T2 et T4'

Les applications de ce convertisseur sont principalement [18] dans des entraînements moyens tension et pour les activités minières [19]. Cette topologie est caractérisée par des bonnes performances statiques et dynamiques par rapport à une composition à deux niveaux. En effet, avec cette structure « NPC », il est faisable de réduire les pertes globales dans les interrupteurs du

montage, mais ces pertes ne sont pas bien distribuées dans les différents composants semi-conducteurs.

Toutefois, cette structure possède un inconvénient majeur : l'équilibrage du point milieu. Réalisé là par un pont diviseur capacitif. De plus, l'utilisation d'un système NPC supérieur à trois niveaux implique une divergence des tensions aux bornes des condensateurs. Pour défaire ces problèmes, il existe des solutions telles que l'utilisation d'un contrôle actif dédiée à l'équilibrage. Mais ces solutions sont complexes et rajoutent des coûts supplémentaires.

Cependant, pour les topologies avec diodes de bouclage, la pratique a dévoilé plusieurs difficultés au cas des grandes puissances. Nous allons maintenant présenter les avantages et les inconvénients de cette topologie [19].

Points fort :

- Le nombre de condensateurs utilisé est limité.
- Toutes les phases connectées au même bus DC.
- La tension de sortie a une faible valeur de THD en comparaison avec le convertisseur à deux niveaux.
- Une réduction des pertes de commutation des tensions de sortie.

Points faibles :

- L'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs est complexe à contrôler.
- Le NPC exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée et 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.
- 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.

b) Onduleur à cinq niveaux de type NPC

Chaque onduleur NPC à cinq niveaux de tension est composée de huit interrupteurs pour chaque phase qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant (il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle) et de six diodes de maintien.

L'onduleur est consommé une source continue V_{dc} , que quatre condensateurs de valeurs égales se partagent pour donner quatre sources distinctes de tension $E/4$. La structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux de tension est présentée sur la figure 1.13.

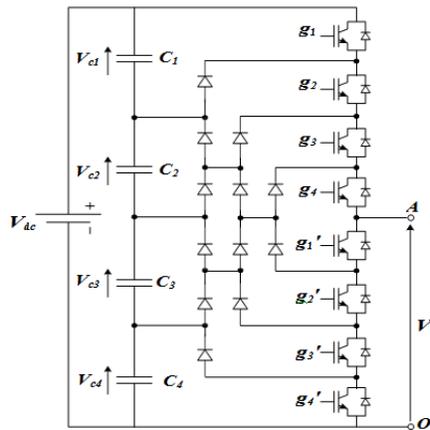


Figure 1.13 : Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux

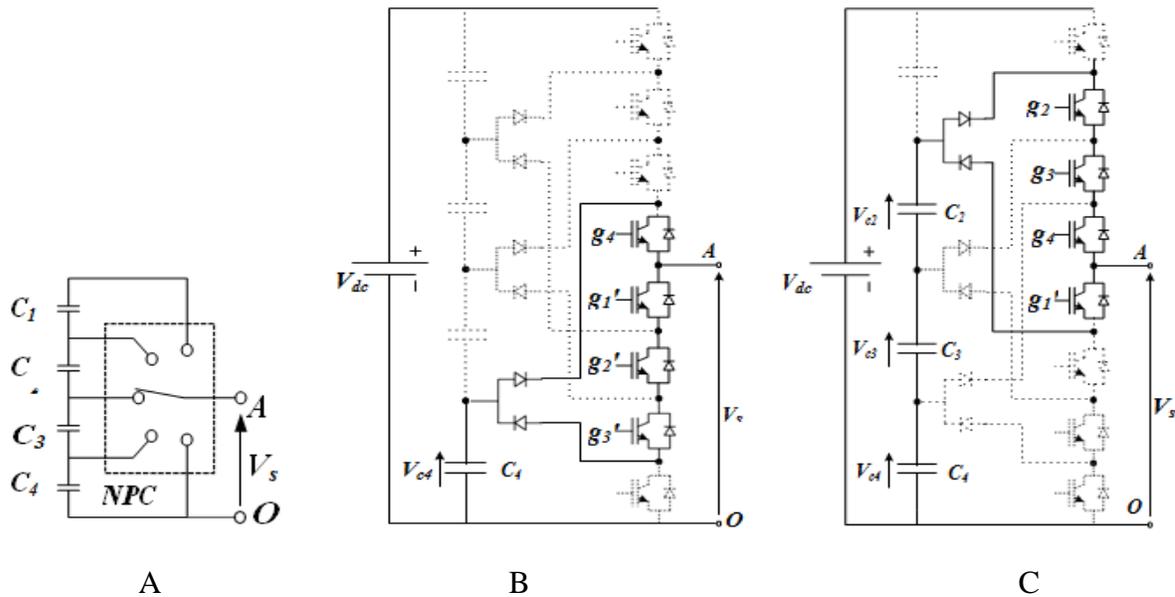


Figure 1.13A : Mécanisme de commutation d'un onduleur NPC à 5-niveaux :

A -- L'action des semi-conducteurs de puissance est indiquée par un commutateur idéal avec plusieurs positions. Chaque situation représente un niveau de tension.

B – état niveau de tension $V_s = V_{c4} = \frac{V_{dc}}{4}$

C -- L'onduleur génère le niveau de tension $V_s = V_{c2} + V_{c3} + V_{c4} = \frac{3 V_{dc}}{4}$.

L'objectif souhaité est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension V_s pour les différents états possibles des interrupteurs et de montrer les séquences d'ondulations des interrupteurs.

Dans ce cas, nous avons cinq Etats de fonctionnement possible :

• **Séquence 1:** G_1, G_2, G_3, G_4 sont passants et $G'1, G'2, G'3, G'4$ sont bloqués. Alors, le point A de sortie est reliée à la borne positive du premier étage de tension V_{dc} et le point O est relié à la borne négative du deuxième étage ce qui implique que la tension de sortie vaut: $V_{ao} = V_s = \frac{V_{dc}}{2}$

• **Séquence 2:** $G_2, G_3, G_4, G'1$ sont passants et $G'2, G'3, G'4, G_1$ sont bloqués, donc la tension de sortie $V_s = \frac{V_{dc}}{4}$.

• **Séquence 3:** $G_3, G_4, G'1, G'2$ sont passants et $G'3, G'4, G_1, G_2$, sont bloqués, ce qui implique que la tension de sorti $V_s = 0$.

• **Séquence 4:** $G_4, G'1, G'2, G'3$ sont passants et $G'4, G_1, G_2, G_3$ sont bloqués, donc la tension de sorti $V_s = \frac{-V_{dc}}{4}$.

• **Séquence 5:** $G'1, G'2, G'3, G'4$ sont passants et G_1, G_2, G_3, G_4 sont bloqués, La tension de sorti est de : $V_s = \frac{-V_{dc}}{2}$.

Les différents états de tension et l'état des interrupteurs commandés sont rassemblés dans le tableau 1.6 suivant :

G1	G2	G3	G4	G'1	G'2	G'3	G'4	Vs
1	1	1	1	0	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$
0	1	1	1	1	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{4}$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$\frac{-V_{dc}}{4}$
0	0	0	0	1	1	1	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$

Table 1.6 : Etats de commande pour un convertisseur NPC à 5 niveaux

La forme d'onde de la tension de sortie avec les états des interrupteurs sont montrée par la figure 1.14 plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme possédante plus de paliers. Ceci permet davantage de rapprocher la sinusoïde en sortie.

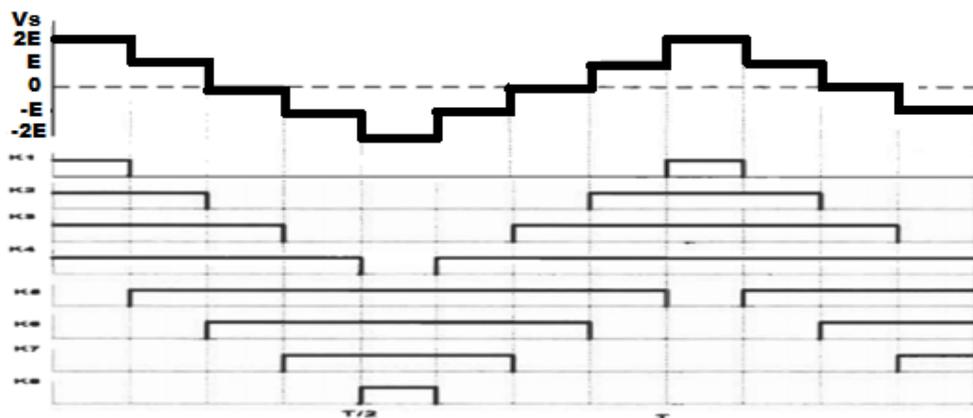


Figure 1.14: Formes d'ondes d'un onduleur de type NPC de 5 niveaux

c) Structure NPC à N niveaux de tension

Pour un onduleur NPC à N niveaux, le nombre des éléments constituant sa topologie, sont spécialement les condensateurs C, les interrupteurs et les diodes de maintien par phase qui peuvent être présentées par les relations suivantes: $C = N - 1$, $G = 2(N - 1)$, $D = 2(N - 2)$

La figure 1.15 montre un schéma réalisable d'un onduleur NPC conçu de N étages. Les condensateurs C1 à CN permettent de diviser la tension d'entrée, les interrupteurs Gn font circuler les courants entrant avec les diodes Dn. L'ensemble forme ainsi une cellule de commutation

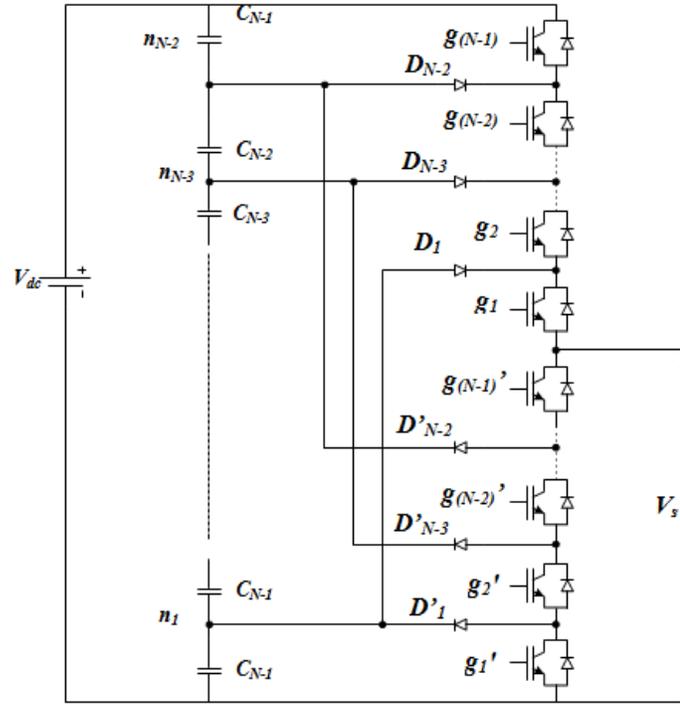


Figure 1.15 : Structure de l'onduleur NPC à N niveaux

Pour l'onduleur NPC à N niveaux, nous avons N-1 interrupteurs commandés par phases de manière complémentaires. Donc on aura N séquences de fonctionnement permettant de générer les niveaux comme le montre le tableau 1.7.

G1	G2		$G_{(N+1)/2}$		$G_{(N-1)}$	G'1	G'2	..	$G'_{(N+1)/2}$		$G'_{(N-1)}$	Vs
1	1	...	1	...	1	0	0	..	0		0	$\frac{V_{dc}}{2}$
0	1	1	...	1	1	0	..	0	..	0	$\frac{(N-3)V_{dc}}{2(N-1)}$
....
0	0	...	1	...	1	1	1	..	1	..	0	0
....
0	0	0	1	1	1	..	1	..	0	$\frac{(3-N)V_{dc}}{2(N-1)}$
0	0	...	0	...	0	1	1	..	1	..	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$

Table 1.7 : Etats de commande pour un convertisseur NPC à N niveaux

1.8. Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux [de 1.8 à 1.11] suivants, nous examinons le nombre des composants indispensables « les commutateurs principaux, condensateurs, diodes principales et clampées » pour effectuer les différents types d'onduleur multi-niveaux.

<i>Topologie</i>	<i>N</i>	<i>E</i>	<i>K</i>	<i>Dp</i>	<i>Dc</i>	<i>C</i>
<i>Diodes de bouclage (NPC)</i>	3	2	4	4	2	0
<i>Condensateur flotteur (FC)</i>	3	2	4	4	0	1
<i>Pont H en Cascade</i>	3	1	4	4	0	0

Table 1.8 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à trois niveaux

<i>Topologie</i>	<i>N</i>	<i>E</i>	<i>K</i>	<i>Dp</i>	<i>Dc</i>	<i>C</i>
<i>Diodes de bouclage (NPC)</i>	5	4	8	8	12	0
<i>Condensateur flotteur (FC)</i>	5	4	8	8	0	6
<i>Pont H en Cascade</i>	5	2	8	8	0	0

Table 1.9 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à cinq niveaux

<i>Topologie</i>	<i>N</i>	<i>E</i>	<i>K</i>	<i>Dp</i>	<i>Dc</i>	<i>C</i>
<i>Diodes de bouclage (NPC)</i>	7	6	12	12	30	0
<i>Condensateur flotteur (FC)</i>	7	6	12	12	0	15
<i>Pont H en Cascade</i>	7	3	12	12	0	0

Table 1.10 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à sept niveaux

<i>Topologie</i>	<i>N</i>	<i>E</i>	<i>K</i>	<i>Dp</i>	<i>Dc</i>	<i>C</i>
<i>Diodes de bouclage</i>	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	(n-1). (n-2)	0
<i>Condensateur flotteur</i>	n	(n-1)	2(n-1)	2(n-1)	0	(n-1). (n-2)/2
<i>Pont H en Cascade</i>	n	(n-1)/2	2(n-1)	2(n-1)	0	0

Table 1.11 Nombres de composants nécessaires pour la topologie à N niveaux :

Avec :

N : Nombre de niveaux de tension obtenus

D_p : Nombre de diodes principales

E : Nombre des sources continu

D_c : Nombre de diodes clampées

K : Nombre des commutateurs nécessaires

C : Nombre de condensateurs d'équilibrage

Implicitement d'après les tableaux, l'onduleur cascadié exige un nombre minimal de composants. Donc les onduleurs à ponts cascadiés offrent la solution multi-niveau la plus profitable, principalement lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est certainement le cas pour les applications telles que la compensation statique ou filtrage actif,

Un autre avantage d'onduleur cascadié est la souplesse de disposition de circuit parce que chaque niveau a la même composition, et il n'y a aucune diode supplémentaire ou condensateur d'équilibrage. Le nombre de niveaux de tension de sortie peut être aisément ajusté en ajoutant ou en enlevant un pont complet, quand le convertisseur n'a pas besoin de produire l'énergie au système.

Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, pour les onduleurs NPC les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance entre les phases. Cet équilibrage permet une diminution notable de la grandeur des condensateurs intermédiaires.

1.9. Convertisseur multi-niveaux parallèle

Les convertisseurs multi-niveaux parallèle Figure 1.16 utilisent le même principe des convertisseurs multi-niveaux en série. D'ailleurs ils peuvent être étudiés par dualité. Le convertisseur multi-niveaux en série permet d'augmenter la tension en entrée, Alors que le convertisseur multi-niveaux permet lui d'augmenter le courant en sortie [21]. Contrairement aux structures série qui se basent sur la création d'une tension avec différents niveaux de tension en sortie, les interrupteurs pour les convertisseurs multi-niveaux parallèles fonctionnent durant toute la période de modulation.

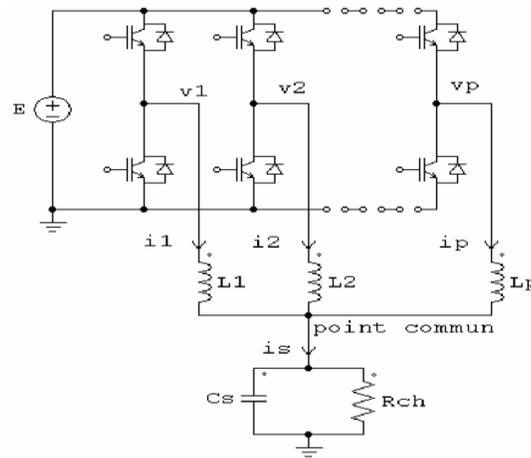


Figure 1.16: Structure d'Onduleur multi-niveaux parallèle

Même si les buts sont différents pour la conversion d'énergie, quelques propriétés sont communes à ces deux types de compositions, comme l'augmentation de la fréquence de découpage admissible en sortie. De même, il est possible de retrouver des problèmes liés à la modulation sur les deux structures.

Outre la possibilité d'augmenter le courant, les convertisseurs multi-niveaux parallèles disposent les mêmes avantages que les autres structures multi-niveaux en série, en matière de dimensionnement des composants, une amélioration des signaux d'ondes à l'entrée et à la sortie qui permettent d'entraîner une réduction des composants de filtrage.

1.10. Autres topologies

Outre les trois topologies de base citée précédemment, il est aussi possible de créer de nouvelles assemblages en prenant deux fondements de convertisseurs multi niveaux à base de circuits "hybrides", réunions de deux topologies de base ou avec de légères modifications de celles-ci.

Surtout sur la mise en série de structure de ponts en H. Il est faisable de remplacer les cellules de commutation par des structures multi-niveaux telles que le « NPC ou le FC ». Ceci a pour avantage de créer un nouveau convertisseur avec des nouvelles propriétés. Par exemple, le NPC, qui a un grand défaut sur ces performances face à la tolérance aux pannes de le réduire avec la mise en série de ponts en H. Dans le sens inverse, il est nécessaire de mettre plus de blocs en série avec des cellules de commutation pour les blocs avec structures NPC permettent d'avoir des sources de tension isolées de plus hautes valeurs. Si les avantages s'additionnent, les

inconvenients de certaines structures persistent et pénalisent l'utilisation d'une telle structure [20]. Avec le dernier exemple, le fait d'avoir des composants n'étant pas utilisés pendant une partie de la conversion accroît le nombre global de ces composants utilisés dans des blocs en série.

L'association de ces structures peut être aussi utilisée de manière différente [21]. En effet, il est possible de voir dans la littérature de nouvelles structures créées à partir de structures de conversion mises en série.

Les topologies hybrides les plus connues sont :

Le convertisseur asymétrique hybride,

Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement,

Le convertisseur avec commutation douce,

Les convertisseurs reliés par transformateur,

Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC,

Chapitre 2

Stratégies de commande

Il existe un grand nombre de stratégies de modulation. Certaines peuvent être utilisées pour tous types de convertisseurs multiniveaux alors que d'autres sont propres à une structure précise. Nous détaillerons dans ce chapitre les structures les plus communes.

2. Stratégies de commande des onduleurs multiniveaux

La production des signaux de commande de la modulation se fait généralement en temps réel. Pour déterminer les moments de fermeture et d'ouverture des interrupteurs l'on utilise l'électronique analogique de commande, numérique ou les deux simultanément [1]. Pour garantir la détermination en temps réel des moments de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, l'on distingue plusieurs références de modulation de largeur d'impulsion MLI dont nous mentionnerons principalement : la modulation sinusoïdale et la modulation vectorielle (SpaceVector modulation) (Figure 2,1).

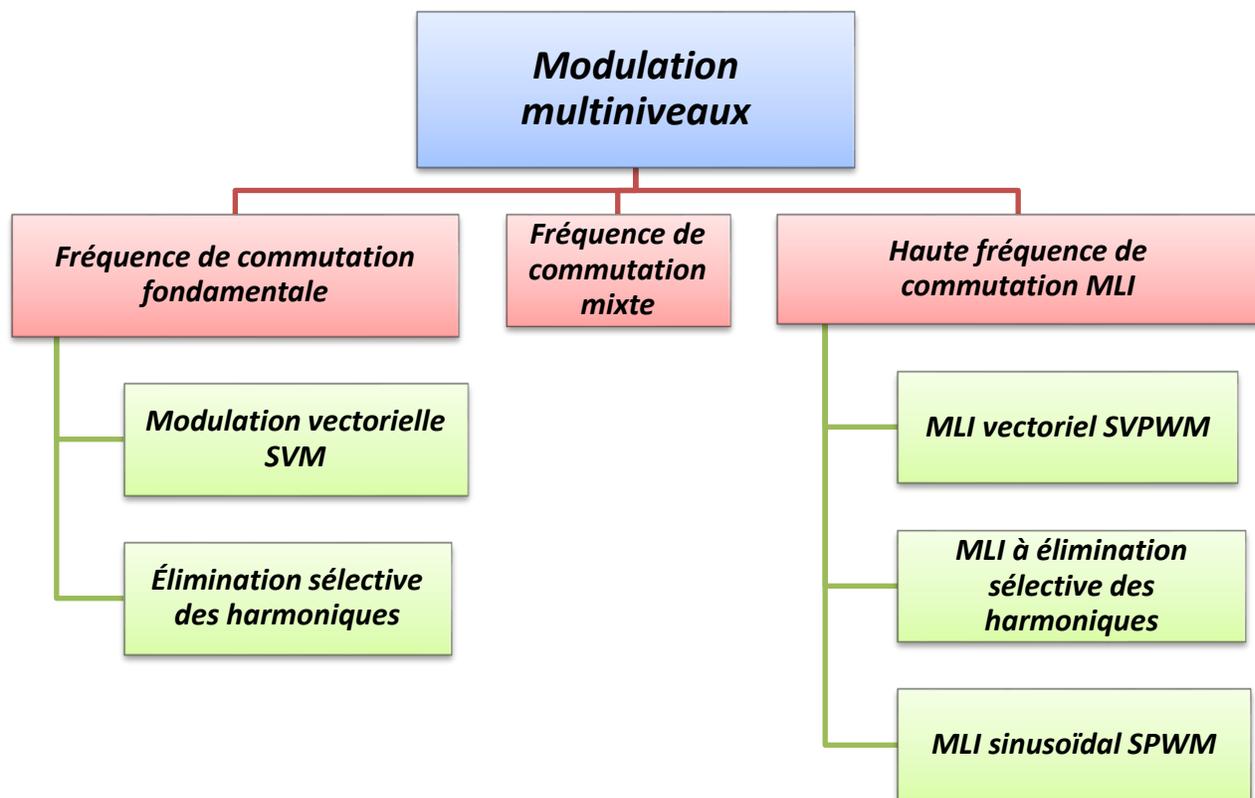


Figure 2.1 : Différentes techniques de modulation multiniveaux

Comme nous le remarquons, il existe un grand nombre de stratégies de modulation. Nous détaillerons les structures les plus utilisées pour les convertisseurs multi-niveaux

2.1. Modulation vectorielle

Au début des années 70, Hasse et Blaschke ont réalisé une nouvelle technique dite commande vectorielle [2]. Cette technique permet à la machine asynchrone d'avoir des propriétés similaires à celles de la machine à courant continu ; la modulation vectorielle « SV PWM » a été largement utilisée dans la littérature scientifique. Son implémentation est simple dans les structures à niveaux pas trop importants. Elle a aussi le privilège de pouvoir être mise en œuvre pour toute topologie de convertisseur multiniveaux [3]. Cependant, malgré une implémentation aisée pour les convertisseurs à faibles niveaux inférieurs à 5, l'implémentation peut devenir complexe pour ceux supérieurs à 5 niveaux avec un temps de calcul excessif. La Figure 2.8 illustre les arrangements des commutations possibles pour un onduleur à commande vectorielle.

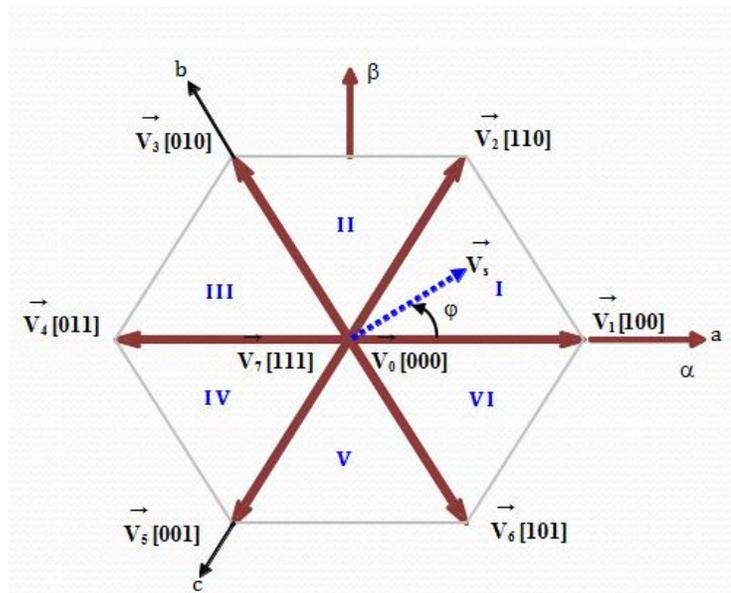


Figure 2.2 : Représentation de la commande type « SV-PWM »

La modulation vectorielle est une modulation en temps réel [4]. Elle utilise la démarche dont un vecteur peut symboliser les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle. Cette technique suit les principes suivants :

- Le signal de référence est à intervalles réguliers.
- Pour chaque phase, exécution d'une impulsion de largeur T dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au moment d'échantillonnage.

- Tous les interrupteurs d'un demi-pont ont un état similaire au centre et aux extrémités de la période.

La technique de modulation vectorielle est une forme de commande par modulation de largeur d'impulsion basée sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. En effet, pour une machine asynchrone, il est judicieux de représenter les grandeurs triphasées dans un plan complexe (α, β) .

Les trois tensions d'alimentation V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} de la machine asynchrone (Figure 2.3) sont représentées, dans le plan complexe par un seul vecteur d'espace V_s défini par la relation :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{AN} + aV_{BN} + a^2V_{CN}) \text{ ou } V_s = V_s\alpha + jV_s\beta \text{ Avec } a=e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{II.1})$$

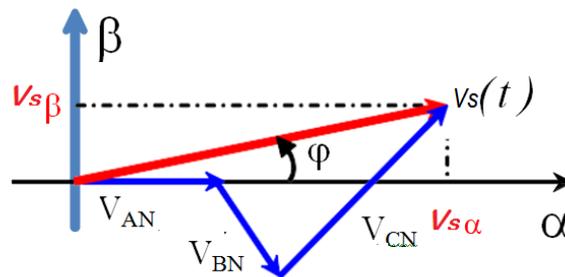


Figure 2.3 : Représentation dans le plan complexe

Avec :

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_m \cos(\omega t) \\ V_{BN} &= V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{CN} &= V_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

V_m est l'amplitude de la composante fondamentale

La modulation vectorielle est une modulation en temps réel [12]. Elle utilise le principe qu'un vecteur peut indiquer les trois tensions d'un système triphasé 3Ψ de somme nulle. Cette technique suit le principe suivant :

Le vecteur de tension \vec{V}_s est délivré par un onduleur de tension triphasé, dont l'état des interrupteurs, supposé parfait est représenté en théorie par trois ampleurs booléennes de commande [S_A, S_B, S_C] telles que l'illustre la Figure. 2.4 :

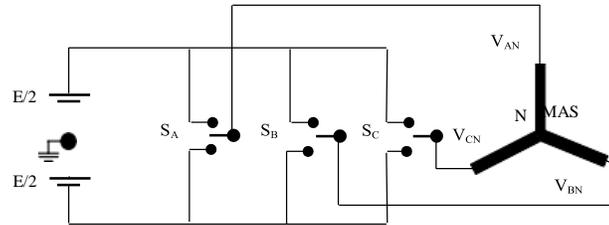
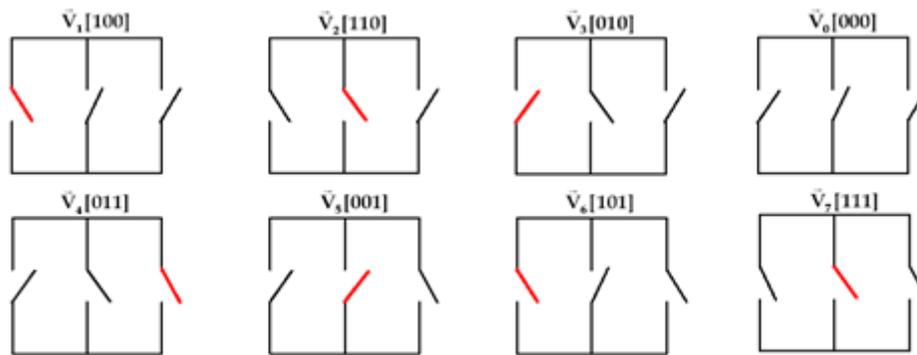


Figure 2.4 : Schéma équivalent de l'onduleur

$S_x = 1$: interrupteur haut est fermé ; celui en bas est ouvert

$S_x = 0$: interrupteur haut est ouvert ; celui en bas est fermé

À partir de la combinaison des fermetures des trois interrupteurs (S_A, S_B, S_C), le vecteur de tension \vec{V}_s à huit positions fixes correspondant aux huit configurations possibles des interrupteurs' Figure 2.5.)



Figures 2.5: Configurations possibles

Une étude combinatoire de tous les états d'interrupteurs afin de déterminer les tensions $V_{s\alpha}$ et V_{sb} et V_s correspondant à toute configuration (tableau 2.1) :

S_A	S_B	S_C	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	Config
0	0	0	0	0	0	0	0	$\overline{V_0}$
0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\overline{V_5}$
0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\overline{V_3}$
0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\overline{V_4}$
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\overline{V_1}$
1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\overline{V_6}$
1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\overline{V_2}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\overline{V_7}$

Table 2.1 : États possibles du vecteur d'espace

Ces huit états possibles du vecteur d'espace définissent les limites de six secteurs dans le plan complexe (α, β) . Six de ces huit configurations sont connues comme des vecteurs de commutation non nuls « $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ » et les deux autres configurations génèrent une tension de sortie nulle de « V_0 et V_7 » ; on peut la représenter par la transformation triphasée/biphasée suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

On se place dans le cas où le vecteur de référence de tension $\overline{V_s}$ est arrangé dans le secteur I Figure 2.7. Ainsi, la tension de référence $\overline{V_s}$ est établie en faisant une moyenne temporelle des tensions $\overline{V_1}, \overline{V_2}, \overline{V_7}$ et $\overline{V_8}$. Pour une fréquence de commutation décemment élevée, le vecteur d'espace de référence $\overline{V_s}$ est considéré constant pendant un cycle de commutation. Alors si $\overline{V_1}, \overline{V_2}$ sont constants et $\overline{V_7} = \overline{V_8} = \vec{0}$, on trouve pour un cycle de commutation :

$$T_s \vec{V}_s = T_1 \vec{V}_1 + T_2 \vec{V}_2$$

Avec : T_1 temps alloué au vecteur \vec{V}_1 et T_2 temps alloués au vecteur \vec{V}_2

T_0 : temps partagé entre les deux vecteurs nuls

La résolution de cette équation, après décomposition sur les deux axes du plan complexe (α, β) donne :

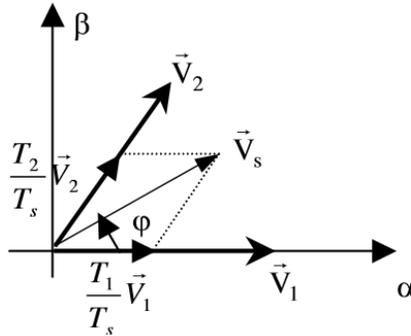


Figure 2.6 : Principe du vecteur de tension \vec{V}_s secteur I

$$T_1 = \frac{\sqrt{2}}{E} V_s T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{E} V_s T_s \sin(\varphi) \quad (\text{II.4})$$

$$T_0 = \frac{1}{2}(T_s - T_1 - T_2)$$

Avec : $0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{3}$

Les mêmes règles s'appliquent pour les secteurs II, VI.

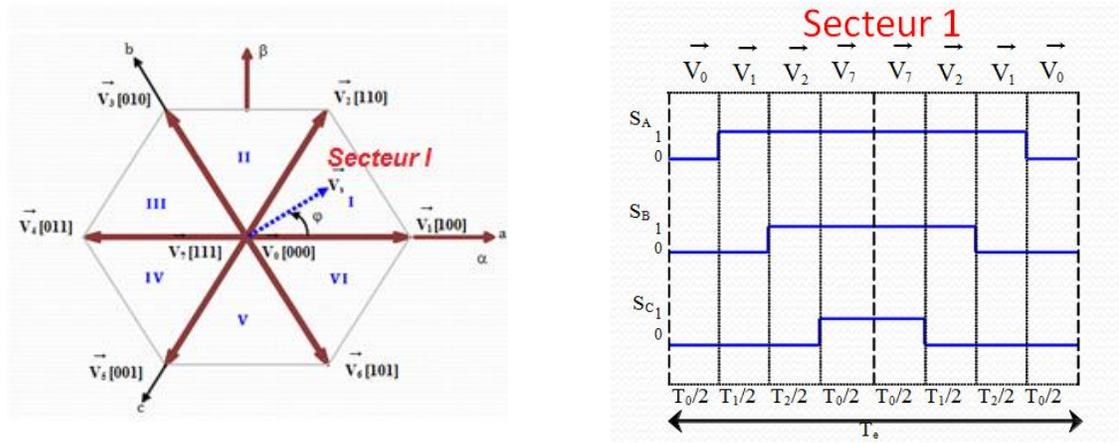


Figure 2.7 : Ordres de commutations définis secteur I

La commande vectorielle présente plusieurs avantages et inconvénients

Points forts

- Elle est précise et rapide.
- Le contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle se fait en amplitude et en phase

Points faibles

- Le coût.
- Le besoin d'un processeur capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- La faible robustesse aux variations paramétriques.
- La nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur ce qui provoque des délais.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande.
- De mauvais paramètres impliquant des erreurs sur le couple.

2.2. Modulation à sélection d'harmoniques

Le principe de la commande de modulation à largeur d'impulsion (MLI) dite à sélection d'harmoniques ou «SHE PWM» est d'éliminer un nombre ciblé d'harmoniques, tout en maintenant le fondamental de la tension intacte [5]. L'effet de cette commande est de pouvoir contrôler les angles de commutation (entre 0 et 90°) pour assurer un dévouement d'exécution pour diminuer les harmoniques. La tension en sortie du convertisseur est une tension variable par paliers et éventuellement mise sous la forme suivante :

$$V_o = \sum \frac{4V_{dc}}{n\pi} \{ \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \dots + \cos(n\alpha_k) \} * \frac{\sin(n\omega t)}{n} \quad (II.5)$$

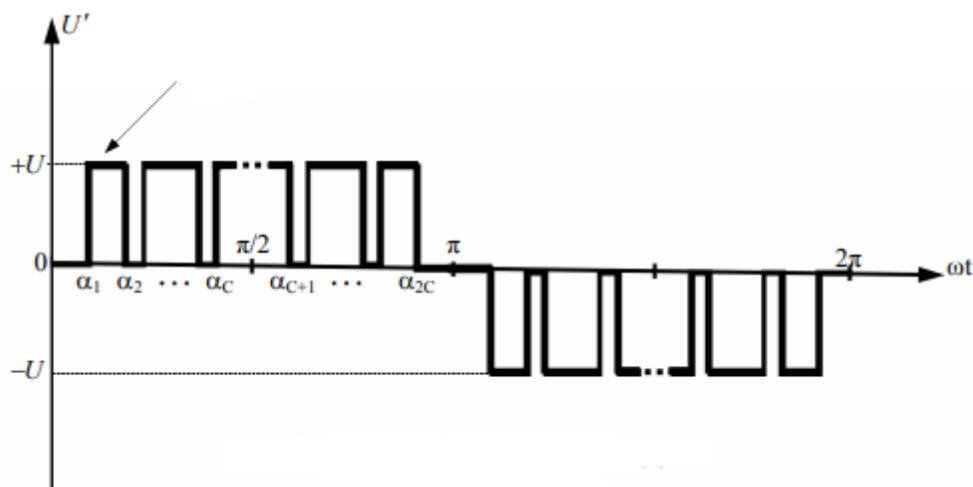


Figure 2.8 : Exemple de commande type sélection d'harmoniques

La Figure 2.8 représente une composition d'une commande de type sélectif basée sur des ponts en H en série. Pour la commande à sélection harmonique, les angles de commutation sont calculés pour les distincts signes de modulation. Afin d'éliminer les harmoniques 5, 7, 11, 13, le calcul des angles de commutation du SHE s'embrouille en fonction des niveaux du convertisseur et n'est usuellement adapté que pour les applications à faibles fréquences [6].

2.3. Modulation à commande par hystérésis ou fourchette

De façon générale, la commande par hystérésis est une commande non linéaire qui se réalise sur l'erreur existante entre le courant de référence I_{ref} et le courant résultant par l'onduleur I .

L'approche la plus utilisée pour cette commande est la stratégie de contrôle qui effectue la comparaison entre le courant de phase et le courant de référence, réalisée par un comparateur à hystérésis. Celui-ci produit des impulsions de contrôle des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande autour du courant de référence. La figure 2.9 donne le principe de cette commande.

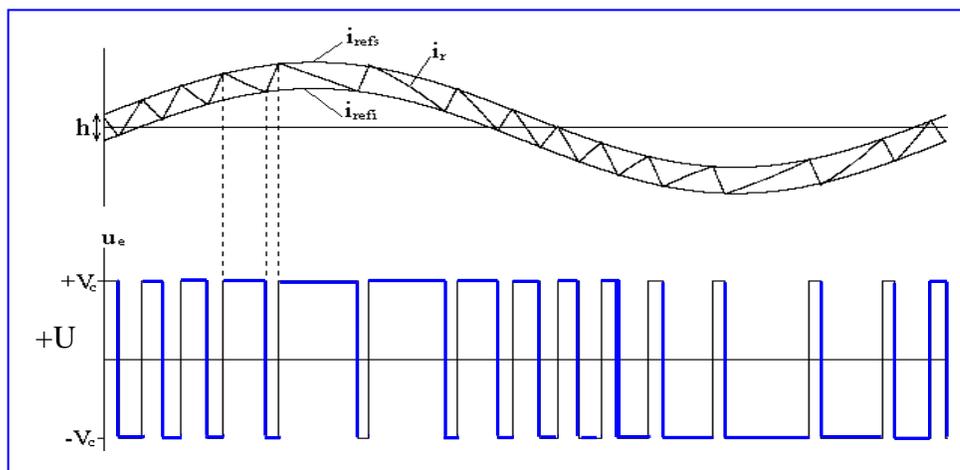


Figure 2.9 : Exemple de commande par hystérésis.

Si le courant de phase mesuré I est inférieur à la référence I_{ref} , la tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant augmente. S'il est supérieur à cette même référence, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse.

De façon générale, pour contrôler un onduleur triphasé à N niveaux de tension, il nécessite d'avoir $(N-1)$ bandes, pour déterminer toutes les impulsions de commande des interrupteurs.

Cette commande de modulation consiste à élaborer le signal MLI directement à partir de la grandeur à contrôler, par des dénouements de type tout ou rien [7]

Les avantages de la commande par hystérésis sont :

- La simplicité.
- Un temps de réponse minimal aux perturbations.

L'inconvénient majeur de cette technique est le manque de contrôle de la fréquence de commutation, ce qui rend pénible leur dimensionnement.

2.4. Modulation sinus-triangle ou sinusoidale

La technique «Space Vector Pulse Width Modulation» est largement utilisée, non seulement en raison de sa mise en œuvre facile, mais aussi pour la qualité des signaux acquis [8]. L'inconvénient de cette méthode est que le contrôle devient trop compliqué pour les convertisseurs de niveau supérieur à trois. Alors que pour la commande à niveau décalé, les recherches montrent qu'en plus de la simplicité de la commande, cette commande donne aussi de signaux de qualité [9]. Il est donc raisonnable de choisir cette technique spécialement pour les onduleurs supérieurs à 3 niveaux.

Pour générer les impulsions de commande basée sur une modulation sinus-triangle d'un convertisseur à N niveaux de tension, N-1 porteuses triangulaires sont nécessaires. Cette technique de modulation de largeur d'impulsions sinusoidale est la plus utilisée pour la commande des onduleurs à deux niveaux ou multiniveaux [10].

Elle consiste à comparer un signal de référence, généralement sinusoidale (le signal à synthétiser) à un signal de porteuse généralement triangulaire Figure 2.10. Le signal de sortie change d'état à chaque croisement entre la modulante et la porteuse.

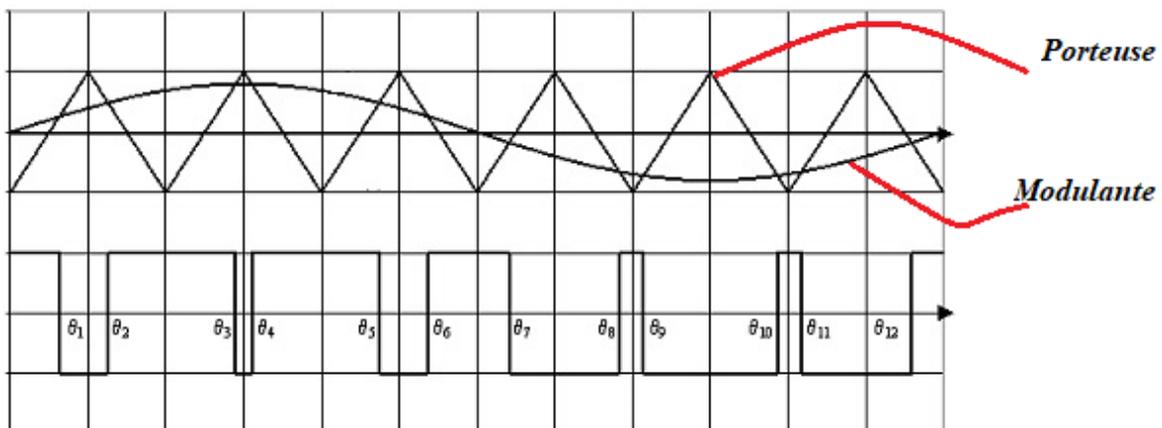


Figure 2.10 : Modulation de type sinusoidale

Les paramètres primordiaux de la MLI sinusoidale sont :

- La fréquence de modulation.

- L'indice de modulation m : $=f_p/f_r$ ou f_p est la fréquence de la porteuse et f_r : fréquence de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension r : $r=A_r/A_p$

Avec :

- A_r : Amplitude de la référence.
- A_p : Amplitude de la porteuse.
- Le facteur d'évaluation des performances est le facteur THD (facteur de distorsion totale des harmoniques) de la tension de sortie, défini par le rapport de la somme efficace des harmoniques de tension à la valeur de la somme efficace du fondamental et des harmoniques de la tension

Cette stratégie de modulation a besoin de plusieurs porteuses triangulaires comparées de manière continue à la même tension de référence pour générer les impulsions, focalisant ainsi chaque porteuse à un niveau de tension en fonction du nombre de niveaux produits par le convertisseur. Cette méthode est connue sous le nom de « level-shifted pulse width modulation LS-PWM ». En outre, les porteuses sont classées comme en phase « PD - MLI », en opposition de phase alternée (APOD) ou en opposition de phase « POD-MLI ». Selon les dispositions des porteuses, ces possibilités sont illustrées par les figures suivantes.

Pour un convertisseur de N niveaux, l'indice de modulation m est défini comme suit:

$$m = \frac{f_p}{f_r} \text{ avec : } f_p \text{ est la fréquence des porteuses et } f_r \text{ est la fréquence de la référence.}$$

Les procédés de modulation, les plus utilisées sont :

- PD : Phase Dispositions
- POD : Phase Opposite Disposition
- APOD : Alternative Phase Opposite Disposition
- **Phase dispositions (PD PWM)**

La méthode PD PWM est la plus utilisée, car elle donne la distorsion harmonique la plus réduite par rapport aux deux autres. Dans cette disposition, les porteurs ont la même phase (Figure 2.11)

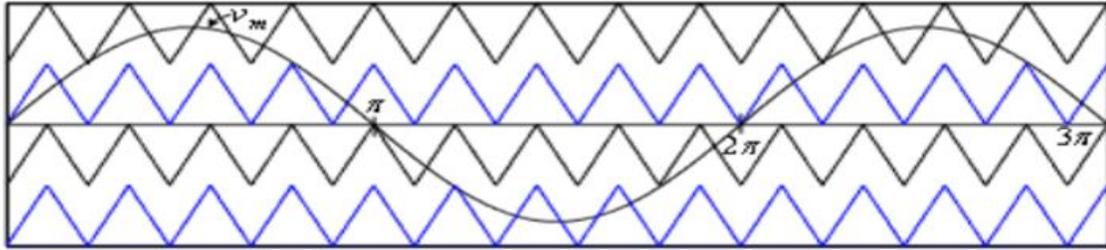


Figure 2.11 : Arrangement des porteuses avec phase disposition

➤ **DISPOSITIONS (POD PWM)**

La différence entre les techniques de disposition POD et PD est que les porteurs au-dessus de zéro sont déphasés de 180° avec ceux en dessous [11]. (Figure 2.12).

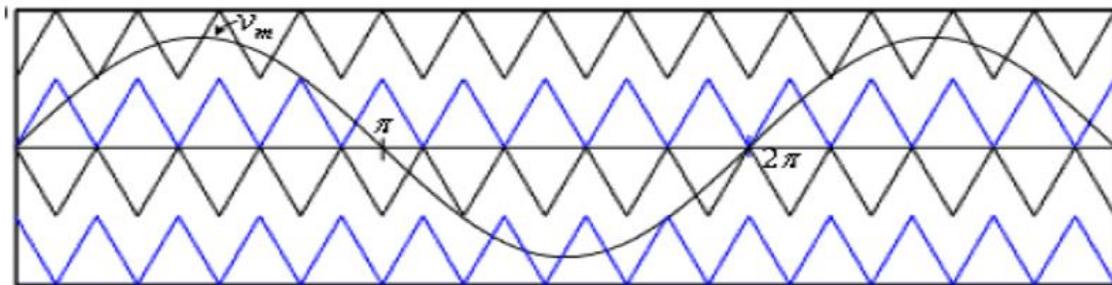


Figure 2.12 : Arrangement des porteuses avec phase opposite disposition

➤ **DISPOSITIONS (APOD PWM)**

Cette méthode de modulation est très différente des deux précédentes. Les porteuses sont alternativement déphasées (Figure 2.13).

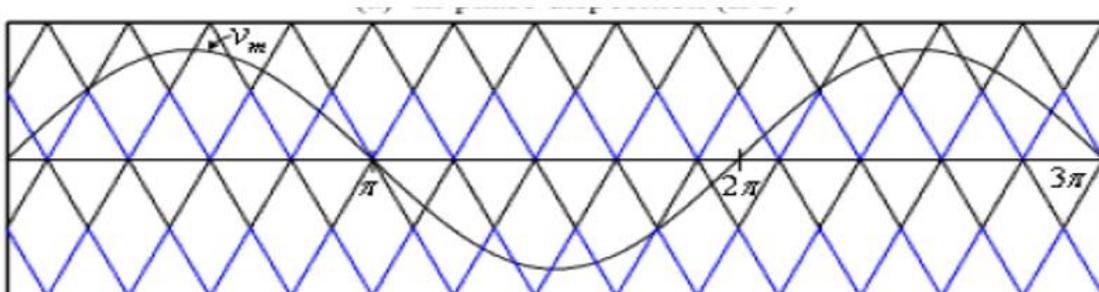


Figure 2.13 : Arrangement des porteuses avec Alternative phase opposite disposition

Cette commande de modulation largeur d'impulsions peut être utilisée pour toute topologie de convertisseur multiniveaux, car chaque porteuse peut immédiatement être liée à la commande de chaque semi-conducteur de puissance.

2.5. La modulation sinusoïdale unipolaire

Le signal de référence étant sinusoïdal, l'on acquiert à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un aspect d'impulsion de largeur variable Figure 2.14.

Les instants de commutations sont déterminés par l'intersection entre la porteuse et le signal de référence la modulante.

Ce type de commande est largement utilisé dans les applications industrielles, car elle est très efficace pour la neutralisation des harmoniques.

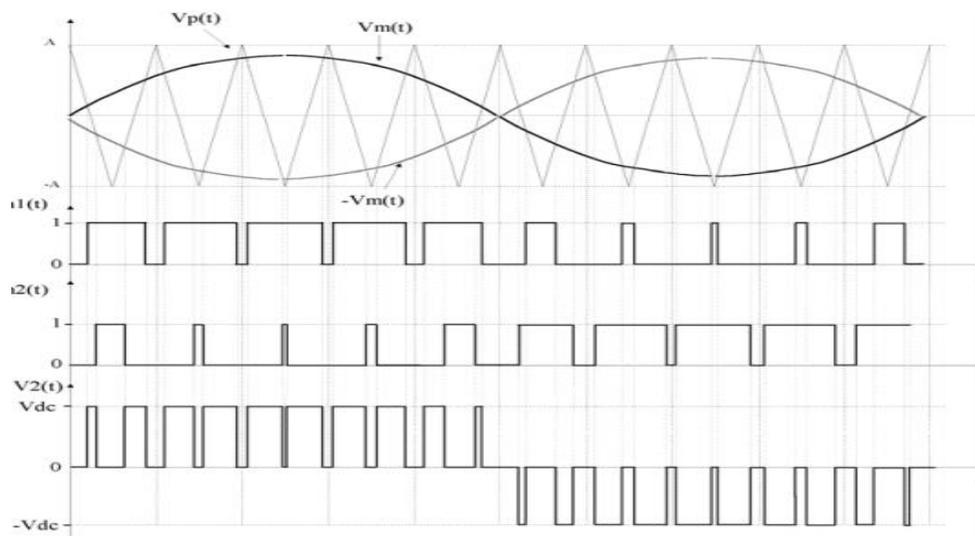


Figure 2.14 : MLI sinusoïdal unipolaire

2.6. La modulation sinusoïdale bipolaire

Le principe de cette technique reste le même que celui de la modulation unipolaire sauf que dans la modulation bipolaire la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (Figure 2.15).

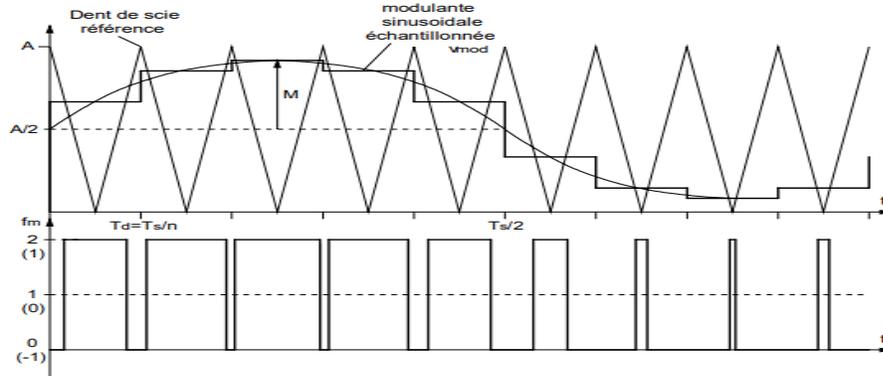


Figure 2.15 : La modulation avec porteuse bidirectionnelle

2.7. La modulation multiple linéaire

Dans cette technique, l'on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est exprimée sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales Figure 2.16.

Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi - période. [11].

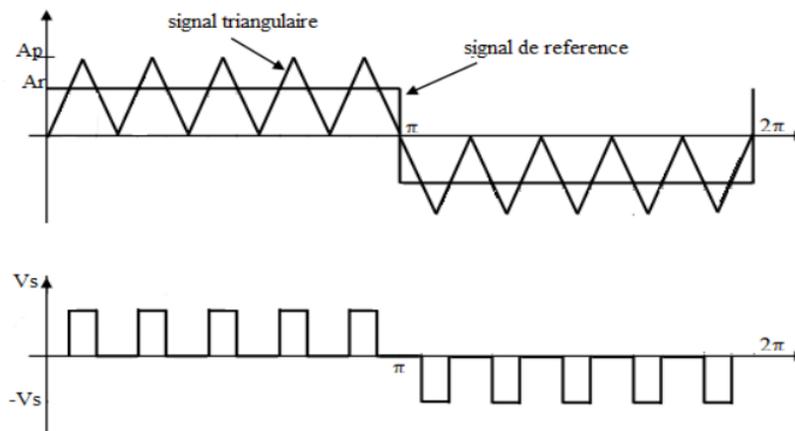


Figure 2.16 : La modulation de largeur d'impulsions linéaire

2.8. Commande MLI (triphase)

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsion triphasée, au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un unique créneau rectangulaire, celle-ci est réalisée avec

plusieurs créneaux de largeur adaptée. La représentation de l'onduleur reste la même (figure 2.17) ; c'est la commande qui est modifiée.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont donnés par les intersections de signal de référence avec la porteuse.

Un générateur d'onde génère l'onde triangulaire aux trois phases avec une porteuse commune. Par contre, la référence est distincte pour chaque phase, et les trois références sont déphasées de 120° .

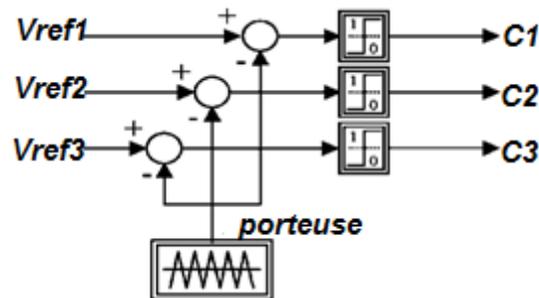


Figure 2.17 : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphasé)

Signaux de référence

Ce sont des signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° qui sont caractérisés par l'amplitude A_r et sa fréquence f .

$$\begin{aligned} a \quad V_{refA} &= A_r \sin(2\pi.f.t) \\ a \quad V_{refB} &= A_r \sin(2\pi.f.t - 2\pi/3) \\ &\text{(II.6)} \\ a \quad V_{refC} &= A_r \sin(2\pi.f.t - 4\pi/3) \end{aligned}$$

La porteuse

La porteuse triangulaire est caractérisée par l'amplitude A et la fréquence f est calculée par : $f=1/T$

$$U(t) = \begin{cases} \frac{t}{T/2} A & 0 \leq t < T/2 \\ \frac{T-t}{T-T/2} A & T/2 \leq t < T \end{cases} \quad \text{(II.7)}$$

Les intersections entre les tensions de références et la porteuse donnent les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

Il existe principalement deux types de modulation à largeur d'impulsion :

- Modulation MLI naturelle.
- Modulation MLI régulière.

Modulation naturelle

Cette technique utilise le principe général de la commande MLI qui consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence.

Il est important de noter que la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant où le basculement a lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Ceci à deux conséquences importantes :

Les centres des impulsions dans le signal MLI résultant ne sont pas équidistants.

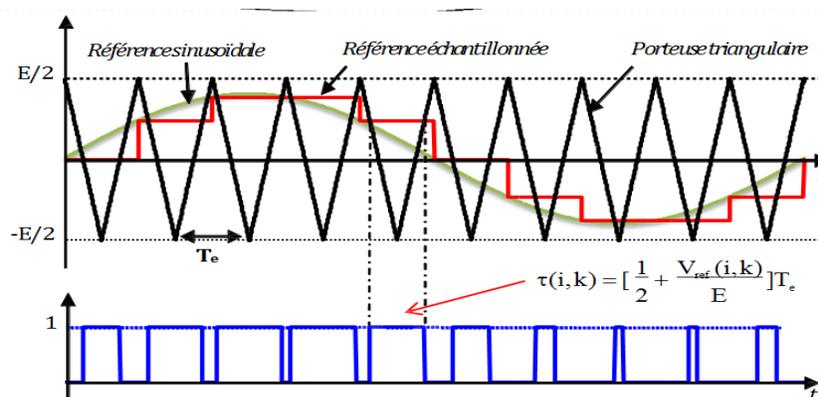
Il n'est pas possible de définir les largeurs d'impulsions en utilisant des expressions analytiques.

Modulation régulière

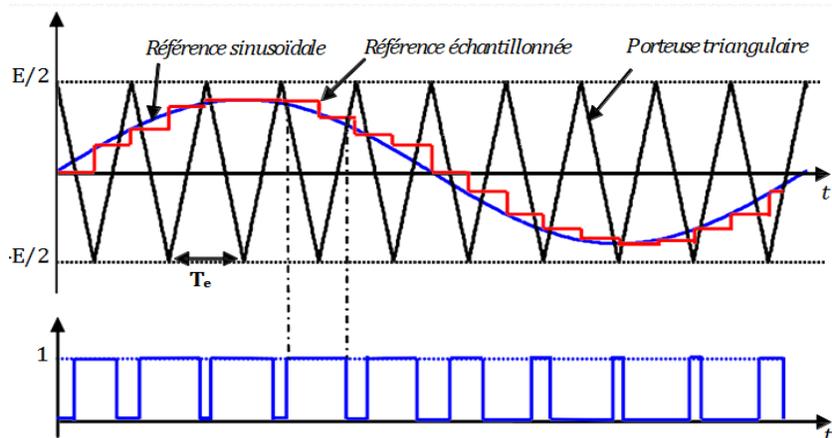
Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangle - sinusoidale consistant donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence.

Ainsi, on distingue les échantillonnages symétriques et asymétriques

- 1) Technique à échantillonnage régulier symétrique.



2) Technique à échantillonnage régulier asymétrique.



La modulation régulière présente plusieurs avantages dont les plus notables sont la maîtrise des instants de commutation et la facilité de réalisation en temps réel par les microprocesseurs.

2.9. Technique de production des commandes MLI

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisées pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi-conducteurs. Par exemple : les impulsions de commande pour thyristors et le courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux en même temps.

➤ Technique analogique

Cette technique est établie par comparaison entre une porteuse triangulaire avec le signal de référence. La comparaison est accomplie à l'aide d'un amplificateur opérationnel « Figure 2.18.)

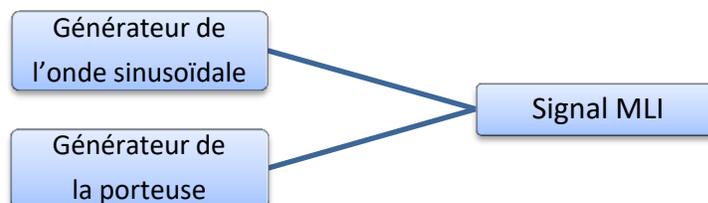


Figure 2.18 : Commande analogique

Elle est engendrée par l'utilisation des microcontrôleurs qui assurent la génération des impulsions sur la base d'un programme calculé antérieurement. Cette technique a apporté une grande amélioration en matière de simplicité et de performance du circuit de la commande (Figure II.9).



Figure 2.19 : Commande numérique

➤ **Technique hybride**

Elle consiste à combiner les deux techniques précédentes analogique et numérique. L'onde de référence est obtenue d'une manière numérique (programmer sa fonction). Par contre, l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique. La comparaison entre les deux se fait par un comparateur analogique.

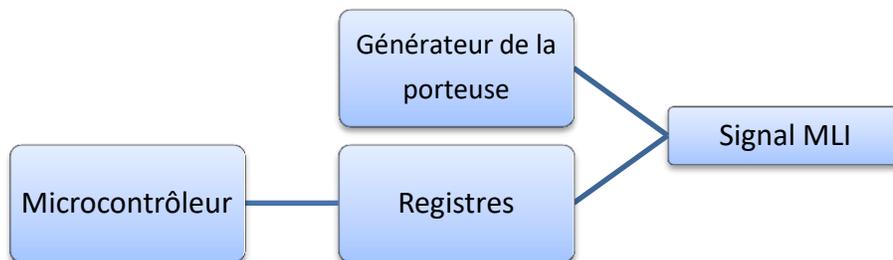


Figure 2.20 : Commande hybride

Chapitre 3

Simulation du système

Ce chapitre est dédié à l'élaboration d'une nouvelle stratégie de commande de façon à générer une tension plus proche de la forme sinusoïdale. Pour cela, différentes stratégies de modulation de largeurs d'impulsions ont été déterminées. Les techniques de commande appliquées sont simulées et leurs performances sont comparées en matière de qualité afin de réduire les harmoniques, et d'assurer une commande précise.

3. Simulation du système

3.1. Introduction

Le développement et l'évolution des convertisseurs DC/AC dans les systèmes énergétiques, ainsi que la progression de la technologie des onduleurs multiniveaux dans les applications industrielles, les systèmes d'énergie renouvelable et le contrôle de l'énergie de moyenne tension indiquent la nécessité d'améliorer les performances des convertisseurs. Ces améliorations peuvent inclure l'optimisation de la qualité de l'énergie, l'augmentation de la puissance des convertisseurs, la simplification du contrôle et les performances de différents algorithmes [1].

Dans cette perspective, de plus en plus de chercheurs se focalisent sur l'élimination des harmoniques en utilisant des fonctions de commutation précalculées afin d'améliorer le taux d'harmoniques de la sortie (THD).

Compte tenu de ces faits, il est évident que le contexte et la motivation de ce mémoire proviennent du besoin d'optimiser et de réexaminer les méthodes MLI concernant le contenu harmonique, la minimisation du temps de calcul et d'autres facteurs tels que les pertes de commutation et la capacité de filtre de sortie.

La perspective de la présente thèse est de présenter les résultats obtenus concernant « l'amélioration de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour les onduleurs multiniveaux spécifiquement les onduleurs à base des ponts en H » réalisé par l'auteur.

La plupart des résultats scientifiques obtenus ont déjà été publiés dans des articles inclus au début de cette thèse. L'objectif de cette recherche est de proposer une nouvelle méthode PWM mise en œuvre dans deux prototypes d'onduleurs de niveaux différents (7 niveaux et 15 niveaux), ainsi que leur simulation et leurs résultats pratiques.

L'objectif de cette thèse est aussi de contribuer à apporter une plus-value au domaine des techniques PWM existantes des onduleurs de puissance multiniveaux. Plus spécifiquement, nous aborderons et analyserons les avantages et les inconvénients qui peuvent apparaître dans les méthodes PWM programmées basées sur les porteuses. De plus, une méthode alternative de PWM sera proposée dans le sens d'une limitation des inconvénients des solutions existantes. En

outre, la méthode proposée peut être appliquée à la fois aux onduleurs conventionnels et aux onduleurs multiniveaux.

3.2. Les effets des harmoniques dans les systèmes électriques

Les systèmes électriques sont désignés pour fonctionner à une fréquence fondamentale de 50 Hz ou 60 Hz. Cependant, certains types de charges résistives, capacitives ou inductives produisent des courants et des tensions qui sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale [2]. Ces fréquences peuvent engendrer une forme de pollution électrique et sont connues sous le nom d'harmoniques qui affectent les autres clients du réseau.

Les paramètres qui caractérisent les systèmes électriques sont les suivants :

- La fréquence,
- L'amplitude des trois tensions,
- La forme d'onde de sortie qui réclame d'être la plus proche d'une sinusoïde,
- La symétrie du système triphasé.

La qualité de la tension peut être affectée, soit du fait qu'elle est liée à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts s'expriment sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs paramètres cités précédemment. Donc, nous faisons face à quatre possibilités de perturbations :

1. *Perturbations de la fréquence*

Elles sont rares et ne sont observées que lors des problèmes inhabituels. Par exemple : certaines anomalies graves du réseau au niveau de la production ou du transport.

2. *Perturbations de l'amplitude*

Des variations rapides de tension ou de creux de tension se montrent souvent sous forme d'un coup brusque. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins fréquents, de forme régulière ou non.

3. *Perturbations sur la forme d'onde*

Cette onde devient alors non sinusoïdale, et peut-être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, soit associée à des harmoniques de fréquence multiple de 50 Hz, soit parfois à des ondes de fréquence quelconque.

4. Perturbations sur la symétrie du système

La dissymétrie du système triphasé s'appelle le déséquilibre.

Les tensions et les courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés. Les perturbations de tension comme les creux, les déséquilibres et les harmoniques de tension trouvent généralement leurs origines dans le réseau électrique lui-même, mais parfois également dans les charges.

Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés. Les courants harmoniques ont divers effets négatifs [3]. :

- L'augmentation des pertes,
- L'augmentation du bruit,
- Les interférences et le couple vibratoire.

Les vibrations ainsi que l'échauffement des composants ont des effets à terme dus à la fatigue mécanique. Au niveau des machines et des transformateurs, des pertes additionnelles apparaissent par la présence des courants de Foucault et des champs tournants harmoniques. Ainsi pour les câbles et les équipements, la présence des harmoniques engendre une élévation de la température, qui implique des pertes supplémentaires dues à l'augmentation de la valeur efficace du courant.

Donc ces types de perturbation ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent aller de l'échauffement ou l'arrêt jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

Il est donc évident que ces harmoniques indésirables constituent un problème important qui doit être résolu. Dans cette thèse, le problème des harmoniques sera abordé sous l'angle des convertisseurs et des onduleurs de source de tension.

3.3. Facteur de distorsion harmonique

La représentation d'harmonique a été introduite au début du XIXe siècle par Fourier ; elle confirme que tout signal périodique non sinusoïdal peut être substitué par une somme de sinusoïdes de fréquences discrètes [4]. (Équation 1).

$$i(t) = I_0 + \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cos(\omega_h t + \varphi_h) \quad (\text{III.1})$$

I_0 est la composante zéro de la série de Fourier dite composante continue,

La première de rang 1 ($h=1$) est appelée composante fondamentale.

Pour les systèmes connectés à un réseau électrique, la fréquence de la composante fondamentale est définie comme 50 Hz au Maroc, Europe et 60 Hz aux États-Unis.

La fréquence peut être variable comme pour le réseau d'aéronautique. Alors le reste des composants de la série de Fourier est nommé comme harmoniques de rang h.

La figure 3.1 illustre l'allure d'un courant contenant un harmonique de rang 3.

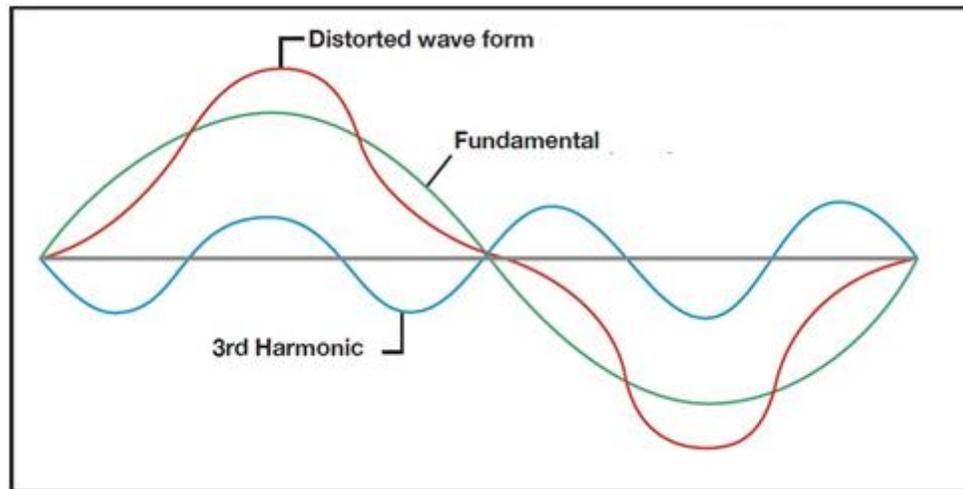


Figure : 3,1 : Exemple d'harmonique

➤ Série de Fourier

L'étude des signaux sinusoïdaux est essentielle, car le théorème de Fourier, dont les hypothèses (fonction bornée, nombre fini de discontinuités sur une période) sont toujours vérifiées pour les signaux rencontrés en physique, permet de décomposer tout signal périodique en une somme de signaux sinusoïdaux.

Toute fonction réelle (t) périodique, de fréquence f, peut s'écrire sous la forme d'une somme infinie de fonctions sinusoïdales (série trigonométrique)

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [a_n \cos(nwt) + b_n \sin(nwt)] \text{ avec } w = 2\pi f \quad (\text{III.2})$$

La constante a_0 représente la valeur moyenne du signal $S(t)$; on l'appelle la constante continue du signal périodique.

Les coefficients a_n et b_n sont réels et peuvent être calculés à partir des expressions suivantes :

$$\begin{cases} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos(n\omega t) dt \text{ et } b_n = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

D'après l'équation (III.3),

La fréquence $f_1 = f$ correspond à la fréquence de l'harmonique du rang 1 ($n = 1$) ou la fréquence du fondamental.

La fréquence $f_n = nf_1$ correspond à la fréquence de l'harmonique d'ordre n .

Si une fonction périodique contient des symétries, le calcul des coefficients de Fourier peut être simplifié. Par exemple, une fonction périodique pourrait avoir une symétrie impaire. Dont la fonction impaire est définie par l'équation

$$f(t) = -f(-t)$$

Pour les fonctions périodiques avec une symétrie impaire, les équations déterminant les coefficients de Fourier peuvent être simplifiées par les formules suivantes :

$$\begin{aligned} a_0 &= 0 \\ a_n &= 0 \text{ « quel que soit } n \text{ »} \\ b_n &= \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(2\pi f t) dt \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Application aux onduleurs pont H en cascade

Afin de supprimer certaines harmoniques d'un signal, les équations harmoniques seront écrites en fonction des angles de commutation d'onduleur du pont H multiniveaux.

Avant de prévoir les coefficients de Fourier correspondant à ce fonctionnement périodique particulier, nous devons examiner si la fonction possède une symétrie. Pour l'onduleur à pont en H en cascade, la fonction de sortie est périodique et possède une symétrie d'un quart de période ; par ailleurs, elle est impaire. Donc puisque la sortie de l'onduleur est impaire et possède une certaine symétrie, les équations simplifiées de Fourier (III.4) peuvent être employées. Nous remarquons concernant ces équations que seulement les harmoniques impaires de sinus peuvent être différentes de zéro.

Si on prend $\omega t = 2\pi f_1 t$, l'équation deviendra.

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f\left(\frac{\omega t}{2\pi f_1}\right) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{III.5})$$

Utilisant la sortie de l'onduleur à 7 niveaux illustrée par la Figure 3,2 suivante

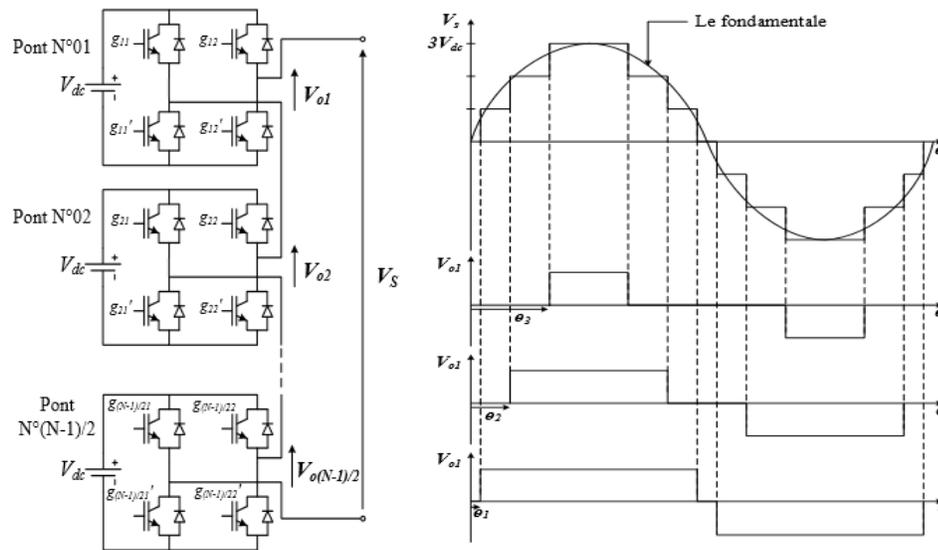


Figure 3.2 : Formes d'onde pour un onduleur à 7 niveaux

Nous avons donc l'équation :

(III.6)

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \frac{4}{\pi} E \sin(n\omega t) d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\theta_2}^{\theta_3} \frac{4}{\pi} 2E \sin(n\omega t) d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\theta_3}^{\pi/2} \frac{4}{\pi} 3E \sin(n\omega t) d(\omega t)$$

Avec :

θ_1 , θ_2 et θ_3 sont les angles de commutation et

E est la tension d'entrée de chaque pont H .

En développant l'équation, on obtient:

$$b_n = -\frac{4}{\pi} E [\cos(n\omega t)]_{\theta_1}^{\theta_2} + -\frac{4}{\pi} (2E) [\cos(n\omega t)]_{\theta_1}^{\theta_2} + -\frac{4}{\pi} (3E) [\cos(n\omega t)]_{\theta_1}^{\theta_2}$$

$$b_n = -\frac{4}{n\pi} E [\cos(n\theta_2) - \cos(n\theta_1)] - \frac{4}{n\pi} (2E) [\cos(n\theta_3) - \cos(n\theta_2)]$$

$$- \frac{4}{\pi n} (3E) [\cos(n\theta_4) - \cos(n\theta_3)]$$

Donc ; nous obtenons l'équation :

$$b_n = \frac{4}{\pi n} E [\cos(n\theta_1) + \cos(n\theta_2) + \cos(n\theta_3)] \quad (\text{III.7})$$

Mesure des harmoniques

La mesure de la pollution harmonique est très importante, car elle permet de définir les installations et de s'assurer une bonne qualité de l'énergie distribuée. Plusieurs paramètres

existent pour mesurer les troubles harmoniques, mais le plus courant est le taux de distorsion harmonique [5].

Afin de prendre en compte le degré d'harmoniques indésirables au cours du processus de contrôle de la tension, des coefficients de performance de base ont été développés pour mesurer la distorsion harmonique ; ainsi, de nombreux algorithmes de modulation sont apparus. La méthode consiste à comparer les éléments indésirables. C'est-à-dire la distorsion harmonique au niveau de la tension ou du courant de sortie par rapport à celle d'une onde sinusoïdale idéale [6]. Étant donné que la tension de sortie d'un convertisseur $v(t)$ est une fonction périodique de période T , la

valeur efficace (RMS) de la fonction est : $V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$

Comme $v(t)$ est périodique, il peut être représenté par des séries de Fourier :

$$v(t) = V_0 + V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos 2\omega_1 t + V_3 \cos 3\omega_1 t + \dots \quad (\text{III.8})$$

Pour acquérir le spectre de la tension de sortie (THD), on applique la transformée de Fourier rapide (FFT). Le THD est calculé à l'aide de l'équation suivante (2) :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} v_n^2}}{v_1} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

n qui est l'ordre harmonique.

V_n qui est la valeur efficace de la composante de $N_i^{\text{ème}}$ harmonique.

V_1 qui est la valeur efficace (RMS) de la composante fondamentale.

Dans ce cas, les formes d'onde de la tension de sortie et les distorsions harmoniques totales sont acquises à partir de différentes techniques de modulation multiporteuse SPWM telles que ;

1. Triangulaire
2. Trapézoïde
3. Trapèze modifié

Les résultats sont obtenus en utilisant ces techniques avec différentes dispositions sinusoïdales PD PWM, POD PWM et APOD PWM. Les résultats trouvés sont comparés avec la multiporteuse triangulaire pour évaluer la performance.

Pour comparaison, les distorsions harmoniques totales (THD) sont évaluées pour toutes les techniques de modulation et avec des fréquences variables.

3.4. Détails technologiques

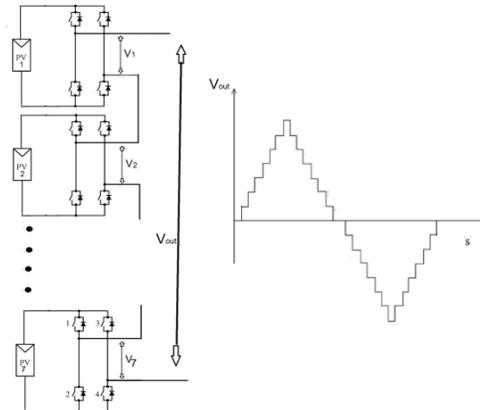


Figure 3.3 : Onduleur multiniveaux de type cascade

Ce type d'onduleur Figure 3.3 utilise plusieurs onduleurs à pont en H reliés en série pour fournir une tension de sortie sinusoïdale.

L'augmentation du nombre d'étages permet d'augmenter le nombre de niveaux à la sortie, ce qui rend la forme du signal de sortie semblable à une sinusoïde [7]. L'augmentation de ces niveaux permet de réduire les harmoniques.

3.5. Détails de la commande MLI

La commande MLI est largement utilisée pour les onduleurs multiniveaux en raison de nombreux avantages : la simplicité de sa mise en œuvre, la tension de sortie produite caractérisée par des faibles harmoniques comparés aux autres systèmes et la réduction de pertes de commutation [8].

Dans la commande MLI, un signal triangulaire de haute fréquence est comparé de manière continue à un signal de modulation pour générer les signaux de commande.

La commande MLI en outre est classée comme Phase Disposition (PD), la Phase Opposition Disposition (POD) et Alternative Phase Opposition Disposition (APOD) [9]. La figure 3.8 montre ces techniques de disposition. Chacune de ces variations est utilisée et comparée pour obtenir le meilleur rendement dans divers cas d'ensoleillement.

La technique de modulation multiporteuse peut augmenter les performances des onduleurs.

Selon ce système, différentes techniques de modulation multiporteuses sont utilisées et les performances sont analysées. La Figure 3.4 montre le dispositif de test pour analyser les performances des onduleurs à sept et quinze niveaux. Les études de simulation sont réalisées à l'aide du logiciel Matlab Simulink (R2015).

Concernant la stratégie MLI des porteuses de fréquence 1 kHz et 2 kHz sont choisis, les valeurs de THD % sont mesurées à l'aide du bloc FFT Powergui de Matlab.

Le test setup créer pour l'analyse des performances du convertisseur multiniveaux est composé de 4 parties majeures:

- (1) : La partie commande.
- (2) : La partie des sources introduites (Photovoltaïque ou batteries (DC input)).
- (3) : Les composants de l'onduleur multiniveaux.
- (4) : la sortie du convertisseur.

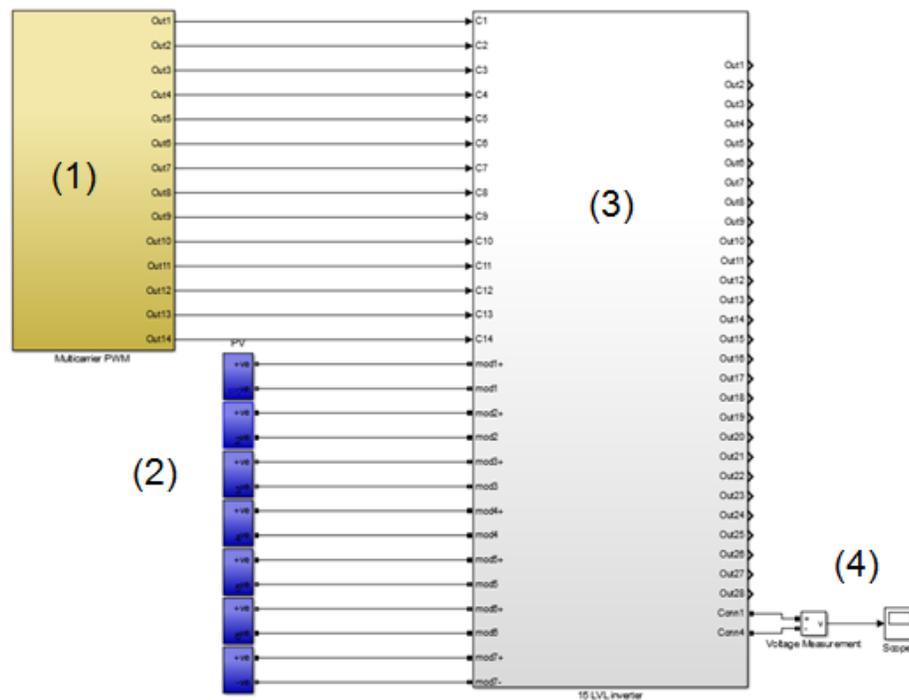


Figure 3.4 : Test Setup de l'onduleur à 15 niveaux

3.6. SIMULATION DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX (UNIPOLAR/BIPOLAR) :

Pour générer les impulsions de commande du convertisseur à trois niveaux de tensions, une porteuse triangulaire est nécessaire (Figure 3.5). Elle est ensuite comparée de manière continue aux signaux de référence ; chaque comparaison donne 0 si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, et 1 dans le cas contraire.

Résultant trois niveaux de la tension de sortie « V_s »: 0, + V_e et - V_e .

Le système unipolaire

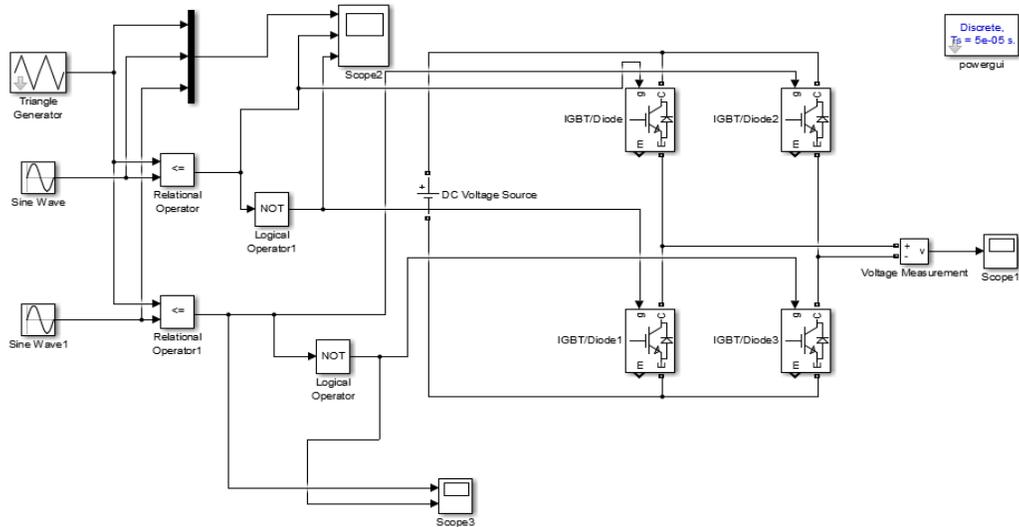


Figure 3.5 : système de conversion unipolaire

Après l'exécution de la simulation, l'on obtient les formes d'ondes exposées (ci-dessous Figures 3.6)

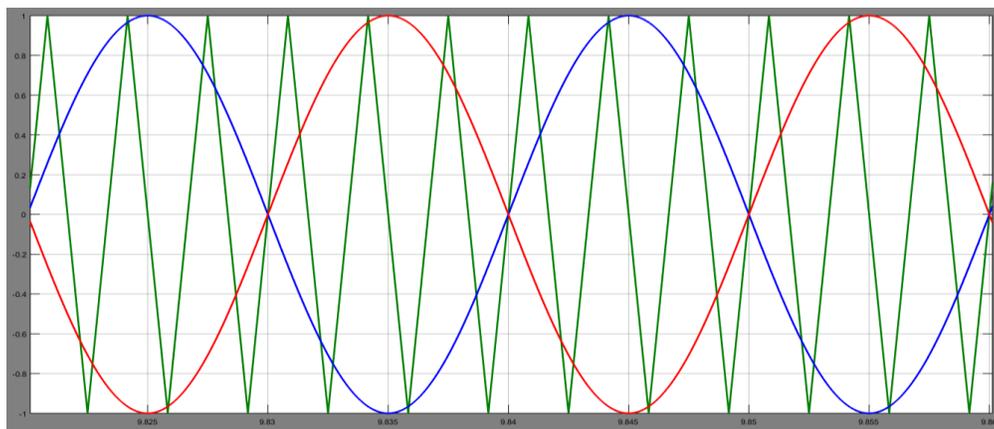


Figure 3.6 : Principe de la commande MLI pour l'onduleur trois niveaux



Figure. 3.6 : Tension de sortie du convertisseur à trois niveaux :

3.7. SIMULATION DE L'ONDULEUR SEPT NIVEAUX

Pour concevoir les impulsions de commande du convertisseur à sept niveaux de tension, six porteuses d'amplitude A_p et de fréquence f_p sont nécessaires Figure 3.7. Elles sont ensuite comparées de manière continue au signal de référence (sinusoïdale) d'amplitude A_r et de fréquence f_r . Si une des porteuses est supérieure ou égale à la référence, on obtient une impulsion de commande et 0 dans le cas contraire [10].

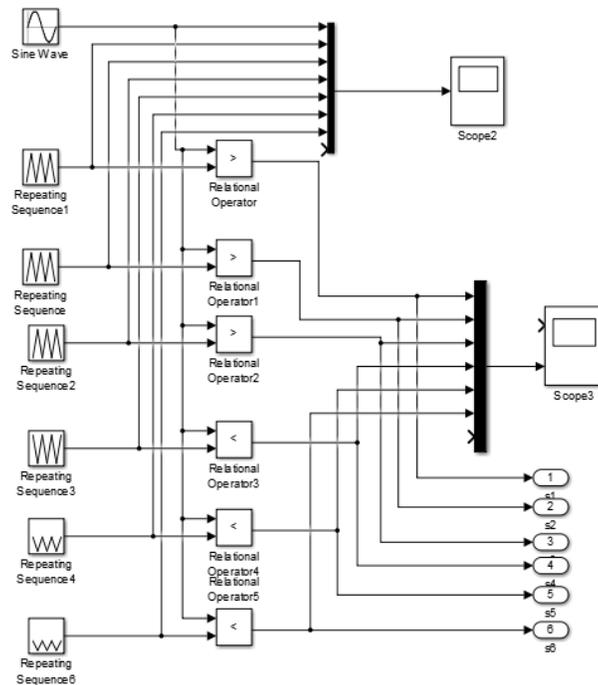


Figure 3.7 : système de commande pour un convertisseur à sept niveaux

Après l'exécution de la simulation, nous obtenons les formes d'ondes exposées ci-dessous (Figures 3.8)

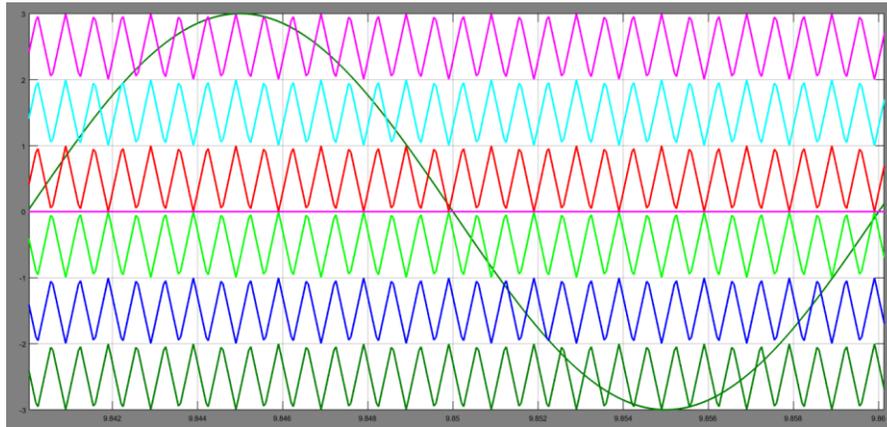


Figure 3.8 : Principe de commande PD pour un onduleur à sept niveaux

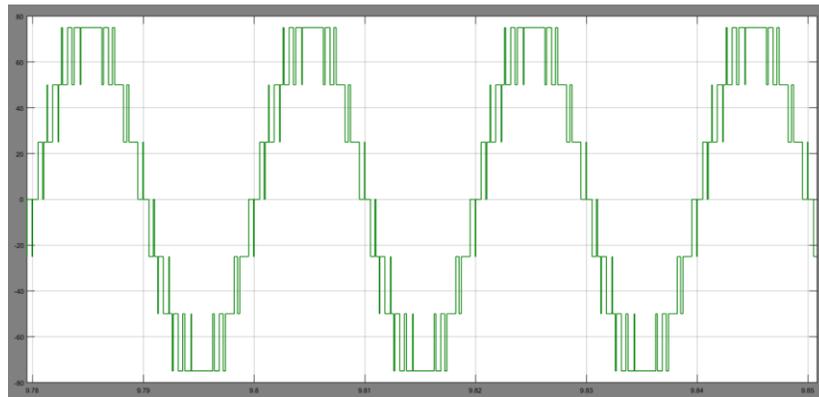


Figure 3.8 : Tension de sortie du convertisseur à sept niveaux

3.8. SIMULATION DE L'ONDULEUR QUINZE NIVEAUX

Pour concevoir les impulsions de commande du convertisseur à quinze niveaux de tension, quatorze porteuses d'amplitude A_p et de fréquence f_p sont nécessaires (Figure 3.9). Elles sont ensuite comparées au signal de référence d'amplitude A_r et de fréquence f_r .

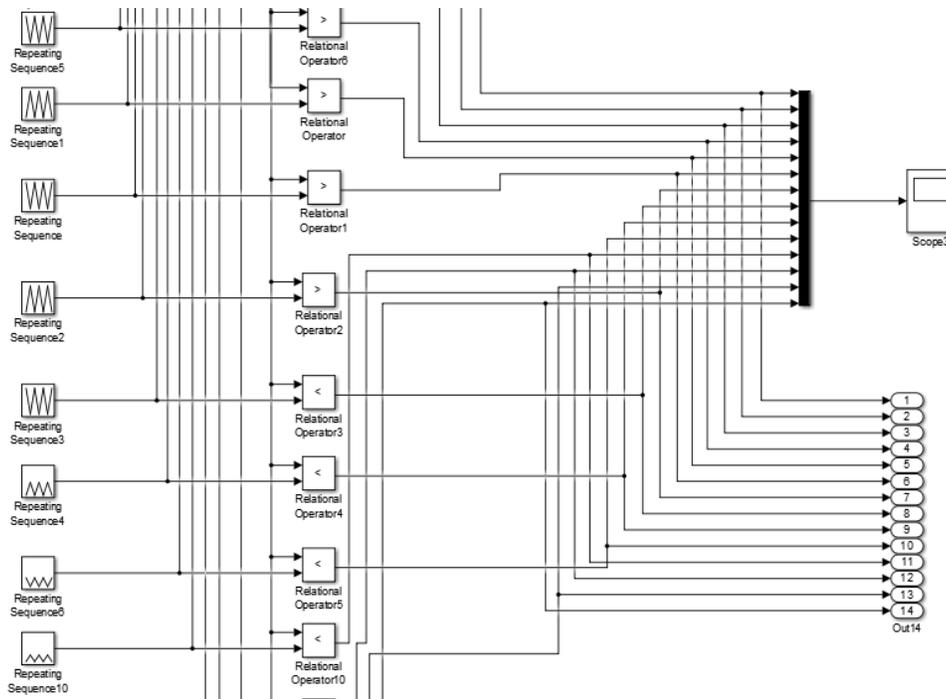


Figure 3.9 : Système de commande pour un convertisseur à 15 niveaux

Après l'exécution de la simulation, on obtient la forme d'onde exposée ci-dessous (Figure 3.10)

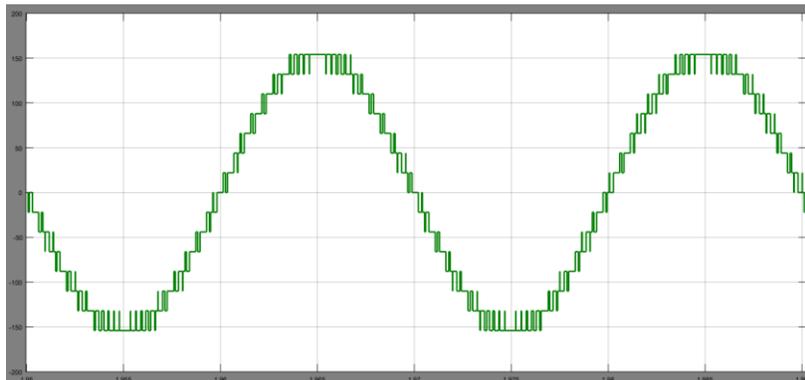


Figure 3.10 : Tension de sortie du convertisseur à quinze niveaux

3.9. RÉSULTATS DE L'ANALYSE MULTIPORTEUSE

Pour commander les onduleurs multiniveaux, on peut utiliser principalement deux techniques : la première dépend de la fréquence de commutation fondamentale et l'autre de la fréquence de commutation élevée [11].

Nous nous intéresserons à cette dernière à haute fréquence, et en particulier la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM), car elle est simple, facile à mettre en œuvre et largement utilisée.

Notons qu'une nouvelle méthode de (SPWM) est proposée pour réduire les harmoniques du signal de sortie, avec des porteuses modifiées.

Les formes d'onde de la tension de sortie et les distorsions harmoniques sont obtenues par différentes techniques de modulation d'impulsion multiporteuse ; cette simulation est réalisée à l'aide de Matlab/Simulink.

Les résultats sont obtenus en utilisant des techniques à base de porteuse triangulaires, trapézoïdales et modifiées. Ces techniques sont mises en œuvre avec différentes dispositions sinusoïdales PD PWM, POD PWM et APOD PWM.

3.5.1 Analyse des THD du système 15 niveaux

➤ À base de porteuses triangulaires

Un onduleur pont H en cascade «C-HB» à N-Niveaux utilisant un système de modulations multiporteuses requises (N - 1) porteuses triangulaires, possédant toute la même fréquence et même amplitude. Les porteuses triangulaires sont disposées verticalement. L'indice de modulation est donné par $m = f_p/f_r$, alors que l'indice de réglage est défini par :

$$m_r = \frac{V_{ref}}{V_p(N-1)} \text{ avec } 0 \leq m_r \leq 1 \quad (\text{III.10})$$

Avec

V_{ref} est l'amplitude de la modulante ou le signal de référence

V_p est l'amplitude de chaque onde porteuse.

Les Figures 3.12 illustrent trois systèmes de modulations multiporteuses SPWM pour un onduleur CHB à 15 niveaux à base des porteuses triangulaires :

(a) Disposition en phase (PD PWM phase disposition) où toutes les porteuses sont en phase,

(b) Disposition opposée alternative de phase (APOD PWM) où toutes les porteuses sont alternativement disposées en opposé.

(c) disposition en opposé de phase (POD) où toutes les porteuses de haut de zéro de la référence sont en phase, mais en opposé avec celles en bas de zéros de référence.

Pour ce qui suit, le système de modulation PD-PWM sera discuté dans les analyses THD puisqu' il assure le meilleur indice harmonique de tous les trois systèmes de modulation.

Le principe de la modulation PD-PWM pour un onduleur CHB à 15-niveaux fonctionnant sous les conditions suivantes : $m = 20$, $m_r = 1$, $f_{ref} = 50\text{Hz}$ et $f_p = f_{ref} \times m = 2000\text{Hz}$.

En premier temps on utilise des signaux triangulaires à haute fréquence « 2 KHZ » comme porteurs Figure 3.11 et les compare constamment à un signal sinusoïdal pour générer les impulsions.

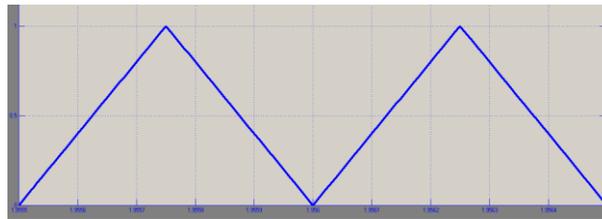
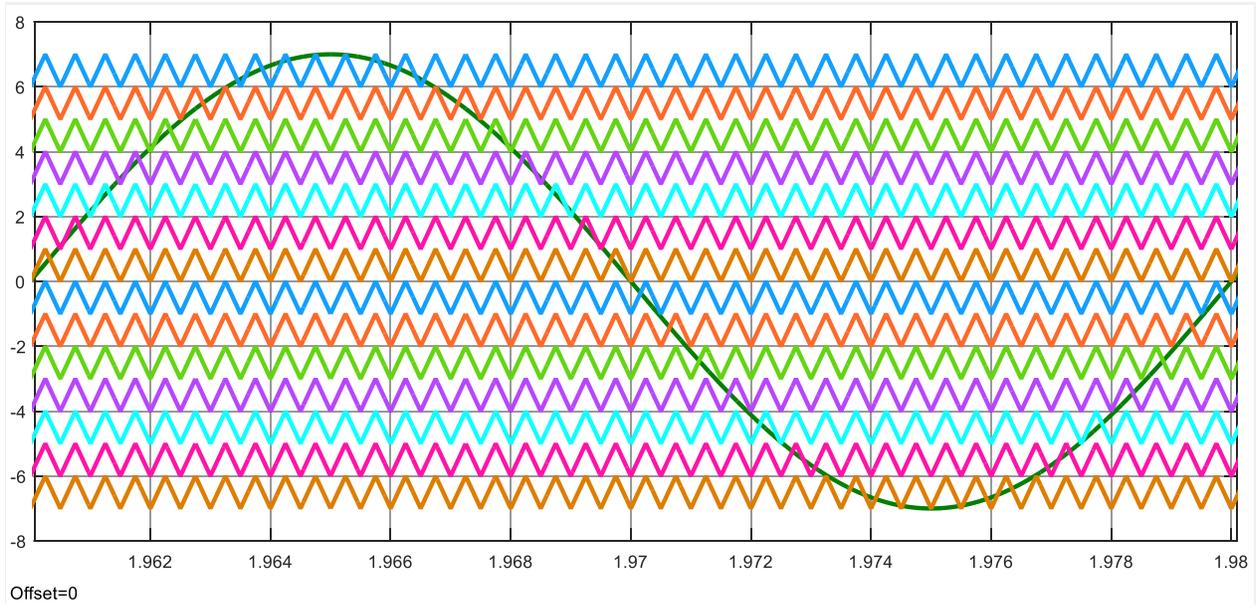


Figure 3.11 : Forme de la porteuse triangulaire

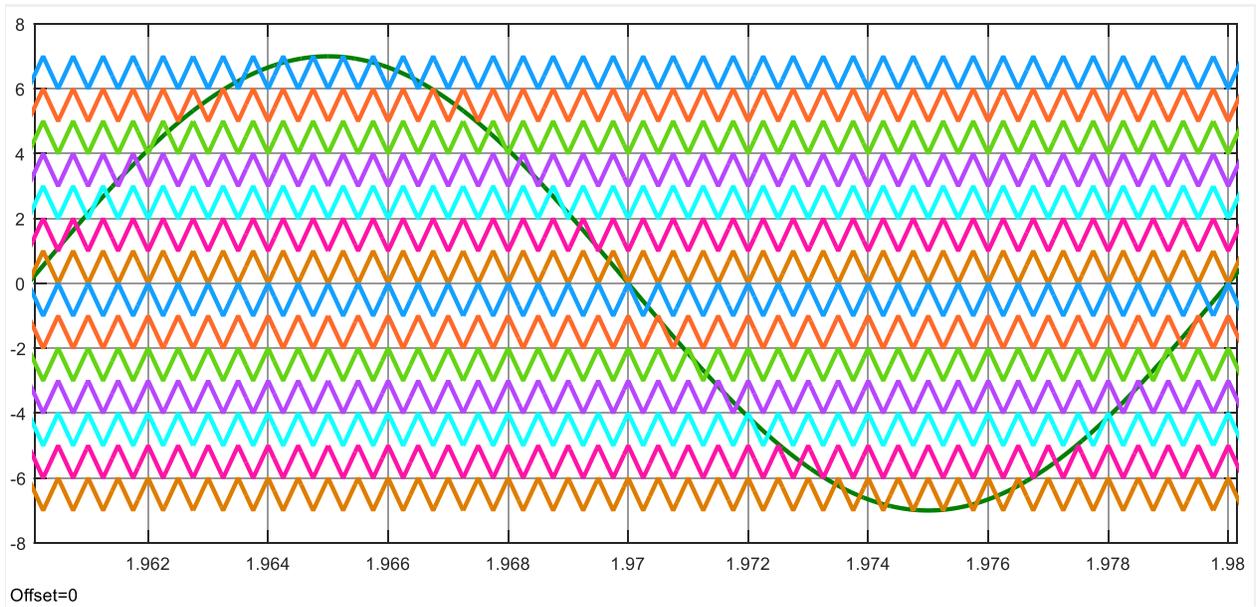
L'équation de la porteuse triangulaire intégrée dans le DSP:

$$U(t) = \begin{cases} \frac{t}{T/2} A & 0 \leq t < T/2 \\ \frac{T-t}{T-T/2} A & T/2 \leq t < T \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

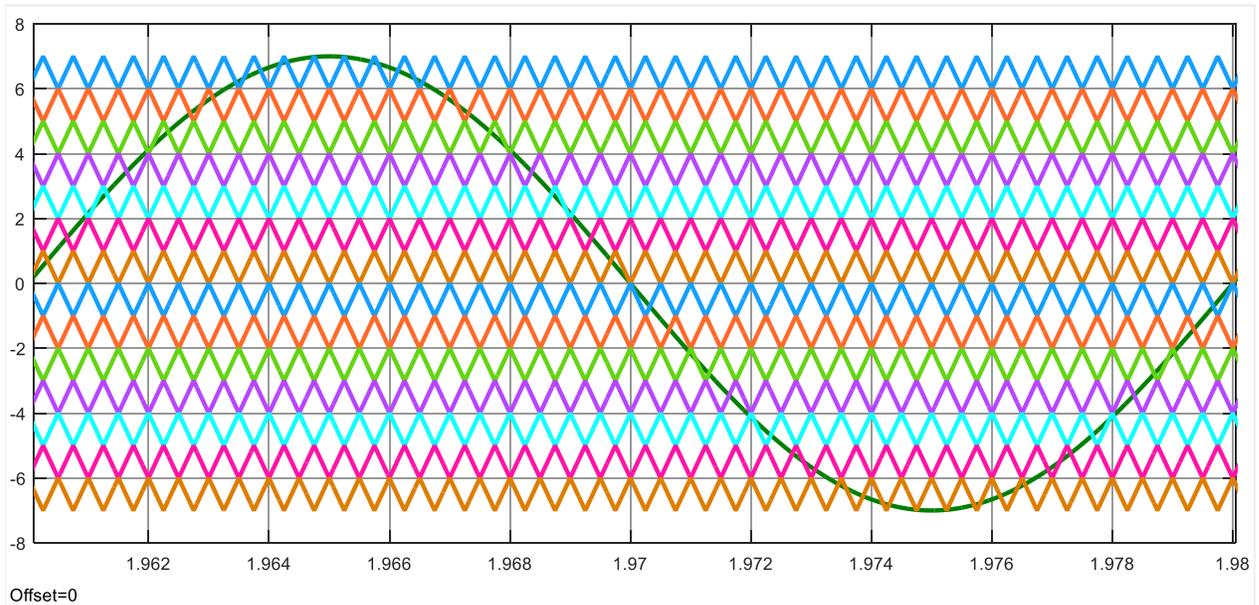
À est l'amplitude du signal et T est la période



Disposition en phase (PD PWM)



Disposition en opposé de phase (POD PWM)



Disposition opposée alternative de phase (APOD PWM)

Figures 3.12: Les systèmes de modulation multiporteuse de 2 kHz de fréquence

La tension de sortie V_s de l'onduleur est formée de 15 niveaux de tension. Dans ce type de modulation, la fréquence de commutation des dispositifs des interrupteurs de puissance est égale à la fréquence de la porteuse. Toutefois, cette relation n'est pas toujours vérifiée. Par exemple, avec une porteuse de fréquence de 2000 Hz (Figure 2,9), la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance d'un pont H est obtenue par le nombre d'impulsions d'un cycle multiplié par la fréquence de la référence 50 Hz. Par ailleurs, la fréquence de commutation des commutateurs n'est pas la même dans les différents ponts.

Le tableau 3.1 ci-après illustre les résultats des analyses harmoniques d'un onduleur 15-niveaux fonctionnant sous les conditions suivantes :

- **Première configuration**

$m = 20$, $m_r = 1$, $f_{ref} = 50$ Hz et $f_p = f_{ref} \times m = 1000$ Hz

- **Deuxième configuration**

Cas 2: : $m = 20$, $m_r = 1$, $f_{ref} = 50$ Hz et $f_p = f_{ref} \times m = 2000$ Hz.

Bien que la fréquence des porteuses 2kHz semble élevée pour une grande puissance, la fréquence moyenne de commutation des dispositifs de commutation est inférieure à cette valeur. Les tensions de sortie des ponts H (V_{H1} , V_{H2} , V_{H3} , V_{H4} , V_{H5} , V_{H6} et V_{H7}) sont toutes différentes, ce qui implique que les MOSFET's marchent à des fréquences de commutation différentes. La forme d'onde de la tension produite par la modulation SPWM, la tension de sortie V_s de l'onduleur est composée de 15-niveaux de tension Figure 3.10.

Les THD (la distorsion harmonique) sont analysés pour différentes fréquences et avec différentes dispositions (voir Tableau 3.1 ci-dessous.)

Dispositions / Fréquences	PD (%THD)	POD (%THD)	APOD (%THD)
1 kHz	8,27 %	8,28 %	9,45 %
2 kHz	7,87 %	8,68 %	8,14 %

Table 3.1 : Analyse THD avec porteuse triangulaire

Ce tableau 3.1 confirme que les meilleures performances pour la commande à base des porteuses triangulaires sont obtenues en utilisant une disposition de phase (PD) et avec une fréquence de 2 kHz.

La Figure 3.13 représente la forme d'onde de tension et son contenu harmonique pour un onduleur CHB 15-niveaux utilisant la technique de modulation PD PWM ($m = 20$, $m_r = 1$, $f_{ref} = 50\text{Hz}$ et $f_p = f_{ref} \times m = 2000\text{Hz}$).

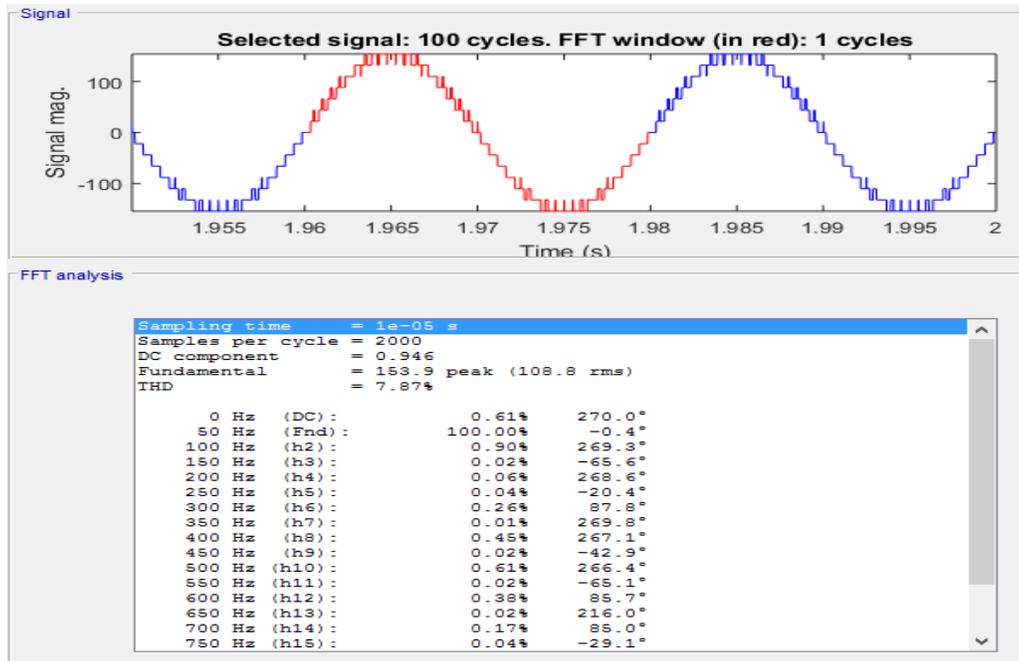


Figure 3.13 : Spectre harmonique de la tension à base de porteuses triangulaires

Le **Tableau. 3.2** Valeurs des harmoniques de la tension de sortie d'un onduleur à 15 niveaux.

Harmonique	Fréquence (Hz)	V (%)
Fondamental	50	100,00 %
H2	100	0,90 %
H3	150	0,02 %
H4	200	0,06 %
H5	250	0,04 %
H6	300	0,26 %
H7	350	0,01 %
H8	400	0,45 %
H9	450	0,02 %
H10	500	0,61 %
H11	550	0,02 %
H12	600	0,38 %
H13	650	0,02 %
H14	700	0,17 %
H15	750	0,04 %
H16	800	0,57 %
H17	850	0,07 %
H18	900	0,07 %
H19	950	0,04 %
THD (%)		7.87%

Table 3.2 : Valeurs des harmoniques de la tension de sortie

➤ À base de porteuses trapézoïdales

Les porteuses trapézoïdales sont une combinaison de deux formes d'ondes triangulaires dans la partie supérieure et trapézoïdale dans la partie inférieure (Figure 3.14). Cette technique de commande donne de meilleures performances harmoniques [4]. Le temps entre 0 et T est divisé de manière égale.

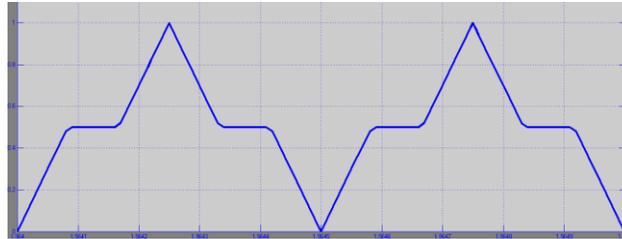
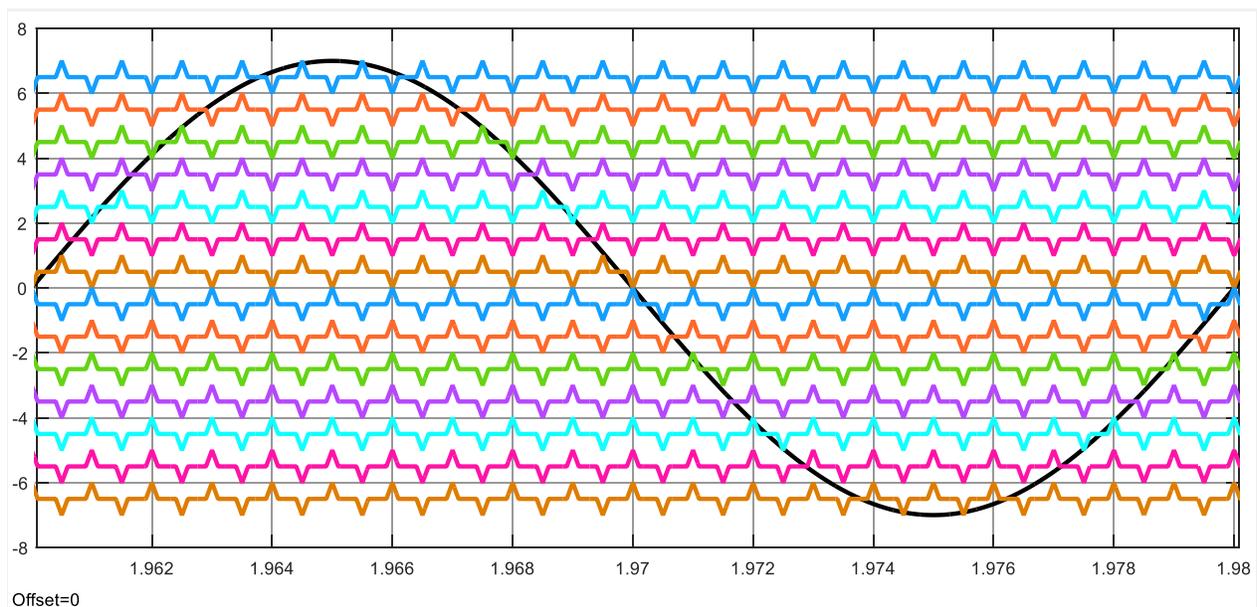


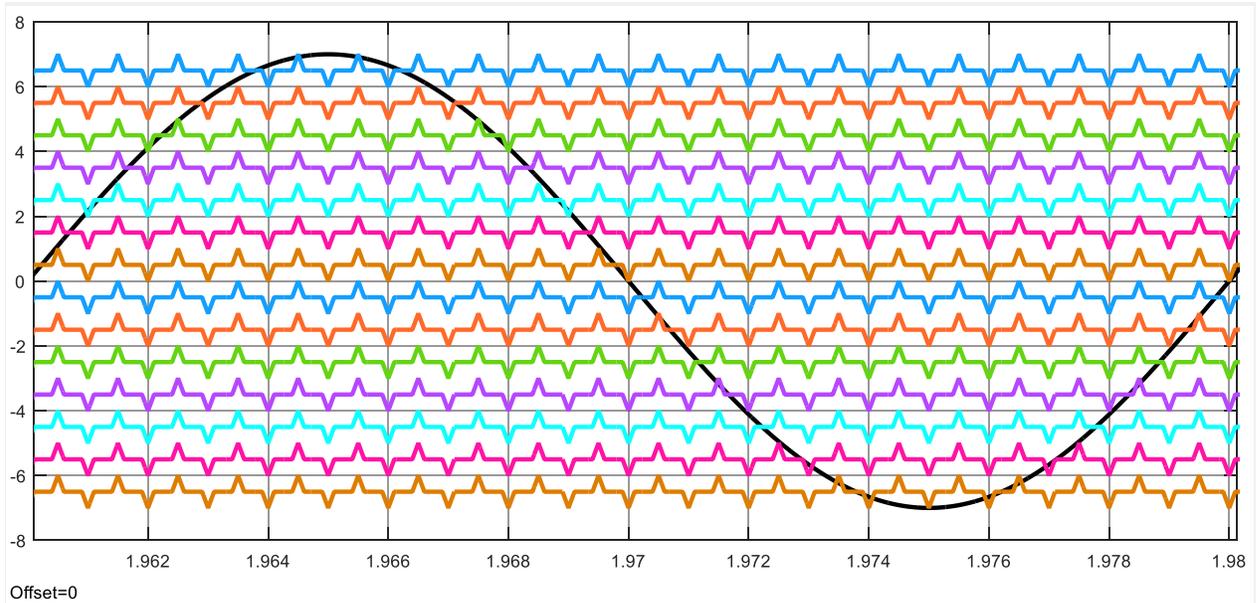
Figure 3.14 : Forme d'onde d'une porteuse trapézoïdale

Après modification des porteuses, on obtient la forme de commande exposée ci-dessous (Figure 3.12.)

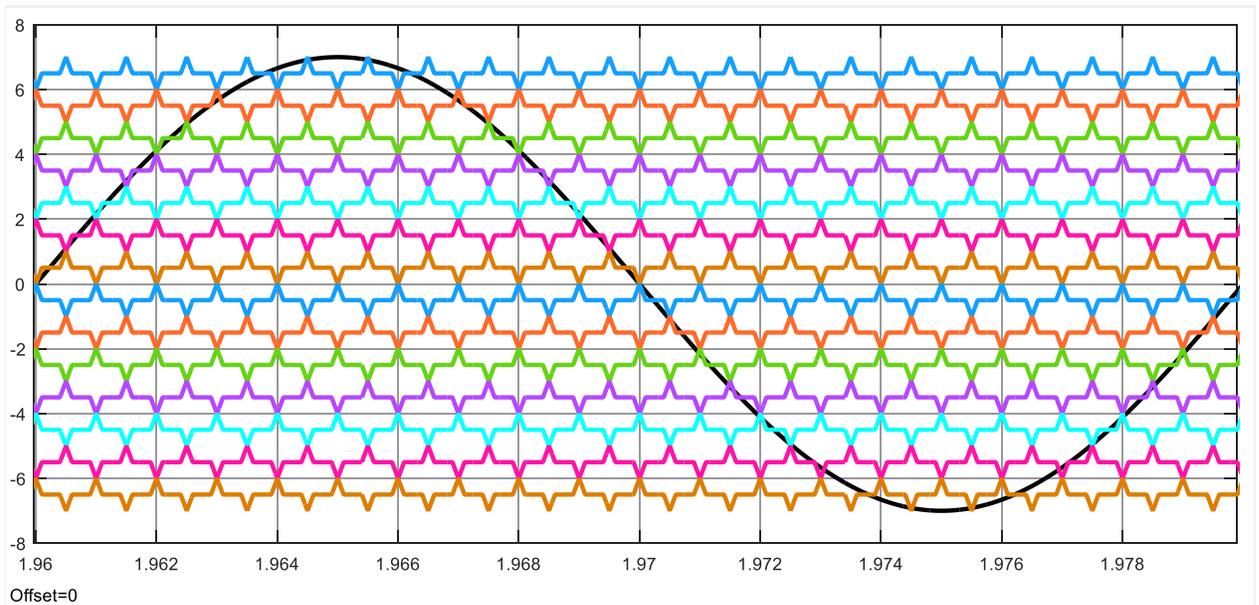
Les Figures 3.15 montrent les trois systèmes de modulations multi-porteuses à base des porteuses trapézoïdales:



Disposition en opposé de phase (POD PWM)



Disposition en phase (PD PWM)



Disposition opposée alternative de phase (APOD PWM)

Figure 3.15: Les systèmes de modulation multiporteuse trapézoïdale de 1 kHz de fréquence

L'équation de la porteuse trapézoïdale intégrée dans le DSP:

$$U(t) = \begin{cases} \frac{6t}{T} \left(\frac{A}{2}\right) & 0 \leq t < T/6 \\ A/2 & T/6 \leq t < 2T/6 \\ \frac{t-T/6}{3T/6-2T/6} \left(\frac{A}{2}\right) + A/2 & 2T/6 \leq t < 3T/6 \\ \frac{4T/6-t}{4T/6-3T/6} \left(\frac{A}{2}\right) + A/2 & 3T/6 \leq t < 4T/6 \\ A/2 & 4T/6 \leq t < 5T/6 \\ \frac{T-t}{T-5T/6} \left(\frac{A}{2}\right) & 5T/6 \leq t < T \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Les THD sont analysés, l'indice de fréquence et l'indice d'amplitude sont les mêmes que pour les porteuses triangulaires.

Le tableau 3.3 suivant représente les résultats de la simulation pour les différentes configurations:

- **Première configuration**

$m = 20, m_r = 1, f_{ref} = 50\text{Hz}$ et $f_p = f_{ref} \times m = 1000\text{Hz}$

- **Deuxième configuration**

Cas 2: $m = 20, m_r = 1, f_{ref} = 50\text{Hz}$ et $f_p = f_{ref} \times m = 2000\text{Hz}$.

Dispositions / Fréquences	TPD (%THD)	TPOD (%THD)	TAPOD (%THD)
1 kHz	7,45 %	7,88 %	8,25 %
2 kHz	7,24 %	7,82 %	7,44 %

Table 3.3 : Analyse THD avec porteuses trapézoïdales

Les résultats obtenus confirment que la meilleure performance pour la commande à base de porteuses trapézoïdales est lorsqu'on utilise la phase disposition (PD) avec une fréquence de 2 kHz et on obtient une réduction de 0,63 % d'harmonique en comparaison avec la commande basée sur des porteuses triangulaires.

La forme d'onde de tension et son contenu harmonique sont disposés sur la Figure 3.10 l'analyse est faite sur la technique PD PWM trapézoïde avec les paramètres suivants ($m = 20, m_r = 1, f_{ref} = 50\text{Hz}$ et $f_p = f_{ref} \times m = 2000\text{Hz}$).

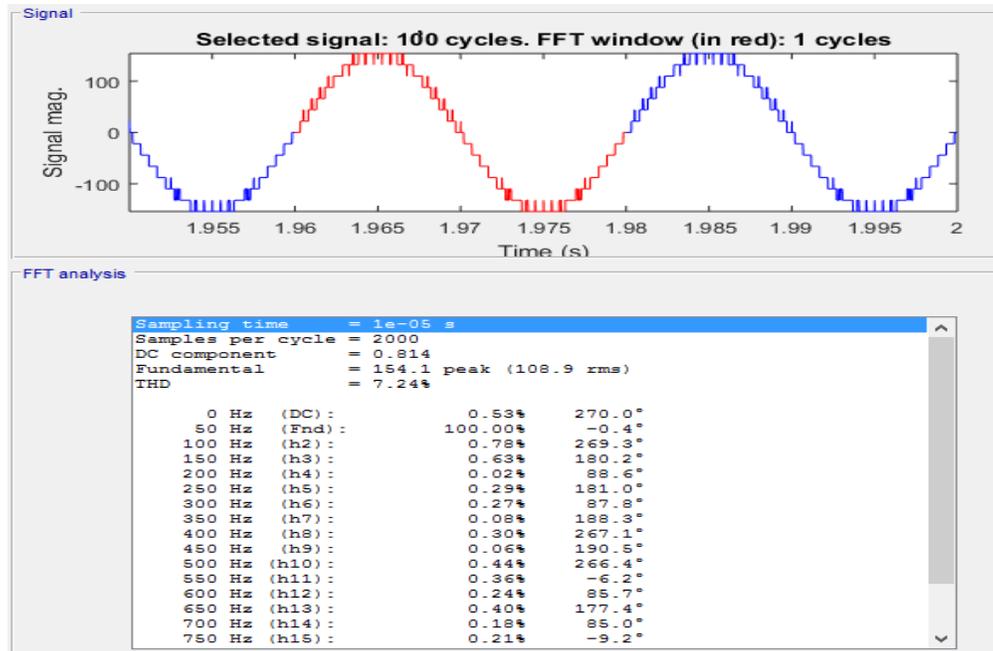


Figure 3.13 : Spectre harmonique de la tension à base de porteuses trapézoïdales

Le Tableau. 3.4 Valeurs des harmoniques de la tension à base des porteuses trapézoïdales.

Harmonique	Fréquence (Hz)	V (%)
Fondamental	50	100,00 %
H2	100	0,78 %
H3	150	0,63 %
H4	200	0,02 %
H5	250	0,29 %
H6	300	0,27 %
H7	350	0,08 %
H8	400	0,30 %
H9	450	0,06 %
H10	500	0,44 %
H11	550	0,36 %
H12	600	0,24 %
H13	650	0,40 %
H14	700	0,18 %
H15	750	0,21 %
H16	800	0,45 %
H17	850	0,74 %
H18	900	0,11 %
H19	950	0,21 %
THD (%)		7.24%

Tableau 3.4 : Valeurs des harmoniques de la tension de sortie

➤ À base de porteuses trapézoïdales modifiées

La technique modifiée de la figure 3.14 est basée sur le principe du trapèze et conçue pour obtenir de meilleures performances, où le temps entre T_0 et T_6 est déterminé de manière à obtenir les harmoniques les plus réduites.

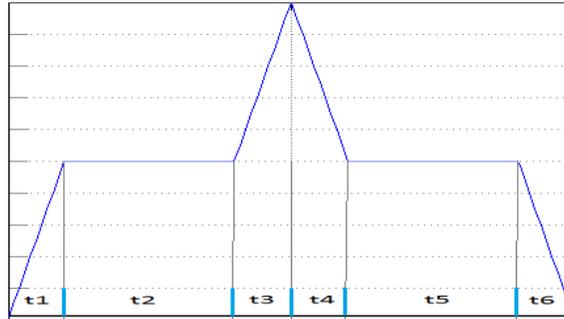
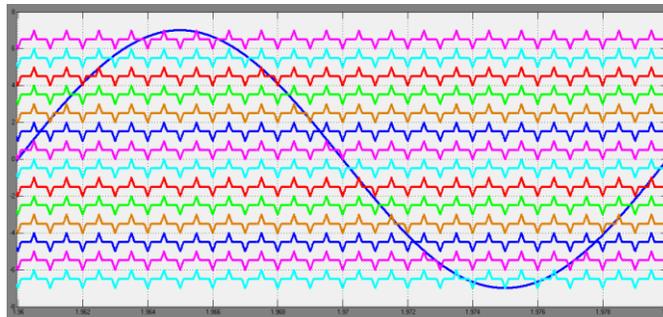


Figure 3.14 Forme d'onde trapézoïdale modifiée



Multiporteuse trapézoïdale modifiée avec une fréquence de 1 kHz

L'équation de la porteuse trapézoïdale intégrée dans le DSP:

$$U(t) = \begin{cases} \frac{t}{t_1} \left(\frac{A}{2}\right) & 0 \leq t < t_1 \\ A/2 & t_1 \leq t < t_2 \\ \left[\frac{t-t_2}{t_3-t_2}\right] \left(\frac{A}{2}\right) + A/2 & t_2 \leq t < t_3 \\ \left[\frac{t_4-t}{t_4-t_3}\right] \left(\frac{A}{2}\right) + A/2 & t_3 \leq t < t_4 \\ A/2 & t_4 \leq t < t_5 \\ \left[\frac{t-t_6}{t_5-t_6}\right] \left(\frac{A}{2}\right) & t_5 \leq t < t_6 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Les THD sont analysés en utilisant des porteuses trapézoïdales modifiées ;.

Le tableau 3.5 suivant représente les résultats de la simulation :

- *Première configuration*

$m = 20, m_r = 1, f_{ref} = 50\text{Hz}$ et $f_p = f_{ref} \times m = 1000\text{Hz}$

- **Deuxième configuration**

Cas 2: : $m = 20, m_r = 1, f_{ref} = 50\text{Hz}$ et $f_p = f_{ref} \times m = 2000\text{Hz}$.

Dispositions / Fréquences	MPD(%THD)	MPOD(%THD)	MAPOD (%THD)
1 kHz	6,71 %	7,39 %	7,20 %
2 kHz	6,59 %	7,06 %	6,74 %

Table 3.5 : Analyse THD avec porteuses modifiées

Les résultats obtenus confirment que les porteuses trapézoïdales modifiées donnent une meilleure performance avec une amélioration des THD.

La figure 3.15 montre les analyses harmoniques du signal de sortie utilisant des porteuses modifiées.

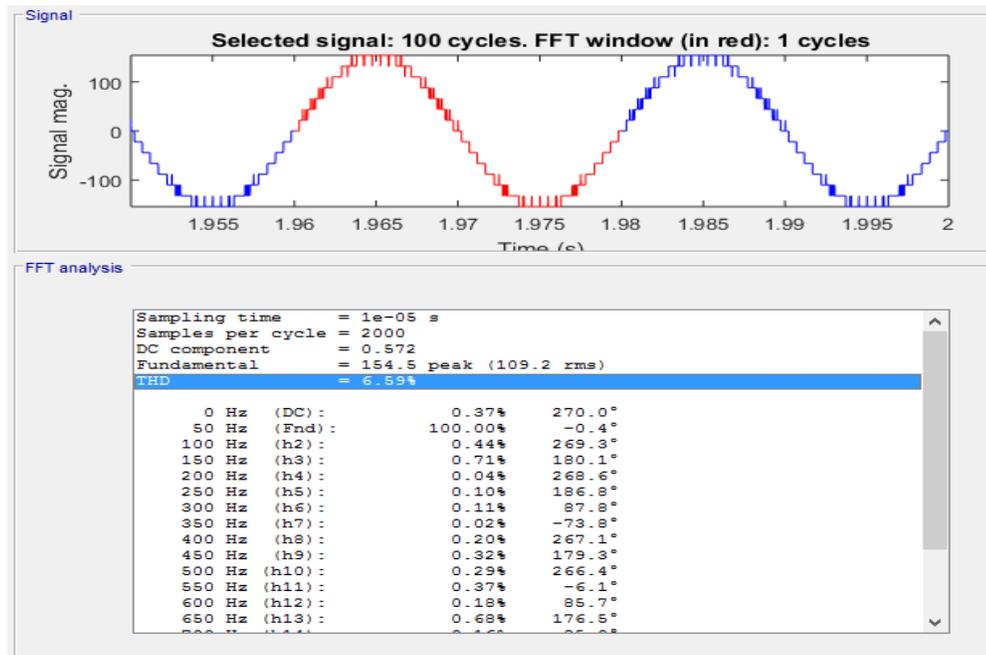


Figure 3.15 : Spectre harmonique de la tension à base de porteuses modifiée

Le Tableau. 3.6 représente les valeurs des harmoniques de la tension de sortie d'un onduleur à 15 niveaux à base de porteuses trapézoïdales modifiées.

Harmonique	Fréquence (Hz)	V (%)
Fondamental	50	100,00 %
H2	100	0,44 %
H3	150	0,71 %
H4	200	0,04 %
H5	250	0,10 %
H6	300	0,11 %
H7	350	0,02 %
H8	400	0,20 %
H9	450	0,32 %
H10	500	0,29 %
H11	550	0,37 %
H12	600	0,18 %
H13	650	0,68 %
H14	700	0,16 %
H15	750	0,47 %
H16	800	0,21 %
H17	850	0,04 %
H18	900	0,04 %
H19	950	0,42 %
THD (%)		6.59%

Table 3.6 : Valeurs des harmoniques de la tension de sortie

3.10. INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Le tableau 3.7, et les figures 3.16 récapitulent toutes les valeurs de distorsion harmonique (THD%) pour les différentes techniques multiporteuses.

Techniques	Dispositions Fréquence	Phase Dispositions	Phase opposite disposition	Alternative phase opposite disposition
Triangulaire	1 KHz	8.27%	8.28%	9.45%
	2 KHZ	7,87 %	8,68 %	8,14 %
Trapézoïde	1 KHz	7.45%	7.88%	8.25%
	2 KHZ	7,24 %	7,82 %	7,44 %
Modifier	1 kHz	6,71 %	7,39 %	7,20 %
	2 KHZ	6,59 %	7,06 %	6,74 %

Table 3.7 les analyses des distorsions harmoniques.

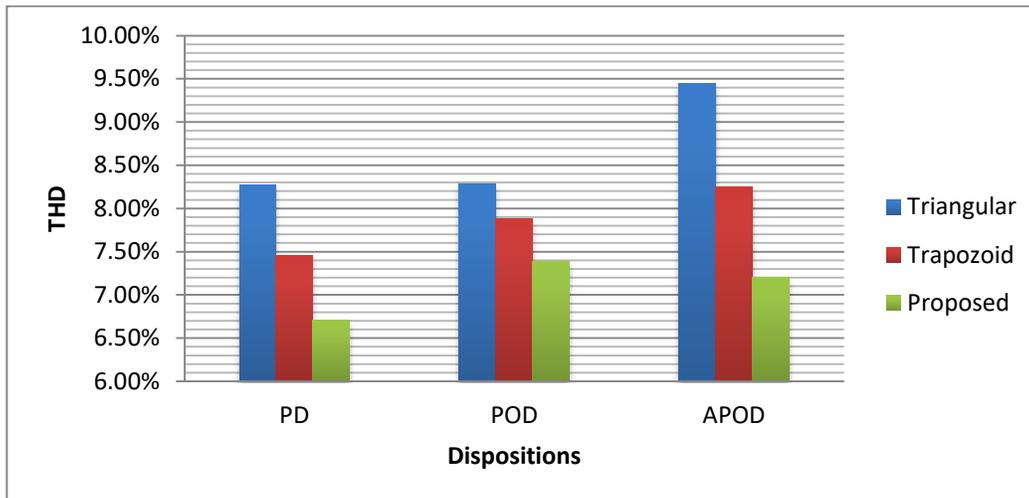


Figure 3.16 : Analyse THD avec des porteuses 1K_{HZ} de fréquence

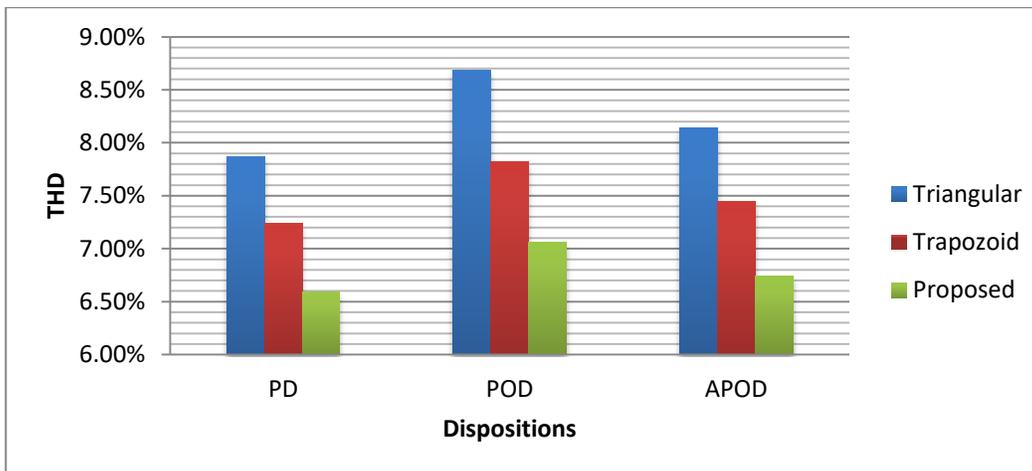


Figure 3.16b Analyse THD avec des porteuses 2 K_{HZ} de fréquence

Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté les principales stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux à modulation MLI sinusoïdale. Une simulation Matlab a été faite pour les commandes appliquées à un onduleur 15-niveaux à structure pont H cascadié.

Les distorsions harmoniques peuvent être réduites par le choix de méthodes de contrôle PWM. Les résultats montrent qu'après modification des porteurs trapézoïdaux, on obtient de meilleurs résultats avec un gain de 1,28% par rapport aux techniques classiques.

Il est donc clair que ce nouveau schéma est mieux adapté aux systèmes multi-niveaux en cascade avec une amélioration de la qualité du signal de sortie.

Chapitre 4

Validation expérimentale

La structure des commandes étudiée doit être validée expérimentalement. Dans ce chapitre, nous présentons le prototype de l'onduleur intelligent conçu, ainsi que les méthodes numériques utilisées pour les commandes développées. Les essais expérimentaux ont été réalisés pour s'assurer du bon fonctionnement du système.

4. Validation expérimentale

4.1. Introduction

Après une première vérification par simulation, la structure des commandes étudiée dans le chapitre III devait être validée expérimentalement. Dans ce chapitre, nous présenterons le prototype de l'onduleur intelligent multiniveaux que nous avons conçu et monté, ainsi que les méthodes numériques utilisées pour les commandes développées. Les essais expérimentaux ont été réalisés sur trois étapes. Au début, des tests préliminaires ont été accomplis sur la maquette pour nous assurer du bon fonctionnement des différents ponts en H.

Ensuite, le fonctionnement de l'onduleur a été testé dans un premier temps avec la commande à base de porteuses triangulaires à l'aide d'une carte Arduino mega. Dans un deuxième temps, nous avons utilisé la commande à base de porteuses trapézoïdales. La dernière étape des tests expérimentaux a permis de valider la meilleure technique de commande.

4.2. Ombres et intermittence

La plupart des systèmes solaires photovoltaïques (PV) sont généralement composés de 6 à 30 panneaux. Pour répondre aux besoins de la tension du système, les panneaux solaires sont généralement répartis en chaînes [1]. Si l'ombre se trouve sur un seul de ces panneaux, le rendement de toute la chaîne sera réduit à presque zéro tant que l'ombre restera présente Figure 4.1. Une ombre n'a pas besoin de toucher un système de panneaux entier, même une seule cellule pourrait réduire la production et interrompre toute la chaîne et deviendra un récepteur et entraînera une perte de production ou pire encore [2].

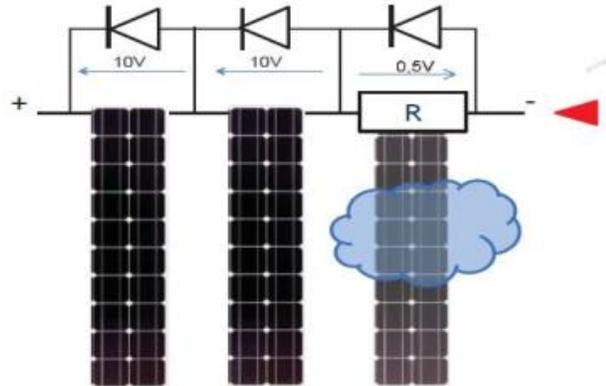


Figure 4.1: Effet des ombres sur les panneaux photovoltaïques

Les complications d’ombres sont certainement cruciales vu la propriété non linéaire de la relation entre l’ombre et la perte de production. Pour un identique pourcentage d’ombrage sur un module, l’impact peut changer entre 0 à 100 % selon l’endroit où l’ombre se matérialise et la topologie du module [3]. Figure 4.2.



Figure 4.2: Exemple d’ombre causant la perte de la majorité de la production

L’onduleur multiniveau intelligent proposé dans notre thèse aura la possibilité d’augmenter les niveaux en fonction des besoins de l’utilisateur, principalement en fonction du nombre de sources de tension continue disponibles et également en fonction de la puissance souhaitée. De cette manière, il permettra à chaque panneau solaire du système de fonctionner de manière indépendante (Figure 4.3), impliquant que le système énergétique total ne sera pas excessivement affecté par des éléments d’ombrage. En même temps, le système peut remplacer les panneaux défailants par des batteries en cas de besoin.

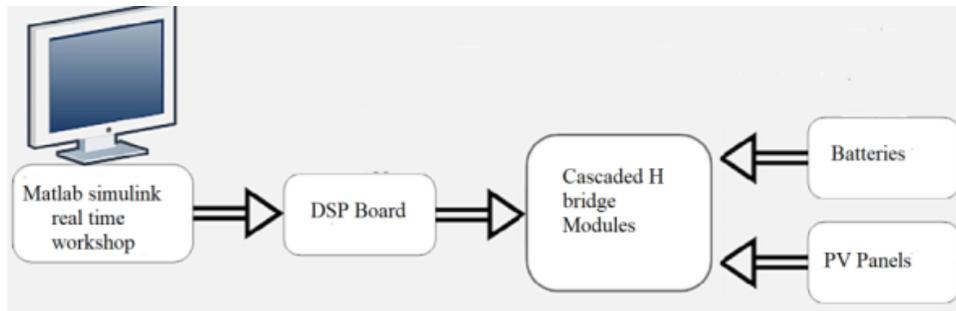


Figure 4.3 : Système intelligent

L'utilisateur aura plusieurs cartes h-bridge ; ces cartes peuvent être insérées dans des emplacements pour augmenter les niveaux. Le nombre de cartes insérées doit être le même que celui des sources d'alimentation disponibles.

4.3. Structure de base

Un onduleur multiniveau en cascade est un dispositif d'électronique de puissance conçu pour créer une tension alternative désirée à partir de plusieurs tensions continues ; la structure est composée de plusieurs *ponts en H* connectés *en série*. Comme le montre la Figure 4.4, elle présente de nombreux avantages [4].

- L'obtention d'une puissance élevée sans transformateur.
- Une qualité spectrale de sortie remarquable

Les niveaux de tension L de l'onduleur H en cascade sont définis par $L = 2N+1$, où N est le nombre de sources de tension continue

Plus les ponts en H sont nombreux, plus la forme d'onde de sortie devient proche de la forme sinusoïdale [5]. La tension de sortie peut être formulée de la manière suivante :

$V_{out} = V_1 + V_2 + V_3 + \dots + V_n$. Chaque pont en H complet peut générer trois niveaux de tension - V_{dc} , 0 et $+V_{dc}$.

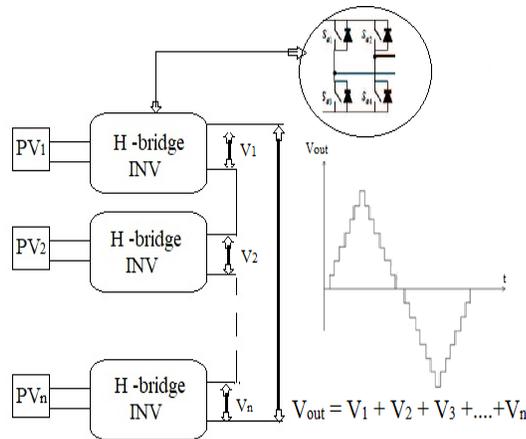


Figure 4.4 : Structure d'un onduleur en cascade H

La réalisation de notre prototype intelligent passe principalement par deux étapes : une réalisation des ponts en H sous forme de barrettes Figure 4.5. Ces barrettes peuvent être insérées dans une autre carte qui aura comme objectif la détection et la mise en série des cartes en H selon leur emplacement.

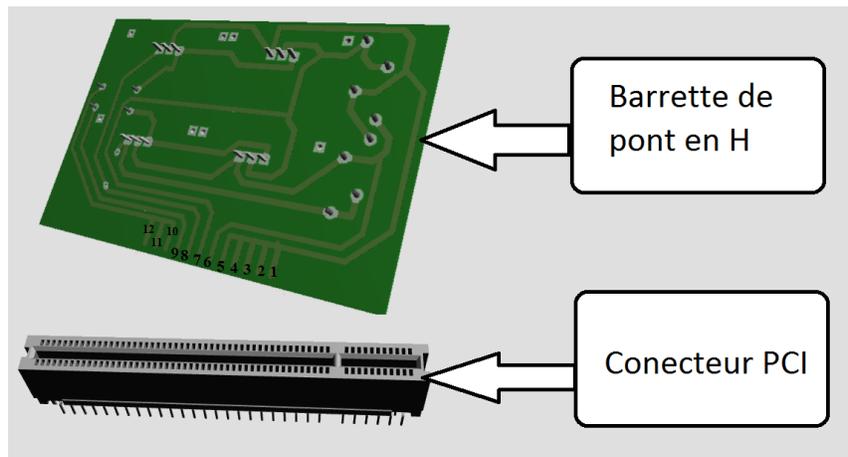


Figure 4.5 : Barrette de Pont en H

4.4. Structure du pont en H:

Une impulsion de sortie (+5v) d'un microcontrôleur est généralement suffisante pour piloter un MOSFET dédié au petit signal. Cependant, deux problèmes se posent lorsqu'on travaille avec des MOSFETs plus puissants [6]:

Les signaux de commande des microcontrôleurs de 3,3 V ou 5 V ne sont pas souvent suffisants. Il est nécessaire d'appliquer au moins 8-12V pour "allumer" complètement les MOSFETs.

Sans drivers, la commutation des MOSFETs peut provoquer un retour du courant vers le circuit de commande qui peut engendrer leur destruction alors que les drivers sont conçus pour gérer ce problème [7].

Puisqu'on va convertir des tensions supérieures à +30V, nous aurons besoin de drivers (IR2304). Vu leur fonctionnement, il s'agit de maximiser la vitesse de commutation en injectant du courant de telle sorte que le MOSFET passe le minimum de temps possible dans l'état de transition, et donc nécessite un minimum d'énergie et moins de chaleur [8]. Donc un pilote MOSFET (ex IR2304) traduit des signaux logiques générés par les microprocesseurs ou microcontrôleurs dans le but de commuter complètement et rapidement la porte d'un MOSFET utilisable pour les tensions élevées.

Un driver IR2304, génère deux signaux en inverse avec un temps mort à partir d'un seul signal. L'avantage de choix d'un tel driver (IR2304) est sa possibilité de générer deux signaux en inverse avec un temps mort à partir d'un seul signal, ce qui minimise le nombre de pins de sortie utilisé par les contrôleurs.

V _{OFFSET}	600V max.
I _{O+/-} (min)	60 mA/130 mA
V _{OUT}	10 - 20V
Delay Matching	50 ns
Internal deadtime	100 ns
ton/off (typ.)	220/220 ns

Package

 8-Lead PDIP	 8 Lead SOIC
--	--

Figure 4.6: Barrette de Pont en H

La Figure 4.6 représente le Sata Sheet du driver IR2304 indiquant la marge d'application, ce qui montre que la tension convertie en cas d'utilisation peut atteindre jusqu'aux 600 V.

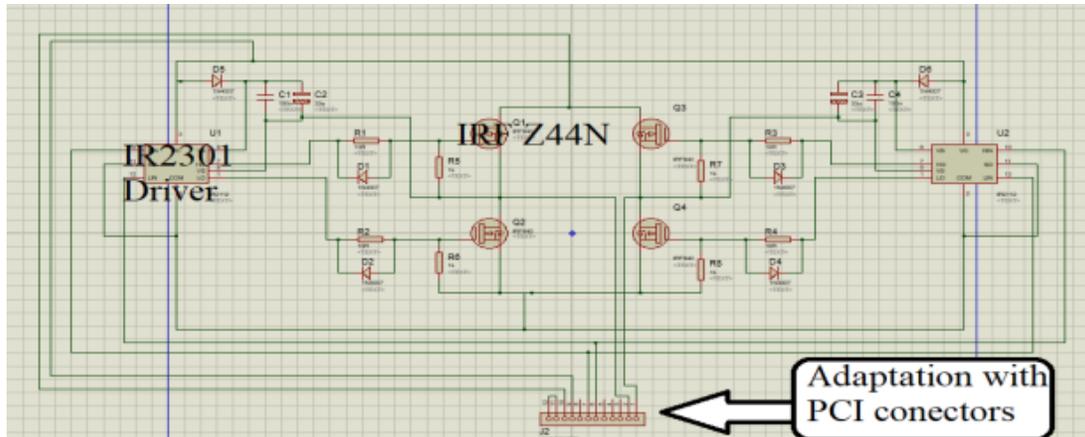


Figure 4.7: Pont H avec les pilotes MOSFET

La réalisation et la production des cartes électroniques de chaque pont auront besoin des équipements suivants (voir tableau 4.1 ci-dessous):

Quantités	Matériels	Rôle
4	Résistances 10R	Résistance de protection
4	Résistances 1k	Résistance de protection des Mosfets
2	Capacités 33uF/16v	Maintien de la stabilité de l'alimentation du driver
2	Drivers IR2304	Driver de grille à transistor
4	Transistors IRF Z44N	Interrupteurs du pont h
6	Diodes 1N4007	Diode de roue libre/protection retour de courant

Table 4.1 : Composant des ponts en H.

À cette fin, nous avons choisi 4 IRF Z44N pour effectuer la commutation. Ce MOSFET est caractérisé par une grande capacité de traitement du courant. Selon la fiche technique de l'IRFZ44N : 'Les MOSFET de puissance HEXFET avancés d'International Rectifier utilisent des techniques de traitement avancées combinées à la vitesse de commutation rapide et à la conception robuste du dispositif. Sa réputation est connue pour être un dispositif extrêmement efficace et fiable pour une utilisation dans une grande variété d'applications [8].

C1, C2 ont servi pour réduire le bruit.

R1 et D2, R2 et D2, R3 et D3, et R4 et D4 ont été utilisés pour amortir les parasites qui pourraient être introduits par les inducteurs et les condensateurs aux moments de marche/arrêt des MOSFET.

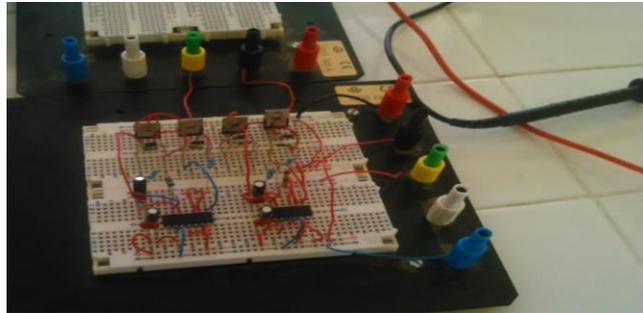


Figure 4.8 : Test setup du pont H

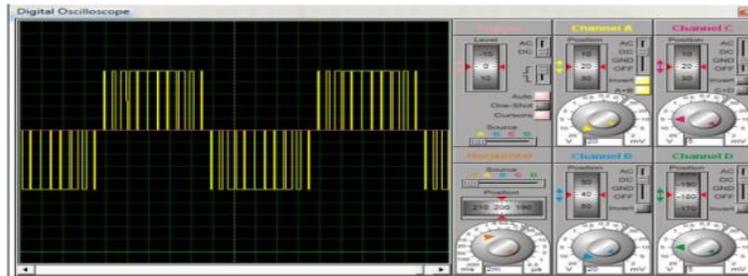


Figure 4.8 : La tension de sortie de l'onduleur du pont en H

4.5. Réalisation du circuit imprimé

L'onduleur prototype construit pour cette recherche est réalisé en deux parties : la première est destinée à la réalisation des barrettes de pont en H en nous basant sur le logiciel spécialisé ISIS/ARES permettant de réaliser ces schémas fonctionnels électriques, puis de gérer le routage du circuit.

a) Barrettes pont en H

Les figures 4.9 a, b représentent le design du circuit imprimé du pont en utilisant le logiciel de conception des circuits imprimés ARES avec sa visualisation 3D avant la conception

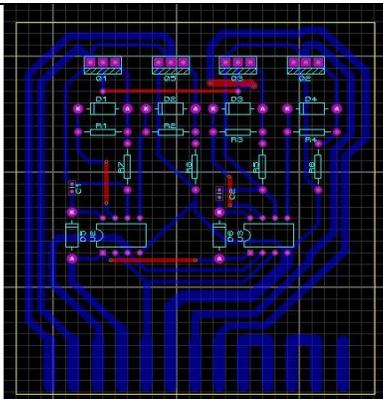


Figure 4.9 : Design du circuit imprimé

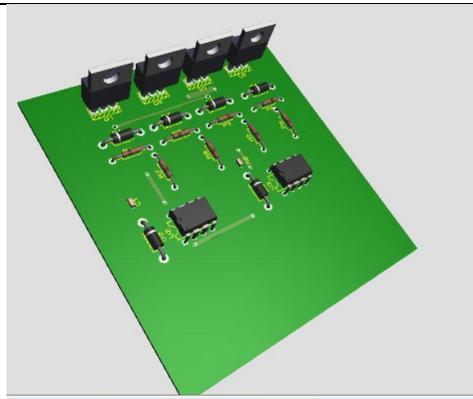


Figure 4,9 b : Vue 3D de la carte avant la conception

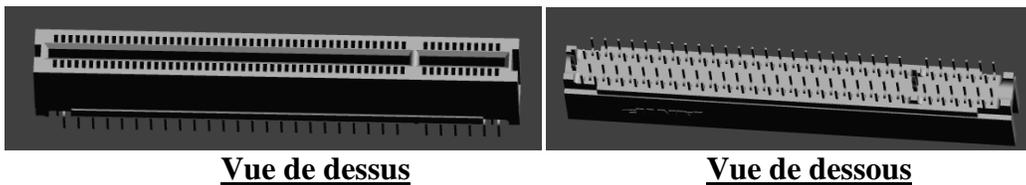
b) Carte de liaison des ponts

Dans cette deuxième partie, le design du circuit imprimé de la carte qui permettra la liaison série des ponts en H est représenté par les images suivantes Figure 4.11.

- **Dimensions et formes :**

Puisque nous travaillons avec les connecteurs PCI on aura besoin de réaliser notre schéma de façons adéquates à la liaison des barrettes avec les connecteurs, donc avant on aura besoin des différentes dimensions des connecteurs PCI pour avoir un arrangement nécessaire au bon fonctionnement du pont en h avec les connecteurs.

Caractéristiques du connecteur PCI :



Longueur totale : 84,84 mm

Longueur utilisée : 63 mm

Espacement entre deux pins : niveau entrée : 1,27 mm

Nombre de pins : 49

Espacement entre deux pins : niveau sortie : 2,5 mm

Nombre de pins : 25/24

Les figures 4.10 et 4.11 ci-dessous représentent les schémas représentatifs du connecteur PCI et le circuit de la liaison.

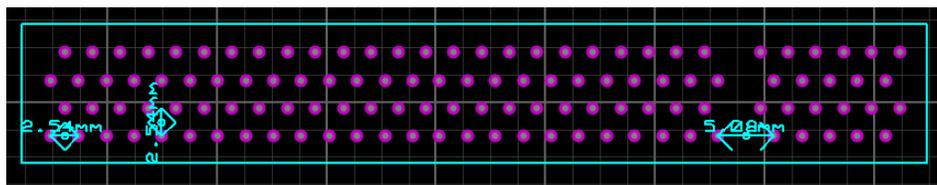


Figure 4.10 : Schéma du connecteur PCI sur Ares

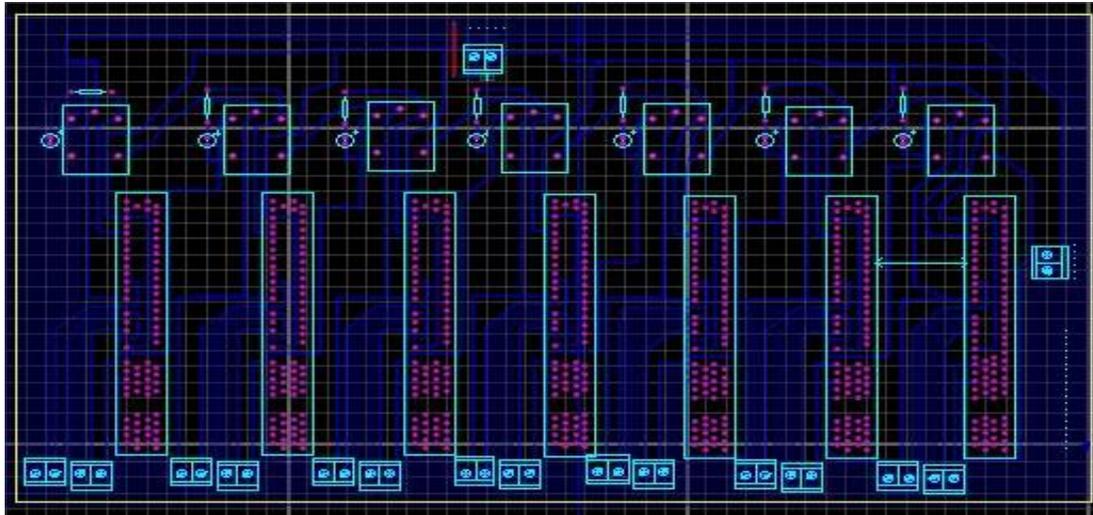


Figure 4.11 : Design du circuit imprimé sur ARES

L'utilisation d'un relais normalement fermé permet d'annuler l'étage du pont en H en cas d'une non-présence de la mini-carte (fermée).

Le prototype expérimental est illustré dans la Figure 4.12 pour la carte avec connecteurs.

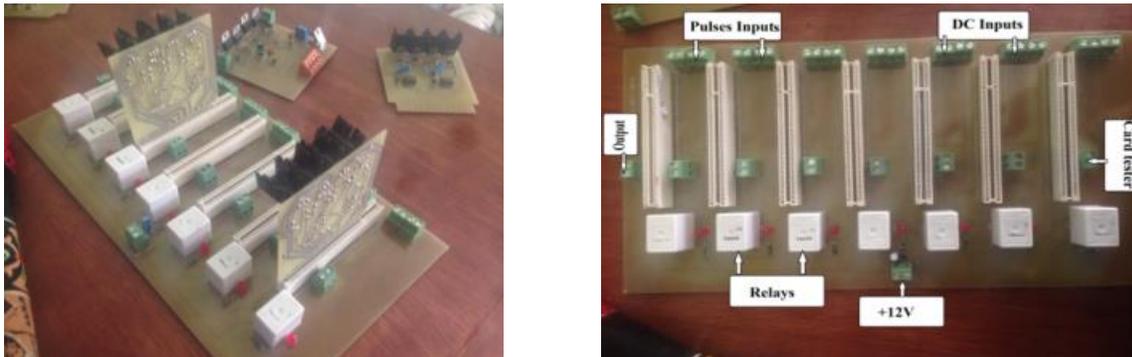


Figure 4.12 : Onduleur intelligent multiniveaux

4.6. Réalisation de la commande

Le Matlab Package Supporte pour Arduino nous permet de créer et d'exécuter des modèles Simulink sur la carte Arduino Mega 2560 (Figure 4.13). La cible comprend une bibliothèque de blocs Simulink pour configurer et accéder aux capteurs, actionneurs et interfaces de communication Arduino [9]. De plus, la cible nous permet de surveiller et de régler les algorithmes fonctionnant sur la carte Arduino Mega.

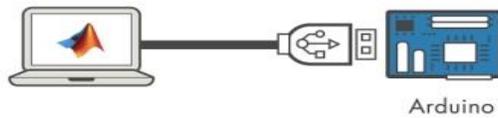


Figure 4.13 : Contrôle par Matlab

L’Arduino Mega 2560 possède 15 broches utilisables pour la sortie PWM [10]. Le tableau 4.2 suivant indique le numéro des pins PWM Arduino avec leur registre correspondant.

<i>Arduino Pin</i>	<i>Registre</i>
2	OCR3B
3	OCR3C
4	OCR4C
5	OCR3A
6	OCR4A
7	OCR4B
8	OCR4C
9	OCR2B
10	OCR2A
11	OCR1A
12	OCR1B
13	OCR0A
44	OCR5C
45	OCR5B
46	OCR5A

Table 4.2 broches PWM pour Aduino Mega 2560

Pour l’onduleur à 15 niveaux, 14 pins PWM sont nécessaires. Les différentes sorties S 2-13 et S 44-45 tableaux 4.2 doivent être utilisées pour délivrer le signal MLI. Comme MATLAB est un langage à interprétation de haut niveau, le développement et le perfectionnement des algorithmes sont simplifiés (Figure 4,14), et les résultats des instructions d’entrée/sortie sont immédiatement illustrés sans recompilation.

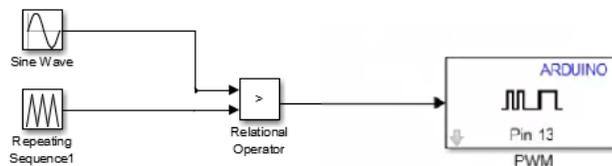


Figure 4.14 : Principe de commande PWM Arduino/Matlab

Les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont acquis par l'intersection entre la porteuse et l'onde de référence.

La Figure 4.15 représente le signal de commande utilisée pour chaque PIN pour un onduleur à sept niveaux.

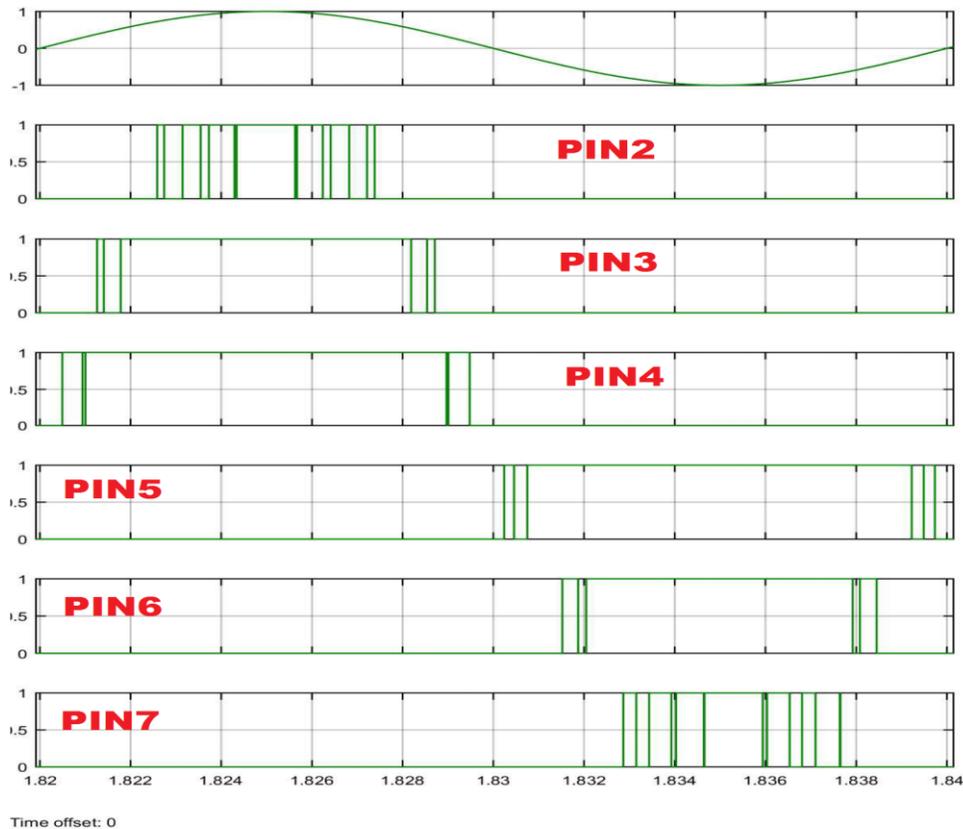


Figure 4.15 : Signal de commande pour chaque PIN d'un onduleur à 7 niveaux

4.7. Coût de la solution

Notre analyse sera basée sur des chiffres et des données approximatives, vu le changement des prix par fournisseurs, mais il semblerait plus judicieux de faire une commande par lot pour diminuer le prix.

Pour estimer le budget d'investissement, matériel et logiciel, nous avons utilisé le prix d'un magasin à composante électronique C2EZ. Le tableau 4.3 suivant présente les équipements nécessaires pour chaque barrette pont en H ainsi que leur prix :

- **Pont H**

Quantités	Équipement	Prix
4	Résistances 10R	4 DH
4	Résistances 1k	4 DH
2	Capacités 33uF/16v	4 DH
2	Drivers IR2304	100 DH
4	Transistors IRF Z44N	60 DH
6	Diodes 1N4007	12 DH
1/2	Plaque PCB vierge 15 cm x 20 cm - 1 côté Cuivre	50 DH

Tableau 4.3 : prix du matériel utilisé pont H

Il en résulte que le coût des barrettes pont en H est de : $234 \times 7 = 1638$ DH

- **CARTE DE LIAISON**

Le tableau 4.4 suivant présente les équipements nécessaires pour la maquette de liaison ainsi que leur prix :

Quantités	Équipement	Prix
23	Borniers d'alimentation à vis de 2 broches	57,5 DH
7	LED	7 DH
7	Résistances 380 Ohm	7 DH
7	Connecteur PCI	140 DH
7	RELAIS OMRON TYPE 62U-112P	70 DH
1	Plaque PCB vierge 25 cm x 35 cm - 1 côté Cuivre	100 DH

Tableau 4.4 : prix du matériel utilisé Carte liaison

Il en découle que le coût de la carte de liaison est de : **381,5 DH**

- **Commande :**

Le prix des différents équipements qui permettent de commander PWM varie selon le besoin et les performances souhaitées. Dans notre cas, une Arduino Mega 2560 convient parfaitement. Le tableau 4.5 suivant présente les équipements nécessaires pour la commande PWM.

Quantités	Équipement	Prix
1	Arduino Mega	300 DH
3	Câble du pont mâle/mâle * 10	20 DH
3	Câble du pont mâle-femelle *10	20 DH

Tableau 4.5 : prix du matériel utilisé Commande

Il en découle que le coût des équipements de commande et de liaison est de : **340 DH**

Ce qui implique que le coût global estimé du prototype est de **2359 DH**.

4.8. Résultats

En ce qui concerne les résultats expérimentaux, la tension de sortie prévue pour le système est de 230 AC (Figure 4.16). Pour l’atteindre, l’alimentation d’entrée utilisée est de 34V pour chaque étage H. Le contrôleur DSP ou Arduino-Mega est utilisé pour générer les impulsions de commutation basées sur des arrangements POD, APOD et PD nécessaires aux commutateurs MOSFET. Ces signaux sont comparés en permanence au signal sinusoïdal de référence pour générer les signaux de commande des MOSFETs.

Lorsque l’onduleur commence à fonctionner, le microcontrôleur génère un signal de 5V pour détecter le nombre de cartes insérées. Ensuite, un code de 7 chiffres reçu sera équivalent au nombre et à l’emplacement de chaque carte. Par exemple, la réception du code 0000001 signifie qu’une seule carte est insérée et que l’emplacement de la carte se trouve dans la première case.

Après le test, le programme des impulsions de commutation sera généré en fonction du code indiqué et continuera à fonctionner jusqu'à l'arrêt de l'onduleur.

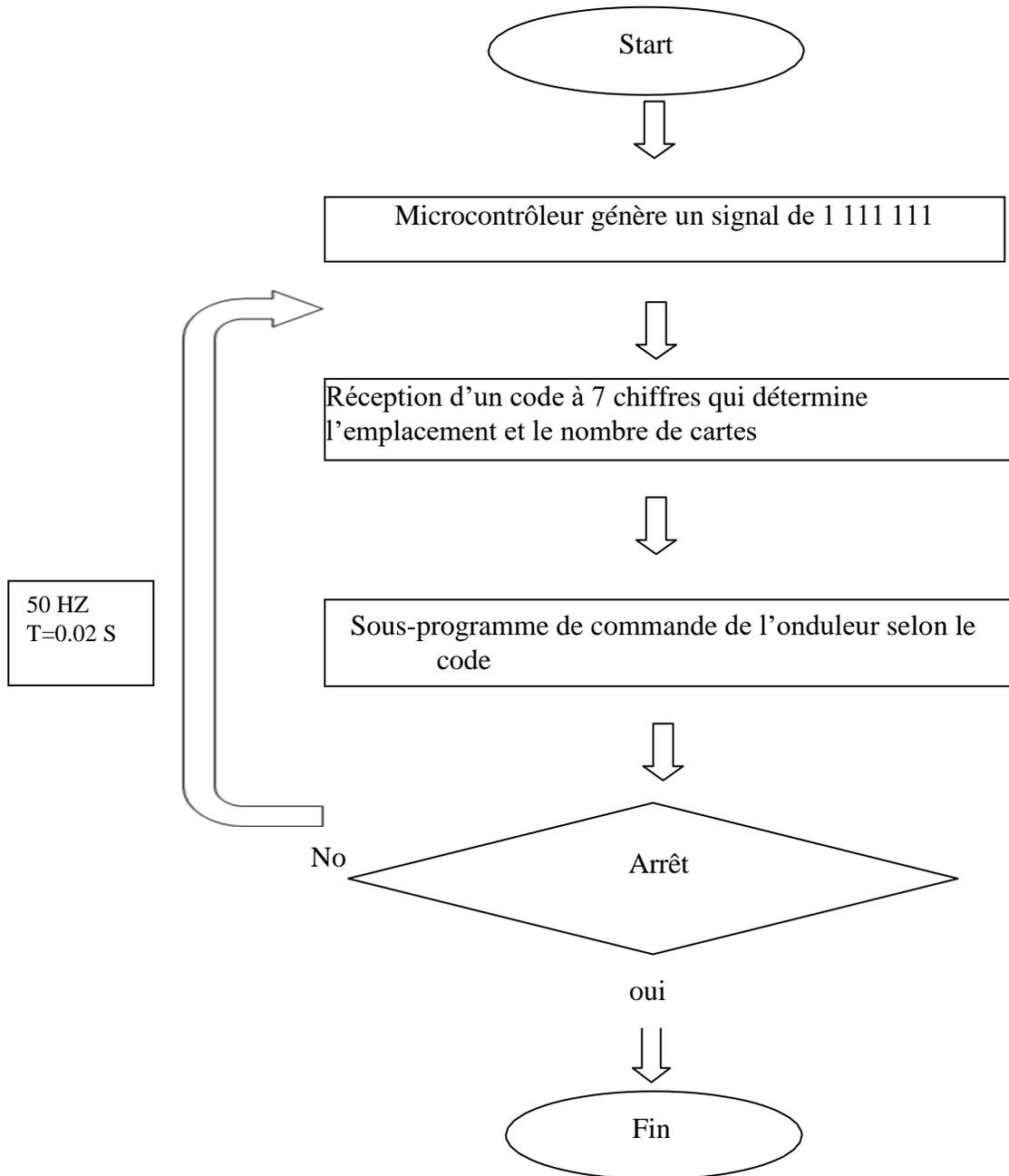


Figure 4.16: Organigramme de l'algorithme proposé

Concernant l'application expérimentale, le schéma PWM a été exécuté en utilisant un Arduino Mega 2560. Pour une meilleure comparaison, les mêmes configurations sont utilisées

dans la simulation et l'expérimentation. La forme d'onde de la tension de sortie est illustrée par la Figure 4.16. On observe que le résultat de l'expérimentation correspond à celui de la simulation.

Une comparaison entre la topologie en cascade d'un onduleur à sept et quinze niveaux est effectuée. Les résultats sont présentés dans les tableaux, qui montrent clairement le pourcentage de réduction de la distorsion harmonique totale obtenue en augmentant le nombre de niveaux « N ».

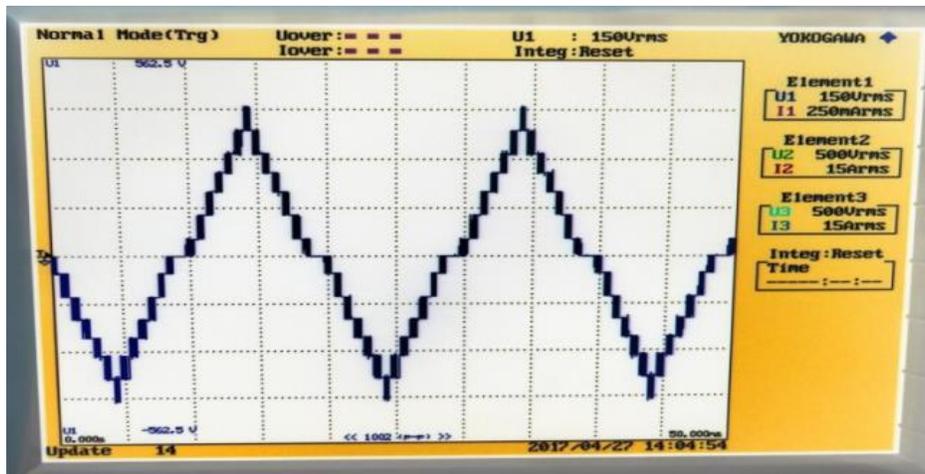
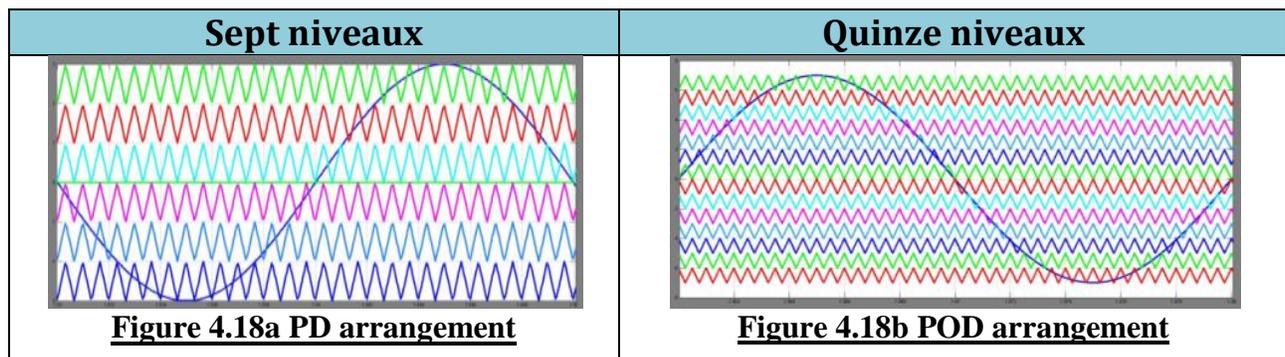


Figure 4.17 : Tension de sortie

La commande adaptée aux convertisseurs multiniveaux est la stratégie de modulation de largeur d'impulsion PWM. Plusieurs manières ont été développées dont l'objectif est d'engendrer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale disposant du moins d'harmoniques possibles. Une étude comparative entre les onduleurs 7 et 15 niveaux avec les différentes commandes est présentée dans les tableaux suivants.

➤ **Commande à base des porteuses triangulaires**



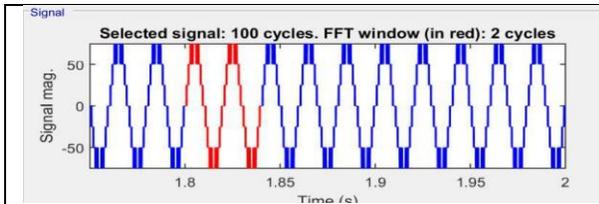


Figure 4.18.1 Signal de sortie

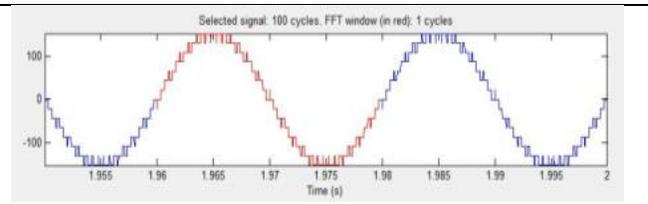


Figure 4.18.2 Signal de sortie

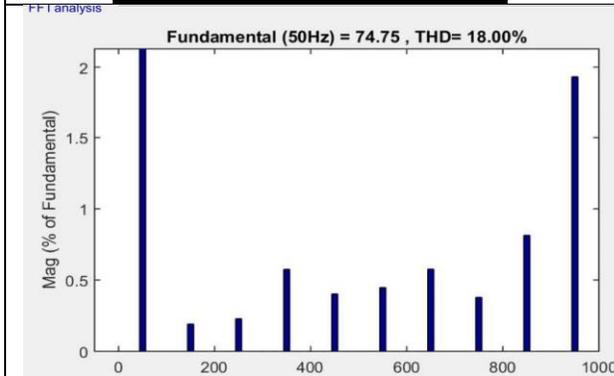


Figure 4.18.3 THD avec l'arrangement PD

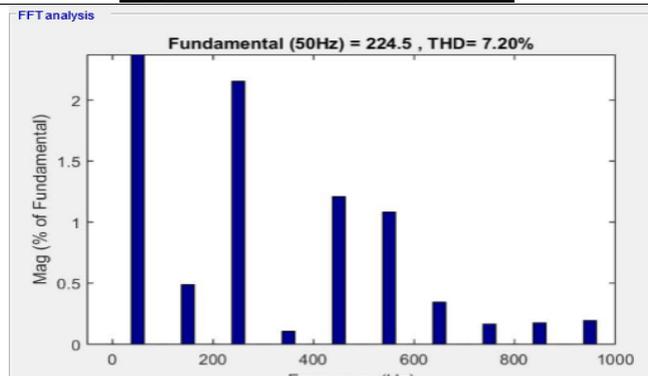


Figure 4.18.4 THD arrangement PD

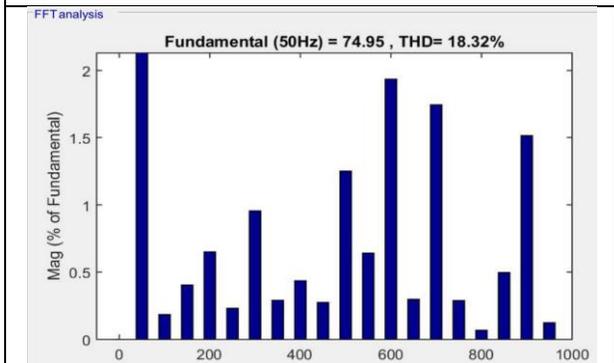


Figure 4.18.5 Arrangement APOD

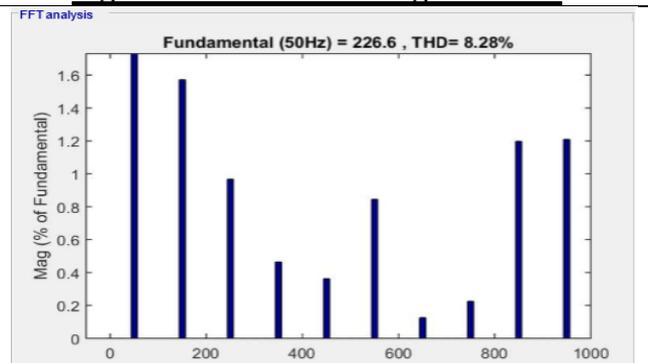


Figure 4.18.6 Arrangement APOD

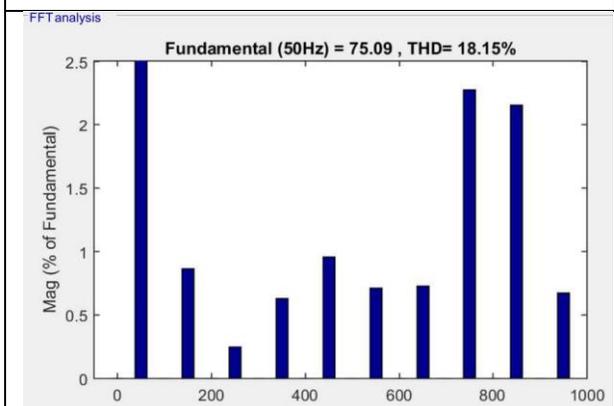


Figure 4.18.7 Arrangement POD

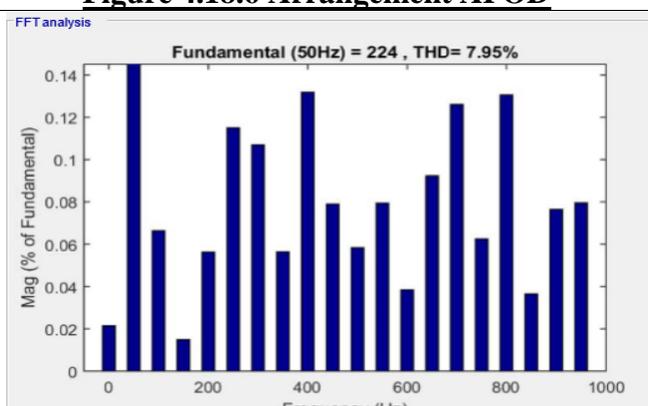
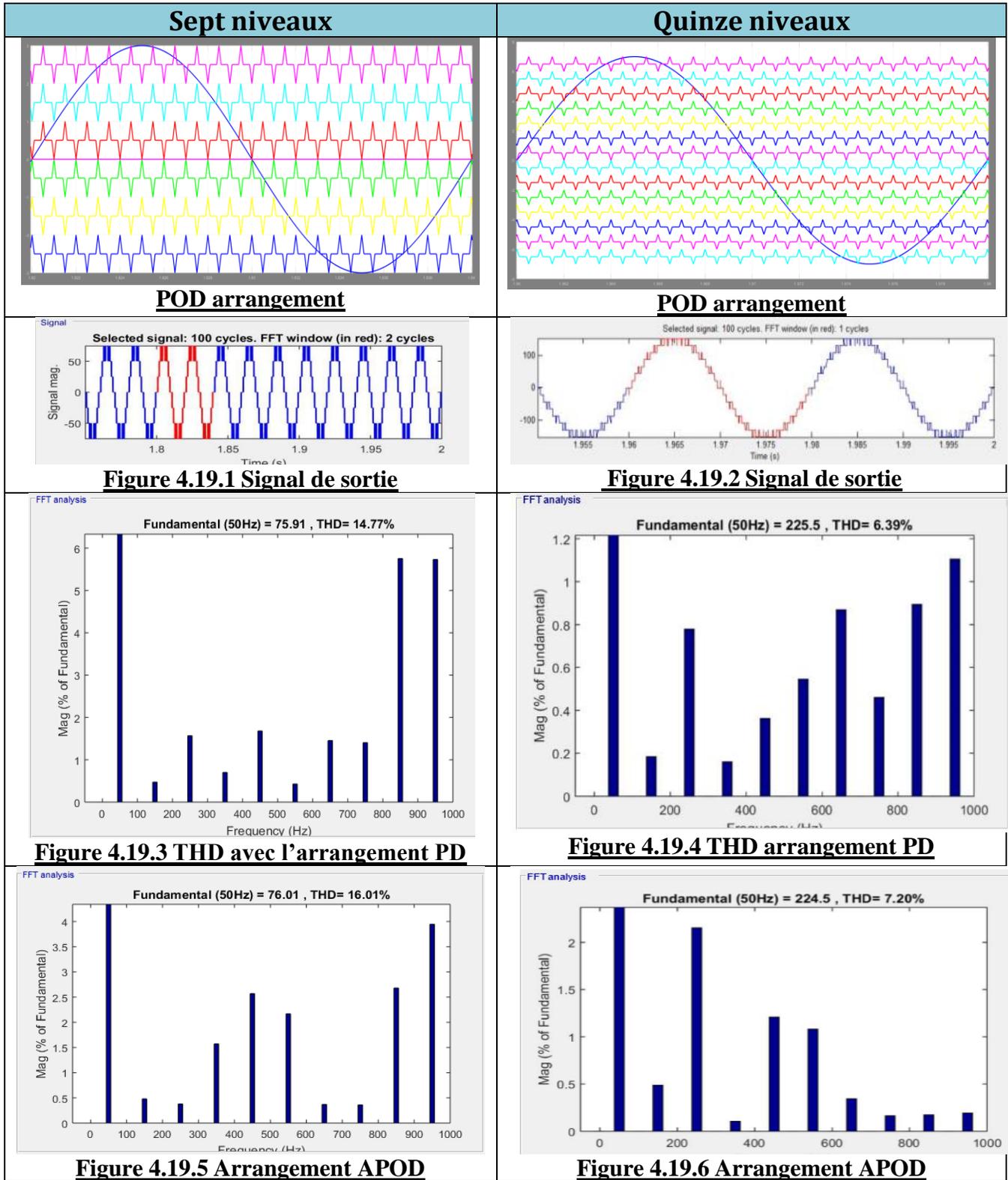
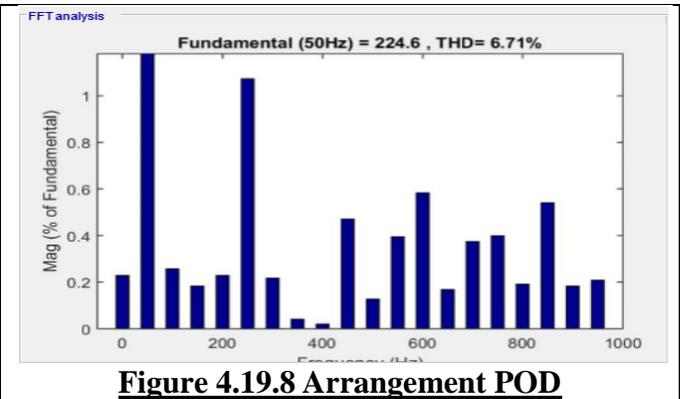
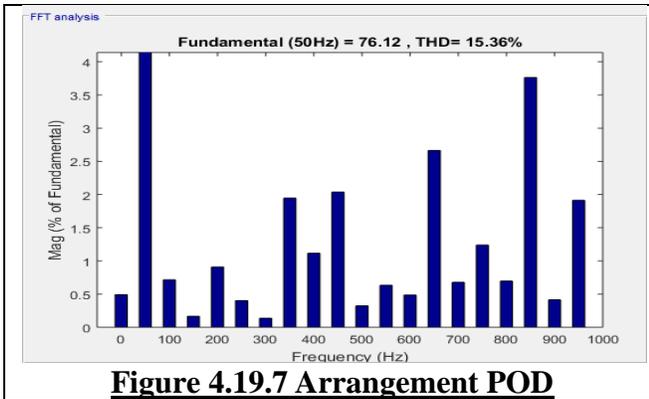


Figure 4.18.8 Arrangement POD

Figures 4.18 : Résultats de THD acquis des porteuses triangulaires

Commande à base des porteuses modifiées





Figures 4.19 : Résultats de THD acquis des porteuses modifiées

4.9. Interprétations des résultats

L’analyse harmonique des tensions de sortie est illustrée par la figure 4.17. L’onduleur à quinze niveaux génère moins de totale harmonique distorsion. Donc, nous obtenons une meilleure qualité de sortie pour chaque technique d’arrangements multiporteuse (PD, POD, APOD).

Le tableau 4.6 ci-dessous illustre les résultats de THD acquis en fonction des diverses techniques de commande.

Pont H en cascade avec $f_p=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$			
Porteuses Triangulaire			
7-level	PD	POD	APOD
THD%	18.00	18.15	18.32
15-level	PD	POD	APOD
THD%	7.20	7.95	8.28
Pont H en cascade avec $f_p=1\text{kHz}$, $f_0=50\text{Hz}$			
Porteuses Trapézoïde			
7-level	PD	POD	APOD
THD%	14.77	16.01	15.36
15-level	PD	POD	APOD
THD%	6.39	6.71	7.20

Table. 4.6 : Résultats des THD pour l’onduleur de sept et quinze niveaux

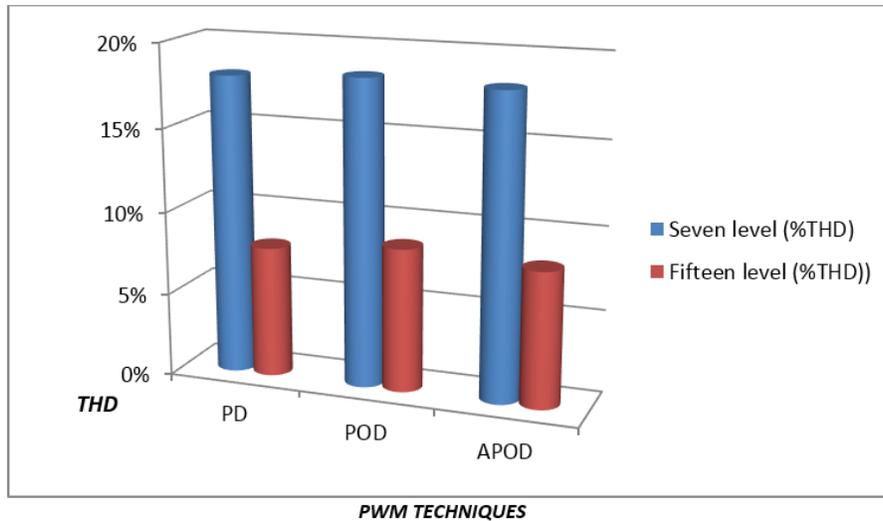


Figure 4.20 : Analyse des THD

Sur la base des résultats obtenus, l'augmentation du nombre de niveaux « N » augmente considérablement la qualité du signal de sortie en réduisant la distorsion harmonique totale (THD). Il est donc clair que l'augmentation des niveaux le rend plus adapté aux applications sensibles aux interférences électromagnétiques (EMI) et aux applications qui requièrent une faible distorsion harmonique totale (THD).

4.10. CONCLUSION

Le schéma de contrôle SPWM pour l'onduleur à pont H en cascade à quinze niveaux a été présenté dans ce travail. La méthode PD PWM a donné les meilleurs résultats pour tous les types de porteuses, les résultats montrent qu'après la modification des porteuses, de meilleurs résultats peuvent être obtenus.

Une étude comparative d'un onduleur à sept et quinze niveaux est réalisée pour illustrer la grande amélioration du signal de qualité due au niveau N du multi-onduleur.

Il est clair que ce nouveau schéma est mieux adapté au multi-niveau en cascade, avec l'amélioration de la qualité du signal de sortie ce qui le rend plus adapté aux systèmes autonomes et connectés au réseau.

Conclusion générale et perspective

Les convertisseurs multiniveaux sont amplement utilisés dans l'industrie et dans diverses applications concernant le transfert d'énergie. De nos jours, le perfectionnement de la qualité produite ainsi que l'interconnexion entre les différents réseaux nécessitent de plus en plus de dispositifs électroniques performants et d'interface de permutation d'énergie électrique de forte puissance: les convertisseurs multiniveaux sont typiquement ajustés à ces applications.

De manière générale, plus le nombre de niveaux de la tension générée par le convertisseur est élevé, plus le taux de distorsion harmonique sera faible et la structure du convertisseur devient compliquée. Son coût et la complexité de sa commande s'en trouvent augmentés, et sa fiabilité s'en trouve réduite.

Lors de ce travail, nous avons en premier lieu proposé une amélioration de la commande des convertisseurs multiniveaux de type cascade. Nous avons pour objectif de réduire au minimum le nombre total des harmoniques produites lors de la conversion. Ainsi, cette amélioration a permis d'augmenter la qualité du signal de sortie et la durée de vie des composants électriques alimentés par ce type de convertisseur multiniveaux. Nous nous sommes plus particulièrement intéressés à la topologie H Bridge (pont H) pour laquelle nous avons proposé une topologie originale. Les différents travaux réalisés lors de notre travail ont été validés expérimentalement par simulation et modélisation.

Notre premier chapitre comprend deux parties. Tout d'abord, nous avons effectué une présentation des différentes catégories de base d'onduleurs multiniveaux c'est-à-dire leurs structures, leurs points forts et leurs points faibles. Ensuite, nous nous sommes intéressés au nombre des composants indispensables pour la réalisation de chaque type d'onduleur afin de déterminer celui qui offre une solution la plus profitable pour notre application et qui exige un nombre minimal de composants.

L'objectif du deuxième chapitre visait la détermination des stratégies de commande les plus courantes afin d'analyser les avantages et les inconvénients qui peuvent apparaître dans chacune de ces stratégies.

Dans cette perspective, il est nécessaire de mettre en œuvre la stratégie de commande des onduleurs multiniveaux de façon à générer une tension plus proche de la sinusoïde. Pour cela différentes stratégies de modulation de largeurs d'impulsions ont été employées dont les plus courantes sont la Modulation largeur d'impulsion « MLI » vectorielle et sinusoïdale en raison de leur simplicité de mise en œuvre.

Dans notre troisième chapitre, nous avons simulé avec le logiciel MATLAB/SIMULINK un onduleur multiniveaux de type cascades de quinze niveaux, où nous avons relevé un ensemble de courbes qui caractérise les paramètres de sortie. Nous avons utilisé une commande conventionnelle et améliorée ; l'analyse de ces courbes nous a confirmé que la nouvelle commande modifiée assurait une augmentation de la qualité du signal.

Notre dernier chapitre porte sur la validation expérimentale de la commande modifiée. Les résultats obtenus expérimentalement nous ont permis de confirmer ceux obtenus par simulation. Dans un deuxième temps, on réalise le nouveau type onduleur multiniveau de type cascade: le diagnostic des harmoniques ainsi que la topologie ont été validés dans des conditions de reconfigurations différentes.

Notre onduleur présente de nombreux avantages pour les systèmes photovoltaïques autonomes. Tout d'abord, il peut convertir les tensions à partir de plusieurs sources d'alimentation de basse tension de manière autonome.

Deuxièmement, il accroît les niveaux de sortie sans recourir à un transformateur permettant ainsi d'améliorer le rendement et de réduire la charge du système. Troisièmement, dans le cas où l'onduleur est consacré pour les moteurs, il ne nécessite aucun filtre puisque les harmoniques de rang élevé sont filtrés. Enfin, notons que notre onduleur peut produire une onde de tension de sortie de haute qualité avec une bonne caractéristique spectrale.

Plusieurs axes d'études additionnelles peuvent être envisagés comme perspectives de thèse. Une poursuite immédiate de ces travaux de thèse serait d'adapter la topologie proposée afin qu'elle puisse également assurer la continuité de service lors des défauts de types intermittences des sources d'alimentation comme les panneaux solaires. Ceci ne pourrait être effectué qu'à l'aide d'un algorithme de gestion des batteries ou une source continue additionnelle

commandable. En effet, le seul moyen d'éliminer les problèmes d'intermittences est de remplacer les sources à problèmes par d'autres sources continues et plus stables.

De plus, comme pour le sinus/triangle pour les onduleurs conventionnels, l'algorithme modifié a été produit afin d'étudier le comportement des onduleurs à pont H. Des résultats expérimentaux et de simulation ont été produits et illustrés dans notre thèse. En raison des limites de temps et de la charge de travail excessive, nous n'avons pas pu inclure une analyse de l'algorithme modifié dans un onduleur triphasé à pont en H en cascade. Cette analyse est sujette à des travaux, que nous espérons pour le futur.

D'autres travaux pourraient également s'intéresser à l'étude de la mise en œuvre de l'algorithme proposé dans toutes les autres topologies d'onduleur multiniveaux.

Références

Chapitre 1

- [1] X. Liang and J. He, "Load Model for Medium Voltage Cascaded H-Bridge Multi-Level Inverter Drive Systems," in *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*, vol. 3, no. 1, pp. 13-23, March 2016, doi: 10.1109/JPETS.2015.2508785.
- [2] A. El-Hosainy, H. A. Hamed, H. Z. Azazi and E. E. El-Kholy, "A review of multilevel inverter topologies, control techniques, and applications," 2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Cairo, 2017, pp. 1265-1275, doi: 10.1109/MEPCON.2017.8301344.
- [3] Fang Zheng Peng, « A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing, » in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, pp. 611-618, March-April 2001, doi : 10,110 9/28 913 728.
- [4] F. A. Silva, « Advanced DC/AC Inverters : Applications in Renewable Energy (Luo, F.L. and Ye, H.; 2013) [Book News], " in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 68-69, Dec. 2013. doi: 10.1109/MIE.2013.2289564
- [5] S. Daher, J. Schmid and F. L. M. Antunes, "Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2703-2712, July 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.922601
- [6] S. R. Bowes, "New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter," in *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 122, no. 11, pp. 1279-1285, November 1975. doi: 10.1049/piee.1975.0312
- [7] E. Najafi and A. H. M. Yatim, "Design and Implementation of a New Multilevel Inverter Topology," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 11, pp. 4148-4154, Nov. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2176691.
- [8] A. Krishna R and L. P. Suresh, "A brief review on multi level inverter topologies," 2016 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), Nagercoil, 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICCPCT.2016.7530373.
- [9] K. K. Gupta, A. Ranjan, P. Bhatnagar, L. K. Sahu and S. Jain, "Multilevel Inverter Topologies With Reduced Device Count: A Review," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 135-151, Jan. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2405012.
- [10] A. Mokhberdorani and A. Ajami, "Symmetric and Asymmetric Design and Implementation of New Cascaded Multilevel Inverter Topology," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6712-6724, Dec. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2302873.

- [11] E. Babaei, S. Laali and Z. Bayat, "A Single-Phase Cascaded Multilevel Inverter Based on a New Basic Unit With Reduced Number of Power Switches," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 2, pp. 922-929, Feb. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2336601.
- [12] S. S. Lee, M. Sidorov, C. S. Lim, N. R. N. Idris and Y. E. Heng, "Hybrid Cascaded Multilevel Inverter (HCMLI) With Improved Symmetrical 4-Level Submodule," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 932-935, Feb. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2726087.
- [13] S. Amamra, K. Meghriche, A. Cherifi and B. Francois, "Multilevel Inverter Topology for Renewable Energy Grid Integration," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8855-8866, Nov. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2645887.
- [14] E. Babaei, S. Laali and S. Alilu, "Cascaded Multilevel Inverter With Series Connection of Novel H-Bridge Basic Units," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6664-6671, Dec. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2316264.
- [15] Y. Ye, K. W. E. Cheng, J. Liu and K. Ding, "A Step-Up Switched-Capacitor Multilevel Inverter With Self-Voltage Balancing," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6672-6680, Dec. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2314052.
- [16] P. Sochor and H. Akagi, "Theoretical and Experimental Comparison Between Phase-Shifted PWM and Level-Shifted PWM in a Modular Multilevel SDBC Inverter for Utility-Scale Photovoltaic Applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4695-4707, Sept.-Oct. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2704539.
- [17] J. I. Leon et al., «Three-Dimensional Feedforward Space Vector Modulation Applied to Multilevel Diode-Clamped Converters,» in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp. 101-109, Jan. 2009
- [18] A. Marquez et al., «Variable-Angle Phase-Shifted PWM for Multilevel Three-Cell Cascaded H-Bridge Converters,» in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 3619-3628, May 2017, doi : 10.1109/TIE.2017.2652406.
- [19] R. Abdikarimuly, Y. L. Familiant, A. Ruderman and B. Reznikov, "Calculation of current total harmonic distortion for a single-phase multilevel inverter with LCL-Filter," 2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Varna, 2016, pp. 63-68, doi: 10.1109/EPEPEMC.2016.7751975.
- [20] W. Zhang, X. Meng and Z. Li, "The simulation research for selective harmonic elimination technique based on genetic algorithm," *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, Nanjing, 2014, pp. 8628-8632.
- [21] Y. Ke-hu, Y. Zhi-bao, W. Wei, Y. Ru-yi and Y. Wen-sheng, "Solve the selective harmonic elimination problem with groebner bases theory," 2015 34th Chinese Control Conference (CCC), Hangzhou, 2015, pp. 7910-7915

Chapter 2

- [1] B. Reznikov, M. Srndovic, Y. L. Familiant, G. Grandi and A. Ruderman, "Simple Time Averaging Current Quality Evaluation of a Single-Phase Multilevel PWM Inverter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 6, pp. 3605-3615, June 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2541078.
- [2] A. K. Koshti and M. N. Rao, "A brief review on multilevel inverter topologies," 2017 International Conference on Data Management, Analytics and Innovation (ICDMAI), Pune, 2017, pp. 187-193, doi: 10.1109/ICDMAI.2017.8073508.
- [3] G. Grandi, J. Loncarski and O. Dordevic, "Analysis and Comparison of Peak-to-Peak Current Ripple in Two-Level and Multilevel PWM Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 5, pp. 2721-2730, May 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2363624.
- [4] A. Suzuki and H. Akagi, "HVDC Circuit Breakers Combining Mechanical Switches and a Multilevel PWM Converter: Verification by Downscaled Models," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4259-4269, May 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2863694.
- [5] R. S. Alishah, S. H. Hosseini, E. Babaei and M. Sabahi, "Optimal Design of New Cascaded Switch-Ladder Multilevel Inverter Structure," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 3, pp. 2072-2080, March 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2627019.
- [6] B. McGrath and H. d. T. Mouton, "One-Dimensional Spectral Analysis Techniques for Multilevel PWM Strategies," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 6910-6919, Oct. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2511154.
- [7] Boost, M.A. & Ziogas, P. D. 1988, «State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, no. 2, pp. 271-280.
- [8] T. J. Å. Hammarström, "Multilevel PWM: A Tool to Explore Insulation PD Characteristics," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, no. 10, pp. 4075-4084, Oct. 2019, doi: 10.1109/TIM.2018.2884636.
- [9] Rus, D.C., Preda, N.S., Incze, I.I., Imecs, M. & Szabo, C. 2010, "Comparative analysis of PWM techniques: Simulation and DSP implementation", , pp. 1.
- [10] H. Enzinger and C. Vogel, "Analytical description of multilevel carrier-based PWM of arbitrary bounded input signals," 2014 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Melbourne VIC, 2014, pp. 1030-1033, doi: 10.1109/ISCAS.2014.6865314..

[11] J. L. Diaz Rodriguez, L. David Pabon Fernandez and A. P. Garcia, "Harmonic distortion optimization of multilevel PWM inverter using genetic algorithms," 2014 IEEE 5th Colombian Workshop on Circuits and Systems (CWCAS), Bogota, 2014, pp. 1-6

Chapter 3

[1] M. Ahmed, A. Sheir and M. Orabi, "Real-Time Solution and Implementation of Selective Harmonic Elimination of Seven-Level Multilevel Inverter," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 5, no. 4, pp. 1700-1709, Dec. 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2017.2746760.

[2] Holmes, D. ; Lipo, T. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice Wiley-IEEE Press 2003 ISBN: 9780470546284

[3] Kim, Yoone Ho ; Ehsani, M., « An Algebraic Algorithm for Microcomputer- Based (Direct) Inverter Pulsewidth Modulation, » in Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.IA-23, no.4, pp.654-660, July 1987

[4] Boglietti, A. ; Griva, G.; Pastorelli, M.; Profumo, F.; Adam, T., "Different PWM modulation techniques indexes performance evaluation," Industrial Electronics, 1993. Conference Proceedings, ISIE'93 - Budapest., IEEE International Symposium on , vol., no., pp.193,199, 1993

[5] us, D. C. Preda, N. S. Incze, I.I. Imecs, M. Szabo , C., "Comparative analysis of PWM techniques: Simulation and DSP implementation," Automation Quality and Testing Robotics (AQTR), 2010 IEEE International Conference on , vol.3, no., pp.1,6, 28-30 May 2010

[6] Boost, M.A.; Ziogas, P.D., "State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical evaluation," Industry applications, IEEE Transactions on , vol.24, no.2, pp.271,280, Mar/Apr 1988

[7] Patel, Hasmukh S.; Hoft, R.G., "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I--Harmonic Elimination," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.IA-9, no.3, pp.310,317, May 1973

[8] Patel, Hasmukh S.; Hoft, R.G., "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part II --- Voltage Control Techniques," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.IA-10, no.5, pp.666,673, Sept. 1974, doi: 10.1109/TIA.1974.349239

[9] Zhiqiang Gao; Yunzhi Qiu; Xuesong Zhou; Youjie Ma, "An overview on harmonic elimination," in Mechatronics and Automation (ICMA), 2015 IEEE International Conference on , vol., no., pp.11-16, 2-5 Aug. 2015

[10] Trzynadlowski, A.M.; Gang, C., "Computation of optimal switching patterns for voltage-controlled inverters using neural-network software," Computers in Power Electronics, 1992., IEEE Workshop on , vol., no., pp.229,237, 1992

[11] Tengfei Wang; Yongqiang Zhu, "Analysis and comparison of multicarrier PWM schemes applied in H-bridge cascaded multi-level inverters," *Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2010 the 5th IEEE Conference p.1379,1383, 15-17 June 2010

Chapter 4

[1] Hsieh, T. Liang, S. Chen and S. Tsai, "Design and Implementation of a Novel Multilevel DC–AC Inverter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2436-2443, May-June 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2527622. Holmes, D. ; Lipo, T. Pulse Width Modulation for Power Converters:

[2] M. D. Siddique, S. Mekhilef, N. M. Shah, A. Sarwar, A. Iqbal and M. A. Memon, "A New Multilevel Inverter Topology With Reduce Switch Count," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 58584-58594, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2914430.

[3] H. K. Jahan, F. Panahandeh, M. Abapour and S. Tohidi, "Reconfigurable Multilevel Inverter With Fault-Tolerant Ability," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 9, pp. 7880-7893, Sept. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2773611.

[4] N. Sandeep and U. R. Yaragatti, "A Switched-Capacitor-Based Multilevel Inverter Topology With Reduced Components," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5538-5542, July 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2779822.

[5] A. Masaoud, H. W. Ping, S. Mekhilef and A. S. Taallah, "New Three-Phase Multilevel Inverter With Reduced Number of Power Electronic Components," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6018-6029, Nov. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2298616.

[6] C. B. Barth et al., "Design and Control of a GaN-Based, 13-Level, Flying Capacitor Multilevel Inverter," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2179-2191, Sept. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2956166.

[7] Y. Lei et al., « A 2-kW Single-Phase Seven-Level Flying Capacitor Multilevel Inverter With an Active Energy Buffer, » in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8570-8581, Nov. 2017, doi : 10.1109/TPEL.2017.2650140.

[8] S. Jain and V. Sonti, "A Highly Efficient and Reliable Inverter Configuration Based Cascaded Multilevel Inverter for PV Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2865-2875, April 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2633537.

[9] S. N. Rao, D. V. A. Kumar and C. S. Babu, "New multilevel inverter topology with reduced number of switches using advanced modulation strategies," 2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC), Sri Rangalatchum Dindigul, 2013, pp. 693-699, doi: 10.1109/ICPEC.2013.6527745.

- [10] N. Seth, V. Goel and R. D. Kulkarni, "Three phase innovative multilevel inverter topologies for research and industrial applications: A review," 2017 International Conference on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE), Navi Mumbai, 2017, pp. 1-6,doi:10.1109/ICNTE.2017.7947934.

ANNEXE A : Modèle de la commande à trois niveaux

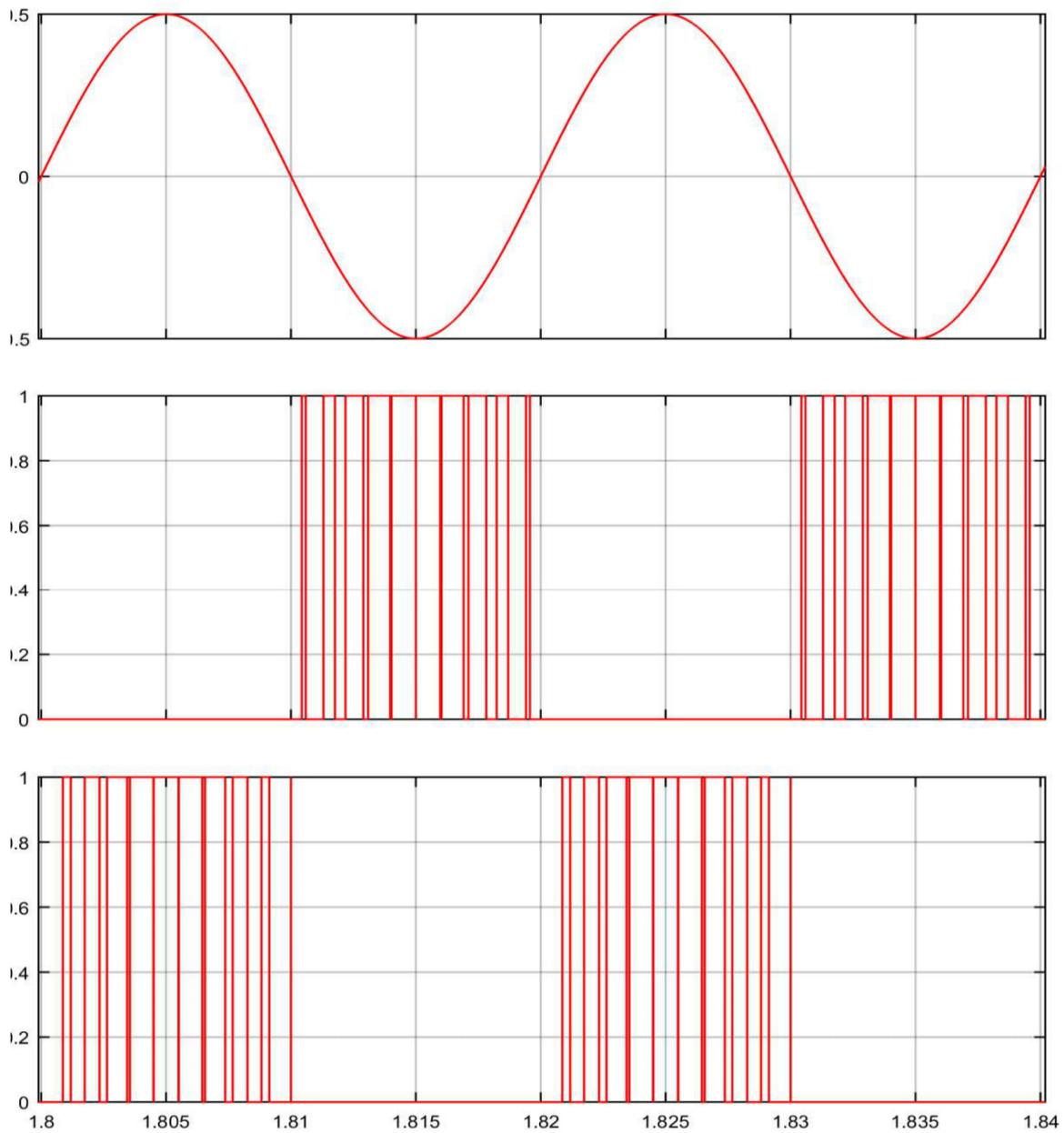


Tableau 5.1 La table logique approximative à cette commande est définie comme suit :

3 Level Delay (ms)	Time(s)		Output	
	Start	End	Pin 2	Pin3
1	1,8	1 801	OFF	OFF
8	1 801	1,81	OFF	ON
1	1,81	1 819	OFF	OFF
8	1 819	1,82	ON	OFF
1	1 819	1,82	OFF	OFF

Cette commande est adoptée pour la réalisation du programme de commande de l'onduleur à trois niveaux.

----- Commande des trois niveaux -----

```
int CPin2 = 2; //select les pins pour la commande pwm
int CPin3 = 3;

void setup(){

  // declare the PinX as an OUTPUT:
  pinMode(CPin2, OUTPUT);
  pinMode (CPin3, OUTPUT);
}
void loop() {

  digitalWrite (CPin2, LOW);
  digitalWrite (CPin3, LOW);
  delay(1); //Met en pause le programme pendant la valeur de 1 ms

  digitalWrite (CPin3, HIGH);
  delay(8);

  digitalWrite (CPin3, LOW);
  delay(1);

  digitalWrite (CPin2, HIGH);
  delay(8);

  digitalWrite (CPin2, LOW);
  delay (1);

}
```

ANNEXE B : Modèle de la commande à cinq niveaux

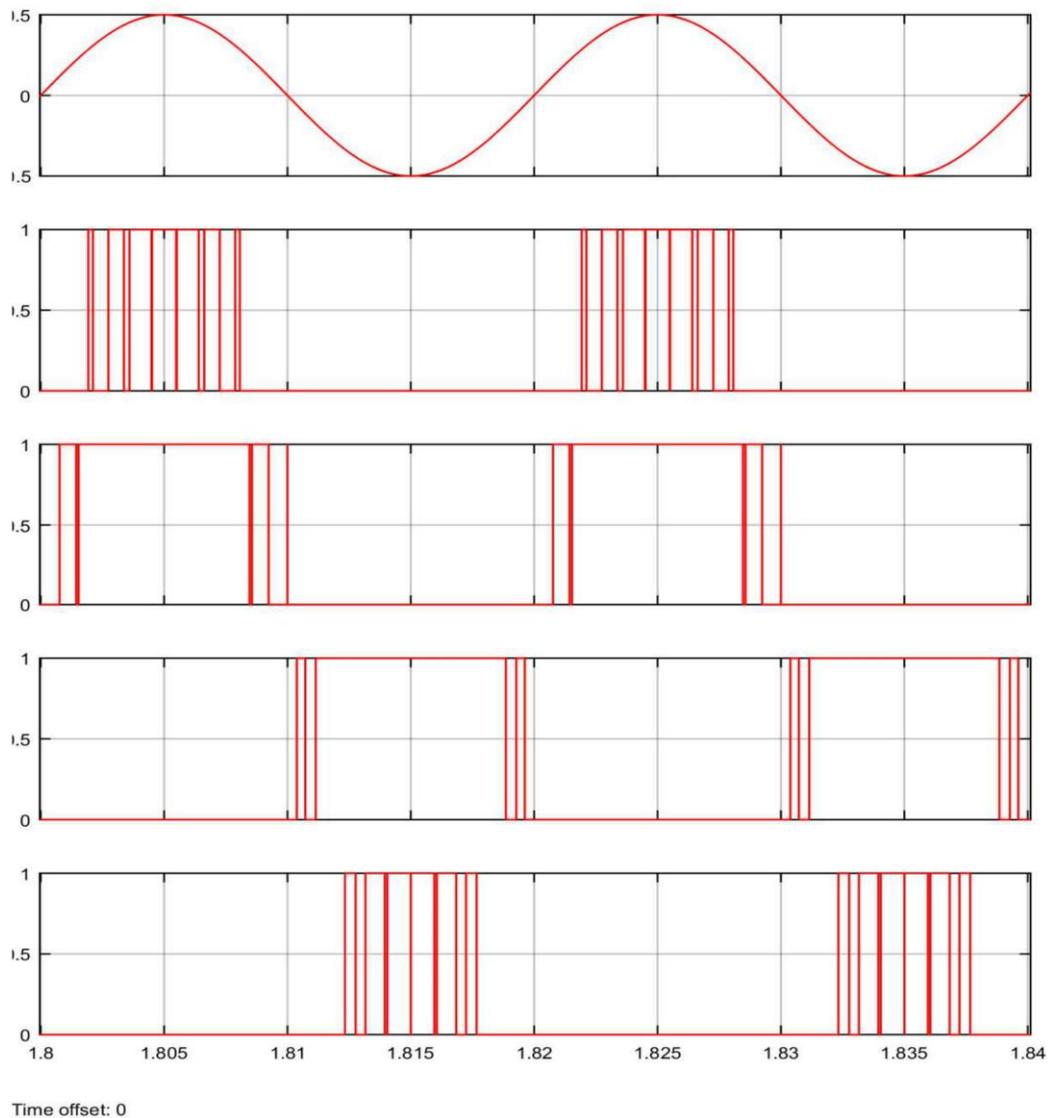


Tableau 5.2 La table logique approximative à cette commande est définie comme suit :

7 Level Delay (ms)	Time(s)		Output			
	Start	End	Pin 2	Pin3	Pin4	Pin5
1	1,8	1 801	OFF	OFF	OFF	OFF
1	1.801	1.802	OFF	ON	OFF	OFF
6	1.802	1.808	ON	ON	OFF	OFF
1	1.808	1.809	OFF	ON	OFF	OFF
2	1.809	1.811	OFF	OFF	OFF	OFF
1	1.811	1.812	OFF	OFF	ON	OFF
6	1812	1 818	OFF	OFF	ON	ON
1	1 818	1 819	OFF	OFF	ON	OFF
1	1819	1,82	OFF	OFF	OFF	OFF

Cette commande est adoptée pour la réalisation du programme de commande de l'onduleur à cinq niveaux.

----- Commande des cinq niveaux -----

```
int CPin2 = 2 ;
int CPin3 = 3 ;
int CPin4 = 4 ;
int CPin5 = 5;

void setup(){

  // declare the PinX as an OUTPUT:
  pinMode(CPin2, OUTPUT);
  pinMode (CPin3, OUTPUT) ;
  pinMode (CPin4, OUTPUT) ;
  pinMode (CPin5, OUTPUT) ;

}
void loop() {

  digitalWrite (CPin2, LOW);
  digitalWrite (CPin3, LOW);
  digitalWrite (CPin4, LOW);
  digitalWrite (CPin5, LOW);
  delay(1) ;

  digitalWrite (CPin3, HIGH);
  delay(1) ;

  digitalWrite (CPin2, HIGH);
  delay(6) ;

  digitalWrite (CPin2, LOW);
  delay(1) ;

  digitalWrite (CPin3, LOW);
  delay(2) ;

  digitalWrite (CPin4, HIGH);
  delay(1) ;

  digitalWrite (CPin5, HIGH);
  delay(6) ;

  digitalWrite (CPin5, LOW);
  delay(1) ;

  digitalWrite (CPin4, LOW);
  delay (1) ;

}
```

ANNEXE C : Modèle de la commande à sept niveaux

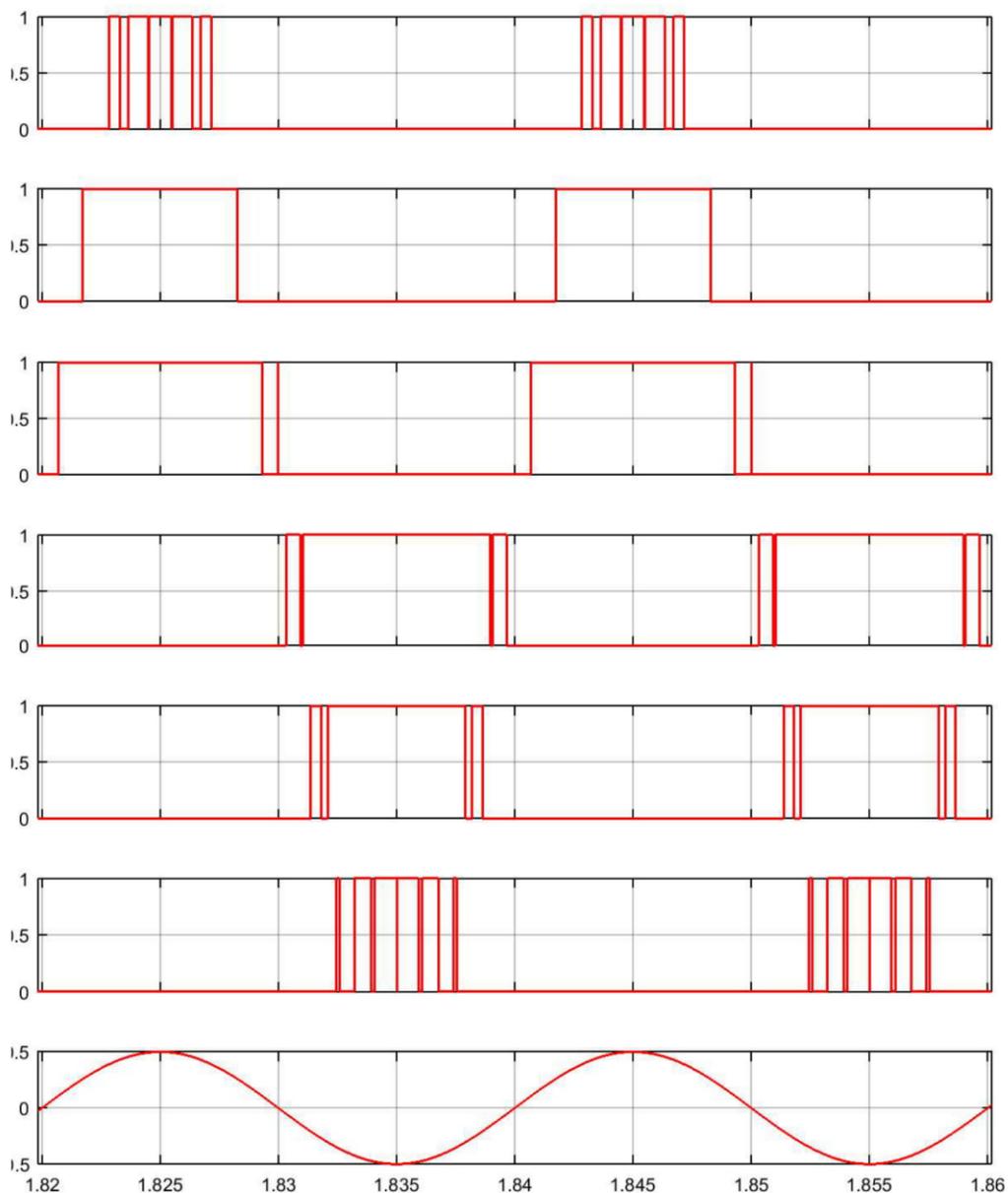


Tableau 5.3 La table logique approximative à cette commande est définie comme suit :

7 Level	Time(s)		Output						
	Delay (ms)	Start	End	Pin 2	Pin3	Pin4	Pin5	Pin6	Pin7
1	1,82	1 821	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
1	1.821	1.822	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	
1	1.822	1.823	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	
4	1.823	1.827	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	
1	1.827	1.828	OFF	ON	ON	OFF	OFF	OFF	
1	1.828	1.829	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	
2	1.829	1.831	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	
1	1.831	1.832	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	
1	1.832	1.833	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	
4	1.833	1.837	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	
1	1.837	1.838	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF	
1	1.838	1.839	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	OFF	
1	1.839	1.84	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	

Cette commande est adoptée pour la réalisation du programme de commande de l'onduleur à sept niveaux.

----- Commande des sept niveaux -----

```
int CPin2 = 2; //select les pins pour la commande pwm
int CPin3 = 3;
int CPin4 = 4;
int CPin5 = 5;
int CPin6 = 6;
int CPin7 = 7;

void setup(){

  // declare the PinX as an OUTPUT:
  pinMode(CPin2, OUTPUT);
  pinMode (CPin3, OUTPUT) ;
  pinMode (CPin4, OUTPUT) ;
  pinMode(CPin5, OUTPUT);
  pinMode(CPin6, OUTPUT);
  pinMode(CPin7, OUTPUT);

}
void loop() {

  digitalWrite (CPin2, LOW);
  digitalWrite (CPin3, LOW);
  digitalWrite (CPin4, LOW);
  digitalWrite (CPin5, LOW);
  digitalWrite (CPin6, LOW);
  digitalWrite (CPin7, LOW);
```

```
delay (1) ; //Met en pause le programme pendant la valeur de 500 en ms

digitalWrite (CPin4, HIGH);
delay(1) ;

digitalWrite (CPin3, HIGH);
delay(1) ;

digitalWrite (CPin2, HIGH);
delay(4) ;

digitalWrite (CPin2, LOW);
delay(1) ;

digitalWrite (CPin3, LOW);
delay(1) ;

digitalWrite (CPin4, LOW);
delay(2) ;

digitalWrite (CPin5, HIGH);
delay(1) ;

digitalWrite (CPin6, HIGH);
delay(1) ;

digitalWrite (CPin7, HIGH);
delay(4) ;

digitalWrite (CPin7, LOW);
delay(1) ;

digitalWrite (CPin6, LOW);
delay(1) ;

digitalWrite (CPin5, LOW);
delay(1) ;

}
```

ANNEXE D : Datasheet Driver Mosfet IR2304

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60200 revB

IR2304(S) & (PbF)

HALF-BRIDGE DRIVER

Product Summary

V _{OFFSET}	600V max.
I _{O+/-} (min)	60 mA/130 mA
V _{OUT}	10 - 20V
Delay Matching	50 ns
Internal deadtime	100 ns
ton/off (typ.)	220/220 ns

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation to +600V. Tolerant to negative transient voltage dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Under voltage lockout for both channels
- 3.3V, 5V, and 15V input logic input compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Matched propagation delay for both channels
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Internal 100ns dead-time
- Output in phase with input
- Available in Lead-Free

Description

The IR2304(S) are a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output driver features a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

Package



8-Lead PDIP

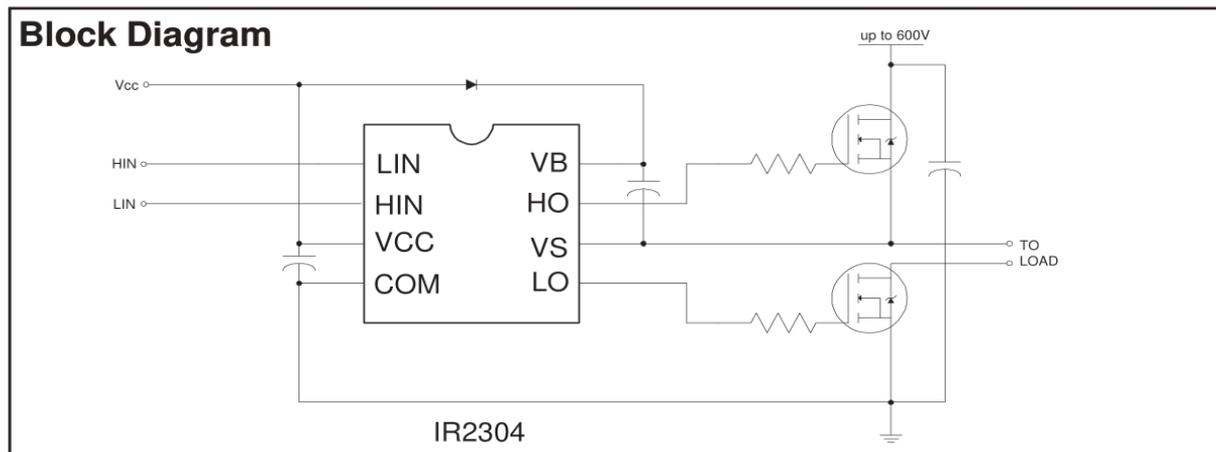


8 Lead SOIC

2106/2301/2108/2109/2302/2304 Feature Comparison

Part	Input logic	Cross-conduction prevention logic	Dead-Time	Ground Pins
2106/2301	HIN/LIN	no	none	COM
21064				VSS/COM
2108	HIN/LIN	yes	Internal 540ns	COM
21084				VSS/COM
2109/2302	IN/SD	yes	Internal 540ns	COM
21094				VSS/COM
2304	HIN/LIN	yes	Internal 100ns	COM

Block Diagram



Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM, all currents are defined positive into any lead. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _S	High side offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	V	
V _B	High side floating supply voltage	-0.3	625		
V _{HO}	High side floating output voltage HO	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side and logic fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage LO	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN)	-0.3	V _{CC} + 0.3		
Com	Logic ground	V _{CC} -25	V _{CC} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset voltage SLEW RATE	—	50	V/ns	
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	8-Lead SOIC	—	0.625	W
		8-Lead PDIP	—	1.0	
R _{thJA}	Thermal resistance, junction to ambient	8-Lead SOIC	—	200	°C/W
		8-Lead PDIP	—	125	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-50	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V _{HO}	High side (HO) output voltage	V _S	V _B	
V _{LO}	Low side (LO) output voltage	COM	V _{CC}	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN)	COM	V _{CC}	
V _{CC}	Low side supply voltage	10	20	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of COM -5 to COM +600V. Logic state held for V_S of COM -5V to COM -V_{BS}.

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and V_S is applicable to HO and LO.

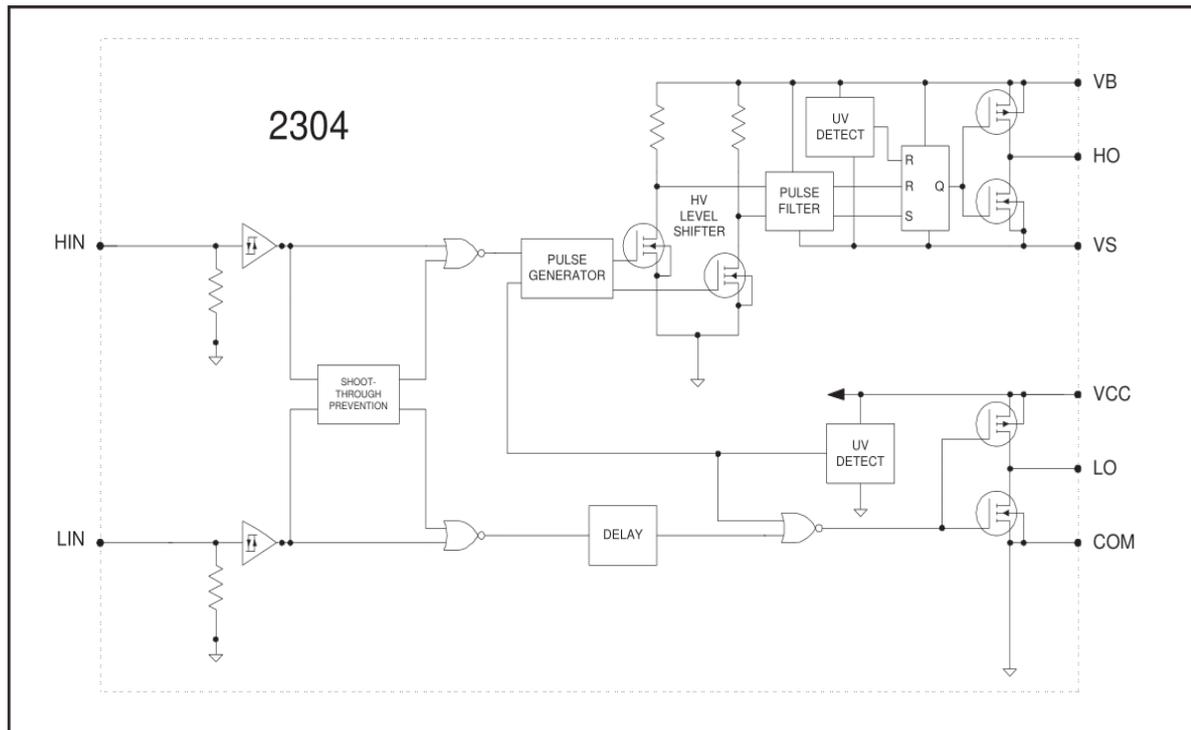
Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{CCUV+} V_{BSUV+}	V_{CC} and V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	8	8.9	9.8	V	
V_{CCUV-} V_{BSUV-}	V_{CC} and V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	7.4	8.2	9		
V_{CCUVH} V_{BSUVH}	V_{CC} supply undervoltage lockout hysteresis	0.3	0.7	—		
I_{LK}	Offset supply leakage current	—	—	50	μ A	$V_B = V_S = 600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	20	60	150		$V_{IN} = 0V$ or 5V
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	50	120	240		$V_{IN} = 0V$ or 5V
V_{IH}	Logic "1" input voltage	2.3	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	—	—	0.8		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	—	—	2.8		$I_O = 20mA$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	—	—	1.2		
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	—	5	40	μ A	$V_{IN} = 5V$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	—	1.0	2.0		$V_{IN} = 0V$
I_{O+}	Output high short circuit pulse current	60	—	—	mA	$V_O = 0V$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	130	—	—		$PW \leq 10 \mu s$

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS}) = 15V, V_S = COM, C_L = 1000 pF and T_A = 25°C unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	120	220	320	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	130	220	330		$V_S = 0V$ or 600V
t_r	Turn-on rise time	60	200	300		
t_f	Turn-off fall time	20	100	170		
DT	Dead time	80	100	190		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	—	50		

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{CC}	Low side supply voltage
COM	Logic ground and low side driver return
HIN	Logic input for high side gate driver output
LIN	Logic input for low side gate driver output
V _B	High side floating supply
HO	High side driver output
V _S	High voltage floating supply return
LO	Low side driver output

ANNEXE E : Datasheet Mosfet IRFZ44N

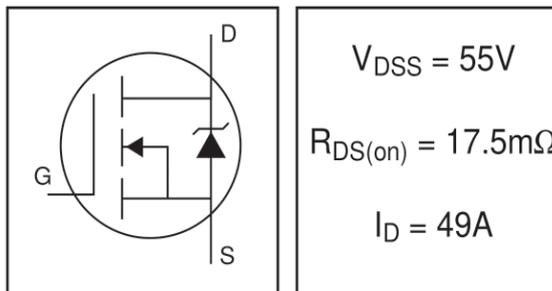
International
IR Rectifier

PD - 94053

IRFZ44N

HEXFET® Power MOSFET

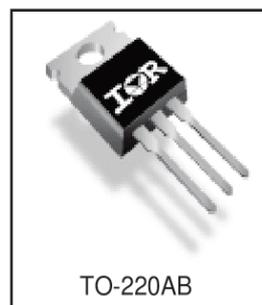
- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated



Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	49	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	160	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	94	W
	Linear Derating Factor	0.63	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current ①	25	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	9.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

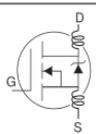
www.irf.com

1

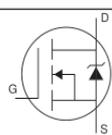
01/03/01

IRFZ44N

International
IR RectifierElectrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	55	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.058	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	17.5	m Ω	$V_{GS} = 10V, I_D = 25A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	19	—	—	S	$V_{DS} = 25V, I_D = 25A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 55V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 44V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	63	nC	$I_D = 25A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14		$V_{DS} = 44V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	23		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	12	—	ns	$V_{DD} = 28V$
t_r	Rise Time	—	60	—		$I_D = 25A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	44	—		$R_G = 12\Omega$
t_f	Fall Time	—	45	—		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1470	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	360	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	88	—		$f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	530 ⑤	150 ⑥	mJ	$I_{AS} = 25A, L = 0.47\text{mH}$

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	49	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	160		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 25A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	63	95	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 25A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	170	260	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 0.48\text{mH}$
 $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 25A$. (See Figure 12)

③ $I_{SD} \leq 25A$, $di/dt \leq 230A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$,
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$

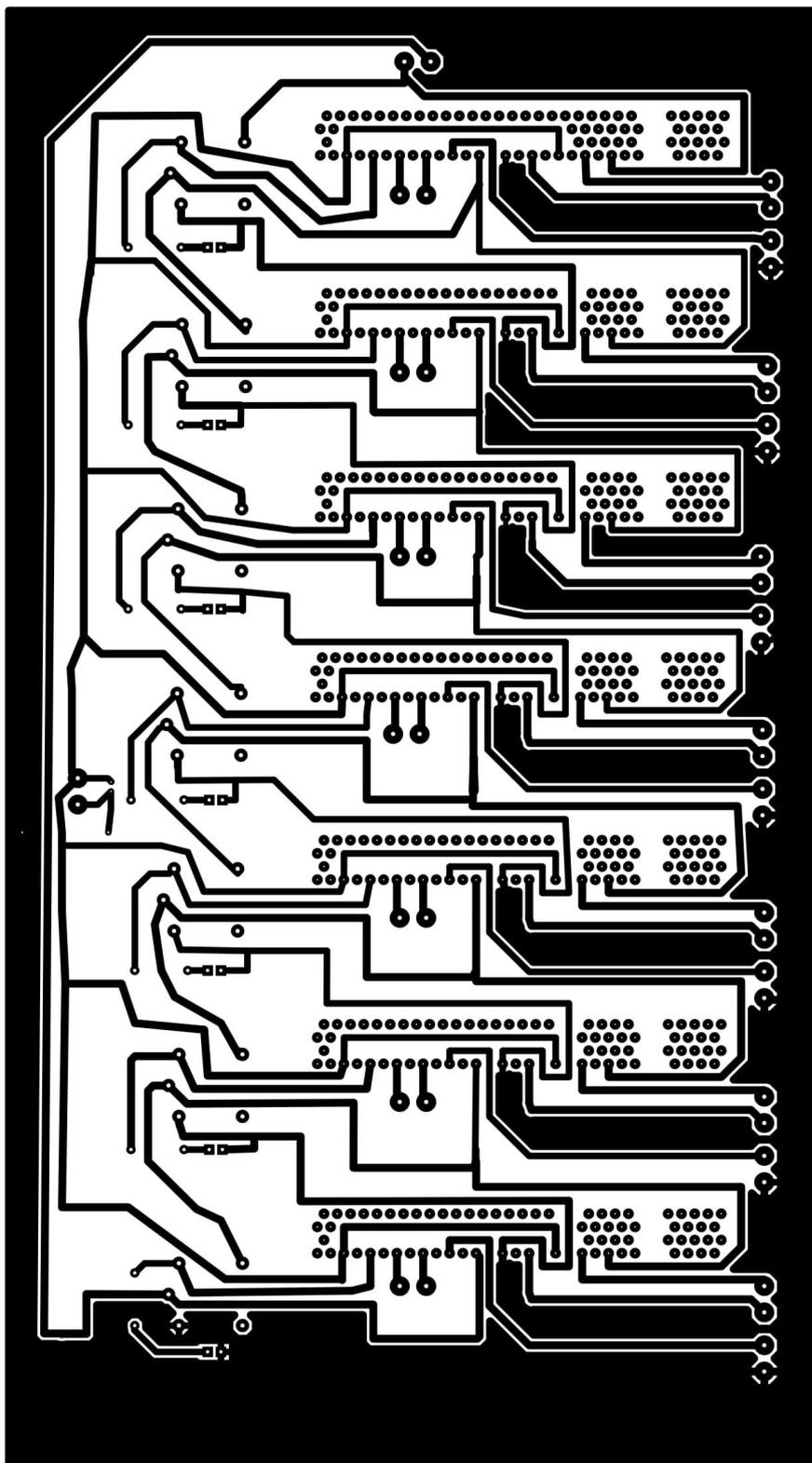
④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.

⑥ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

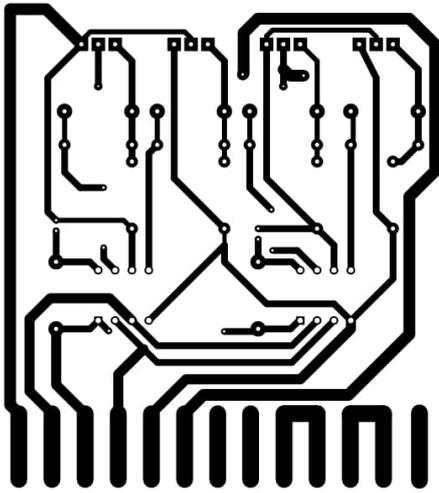
ANNEXE F : Circuit imprimé PCB

➤ Carte de liaison



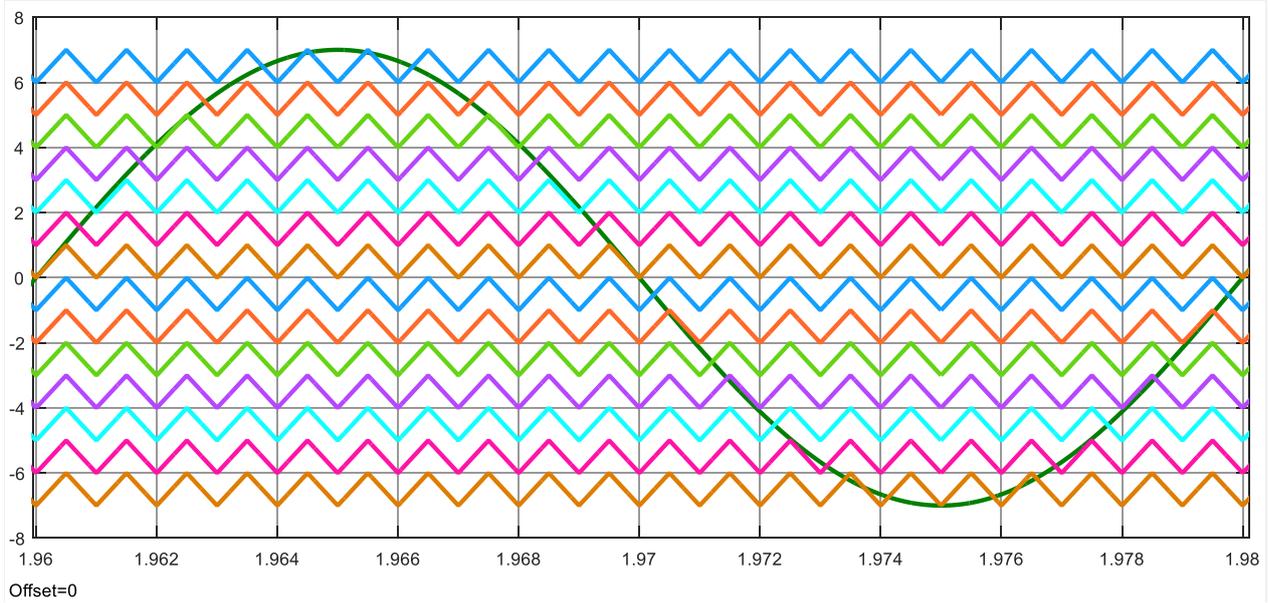
Circuit imprimé PCB liaison

➤ **Mini carte de Pont H**

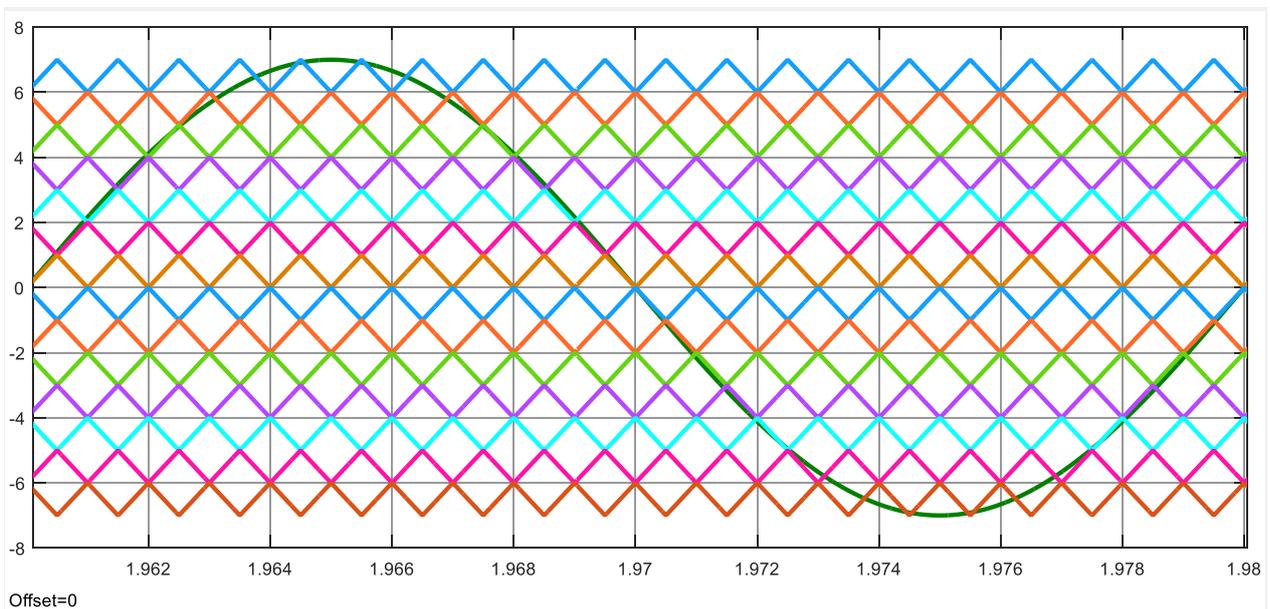


Circuit imprimé PCB barrette

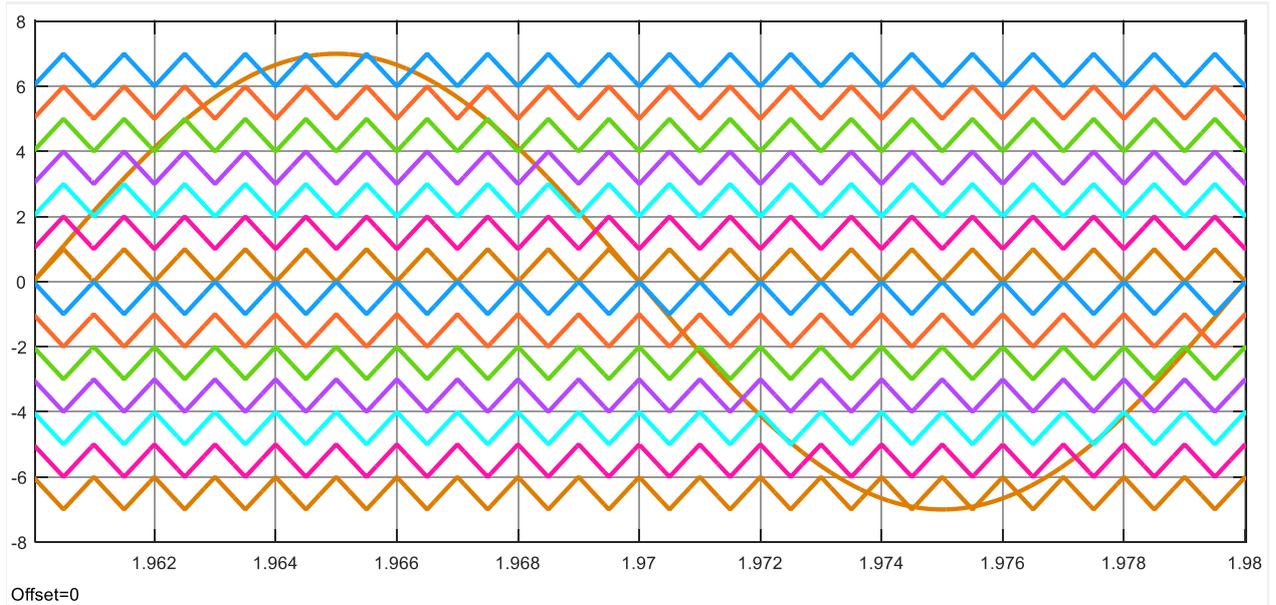
ANNEXE G : Les systèmes de modulation multiporteuse 1 K_{Hz} SPWM.



Disposition en phase.

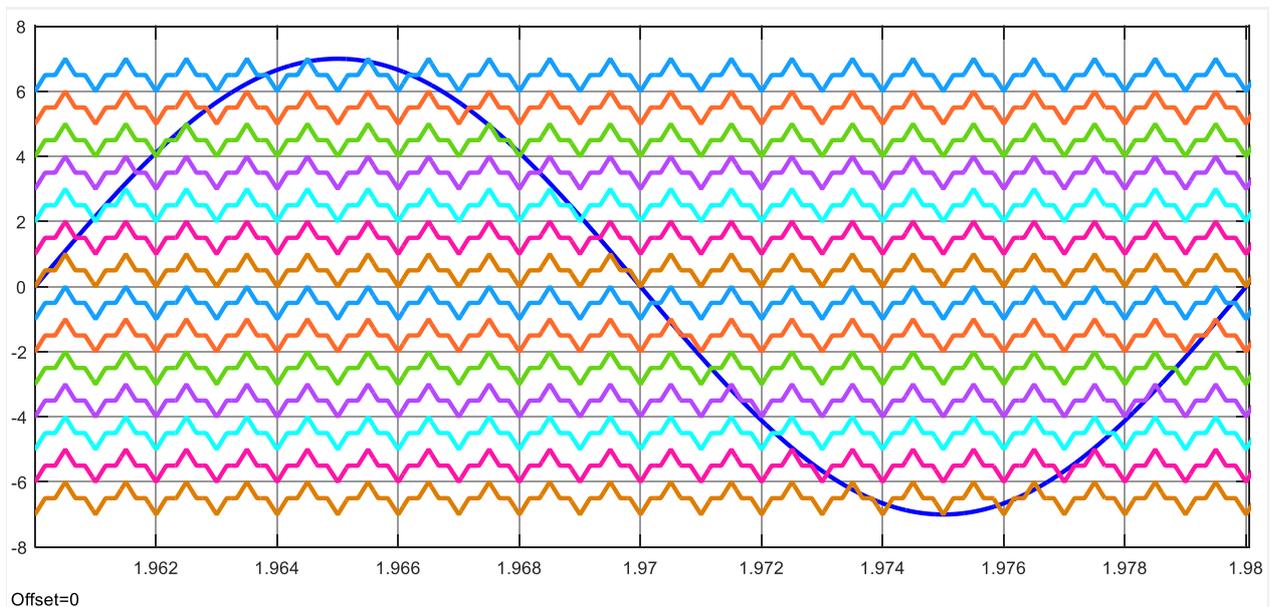


Disposition opposée alternative de phase.

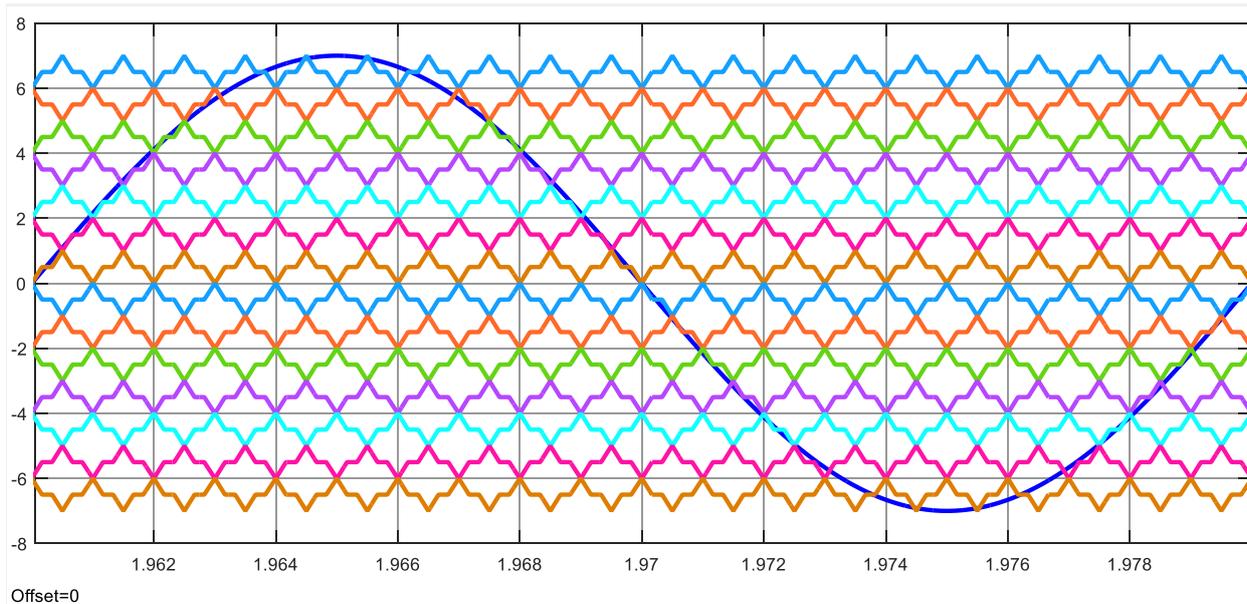


Disposition en opposé de phase.

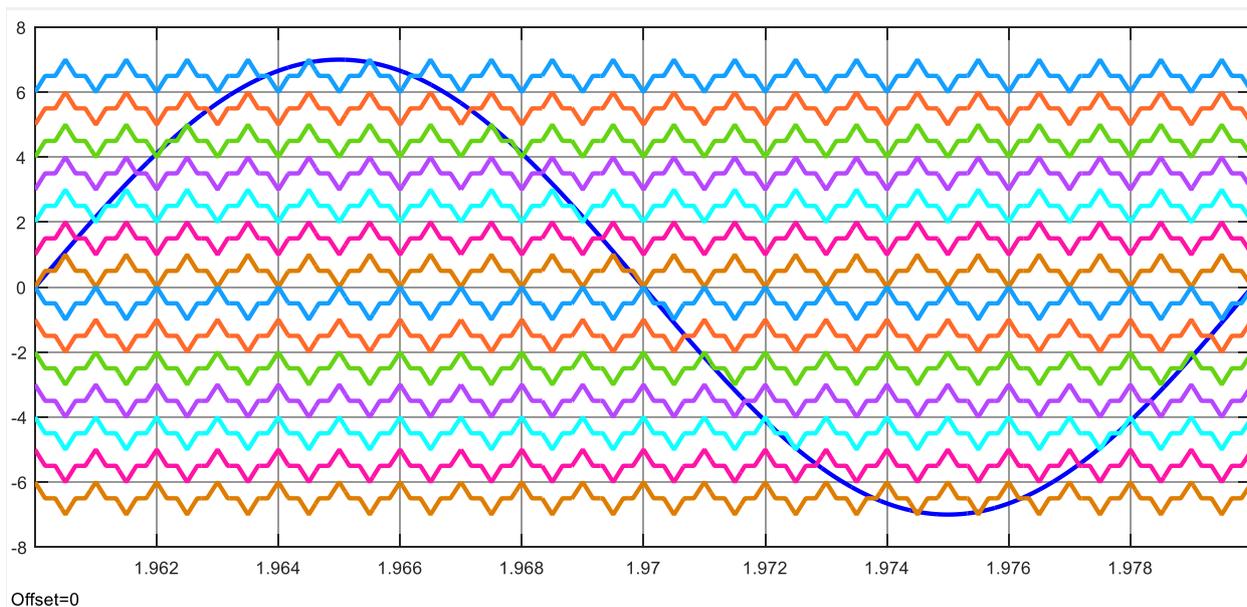
ANNEXE H : Les systèmes de modulation multiporteuse SPWM Trapézoïde a $1K_{HZ}$.



Disposition en phase.



Disposition opposée alternative de phase.



Disposition en opposé de phase.