

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique
Ecole Supérieure des Sciences Appliquées
d'Alger



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
المدرسة العليا في العلوم التطبيقية بالجزائر

DEPARTEMENT DU SECOND CYCLE

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de MASTER

Filière : **Electrotechnique**

Spécialité : **Traction électrique**

Thème :

**Etude sur la tension de mode commun pour un
onduleur T-NPC**

Présenté par : BERRAMDANE
Mohammed Riadh

Encadré (e) par : Dr Benachour Ali

Soutenu le : 17/07/2021

Devant le jury composé de :

M.Abdelkader Teffahi

M.Ammar Guellal

M.Ali Benachour

Président

Examineur

Encadreur

Binôme N° : 10./Master /TR/ 2021

Remerciement

Nous remercions Allah, le tout puissant pour nous avoir alloué suffisamment de volonté, nous avoir accordé la toute la patience et la santé durant toutes ces années d'études du cursus de formation.

Nous remercions de manière exceptionnelle et singulière le Docteur BENACHOUR Ali, notre encadreur pour les efforts qu'il n'a pas manqué de consentir envers nous, pour l'apport déterminant et valeureux qu'il a bien voulu nous accorder et pour le soutien scientifique et moral.

Nos remerciements vont à Monsieur SAKHRI Sabri, pour les conseils qu'il n'a pas manqué de nous donner, pour l'appui technique et moral.

Nous n'oublions pas remercier le binôme de l'Ecole Polytechnique d'Alger pour la collaboration et la concertation que nous avons eu le long de l'élaboration de notre travail de recherche.

Nous remercions le collectif des enseignants de l'Ecole Supérieure des Sciences Appliquées d'Alger ESSA d'Alger, qui nous enseigné les techniques et les procédés de l'électrotechnique et de la traction électrique. Nos remerciements, les plus chaleureux, vont au Staff de la direction de l'Ecole et l'ensemble du personnel administratif et d'exécution.

Enfin, nos remerciements à nos camarades de l'Ecole ESSA, pour qui nous souhaitons toute la réussite dans leurs études et leur vie professionnelle. N'oublions pas nos parents qui nous ont soutenu passionnellement et se sont inquiété tout le long de notre formation d'ingénieur.

Dédicaces

Le présent travail est dédié à tous les hommes et toutes les femmes de la Science qui ont mis leur intelligence, leur génie et leur savoir au service de l'humanité. Ceux qui ont inventé l'énergie électrique et qui ont œuvré pour son développement et son épanouissement dans le but de faire avancer toute l'humanité vers des horizons plus hauts et plus confortables. C'est grâce à leur génie et leur savoir-faire, que les humains disposent aujourd'hui du confort et des bienfaits d'une énergie propre dite l'énergie électrique.

Il est dédié au Professeur BENACHOUR Ali, notre promoteur pour son soutien déterminant, pour son accompagnement le long de l'élaboration de ce travail. Il lui est dédié au titre de son apport technique et moral, inégalable et incomparable.

Il est dédié à nos parents pour les sacrifices qu'ils ont bien voulu consentir pour que nous aboutissions à cette fin de cycle d'ingénieur. Il est dédié à nos frères et sœurs pour leur soutien moral et matériel.

Résumé:

The main objective of this work is to present a state of the art of multilevel inverters, converters based on three fundamental topologies NPC, FC and CHB which have the captivating characteristics in terms of energy 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. Second, a study on the principle of generating the common mode voltage for a three-level type T inverter using traditional SPWM and SVPWM. In order to suppress and eliminate the common mode voltage completely, two improved modulation strategies and one PWM modulation wave phase shift strategy are investigated.

Mots clés : T-type three-level converter, common-mode voltage, SPWM, SVPWM, Modulation wave phase shifted.

Abstract.....

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, une étude sur le principe de génération de la tension de mode commun pour un onduleur trois niveaux de type T utilisant la SPWM et SVPWM traditionnels. Afin de supprimer et d'éliminer complètement la tension de mode commun, deux stratégies de modulation améliorées et une stratégie PWM de déphasage de l'onde de modulation sont étudiées.

Key words: SRM, SRG, modeling, saturated mode, performance, regulation, harmonic.

ملخص

محولات تركز على ثلاثة بنى Topologies أساسية NPC, FC, CHB التي تمتلك خصوصيات آسرة مميزة عالية الجودة، منها نوعية الطاقة، و صنف القوة و التأقلم و مميزات أخرى تمكن من الحصول على إشارات خروج ذات قوة عالية. من جهة أخرى، تخص الدراسة مبدأ إنشاء أو توليد الضغط من النوع المشترك للعاكس المتعدد المستويات من نوع T مستعملا الـ SPWM و SVPWM التقليدية.

و من أجل نزع أو كبح أو إستبعاد جهد الوضع الشائع تم إعتداد إستراتيجيتين معدلتين محسنتين SPWM و SVPWM
كلمات مفتاحية: المولد ذو المقاومة المغناطيسية المتغيرة، نمذجة، التشبع المغناطيسي، خصائص الآلة، تعديل، تذبذب.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I: ETAT DE L'ART DES ONDULEURS MULTINIVEAUX.....	4
<i>INTRODUCTION.....</i>	<i>4</i>
<i>I.1 HISTORIQUE SUR LES ONDULEURS MULTINIVEAUX.....</i>	<i>4</i>
<i>I.2 TOPOLOGIES CLASSIQUES DES ONDULEURS MULTINIVEAUX.....</i>	<i>5</i>
<i>I.2.1 Onduleur clampé par le neutre (Neutral Point Clamped NPC).....</i>	<i>6</i>
1.2.1.1 Principe de fonctionnement des onduleurs à structure NPC.....	7
1.2.1.2 Avantages de la topologie NPC.....	7
1.2.1.3 Inconvénients de la topologie NPC.....	7
<i>I.2.2 La topologie en pont H cascadié.....</i>	<i>8</i>
1.2.2.1 Principe de fonctionnement d'une cellule.....	8
1.2.2.2 Avantages de la topologie CHB.....	9
1.2.2.3 Inconvénients de la topologie CHB.....	9
<i>I.2.3 La topologie au condensateur flotteur (Flying Capacitor FC) :.....</i>	<i>10</i>
1.2.3.1 Principe de fonctionnement de la topologie FC :.....	10
1.2.3.2 Avantages de la topologie FC.....	11
1.2.3.3 Inconvénients de la topologie FC.....	11
CHAPITRE II: ETUDE SUR LA TENSION DE MODE COMMUN POUR UN ONDULEUR T-NPC.....	14
<i>INTRODUCTION.....</i>	<i>14</i>
<i>II.1 MODELE DE TYPE T A TROIS NIVEAUX ET ANALYSE DE LA TENSION DE MODE COMMUN.....</i>	<i>15</i>
<i>II.2 TENSION EN MODE COMMUN CAUSEES PAR LA SPWM NORMALE (PS-PWM) ET LA SPWM AMELIORE (LS-PWM).....</i>	<i>18</i>
<i>II.2.1 Stratégie PS-PWM et sa tension en mode commun.....</i>	<i>18</i>
<i>II.2.2 Stratégie PWM amélioré (LS-PWM) et sa tension en mode commun :.....</i>	<i>18</i>
<i>II.3 TENSION EN MODE COMMUN CAUSES PAR LA SVPWM ET LA SVPWM AMELIORE.....</i>	<i>20</i>
<i>II.3.1 Modulation SVPWM traditionnelle et sa tension de mode commun.....</i>	<i>20</i>
<i>II.3.2 SVPWM amélioré et sa tension de mode commun.....</i>	<i>21</i>
<i>II.4 PWM A ONDE DE MODULATION DEPHASEE :.....</i>	<i>21</i>
<i>II.5 COMPARISON ENTRE LES DIFFERENTES METHODES :.....</i>	<i>22</i>
<i>II.6 CONCLUSION :.....</i>	<i>24</i>

Liste des symboles :

NPC	Neutral pointed clamped
FC	Flying capacitor
CHB	Cascaded H-Bridge
DC	Direct current
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
VDC	Tension du bus continu
PWM	Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulation
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PS-PWM	Phase sifted Pulse Width Modulation
LS-PWM	Level Shefted Pulse Width Modulation
CMV	Common mode Voltage

LISTE DES FIGURES

Figure I-1 Classification des onduleurs multiniveaux.....	5
Figure I-2 Schéma d'un onduleur NPC à 3 niveaux	6
Figure I-3 Structure de l'onduleur H-bridge à 3 niveaux triphasé [17]	8
Figure I-4 Structure de l'onduleur FC à 3 niveaux triphasé.....	10
Figure II-1 Topologie d'un onduleur à trois niveaux de type T.....	15
Figure II-2 Modèle d'impulsion de la PS-PWM.....	18
Figure II-3 Modèle d'impulsion de la LS-PWM.....	19
Figure II-4 Tension de modulation de la technique LS-PWM (a) $M_i = 0,4$ (b) $M_i = 0,65$	19
Figure II-5 Fonctionnement de la modulation lorsque les tensions de modulation sont modifiées (a) PS-PWM (b) LS-PWM.	20
Figure II-6 Distribution du vecteur spatial de tension à trois niveaux	21
Figure II-7 Principe d'élimination de la tension en mode commun par déphasage de la modulation.....	22

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1 États possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux.....	7
Tableau I-2 États de fonctionnement possibles de l'onduleur H-bridge à 3 niveaux triphasé [18].	9
Tableau I-3 États de fonctionnement possibles pour l'onduleur FC à 3 niveaux triphasé	11
Tableau II-1 La relation entre les états de des commutateurs et la tension de sortie	16
Tableau II-2 États de commutations et tensions en mode commun des convertisseurs	17
Tableau II-3 Résultat de simulation pour les différentes méthodes de modulation	23

INTRODUCTION GENERALE

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 hybrides 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). Qui sont tous des onduleurs à 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.

Le stator fer et les bobinages des machines électriques sont des éléments métalliques proches entre lesquels des capacités parasites existent naturellement [1]. De plus, le stator est connecté au sol, donc commutations rapides (dv/dt élevé) sur les phases entraîne des courants de fuite à haute fréquence circulant dans les capacités parasites dans le conducteur de terre. Ces courants modes communs finissent par revenir aux entrées du moteur et circuler sur le réseau électrique. Ils peuvent générer des interférences électromagnétiques (EMI) qui provoquent des dysfonctionnements dans l'équipement électronique environnant et sont responsables de

détérioration prématurée des roulements du moteur [2]. En outre, ces émissions conduites sont d'autant plus importantes que les commutations effectuent des transitions haute tension.

Par conséquent, la recherche s'est concentrée sur la réduction des émissions conduites en utilisant soit les filtres passive ou active [3] [4]. Concevant des convertisseurs avec de faibles transitions dv/dt et développer de nouvelles techniques de modulations pour l'intetret de reduire la tension en mode commun comme la SVM amélioré, la LS-PWM et la PWM de déphasage de l'onde de modulation.

**ETAT DE L'ART DES
ONDULEURS
MULTINIVEAUX**

CHAPITRE 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 sur les onduleurs multiniveaux

Dans les années soixante, Mr C. W. Flairty a mis en série plusieurs onduleurs en pont H, avec un déphasage entre eux réalisé au moyen d'un transformateur[5]. Ensuite, Mr 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].

Ce n'est qu'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 Mrs A. Nabae, I.Takahashi et H. Akagi [6]. 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 elle est jusqu'à présent, considérée comme la plus répandue des topologies multiniveaux [7].

En dépit de l'arrivée de la structure NPC, les chercheurs n'ont pas cessé de mener leurs études afin d'optimiser davantage les structures multiniveaux. En 1992, Mrs T. Meynard et H. Foch ont mis en oeuvre une topologie appelée : Onduleur à capacités flottantes (Flying Capacitor FC) ou convertisseurs multicellulaires série[8]. 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 [9].

Une décennie plus tard, est apparu la tendance des convertisseurs (Modular Multilevel Converter MCC) qui ne demandent pas une alimentation externe pour chaque module [10] ainsi que le réseau Z-source qui a été suivi en 2008, par le réseau Quasi Z-source créé par Mrs Anderson et al. [11], ce qui a ouvert des perspectives pour de nouvelles topologies multiniveaux à Z-source [12].

La topologie T-NPC, qui sera particulièrement traitée au cours de la réalisation de ce travail, a fait sa manifestation en 2010, par Mr Schweizer dans le but de répondre aux inconvénients de la topologie de base, NPC [13].

Ce bref passage historique s'achèvera par un organigramme résumant la classification de ces onduleurs multiniveaux (Figure I-1).

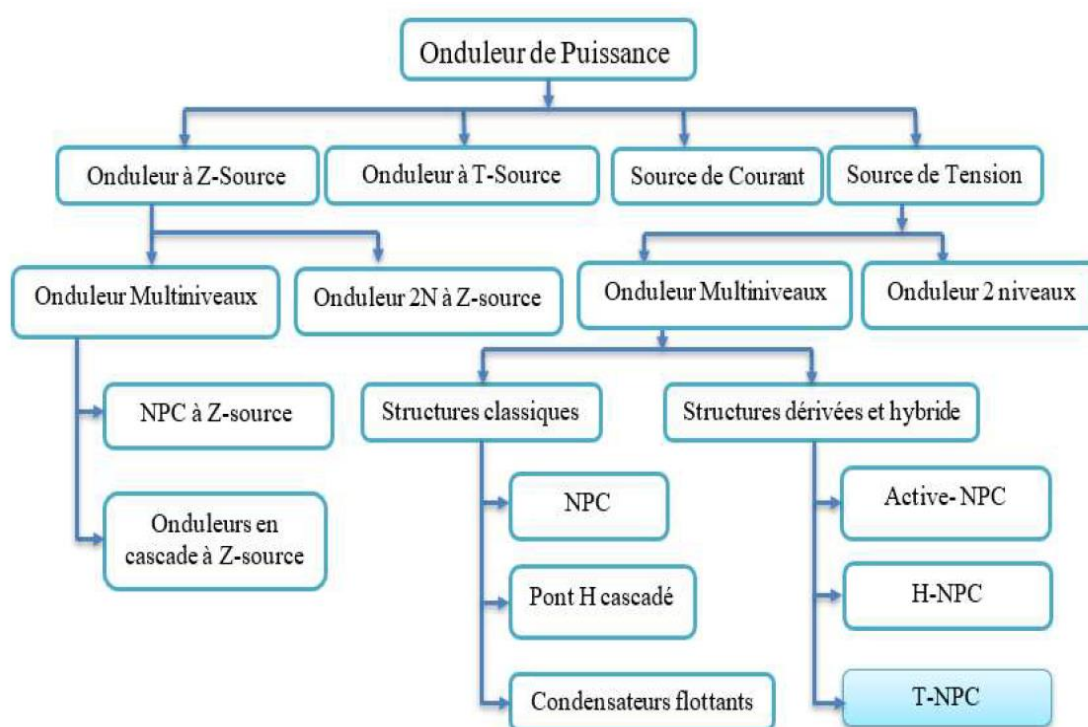


Figure I-1 Classification des onduleurs multiniveaux.

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 [6] [8] [4], respectivement.

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

L'onduleur PWM clampé au point neutre (onduleur NPC-PWM), qui convient Pour un système d'entraînement motorisé à haut rendement. Sa tension de sortie Contient moins d'harmoniques que celui d'un onduleur conventionnel.

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur **la figure-2**. Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C1 et C2), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut E, dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $E/2$ à leurs bornes. Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (K1, K2, K3 et K4 pour le bras a) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu [14] [15] [16].

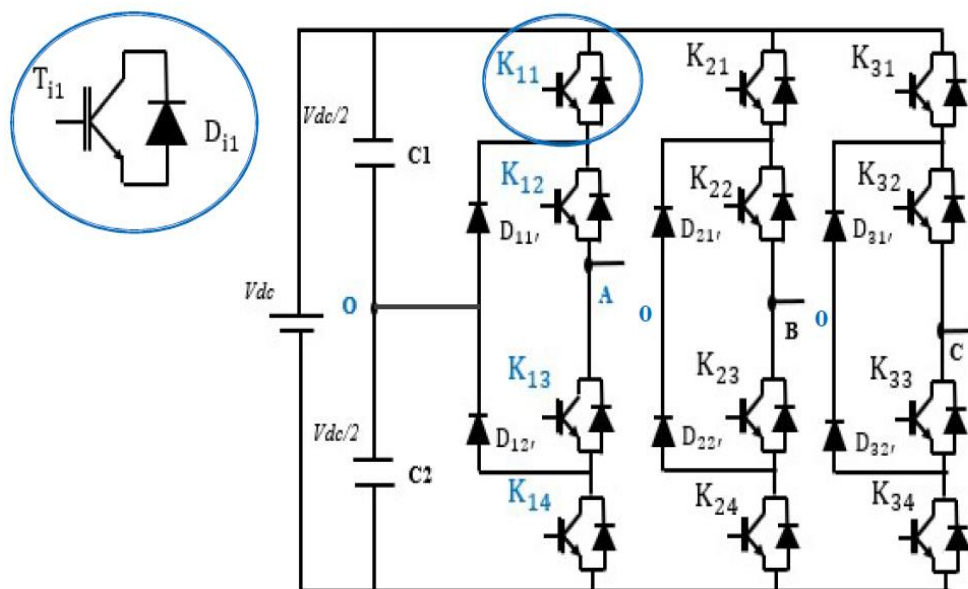


Figure I-2 Schéma d'un onduleur NPC à 3 niveaux

I.2.1.1 Principe de fonctionnement des onduleurs à structure NPC

Les séquences possibles de fonctionnement de l'onduleur NPC à 3 niveaux sont mis en évidence à travers le tableau suivants [17] :

Tableau I-1 États possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux

Séquences	<u>K1</u>	<u>K2</u>	<u>K3</u>	<u>K4</u>	<u>Tension de sortie</u>
Génération du niveau maximum	1	1	0	0	$E/2$
Génération du niveau intermédiaire	0	1	1	0	0
Génération du niveau minimum	0	0	1	1	$- E/2$

I.2.1.2 Avantages de la topologie NPC

- Cette topologie offre l'avantage d'étendre les principes employés sur un onduleur à trois niveaux jusqu'à des nombres plus élevés, étant donné qu'elle est généralisable [18].
- Chaque interrupteur supporte la moitié de la tension du bus continu [19].
- Le partage équitable de la tension 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 [20].

I.2.1.3 Inconvénients de la topologie NPC

- La structure NPC est utilisée en industrie pour trois niveaux uniquement en raison de la difficulté à maintenir l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus ainsi que l'augmentation de la complexité de la commande [21].

- L'augmentation du nombre de niveaux engendre l'élévation excessive du nombre de diodes de clamp.

I.2.2 La topologie en pont H cascadié

Parmi les convertisseurs utilisés dans l'industrie sont les onduleurs multi-niveaux en cascade ou en série. La dénomination complète de cette topologie, introduite par Marchesoni, [5].devrait être onduleurs multi-niveaux symétriques à cellules en série. Ces onduleurs sont également connus sous l'appellation onduleurs multi-niveaux cascadiés (cascade multilevel inverter).

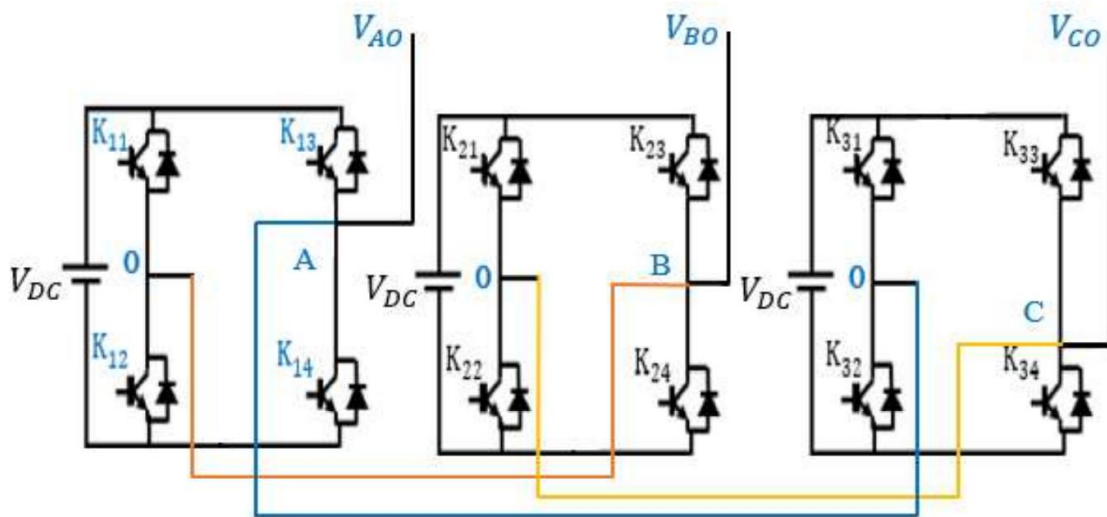


Figure I-3 Structure de l'onduleur H-bridge à 3 niveaux triphasé [22]

I.2.2.1 Principe de fonctionnement d'une cellule

Pour un onduleur de type cascadié à trois niveaux, trois séquences de fonctionnement sont distinguées. Elles sont présentées dans le tableau suivant :

Tableau I-2 États de fonctionnement possibles de l'onduleur H-bridge à 3 niveaux triphasé [18].

Séquences	<u>T11</u>	<u>T'11</u>	<u>T12</u>	<u>T'12</u>	<u>Tension de sortie</u>
Génération du niveau maximum	1	0	0	1	Vdc
Génération du niveau intermédiaire		1	0	1	0
Génération du niveau minimum	0	0	1	1	- Vdc

I.2.2.2 Avantages de la topologie CHB

- Possibilité d'alimenter une charge en haute ou moyenne tension à partir d'une ou plusieurs alimentations basse tension [23].
- La connexion en série des sorties de l'onduleur en pont H permet de synthétiser une onde de tension à partir de la sommation des tensions de sortie [1].
- 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 $V_{DC}/2$ [19].

I.2.2.3 Inconvénients de la topologie CHB

- Nécessité d'un grand nombre de tension continues DC isolées pour chaque pont, ce qui limite l'expansion industrielle de cette structure [20] [21] car en pratique, ces sources continues isolées sont réalisées à l'aide d'un transformateur multi-secondaires, nécessitant un entretien régulier en plus d'être coûteux et volumineux [1].

- Augmentation considérable de la taille du convertisseur avec la progression du nombre de niveaux de la tension de sortie [24].
- Nécessité d'un contrôle supplémentaire et une commutation accrue pour maintenir les tensions des condensateurs constantes[21].

I.2.3 La topologie au condensateur flotteur (Flying Capacitor FC) :

La topologie de l'onduleur multi niveau à cellule imbriquées ou à condensateurs flottant (flying capacitor or multi level inverter), a été proposée par Meynard et Foch en 1992[25]. Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Dans cette topologie, les capacités remplacent les diodes de bouclage, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants »[26].

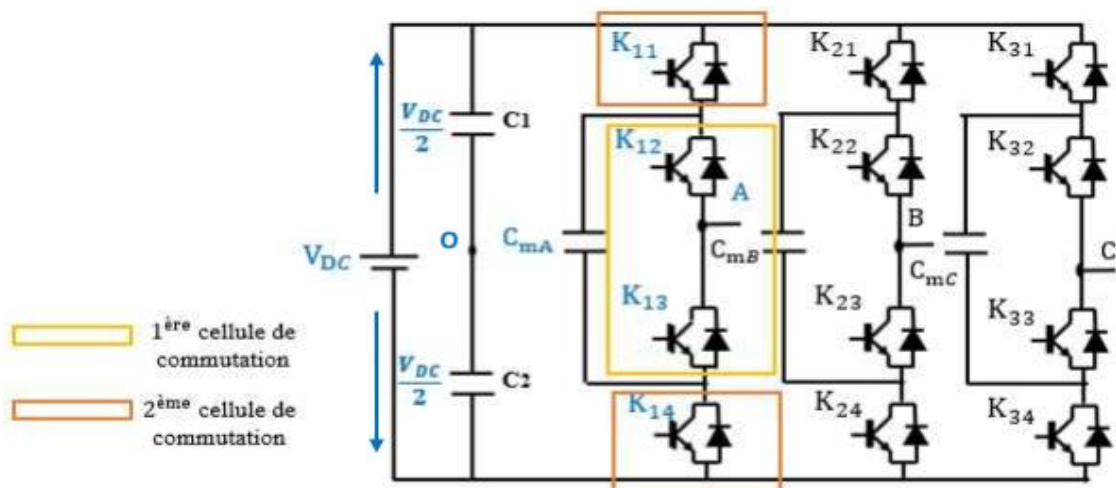


Figure I-4 Structure de l'onduleur FC à 3 niveaux triphasé

I.2.3.1 Principe de fonctionnement de la topologie FC :

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

Tableau I-3 États de fonctionnement possibles pour l'onduleur FC à 3 niveaux triphasé

Séquences	<u>K1</u>	<u>K2</u>	<u>K3</u>	<u>K4</u>	<u>Tension de sortie</u>
Génération du niveau maximum	1	1	0	0	E/2
Génération du niveau intermédiaire	1	0	0	1	0
	0	1	1	0	
Génération du niveau minimum	0	0	1	1	- E/2

I.2.3.2 Avantages de la topologie FC

- Limitation naturelle des contraintes en tension imposées aux composants de puissance (faible valeur de $\frac{d_v}{d_t}$ aux bornes des composants) [27].
- Une seule source continue DC est nécessaire par phase[28].
- Possibilité d'obtenir un nombre pair, comme impair de niveaux [28].
- Présence de redondances de commutation dans les séquences de fonctionnement implique des états pouvant être utilisés pour le maintien de l'équilibre de la tension aux bornes des condensateurs[29] [30].

I.2.3.3 Inconvénients de la topologie FC

- Nécessité d'un équilibrage des tensions flottantes afin de répartir uniformément la tension du bus DC entre les cellules de commutation[31].

- Nécessité d'un contrôle plus complexe pour maintenir les tensions aux bornes des condensateurs flottants à leurs niveaux de fonctionnement cible[31].
- 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 à l'augmentation du coût[32].

**Etude sur la tension de
mode commun pour un
onduleur T-NPC**

CHAPITRE II: ETUDE SUR LA TENSION DE MODE COMMUN POUR UN ONDULEUR T-NPC

Introduction

Au cours de ces dernières années, la topologie à trois niveaux de type T attire de plus en plus d'attention en raison de son coût et de sa perte de conduction plus faibles, d'une puissance de commande de grille isolée moindre. La tension en mode commun est un problème inhérent à la topologie à trois niveaux de type T[33].

La tension mode commun est la différence de potentiel entre le point milieu de la source DC de l'onduleur et le neutre de la charge, les commutations de l'onduleur génèrent une tension de mode commun présentant de forts gradients de tension (dv/dt) qui augmente les courants de fuite[33].

Les courants de fuite peuvent générer des interférences électromagnétiques (EMI) qui provoquent des dysfonctionnements dans les équipements électroniques environnants et sont responsables de la détérioration prématurée des roulements du moteur. De plus, ces émissions conduites sont d'autant plus importantes que les commutations effectuent des transitions à haute tension[34].

Par conséquent, la recherche s'est concentrée sur la réduction des émissions conduites en mode commun en utilisant des filtres passifs ou actifs, en concevant des convertisseurs avec de faibles transitions dv/dt (par exemple, en utilisant soft switchings ou les snubbers), ou en développant de nouvelles technologies de conversion stratégies de modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour les onduleurs classiques à deux ou plusieurs niveaux[34].

Puisque l'application industrielle exige des solutions peu coûteuses et faciles à mettre en œuvre, les travaux sur les stratégies PWM sont prometteurs car aucun composant supplémentaire n'est nécessaire et facile à mettre en œuvre[34].

Ce chapitre se concentre sur l'étude de la tension en mode commun pour les différentes stratégies MLI y compris :

Modulation à largeur d'impulsion triangulo-sinusoidale (SPWM).

Modulation à largeur d'impulsion vectorielle (SVPWM).

En plus de l'étude de nouvelles techniques de modulations amélioré pour la MLI vectorielle et la MLI sinusoïdale.

II.1 Modèle de type T a trois niveaux et analyse de la tension de mode commun

Le circuit principal de l'onduleur à trois niveaux de type T recherché est illustré dans la figure 1.

Chaque branche de pont simple est composée de quatre dispositifs de commutation de puissance (IGBT).

Par rapport à la topologie traditionnelle NPC à trois niveaux, la topologie à trois niveaux de type T change la position de deux commutateurs de chaque branche et supprime six diodes., ce qui réduit la taille et le coût du système [35].

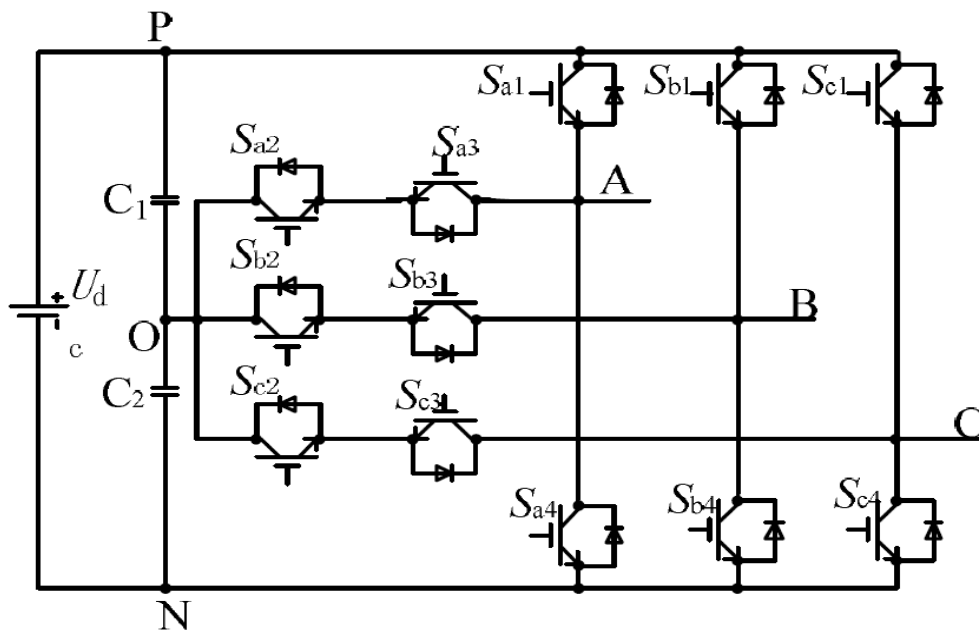


Figure II-1 Topologie d'un onduleur à trois niveaux de type T

Prenons l'exemple d'un circuit monophasé, le condensateur $C1=C2$ de la liaison DC. $C1=C2$. Le bras de pont simple a trois états de sortie, niveau haut(P), niveau zéro(O) et niveau bas(N), et dont la valeur de tension est $+U_d/2$, 0 et $-U_d/2$, respectivement[35].

En utilisant les stratégies de commande des commutateurs, la tension de sortie requise peut être obtenue.

La relation entre les états des commutateurs et la tension de sortie sont indiquées dans le tableau 1.

Tableau II-1 La relation entre les états de des commutateurs et la tension de sortie

Etat (Sa,Sb,Sc)	V _{so}	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}
[P]	$+V_{dc}/2$	1	1	0	0
[O]	0	0	1	1	0
[N]	$-V_{dc}/2$	0	0	1	1

En supposant une alimentation triphasée et impédance du moteur équilibrée, la CMV correspond à la différence de tension entre le neutre du stator et la terre électrique ou le point médian du bus continu DC. L'équations de la tension en mode commun de l'onduleur est donnée par [36] :

$$U_{com} = \frac{1}{3}(U_{ao}+U_{bo}+U_{co}) \quad \text{II-1}$$

La CMV dépend des états de commutation T-NPC. En utilisant les fonctions de commutation, la relation est déterminée comme suivante :

$$U_{com} = \frac{U_d}{6}(S_a+S_b+S_c) \quad \text{II-2}$$

D'après II-2 et le tableau II-1, la CMV a sept valeurs : $0, \pm V_0/6, \pm V_0/3, \pm V_0/2$, qui sont décrites en détail dans le tableau 2. Indépendamment de la source de courant alternatif, la CMV est déterminée par les tensions de sortie qui dépendent uniquement des états de commutation du T-NPC[37].

Les différents vecteurs de l'espace de tension ont une tension en mode commun différente en fonction des états de commutation qui sont montrés dans le tableau II-2.

Tableau II-2 États de commutations et tensions en mode commun des convertisseurs

État du commutation	U_{com}
PPP	$U_d / 2$
NNN	$-U_d / 2$
PPO OPP POP	$U_d / 3$
NNO ONN NON	$-U_d / 3$
POO OPO OOPPN PNP NPP	$U_d / 6$
OON ONO NOO PNN NPN NNP	$-U_d / 6$
PON PNO NOP OPN NPO ONP OOO	0

Les niveaux de sortie de CMV vont de $\pm V_{dc}/2, \pm V_{dc}/3, \pm V_{dc}/6$, et 0 sur la base de 27 états de commutation.

Le maximum et le minimum de CMV sont générés par PPP et NNN du vecteur zéro, respectivement, et le niveau zéro de CMV se produit à OOO du vecteur zéro et de tous les vecteurs moyens.

En outre, les états redondants, tels que ONN et POO, génèrent le même vecteur de sortie de tension mais une sortie CMV différente.

II.2 Tension en mode commun causées par la spwm normale (PS-PWM) et la spwm amélioré (LS-PWM)

II.2.1 Stratégie PS-PWM et sa tension en mode commun

La PS-PWM utilise deux porteuses (Λ_1 et Λ_2) avec un déphasage pour synthétiser la tension de sortie[33].

La modulation unipolaire peut éviter efficacement le PPP et le NNN. La figure II-2 montre le modèle d'impulsion de la PS-PWM avec modulation unipolaire, où V_{ao}^* , V_{bo}^* et V_{co}^* sont les tensions de modulation, et les états générés sont POO, PON, PNN et ONN.

Les sorties de tension de synthèse sont sans les états PPP et NNN, et la sortie CMV est réduite de $\pm V_{dc}/2$ à $\pm V_{dc}/3$ [33].

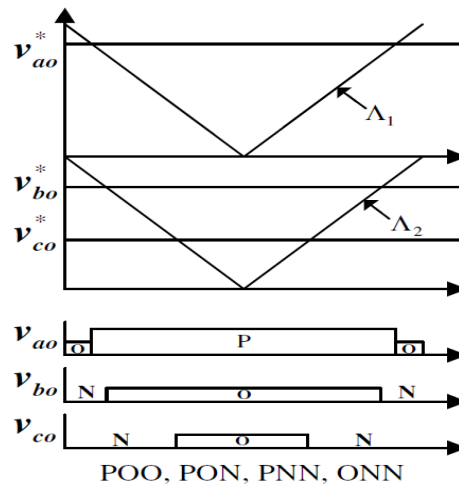


Figure II-2 Modèle d'impulsion de la PS-PWM

II.2.2 Stratégie PWM amélioré (LS-PWM) et sa tension en mode commun :

La LS-PWM utilise deux porteuses à déphasage opposé pour synthétiser la tension de sortie, et le modèle d'impulsion est présenté dans la Figure II-3.

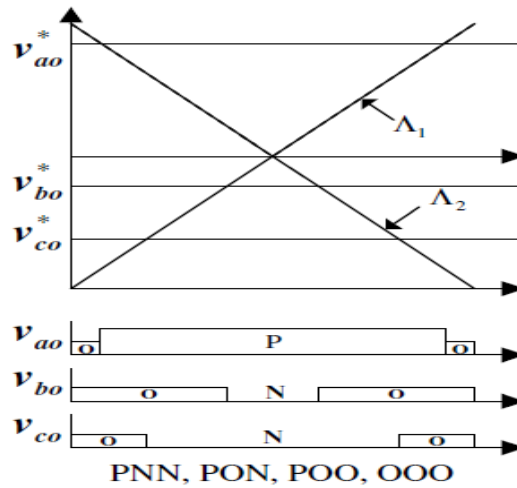


Figure II-3 Modèle d'impulsion de la LS-PWM

Comme l'indique la figure, cette méthode peut réduire efficacement les niveaux de CMV à $\pm V_{dc}/6$, mais il y a un risque de commuter une sortie pour plus d'un niveau de tension lorsque la tension de modulation est modifiée près du point de croisement zéro[33].

Par conséquent, les dispositifs de commutation peuvent être endommagés par un retard de commutation. La figure II-5 montre le fonctionnement de la modulation lorsque la tension de modulation de la phase b est changée près du point de passage à zéro[33].

Par rapport à la PS-PWM, la tension de sortie de la phase b de la LS-PWM passe de N à P, et deux niveaux de tension sont instantanément commutés.

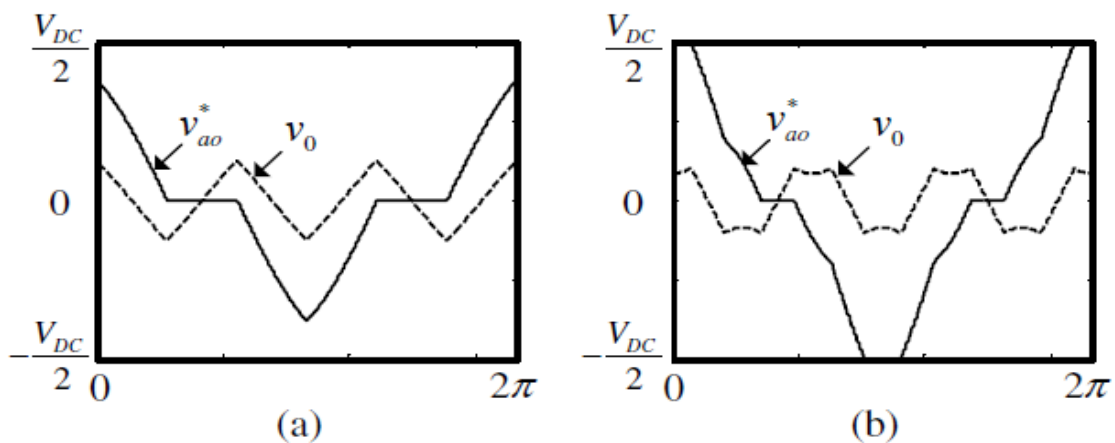


Figure II-4 Tension de modulation de la technique LS-PWM (a) $M_i = 0,4$ (b) $M_i = 0,65$.

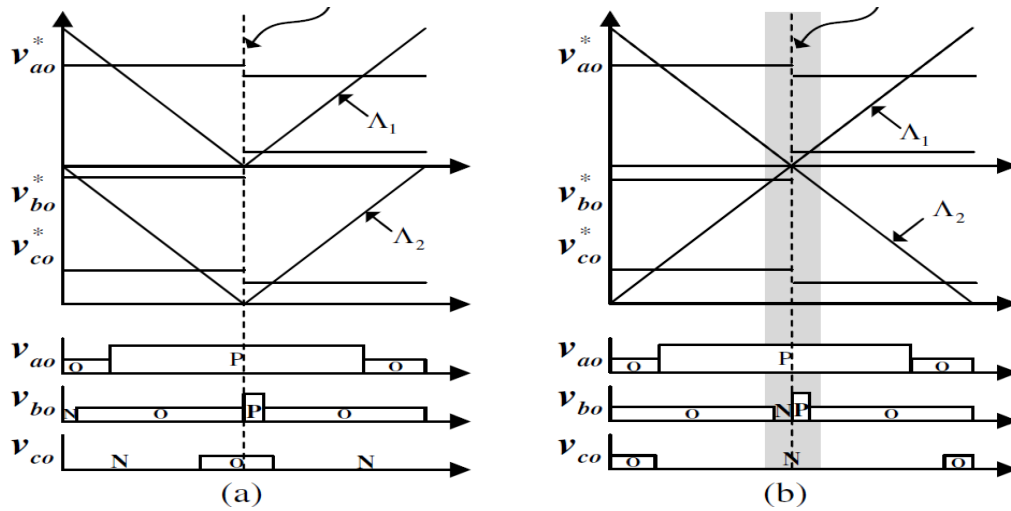


Figure II-5 Fonctionnement de la modulation lorsque les tensions de modulation sont modifiées (a) PS-PWM (b) LS-PWM.

II.3 Tension en mode commun causés par la svpwm et la svpwm amélioré

II.3.1 Modulation SVPWM traditionnelle et sa tension de mode commun

Il existe trois types d'états de commutation dans chaque phase de l'onduleur, il a donc $3^3=27$ états de commutation. La distribution des vecteurs spatial est présentée à la figure 6. Si différents états de commutation ont le même vecteur de base, il y a des vecteurs redondants, Ainsi, 27 états de commutation correspondent à 19 vecteurs de base[37].

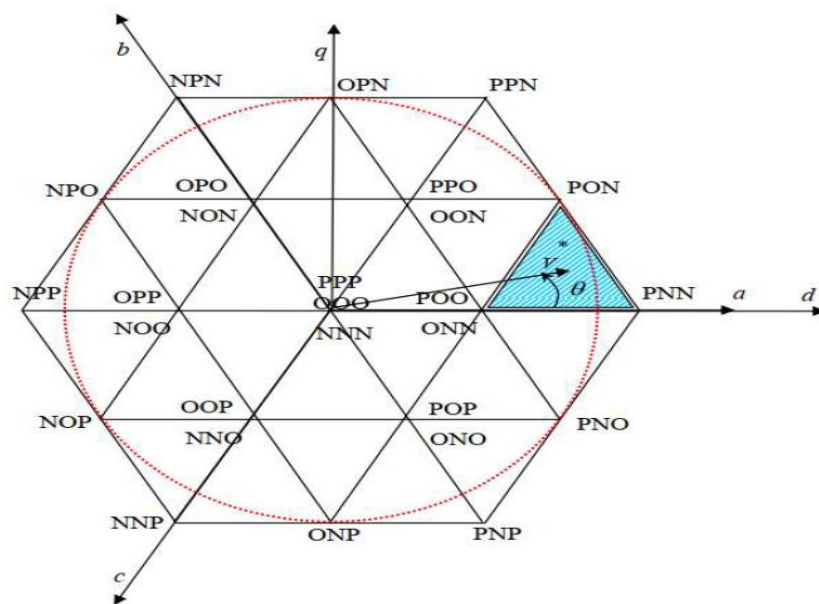


Figure II-6 Distribution du vecteur spatial de tension à trois niveaux

Dans le cadre d'une modulation SVPWM traditionnelle, deux états de commutation PPP et NNN sont évités. Par conséquent, la tension maximale en mode commun sous cette modulation est $U_d/3$.

II.3.2 SVPWM amélioré et sa tension de mode commun

Certains sommets représentent plus d'un vecteur et ont également une magnitude CMV différente selon les états de commutation.

Nous pouvons voir dans le tableau II que sur 27 états de commutation, 7 états de commutation ont une CMV nulle, 12 états de commutation ont une CMV égale à $\pm U_{dc}/6$, la stratégie SVPWM améliorée peut se restreindre à ces 19 états de commutation pour limiter la CMV dans la plage de $\pm U_{dc}/6$ [35].

En raison de la réduction du vecteur, chaque sommet n'a qu'un seul état de commutation et la CMV est réduite [35].

Trois états de commutation peuvent ne pas avoir de transition de tension dans chaque cycle de commutation [35].

Prenons l'exemple de la première petite zone du premier grand secteur. La séquence d'état de commutation du sept-segment de la SVPWM traditionnel est : ONN-OON-OOO-POO-OOO-OON-ONN. Dans ce petit secteur, l'état de commutation retiré est ONN. Par conséquent, la séquence de statut de commutateur à cinq étapes devient : OON- OOO-POO-OOO-OON.

II.4 PWM à onde de modulation déphasée :

Par rapport aux stratégies traditionnelles SPWM et SVPWM les stratégies SPWM et SVPWM améliorées peuvent réduire efficacement la CMV de l'onduleur. Cependant, elle ne peut pas être complètement éliminé, puisque les stratégies PWM ne peuvent pas garantir que la somme des tensions de sortie triphasée est égale à 0 tout le temp. Par conséquent, la stratégie PWM à onde de modulation déphasée est proposée, comme le montre la figure 5 [35].

Tout d'abord, l'onde de modulation sinusoïdale V_{sa} se déplace de 120° vers la droite afin d'obtenir l'onde de modulation V_{sb} . Ensuite, elles sont comparées à la porteuse triangulaire, respectivement, obtenant deux ensembles de signaux de modulation U_1 et U_2 , puis combiner la

relation entre la tension de sortie du tableau I et l'état du commutateur pour obtenir la forme d'onde de la phase comme le montre la figure II-7[35].

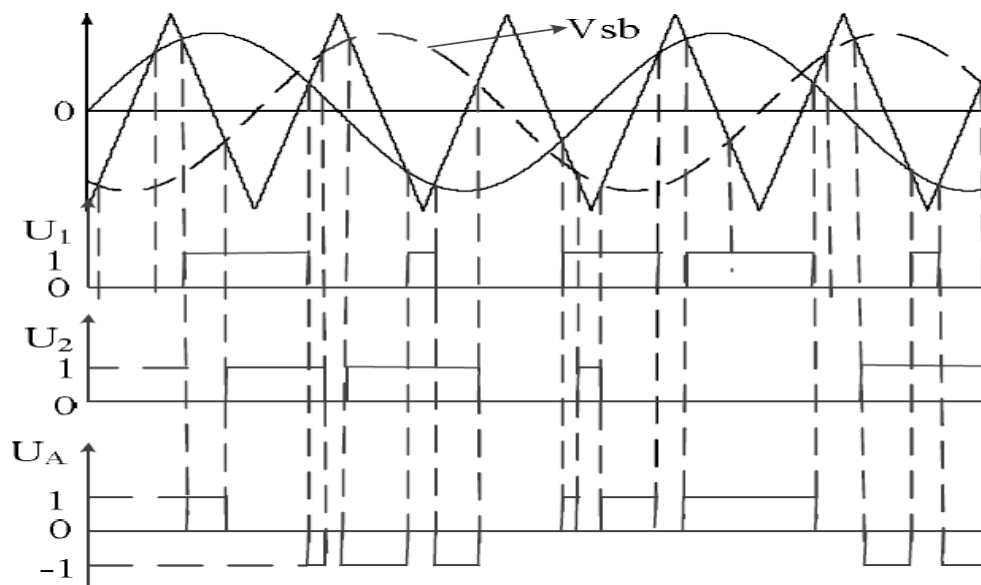


Figure II-7 Principe d'élimination de la tension en mode commun par déphasage de la modulation

Par conséquent, la tension de mode commun triphasé est :

$$U_{com} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad \text{II-3}$$

$$U_{com} = \frac{U_d}{6} ((U_{sa} - U_{sb}) + (U_{sc} - U_{sa}) + (U_{sb} - U_{sc})) = 0 \quad \text{II-4}$$

II.5 Comparaison entre les différentes méthodes :

La comparaison a été faite en Utilisant matlab pour simuler les différentes stratégies de modulation[35], les paramètres de simulation sont les suivants : $U_d=660V$. La fréquence de commutation est de 10kHz. Et l'indice de modulation $r=0.8$, les résultats de la simulation sont présentés dans le tableau II-3.

Stratégie de modulation	Tension mode commun [V]	Le THD [%]
PS-PWM	220	35.58
LS-PWM	110	40.52
SVPWM traditionnelle	220	32.99
SVPWM amélioré	110	58.69
PWM à onde de modulation déphasée	0	91.71

Tableau II-3 Résultat de simulation pour les différentes méthodes de modulation

D'après le tableau :

La tension maximale en mode commun dans le cadre de la stratégie traditionnelle SPWM ou PS-PWM est de $U_d/3$.

Après l'adoption de la stratégie LS-PWM ou SVPWM améliorée, la tension de mode commun est réduite à $U_d/6$.

La tension en mode commun de la PWM à onde de modulation déphasée est considérablement réduite et presque nulle.

On voit aussi que, par rapport à la stratégie PS-PWM ou SVPWM traditionnelle, le THD de la stratégie LS-PWM et SPWM améliorée est plus élevé. C'est parce que afin de supprimer la tension en mode commun, une partie des vecteurs de commutation ayant une tension de mode commun importante sont supprimée, par conséquent, le nombre total de vecteurs est réduit.

On constate également que l'effet de suppression de la tension de mode commun de la PWM à onde de modulation déphasée est le meilleur, mais ce type de modulation sacrifie le degré de sinusoïde, réduit le taux d'utilisation de la tension continue et augmente considérablement le THD de la tension de ligne.

II.6 Conclusion :

Dans ce chapitre une étude sur le principe de génération de la tension de mode commun a été faite pour un onduleur a trois niveaux de type T pour les deux méthodes la PS-WM et SVPWM traditionnels.

Afin de supprimer et d'éliminer complètement la tension de mode commun, deux stratégies de modulation améliorées et une stratégie PWM de déphasage de l'onde de modulation sont étudiées.

Il s'avère que la stratégie SPWM améliorée (LS-PWM) peut réduire la tension de mode commun, mais elle augmente le THD de la tension de ligne.

La stratégie SVPWM amélioré a le même effet que la stratégie LS-PWM.

L'effet de suppression de la tension de mode commun de la stratégie PWM de déphasage de l'onde de modulation est le meilleur, mais ce type de modulation sacrifie le degré de sinus de la ligne avec une augmentation critique dans le THD.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, et M. A. M. Prats, « The age of multilevel converters arrives », *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, n° 2, p. 28-39, juin 2008, doi: 10.1109/MIE.2008.923519.
- [2] F. Becker, « Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiniveaux », 2017.
- [3] N. Patin, *Electronique de puissance pour l'industrie et les transports 2: Les convertisseurs de puissance et leur commande*, vol. 2. ISTE Group, 2014.
- [4] B. Wu et M. Narimani, *High-power converters and AC drives*. John Wiley & Sons, 2017.
- [5] S. A. Gonzalez, S. A. Verne, et M. I. Valla, *Multilevel converters for industrial applications*. CRC Press, 2013.
- [6] A. Anthon, « Advances in PV inverters », 2015.
- [7] A. I. Maswood et H. D. Tafti, « Advanced multilevel converters and applications in grid integration », 2018.
- [8] C. Flairty, « A 50-kVA adjustable-frequency 24-phase controlled rectifier inverter », *IRE Transactions on Industrial Electronics*, n° 1, p. 56-60, 1962.
- [9] W. McMurray, « Fast response stepped-wave switching power converter circuit », mai 1971.
- [10] A. Nabae, I. Takahashi, et H. Akagi, « A new neutral-point-clamped PWM inverter », *IEEE Transactions on industry applications*, n° 5, p. 518-523, 1981.
- [11] C. Rizet, « Amélioration du rendement des alimentations sans interruption », 2011.
- [12] T. Meynard et H. Foch, « Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters », 1992, p. 397-403.
- [13] R. Marquardt, « A new modular voltage source inverter topology », présenté à Conf. Rec. EPE 2003, 2003.
- [14] M. Baldé, « Etude d'un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage », 2010.
- [15] D. Prajapati, V. Ravindran, J. Sutaria, et P. Patel, « A comparative study of three phase 2-level VSI with 3-level and 5-level diode clamped multilevel inverter », *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 4, n° 4, p. 708-713, 2014.

- [16] D. Prajapati, V. Ravindran, J. Sutaria, et P. Patel, « A comparative study of three phase 2-level VSI with 3-level and 5-level diode clamped multilevel inverter », *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 4, n° 4, p. 708-713, 2014.
- [17] C. Benzazah, M. A. Lafkih, et L. Lazrak, « Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM [Comparative study between two topologies three-phase inverters, conventional 2-level and NPC 3-level with two methods different of control, SPWM and SWM] », *International Journal of Innovation and Applied Studies*, vol. 9, n° 2, p. 841, 2014.
- [18] M. Benguanem, « Etude et commande numérique d'un STATCOM à base d'onduleurs multi niveaux », 2007.
- [19] J. Ebrahimi, E. Babaei, et G. B. Gharehpetian, « A new multilevel converter topology with reduced number of power electronic components », *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 59, n° 2, p. 655-667, 2011.
- [20] F. Z. Peng, J.-S. Lai, J. W. McKeever, et J. VanCoevering, « A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation », *IEEE transactions on industry applications*, vol. 32, n° 5, p. 1130-1138, 1996.
- [21] A. Nami, F. Zare, et F. Blaabjerg, « A Hybrid Cascade Converter Topology with Series-Connected Symmetrical and Asymmetrical Diode-Clamped H-Bridge Cells| IEEE Transactions on Power Electronics », 2011.
- [22] R. N. Andriamalala, « Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy I », p. 239.
- [23] T. Bruckner, S. Bernet, et H. Guldner, « The active NPC converter and its loss-balancing control », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, n° 3, p. 855-868, 2005.
- [24] J. Rodriguez, J.-S. Lai, et F. Z. Peng, « Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications », *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 49, n° 4, p. 724-738, 2002.
- [25] P. C. Loh, F. Gao, F. Blaabjerg, S. Y. C. Feng, et K. N. J. Soon, « Pulsewidth-modulated $\$ z \$$ -source neutral-point-clamped inverter », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, n° 5, p. 1295-1308, 2007.
- [26] O. Ellabban et H. Abu-Rub, « Z-source inverter: Topology improvements review », *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, n° 1, p. 6-24, 2016.
- [27] M. J. Sathik, N. Sandeep, D. Almakhlles, et F. Blaabjerg, « Cross Connected Compact Switched-Capacitor Multilevel Inverter (C 3-SCMLI) Topology With Reduced Switch Count », *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 67, n° 12, p. 3287-3291, 2020.

- [28] K.-M. Kim, J.-K. Han, et G.-W. Moon, « A high step-up switched-capacitor 13-level inverter with reduced number of switches », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, n° 3, p. 2505-2509, 2020.
- [29] S. S. Lee, « Single-stage switched-capacitor module (S 3 CM) topology for cascaded multilevel inverter », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 10, p. 8204-8207, 2018.
- [30] N. Sandeep et U. R. Yaragatti, « A Switched-Capacitor-Based Multilevel Inverter Topology With Reduced Components », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 7, p. 5538-5542, juill. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2779822.
- [31] M. D. Siddique, S. Mekhilef, N. M. Shah, A. Sarwar, A. Iqbal, et M. A. Memon, « A New Multilevel Inverter Topology With Reduce Switch Count », *IEEE Access*, vol. 7, p. 58584-58594, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2914430.
- [32] X. 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 16, n° 2, p. 256-263, 2001.
- [33] M. Tsai, H. Chen, M. Tsai, Y. Wang, et P. Cheng, « Evaluation of Carrier-Based Modulation Techniques With Common-Mode Voltage Reduction for Neutral Point Clamped Converter », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, n° 4, p. 3268-3275, avr. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2707583.
- [34] A. Videt, P. Le Moigne, N. Idir, P. Baudesson, et X. Cimetiere, « A New Carrier-Based PWM Providing Common-Mode-Current Reduction and DC-Bus Balancing for Three-Level Inverters », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n° 6, p. 3001-3011, déc. 2007, doi: 10.1109/TIE.2007.907001.
- [35] W. Jinxin, C. Mu, L. Ning, et Z. Dan, « Comparative Research on Common-mode Voltage of T-type Three-level Converter Caused by Modulation Strategy », in *2018 IEEE 4th Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC)*, déc. 2018, p. 432-435, doi: 10.1109/ITOEC.2018.8740510.
- [36] T. D. Nguyen, P. Q. Dzung, D. N. Dat, et N. H. Nhan, « The carrier-based PWM method to reduce common-mode voltage for three-level T-type neutral point clamp inverter », 2014, p. 1549-1554.
- [37] K. D. Pham et N. V. Nguyen, « A Reduced Common-Mode-Voltage Pulsewidth Modulation Method With Output Harmonic Distortion Minimization for Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, n° 7, p. 6944-6962, juill. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2959984.