

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Mémoire de master

En vue de l'obtention du master en Electronique

Thème :

Commande des onduleurs multi-niveaux

Encadré par :

Pr. C. LARBES

Mr. A.GUELLAL

Réalisé par :

Mr. ZOGHBI Abderrezzaq

Promotion: Juin 2013

ملخص:

الهدف من هذا العمل هو دراسة المحولات مستمر-متناوب ذات مستويين و طرق التحكم فيها، وخاصة الطريقة المعروفة بتغيير عرض النبضة، وذكر إمكانية تطبيقها من على المحولات متعددة المستويات. كلمات مفتاحية : محول مستمر-متناوب، التحكم في المحول، تغيير عرض النبضة، متعدد المستويات.

Résumé

L'objectif de ce mémoire est l'étude des onduleurs de tensions et ces commandes appliquées pour les onduleurs à deux niveaux, et ces extensions pour les onduleurs multi-niveaux, et en particulier la méthode de modulation de la largeur d'impulsion MLI.

Mots clés: onduleur de tension, multiniveaux, commande de l'onduleur, modulation de la largeur d'impulsion.

Abstract

The aim of this work is the study of inverters and their control methods for two level inverters and their extension for multilevel inverters, and specially the method of pulse width modulation PWM.

Key words: inverter, multilevel, control, pulse width modulation.

REMERCIEMENTS

Nous remercions le bon Dieu de nous avoir accordé toute la patience, le courage, la volonté et la motivation qui nous ont permis d'achever ce travail.

Nous exprimons notre profonde gratitude, notre grand respect et notre sincère reconnaissance à notre promoteur le Pr. LARBES de l'Ecole Nationale Polytechnique pour avoir assumé la lourde responsabilité de nous encadrer, de nous avoir orienté et conseiller tout au long de ce travail ainsi pour la confiance qu'il nous a accordée.

Nous remercions également notre co-promoteur : Mr.GUELAL du centre de développements des énergies renouvelables (CDER) pour ses précieux conseils, son suivi, sa disponibilité et son aide.

Nous remercions chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptent d'évaluer notre projet.

Nous remercions également les gens du CDER pour leur aide.

Nous souhaitons aussi remercier tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et en particulier, Nos professeurs d'Électronique qui nous ont encadrés auparavant et tous nos enseignants pour les connaissances qu'ils nous ont transmis, leur disponibilité et leurs efforts.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude.

Table des matières

Introduction générale	7
I Généralités sur les onduleurs	8
I.1 Introduction	8
I.2 Définition et principe	8
I.3 Différents types des onduleurs	9
I.4 Les onduleurs multiniveaux	10
I.4.1 Introduction	10
I.4.2 Intérêt des onduleur multi-niveaux	10
I.5 Les topologies des convertisseurs multiniveaux	10
I.5.1 Introduction	10
I.5.2 Onduleur à diode de bouclage (structure NPC)	11
I.5.3 Onduleur à condensateur flottante	12
I.5.4 Convertisseur en pont H cascadié	13
I.6 Caractérisation de la tension fournie par l'onduleur	15
I.6.1 Le facteur d'harmonique (HF)	15
I.6.2 La distorsion totale d'harmonique (THD)	15
I.6.3 L'harmonique le plus bas ordre (LOH)	15
I.7 Domaines d'application	15
I.7.1 Domaine des fréquences fixes	15
I.7.2 Domaine des fréquences variables	16
II Les méthodes de commandes des onduleurs	17
II.1 Introduction	17
II.2 Les stratégies de commandes MLI des onduleurs	17
II.2.1 Technique MLI engendrée	18
II.2.2 Les stratégies MLI précalculées ou optimisées	19
II.3 Stratégie MLI à bande d'hystérésis HBPWM	21
II.3.1 Technique MLI vectorielle	22
III Extension des méthodes pour les onduleurs multiniveaux	24
III.1 Introduction	24
III.2 Commande d'un onduleur multi-niveaux par la modulation PWM	25
III.2.1 Modulation MLI avec décalage de la phase du porteuse	25
III.2.2 Modulation MLI avec superposition des porteuses	27
III.3 Modulation MLI vectorielle	28
III.4 Contrôle vectoriel de l'espace (SCV)	29
III.5 La méthode d'élimination des harmoniques sélective pour les onduleurs multi-niveaux	30

III.5.1 Principe de la technique de PATEL et HOFT	30
III.5.2 Série de fourier du signal de sortie	30
III.5.3 Méthodes de résolution des systèmes non linéaires	32
Conclusion générale	34
Bibliographie	36

Table des figures

I.1	Schéma de l'onduleur demi-pont	9
I.2	Schéma de principe d'un onduleur triphasé de tension	9
I.3	Onduleur NPC multi niveaux[6]	11
I.4	Convertisseur multi-niveaux avec condensateur flottante	12
I.5	Simple pont H	13
I.6	structure en pont H cascadié a m niveau	14
I.7	utilisation de l'onduleur dans la domaine des fréquences fixes	16
I.8	Utilisation de l'onduleur dans la domaine des fréquence variables	16
II.1	Principe de la MLI triangulo-sinusoïdale pour onduleur monophasé[14].	19
II.2	Forme des signaux de commande, la tension de sortie et son spectre PWM à deux niveaux pour un onduleur monophasé en pont.	19
II.3	Schéma Bloc illustrant la confection d'onde MLI à trois niveaux par modulation de bande d'hystérésis.	21
II.4	Confection d'un quart de période d'onde MLI pour $M = 14$, $D =$ 0.8 p.u.	22
II.5	Les états d'un onduleur deux niveaux dans le repère (α, β)	23
III.1	la porteuse et le signale de référence pour l'onduleur à 5 niveaux cascadié	25
III.2	les tensions des deux modules	26
III.3	tension de sortie avec porteuses décalé (a) décalage de 0° ; (b) décalage de 90° ; (c) décalage de 120°	26
III.4	le signal de référence et les porteuses superposé pour un onduleur NPC à 5 niveaux	27
III.5	La tension de sortie d'un onduleur NPC à 5 niveaux modulé avec PDPWM	27
III.6	Diagramme d'espace vecteur d'un onduleur à 2 niveaux (à gauche) et à 5 niveaux (à droite)	28
III.7	SVC pour un onduleur à 21 niveaux [3]	30
III.8	la tension de sortie de l'onduleur	31
III.9	Organigramme de l'algorithme de Newton-Raphson[32]	33

Introduction générale

L'énergie électrique, entre sa production initiale et son utilisation finale, doit très souvent subir de multiples conversions afin de s'adapter aux besoins du consommateur. Vu son faible coût et son rendement élevé, l'électronique de puissance constitue, de plus en plus, la solution optimale pour conditionner l'énergie électrique. Ainsi, une des branches de l'électronique ayant subi une évolution technologique importante, est celle des convertisseurs statiques qui ont vu une nette amélioration de leur rendement.

La qualité de la tension de sortie des convertisseurs statiques dépend fortement de la technique de commande utilisée. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer une tension de sortie des convertisseurs statiques ayant le moins d'harmoniques possibles.

Actuellement, l'industrie exige des équipements de puissance de plus en plus élevée, de l'ordre du mégawatt. L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT, ont permis le développement de nouvelles structures de conversions (onduleurs multi-niveaux) d'une grande performance par rapport aux structures classiques. Ils sont mieux adaptés aux applications de grande puissance du fait qu'ils réduisent les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs.

Pour bien avoir des sorties sinusoïdale avec moins d'harmoniques pour ces onduleurs multi-niveaux, des méthodes de commandes plus compliquées sont utilisées comme des extensions de celle des onduleurs classiques à deux niveaux.

Le but de ce travail est la présentation des différentes techniques de commande des onduleurs à deux niveaux et ces extensions pour les onduleurs multi-niveaux. Ainsi notre mémoire est organisée en trois chapitres :

Le premier chapitre introduit des généralités, il présente une vue d'ensemble sur les types des onduleurs et leurs caractéristiques principales .

Le deuxième chapitre, est consacré aux techniques de modulations pour les onduleurs classiques à deux niveaux de tension.

En troisième chapitre on présente les extensions de ces méthodes pour les onduleurs multi-niveaux.

Chapitre

I

Généralités sur les onduleurs

I.1 Introduction

Les onduleurs constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'applications les plus variés. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites "modulation de largeur d'impulsion". Ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers.[1]

I.2 Définition et principe

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue. [2]

I.3 Différents types des onduleurs

Les Onduleurs monophasés de tension

Ce type d'onduleurs est destiné à alimenter des charges alternatives monophasées.

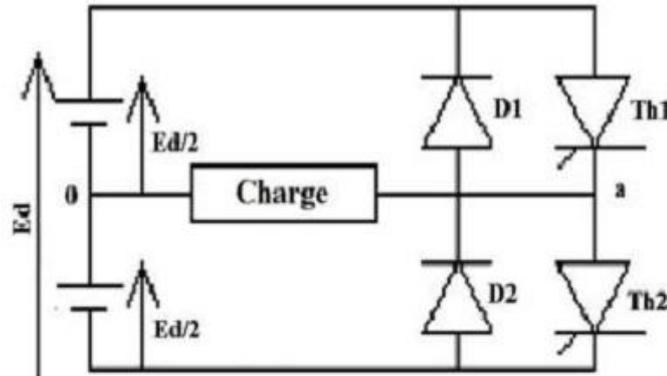


Figure I.1 – Schéma de l'onduleur demi-pont

Les onduleurs triphasés

Les onduleurs monophasés sont utilisés pour des applications de faible puissance, alors que les onduleurs triphasés couvrent la gamme des moyennes et des fortes puissances. L'objectif de cette topologie est de fournir une source de tension triphasée, dont l'amplitude, la phase et la fréquence sont contrôlables [2]. la figure I.2 présente un schéma d'un onduleur triphasé.

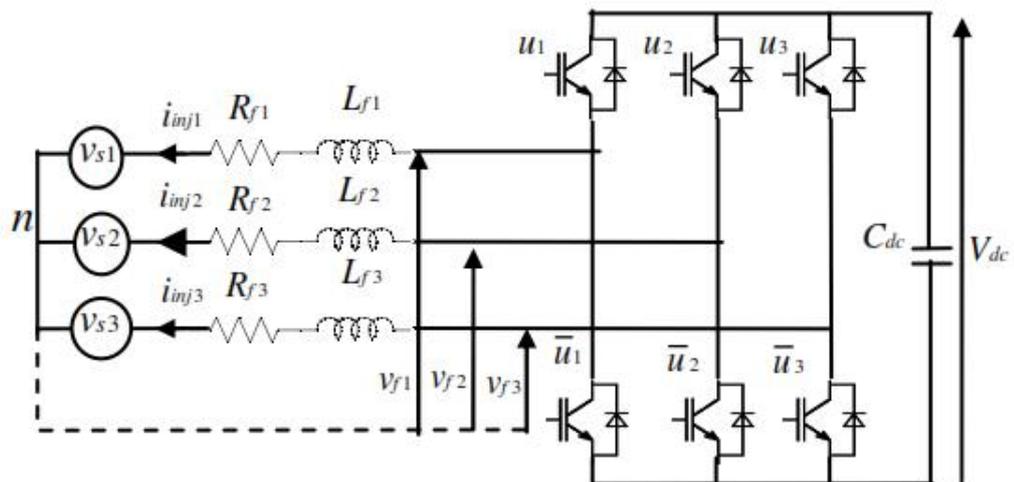


Figure I.2 – Schéma de principe d'un onduleur triphasé de tension

I.4 Les onduleurs multiniveaux

I.4.1 Introduction

Au début des années 90, l'évolution des propriétés des semi-conducteurs de puissance a stimulé la croissance du marché des convertisseurs dédiés aux applications moyenne tension/moyenne et forte puissance allant de quelques kilowatts à plusieurs mégawatts dans la gamme du kilovolt.

Cette augmentation incessante des niveaux de puissance mis en jeu s'est traduit par une augmentation des niveaux de tension et de courant des convertisseurs, et a conduit à l'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance tels que les MOSFET, GTO, IGBT et IGCT et le développement des structures de conversion multiniveaux dont le principe fondamental est essentiellement basé sur une combinaison parallèle/série des composants de puissance.

I.4.2 Intérêt des onduleur multi-niveaux

Deux motivations principales sont à l'origine des onduleurs multiniveaux, à savoir d'une part l'augmentation de puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des dispositifs à semi-conducteurs de puissance.

D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire qui présentent un contenu harmonique réduit.

D'autres avantages peuvent être cités [3] :

- La tension commutée est réduite à la valeur du pas du convertisseur, c'est-à-dire à la valeur de tension bloquée par ses interrupteurs. Cela réduit d'autant les pertes par commutation. D'autre part, la fréquence de pulsation de chacun de ses éléments est plus basse que la fréquence de pulsation apparente de la tension appliquée à la charge. Cela autorise une augmentation de cette fréquence de pulsation qui permet une réduction de la dimension des filtres ou une amélioration de la qualité des signaux filtrés.
- En terme de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.

I.5 Les topologies des convertisseurs multiniveaux

I.5.1 Introduction

Il existe trois principaux types de convertisseurs multiniveaux : diode de blocage, condensateur flottant, et en ponts en H cascadié [4]. Les avantages et les inconvénients détaillés des trois convertisseurs multiniveaux seront abordés dans ce qui suit.

I.5.2 Onduleur à diode de bouclage (structure NPC)

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveaux est le NPC (Neutral-Point-Clamped). Elle a été proposée, la première fois en 1981, par Nabae et Al[5].

L'Onduleur NPC est constitué de deux paires de commutateurs série (supérieure et inférieure) en parallèle avec deux condensateurs en série où l'anode de la diode supérieure est reliée au point milieu (neutre) des condensateurs et sa cathode au point milieu de la paire supérieure de commutateurs, la cathode de la diode inférieure est connectée au point milieu des condensateurs et divise la tension continue en de plus petites tensions principal, qui est montrée à la figure I.3 .

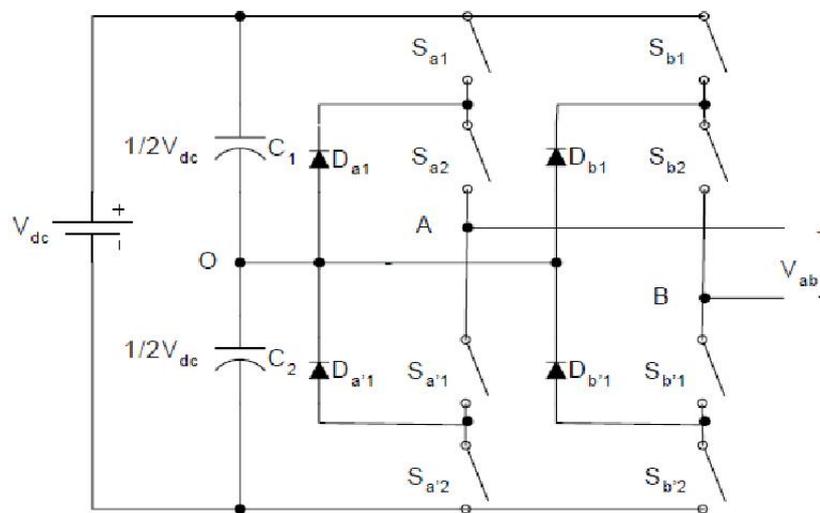


Figure I.3 – Onduleur NPC multi niveaux[6]

Dans cet exemple, la tension continue principale est divisée en deux. Si le point O est pris comme référence à la masse, les trois sorties de tension de phase possibles sont V_{dc} , 0, ou V_{dc} .

Pour générer une tension triphasée, trois phases sont nécessaires.

Certains inconvénients de la structures NPC peuvent être observés.

- L'utilisation des diodes supplémentaires en série devient impraticable lorsque le nombre de niveaux M augmente, exigeant $(m - 1) \times (m - 2)$ diodes par phase si toutes les diodes ont des tensions de blocage égales. Notez que les tensions des diodes dans différentes positions ne sont pas équilibrés. Par exemple, la diode D_{a2} doit bloquer deux tensions de condensateur, $D_{a(m-2)}$ doit bloquer $(m-2)$ des tensions de condensateur.
- En outre, le cycle de commutation est différent pour certains des interrupteurs nécessitant différents calibres. En outre, les condensateurs ne partagent pas la même décharge ou courant de charge entraînant un déséquilibre de tension des condensateurs en série. Le déséquilibre de tension de condensa-

teur peut être contrôlée en utilisant une topologie dos-à-dos, la connexion des résistances en parallèle avec les condensateurs, ou à l'aide états redondante de tension [5].

Néanmoins cette topologie possède les avantages suivantes :

- Un grand nombre de niveaux donne une petite distorsion harmonique.
- Toutes les phases partagent le même bus DC.
- Flux de puissance réactive peut être contrôlée.
- Le contrôle est simple.

I.5.3 Onduleur à condensateur flottante

La topologie de l'onduleur multi-niveaux à condensateur flotteur (flying capacitor multilevel inverter), donnée par la Fig.I.4, a été proposée en 1992. Elle est considérée comme l'alternative la plus sérieuse à la topologie de l'onduleur NPC. L'avantage de cette topologie est qu'elle élimine le problème des diodes de bouclage présent dans les topologies des onduleurs NPC multi-niveaux[7].

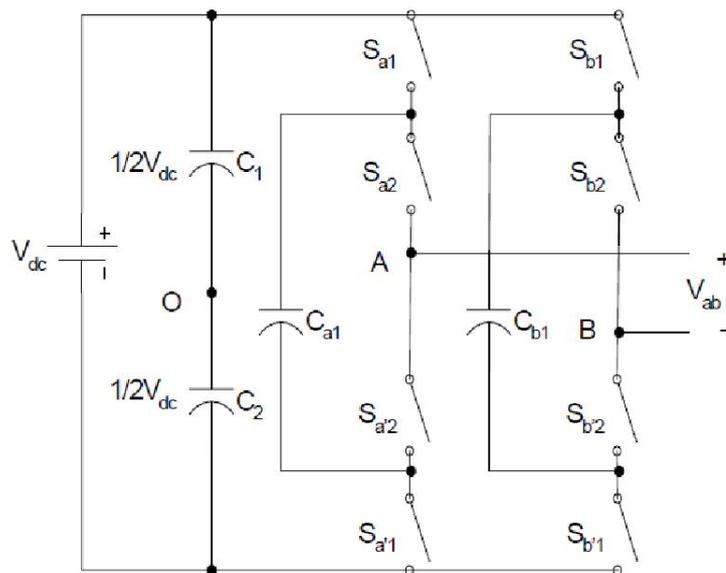


Figure I.4 – Convertisseur multi-niveaux avec condensateur flottante

En plus, cette topologie limite naturellement les contraintes en tension imposées aux composants de puissance (faible valeur de $\frac{dv}{dt}$ aux bornes des composants) et introduit des états de commutation additionnelles qui peuvent être utilisés pour aider à maintenir l'équilibre des charges dans les condensateurs. La topologie de l'onduleur à condensateur flotteur a assez d'états de commutation pour contrôler l'équilibre des charges dans chaque bras d'onduleur ayant n'importe quel nombre de niveaux, ce qui n'est pas le cas dans l'onduleur NPC. Actuellement il semble que cette topologie a quelques inconvénients. Néanmoins, quelques points faibles doivent toujours être explorés :

- le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.
- la topologie de l'onduleur à condensateur flotteur à multi-niveaux peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC. De plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs.
- il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés[3].

I.5.4 Convertisseur en pont H cascadié

Un convertisseur en pont H cascadié (Cascaded H-bridge Converter) est constitué de plusieurs ponts H en configuration série [8], [9], [10].

Un seul pont en H est montré à la figure I.5.

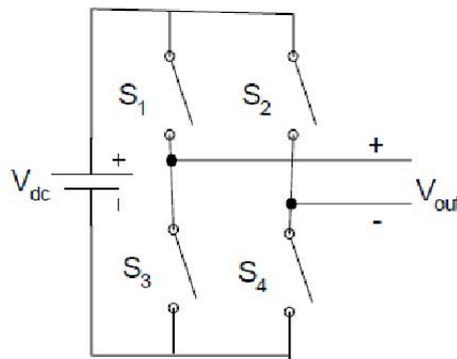


Figure I.5 – Simple pont H

Un seul pont en H est un convertisseur à trois niveaux. Les quatre interrupteurs S_1 , S_2 , S_3 et S_4 sont contrôlés afin de générer trois sorties discrètes V_{out} ayant des niveaux V_{dc} , 0 et $-V_{dc}$.

Lorsque S_1 et S_4 sont allumés, la sortie est V_{dc} lorsque S_2 et S_3 sont allumés, la sortie est V_{dc} . lorsque soit S_1 et S_2 paire ou S_3 et S_4 sont allumés, la sortie est 0.

Afin de générer une tension de sortie à M niveaux il suffit de connecter en cascade $(M-1)/2$ ponts monophasés complets . Chaque pont a sa propre alimentation à courant continu. comme le montre la figure I.6[11]

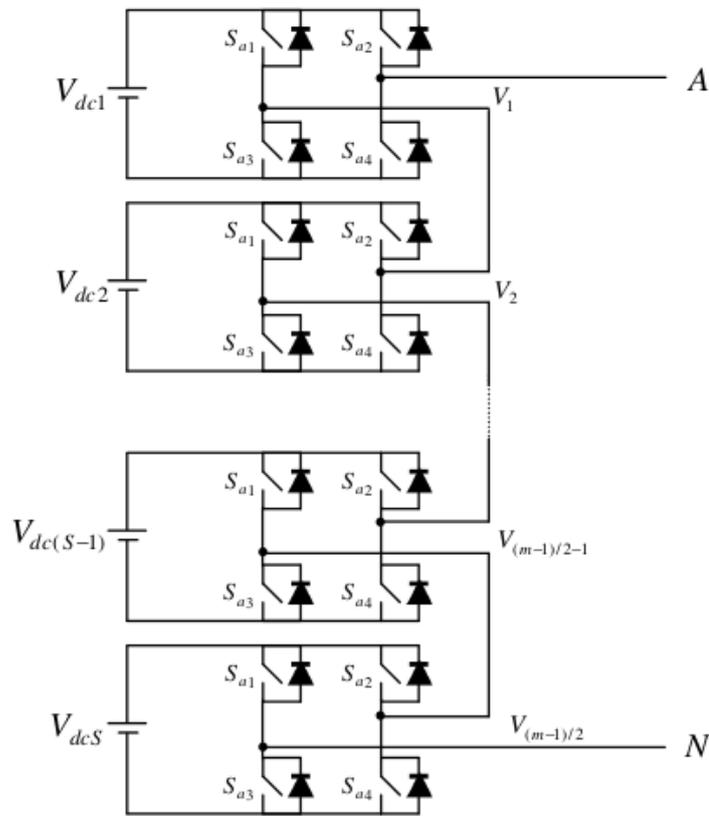


Figure I.6 – structure en pont H cascadié a m niveau

Les avantages des onduleur multi-niveaux en cascade sont les suivantes[3]

- La structure de la série permet, d'une configuration de circuit modulaire évolutive et l'emballage en raison de la structure identique de chaque pont en H.
- Pas de diodes de blocage supplémentaires ou de condensateurs d'équilibrage de tension est nécessaire
- redondance pour des niveaux de tension interne est possible parce que la tension de phase est la somme de la production de chaque pont.
- la commande de l'onduleur est simple.

L'inconvénient des convertisseur multi-niveaux en pont H cascadié est qu'il a besoin de sources de courant continu distincts.

I.6 Caractérisation de la tension fournie par l'onduleur

Les onduleurs sont caractérisés par la qualité de la tension alternative qu'ils fournissent à leurs sorties. Celle-ci est évaluée par trois paramètres : le facteur d'harmonique, la distorsion totale d'harmonique et l'harmonique de plus bas ordre.

I.6.1 Le facteur d'harmonique (HF)

Il représente la mesure de la contribution individuelle d'une harmonique (par exemple celle du $n^{ième}$ harmonique) :

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (I.1)$$

Avec :

V_1 :valeur efficace du fondamental.

V_n :valeur efficace du nime harmonique.

I.6.2 La distorsion totale d'harmonique (THD)

Elle représente la mesure de rapprochement dans le forme entre l'onde de tension et son fonda- mental :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V} = \frac{\sqrt{V^2 - V_1^2}}{V} < 1 \quad (I.2)$$

Ou encore :

$$THD = \frac{V}{V_1} < 1 \quad (I.3)$$

I.6.3 L'harmonique le plus bas ordre (LOH)

C'est celui dont la fréquence est la plus proche du fondamental et dont l'amplitude est supérieure ou égale à 3% de celle du fondamental.

I.7 Domaines d'application

Les deux grands domaines applications classiques des onduleurs de tension sont les alimen- tations de secours et la commande des moteurs alternatifs. Ils sont également caractéristiques de deux grandes familles, respectivement celle des systèmes à fréquence fixe et celle des systèmes à fréquence variable.

I.7.1 Domaine des fréquences fixes

Dans ce premier domaine, l'onduleur de tension est destiné à palier les défaillances ou même l'absence d'un réseau alternatif en recréant la tension correspondante à partir d'une batterie. Le schéma de principe d'une telle application est donné par la figure I.7 Cette application requiert généralement la fourniture d'une tension de sortie très pure, donc sans les harmoniques de découpage, d'où la nécessité d'un filtre de sortie.

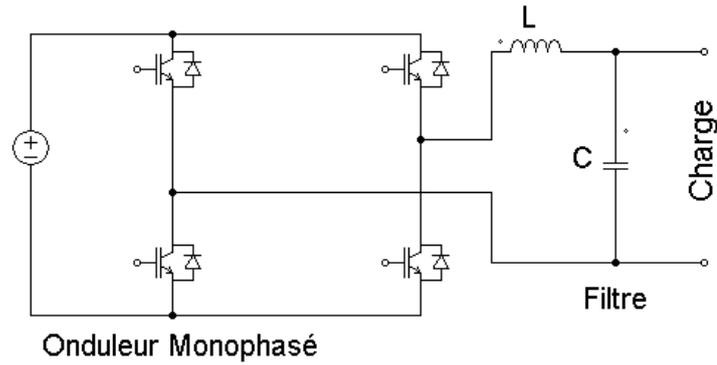


Figure I.7 – utilisation de l'onduleur dans la domaine des fréquences fixes

I.7.2 Domaine des fréquences variables

Dans ce deuxième domaine, l'onduleur est généralement alimenté par l'intermédiaire d'un réseau alternatif. La source continue est donc un redresseur suivi d'un filtre d'entrée qui peut avoir une double fonction, à savoir éliminer les composantes harmoniques de courant issues de l'onduleur, et les composantes harmoniques de tension dues au redressement. Une autre différence notable par rapport au cas précédent réside dans le domaine de fonctionnement beaucoup plus étendu tant en fréquence fondamentale (de quelques hertz à quelques centaines de hertz) qu'en amplitude[12]. Le domaine d'applications des onduleurs de tension le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. Le schéma de principe d'une telle application est donné par la figure I.8.

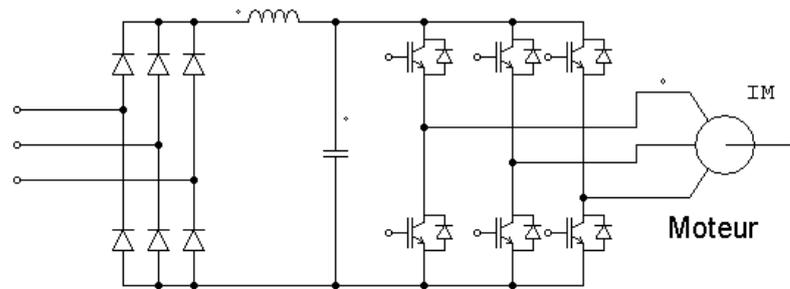


Figure I.8 – Utilisation de l'onduleur dans la domaine des fréquences variables

Chapitre

II

Les méthodes de commandes des onduleurs

II.1 Introduction

L'objectif principal de techniques de commande, appliquées aux onduleurs, est de permettre l'obtention d'ondes de tension alternatives, d'amplitude et de fréquence fondamentale réglables, en éliminant ou en repoussant le plus loin possible les composantes harmoniques parasites résultant du découpage. Quelle que soit la forme de l'onde alternative recherchée (le plus souvent sinusoïdale), l'établissement de la stratégie de commande devra, prendre en compte la façon dont ces techniques vont pouvoir s'insérer dans les boucles de contrôle et de régulation qui sont obligatoirement présentes dans toutes les applications des onduleurs.

II.2 Les stratégies de commandes MLI des onduleurs

Plusieurs stratégies MLI ont été développées [19] dans la littérature dont les principes sont :

- **Analogique :**

Elle consiste en la génération des signaux de commande des interrupteurs

de puissance par l'asservissement de la tension de sortie de l'onduleur à une référence de tension sinusoïdale : c'est la commande dite implicite, technique analogique telle que principalement la MLI engendrée, la commande à hystérésis.

- **Numérique :**

Elle consiste en la détermination des instants de commutation des composants de puissance formant l'onduleur par le biais du développement en série de Fourier des formes d'onde souhaitées en sortie répondant à des critères bien définis (taux d'harmoniques, valeur du terme fondamental,..). C'est la commande dite explicite où la commande des interrupteurs se fait d'une façon numérique telle que la technique de la sortie sinusoïdale synthétisée ou la modulation programmée.

II.2.1 Technique MLI engendrée

Les techniques de modulation engendrées permettent de déterminer les instants de commutation par l'intersection (comparaison) de deux ondes, l'une de référence et l'autre porteuse. Analytiquement, ces techniques présentent des équations transcendantes et difficiles à résoudre en temps réel. Néanmoins, elles se prêtent bien à une implémentation analogique, Leur numérisation est coûteuse en temps de calcul et en espace mémoire.

La commande MLI Triangulo-sinusoïdale consiste en la comparaison d'une valeur de tension de référence de fréquence F_r , image du signal souhaité à la sortie appelée modulante, à une porteuse triangulaire ou en dent de scie de fréquence F_p . Les points d'intersection entre la modulante et la porteuse engendrent l'enclenchement/déclenchement constituant ainsi une impulsion de durée variable et l'ensemble de ces impulsions reconstitue, de ce fait, le fondamental de la sinusoïde de référence.[14]

L'étude de la MLI triangulo-sinusoïdale se base sur deux paramètres qui caractérisent la commande :

- L'indice de modulation m qui est l'image du rapport des fréquences de la porteuse F_p sur celle de la référence F_r . Si m est entier la modulation est synchrone. Elle est asynchrone dans le cas contraire.

$$m = F_p / F_r \quad (\text{II.1})$$

- Le taux de la modulation r qui est l'image du rapport des amplitudes des tensions de la référence V_{rm} sur celle de la porteuse V_{pm} .

$$r = V_{rm} / V_{pm} \quad (\text{II.2})$$

La porteuse la plus adaptée aux convertisseurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire [17]. La figure II.1 représente le principe de génération des impulsions de commande d'un onduleur de tension à deux niveaux.

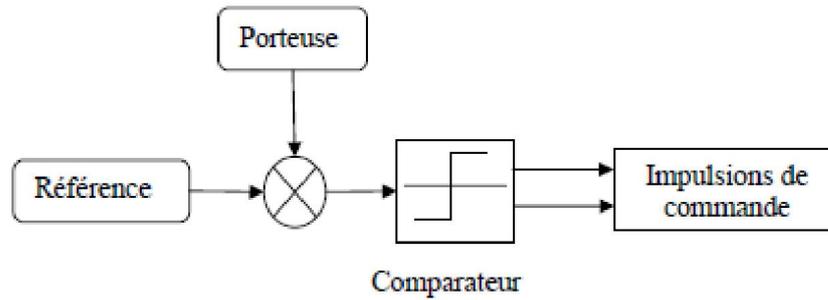


Figure II.1 – Principe de la MLI triangulo-sinusoidale pour onduleur monophasé[14].

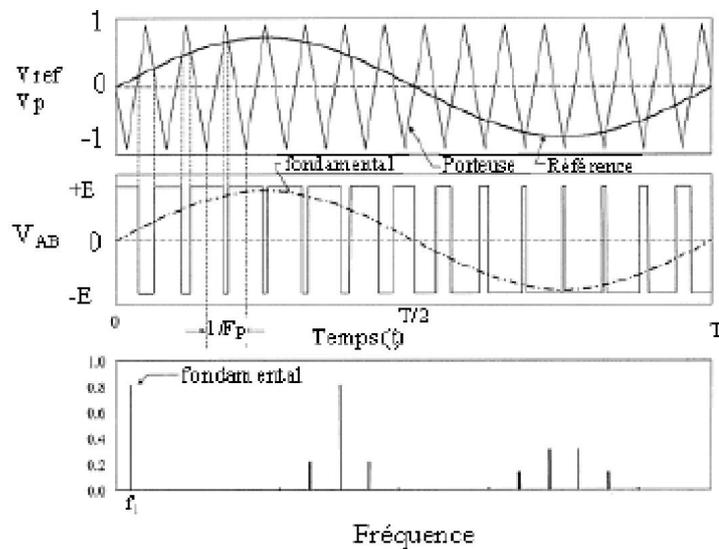


Figure II.2 – Forme des signaux de commande, la tension de sortie et son spectre PWM à deux niveaux pour un onduleur monophasé en pont.

II.2.2 Les stratégies MLI précalculées ou optimisées

la MLI prédéterminée ou programmée optimise une fonction particulière, comme par exemple la minimisation des pertes, la réduction des fluctuations du couple ou l'élimination sélective d'harmoniques [6][15].

Les techniques MLI optimisées rencontrent une difficulté dans la détermination des valeurs des angles de commutation. Mais malgré ces difficultés de calcul, la MLI optimisée présente plusieurs avantages par rapport à la MLI engendrée à modulation sinusoidale [12][6][16]. Parmi ces avantages :

1. Une réduction d'environ 50% dans la fréquence de commutation est atteinte en comparaison avec la MLI engendrée à référence sinusoidale. Ce qui contribue à une réduction des pertes à la commutation et permet l'utilisation des interrupteurs GTO pour les convertisseurs haute puissance.

2. Un gain élevé en tension dû à la possibilité de surmodulation (valeur du fondamental > 1). Ceci contribue à une utilisation plus élevée du processus de conversion de puissance.
3. La MLI optimisée permet d'obtenir un bon spectre dans les grandeurs de sortie tension et courant et, par conséquent, les ondulations dans le courant continu (DC) d'entrée seront réduites, la taille du filtre d'entrée à son tour sera aussi réduite.
4. L'utilisation de la PWM optimisée fournit la mise en œuvre d'une technique simple de haute performance.

Une classification générale de la MLI optimisée peut être divisée en :

- Minimisation des harmoniques (HMPWM), où tous les harmoniques tensions sont minimisés dans le spectre de fréquence.
- Élimination des harmoniques (HEPWM), où seulement un nombre limité d'harmoniques spécifiques, habituellement les harmoniques d'ordre bas, sont éliminés.

Élimination des harmoniques

Cette technique est une modulation MLI calculé ou programmé, elle consiste à calculer les instants de commutation (séquences de fonctionnement) de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Ces séquences de fonctionnement sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. Les critères usuellement retenus sont : l'élimination d'harmoniques de rangs spécifiés ou l'élimination d'harmoniques dans une bande de fréquences spécifiée [6] [15].

Le principe de cette méthode est basée sur l'algorithme de Patel et Hoft. Dans cette technique, il est possible d'asservir le fondamental de la tension MLI et d'annuler les amplitudes des (m-1) premiers harmoniques.[26]

Pour calculer les angles exacts de commutation $\alpha_1, \dots, \alpha_m$, on doit résoudre un système de m équations non linéaires à m inconnues $\alpha_1, \dots, \alpha_m$.

minimisation des harmoniques

Comme on peut éliminer des harmoniques spécifiques de basse fréquence par la stratégie HE PWM, il est également possible de minimiser les harmoniques en utilisant la stratégie HM PWM [18][19] Cette stratégie est basée sur la minimisation de THD (le taux de distorsion harmonique) défini par :

$$THD = 1/I_1 \sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} I_n^2}$$

Où $I_1 = A_1/n\omega L$ et $I_n = A_n/n\omega L$, A_1 et A_n sont définis par la relation :

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{k=1}^M (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right] \quad (II.3)$$

On peut voir, dans ce cas, que les courants harmoniques sont normalisés en ce qui concerne le courant fondamental et donc le THD est indépendant de l'impédance de charge. Les angles optimisés de commutation sont calculés toujours à l'aide des expressions II.3 mais l'objectif, contrairement à l'élimination des M-1 premiers harmoniques (HEPWM), est dans le cas de la minimisation d'harmoniques (HMPWM) de minimiser tous les harmoniques tensions dans tout le spectre de fréquence de l'onde MLI fabriquée [20]. Pour cela, le taux de distorsion harmonique THD est utilisé comme indice de performance lors de la détermination des solutions dans le processus de minimisation des courants harmoniques.[22]

II.3 Stratégie MLI à bande d'hystérésis HBPWM

La figure II.4 montre le schéma bloc représentant le processus de production de l'onde de tension MLI par modulation à bande d'hystérésis. La fonction intégratrice $\hat{f}(t)$ poursuit la référence $f(t)$ dans les limites d'une bande prédéfinie. Les allures des grandeurs apparaissant dans ce diagramme sont représentées à la figure I.16 correspondant à la production d'impulsions sur un quart de période dans le cas d'un rapport des fréquences $FD = 14$ ($M = 7$). Dans la figure I.16, la fonction de référence est définie par $f(t) = -A\cos(\omega t)$, la référence et les signaux de rétroaction ayant été inversés par rapport à leur axe pour plus de clarté.

La figure II.3 montre que cette stratégie de modulation de construction d'ondes MLI à trois niveaux, qui par essence est analogique, englobe la modulation de position MPI et la modulation de largeur MLI d'impulsion [21]. D'autre part, l'adaptation de la largeur de bande d'hystérésis Δ en fonction du nombre d'impulsions M et du taux de modulation D permet de reproduire de manière approximative les lieux de variation des angles de commutation et le taux de distorsion THD exacts calculés par la stratégie HMPWM [20].

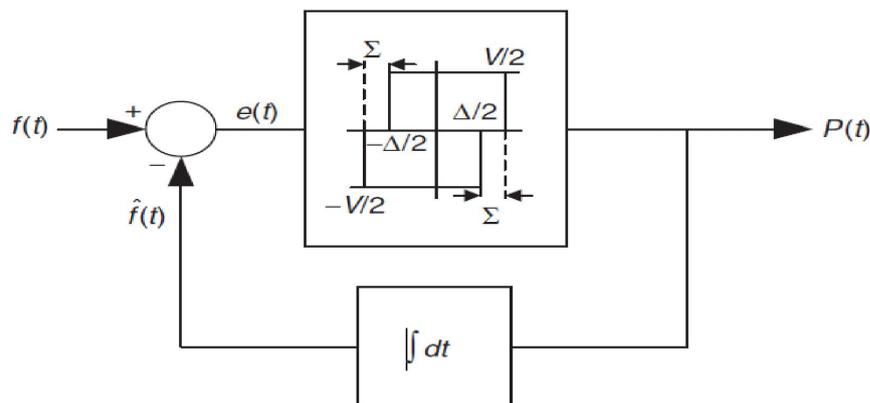


Figure II.3 – Schéma Bloc illustrant la confection d'onde MLI à trois niveaux par modulation de bande d'hystérésis.

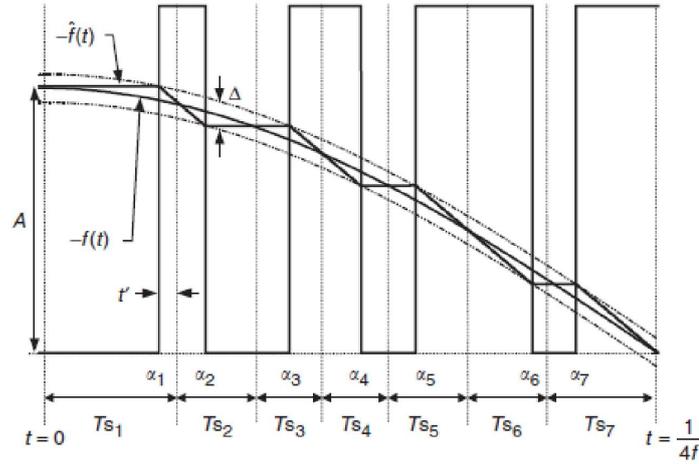


Figure II.4 – Confection d'un quart de période d'onde MLI pour $M = 14$, $D = 0.8$ p.u.

II.3.1 Technique MLI vectorielle

La technique de modulation vectorielle est une technique numérique pour laquelle l'objectif est de générer une onde MLI de tension $v(t)$ à la sortie de l'onduleur dont la valeur moyen sur chaque période de découpage T est égale à celle de tension sinusoïdale de référence $v_r(t)$ sur cette période. Ceci est effectué à chaque période d'échantillonnage en sélectionnant les états appropriés des interrupteurs parmi la table d'excitation de l'onduleur à deux niveaux et en déterminant la durée d'application de chacun des états. La sélection des états et la détermination des durées sont basées sur la transformation triphasée (abc) -biphasée (α, β) . La théorie du transformation triphasée-biphasée dit que les grandeurs triphasées dans la sommes des composantes est nulles dans le référentiel fixe (a,b,c) peuvent être représentée par une grandeur biphasée dans un repère fixe (α, β) . par exemple le vecteur $[v_{ref}]_{abc} = [v_a, v_b, v_c]$ peut être représenté par le vecteur $[v_{ref}]_{\alpha\beta} = [v_\alpha, v_\beta]$ en utilisant la transformation :

$$V_\alpha = 2/3(V_a - 1/2(v_b + V_c))$$

$$V_\beta = \sqrt{3}/3(V_b - V_c)$$

De même cette transformation est appliquée aux huit états de l'onduleur à deux niveaux qui correspond à huit vecteurs dans le repère (α, β) (figure II.5)[22]. Les durées d'application des états des interrupteurs sont déterminées par la relation vectorielle suivante :

$$\overrightarrow{V_{ref}}T = \overrightarrow{v_i}T_i + \overrightarrow{v_{i+1}}T_{i+1} + \overrightarrow{v_z}T_z$$

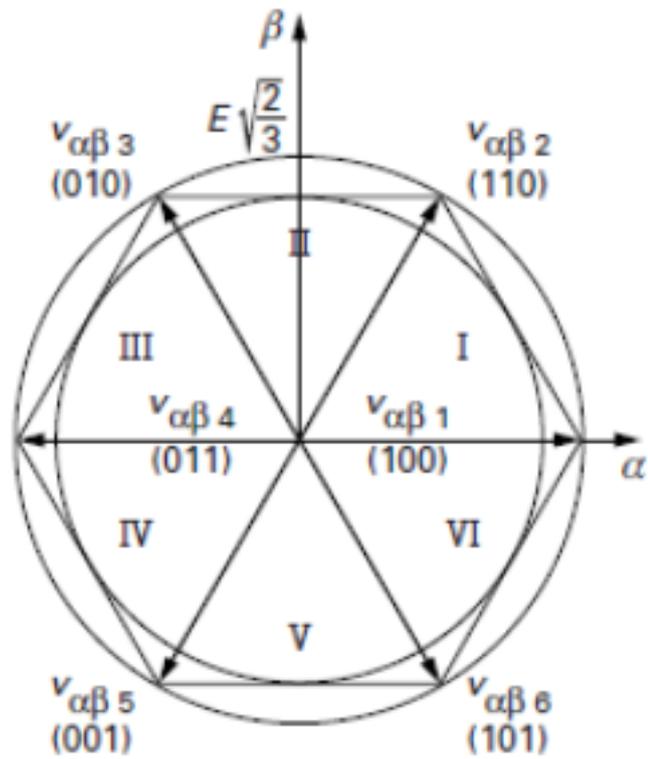


Figure II.5 – Les états d'un onduleur deux niveaux dans le repère (α, β)

Chapitre

III

Extension des méthodes pour les onduleurs multiniveaux

III.1 Introduction

Actuellement, l'industrie exige des équipements de puissance de plus en plus élevée, de l'ordre du mégawatt. L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT, ont permis le développement de nouvelles structures de convertisseurs (onduleurs) d'une grande performance par rapport aux structures classiques.

Ils sont mieux adaptés aux applications de grande puissance du fait qu'ils réduisent les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs. L'objectif ici est de réduire l'amplitude des harmoniques de tension et du courant, injectés par le convertisseur dans la charge. Ces harmoniques constituent l'un des plus grands problèmes concernant la qualité de puissance dans les systèmes électriques.

Les stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux sont une adaptation de celles appliquées aux onduleurs deux niveaux. Dans cette section, nous présentons celles qui sont les plus utilisées, à savoir la commande par modulation de largeur d'impulsions (PWM) et celle par modulation vectorielle (SVPWM).

III.2 Commande d'un onduleur multi-niveaux par la modulation PWM

les méthode de modulation MLI pour les onduleurs multiniveaux utilise des porteuse de haute fréquence de commutation par rapport à celle de la la référence pour générer une onde de sortie sinusoïdale, un peu comme dans les deux onduleurs à deux niveaux. Pour réduire les distorsions et les harmoniques dans le signal de sortie la techniques de décalage de phase est utilisée [23]. Il existe plusieurs méthodes qui changent la disposition ou le décalage des porteuse triangulaire Le nombre de porteuses utilisées est fonction du nombre d'interrupteurs à commander.

III.2.1 Modulation MLI avec décalage de la phase du porteuse

la modulation MLI avec décalage de la phase de la porteuse PSCPWM (phase shifting carrier PWM), Figure III.1, est une modulation multi-porteuses pour laquelle les phases des porteuses sont décalées l'une de l'autre.

C'est la stratégie de modulation standard pour la topologie en pont H cascadié [24], mais qui n'est pas exclusivement à cette topologie. Pour une un onduleur en pont H cascadié avec n cellule dans chaque phase il ya aussi n porteuses triangulaires déphasée par $180^\circ/n$ entre eux avec un amplitude égale à la tension de la source V_{dc} utilisé.

Pour un onduleur en pont H cascadié de 5 niveaux avec deux cellule en H on a deux porteuses triangulaires, un pour chaque cellule, voir Figure III.1. Les Cellules créent les deux tensions de la figure III.1 avec modulation PSCPWM.

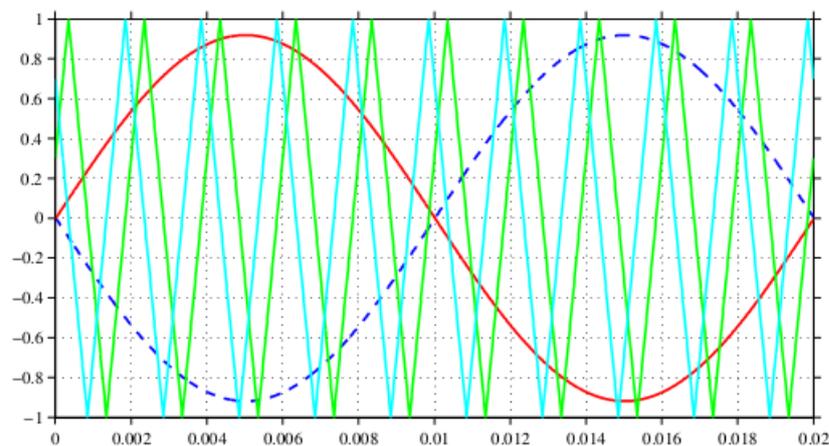


Figure III.1 – la porteuse et le signal de référence pour l'onduleur à 5 niveaux cascadié

III.2. COMMANDE D'UN ONDULEUR MULTI-NIVEAUX PAR LA MODULATION PWM

Il ya aussi deux signal de référence pour les deux bras dans chacun des cellule de l'onduleur qui sont déphasés de 180° l'une de l' d'autre part, comme on peut le voir dans la figure III.1. Les deux ondes de référence sont comparés à la fois à la porteuse , une onde de référence est pour la modulation des commutateurs à gauche du bras de la cellule (onde de référence en pointillés) et l'autre onde de référence pour moduler les commutateurs droites de la cellule (onde de référence solide).

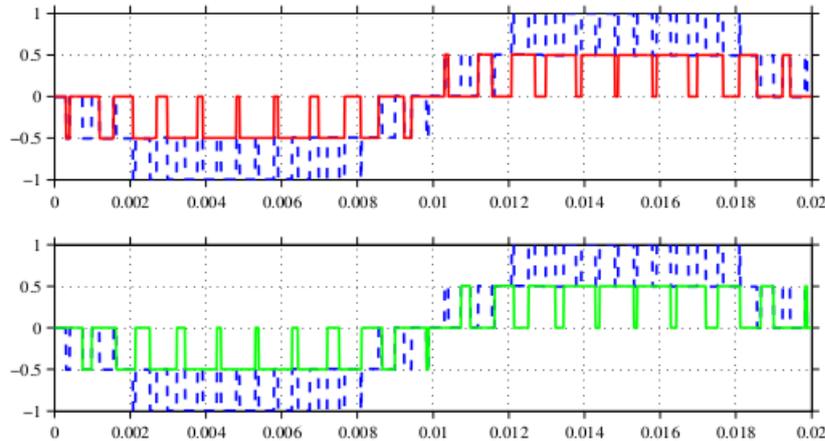


Figure III.2 – les tensions des deux modules

les figure qui suivent représente les résultats de l'application de cette méthode avec différents phases :

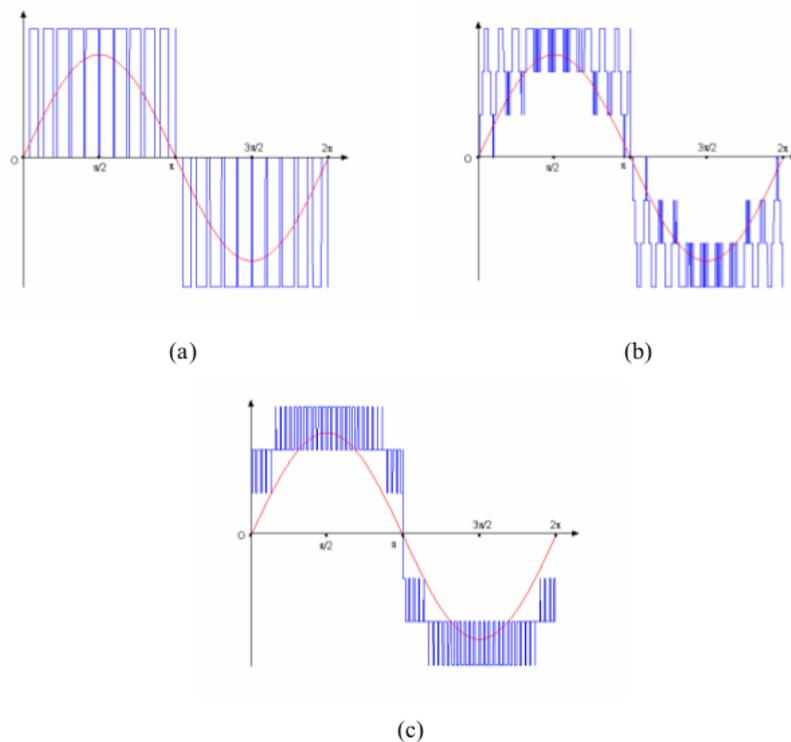


Figure III.3 – tension de sortie avec porteuses décalé (a) décalage de 0° ; (b) décalage de 90° ; (c) décalage de 120°

III.2. COMMANDE D'UN ONDULEUR MULTI-NIVEAUX PAR LA MODULATION PWM

la plus petite distorsion est obtenu pour un déphasage de 120° .

III.2.2 Modulation MLI avec superposition des porteuses

Dans cette méthode (PDPWM), Figure III.4, toutes les porteuses sont en phase. Cette méthode est caractérisé par une faible distorsion harmonique dans la tension de ligne [24]. Lorsqu'il est utilisé pour un onduleur multi-niveaux NPC à m niveaux de tension , $m-1$ porteuses triangulaires sont utilisées. Ces ondes ont la même fréquence et sont superposé l'une sur l'autre sans décalage de phase.

Quand une onde porteuse est traversé par la tension référence sinusoïdale le signal de sortie passe d'un niveau vers le haut ou vers le bas avec une opération de commutation. Un seul niveau est modulé à tout moment, comme on peut le voir dans la figure III.4 et III.5.

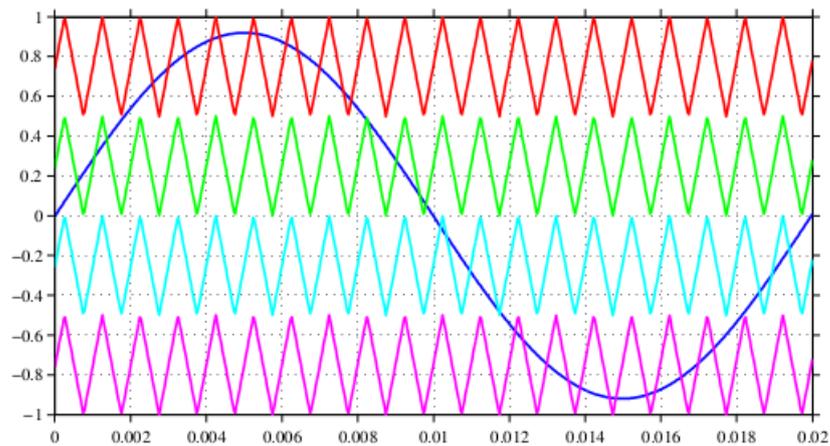


Figure III.4 – le signal de référence et les porteuses superposé pour un onduleur NPC à 5 niveaux

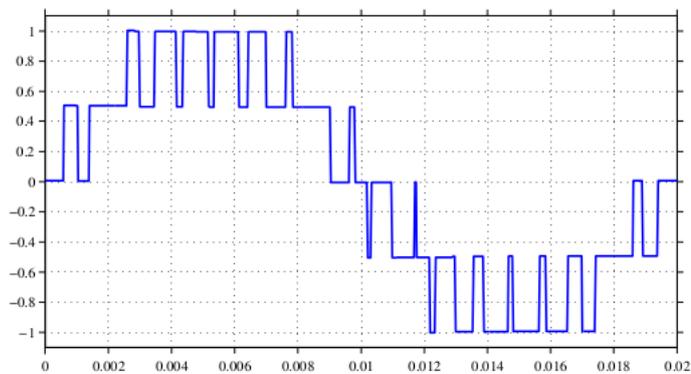


Figure III.5 – La tension de sortie d'un onduleur NPC à 5 niveaux modulé avec PDPWM

III.3 Modulation MLI vectorielle

La modulation de vectorielle de l'espace SVPWM (Space Vector PWM) est une alternative à haute fréquence de la modulation MLI, où une grande différence est que la SVPWM doit être employé avec un système triphasé.

Dans la SVPWM, les trois signaux de références des phases sont transformées en vecteurs de références qui sont placés à l'intérieur d'un diagramme de vecteur d'espace schéma III.6. Selon les amplitudes des tensions des trois phase le vecteur se dirige vers l'un des triangles du diagramme.

Chaque du diagramme représente un état pour l'inverseur triphasé, où le nombre des états représentent le nombre de niveaux voulue pour chaque phase. les états destrois coins dans la triangle dont le vecteur est à intérieur sont modulés, chaque état est ON pour un temps de spécifique, de sorte que le vecteur soit recréé par l'inverseur sous forme de valeur moyenne des trois vecteurs utilisés dans le diagramme.

En termes de rendement, la technique SVPWM fait l'unanimité des chercheurs par rapport à celle de la PWM. Car les tensions maximales fournies par un onduleur commandé avec la technique SVPWM sont supérieures à celui commandé avec celle de la PWM . On a :

$$V_{max_{PWM}} = V_{dc}/2$$

et

$$V_{max_{SVPWM}} = V_{dc}/\sqrt{3}$$

Ce qui implique que :

$$V_{max_{SVPWM}} > V_{max_{PWM}}$$

Cela signifie qu'avec la SVPWM, on est capable d'avoir une tension de 15% de Vdc de plus que la PWM. Cependant l' algorithmme SVPWM est plus complexe que celui de la PWM à cause du nombre élevé des états de commutation .

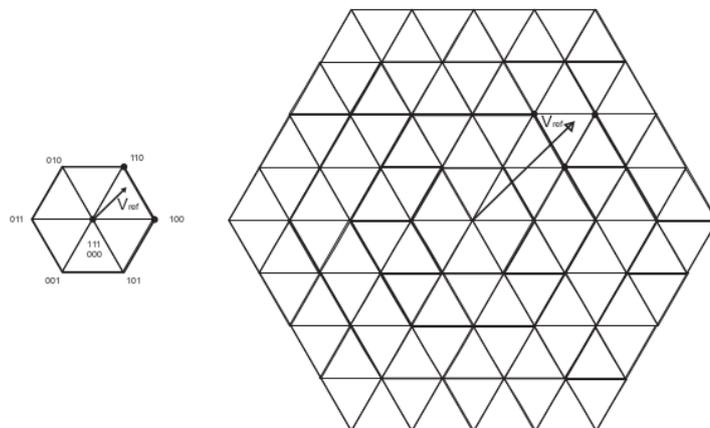


Figure III.6 – Diagramme d'espace vecteur d'un onduleur à 2 niveaux (à gauche) et à 5 niveaux (à droite)

plusieurs méthodes de calcul sont développées. Nous avons choisi celles qui nous semblent être les meilleures après plusieurs comparaisons. Les étapes sont les suivantes :

- Détermination du vecteur de tension de référence.
- Calcul du secteur.
- Calcul de la région.
- Calcul des temps de commutation.
- Calcul des séquences de commutation.
- Génération des signaux PWM.

est possible d'étendre le principe de commande par modulation vectorielle aux onduleurs à niveaux multiples en suivant la même procédure de modulation pour la commande d'onduleur à trois niveaux précédemment expliquée. Cependant un certain nombre d'éléments du diagramme de vecteur d'espace doivent être déterminés d'abord. À savoir : le nombre de vecteurs de tension, le nombre de secteurs, le nombre de triangles par secteur, le nombre de régions par secteur et le nombre de commutations. Dans un onduleur à n niveaux, ces éléments du diagramme de vecteur d'espace pour le calcul des signaux PWM peuvent être déterminés à partir des équations suivantes :[25]

- Nombre de vecteurs de tension : $3n^2 - 3n + 1$.
- Nombre de secteurs : 6.
- Nombre de régions par secteur : $(n - 1)2$ triangles ;
- Nombre d'états de commutation : $(n)^3$

III.4 Contrôle vectoriel de l'espace (SVC)

C'est une méthode de commande conceptuellement différente pour les convertisseurs multiniveaux basée sur la théorie du vecteur spatial, (SVC)[30]. Cette méthode travaille avec des basses fréquences de commutation et ne génère pas la valeur moyenne de la tension désirée à chaque point de commutation, comme le fait la SVPWM.

la Figure III.7. montre les 311 différents vecteurs de l'espace générés par un convertisseur 21-niveau. Le vecteur de tension de référence est également inclus dans ce chiffre.

L'idée principale de la méthode SVC est d'offrir à la charge un vecteur de tension qui minimise l'erreur ou la distance d'espace entre ce vecteur et le vecteur de référence. Donc en augmentant la densité des vecteurs on minimise (en augmentant le nombre de niveaux) on va minimiser bien les erreurs. Cette méthode est simple et attrayante pour un nombre élevé de niveaux. Les avantages de SVC sont le calcul est très simple et la fréquence de commutation est très faible, proche de celle de la méthode d'élimination des harmoniques. Mais l'inconvénient de cette méthode est que plus le nombre de niveaux diminue, l'erreur en termes de vecteurs générés par rapport à la référence sera plus grande [4].

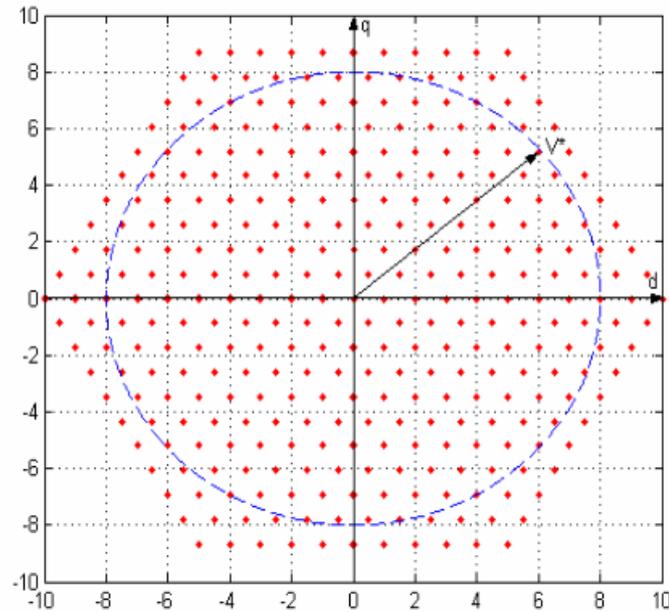


Figure III.7 – SVC pour un onduleur à 21 niveaux [3]

III.5 La méthode d'élimination des harmoniques sélective pour les onduleurs multi-niveaux

III.5.1 Principe de la technique de PATEL et HOFT

La tension à la sortie des onduleurs multi-niveaux est formée de plusieurs créneaux en tension continue, dont les instants de commutation sont calculés directement par la MLI utilisée. Le principe de la stratégie d'élimination d'harmoniques consiste à imposer ces instants telle que le spectre d'harmoniques de la tension simple de l'onduleur ne contient pas $(C-1)$ harmoniques indésirables. Pour cela, il faut d'abord imposer un motif de tension de bras contenant C angles de commutation par le quart de la période afin d'éliminer $(C-1)$ harmoniques. Ensuite, extraire l'expression générale de l'amplitude des harmoniques en fonction de C angles de commutation. Ce ci est obtenu par la décomposition en série de Fourier de tension du bras [27].

Le motif adéquat de la tension du bras de l'onduleur à sept niveaux dans le cas où trois harmoniques sont éliminés est donné par la figure III.8

III.5.2 Série de fourier du signal de sortie

La tension de sortie de l'onduleur triphasé à sept niveaux est représentée dans la Figure III.8. Les angles de commutation $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ définissent les transitions entre les différents niveaux de tension.

Puisque la tension de sortie $f(\omega t)$ est périodique, donc peut la développée en série de Fourier tel que $f(\alpha) = f(\omega t)$:

III.5. LA MÉTHODE D'ÉLIMINATION DES HARMONIQUES SÉLECTIVE POUR LES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

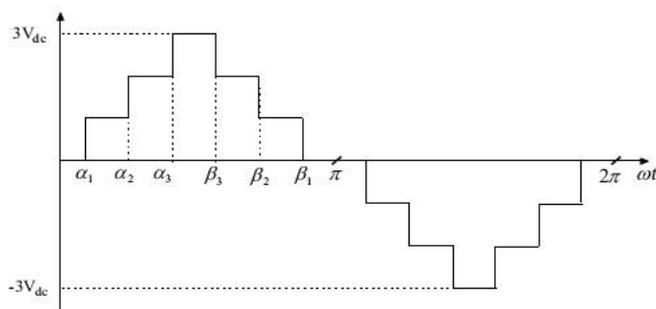


Figure III.8 – la tension de sortie de l'onduleur

$$f(\alpha) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\alpha) + b_n \sin(n\beta))$$

Les coefficients a_n et b_n sont donnés par :

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) d\alpha$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \sin(n\alpha) d\alpha$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha$$

tq $n = 1, 2, 3, \dots$

D'autre part comme $f(\alpha)$ présente une symétrie demi-onde : $f(\alpha + \pi) = -f(\alpha)$. La valeur moyenne a_0 est nulle et seulement les harmoniques impairs existent. Par conséquent, l'indice n prend les valeurs impaires 1, 3, 5, 7, 9, ...

La forme de la tension de sortie figure III.8 présente une symétrie quart d'onde et demi-onde. D'où les harmoniques pairs sont nuls. De plus la fonction $f(\omega t)$ est impaire. Le coefficient a_n de la série de Fourier est nul. Il en résulte, que le développement en série de Fourier peut se faire sur le quart de la période.

En effet le coefficient b_n s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} b_n = 0 & \text{si } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} f(\alpha) \cos(n\alpha) d\alpha & \text{si } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où n représente le rang de l'harmonique $n = 1, 5, 7, \dots$

Donc l'expression III.1 peut s'écrire de la manière suivante :

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (U_c) \cos(n\alpha) d\alpha + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (2U_c) \cos(n\alpha) d\alpha + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha_3}^{\frac{\pi}{2}} (3U_c) \cos(n\alpha) d\alpha \quad (\text{III.2})$$

III.5. LA MÉTHODE D'ÉLIMINATION DES HARMONIQUES SÉLECTIVE POUR LES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

Les paramètres $\alpha_1\alpha_2\alpha_3$ représentent les angles de commutation à déterminer.

Sachant que $\cos(n\frac{\pi}{2}) = 0$ pour n impair, l'équation III.2 se réduit donc à :

$$b_n = \frac{4U_c}{n\pi} [\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3)] \quad (\text{III.3})$$

En remplaçant n dans l'expression III.3, on abouti à un système d'équations non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = \frac{3\pi r}{4} \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Où r représente le taux de modulation.

Pour simplifier l'équation on prend $m = \frac{3\pi r}{4}$: l'indice de modulation, et donc le system III.4 devient :

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) = m \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

On a abouti à un système de 3 équations non-linéaires à 3 inconnues $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ en fonction de l'indice de modulation m. Donc pour trouvé les angles de commutation on doit faire la résolution de ce système d'équation non linéaire.

III.5.3 Méthodes de résolution des systèmes non linéaires

Méthode de Newton-Raphson

Pratiquement, les méthodes d'analyse, utilisées pour résoudre une équation algébrique non linéaire implicite de la forme suivante $f(x) = 0$ sont basées sur la méthode de Newton- Raphson. Cette méthode de Newton-Raphson d'analyse non linéaire détermine itérativement la solution à condition que la dérivée existe. Ainsi, partant d'une solution $x(0)$ assez proche de la vraie solution \bar{x} jusqu'à ce que la différence, entre les deux valeurs consécutives, soit négligeable.

L'algorithme de la méthode est présenté sur le schéma de la figure suivante :

III.5. LA MÉTHODE D'ÉLIMINATION DES HARMONIQUES SÉLECTIVE POUR LES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX

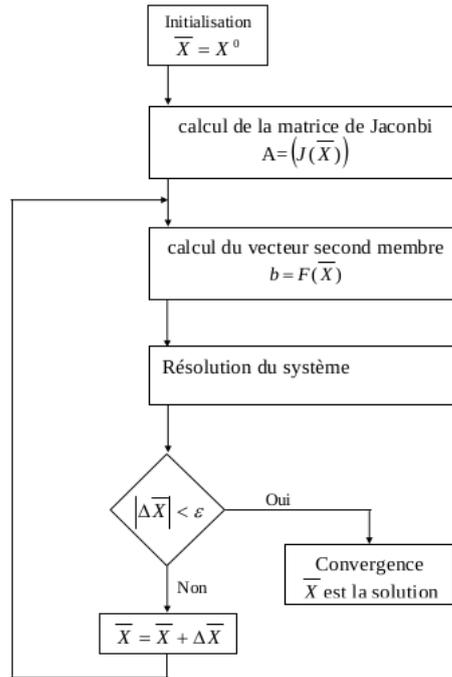


Figure III.9 – Organigramme de l'algorithme de Newton-Raphson[32]

Méthode analytique

ceci revient à résoudre les systèmes d'équations analytiquement. En premier lieu, on pose le changement de variable suivant :

$$x_1 = \cos(\alpha_1), x_2 = \cos(\alpha_2), x_3 = \cos(\alpha_3), \dots, x_i = \cos(\alpha_i) \quad (\text{III.6})$$

en développant le système on aboutit à un système d'équations polynomiales non-linéaires qui peuvent être résolues par la méthode de la résultante avec la théorie des polynômes symétriques comme il est présenté dans [28].

comparaison des résultats

Des résultats obtenus, nous avons constaté que la méthode basée sur la théorie résultante est plus rigoureuse que la méthode itérative. Elle permet de déterminer toutes les solutions possibles des systèmes d'équations non linéaires en effet, d'élargir l'intervalle du taux de modulation r . [29]

Conclusion générale

Le but de notre étude est l'étude des différentes méthodes de la commande des onduleurs à deux et ces extensions pour les onduleurs multi-niveaux, et en particulier la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale et MLI calculée avec élimination d'harmoniques sélective et asservissement du fondamental.

L'objectif principal de techniques de commande, appliquées aux onduleurs, est de permettre l'obtention d'ondes de tension alternatives, d'amplitude et de fréquence fondamentale réglables, en éliminant ou en repoussant le plus loin possible les composantes harmoniques parasites résultant du découpage. Quelle que soit la forme de l'onde alternative recherchée (le plus souvent sinusoïdale), l'établissement de la stratégie de commande devra, prendre en compte la façon dont ces techniques vont pouvoir s'insérer dans les boucles de contrôle et de régulation qui sont obligatoirement présentes dans toutes les applications des onduleurs.

L'objectif commun de toutes les modulations de largeur d'impulsion est d'offrir un contrôle continu (en valeur moyenne) d'un système à découpage fondamentalement discontinu. Lorsque l'on travaille en faible puissance on peut facilement effectuer le découpage à des fréquences suffisamment élevées, une modulation engendrée est suffisante pour éloigner les harmoniques vers des fréquences très élevées. Ils sont généralement filtrés par la charge alimentée par l'onduleur qui a un comportement de type filtre passe bas. Mais à des puissances élevées cette solution n'est plus envisageable. La fréquence de découpage est alors déterminée à la suite d'un compromis entre les pertes par commutation dans les composants électronique et les perturbations engendrées par le découpage. Pour permettre d'assurer un tel compromis de la manière la plus satisfaisante possible, on étudie la stratégie de modulation de largeur d'impulsion calculée basée sur le développement de Patel et Hoft.

Les stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux sont une adaptation de celles appliquées aux onduleurs deux niveaux, et chacune d'elle peut être bien adaptée à une topologie mieux que l'autre ou une application mieux que l'autre.

Bibliographie

- [1] DJAAFRI Nouredine, et REBAI Aissa, Implémentation des techniques MLI sur un circuit FPGA, mémoire de PFE à l'école nationale polytechnique , juin 2012. I.1
- [2] BENDIB Douadi, Etude et réalisation d'une commande MLI on-line sur circuit FPGA,mémoire de magister à l'école nationale polytechnique ,juin 2009. I.2, I.3
- [3] thèse de doctorat zhong et tolbort. (document), I.4.2, I.5.3, I.5.4, III.7
- [4] J. Rodríguez, J. Lai, and F. Peng, "Multilevel converters : a survey of topologies, controls and applications," IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, Aug. 2002, pp. 724-738. I.5.1, III.4
- [5] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWMconverter," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, pp. 518-523, Sept./Oct. 1981. I.5.2, I.5.2
- [6] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay, "Programmed PWM Techniques to eliminate Harmonics : A Critical Evaluation," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, no. 2, March/April. 1990. pp. 302 - 316 (document), I.3, II.2.2, II.2.2
- [7] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T. A. Lipo, "Comparison of multilevel converters for static var compensation," in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, Oct. 1994, pp. 921-928. I.5.3
- [8] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. G. Habetler, "Multilevel Converters for Large Electric Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 1, Jan./Feb. 1999, pp. 36-44. I.5.4
- [9] P. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, pp. 202-208, Jan./Feb. 1997. I.5.4
- [10] E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woom, P. Enjeti, R. Teodorescu, and F. Blaabjerge, "A new medium voltage PWM converter topology for adjustable speed drives," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, St. Louis, MO, Oct. 1998, pp. 1416-1423. I.5.4
- [11] BOUAKAZ OUAHID,contribution à l'analyse des onduleurs multiniveau, mémoire de magister de l'université de Batna, 2005 I.5.4
- [12] Z.Salam and C.T.Lynn, "Algorithm for Near Optimal Harmonics Elimination PWM Based on Quadratic Approximation Method" , IECON 02, Seville, Spain, Nov 2002. I.7.2, II.2.2
- [13] S.R. Bowes, D. Holliday, "Comparison of pulse-width-modulation control strategies for three-phase inverter systems". In IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 153, No. 4, July 2006, pp. 575-584. II.2, II.2.2
- [14] NAAMI Abdelatif, LA STRATEGIE MLI VECTORIELLE OPTIMISEE : RECHERCHE DE TOUTES LES SOLUTIONS D'ANGLES DE COMMUTATION, mémoire de magister à l'école national polytechnique 2011. (document), II.2.1, II.1
- [15] R. KABOUCHE, "Etude et élaboration d'une technique MLI à élimination d'harmoniques optimale". Mémoire de Magister en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2002. II.2.2, II.2.2
- [16] N.A. Azli et L.Y. Chan, "Development of Equations Through Trajectories Linearization for an HEPWM Inverter ". First international PECon 2006. II.2.2
- [17] E. Acha, V.G. Agelidis et O. Anaya-Lara, "Power Electronics Control in Electrical Systems". Newnes 2002. II.2.1
- [18] J.A. Taufiq, B. Mellitt et C.J. Goodman, "Novel algorithm for generating Nearoptimal PWM waveforms for AC traction drives". In IEE Proc.1986, 133, B, (2), pp. 85-94. II.2.2

- [19] S.R. Bowes, Y.S. Lai, "Investigation into Optimising High Switching Frequency Regular Sampled PWM Control for Drives and Static Power Converters". In IEE Proc.- Electri. Power Appl., 1996, 143, (4), pp. 281-293. II.2, II.2.2
- [20] G. Buja, G. Indri, "Optimal PWM for Feeding AC Motors". In IEEE Trans Ind. Appl., 1997, 13, (1), pp. 34-42. II.2.2, II.3
- [21] S.R. Bowes, S. Grewal, "Three-level hysteresis band modulation strategy for single-phase PWM inverters". In IEE Proc.-Electri. Power Appl., Vol. 146, No. 6, 1999, pp.695-706. II.3
- [22] S.R. Bowes, D. Holliday et S. Grewal, "Comparison of single-phase three-level pulse width modulation strategies". In IEE Proc.-Electri. Power Appl., Vol. 151, No. 2, 2004, pp. 205-214. II.2.2, II.3.1
- [23] Rodriguez, J. ; Jih-Sheng Lai ; Fang Zheng Peng ; , "Multilevel inverters : a survey of topologies, controls, and applications," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.49, no.4, pp. 724- 738, Aug 2002 doi : 10.1109/TIE.2002.801052 III.2
- [24] Carrara, G. ; Gardella, S. ; Marchesoni, M. ; Salutati, R. ; Sciutto, G. ; , "A new multi-level PWM method : a theoretical analysis," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.7, no.3, pp.497-505, Jul 1992 doi : 10.1109/63.145137 III.2.1, III.2.2
- [25] Andreas Nordvall, Multilevel Inverter Topology Survey, thesis for the degree of master of science, , Department of Energy and Environment Division of Electric Power Engineering CHALMERS UNIVERSITY OF TECHNOLOGY Göteborg, Sweden, 2011 III.3
- [26] GUELLAL Amar, Implémentation sur FPGA d'une commande MLI on-line basée sur le principe des réseaux de neurones, mémoire de magister à l'école nationale polytechnique 2008/2009. II.2.2
- [27] H. S. Patel, R. G.Hoft, "Generalized technique of harmonics elimination and voltage control in thyristor inverter", IEEE Tran. Ind. Appl., 1973, pp. 310-317. III.5.1
- [28] Elimination of Harmonics in a Multilevel Converter using the Theory of Symmetric Polynomials and Resultants. III.5.3
- [29] APPLICATION DE LA THEORIE RESULTANTE A LA COMMANDE PAR ELIMINATION D'HARMONIQUES D'UN ONDULEUR A SEPT NIVEAUX : K.Imarazene1, H.Chekireb2 et E.M.Berkouk, International Conference On Industrial Engineering and Manufacturing ICIEM'10, May, 9-10, 2010, Batna, Algeria III.5.3
- [30] J. Rodríguez, P. Correa, and L. Morán, "A vector control technique for medium voltage multilevel converters," IEEE APEC, Anaheim, CA, Mar. 2001, pp. 173-178. III.4
- [31] Y. H. Lee, R. Y. Kim, and D. S. Hyun, "A novel SVPWM strategy considering DC-link balancing for a multi-level voltage source converter," IEEE APEC, 1998, pp. 509-514.
- [32] IMARAZENE Khoukha, Application des Réseaux de Neurones à la Commande par Elimination d'Harmoniques des Onduleurs Multiniveaux, mémoire de magister, école nationale polytechnique, juin 2005 (document), III.9