

الجمهورية الديمقراطية الشعبية الجزائرية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية بالجزائر

Ecole Supérieure des Sciences Appliquées



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات

Ecole Nationale



Département du second cycle

## Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Traction électrique

Thème :

**Etat de l'art des onduleurs multiniveaux et leurs  
techniques de modulation**

Présenté par : M<sup>lle</sup> Akkouche Dalel.

Encadré par : M. BENACHOUR Ali.

Co-encadré par : M. IFFOUZAR Koussaila.

Soutenu le : 01/09/2010

Devant le jury composé de :

DEBBOUCHA Abdel Hakim

Dr BENACHOUR Ali

Dr IFFOUZARE Koussaila

HAMACHE Amar

Président

Encadreur

Examineur

Examineur

Ecole Supérieure des Sciences Appliquées d'Alger

Binôme N° : 09 /Master / 2020



الجمهورية الديمقراطية الشعبية الجزائرية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

المدرسة العليا في العلوم التطبيقية بالجزائر

Ecole Supérieure des Sciences Appliquées



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات

Ecole Nationale



Département du second cycle

## Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Traction électrique

Thème :

**Etat de l'art des onduleurs multiniveaux et leurs  
techniques de modulation**

Présenté par : M<sup>lle</sup> Akkouche Dalel.

Encadré par : M. BENACHOUR Ali.

Co-encadré par : M. IFFOUZAR Koussaila.

Soutenu le : 01/09/2010

Devant le jury composé de :

DEBBOUCHA Abdel Hakim

Dr BENACHOUR Ali

Dr IFFOUZARE Koussaila

HAMACHE Amar

Président

Encadreur

Examineur

Examineur

Ecole Supérieure des Sciences Appliquées d'Alger

Binôme N° : 09 /Master / 2020

## REMERCIEMENTS

Je remercie Allah, le tout puissant de m'avoir donné la volonté, la patience et la santé durant toutes ces longues années d'études.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mes encadreur **Dr A. BENACHOUR** et **Dr K. IFFOUZARE** de m'avoir confié ce sujet, de leur patience et de l'aide précieuse qu'ils m'ont toujours apporté jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Je tiens également à remercier monsieur **DEBBOUCHA Abdel Hakim** qui m'a fait l'honneur de présider le jury. Mes remerciements vont également aux membres de jury qui m'ont fait l'honneur de participer au jury et pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner, en l'occurrence : **Monsieur HAMACHE Amar**. Mes vifs remerciements à tout enseignant du seconde cycle de l'école supérieur des sciences appliquées, département de génie électrique pour leur générosité et leurs sérieux au travail pour nous transmettent de leur précieux savoir tout au long de notre cursus.

Je remercie du plus profond de mon cœur ma chère mère et mon sacrificiant père, mes frères, mes sœurs, ma tante ainsi que l'ensemble de ma famille et de mes amis proches pour leur soutien inconditionnel.

Finalement, je tiens à remercier toute personne fait son mieux pour le bien de ce pays et de l'humanité, un grand Merci à vous.



## ملخص:

يتمحور هذا العمل حول المحولات متعددة المستويات، نظرا لولوجها عالم الصناعة بقوة واستقطابها للعديد من المجالات بفضل جودة الطاقة التي تحررها و نطاقاتها الواسعة والعديد من المزايا التي جعلت لها صوتا واسعا الاصداء. تقوم المحولات متعددة المستويات حول ثلاث هندسات اساسية مصممة خصيصا لتطبيقات التوتر المتوسط مع الجهد المتوسط و العالي ملبية لطلبات الصناعة. كجزء لا يتجزأ، لا يقوم عمل هذه المحولات بدون استراتيجيات التحكم التي لقيت بدورها اقبالا و نهاتفا على تطويرها بصفة مثالية لاكتمال هذه الثورة التقنية، اخيرا، التوافق بين طوبولوجيات المحولات و استراتيجيات التحكم لا يلبي دائما بامكانية التطبيق لهذا تمت مناقشة حول الموضوع متبوعة باستنتاج عام.

**الكلمات الدالة :** المحولات متعددة المستويات، استراتيجيات التحكم , محولات NPC , محولات FC , محولات CHB

## Abstract :

The main objective of this work is to present a state of the art of multi-level inverters, converters based on three fundamental topologies NPC, FC and CHB which have the captivating features in terms of power quality, power range, modularity and other features to achieve high quality output signals, being specially designed for medium voltage to medium and high-power applications. Secondly, our work highlights the design of control strategies and the development of modulation methods that have been introduced in recent years to successfully lead this technical revolution. Finally, a convention between the basic topologies and the different modulation techniques was discussed, followed by a general conclusion.

**Key words:** multi-level inverters, modulation methods, NPC multilevel inverter, FC multilevel inverter, CHB multilevel inverter.

## Résumé :

L'objectif principale de ce travail est de présenter un état de l'art des onduleurs multiniveaux, des convertisseurs se basent sur trois topologies fondamentales NPC, FC et CHB qui possèdent les caractéristiques captivantes en termes de qualité d'énergie, de gamme de puissance, de modularité et d'autres caractéristiques permettant d'obtenir des signaux de sortie de haute qualité, étant spécialement conçues pour les applications de moyenne tension à moyenne et haute puissance. Au second lieu, notre travail mis en exergue la conception de stratégies de contrôle et le développement de méthodes de modulation qui ont été introduits ces dernières années pour bien mener à cette révolution technique. Finalement, une convention entre les topologies de base et les différentes techniques de modulation a été abordé, suivie par une conclusion générale.

**Mots clés :** Onduleur multiniveaux, technique de modulation multiniveau, Onduleur multiniveaux NPC, Onduleur multiniveaux FC, onduleur multiniveaux CHB

**TABLE OF CONTENTS**

**REMERCIEMENTS..... 3**

**LISTE DES TABLEAUX ..... II**

**LISTE DES FIGURES.....III**

**LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS.....IV**

**INTRODUCTION GENERALE ..... 1**

**I. ETAT DE L'ART DES ONDULEURS MULTINIVEAUX..... 3**

INTRODUCTION.....3

I.1 HISTORIQUE DUR LES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....3

I.2 TOPOLOGIES CLASSIQUES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....5

I.2.1 Onduleur clampé par le neutre (Neutral Point Clamped NPC) .....5

I.2.2 Onduleur à condensateurs flottants (Flying Capacitor FC) .....8

I.2.3 Onduleur en pont H cascadié (Cascaded H bridge CHB)..... 11

I.3 ONDULEURS MULTINIVEAUX A SOURCE IMPEDANTE..... 15

Les convertisseurs traditionnels à source de tension et à source de courant souffrent de deux problèmes majeurs et qui sont :..... 15

- Ils sont soit un Buck Converter ou un Boost-Converter, ne peuvent pas fournir un fonctionnement Buck-Boost, limitant ainsi leur plage de tension de sortie. .... 15
- Ils sont vulnérables au bruit *EMI* et ne peut tolérer ni court-circuit ni circuit ouvert, ce qui bouleverse leur fiabilité [19]..... 15

I.3.1 Onduleur multiniveaux NPC à Z-source ..... 16

I.3.2 Avantages et inconvénients des onduleurs multiniveaux à Z-source ..... 17

I.4 NOUVELLES TOPOLOGIES..... 18

**II. ETAT DE L'ART DES STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS MULTINIVEAUX..... 20**

II.1 INTRODUCTION.....20

II.2 MODULATION A BASE DE PORTEUSE.....21

II.2.1 Modulation multi-porteuse à décalage de phase (PS-PWM).....21

II.2.2 Modulation multi-porteuse à décalage de niveau (LS-PWM).....22

II.2.3 Modulation PWM hybride (Hybrid PWM Modulation).....22

II.2.4 Elimination sélective des harmoniques à multiniveaux (SHE PWM).....23

II.3 MLI VECTORIELLE (SPACE VECTOR MODULATION) .....25

II.3.1 MLI vectorielle 2D.....26

II.3.2 MLI vectorielle 3 dimensionnel (SVM 3D) .....27

II.3.3 Sélection du vecteur le plus proche (Nearest Vector selection) .....29

II.4 MODULATION DES TROIS VECTEURS VIRTUELS LES PLUS PROCHES (NTV-SVM) POUR L'EQUILIBRE DU BUS CONTINUE.....29

II.5 APPLICABILITE DES METHODES DE MODULATION SUR LES ONDULEURS MULTINIVEAUX .....33

**CONCLUSION GENERALE ..... 35**

**REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES ..... 36**

**LISTE DES TABLEAUX**

TABLEAU I-1: ETATS DE FONCTIONNEMENT POSSIBLE POUR L'ONDULEUR NPC A 3 NIVEAUX[4][8][9].  
.....6

TABLEAU I-2 : ETATS DE FONCTIONNEMENT POSSIBLE POUR L'ONDULEUR FC A 3 NIVEAUX[14].....9

TABLEAU I-3 : LES ETATS DE FONCTIONNEMENT POSSIBLES DE L'ONDULEUR H-BRIDGE A 3 NIVEAUX.  
.....12

TABLEAU II-1: COMBINAISON DES VECTEURS POUR LA NTV .....31

TABLEAU II-2 : RAPPORTS CYCLIQUES DES REGIONS.....32

TABLEAU II-3 : SEQUENCES DE COMMUTATION POUR LA **1ere** REGION .....33

TABLEAU III-1: APPLICABILITE DES METHODES DE MODULATION SUR DES ONDULEURS  
MULTINIVEAUX[11] .....34

**LISTE DES FIGURES**

FIGURE I-1 CLASSIFICATION DES ONDULEURS MULTINIVEAUX. ....4

FIGURE I-2: STRUCTURE DE L'ONDULEUR NPC A 3N [4]. ....5

FIGURE I-3 : STRUCTURE DE L'ONDULEUR NPC A (**a**) 5 NIVEAUX (**b**) N NIVEAUX[10]. ....7

FIGURE I-4 : STRUCTURE DE L'ONDULEUR FC A 3 NIVEAUX [23]. ....9

FIGURE I-5: STRUCTURE DE L'ONDULEUR FC A N NIVEAUX [14]. ....10

FIGURE I-6: STRUCTURE D'UN BRAS DE L'ONDULEUR H-BRIDGE A 3 NIVEAUX. ....11

FIGURE I-7: STRUCTURE D'UN BRAS DE L'ONDULEUR H-BRIDGE A N NIVEAUX. ....13

FIGURE I-8: STRUCTURE DE L'ONDULEUR TRIPHASE NPC AU RESEAU Z-SOURCE .....16

FIGURE I-9 : STRUCTURE DE L'ONDULEUR T-NPC DUAL BOOST CLAMPE ACTIVEMENT PAR LE  
NEUTRE A 7N. ....18

FIGURE I-10 : STRUCTURE DE L'ONDULEUR TRIPHASE E-TYPE A 5N. ....19

FIGURE I-11 : STRUCTURE DE L'ONDULEUR MONOPHASE 3 SOURCES 15N. ....19

FIGURE II-1: CLASSIFICATION DES METHODE DE MODULATION MULTINIVEAU [21]. ....20

FIGURE II-2: FORME D'ONDE DE LA TENSION DE SORTIE POUR UN CONVERTISSEUR A CINQ NIVEAUX. .24

FIGURE II-3 : SCHEMA CONVENTIONNEL DE MODULATION AU LE PLUS PROCHE [33]. ....25

FIGURE II-4: DIAGRAMME VECTORIEL DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX. ....27

FIGURE II-5 : SVM 3D D'UN CONVERTISSEUR A 3 NIVEAUX .....28

FIGURE II-6: DIAGRAMME VECTORIEL DE LA NTV-SVM .....31

FIGURE II-7: VECTEURS VIRTUELS DU **1er** SECTEUR. ....32

## LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

<b>NPC</b>	Neutral pointed clamped
<b>FC</b>	Flying capacitor
<b>CHB</b>	Cascaded H-Bridge
<b>ANPC</b>	Actif Neutral Point Clamped
<b>DC</b>	Direct current
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolar Transistor
$V_{DC}$	Tension du bus continu
<b>CSI</b>	Current source inverter
<b>VSI</b>	Voltage source inverter
<b>PWM</b>	Pulse Width Modulation
<b>SVM</b>	Space Vector Modulation
<b>MLI</b>	Modulation de largeur d'impulsion
<b>PS-PWM</b>	Phase sifted Pulse Width Modulation
<b>LS-PWM</b>	Level Shefted Pulse Width Modulation
<b>IPD</b>	In Phase Disposition
<b>APOD</b>	Alternate Phase Opposition Disposition
<b>POD</b>	Phase Opposition Disposition
<b>SHEPWM</b>	Selective Harmonic Elimination
<b>NLS</b>	Nearest Level Selection
<b>NVC</b>	Nearest Vector Control

## INTRODUCTION GENERALE

Au cours des dernières décennies, le développement technologique dans l'industrie a accru la demande de sources de haute puissance à fréquence variable et de sources de moyenne à haute tension. Cela a rendu les convertisseurs électroniques de puissance très importants pour contrôler les charges industrielles et domestiques. Le réseau intelligent est considéré comme l'une des applications les plus importantes d'aujourd'hui. Il nécessite souvent un flux de puissance bidirectionnel et un réseau électrique entièrement contrôlé (de la production au client). Il faut donc s'attendre à ce que les convertisseurs électroniques de puissance représentent jusqu'à 70-80% de la puissance totale du réseau [1]

Les convertisseurs à deux niveaux souffrent de la forte teneur en harmoniques de la tension de sortie qui rend nécessaire l'utilisation d'un filtre. Ce filtre de puissance est un coût supplémentaire pour le convertisseur. En augmentant la fréquence de commutation du PWM, le contenu harmonique peut être réduit, mais cette technique augmente la perte de commutation du convertisseur [2]. Ces inconvénients majeurs motivent les chercheurs à trouver un convertisseur de puissance alternatif tel que le convertisseur multiniveau. Ce convertisseur peut fonctionner à une puissance élevée, à une tension moyenne et permet d'obtenir une tension de sortie avec un contenu harmonique réduit par rapport à un convertisseur à deux niveaux [3].

Trois topologies des onduleurs multiniveaux représentent les structures fondamentales dans ce domaine, c'est-à-dire que plusieurs topologies récentes ne sont que des structures modifiées ou hybride de ces onduleurs qui sont : l'onduleur en pont «H» en série (CHB), l'onduleur clampé par le neutre (NPC) ou l'onduleur des condensateurs flottants (FC)[4]. Qui sont tous des onduleurs a source de tension. Une vue différente a permis de modifier la source des convertisseurs et réussir à dépasser plusieurs obstacles avec les sources anciennes, en dévoilant ce qu'on appelle les onduleurs multiniveaux à Z-source et à T-source [5].

Malgré la révolution industrielle mise en place grâce à les onduleurs multiniveaux, ces derniers présentent pas mal d'inconvénients, commençant par la complexité des algorithmes de contrôle et du circuit de puissance, les pertes de commutation ainsi que le coût élevé du convertisseur. Les

recherches récentes se concentrent sur leur optimisation. Cette optimisation peut être réalisée par la simplification du circuit de commande ou de puissance, et c'est la raison pour laquelle différentes topologies sont apparues à la suite de la conversion multiniveaux, et par conséquent plusieurs techniques de contrôle [3][6].

Dans le but de recueillir la conversion multiniveau, ce travail expose les structures classiques des onduleurs multiniveaux avec leur historique, les structures hybrides les plus courantes, et un bref aperçu sur les onduleurs multiniveaux à Z-source. Le contenu de cette micro revue n'a pas assez de valeur sans la présentation des techniques de modulations multiniveaux aussi les plus utilisées, pour en conclure par une analyse de convenance d'applicabilité entre les topologies classiques présentées et les schémas de modulations multiniveaux.

## I. ETAT DE L'ART DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

### Introduction

Durant les dernières années, les convertisseurs multiniveaux ont connu un succès dans diverses applications de la moyenne tension, grâce à leur capacité à améliorer la forme d'onde de la tension délivrée à la charge.

En effet, contrairement aux convertisseurs classiques où autrement dit, les convertisseurs à 2 niveaux, ceux à multi-niveaux permettent d'atteindre des amplitudes élevées de la tension à leur sortie, par le moyen de commutateurs de puissance adéquats à chaque application.

Dans les titres qui suivent, nous aborderons les différentes topologies qui appartiennent aux convertisseurs multi-niveaux ainsi que leurs domaines d'applications.

### I.1 Historique des onduleurs multiniveaux

Tout a commencé dans les années soixante, lorsque C. W. Flairty mit en série plusieurs onduleurs en pont H, avec un déphasage entre eux réalisé au moyen d'un transformateur[3]. Ensuite, W.M. Murray enchaina avec une étude, en 1971, portant sur la mise en série de l'onduleur monophasé à 3N, en pont H [4].

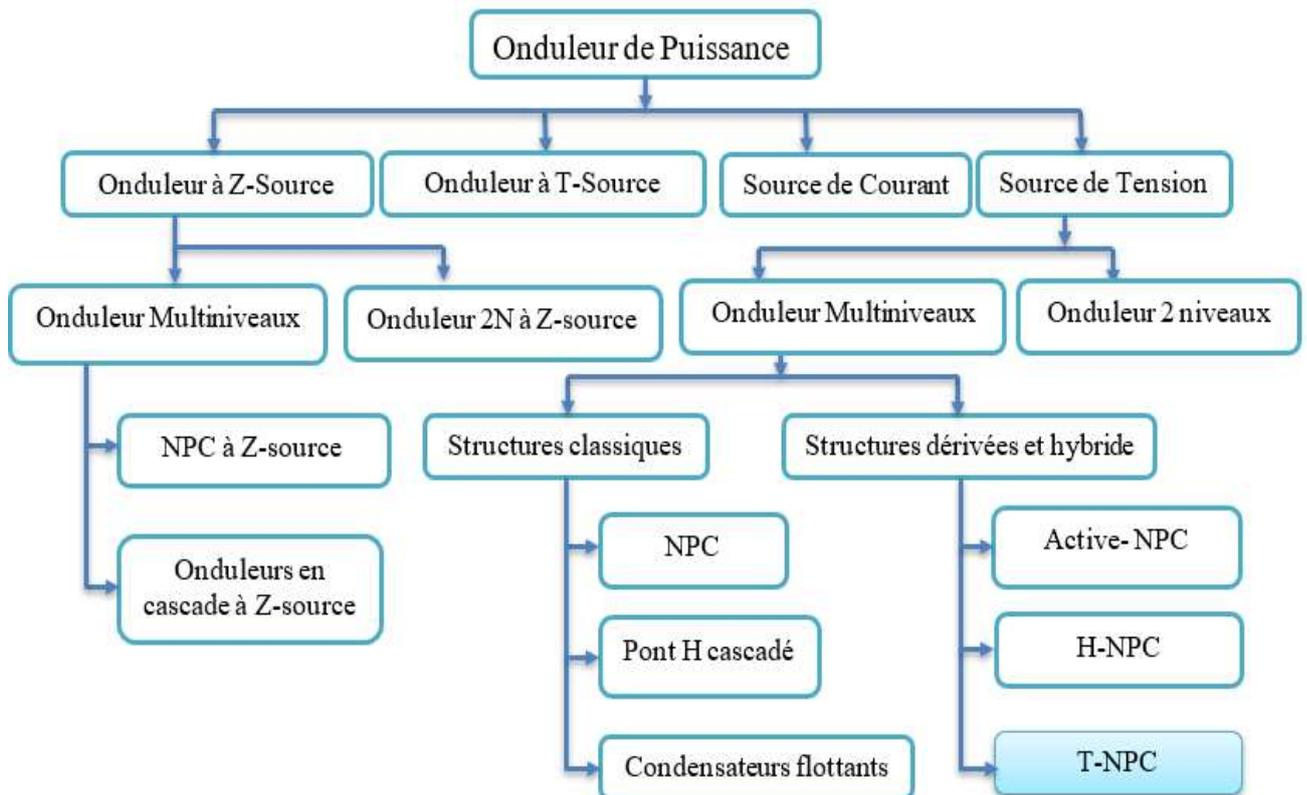
Et c'est au début des années quatre-vingt que la nouvelle topologie à neutre clampé (*Neutral Point Clamped NPC*) a fait son apparition, grâce aux efforts fournis par A. Nabae, I. Takahashi et H. Akagi [5]. Son appellation est inspirée du potentiel intermédiaire raccordé au neutre du réseau triphasé. Cette structure a été fortement utilisée dans les variateurs de vitesse de moyenne tension et reste jusqu'à présent, considérée comme bel et bien, la plus répandue des topologies multiniveaux[6].

En dépit de l'arrivée de la structure NPC, les chercheurs n'ont pas cessé de mener leurs recherches afin d'optimiser davantage les structures multiniveaux. En 1992, T. Meynard et H. Foch ont mis en œuvre une topologie appelée : Onduleur à capacités flottantes (*Flying Capacitor FC*) ou convertisseurs multicellulaires série[7]. Son principe se résume par la mise en série de cellules de commutation permettant ainsi, l'obtention des états redondants qui assurent l'équilibrage naturel des tensions flottantes [1].

Une décennie après, c'était la tendance des convertisseurs (*Modular Multilevel Converter* MCC) qui ne demandent pas une alimentation externe pour chaque module [8]. Puis, le réseau Z-source s'est apparu suivi du réseau Quasi Z-source en 2008 par Anderson et al. [9], ce qui a ouvert les portes pour des nouvelles topologies multiniveaux à Z-source également [10].

La topologie T-NPC, qui sera particulièrement traitée au cours de la réalisation de ce travail, a fait sa manifestation en 2010, par Schweizer dans le but de répondre aux inconvénients de la topologie de base, NPC [11].

Notre petit passage historique s'achève par un organigramme résumant la classification de ces onduleurs multiniveaux (**Figure I-1**).



**Figure I-1 Classification des onduleurs multiniveaux.**

## I.2 Topologies classiques des onduleurs multiniveaux

Au fil du temps, de nombreuses topologies de convertisseurs multiniveaux ont été proposées. Les plus connues et établies d'entre elles, sont la topologie à point neutre clampé (NPC), la topologie à condensateurs flottants (FC) et la topologie en pont H cascadié (CHB). Chacune de ces dernières a été introduite pour la première fois dans [4] [2] [5], respectivement.

### I.2.1 Onduleur clampé par le neutre (*Neutral Point Clamped NPC*)

Cette structure est très employée dans les applications de variation de vitesse à moyenne tension [6]. Elle a été proposée par A. Nabae et H. Akagi en 1981, dans le but de fournir, au moyen de l'onduleur, un signal de bonne qualité à la charge contenant des harmoniques de faible amplitude [4].

L'onduleur de topologie NPC est constitué de trois bras, dont chacun est muni de quatre interrupteurs bidirectionnels en courant et deux diodes. Ces interrupteurs sont regroupés de sorte à former deux cellules de commutation élémentaires : la première comprend les interrupteurs  $K_{i1}$  et  $K_{i2}$  et la seconde est constituée par les interrupteurs  $K_{i3}$  et  $K_{i4}$ , comme le montre la **figure I-3**.

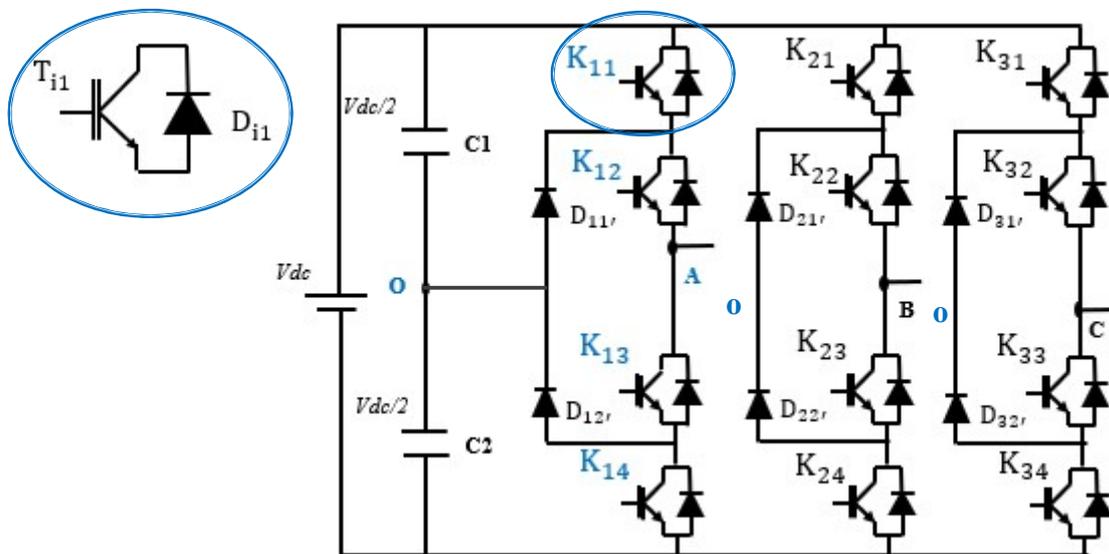


Figure I-2: Structure de l'onduleur NPC à 3N [4].

Du côté bus continu, nous retrouvons un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  de même capacité dans le but d'obtenir deux sources de tension de valeur  $\frac{V_{DC}}{2}$

ainsi qu'un neutre 0 auquel, les deux diodes  $D_{i1}$ , et  $D_{i2}$ , viennent se recorder pour avoir un niveau supplémentaire par rapport à l'onduleur conventionnel à deux niveaux [7].

### I.2.1.1 Principe de fonctionnement des onduleurs à structure NPC

Les états possibles de fonctionnement de l'onduleur NPC à 3 niveaux sont mis en évidence à travers le **Tableau I-1**.

**Tableau I-1: Etats de fonctionnement possible pour l'onduleur NPC à 3 niveaux[4][8][9].**

Tension de sortie	Interrupteurs passants	Sens du courant	Le courant passe par
$\frac{V_{dc}}{2}$	$T_{11} \& T_{12}$	$I_k > 0$	$T_{11} \& T_{12}$
		$I_k < 0$	$D_{11} \& D_{12}$
0	$T_{12} \& T_{13}$	$I_k > 0$	$D_1 \& T_{12}$
		$I_k < 0$	$D_2 \& T_{13}$
$-\frac{V_{dc}}{2}$	$T_{13} \& T_{14}$	$I_k > 0$	$D_{14} \& D_{13}$
		$I_k < 0$	$T_{14} \& T_{13}$

### I.2.1.2 Structure généralisée des onduleurs NPC

Le fait d'ajouter des interrupteurs de puissance et des diodes de verrouillage supplémentaires au niveau des bras de l'onduleur à la structure NPC, permet d'étendre celle-ci à des débits de puissance plus élevés et à des niveaux de tension de sortie plus importants. La structure généralisée de l'onduleur NPC est nommée : convertisseur multipoint à verrouillage (MPC)[10]. La figure ci-dessous montre une phase d'un convertisseur NPC à cinq niveaux et à  $N$  niveaux :

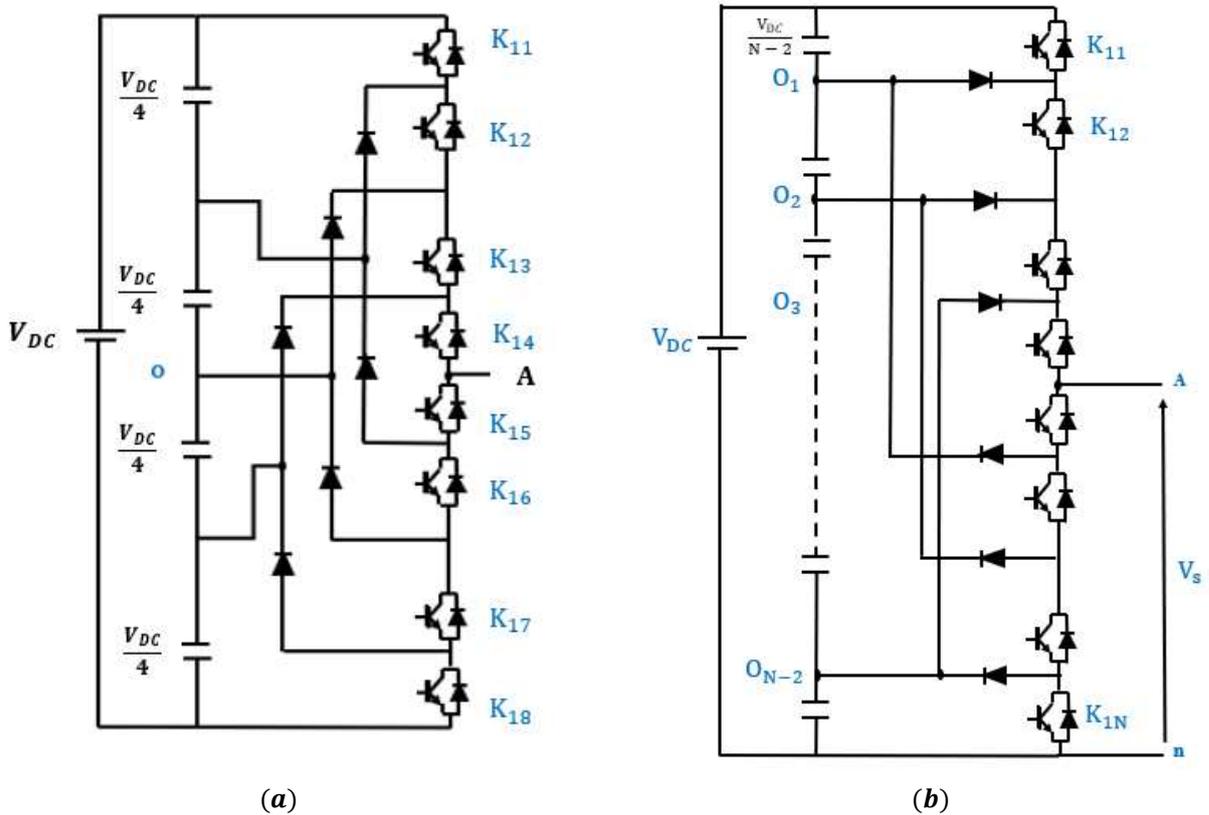


Figure I-3 : Structure de l'onduleur NPC à (a) 5 niveaux (b) N niveaux[10].

Pour l'obtention d'une tension de  $N$  niveaux, il faut [10] [11] :

- $N - 1$  Condensateurs pour la création des points milieu capacitifs. Chaque condensateur doit être dimensionné pour une tension égale à  $\frac{V_{dc}}{N-1}$  et pour un courant égal au courant maximal de la charge ;
- $6(N - 1)$  Interrupteurs de puissance semi-conducteur totalement commandable et bidirectionnel en courant ;
- $6(N - 1)$  diodes de clamp.

### I.2.1.3 Avantages de la topologie NPC

- La possibilité d'étendre les principes employés dans cette topologie de l'onduleur jusqu'à des nombres plus élevés de niveaux, puisqu'elle est généralisable [12].

- Le partage équitable du bus continu sur l'ensemble des phases de l'onduleur rend la configuration buck-to-buck non seulement possible, mais également pratique pour de nombreux usages notamment la variation de vitesse et l'interconnexion buck-to-buck à haute tension [13].

#### **I.2.1.4 Inconvénients de la topologie NPC**

- La difficulté qui s'impose en contrôlant le déséquilibre des condensateurs du bus, fait en sorte que l'acceptation industrielle de la topologie NPC soit maintenue jusqu'à trois niveaux uniquement [13].
- L'augmentation du nombre de niveaux engendre l'élévation excessive du nombre de diodes

### **I.2.2 Onduleur à condensateurs flottants (*Flying Capacitor FC*)**

La structure à condensateurs flottants, connue aussi sous le nom multicellulaire (MC) ou à cellules imbriquées, en raison de sa structure modulaire composée de plusieurs convertisseurs de puissance plus petits [9]. Elle a été proposée par T. Meynard et al. en 1992 [2], pour remédier au problème d'équilibrage des tensions du bus continu et diminuer le nombre excessif des diodes [14].

La structure de l'onduleur à capacité flottante est semblable à celle de l'onduleur NPC or, les diodes de clamp sont remplacées par des condensateurs de stockage d'énergie comme le montre la **figure I-5** en guise de sources de tension flottantes (Batteries) [15].

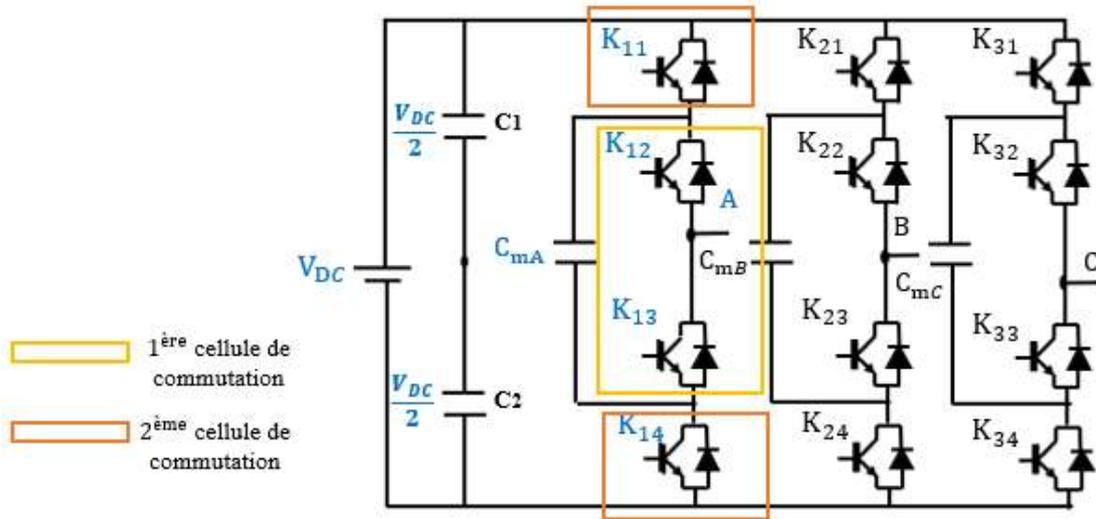


Figure I-4 : Structure de l'onduleur FC à 3 niveaux [23].

### I.2.2.1 Principe de fonctionnement de la topologie FC

Pour un onduleur FC à trois niveaux de tension, quatre séquences de fonctionnement sont distinguées :

Tableau I-2 : Etats de fonctionnement possible pour l'onduleur FC à 3 niveaux[14].

Niveau de tension	Etat des interrupteurs				Le courant passe par
	T <sub>12</sub>	T <sub>11</sub>	T <sub>13</sub>	T <sub>14</sub>	
$\frac{V_{dc}}{2}$	1	1	0	0	T <sub>11</sub> & T <sub>12</sub>
0	1	0	0	1	T <sub>12</sub> & D <sub>14</sub>
	0	1	1	0	T <sub>11</sub> & D <sub>13</sub>
$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	1	1	D <sub>13</sub> & D <sub>14</sub>

### I.2.2.2 Structure généralisée des onduleurs FC

La figure I-7 illustre le schéma de la structure de l'onduleur FC à N niveaux et à P cellules imbriquées, sachant que  $P = N - 1$  [14] :

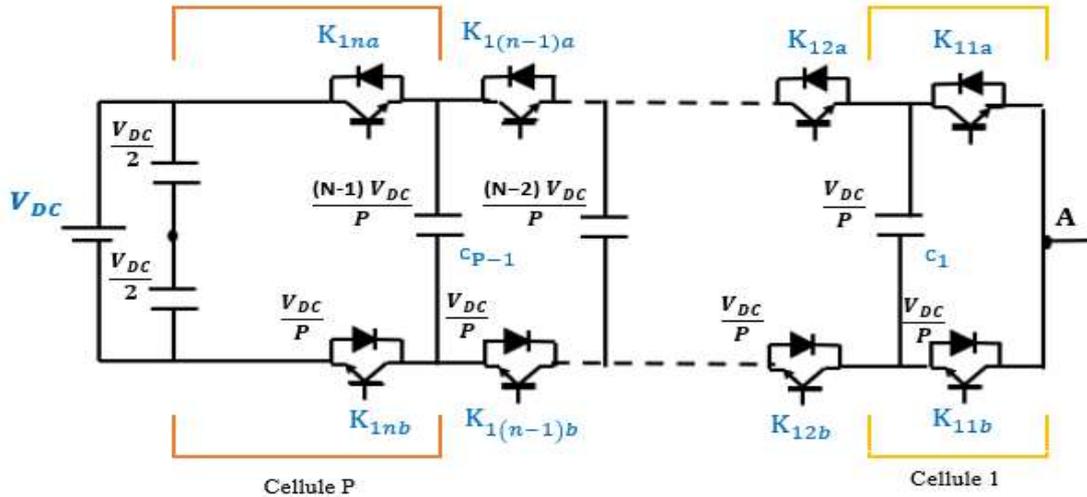


Figure I-5: Structure de l'onduleur FC à N niveaux [14].

Chaque paire d'interrupteurs situés sur la même verticale forme une cellule de commutation dont les interrupteurs sont commandés de manière complémentaire.

Pour garantir un fonctionnement correct des onduleurs multicellulaires, il est nécessaire que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur [6] :

- La tension aux bornes du premier condensateur doit être égale à  $\frac{V_{dc}}{p}$
- La tension aux bornes du deuxième condensateur doit être égale à  $\frac{2V_{dc}}{p}$
- La tension aux bornes du  $(P - 1)^{ème}$  condensateur doit être égale à  $\frac{(p-1)V_{dc}}{p}$

### I.2.2.3 Avantages de la topologie FC

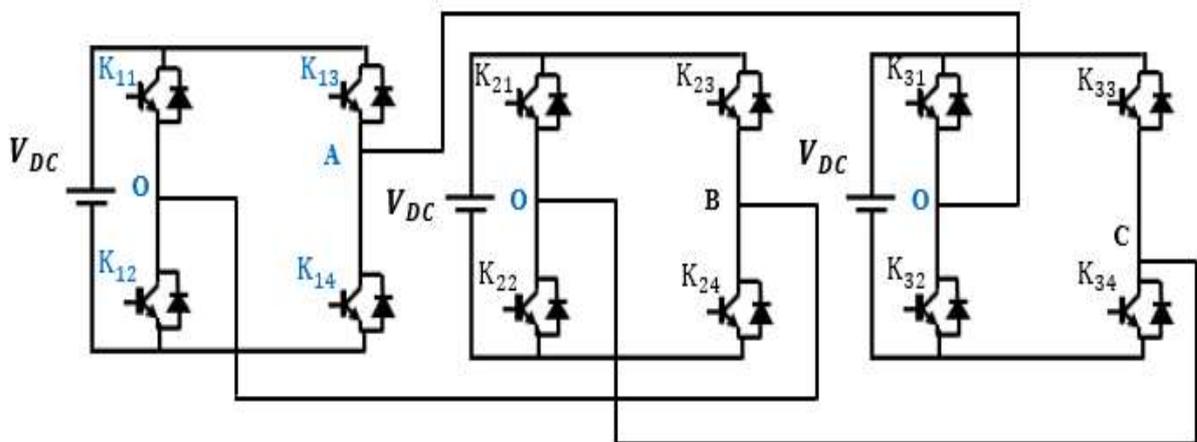
- La réduction du volume du filtre en aval du convertisseur, vu que les premiers harmoniques se situent aux alentours de  $n$  fois la fréquence de découpage (soit  $n$  le nombre de cellules), dans le spectre de la tension de sortie de ce convertisseur[6].
- L'augmentation de la puissance et de la tension grâce à la connexion en série de cellules de commutation [14].
- La possibilité de configurer la structure de ces onduleurs afin de fonctionner en mode dégradé pour certaines défaillances[14].

### I.2.2.4 Inconvénients de la topologie FC

- La nécessité d'un équilibrage des tensions flottantes, afin de répartir uniformément la tension du bus DC entre les cellules de commutation[14].
- La nécessité d'un contrôle plus complexe puisqu'il est recommandable de maintenir les tensions des condensateurs flottants à leurs niveaux de fonctionnement cible[9].
- La nécessité d'un nombre élevé de condensateurs de stockage à haute tension (beaucoup plus nombreux que d'autres topologies), ce qui conduit à la diminution de la fiabilité et l'augmentation du coût [15].

### I.2.3 Onduleur en pont H cascadié (*Cascaded H bridge CHB*)

La topologie en pont H cascadié est la première décrite dans la littérature comme une structure de conversion multi-niveaux, elle est apparue en 1971 par WM. Murray [5]. Cette topologie résulte de la mise en série de plusieurs onduleurs monophasés, d'où le terme cascadié. Elle permet, grâce à sa modularité, d'obtenir en sortie une forme d'onde de tension en multi-niveaux, avec des sources de tension continues et isolées[16].



**Figure I-6: Structure d'un bras de l'onduleur H-bridge à 3 niveaux.**

Parmi les topologies classiques, la configuration en cascade a été utilisée pour les systèmes d'énergie renouvelable pour la moyenne et la haute tension comme le photovoltaïque, en raison de sa modularité et sa simple structure [11].

**I.2.3.1 Principe de fonctionnement d'une cellule**

Pour un onduleur de type cascade à trois niveaux, trois séquences de fonctionnement sont distinguées [16] :

**Tableau I-3 : Les états de fonctionnement possibles de l'onduleur H-bridge à 3 niveaux.**

Les séquences	Etat des interrupteurs				La tension de sortie $V_s$
	$T_{11}$	$T_{12}$	$T_{13}$	$T_{14}$	
Niveau maximum	1	0	0	1	$V_{DC}$
Niveau intermédiaire	0	1	0	1	$0$
	1	0	1	0	
Niveau minimum	0	1	1	0	$-V_{DC}$

**I.2.3.2 Structure généralisée de l'onduleur CHB**

Pour généraliser, la mise en série de  $\frac{(N-1)}{2}$  étages monophasés en pont H, pour chaque phase du convertisseurs CHB à N niveaux de tension, nous donne  $(N - 1)$  cellules élémentaires au sein de chaque bras donc,  $2(N - 1)$  interrupteurs.

La tension de sortie de l'onduleur est obtenue grâce à la sommation des différentes tensions obtenues à la sortie de chaque cellule.

$$V_s = \sum_{i=1}^{(N-1)/2} v_i \tag{I.1}$$

Donc, l'augmentation du nombre des cellules mises en série engendre l'augmentation du nombre de niveaux de la tension de sortie [17].

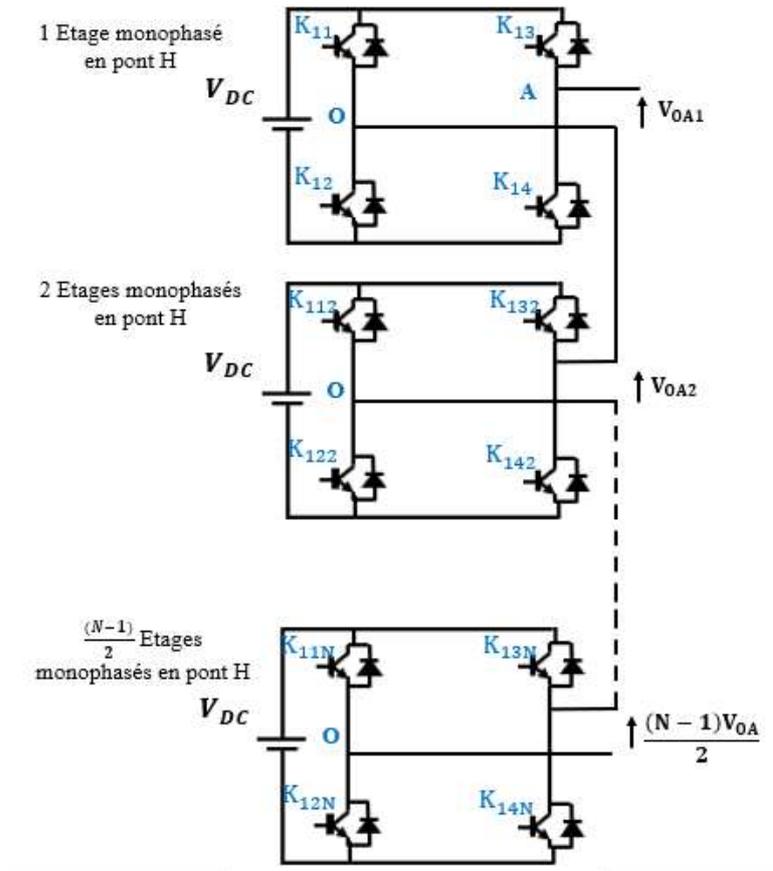


Figure I-7: Structure d'un bras de l'onduleur H-bridge à N niveaux.

### I.2.3.3 Avantages de la topologie CHB

- La possibilité d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension [15].
- La possibilité de délivrer deux fois plus de puissance puisqu'il s'agit de  $-V_{DC}$  et  $V_{DC}$  comme valeurs extrêmes de tension de sortie et non pas  $-V_{DC}/2$  et  $V_{DC}/2$  [16].
- Le non nécessité d'équilibrage des tensions du bus continu ou l'adaptation de la tension des dispositifs de commutation[16].
- La simplicité de la structure ainsi que le nombre réduit des composants par rapports aux autres topologies de base [16].

#### **I.2.3.4 Inconvénients de la topologie CHB**

- La nécessité de sources d'alimentation galvaniquement séparées les unes des autres, ce qui limite encore son expansion industrielle [17][18]. Car en pratique, ces sources continues isolées sont réalisées à l'aide d'un transformateur multi-secondaire nécessitant un entretien régulier en outre d'être coûteux et volumineux [15].
- L'augmentation considérable de la taille du convertisseur avec l'augmentation du nombre de niveaux de la tension de sortie [7].
- Elle nécessite un contrôle supplémentaire et une commutation accrue pour maintenir les tensions des condensateurs constantes [18].

### I.3 Onduleurs multiniveaux à source impédante

Les convertisseurs traditionnels à source de tension et à source de courant souffrent de deux problèmes majeurs et qui sont :

- Ils sont soit un Buck Converter ou un Boost-Converter, ne peuvent pas fournir un fonctionnement Buck-Boost, limitant ainsi leur plage de tension de sortie.
- Ils sont vulnérables au bruit *EMI* et ne peut tolérer ni court-circuit ni circuit ouvert, ce qui bouleverse leur fiabilité [19].

Le réseau Z-source représente un meilleur substituant tel que, La caractéristique unique de tous les convertisseurs à Z-source est la capacité « Buck-boost », où la tension de bus varie considérablement, en plus ils peuvent être court-circuité et ouvert qui fournit un mécanisme pour le convertisseur principal à manipuler la tension selon le besoin [19].

On distingue deux états principaux :

- Séquence de Shoot-Through : où le réseau Z-Source est en court-circuit.
- Séquence d'états actifs : où Le réseau d'impédances Z-Source transfère l'énergie à la charge à travers l'onduleur qui évolue de manière classique.

Les onduleurs multiniveaux des sources classiques représentaient un stade de recherche intéressant qui menait à fusionner le réseau Z source et les onduleurs multiniveaux, Il existe deux onduleurs multiniveaux à Z-source/quasi-Z-source qui font l'objet de recherches très poussées :

- L'onduleur clampé par le neutre à Z-source ;
- L'onduleur multiniveaux en cascade à Z-source ;

Le concept à Z-Source, qui s'intègre à ces onduleurs multiniveaux traditionnels, hérite des mérites des deux topologies avec une fiabilité accrue de l'onduleur grâce à l'immunité aux courts-circuits[20].

### I.3.1 Onduleur multiniveaux NPC à Z-source

L'une des limitations des onduleurs NPC c'est qu'ils ne sont que des convertisseurs de type Buck. Pour cela des onduleurs NPC de Z-source ont été proposés par Loh, Feng, Blaabjerg et Soon (2007a) comme onduleurs à trois niveaux Buck-boost. Ces onduleurs utilisent deux réseaux de Z-source connectés aux liaisons DC supérieures et inférieures de l'onduleur NPC, chacune est alimentée par une source DC distincte [12].

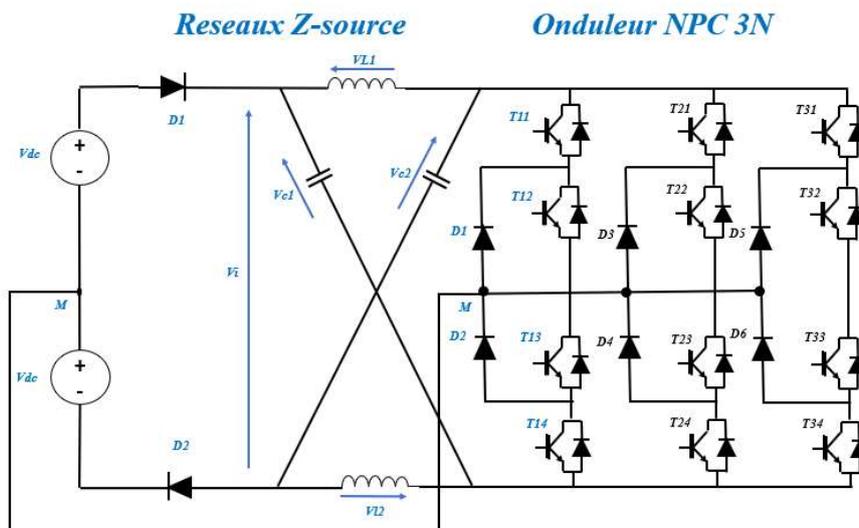


Figure I-8: Structure de l'onduleur triphasé NPC Au réseau Z-source

Ce sont des onduleurs raisonnablement compétitifs pour les applications « Buck-Boost », leurs bonnes performances étant confirmées [12].

#### A. Principe de fonctionnement de l'onduleur NPC à Z-source

Les onduleurs NPC à trois niveaux possèdent deux états « Shoot-Through » supplémentaires en raison de la présence du point neutre qui est formé entre les deux sources du bus continu d'entrée  $V_{DC}$  [19]. Donc le mode de fonctionnement comprend les états suivants :

- N-ST « Non Shoot-Through » ou le fonctionnement de l'onduleur est classique.
- FST « Full Shoot-Through » est obtenu en court-circuitant tous les interrupteurs d'un bras d'onduleur avec le blocage des deux diodes  $D_1$  et  $D_2$ .

- UST « Upper Shoot-Through » est obtenu en court-circuitant les trois interrupteurs de haut de l'onduleur avec passage de  $D_1$ .
- LST « lower Shoot-Through » où les trois interrupteurs inférieurs de l'onduleur sont court-circuités pour fournir une augmentation de tension avec passage de  $D_2$  [21].

### I.3.2 Avantages et inconvénients des onduleurs multiniveaux à Z-source

#### a) Avantages

- L'état de Shoot-Through pour augmenter la tension d'entrée, ce qui améliore la fiabilité de l'onduleur et élargit ses domaines d'application.
- Admet les caractéristiques du Buck-boost.
- Le concept de Z-source peut être appliqué à toutes les conversions de puissance DC-AC, AC-DC, AC.AC et DC. DC.
- La source d'alimentation d'un convertisseur Z-source peut être soit une source de tension ou une source de courant. Donc, la source continue d'un convertisseur Z peut être une batterie, redresseur à diode, convertisseur à thyristor, pile à combustible, inductance, condensateur, une source avec un réseau de commutation, ou une combinaison des éléments ci-dessus
- L'onduleur Z-source sert de stocker l'énergie et garantit un filtrage de qualité à l'entrée de l'onduleur, ce qui permet de réduire les ondulations de courant et les pulsations de tension à l'entrée DC.

#### b) Inconvénients

- L'unidirectionnalité du flux de puissance de la source vers la charge.
- Appel d'un fort courant au démarrage.
- Un courant discontinu à l'entrée.

## I.4 Nouvelles topologies

De nos jours, le convertisseur multiniveaux représente une bonne solution pour les applications commerciales et industrielles où la taille réduite, le coût réduit, la faible maintenance, et une bonne efficacité sont requis [22]. Pour cela, plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux sont conçues, citant par exemple la topologie à 3 sources pour la génération d'une tension de  $5N$  et la topologie à 4 sources pour une tension de  $25N$ . Ces dernières sont conçues par S. Mekhilef et al. En 2016 [20].

En 2018, l'onduleur E-type à  $5N$  est apparu par Solero et al pour les applications connectées au réseau [23]. Dans la même année, l'onduleur T-NPC Dual Boost ANPC à  $7N$  a été présenté par SzeSing Lee et al. dans le but de réduire la tension de la source  $DC$  [24].

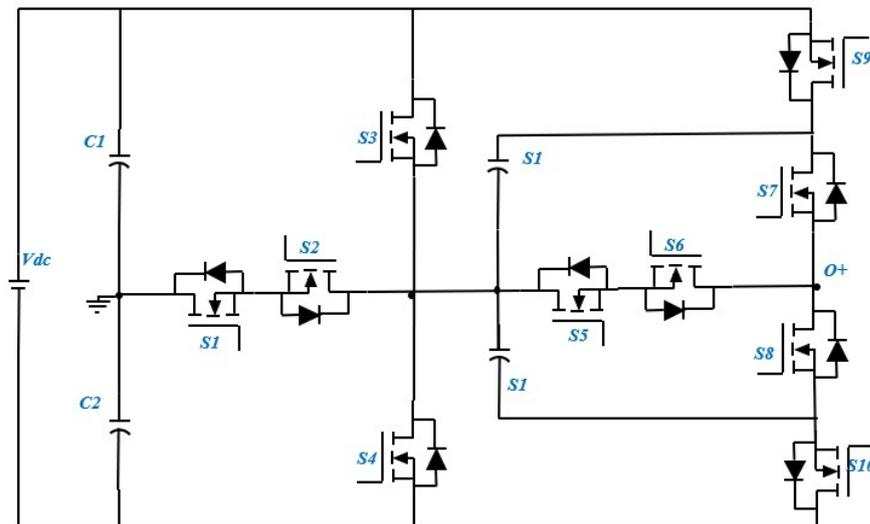


Figure I-9 : Structure de l'onduleur T-NPC Dual Boost Clamped Activement par le Neutre à  $7N$ .

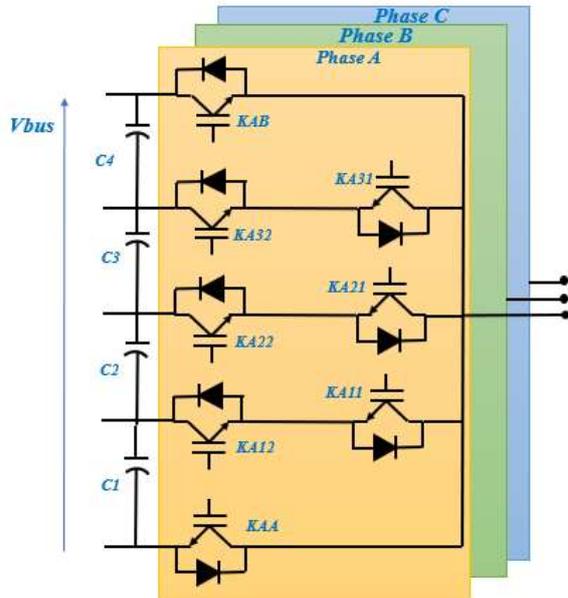


Figure I-10 : Structure de l'onduleur triphasé E-type à 5N.

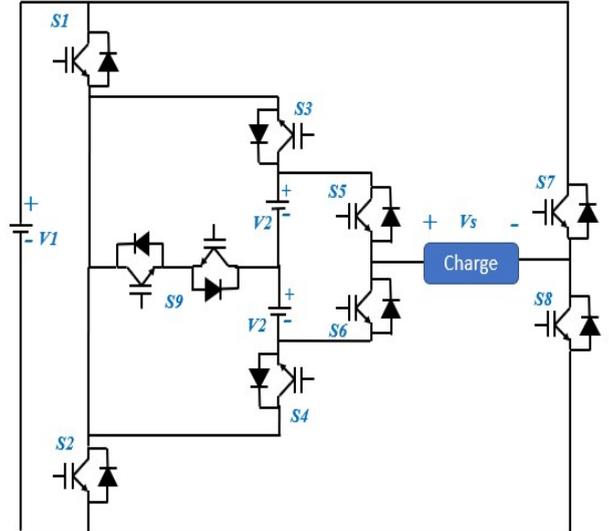


Figure I-11 : Structure de l'onduleur monophasé 3 sources 15N.

## II. ETAT DE L'ART DES STRATEGIES DE COMMANDE DES ONDULEURS MULTINIVEAUX

### II.1 Introduction

Avec le développement de topologies d'onduleurs multiniveaux, le défi d'étendre les méthodes de modulation traditionnelles vers le multi-niveaux est apparu [11]. D'une part, la complexité supplémentaire inhérente provoquée par l'augmentation du nombre de dispositifs électroniques de puissance à contrôler, et d'autre part, la possibilité de tirer parti des degrés de liberté supplémentaires fournis par les états de commutation supplémentaires générés par ces topologies. En conséquence, un grand nombre d'algorithmes de modulation différents ont été adaptés ou développés en fonction de l'application et de la topologie du convertisseur, chacun présentant des avantages et des inconvénients uniques [25].

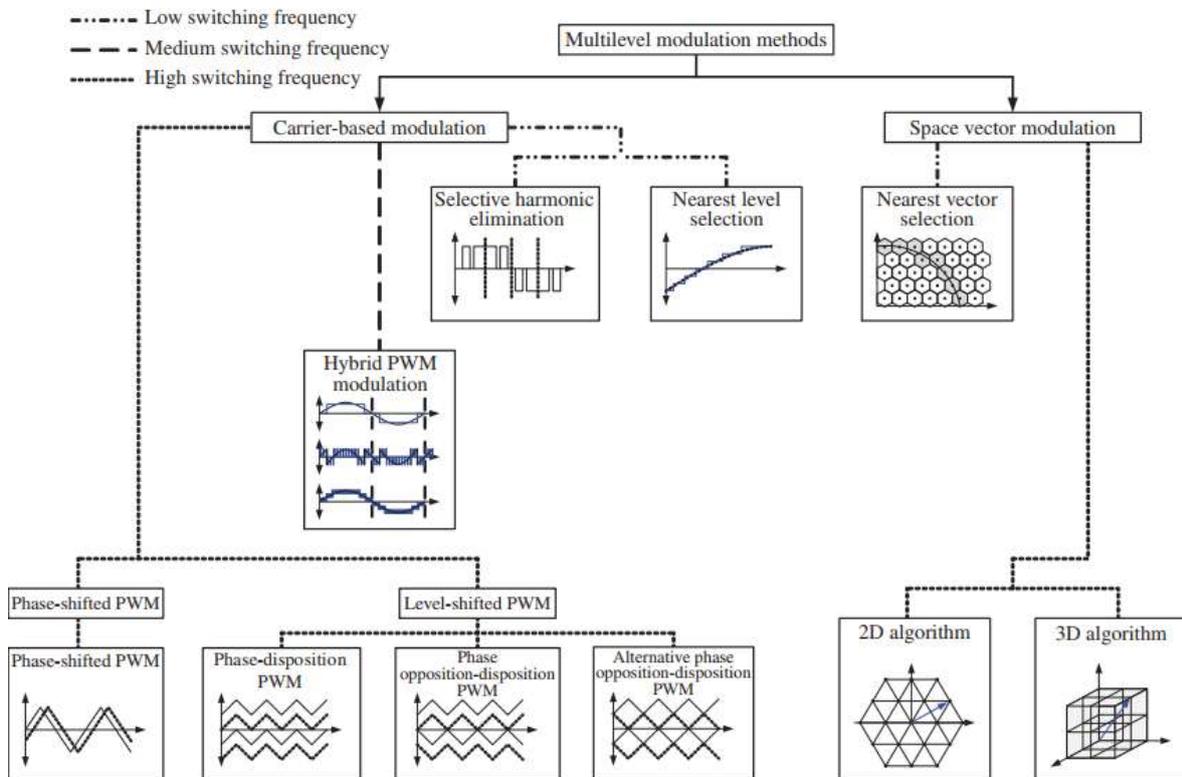


Figure II-1: Classification des Méthode de modulation multiniveau [21].

La figure II\_1 présente une classification des méthodes de modulation les plus courantes pour les onduleurs multiniveaux [25] en fonction (i) de la modulation basée sur la porteuse et (ii) de la modulation par vecteur spatial (SVM). Ces deux modulations appartiennent à la même famille de modulation de largeur d'impulsion (PWM). Les deux méthodes semblent être très différentes l'une de l'autre, mais il n'y a pas de performances nettement supérieures prouvées pour distinguer l'une de l'autre. Les deux méthodes ont leurs avantages et leurs inconvénients respectifs [21].

## II.2 Modulation à base de porteuse

Les techniques PWM traditionnelles ont été étendues avec succès aux topologies de convertisseurs multiniveaux, en utilisant plusieurs porteuses pour contrôler chaque interrupteur du convertisseur. Elles sont donc connues sous le nom de méthodes PWM multi-porteuses [11].

Rappelons que les signaux de commande générés par la MLI sont obtenus en comparant l'onde modulante (la référence) avec les ondes porteuses (signal triangulaire).

Les méthodes de modulation PWM à base de porteuse peuvent généralement être classées en plusieurs schémas de modulation comme le montre la figure II\_1 [26] :

### II.2.1 Modulation multi-porteuse à décalage de phase (*PS-PWM*)

La modulation multi-porteuse à décalage de phase présente le prolongement naturel de la PWM bipolaire pour les onduleurs multiniveaux, elle a été mise en place en 1992 par G. Carrara et al [27].

En général, pour un onduleur multiniveau à  $N$  niveaux de tension, cette technique exige  $(N - 1)$  porteuses triangulaires ont la même fréquence et la même amplitude crête à crête, avec un déphasage entre deux ondes porteuses adjacentes, donné par [26] :

$$\varphi_{cr} = \frac{360}{N - 1} \quad \text{II-1}$$

### II.2.2 Modulation multi-porteuse à décalage de niveau (*LS-PWM*)

Semblable à la modulation déphasée, Le système de modulation multi-porteuse à décalage de niveau nécessite  $(N - 1)$  porteuses triangulaires, ayant toutes la même fréquence et la même amplitude. Les  $(N - 1)$  porteuses triangulaires sont disposées verticalement de telle sorte que les bandes qu'elles occupent soient contiguës. L'indice de modulation de fréquence est donné par  $m_f = \frac{f_{cr}}{f_m}$ , qui reste le même que celui du *PS-PWM*, alors que l'indice de modulation d'amplitude est défini comme [25] :

$$m_a = \frac{V_m}{V_{cr}(N - 1)} \quad \text{II-2}$$

Où

- $V_m$  : Amplitude crête de l'onde modulante ;
- $V_{cr}$  : Amplitude de crête de chaque onde porteuse.

Trois schémas sont distingués de la modulation multi-porteuse à décalage de niveau [26] :

- a) Disposition en phase (*IPD*) : où toutes les porteuses sont en phase ;
- b) Phase alternative disposition opposée (*APOD*) : où toutes les porteuses sont alternativement en disposition opposée ;
- c) Disposition opposée de phase (*POD*) : où toutes les porteuses au-dessus de la référence zéro sont en phase mais en opposition avec ceux qui sont en dessous de la référence.

Le schéma de modulation *IPD* offre le meilleur profil harmonique des trois schémas de modulation [26].

### II.2.3 Modulation PWM hybride (*Hybrid PWM Modulation*)

La modulation hybride est en partie une méthode basée sur la PWM, spécialement conçue pour l'onduleur CHB avec des sources DC inégales. L'idée de base de cette technique est de tirer profit des différents taux de puissance entre les cellules des convertisseurs pour réduire les pertes de commutation et améliorer le rendement du convertisseur. Ceci est réalisé en contrôlant les cellules de haute puissance à une fréquence de commutation fondamentale par

la mise en marche et l'arrêt de chaque interrupteur de chaque cellule une seule fois par cycle, alors que la cellule de faible puissance est contrôlée par un PWM unipolaire [11].

#### **II.2.4 Elimination sélective des harmoniques à multiniveaux (SHE PWM)**

L'élimination sélective des harmoniques (SHE PWM), est conçue pour les applications particulière, elle a été étendue pour les convertisseurs multiniveaux destinés aux applications de forte puissance en raison de la réduction considérable des pertes par commutation [11]. L'idée de cette stratégie a été introduite pour la première fois par Turnbull en 1967, puis développée par Patelet Hoft en 1973 [28], et elle a été développée pour l'utilisation multiniveaux en 2000 par Czarkowki et al [29].

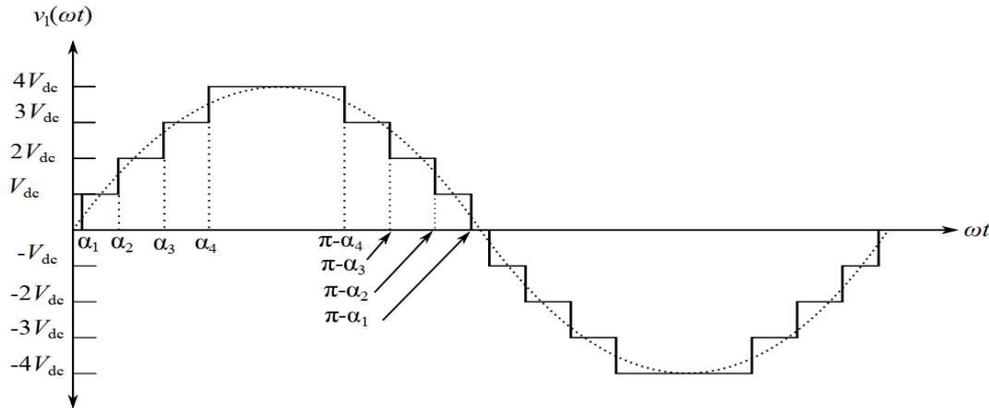
Son principe consiste à éliminer un certain nombre d'harmoniques bien ciblés, tout en gardant intact le fondamental de la tension. Le but de cette commande est de pouvoir régler les angles de commutation (compris entre 0 et 90°) afin de garantir une large gamme d'exécution pour réduire les harmoniques. La tension obtenue en sortie du convertisseur est une tension évoluant par palier et peut-être mise sous la forme suivante (II-3) [30] :

$$V_o = \sum \frac{4V_{DC}}{n\pi} \{ \cos(na_1) + \cos(na_2) + \dots + \cos(na_k) \} * \frac{\sin(n\omega t)}{n} \quad \text{II-3}$$

Ensuite, un système d'équations algébriques non linéaires est obtenu, en imposant la valeur désirée du fondamental et en annulant certains harmoniques. La résolution de ce système non linéaire permet de déterminer les angles de commutation  $a_i$ , par conséquent les instants de commande des interrupteurs de puissance [28].

Pour un convertisseur de  $N$  niveau, il faut calculer  $(N - 1)$  angles de braquage. L'ensemble des équations utilisées pour calculer les angles de braquage pour un convertisseur à cinq niveaux sont données par (II-4). La forme d'onde de la tension de sortie pour une telle technique de modulation pour un convertisseur à cinq niveaux est illustrée à la figure II\_2 [31].

$$\begin{aligned}
 \cos(a_1) + \cos(a_2) + \cos(a_3) + \cos(a_4) &= M_d \\
 \cos(5a_1) + \cos(5a_2) + \cos(5a_3) + \cos(5a_4) &= 0 \\
 \cos(7a_1) + \cos(7a_2) + \cos(7a_3) + \cos(7a_4) &= 0 \\
 \cos(11a_1) + \cos(11a_2) + \cos(11a_3) + \cos(11a_4) &= 0
 \end{aligned}
 \tag{II-4}$$



**Figure II-2: Forme d'onde de la tension de sortie pour un convertisseur à cinq niveaux.**

**a) Sélection du niveau le plus proche (NLC)**

La technique de Sélection du niveau le plus proche utilise une approche de commutation à basse fréquence, elle est basée sur la sélection du niveau de tension le plus proche qui peut être généré par le convertisseur à la référence de tension de sortie souhaitée, elle aide à synchroniser la sortie du convertisseur avec celle d'une forme d'onde sinusoïdale [32].

Cette méthode évite l'utilisation de toute onde porteuse, en calculant directement les états de commutation et les cycles de fonctionnement pour chaque phase du convertisseur [32].

L'angle de commutation pour la Sélection du niveau le plus proche est tiré de la forme d'onde sinusoïdale, qui coupe le front montant de la tension de sortie du convertisseur au milieu de sa magnitude, Ceci est illustré dans la figure II-3. Cet angle se calcule en utilisant l'équation II\_5 [33]

$$a_i = \sin^{-1}\left(\frac{i - 0.5}{n}\right); i = 0, 1, 2, 3, \dots, n$$

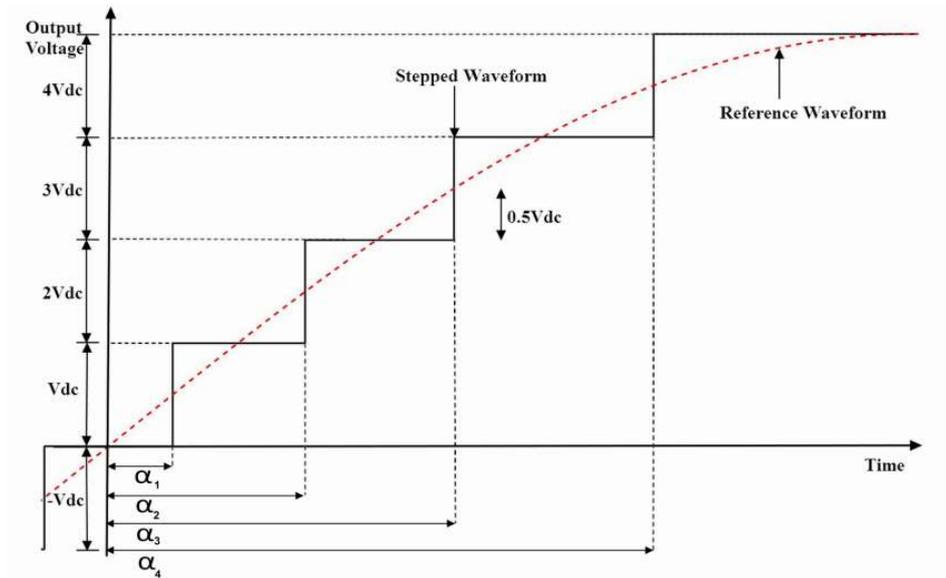


Figure II-3 : Schéma conventionnel de modulation au le plus proche [33].

Cette technique de modulation apporte plus de flexibilité et une mise en œuvre numérique facile, même si le nombre de niveaux du convertisseur est important [32].

### II.3 MLI vectorielle (Space Vector Modulation)

L'algorithme de modulation vectorielle spatiale (SVM) est également une stratégie PWM, à la différence que les temps de commutation sont calculés sur la base de la représentation vectorielle spatiale triphasée des états de commutation de la référence et de l'onduleur, plutôt que sur la représentation temporelle par phase de la référence et des niveaux de sortie, comme dans la méthode analysée précédemment [25].

### II.3.1 MLI vectorielle 2D

La MLI vectorielle (*SVPWM*) est une technique de modulation proposée par Van Der Broeck-HW et al. EN 1988, visant à produire une trajectoire circulaire de la liaison de flux du moteur. Elle a été appliquée pour la première fois à la commande d'entraînement des moteurs asynchrones [34].

La technique SVPWM est basée sur le concept du vecteur d'espace qui n'est que la transformation de Concordia d'un système triphasé à un système biphasé. Cette modulation utilise directement la variation de la commande donnée par le système de contrôle et identifie chaque vecteur de commutation (qui représente les états du convertisseur) comme un point dans l'espace complexe ( $d, q$ ) [21].

L'algorithme de modulation vectorielle spatiale (SVM) est également une stratégie PWM, à la différence que les temps de commutation sont calculés sur la base de la représentation vectorielle des états de commutation de la tension de sortie de référence, ce qui a permis d'obtenir un THD plus bas et une utilisation du bus continue meilleure [25].

Le vecteur tension de référence est défini par les équations II-6, ce vecteur tournant génère dix-huit positions discrètes dans le plan d-q. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de l'onduleur (Figure II\_4) :

$$V_{ref} = \frac{2}{3} (V_{An} + V_{Bn} e^{i2\pi/3} + V_{Cn} e^{-i2\pi/3}) \quad \text{II-6}$$

$$V_{ref} = V_d + jV_q = mV_{max} e^{-i\theta}$$

Avec :

- $V_d, V_q$  : les composantes du vecteur  $V_{ref}$  dans le plan de Park.
- $m$  ( $0 < m \leq 1$ ) : Taux de modulation.
- $V_{max}$  : Amplitude maximale du vecteur  $V_{ref}$ .
- $\theta$  : Position angulaire du vecteur  $V_{ref}$  dans le plan  $dq$

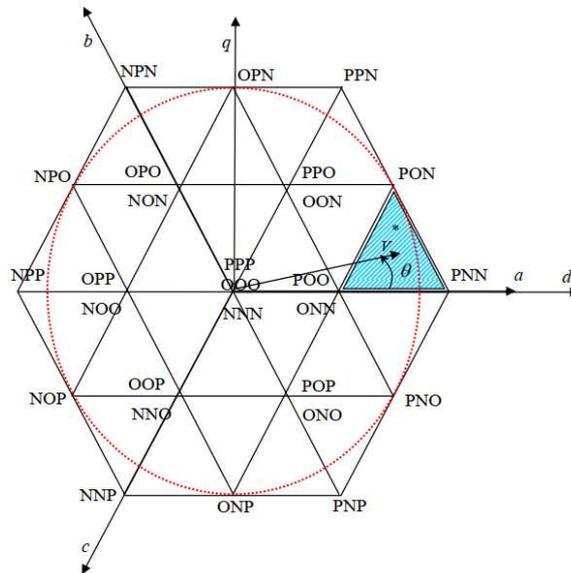


Figure II-4: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux

Cependant, la MLI vectorielle est compliquée vu que l'identification des combinaisons de commutation des interrupteurs et les valeurs des vecteurs tensions associées n'est pas évidente, et à chaque fois que le nombre de niveaux augmente, le nombre des états augmente, chose qui rend l'application de l'algorithme plus complexe et à éviter [35].

L'application de la technique sur les calculateurs numériques requiert le suit des étapes suivantes [21], [26], [36]:

- A. Détermination du vecteur de tension de référence (vecteur d'espace) ;
- B. Détermination du secteur ;
- C. Détermination de la région ;
- D. Calcul des temps de commutation ;
- E. Calcul des séquences des vecteurs ;
- F. Génération des impulsions MLI.

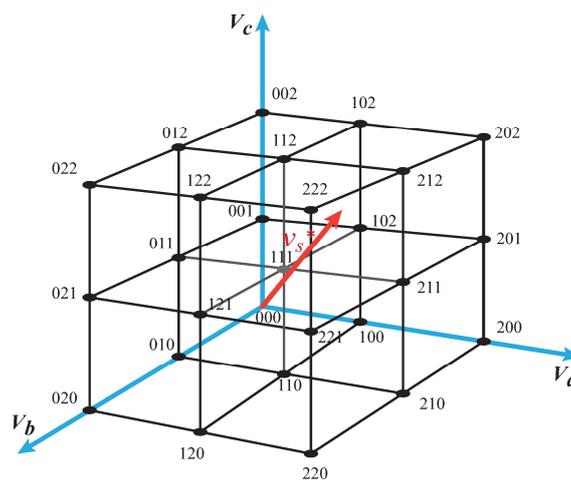
### II.3.2 MLI vectorielle 3 dimensionnel (*SVM 3D*)

L'algorithme proposé est la première technique de modulation 3D du vecteur spatial pour les convertisseurs multiniveaux qui permet le calcul de la séquence du vecteur spatial le plus proche pour générer le vecteur de tension de référence. La *SVM 3D* est introduite en 2003 par M. M. Prats et al [37]. Un algorithme utile dans les systèmes avec ou sans neutre, charge

déséquilibrée, triple harmonique et pour générer n'importe quel vecteur de contrôle tridimensionnel [37].

Il a été mis en œuvre de manière satisfaisante dans des microcontrôleurs très peu coûteux. Cette technique peut être utilisée comme algorithme de modulation dans toutes les applications nécessitant un vecteur de contrôle 3D, ce vecteur de référence qui a une amplitude fixe tourne dans le plan complexe afin de compenser la composante homopolaire dans les filtres actifs à quatre fils, et avec des charges déformantes monophasées qui génèrent des courants neutres importants, là où la modulation classique de vecteur spatial bidimensionnel ne peut pas être utilisée [37].

Sachant que les vecteurs spatiaux seront dans un plan si le système est équilibré sans triple harmonique.



**Figure II-5 : SVM 3D d'un convertisseur à 3 niveaux**

### **A. SVM 3D aux onduleurs multiniveaux à quatre bras**

Enfin, les convertisseurs multiniveaux à quatre branches trouvent leur place dans les filtres actifs de puissance et les redresseurs triphasés à tolérance de panne, qui permettent d'équilibrer la charge et d'atténuer la distorsion grâce à leur capacité à répondre à la demande croissante de puissance nominale et de qualité de l'énergie associée à une distorsion harmonique réduite et à des EMI plus faibles. Un convertisseur multiniveau à quatre branches permet un

contrôle précis du courant neutre grâce à une plage étendue pour les tensions et les courants homopolaires [11].

Un algorithme SVM 3D généralisé et optimisé pour les convertisseurs multiniveaux à quatre bras a été récemment présenté dans [38]. La technique proposée permet directement d'optimiser la séquence de commutation en minimisant le nombre de commutations dans les systèmes à quatre bras. La complexité de calcul a été réduite au minimum. Cette technique peut être utilisée comme un algorithme de modulation dans toutes les applications nécessitant un vecteur de contrôle 3D, comme les systèmes à quatre pattes actives, où le SVM 2D classique ne peut pas être utilisée [11].

### **II.3.3 Sélection du vecteur le plus proche (*Nearest Vector selection*)**

La sélection du vecteur le plus proche (*NVC*), qui est également connu sous le nom de contrôle du vecteur spatial (*Space vector control*). Elle a été introduite comme une alternative à la modulation SHE ou à la modulation en escalier pour fournir une méthode de modulation à basse fréquence de commutation, sans les exigences hors ligne et les faibles performances dynamiques de la SHE [25].

L'idée de base est de tirer parti du nombre élevé de vecteurs de tension générés par un convertisseur multiniveaux en se contentant d'approximer la référence au vecteur de tension le plus proche qui peut être généré dans le plan, sans même avoir besoin de modulation. Cette méthode est donc appelée contrôle du vecteur le plus proche au lieu de modulation, car aucune approximation de la moyenne temporelle de la référence n'est effectuée. La version temporelle du (SVC) est le contrôle de niveau le plus proche, qui ont essentiellement le même principe [11].

## **II.4 Modulation des trois vecteurs virtuels les plus proches (*NTV-SVM*) pour l'équilibre du bus continue**

Parmi les topologies déjà mentionnées, le convertisseur de tension NPC à 3N est probablement le plus populaire. L'application de techniques de modulation traditionnelles à ce convertisseur provoque une oscillation à basse fréquence (trois fois la fréquence fondamentale de la tension de sortie) de la tension au point neutre. Ceci, à son tour, augmente la contrainte de

tension sur les dispositifs et génère un harmonique de sixième ordre dans la tension de sortie [39].

Une des solutions proposées pour empêcher ce déséquilibre du bus continue est bien l'algorithme de la modulation vectorielle des trois vecteurs virtuels les plus proches (*nearest three virtual space vector modulation (NTV-SVM)*) introduit par Sergio Busquets et al. En 2004 [39].

On peut noter que la stratégie NTV est simplement un membre de la famille des stratégies NV (Nearest Vector), qui a la restriction supplémentaire d'utiliser seulement trois des NV pendant chaque cycle de commutation [40]. Finalement, les paragraphes suivants dévoilent le principe de cet algorithme.

### 1. Vecteurs virtuels

La SVM NTV définit un ensemble de vecteurs virtuels capables de produire un courant de point neutre moyen nul sur chaque période de commutation. Il existe quatre types de vecteurs virtuels formés des vecteurs spatiaux de tension du MLI vectorielle classique [36]:

- **Vecteur zéro virtuel (ZV)** : il est formé par les vecteurs nuls. Ces vecteurs n'interviennent pas dans la régulation de tension de point neutre parce qu'ils sont connectés au point milieu seulement dans le cas du vecteur  $[000]$  ou le courant  $I_o$  créé par une phase est compensé par les deux autres phases ;
- **Petit vecteur virtuel (SV)** : ils sont formés par une combinaison équitable de deux petits vecteurs redondants, tel que ces deux vecteurs redondants donnent des courants de neutre égaux et opposés. Par conséquent, en appliquant les deux vecteurs pendant un temps égal, le courant du neutre  $i_M$  peut être équilibré et vaut 0 ;

Par exemple, le petit vecteur  $V_1$  est formé avec des états de commutation  $V_1=[POO]$  et  $V_1'=[ONN]$ .

$$\text{Alors} \quad V_{pr1} = \frac{1}{2}(V_1 + V_1')$$

- **Moyen vecteur virtuel (MV)** : il est formé par une combinaison équitable de trois vecteurs, un vecteur moyen et deux petits vecteurs du même secteur.

Prenont l'exemple suivant :

avec :  $V_1' = [ONN]$  ;  $V_3 = [PON]$  ;  $V_4 = [PPO]$  ;

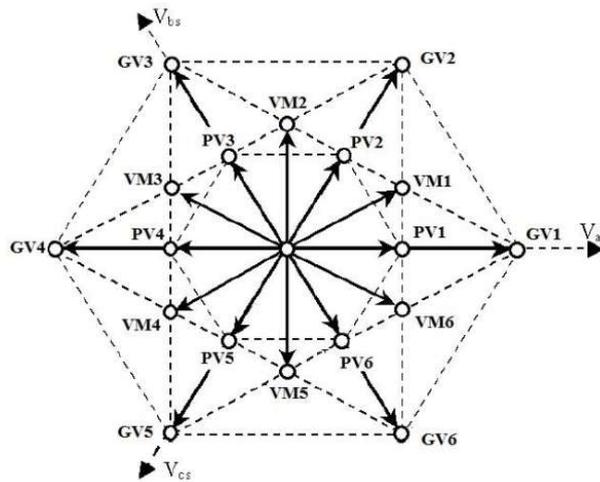
$$V_{Mr1} = \frac{1}{3}(V_1' + V_4 + V_3)$$

- **Grand vecteur virtuel (BV)** : Ces vecteurs sont formés par les grands vecteurs ; n'ayant pas de connexion avec le point  $O$ , ils ne génèrent pas de courant de neutre.

Le choix de combinaisons des vecteur  $PV_i$  et  $VM_i$  (i allant de **1** à **6**) dans tous les secteurs, pour avoir un courant du neutre nul est montré dans le **tableau 1**.

**Tableau II-1: Combinaison des vecteurs pour la NTV**

Combinaison pour $PV_i$			Combinaison pour $VM_i$			
$PV_i$	$I_o = +ix$	$I_o = -ix$	$VM_i$	$I_o = Ia$	$I_o = Ia$	$I_o = Ia$
$PV_1$	ONN	POO	$VM_1$	ONN	PON	PPO
$PV_2$	PPO	OON	$VM_2$	OPN	NON	PPO
$PV_3$	NON	OPO	$VM_3$	OPP	NON	NPO
$PV_4$	OPP	NOO	$VM_4$	OPP	NOP	NNO
$PV_5$	NNO	OOP	$VM_5$	ONP	POP	NNO
$PV_6$	POP	ONO	$VM_6$	ONN	POP	PNO



**Figure II-6: Diagramme vectoriel de la NTV-SVM**

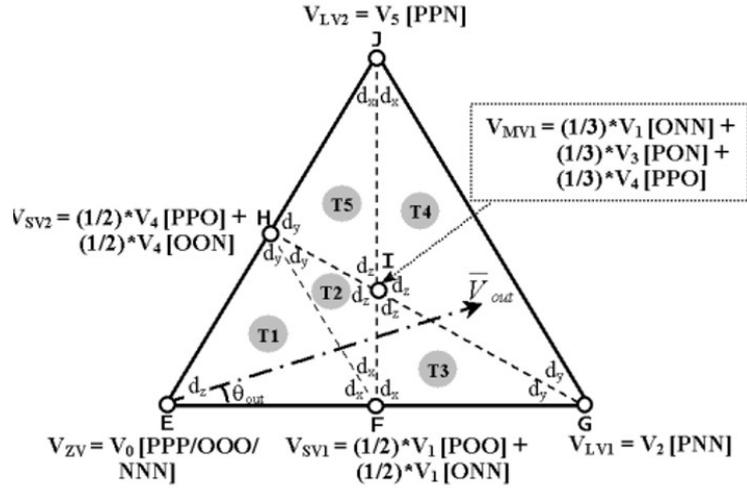
L'étape suivante pour la modulation NTV-SVM, consiste à calculer les rapports cycliques, les durées d'application des vecteurs, puis la séquence de commutation

La création de ce groupe nécessite la re-division des secteurs en cinq régions au lieu de quatre comme le montre la figure II\_7, afin de synthétiser le vecteur de sortie  $V_S$

$$V_S = d_{rx}V_{rx} + d_{ry}V_{ry} + d_{rz}V_{rz}$$

Où  $d_{rx}$ ,  $d_{ry}$  et  $d_{rz}$  sont les rapports cycliques des vecteurs virtuel  $V_{rx}$ ,  $V_{ry}$  et  $V_{rz}$  respectivement. Ils sont définis pour chaque région dans le **tableau 2** avec :

- $V_{PV} = 2/3 V_{DC}$   $\theta_{PV1} = \theta_{PV2} = 0$
- $V_{MV} = 4/(3\sqrt{3})V_{DC}$  et  $\theta_{PV2} = \theta_{PV1} = \pi/3$
- $V_{LV} = 4/3 V_{DC}$   $\theta_{MV1} = \pi/6$



**Figure II-7: Vecteurs virtuels du 1<sup>er</sup> secteur.**

**Tableau II-2 : Rapports cycliques des régions.**

Region	$D_{rx}$	$D_{ry}$	$D_{rz}$
<b>R - 1</b>	$m_v (\sqrt{3} \cos \theta_{out} - \sin \theta_{out})$	$2m_v \sin \theta_{out}$	$1 - d_{rx} - d_{ry}$
<b>R - 2</b>	$2 - m_v (\sqrt{3} \cos \theta_{out} + 3 \sin \theta_{out})$	$2 - 2\sqrt{3}m_v \cos \theta_{out}$	
<b>R - 3</b>	$2 - m_v (\sqrt{3} \cos \theta_{out} + 3 \sin \theta_{out})$	$\sqrt{3}m_v \cos \theta_{out} - 1$	
<b>R - 4</b>	$0.5m_v (\sqrt{3} \cos \theta_{out} + 3 \sin \theta_{out}) - 1$	$\sqrt{3}m_v \cos \theta_{out} - 1$	
<b>R - 5</b>	$0.5m_v (\sqrt{3} \cos \theta_{out} + 3 \sin \theta_{out}) - 1$	$2 - 2\sqrt{3}m_v \cos \theta_{out}$	

Ensuite, les vecteurs présentant les états de commutation ( $P, O, N$ ) seront appliqués dans un ordre bien précis représenté sur le tableau 3 pendant la demi-période  $T_s/2$  et dans l'ordre inverse dans l'autre demi période.

**Tableau II-3 : Séquences de commutation pour la 1<sup>ère</sup> région**

Région	Secteur	T <sub>1</sub>			T <sub>2</sub>			T <sub>3</sub>			T <sub>4</sub>			T <sub>5</sub>			T <sub>6</sub>			T <sub>7</sub>		
		a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c	a	b	c
T1	1	P	P	P	P	P	O	P	O	O	O	O	O	O	O	N	O	N	N	N	N	N
	2	P	P	P	P	P	O	O	P	O	O	O	O	O	O	N	N	O	N	N	N	N
	3	P	P	P	O	P	P	O	P	O	O	O	O	N	O	O	N	O	N	N	N	N
	4	P	P	P	O	P	P	O	O	P	O	O	O	N	O	O	N	N	O	N	N	N
	5	P	P	P	P	O	P	O	O	P	O	O	O	O	N	O	N	N	O	N	N	N
	6	P	P	P	P	O	P	P	O	O	O	O	O	O	N	O	O	N	N	N	N	N

## II.5 Applicabilité des méthodes de modulation sur les onduleurs multiniveaux

Tous les systèmes de modulation mentionnés précédemment et illustrés dans la figure III\_1 ne sont pas adaptés pour chaque topologie ; en outre, certains algorithmes ne sont pas applicables à certains convertisseurs. Le tableau 6 résume la compatibilité entre les méthodes de modulation et topologies de base des onduleurs multiniveaux :

- ✓ : Applicable et recommandée ;
- X : N'est pas applicable ;
- : N'est pas recommandée.

**Tableau II-4: Applicabilité des méthodes de modulation sur des onduleurs multiniveaux[11]**

	NPC	FC	CB
SVM	✓	✓	✓
LS-PWM	✓	✓	-
PS-PWM	X	✓	✓
PWM hybride	X	X	✓
SHE	✓	✓	✓
SVC	-	✓	✓
NLC	-	✓	✓

Les différentes techniques de modulations et méthode de commande sont développées vis-à-vis les topologies des convertisseurs à commander, cependant l'applicabilité de ces derniers est fortement liée aux topologies du convertisseur à piloté.

## **CONCLUSION GENERALE**

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la présentation des onduleurs multiniveaux qui sont aujourd'hui considérés comme les systèmes de conversion de puissance de pointe pour les applications exigeantes en termes de puissance et de qualité de l'énergie.

Une première partie est consacrée à exposer les topologies classiques des onduleurs multiniveaux : NPC, FC et CHB qui représentent les structures fondamentales dans ce domaine, une présentation générale avec leur principe de fonctionnement été présenté. Un brief aperçu sur les onduleurs multiniveaux à Z-source a été entamé en mentionnant leur avantages et inconvénients.

La deuxième partie a porté sur la conception de stratégies de contrôle et le développement de méthodes de modulation qui ont été introduits ces dernières années pour bien mener à cette révolution technique. Les méthodes de modulation multiniveaux peuvent se diviser en deux catégories principales : Modulation à base de porteuse, et modulation vectorielle spatiale.

Finalement, un tableau d'applicabilité des schémas de modulation sur les trois topologies des onduleurs multiniveaux a été exposé pour en conclure.

Le développement continu de la technologie et l'évolution des applications industrielles ouvriront de nouveaux défis et opportunités qui pourraient motiver d'autres améliorations de la technologie des convertisseurs multiniveaux.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] C. Rizet, « Amélioration du rendement des alimentations sans interruption », 2011.
- [2] T. Meynard et H. Foch, « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters », 1992, p. 397-403.
- [3] A. Leredde, « Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux », 2011.
- [4] A. Nabae, I. Takahashi, et H. Akagi, « A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, n° 5, p. 518-523, sept. 1981, doi: 10.1109/TIA.1981.4503992.
- [5] W. McMurray, « Fast response stepped-wave switching power converter circuit », US3581212A, mai 25, 1971.
- [6] Martin AIMÉ, « Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires », PhD thesis, INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE, 2003.
- [7] S. A. Gonzalez, S. A. Verne, et M. I. Valla, *Multilevel Converters for Industrial Applications*. Boca Raton: CRC Press, 2013.
- [8] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, et Fang Zheng Peng, « Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, n° 4, Art. n° 4, août 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [9] D. G. H. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. Wiley-Blackwell, 2003.
- [10] Y. Cheng, C. Qian, M. L. Crow, S. Pekarek, et S. Atcitty, « A Comparison of Diode-Clamped and Cascaded Multilevel Converters for a STATCOM With Energy Storage », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 5, p. 1512-1521, oct. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.882022.
- [11] L. Franquelo, J. Rodriguez, J. Leon, S. Kouro, R. Portillo, et M. Prats, « The age of multilevel converters arrives », *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 2, n° 2, p. 28-39, juin 2008, doi: 10.1109/MIE.2008.923519.
- [12] J. Song Manguelle, « Convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence », EPFL, 2004.
- [13] Q.-X. Guan *et al.*, « An extremely high efficient three-level active neutral-point-clamped converter comprising SiC and Si hybrid power stages », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 10, p. 8341-8352, 2017.
- [14] Xiaoming Yuang, H. Stemmler, et I. Barbi, « Self-balancing of the clamping-capacitor-voltages in the multilevel capacitor-clamping-inverter under sub-harmonic PWM modulation », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, n° 2, p. 256-263, mars 2001, doi: 10.1109/63.911150.
- [15] J. Rodriguez *et al.*, « Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications », *Proc. IEEE*, vol. 97, n° 11, p. 1786-1817, nov. 2009, doi: 10.1109/JPROC.2009.2030235.
- [16] J. Ebrahimi, E. Babaei, et G. B. Gharehpetian, « A new multilevel converter topology with reduced number of power electronic components », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 2, p. 655-667, 2011.

- [17] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, J. W. McKeever, et J. VanCoevering, « A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static VAR generation », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, n° 5, p. 1130-1138, oct. 1996, doi: 10.1109/28.536875.
- [18] A. Nami, F. Zare, A. Ghosh, et F. Blaabjerg, « A Hybrid Cascade Converter Topology With Series-Connected Symmetrical and Asymmetrical Diode-Clamped H-Bridge Cells », *Power Electron. IEEE Trans. On*, vol. 26, p. 51-65, févr. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2009.2031115.
- [19] O. Ellabban et H. Abu-Rub, « Z-source inverter: Topology improvements review », *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 10, n° 1, p. 6-24, 2016.
- [20] P. Kamani et M. Mulla, « A new multilevel inverter topology with reduced device count and blocking voltage », juin 2016, p. 1-6, doi: 10.1109/EEEIC.2016.7555722.
- [21] A. I. Maswood et H. D. Tafti, *Advanced multilevel converters and applications in grid integration*. John Wiley & Sons, 2019.
- [22] S. Kouro *et al.*, « Recent advances and industrial applications of multilevel converters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, n° 8, p. 2553-2580, 2010.
- [23] Y. Ounejjar, K. Al-Haddad, et L.-A. Gregoire, « Packed U cells multilevel converter topology: theoretical study and experimental validation », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 4, p. 1294-1306, 2010.
- [24] S. S. Lee et K.-B. Lee, « Dual-T-type seven-level boost active-neutral-point-clamped inverter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, n° 7, p. 6031-6035, 2019.
- [25] J. Rodriguez *et al.*, « Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications », *Proc. IEEE*, vol. 97, n° 11, p. 1786-1817, nov. 2009, doi: 10.1109/JPROC.2009.2030235.
- [26] B. Wu et M. Narimani, *High-Power Converters and AC Drives*, 2 edition. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2017.
- [27] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati, et G. Sciutto, « A new multilevel PWM method: a theoretical analysis », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 7, n° 3, p. 497-505, juill. 1992, doi: 10.1109/63.145137.
- [28] YAHIAOUI Abdelhalim, « ETUDE ET REALISATION D'UN ONDULEUR A STRUCTURE NPC », Magister, Université A.MIRA-BEJAIA, 2014.
- [29] Li Li, D. Czarkowski, Yaguang Liu, et P. Pillay, « Multilevel selective harmonic elimination PWM technique in series-connected voltage inverters », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, n° 1, p. 160-170, févr. 2000, doi: 10.1109/28.821811.
- [30] F. Becker, « Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiniveaux », p. 217.
- [31] A. S. M. Salem, « Design and Analysis of Five-Level T-Type Power Converters for Rotating Field Drives », p. 207.
- [32] M. Moranchel, F. Huerta, I. Sanz, E. Bueno, et F. Rodríguez, « A Comparison of Modulation Techniques for Modular Multilevel Converters », *Energies*, vol. 9, n° 12, p. 1091, déc. 2016, doi: 10.3390/en9121091.
- [33] « (21) (PDF) A guide to Nearest Level Modulation and Selective Harmonics Elimination modulation scheme for multilevel inverters », *ResearchGate*.  
[https://www.researchgate.net/publication/331971081\\_A\\_guide\\_to\\_Nearest\\_Level\\_Modulation\\_and\\_Selective\\_Harmonics\\_Elimination\\_modulation\\_scheme\\_for\\_multilevel\\_inverters](https://www.researchgate.net/publication/331971081_A_guide_to_Nearest_Level_Modulation_and_Selective_Harmonics_Elimination_modulation_scheme_for_multilevel_inverters) (consulté le août 13, 2020).
- [34] B. Zhang et D. Qiu, *m-Mode SVPWM Technique for Power Converters*, 1st ed. 2019. Springer, 2019.
- [35] I. Ahmed, V. B. Borghate, A. Matsa, P. M. Meshram, H. M. Suryawanshi, et M. A. Chaudhari, « Simplified Space Vector Modulation Techniques for Multilevel Inverters »,
-

- IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 12, p. 8483-8499, déc. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2520078.
- [36] A. BENACHOUR, « Commande sans Capteur basée sur DTC d'une Machine Asynchrone alimentée par Convertisseur Matriciel », Ecole Nationale Polytechnique, 10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie, 2017.
- [37] M. M. Prats, L. G. Franquelo, J. I. Leon, R. Portillo, E. Galvan, et J. M. Carrasco, « A SVM-3D generalized algorithm for multilevel converters », in *IECON'03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No.03CH37468)*, Roanoke, VA, USA, 2003, p. 24-29, doi: 10.1109/IECON.2003.1279949.
- [38] L. G. Franquelo *et al.*, « Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, n° 2, p. 458-466, avr. 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.870884.
- [39] S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich, et S. Somavilla, « The nearest three virtual space vector PWM - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter », *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 2, n° 1, p. 11-15, mars 2004, doi: 10.1109/LPEL.2004.828445.
- [40] G. I. Orfanoudakis, M. A. Yuratich, et S. M. Sharkh, « Nearest-Vector Modulation Strategies With Minimum Amplitude of Low-Frequency Neutral-Point Voltage Oscillations for the Neutral-Point-Clamped Converter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 10, p. 4485-4499, oct. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2236686.

