

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane MIRA de Bejaïa

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique



Mémoire de fin de cycle

En vue de l'obtention du diplôme de Master II en Electrotechnique

Option : Electromécanique

Thème

**Etude et Réalisation d'un onduleur
sept niveaux en Cascade**

Réalisé par :

BOUZELMADEN Salim

Encadré par :

Mr. GHEDAMSI Kaci

Mr. ADLI Mouloud

-Promotion 2012-

Remerciements

Je loue Dieu pour m'avoir prêté vie, aide et patience tout le long du cycle universitaire.

Je tiens vivement à exprimer toute ma reconnaissance à :

✓ *Mes deux promoteurs Mr K. GHEDAMSI et Mr M. ADLI*

D'avoir accepté de diriger ce travail, pour leur confiance et leur disponibilité qu'ils m'ont montrées.

✓ *Aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.*

✓ *Tout le groupe avec lequel on a partagé de très bons moments au laboratoire où notre projet a été réalisé.*

✓ *Toutes les personnes qui ont contribués de près ou de loin à ce que je suis aujourd'hui, merci à tous.*

Dedicace

Je dédie ce modeste travail à

- *Mes très chers, mère et père qui m'ont toujours soutenu durant toutes les périodes de vie, que Dieu le tout puissant les protègent et les gardent.*
- *Mes chers frères et sœurs qui grâce à eux j'ai pu être toujours fort dans les moments difficiles (Fayçal, Lynda) que Allah les protège.*
- *Mes deux grand-mères qui m'on appris la modestie des anciens que Allah les protège.*
- *La famille BOUZELMADEN*
- *Tous mes amis, à commencer par Sofiane, Fahim, Idir, Rafik, Yazid, Samir...ainsi que tous les habitants de mon village Tiouririne.*

Liste des figures

N° de la figure	Titres	Pages
Figure I.1	Schéma bloc de la conversion continue-alternative.	3
Figure I.2	Interrupteur bidirectionnel.	3
Figure I.3	Onduleur demi-pont.	4
Figure I.4	Onduleur en pont.	4
Figure I.4.1	La forme de tension et de courant aux bornes d'une charge résistive.	4
Figure I.4.2	La forme de tension et de courant aux bornes d'une charge inductive.	5
Figure I.5	Schéma d'un bras d'onduleurs à : (a) Deux niveaux, (b) Trois niveaux, (c) N niveaux.	6
Figure I.6	Schéma de classification des convertisseurs multiniveaux.	7
Figure I.7	Bras d'onduleur en cascade à N-niveaux.	8
Figure I.8	Forme d'onde pour un onduleur à N niveaux.	9
Figure I.9	Bras d'onduleur NPC à N niveaux.	10
Figure I.10	Bras d'onduleur à trois niveaux clampé par le neutre.	10
Figure I.11	Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux.	11
Figure I.12	Convertisseur Multicellulaire superposé (SMC).	12
Figure I.13	Exemple de variateur de vitesse pour piloter les moteurs.	13
Figure I.14	Schéma de principe de filtrage actif.	14
Figure I.15	Convertisseur configurable pour locomotive multi courants.	14
Figure I.16	Convertisseur multiniveaux dans les bâtiments maritimes.	14
Figure I.17	Convertisseur multiniveaux insérer dans un générateur éolien.	15
Figure II.1	Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode.	17
Figure II.2	Représentation d'une cellule de commutation.	17
Figure II.3	Répartition des différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation.	18
Figure II.4	Structure en pont à trois niveaux.	19
Figure II.5	Bras d'onduleur en cascade à trois niveaux.	19
Figure II.6	Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur en cascade à trois niveaux.	20
Figure II.7	d'ondes d'un bras d'onduleur en cascade à trois niveaux.	20
Figure II.8	Schéma d'un onduleur monophasé en cascade à 5 niveaux.	21
Figure II.9	Principe et exemples de mécanisme de commutation a-) Génération de $V_{ao} = +E$, b-) Génération de $V_{ao} = 0$, c-) Génération de $V_a = 2E$.	22
Figure II.10	Formes d'ondes d'un bras d'onduleur de tension en cascade à cinq niveaux.	23
Figure II.11	Arrangement généralisé de convertisseur en cascade à N niveaux.	23
Figure II.12	Tension de sortie d'un onduleur en cascade à N niveaux.	24
Figure II.13	Allure de la tension V_{ao} en fonction de l'angle d'amorçage α_1 .	26
Figure II.14	Spectre de distorsion harmonique pour un onduleur à trois niveaux.	26
Figure II.15	Forme d'onde de la tension à sept niveaux d'un onduleur en cascade.	27

Figure II.16	Spectre de distorsion harmonique pour un onduleur à sept niveaux.	27
Figure III.1	Schéma de la technique triangulo-sinusoïdale.	33
Figure III.2	Principe de la MLI sinusoïdale.	34
Figure III.3	Schéma d'implantation d'un onduleur multiniveau avec un ensemble de porteuses.	35
Figure III.4	Exemple de signaux modulés avec les principaux agencements de porteuses.	35
Figure III.5	Porteuse en phase.	36
Figure III.6	Le signal de référence et les six porteuses pour un onduleur à sept niveaux.	37
Figure III.7	Tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux obtenue par MLI pour ($m=36$; $r=0.8$).	37
Figure III.8	Représentation du spectre d'harmonique.	37
Figure IV.1	Schéma bloc global du convertisseur.	39
Figure IV.2	Brochage du circuit.	40
Figure IV.3	Architecture interne du microcontrôleur PIC 16F84A.	41
Figure IV.4	Circuit de générateur de la tension de commande.	43
Figure IV.5	Photo de la carte du circuit de puissance.	43
Figure IV.6	Brochage de l'inverseur TC4069UBP.	44
Figure IV.7	Schéma fonctionnel de l'inverseur.	44
Figure IV.8	Schéma fonctionnel de l'optocoupleur.	45
Figure IV.9	Montage de l'optocoupleur.	45
Figure IV.10	Photo du circuit d'isolation galvanique.	45
Figure IV.11	Brochage du driver IR2112.	46
Figure IV.12	Montage du driver.	46
Figure IV.13	Photo de la carte du driver IR2112.	47
Figure IV.14	Photo de la carte d'interface.	47
Figure IV.15	Photo de la carte du PIC.	48
Figure IV.16	Signal d'entrée du HCPL3120.	48
Figure IV.17	Signal de sortie.	48
Figure IV.18	Représentation des signaux inversés.	49
Figure IV.19	Signaux de commandes après le retard.	49
Figure IV.20	Photo des signaux de commandes du premier pont.	49
Figure IV.21	Photo des signaux de commandes du deuxième pont.	50
Figure IV.22	Photo des signaux de commandes du troisième pont.	50
Figure IV.23	Allure de tension d'un onduleur à 2niveaux.	51

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Historique des onduleurs multiniveaux.....	3
I.1. Introduction.....	3
I.2. principe de l' onduleur de tension	3
I.2.1. Onduleur en demi-pont.....	3
I.2.2. Onduleur monophasé en pont	4
I.3. Historique des onduleurs multiniveaux	5
I.4. Intérêt des onduleurs multiniveaux.....	6
I.5. Principe	6
I.6. Apparition des onduleurs multiniveaux	7
I.6.1. Introduction.....	7
I.6.2. Les principales topologies des onduleurs multiniveaux	8
I.6.3. Les convertisseurs multiniveaux en cascade (mise en série)	8
a) Structure	8
b) Caractéristiques principales	9
I.6.4. Onduleur NPC.....	9
a) Structure	9
b) Caractéristiques principales	10
I.7. Onduleur à cellule imbriquée.....	11
I.7.1. Convertisseur multicellulaire série (FC)	11
a) Structure	11
b) Caractéristiques principales	11
I.8. Convertisseur multicellulaire superposé (SMC)	12
a) Structure	12
b) Caractéristiques principales	12
I.9. Application des onduleurs multiniveaux	13
I.9.1. La variation de vitesse des machines alternatives	13
I.9.2. Dans les réseaux électriques	13

I.9.2.1. Filtrage actif	13
I.9.2.2. Traction électrique	14
I.9.2.3. Les réseaux de bord des bâtiments maritimes	14
I.9.2.4. Générateur à base d'une source d'énergie renouvelable	15
I.10. Conclusion	15
Chapitre II : Etude du circuit de puissance	16
II.1. Introduction	16
II.2. Modélisation des onduleurs en cascade.....	16
II.2.1. Idée de base	16
II.2.2. Description d'interrupteur bidirectionnel	17
II.2.3. La cellule élémentaire de commutation.....	17
II.3. Onduleur en cascade	18
II.3.1. Onduleur à trois niveaux en cascade	19
II.3.1.1. Structure.....	19
II.4. Modélisation de l'onduleur multiniveaux de type cascade.....	19
II.4.1. Onduleur en cascade à trois niveaux	19
II.4.2. Principe de fonctionnement	19
• Récapitulatif	21
II.5. Onduleur à cinq niveaux de type cascade.....	21
II.5.1. Structure.....	21
II.5.2. Principe de fonctionnement	21
• Récapitulatif	23
II.6. Généralisation de la structure en cascade à N niveaux de tension	23
II.6.1. Structure.....	23
II.6.2. Principe de fonctionnement	24
• Récapitulatif	24

II.7. Stratégie d'élimination d'harmonique	24
II.7.1. Optimisation d'un bras d'onduleur en cascade à trois niveaux	25
II.7.2. Optimisation d'un bras d'onduleur en cascade à sept niveaux.....	26
II.7.3. Interprétation	28
II.8. Conclusion	28
Chapitre III : Etude de la commutation et l'algorithme de contrôle	29
III.1. Introduction	29
III.2. Technique de commande des convertisseurs multiniveaux	29
III.2.1. Choix de la technique	29
III.3. Harmonique	30
III.3.1. Série de Fourier	30
III.3.2. Coefficient de Fourier	30
III.3.2.a. Symétrie par rapport à la demi-période	31
III.3.2.b. Symétrie par rapport au quart de la période	32
• Interprétation	32
III.4. La stratégie de modulation	32
III.5. Technique triangulo-sinusoïdale	33
III.5.1. Objectif.....	33
III.5.2. Principe.....	33
III.5.3. Modulation	34
III.6. Application aux onduleurs multiniveaux	34
III.6.1. Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale appliqué aux onduleurs multiniveaux	35
• Interprétation	36
• Récapitulatif	38

III.7. Conclusion	38
Chapitre IV : Réalisation pratique et essais expérimentaux	39
IV.1. Introduction	39
IV.2. Générateur du signal de commande	39
IV.3. Définition	39
IV.4. Description du PIC (Programmable Interface Contrôle)	39
IV.4.1. Caractéristique du PIC	40
IV.4.2. Architecture interne générale du microcontrôleur PIC16F84	41
IV.4.3. Description des blocs	41
IV.4.3.1. Unité centrale	41
IV.4.3.2. Mémoire	41
a) Mémoire RAM	42
b) Mémoire EEPROM.....	42
IV.4.3.3. Ports E/S (Entrée/Sortie)	42
IV.4.3.4. Timer pour gérer les temps	42
IV.4.3.5. Le Watchdog	42
IV.4.3.6. Le Reset.....	42
IV.5. Schéma de brochage du PIC 16F84A	42
IV.6. Réalisation pratique.....	43
IV.7. Circuit de puissance	43
IV.8. Circuit de commande	43
IV.8.1. Circuit de l'inverseur	43
IV.8.2. Circuit de d'isolation et d'amplification	44
IV.8.3. Circuit de générateur de temps mort	46
IV.8.4. Carte d'interface complète	47
IV.8.5. Carte du générateur de signal de commande	47
IV.9. Essais expérimentaux	48

IV.9.1. Essais sur l'optocoupleur	48
IV.9.2. Essais sur l'inverseur	49
IV.9.3. Essais sur le driver IR2112	49
IV.9.4. Essais sur le générateur du signal de commande	49
IV.9.5. Essais d'une carte d'interface sur un demi-pont	50
IV.10. Conclusion	51
Conclusion générale	52

Bibliographie

Annexes

Introduction générale

Introduction générale

Depuis de nombreuses années, l'évolution de l'électronique de puissance est très importante dans un monde où les aspects énergétiques sont devenus un enjeu essentiel. Les applications de celle-ci sont diverses et touchent un vaste domaine du génie électrique allant de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts. Les structures de conversion statique qui composent principalement les applications de l'électronique de puissance deviennent de plus en plus puissantes, la technologie a dû s'adapter à cette croissance de la puissance à convertir.

Cette croissance a été permise grâce à l'évolution des technologies des composants semi-conducteurs. L'évolution des calibres en tension et courant ainsi que l'amélioration des performances de ces composants a permis d'utiliser une électronique de puissance plus performante pour des applications de plus grande puissance. Néanmoins, les performances des composants actuels ne permettent pas d'avoir une conversion optimale de l'énergie électrique [1].

En effet, l'augmentation de la tension est souvent employée pour améliorer les rendements. Or l'utilisation de composants avec des calibres en tension importants n'améliore pas le rendement global de l'installation, voire le détériore car ces composants sont globalement moins performants que des composants de calibres en tension moins élevés et produisent donc plus de pertes [1].

Pour résoudre ce problème et utiliser des composants plus performants, de nouvelles structures ont été développées. Ces structures sont appelées convertisseurs multiniveaux car elles possèdent en sortie plus de deux niveaux de tension en sortie. Créées dans un premier temps pour pouvoir à la fois mettre plusieurs interrupteurs en série et assurer correctement la tenue en tension aux bornes de ceux-ci, par la suite, ces convertisseurs ont montré des propriétés intéressantes sur les formes d'ondes en sortie.

Notre travail s'insère dans la réalisation d'une commande basée sur la stratégie d'élimination d'harmonique pour un onduleur à sept niveaux, dont l'objectif capital est d'obtenir une tension de sortie en escalier très proche de la sinusoïde.

En conséquence, quatre chapitres constituent cette étude :

Le premier chapitre, sera consacré à la représentation historique des onduleurs multiniveaux, pour cela une description chronologique de leurs évolutions au fil du temps a été introduite, nous profitons ainsi de lister brièvement leurs différentes topologies, leurs structures et leurs caractéristiques, sans oublier d'illustrer leurs domaines d'applications.

Le second chapitre, sera dédié à l'étude de circuit de puissance après un choix judicieux et convenable de la structure à étudier, la nécessité d'analyser son fonctionnement de même la compréhension de chaque groupage de composants.

Le troisième chapitre vise à une étude de la commutation et de l'algorithme de contrôle. La stratégie triangulo-sinusoïdale, également appelée Modulation de Largeur d'Impulsion sinusoïdale (MLI sinusoïdale), génère des signaux de commande établis les instants de

commutations des interrupteurs de puissance, elle constitue donc l'algorithme de contrôle, ce dernier est déterminé par les intersections de la porteuse avec la modulante (référence).

Le quatrième chapitre, traite la réalisation pratique de l'onduleur et les différents essais expérimentaux obtenus.

Chapitre I

I.1. Introduction

La conversion continue-alternative permet, à partir d'un signal de tension continue, d'obtenir un signal de tension alternative, d'amplitude et de fréquence désirée. Cette conversion est assurée par un convertisseur appelé onduleur figure (I.1). Ce dernier est utilisé :

- Soit pour fournir des tensions ou courants de fréquences et d'amplitudes variables.
 - Exemple : C'est le cas des onduleurs servant à alimenter des moteurs à courant alternatif devant tourner à vitesse variable.
- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes.
 - Exemple : alimenter un système alternatif à partir d'une source continue (batterie).

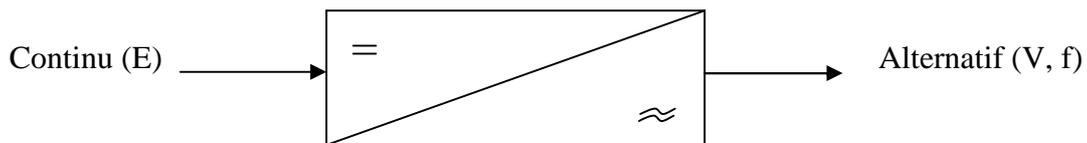


Figure I.1. Schéma bloc de la conversion continue-alternative.

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs, dont chacun correspond à un type d'application déterminée ou permettant des performances recherchées, on distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et est présente dans la plupart des systèmes industriels, dans toutes les gammes de puissance (quelques Watts à plusieurs MW). [2].

I.2. Principe de l'onduleur de tension

I.2.1 Onduleur en demi-pont

Le principe de l'onduleur monophasé en demi-pont peut être expliqué à partir de la figure (I.3). On dispose d'une source de tension continue à point au milieu et de 2 interrupteurs (S_1 , S_2), ces derniers comprennent un transistor T en parallèle avec une diode D, le récepteur est une résistance. Quand seul l'interrupteur S_1 est fermé pendant $T/2$, la tension $v(t)$ prend la valeur $E/2$. Quand seul l'interrupteur S_2 est fermé pendant $T/2$, la tension $v(t)$ prend la valeur $-E/2$, les deux interrupteurs S_1 et S_2 ne doivent jamais conduire en même temps. La tension $v(t)$ ne dépend que de la commande des interrupteurs, elle prend sur chaque demi-période successivement ($E/2, -E/2$). [3].

Le courant $i(t)$ dépend de la forme de la tension $v(t)$ et du type du récepteur ; les diodes D1, D2 assurent un retour d'énergie à la source continue, elles sont alors appelées diodes de récupération.

La figure (I.2) représente l'interrupteur employé généralement dans les onduleurs de tension.



Figure I.2. Interrupteur bidirectionnel.

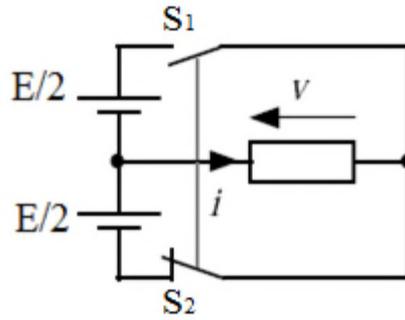


Figure I.3. Onduleur demi-pont.

I.2.2 Onduleur monophasé en pont

Pour éviter la nécessité d'une source à point milieu et doubler la tension de sortie $v(t)$, on utilise un onduleur en pont Figure (I.4). Dans ce cas, on commande sur une demi-période les interrupteurs S_1, S_2 et les interrupteurs S_3, S_4 sur le reste de la période.

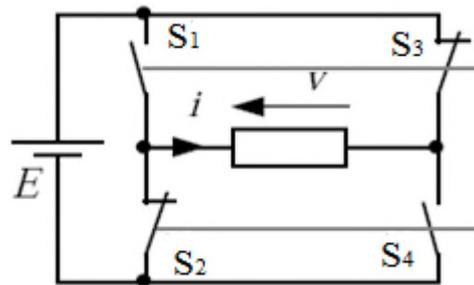


Figure I.4 Onduleur en pont

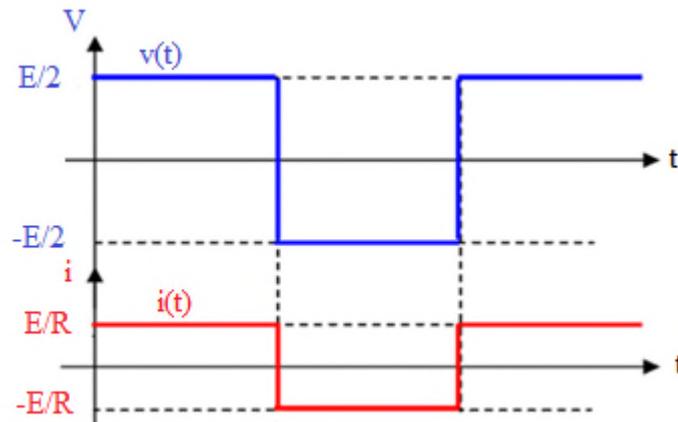


Figure I.4.1. La forme de tension et de courant aux bornes d'une charge résistive

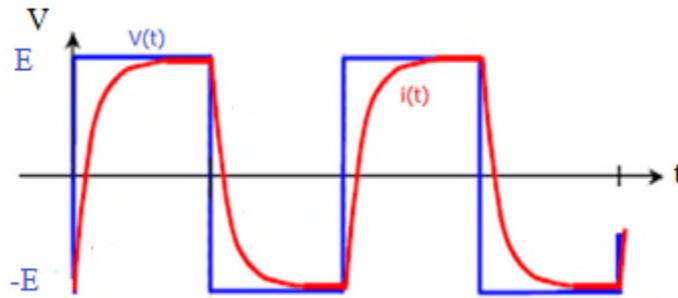


Figure I.4.2. La forme de tension et de courant aux bornes d'une charge inductive.

I.3. Historique des onduleurs multiniveaux

L'électronique de puissance est actuellement, très présente dans l'industrie vu son très vaste champ d'application comme les alimentations régulées ou bien le contrôle des machines électriques. Cet essor incontestable est dû, notamment, aux grands progrès qu'ont connus les convertisseurs statiques et des semi-conducteurs. Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter une source d'énergie électrique à un récepteur donné. Afin de répondre aux besoins grandissant de l'industrie, les puissances commutées par les convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées. Cette augmentation est obtenue par une augmentation du courant et/ou de la tension commutée. Bien que l'augmentation de la tension soit souvent privilégiée, elle reste cependant difficilement maîtrisable à l'échelle des semi-conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamiques et statiques. [4].

De très nombreuses investigations ont été faites sur un convertisseur à deux niveaux, dont l'entrée est une source de tension continue et la sortie une machine électrique à courant alternatif. L'analyse du courant et de la tension des machines électriques alimentées par les convertisseurs à deux niveaux a montré plusieurs limitations. Notamment des brusques changements de la tension (dV/dt), qui occasionnent des tensions de mode commun aux bornes de la machine, surtout lorsque le convertisseur commute à une fréquence élevée. [5].

Mais aussi l'existence des harmoniques prohibitifs pour le système, occasionnant des pertes dans la charge et dans le convertisseur (pertes joules et par courant de Foucault dans la charge, pertes joules dans le convertisseur). Elles injectent des bruits et introduisent des non-linéarités qui rendent plus difficile la stabilisation du système de réglage.

C'est pour pallier à ces inconvénients que certains chercheurs ont introduit des convertisseurs ayant trois niveaux de tension, et qui génèrent un peu moins d'harmoniques. D'un autre côté, la naissance des applications nécessitant une alimentation moyenne tension et facilement réglable a poussé la communauté d'électroniciens de puissance à chercher de nouvelles structures de convertisseurs, qui contournent la limitation en tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance. Ces nouvelles structures furent une extension des convertisseurs à trois niveaux existants. C'est ainsi qu'il a été possible d'obtenir plusieurs niveaux de tension à la sortie des convertisseurs, réduisant par la même occasion le dV/dt lors des commutations.

Un convertisseur à niveaux multiples ou convertisseur multiniveau peut commuter chaque entrée ou sortie au moins entre trois niveaux de tension ou de courant. De manière générale plus le nombre de niveaux de la tension générée par le convertisseur est grand, plus faible sera son taux de distorsion harmonique. Dans toutes les topologies de convertisseurs multiniveaux existant, plus ce nombre de niveaux est élevé, plus compliquée dévient la structure du convertisseur. [6].

I.4.Intérêt des onduleurs multiniveaux

Un convertisseur statique est dit ‘multiniveaux’ lorsqu’il génère une tension découpée de sortie composé d’au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages : permet de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance. Chaque composant lorsqu’il est à l’état bloqué, supporte une fraction d’autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé; les sorties délivrées par les onduleurs multiniveaux présentent d’intéressantes qualités spectrales. Aussi un faible (dV/dt) et une tension réduite sur la puissance des commutateurs.

En utilisant les convertisseurs multiniveaux, la fréquence de pulsation de chacun des interrupteurs est plus basse que la fréquence apparente de la tension appliquée à la charge. Cependant, ils ne manquent pas d’inconvénients: leur commande est beaucoup plus complexe et leur maintenance est très compliquée. [7].

I.5.Principe

Pour des applications industrielles de moyenne et forte puissance, les tensions appliquées aux bornes des éléments en commutation deviennent très élevées. Pour des raisons liées à la technologie employée, la fréquence de commutation doit être maintenue à une valeur faible et l’utilisation de filtres est nécessaire pour l’obtention d’une puissance appropriée en sortie. [8].

Pour pallier à cet inconvénient, une nouvelle classe de convertisseurs de puissance est apparue, appelée onduleurs multiniveaux. Ces structures sont obtenues en montant en série des dispositifs de commutations comportant des éléments de stockage passifs et qui sont utilisés pour générer des tensions plus élevée et de meilleure qualité spectrale. [9].

La figure (I.5) montre le schéma de base de trois onduleurs multiniveaux, dont les semi-conducteurs sont remplacés par des interrupteurs idéaux à plusieurs positions. Les onduleurs étant alimentés par des tensions de valeurs identiques.

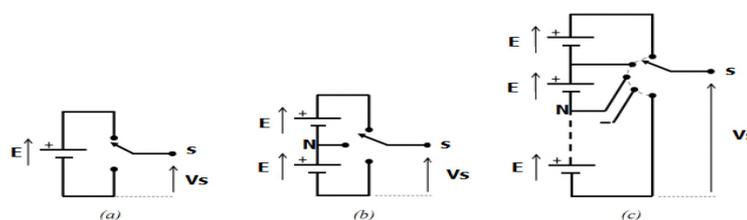


Figure I.5. Schéma d’un bras d’onduleurs à :

(a) Deux niveaux, (b) Trois niveaux, (c) N niveaux.

- ✓ L’onduleur de la figure (I.5.a), délivre à sa sortie deux niveaux de tensions :
- Position P1 : $V_s = E$
- Position P2 : $V_s = -E$

- ✓ Les trois positions (P1, P2, P3) de l'interrupteur de la figure (I.5.b), permettent d'avoir respectivement trois niveaux de tensions :
 - Position 1 : $V_s=E$
 - Position 2 : $V_s=0$
 - Position 3 : $V_s=-E$, D'ici émane l'appellation d'onduleur à trois niveaux.

- ✓ La notion de ce principe, permet d'atteindre la structure à N niveaux représenté sur la figure (I.5.c).

L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de sorties peut être augmenté, se rapprocher davantage de la sinusoïde et avec un taux minimum d'harmoniques, sans aucun ajout de nouveaux composants. Il faut seulement augmenter le nombre des sources de tensions continues. [10]

I.6. Apparition des onduleurs multiniveaux

I.6.1 Introduction

Avant de citer les différentes topologies de convertisseur multiniveaux, il est nécessaire de présenter les structures de conversion multiniveaux les plus classiques. L'histoire de la conversion multiniveaux commence dans les années 60 [11]. La première structure décrite est une mise en série de pont en H. Puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par le neutre (NPC) [12]. Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. Depuis, de nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure.

Dans les années 90, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série [13], aussi connu dans la littérature sous le nom de Flying Capacitor (FC). Et c'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé, cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série.

Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux.

Nous présentons ci-dessous Figure (I.6), les principales topologies de convertisseurs multiniveaux cités précédemment.

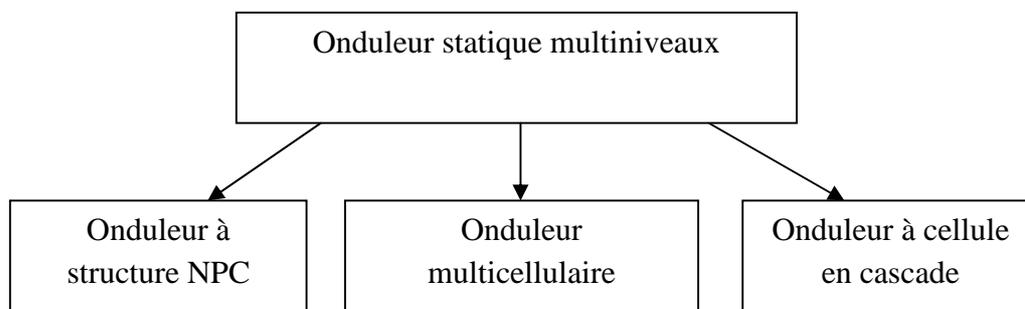


Figure I.6. Schéma de classification des convertisseurs multiniveaux.

I.6.2. Les principales topologies d'onduleurs multiniveaux

I.6.3. Les convertisseurs multiniveaux en cascade (mis en série)

a). Structure

En 1975, les auteurs ont proposé une forme de convertisseur multiniveaux, ceux en cascade [14]. Le principe de cette structure consiste à connecter en série plusieurs onduleurs monophasés avec des sources de tension isolées et indépendantes. Le but étant d'obtenir une forme d'onde sinusoïdale composée de plusieurs niveaux de tensions. Les sources de tensions peuvent être assurées par des batteries, des cellules de combustible, des panneaux solaires ou par des condensateurs dont la charge sera obtenue d'une de tension alternative redressée. Sur la figure (1.7) on présente un bras d'onduleur monophasé représentatif de cette topologie.

Chaque onduleur mis en cascade est alimenté par une source de tension indépendante. A la sortie de chaque onduleur on peut avoir trois niveaux différents de tension, $+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$, en connectant à la sortie la source V_{dc} à l'aide de différentes configuration des S_i .

Les sorties des onduleurs individuels sont connectées en série de sorte que la forme d'onde en sortie du bras est égale à la somme des tensions de chaque onduleur individuel.

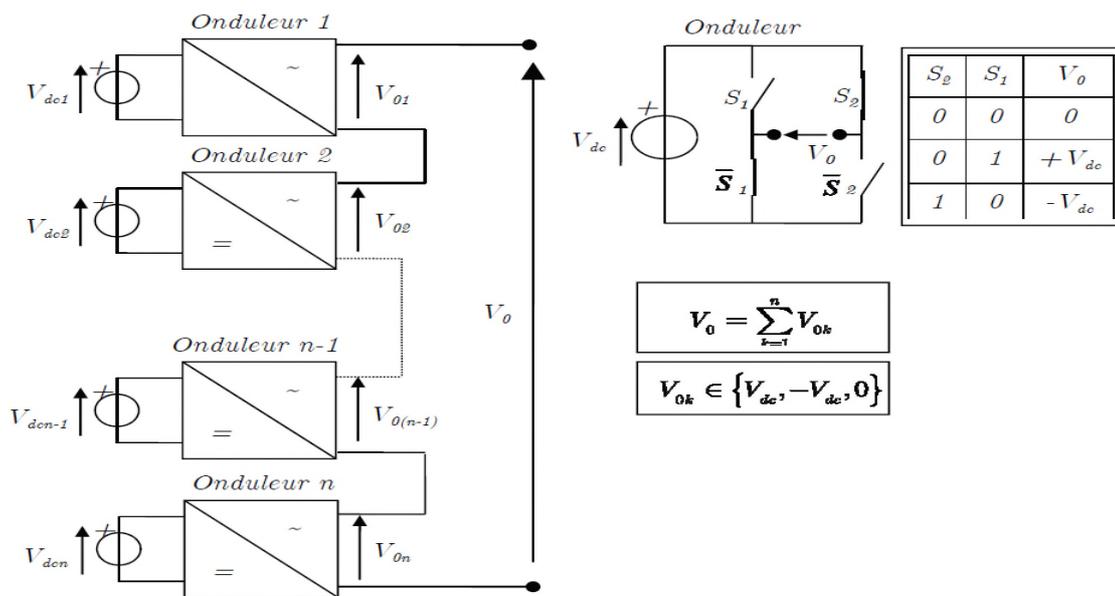


Figure I.7. Bras d'onduleur en cascade à N-niveaux.

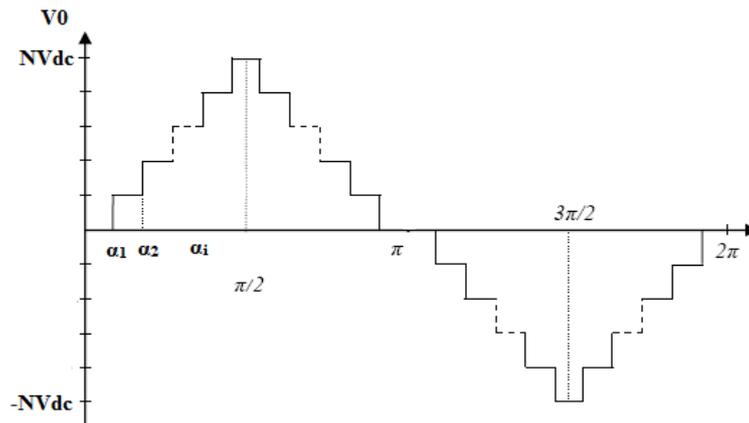


Figure I.8. Forme d'onde pour un onduleur à N niveaux.

b). Caractéristique principale

- Propriété : Avantage et limitation :

Pour l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux figure (I.8), il faudra disposer de $(N-1/2)$ ponts onduleurs 2-niveaux monophasés par bras.

L'avantage de cette structure repose sur :

- Expansion facile du nombre de niveaux.
- Plus facile à commander.
- Adapté pour des applications où plusieurs sources de tensions sont disponibles.
- celle-ci utilise moins de composants pour le même nombre de niveaux.

Du côté des contraintes il faut remarquer qu'une source de tension indépendante est nécessaire pour chaque pont, ce qui limite l'application de ce type de structure.

I.6.4. Onduleur NPC

Cette structure a été initialement proposée par A. Nabae et H. Akagi en 1981. Cette dernière peut être configurée pour obtenir un nombre élevé de niveaux et de meilleur qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé, et de réduire les harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge. [15]

a) Structure

Cette topologie est considérée comme la plus ancienne, elle est connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre, la répartition de la tension d'entrée continue sur les différents interrupteurs en série est assurée par les diodes (clamps) connectées à des points milieux capacitifs. La figure (I.9) présente la structure correspondant à un onduleur à N niveaux. [16].

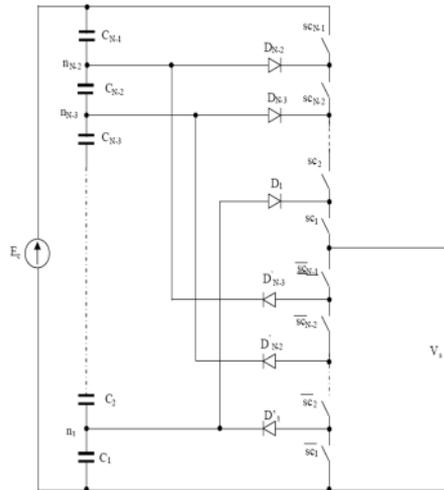


Figure I.9. Bras d'onduleur NPC à N niveaux.

b) Caractéristiques principales

- Propriété : Avantage et limitation :

Une série de $N-1$ condensateurs permet de créer un ensemble de $N-2$ points milieu capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $E_c / (N-1)$, $2E_c / (N-1)$, ... Jusqu'à $(N-2) / (N-1) E_c$.

Des niveaux de tension intermédiaire sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commandes $SC_1, \overline{SC_1}, SC_2, \overline{SC_2}, \dots, SC_{N-1}, \overline{SC_{N-1}}$ des interrupteurs de puissances.

Ainsi, pour l'obtention de chaque niveau de tension de sortie, il y a une et une seule configuration possible pour le bras, celle-ci est détaillée dans la figure (I.10) pour le cas particulier du trois niveaux.

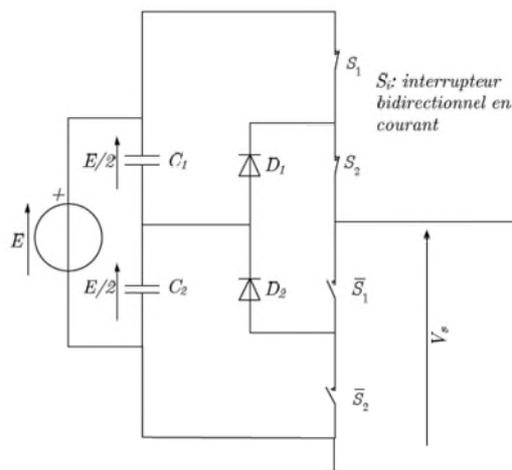


Figure I.10. Bras d'onduleur à trois niveaux clampé par le neutre.

Les avantages les plus importants de cette structure sont:

- Amélioration de la forme d'onde de tension de sortie. Ainsi le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
- Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci est proportionnel aux nombre de niveaux), et donc adaptée pour les applications haute tension.

Par contre, l'inconvénient de cette structure est :

- Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important
- La tension inverse des diodes est variable selon le point de potentiel de référence qu'elles fixent. [17].

I.7. Onduleurs à cellules imbriquées

I.7.1. Convertisseur Multicellulaire Série (FC)

Le convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par Thierry A. Meynard et Henri Foch, il est connu aussi sous l'appellation « Flying Capacitor Multilevel Inverter ». [18]

a) Structure

Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure (I.11) montre le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules. [19]

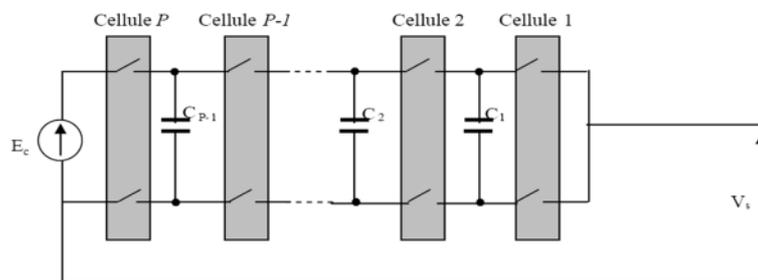


Figure I.11. Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux.

b) Caractéristique principales

- Propriétés : Avantage et limitation :

La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet.

La figure représentée comprend P cellules de commutation séparée les unes des autres par (P-1) condensateurs flottants, et chaque cellule comprend deux interrupteurs qui devront être de nature complémentaire pour ne pas court-circuiter les sources de tensions. [20]

Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tension flottantes imposent sur chaque cellule une contrainte en tension égale à E/P.

Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir des niveaux de tension différents (par rapport à la structure NPC) [21].

I.8. Convertisseur Multicellulaire superposé (SMC)

Un autre modèle de ce type de convertisseur dénommé la structure multicellulaire superposé, cette dernière a été apparue au début des années 2000 brevet Guillaume Gateau, Thierry A. Meynard et Henri Foch. [22].

a) Structure

Le fait que le nombre de condensateurs croisse avec le carré du nombre de cellules semble constituer un des principaux inconvénients des convertisseurs à cellules imbriquées. Les onduleurs SMC (Stacked Multicell Converter) ont été introduits par Delmas. Ils sont issus d'un mariage entre le NPC et les onduleurs à cellules imbriquées. L'objectif est de proposer une alternative à ces derniers onduleurs avec moins d'énergie stockée dans les condensateurs en vue d'une réduction de coût et d'encombrement. Cette structure est illustrée à la Figure (I.12). Les convertisseurs SMC sont caractérisés par leurs nombres de cellules et d'étages. [23].

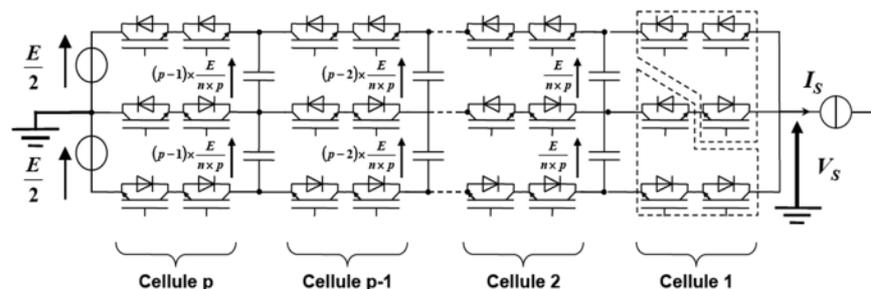


Figure I.12. Convertisseur Multicellulaire superposé (SMC)

b) Caractéristique principales

- Propriété : Avantages et limitations :

Chaque étage est constitué de p cellules de commutation en série. Les interrupteurs des branches supérieures et inférieures de chaque cellule ont de fait un fonctionnement complémentaire.

Lorsque V_s est positive, l'étage supérieur du SMC est activé et les ordres de commande de l'étage inférieur sont égaux à 1 (semi-conducteurs toujours passants au niveau de la branche médiane de la structure). Inversement, pour une tension de sortie négative, l'étage inférieur du SMC commute et les ordres de commande SC_{1p} , SC_{2p} , et SC_{3p} sont nuls (semi-conducteurs toujours bloqués).

A partir de deux cellules, le convertisseur multicellulaire est légèrement plus intéressant que le NPC malgré la présence de condensateurs flottants. Le SMC, quant à lui, se distingue fortement, car l'énergie totale stockée par la structure (filtre de sortie et condensateurs flottants) correspond à la moitié de celle du convertisseur multicellulaire, peu importe le nombre de cellules de commutation. La différence notable entre les deux structures multicellulaires vis-à-vis du stockage d'énergie s'effectue au niveau des condensateurs flottants. Pour un nombre de cellules identiques, les condensateurs du FC ont à leurs bornes une tension deux fois plus importante que ceux du SMC. L'énergie stockée par ses composants dépendant du carré de la tension, la quantité produite au sein du FC est de fait conséquente, même si le SMC est composé de deux fois plus de condensateurs. Cette différence induit également une baisse de l'encombrement des condensateurs pour le SMC. La topologie SMC permet d'augmenter le nombre de niveaux de tension en sortie par rapport au convertisseur multicellulaire série, tout en réduisant l'énergie stockée dans les condensateurs flottants [24]. Pour une application fixe, elle s'est avérée également plus performante que les autres au niveau du rendement. Pour un même nombre de cellules de commutation, le SMC offre également davantage de configurations possibles de sa structure. Par conséquent l'existence d'états redondants au niveau de la commande.

I.9. Application des onduleurs multiniveaux

La discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour des puissances couvrant une large gamme (quelques Watts à plusieurs centaines de mégawatts). La structure de conversion multiniveaux, principale actrice de cette spécialité, commutent des puissances de plus en plus importantes. Cette utilisation s'ouvre sur plusieurs applications, dont quelques-unes citées dans cette partie.

I.9.1. La variation de vitesse des machines alternatives

La plus large application de ces convertisseurs est le secteur industriel qui fait largement appel aux entraînements électriques à vitesse variable. Ces entraînements exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue et un coût réduit figure (I.13). [25]

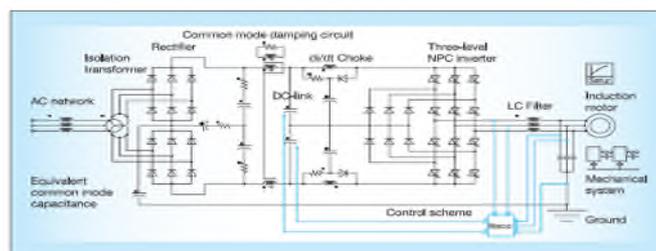


Figure I.13. Exemple de variateur de vitesse pour piloter les moteurs

I.9.2. Dans les réseaux électriques

I.9.2.1. Filtrage actif

L'utilisation limitée des filtres actifs est due en partie aux coûts structurels mais aussi à la limitation des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension.

Les onduleurs multiniveaux présentent comme principal avantage la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance figure (I.14). [26].

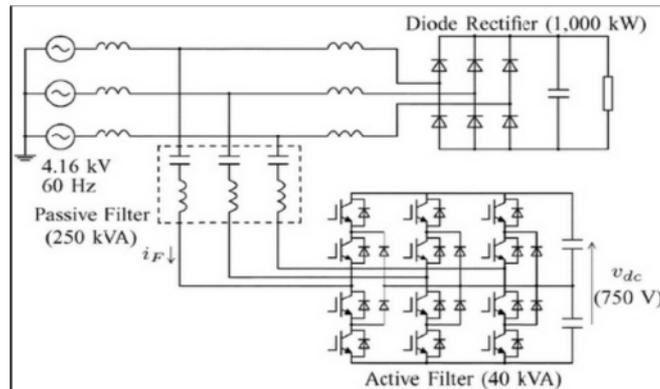


Figure I.14. Schéma de principe de filtrage actif

I.9.2.2. Traction électrique

Les convertisseurs multiniveaux servent aussi à alimenter une locomotive décrite sur la figure (I.15). [27]

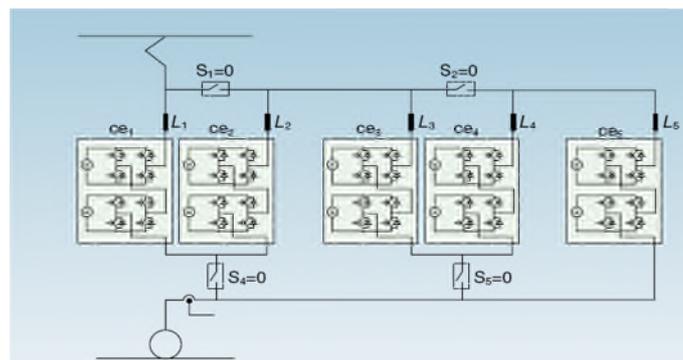


Figure I.15. Convertisseur configurable pour locomotive multi courants.

I.9.2.3. Les réseaux de bord des bâtiments maritimes

Dans les bâtiments maritimes, il est possible d'exploiter les techniques de conversion multiniveaux pour assurer l'alimentation des navires (par exemple alimenter un réseau de bord).

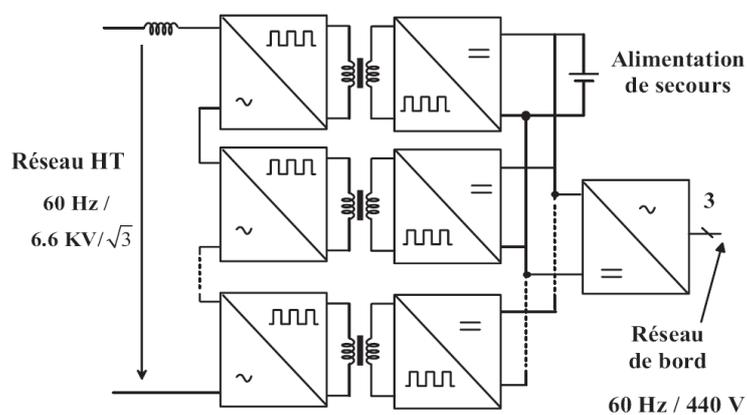


Figure I.16. Convertisseur multiniveaux dans les bâtiments maritimes

I.9.2.4 Générateur à base d'une source d'énergie renouvelable

Vu que la place que prennent la production des énergies renouvelables, particulièrement les aérogénérateurs. L'association des convertisseurs multiniveaux permet d'améliorer la forme d'onde en utilisant les différents niveaux de tension, injecté au point commun de connexion pour les aérogénérateurs à vitesse variable afin d'éviter la déconnexion de l'éolienne du réseau.

Ces convertisseurs contribuent à traiter les harmoniques, on associe ces dernier à des filtres (filtrage actif ou passif). La figure (I.17) représente un aérogénérateur relié à un réseau à l'aide des convertisseurs multiniveaux.

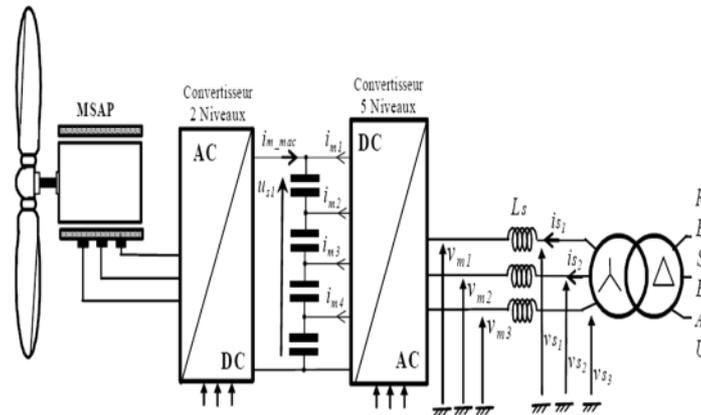


Figure I.17. Convertisseur multiniveaux inséré dans un générateur éolien.

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit l'onduleur de tension monophasé en demi-pont et en pont à deux niveaux, face au développement technologique de l'industrie ces derniers ont été mis à l'écart, d'où émane de nouveaux onduleurs connus sous le nom « multiniveaux » dont on a eu le soin de citer ses différentes topologies et leurs intérêts.

L'étude réalisée vise essentiellement à décrire les caractéristiques relatives à chacune des topologies de point de vue : topologie, propriété (avantages et inconvénients), ainsi les divers domaines d'applications de ces convertisseurs, le plus connu est celui de la variation de vitesse des machines alternatives.

Chapitre II

II.1. introduction

Les structures de conversion multiniveaux sont devenues une des solutions utilisées pour la conversion d'énergie pour des fortes puissances dans le milieu industriel. Il est possible de trouver ces convertisseurs dans des applications très variées. Si le domaine d'application des structures multiniveaux est très varié, les structures de conversion sont elles aussi très différentes. Ceci est dû aux différentes propriétés des structures de base de la conversion multiniveaux qui peuvent être déterminantes dans leurs choix pour une application donnée.

A partir des principes de base de la construction de structure de conversion multiniveaux, de nouvelles structures peuvent être mises en œuvre, soit en faisant évoluer celles-ci dans leur propre famille, soit en mariant deux familles ce qui permet d'avoir une nouvelle structure possédant des propriétés des deux familles. Celles-ci accroissent d'autant plus le domaine d'utilisation des convertisseurs multiniveaux ainsi que leurs performances.

Le présent chapitre sera consacré à l'étude détaillée et la modélisation de fonctionnement de l'une des structures citées dans le chapitre précédent, qui peut intéresser le besoin industriel. Il s'agit bien évidemment de la structure en cascade ; cette structure est considérée rentable dans divers applications.

Pour cela, l'étude d'un onduleur monophasé à structure cascade à trois niveaux sera élaborée et en vue de généraliser les principes employés pour cette structure, une étude d'onduleur à cinq niveaux et même à N-niveaux sera également présentée.

Cette structure étant utilisée dans tout le restant du manuscrit.

II.2. Modélisation des onduleurs en cascade

II.2.1. Idée de base

La nécessité de disposer de puissances élevées a imposé de nouvelles structures capables d'assurer la répartition des contraintes en tension sur les différents interrupteurs et d'améliorer les rendements en puissance. Parmi les applications industrielles nous pouvons citer : la régulation de vitesse, le filtrage actif notamment du réseau ou le contrôle des machines électriques.

L'accroissement en puissance est obtenu par une augmentation du courant et/ou de la tension commutée. Bien que l'augmentation de la tension soit souvent privilégiée, afin d'améliorer le rendement de l'installation, elle reste cependant difficile à maîtriser à l'échelle des semi-conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamique et statique. Par conséquent, un niveau de puissance élevé implique soit une tension d'utilisation élevée, soit un fort courant d'utilisation, voire même les deux à la fois. De plus, malgré des avancées significatives, l'évolution des possibilités de ces derniers est lente à l'heure actuelle par rapport à la demande industrielle, notamment au niveau des calibres en tensions disponibles. Ainsi, Les besoins en haute tension et moyenne tension n'ont cessé de croître durant ces dernières années et concernent des domaines tels que la traction ferroviaire (TGV-25kV), la propulsion de navire (navire grande vitesse) ou les réseaux de transports et de distributions d'énergie (220-440kV).

L'apparition des structures de conversion multiniveaux depuis le début des années 1980 apporta des solutions par la mise en série de semi-conducteurs de puissance. Ces structures assurent la répartition de la contrainte en tension sur différents interrupteurs moyenne ou

basse tension tout en améliorant les formes d'onde (spectres harmoniques) des grandeurs de sortie. [28].

II.2.2. Description d'interrupteur bidirectionnel

Vu que ces dispositifs présentent les éléments de base et constructif de notre structure, nous allons décrire de manière succincte l'interrupteur utilisé.

L'interrupteur peut être défini comme un dipôle permettant d'établir un échange énergétique entre une source et une charge. L'interrupteur à mettre en œuvre dans un onduleur doit être bidirectionnel en courant, avec un seul sens d'écoulement des charges contrôlables. Cette fonction est réalisée par l'association des interrupteurs tels que (MOSFET, IGBT,....etc.), ces derniers sont des interrupteurs à commutation commandée par des grandeurs externes, avec des diodes en antiparallèles. La figure (II.1) représente un exemple d'interrupteur bidirectionnel, il s'agit d'une paire transistor-diode (T_{KS} - D_{KS}).

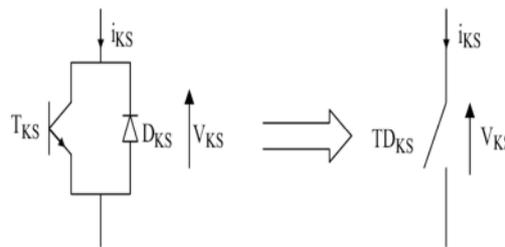


Figure II.1. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode

II.2.3. La cellule élémentaire de commutation

Le principe d'une cellule élémentaire de commutation à comme base les règles d'interconnexion de sources suivantes :

1. Une source de tension ne doit jamais être mise en court-circuit, mais elle peut être en circuit ouvert.
2. Une source de courant ne doit jamais fonctionner en circuit ouvert, mais elle peut se trouver en court-circuit.
3. des sources de même nature ne peuvent pas être connectées entre elles, mais des sources de natures différentes peuvent se connecter entre elles (tension-courant).

Sur la figure (II.2) on trouve le schéma de principe d'une cellule élémentaire de commutation.

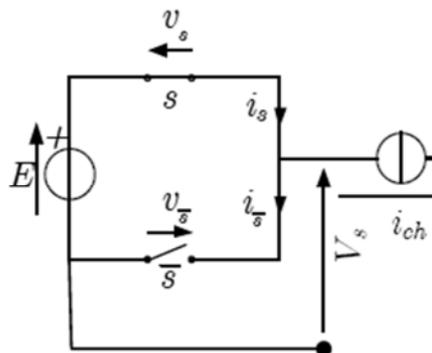


Figure II.2. Représentation d'une cellule de commutation.

Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, les signaux de commande des interrupteurs s et \bar{s} devront être de nature complémentaire. Ainsi, une cellule élémentaire de commutation ne peut présenter que deux états. Par convention la cellule de commutation est dite l'état 1 lorsque l'interrupteur s est à l'état passant. De la même façon elle est dite à l'état 0 lorsque ce même interrupteur est à l'état bloqué.

Pour finir la présentation de la cellule élémentaire, il nous reste qu'à écrire les équations élémentaires des tensions et des courants caractérisant la cellule d'une telle association :

$$i_{ch} = i_s - i_{\bar{s}} \quad (\text{II.1})$$

$$E = v_s - v_{\bar{s}} \quad (\text{II.2})$$

Sur le tableau (II.1) on résume les caractéristiques principales d'une cellule de commutation :

Tableau II.1 Caractéristiques d'une cellule de commutation.

Etat	Etat S	Etat \bar{S}	V_s	i_s	$i_{\bar{s}}$	v_s	$v_{\bar{s}}$
1	Passant	Bloqué	E	i_{ch}	0	0	E
0	Bloqué	Passant	0	0	$-i_{ch}$	E	0

Pour le choix des interrupteurs il faut prendre en considération la puissance qui devrait être transitée, ainsi que la fréquence de commutation.

La puissance des interrupteurs en fonction de la fréquence de commutation est illustrée par la figure (II.3) :

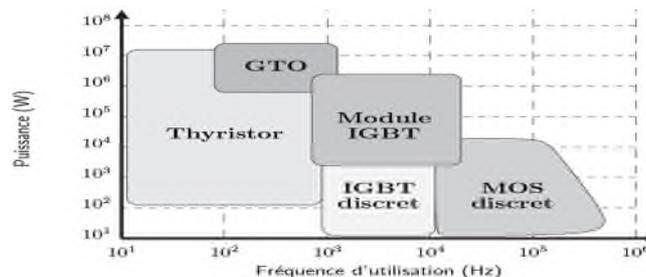


Figure II.3. Répartition des différents types de composants en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation.

II.3. Onduleur en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988. Cette approche modulaire a été étendue pour inclure aussi les systèmes triphasés. Sans conteste, les complications et le coût des sources isolées pour chaque pont n'est pas un inconvénient sérieux parce qu'il est compensé par les avantages de la construction modulaire. L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance, en plus elle permet de donner une façon très pratique pour augmenter le nombre de niveaux dans le système. [29]

II.3.1. Onduleur à trois niveaux en cascade

II.3.1.1 Structure

La structure d'un convertisseur multi-niveaux en cascade est basée sur la mise en série d'onduleurs monophasés figure (II.4).

Les cellules y sont connectées en étoile, cependant il est également possible de les connecter en triangle. Chaque cellule de l'onduleur est alimentée par une source continue, composée de quatre interrupteurs qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Les sources doivent être galvaniquement isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série.

Le principe pour avoir une forme d'onde de tension multiniveaux en sortie est d'agir sur la différence de potentiel entre les deux sorties des cellules de commutation (a et o). [30]. Le nombre de niveaux se calcule dans le cas d'onduleur en cascade par $N = 2NH + 1$, avec NH : nombre de ponts par phase.

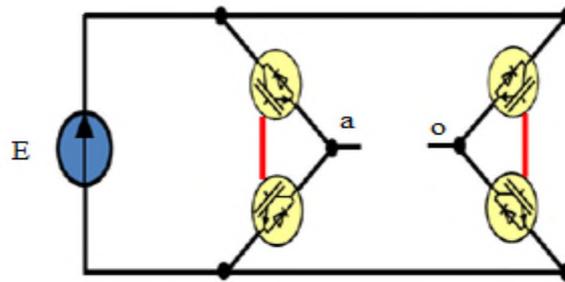


Figure II.4. Structure en pont à trois niveaux.

II.4. Modélisation de l'onduleur multiniveaux de type cascade

II.4.1. Onduleur en cascade à trois niveaux

II.4.1.1. Principe de fonctionnement

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la structure en cascade à trois niveaux de tension, nous allons limiter notre étude à sa structure monophasée.

La structure d'un bras d'onduleur trois niveaux de type cascade est identique à celui d'un onduleur classique monophasé en pont complet voir figure (II.5) Cependant la technique de commande est différente ce qui permettra d'avoir les trois niveaux de tension. [1].

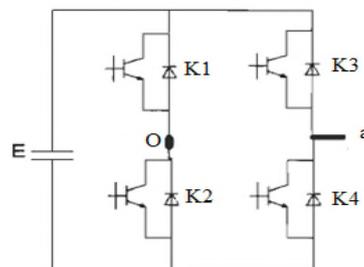


Figure II.5. Bras d'onduleur en cascade à trois niveaux.

L'objectif visé est donc de déterminer les valeurs que peut prendre la tension V_{ao} pour les différents états possibles des interrupteurs, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Et en particulier pour le onduleur en cascade à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement:

- **Séquences 1** : Génération du niveau maximum.

Dans ce cas, les interrupteurs K_1, K_4 sont passants et K_2, K_3 sont bloqués comme le montre la figure (II.6.a). Et la tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = +E$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs K_2, K_3 vaut: $V_{k3} = V_{k2} = +E$.

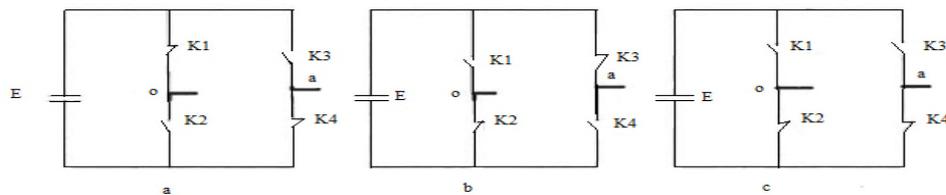


Figure II.6. Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur en cascade à trois niveaux.

- **Séquences 2** : Génération du niveau intermédiaire

Dans ce cas, les interrupteurs K_2, K_4 sont passants et K_1, K_3 sont bloqués comme le montre la figure (II.6-c). Et la tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = 0$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs K_1, K_3 vaut: $V_{k1} = V_{k3} = +E$.

- **Séquences 3** : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs K_1, K_4 sont bloqués et K_2, K_3 sont passants comme le montre la figure (II.6-b). Et la tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = -E$.

La tension inverse appliquée aux interrupteurs K_1, K_4 vaut: $V_{k1} = V_{k4} = +E$.

Les 3 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau (II.2) :

Tableau II.2 États possibles de l'onduleur Cascade à 3 niveaux :

K_1	K_2	K_3	K_4	V_{ao}
1	0	0	1	+E
0	1	0	1	0
0	1	1	0	-E

Pour visualiser les séquences de fonctionnement, la forme d'onde de la tension de sortie et les états des interrupteurs sont représentés sur la figure (II.7).



Figure II.7. Formes d'ondes d'un bras d'onduleur en cascade à trois niveaux.

Récapitulatif

Nous remarquons que le temps de conduction de chaque interrupteur est réduit par rapport à celui des interrupteurs d'un convertisseur classique à deux niveaux, chaque interrupteur bloque une tension de $E/2$ dans le cas d'onduleur en cascade à trois niveaux, au lieu de E pour l'onduleur classique deux niveaux. A chaque changement de niveau de tension, on a deux interrupteurs qui commutent.

Donc les interrupteurs de l'onduleur en série sont moins sollicités que ceux d'un onduleur deux niveaux. Un autre point important à chaque changement de niveau de tension, nous avons un seul interrupteur (IGBT) qui change d'état. Ce qui réduit considérablement les pertes par commutations.

II.5. Onduleur à cinq niveaux de type cascade

II.5.1. Structure

La structure d'un bras d'onduleur de tension en cascade à cinq niveaux est représentée par la figure (II.8).

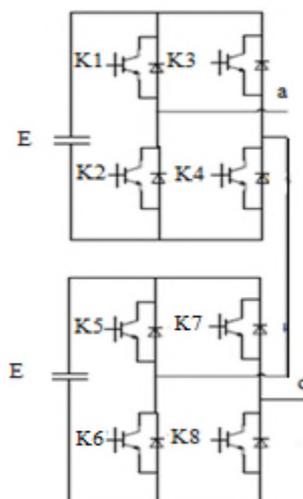


Figure II.8. Schéma d'un onduleur monophasé en cascade à 5 niveaux

II.5.2. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du convertisseur en cascade à cinq niveaux de tension, sera illustré par sa structure monophasée, figure (II.8).

La structure d'un bras d'onduleur cinq niveaux en cascade est l'association en cascade de deux onduleurs classiques monophasés en pont complet.

De telle sorte que la tension à la sortie de l'onduleur obtenue est la somme des tensions de sortie des deux onduleurs classiques.

Comme pour le cas de trois niveaux, nous avons les cinq séquences de fonctionnements suivantes pour le convertisseur en cascade à cinq niveaux de tensions :

- **Séquence 1:** K_1, K_4, K_5 , et K_8 sont passants, et K_2, K_3, K_6 , et K_7 sont bloqués.

Dans ce cas le premier pont monophasé (celui du haut) donne une tension de sortie E et second pont monophasé (celui du bas) donne également E comme tension de sortie.

D'où la tension de sortie du convertisseur en cascade à cinq niveaux de tensions :

$$V_{ao} = E + E = 2E.$$

- **Séquence 2:** $K_1, K_4, K_6,$ et K_8 sont passants et $K_2, K_3, K_5,$ et K_7 sont bloqués,

On a toujours E à la sortie du premier pont, mais cette fois ci 0 à la sortie du second pont.

D'où la tension $V_{ao} = E.$

- **Séquence 3:** $K_2, K_4, K_6,$ et K_8 sont passants et $K_5, K_7, K_1,$ et $K_3,$ sont bloqués,

On a alors 0 comme tension de sortie dans les deux ponts monophasés montés en cascade. Et la tension de sortie du pont obtenue vaut: $V_{ao} = 0.$

- **Séquence 4:** $K_2, K_3, K_6,$ et K_8 sont passants et $K_1, K_4, K_5,$ et K_7 sont bloqués,

Dans ce cas, la tension de sortie est : $V_{ao} = -E.$

- **Séquence 5:** $K_2, K_3, K_6,$ et K_7 sont passants et $K_1, K_4, K_5,$ et $K_8,$ sont bloqués, On a alors la tension de sortie $V_{ao} = -E - E = -2E.$

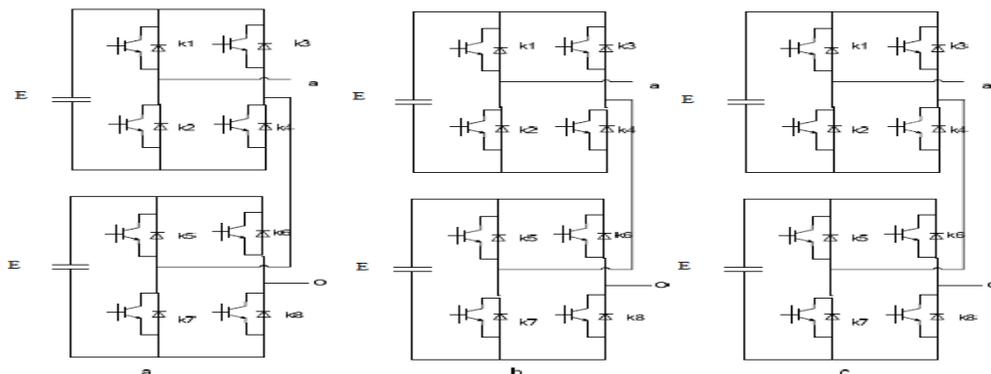


Figure II.9. Principe et exemples de mécanisme de commutation a-) Génération de $V_{ao} = +E,$ b-) Génération de $V_{ao} = 0,$ c-) Génération de $V_{ao} = -2E$

Les cinq états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau II.3 :

Tableau II.3 États possibles de l'onduleur cascade à 5 niveaux.

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	K_7	K_8	V_{ao}
1	0	0	1	1	0	0	1	$2E$
1	0	0	1	0	1	0	1	E
0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	1	0	0	1	0	1	$-E$
0	1	1	0	0	1	1	0	$-2E$

Les séquences de fonctionnement, la forme d'onde de la tension de sortie et les états des interrupteurs sont représentés sur la figure (II.10) :

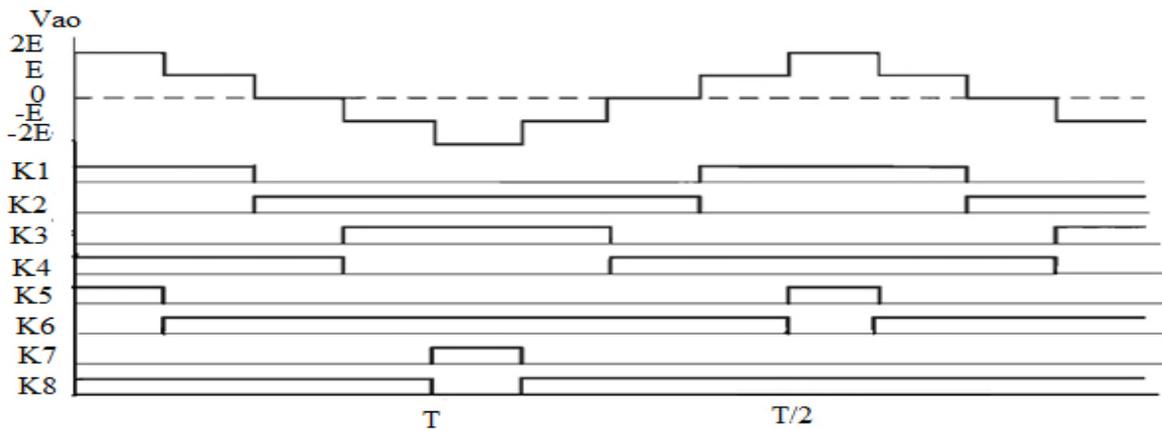


Figure II.10. Formes d'ondes d'un bras d'onduleur de tension en cascade à cinq niveaux.

Récapitulatif

Le signal de la tension de sortie obtenue présente plus de paliers dans ce cas que celui à trois niveaux. Ce qui implique logiquement un signal plus proche d'une sinusoïdale, donc moins de THD. Un autre point important est qu'à chaque changement de niveau de tension, nous avons deux interrupteurs (IGBT) qui changent d'états alors que dans le cas de l'onduleur trois niveaux on a seulement une seule commutation à chaque changement de niveau. Cependant, par période on a quatre (4) commutations dans cas cinq niveaux et six (6) commutations dans le cas cascadié trois niveaux. Ainsi, il y aura plus de perte par commutation pour l'onduleur en cascade.

II.6. Généralisation de la structure en cascade à N niveaux de tension

II.6.1. Structure

La structure triphasée d'un convertisseur de type cascadié à N niveaux de tension est présentée à la figure (II.11) Chaque phase du convertisseur est constituée de $(N-1)/2$ étages de ponts monophasés classiques, ces ponts sont montés en cascade de telle sorte que la tension de sortie de notre onduleur en cascade est la somme des tensions de sorties de chaque pont monophasé. Aussi, par phase nous avons $2(N - 1)$ interrupteurs commandés $(N - 1)/2$. Et sources continues.

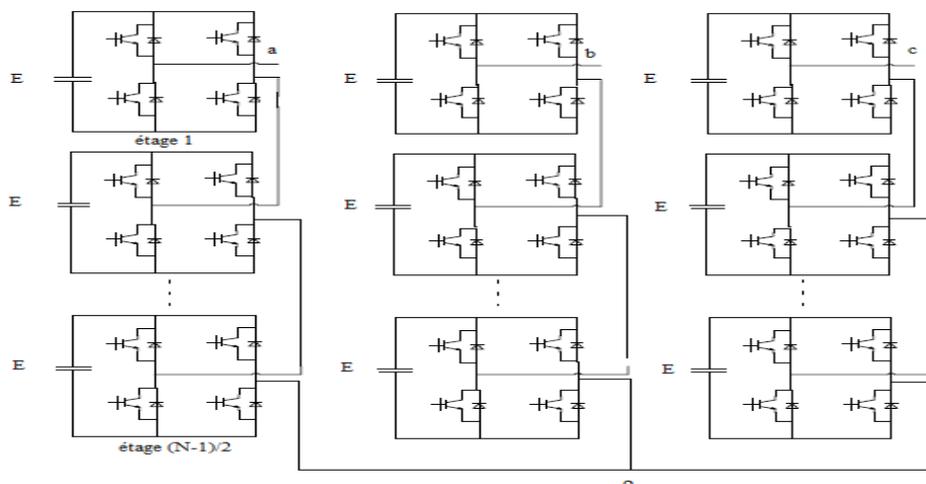


Figure II.11. Arrangement généralisé de convertisseur en cascade à N niveaux.

La tension de sortie d'un onduleur en cascade à N niveaux est représentée sur la figure (II.12).

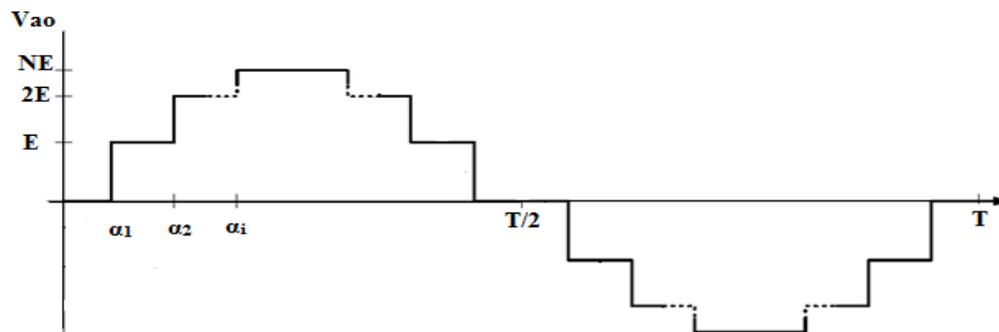


Figure II.12. Tension de sortie d'un onduleur en cascade à N niveaux.

II.6.2. Principe de fonctionnement

Dans chaque pont monophasé classique, nous avons deux interrupteurs commandés en complémentaire. Ainsi, le choix des interrupteurs à fermer ou à ouvrir dépendra de la valeur de la tension de sortie est comptée. Pour obtenir le niveau E de chaque étage, les interrupteurs K_1 et K_4 doivent être fermés et les interrupteurs K_2 et K_3 ouverts. Ce qui donnera à la sortie du convertisseur en cascade une tension de $V_{ao} = \left(\frac{N-1}{2}\right)E$ Pour le niveau - E de chaque étage K_1 et K_4 sont ouverts et K_2, K_3 sont fermés. Pour le niveau 0 de chaque étage, on ferme deux interrupteurs voisins de bras différent (par exemple K_2 et K_4) et les deux autres restent ouverts.

Et pour les N niveaux de tensions du convertisseur en cascade, nous combinerons différents états de la tension de sortie de chaque étage. Le premier niveau de tension correspond à $V_{ao} = \frac{N-1}{2}E$ et le dernier niveau sera $V_{ao} = -\frac{N-1}{2}E$.

Récapitulatif

L'augmentation du nombre de niveaux, ramène la tension de sortie à plusieurs paliers sous forme d'escalier. Ceci permet de mieux approcher de la sinusoïde.

La tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux suggère des tensions plus élevée pour des applications de forte puissance.

II.7. Stratégie d'élimination d'harmonique

Le principe de la stratégie d'élimination d'harmoniques consiste à imposer des angles de commutation, ces angles sont choisis de manière à enclencher et éteindre un niveau qu'une seule fois par demi-période, et de telle manière à avoir un taux de distorsion minimal, et d'éliminer les harmoniques dominantes de fréquences plus basses. Cette stratégie consiste à imposer ces instants tel que le spectre d'harmoniques de la tension simple de l'onduleur ne contienne 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 déjà imposée.

La décomposition en série de Fourier de cette tension est donnée par la relation suivante :

$$V_{ao} = \sum_{n=1}^{\infty} U_n \sin(n\omega t) \quad (\text{II.3})$$

$$U_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{i=1}^c \cos(n\alpha_i) \quad (\text{II.4})$$

U_n : Amplitude de l'harmonique de rang n (n : impaire).

c : Nombre total de commutations sur un quart de période, $C = (N-1)/2$.

α_i : Angles de commutation ($i=1, 2, \dots, C$).

Après intégration, et moyennant quelques calculs, on aboutit à un système algébrique d'équations non linéaires:

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) + \dots + \cos(\alpha_n) = (n\pi/4) r \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) + \dots + \cos(5\alpha_i) = 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) + \dots + \cos(7\alpha_i) = 0 \\ \vdots \\ \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) + \dots + \cos(n\alpha_i) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$r = \frac{U_1}{nE}$$

r = taux de réglage.

U_1 : la valeur maximale désirée de la tension de phase.

E : tension d'entrée de l'onduleur.

La solution recherchée doit satisfaire la condition suivante :

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_i < \pi/2.$$

Ces angles sont calculés de telle manière à avoir un THD minimal, ce dernier est définis par :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^c \cos(n\alpha_i) \right)^2}}{\sum_{i=1}^c \cos(\alpha_i)} \quad (\text{II.6})$$

II.7.1. Optimisation d'un bras d'onduleur en cascade à trois niveaux

Pour optimiser un bras d'onduleur en cascade on doit choisir les angles de commutation permettant d'avoir un facteur de distorsion le minimum possible.

L'allure de la tension V_{ao} du bras d'onduleur à trois niveaux, présenté sur la figure (II.13), on voit bien que cette tension dépend de la valeur unique de l'angle d'amorçage α_1 .

Afin de calculer cette dernière, on a pris le logiciel de calcul et de simulation (Matlab) comme solution, et on utilise l'instruction « solve » qui nous permet d'aboutir à une valeur optimale de l'angle de commutation, $\alpha_1 = 47.5115^\circ$.

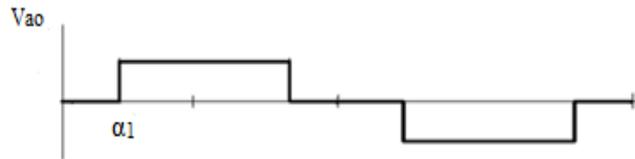


Figure II.13. Allure de la tension V_{ao} en fonction de l'angle d'amorçage α_1 .

Le spectre du fondamental, et du facteur de la distorsion d'harmoniques est ramené sur la figure (II.14). Pour un angle qui correspond à $\alpha_1 = 47.5115^\circ$.

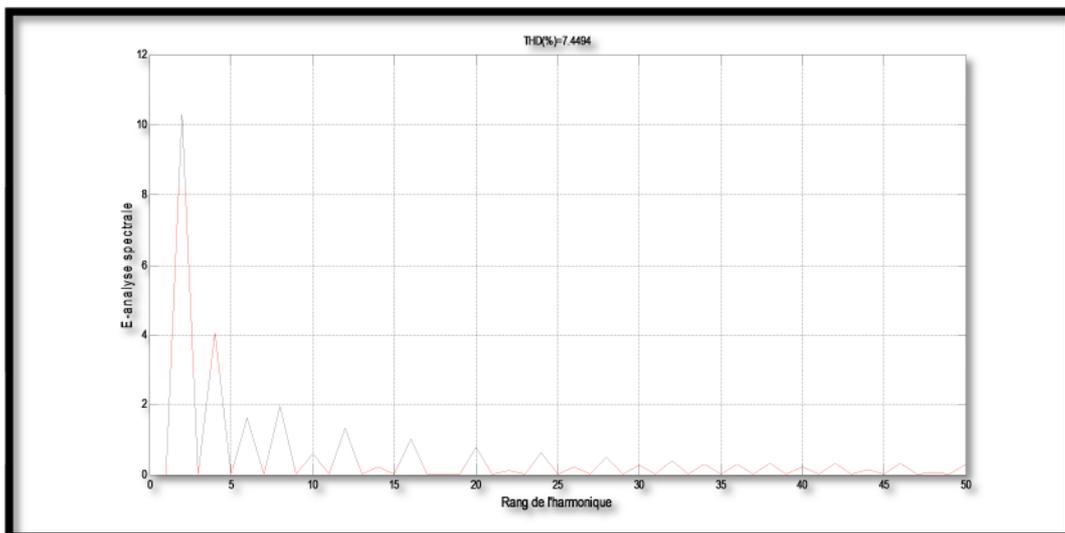


Figure II.14. Spectre de distorsion harmonique pour un onduleur à trois niveaux.

II.7.2. Optimisation d'un bras d'onduleur en cascade à sept niveaux

Pour cette structure, l'allure de la tension de sortie à sept niveaux est en fonction de trois angles α_1 , α_2 , α_3 , est représenté sur la figure (II.15), donc le facteur de distorsion d'harmonique est fonction des ces trois angles.

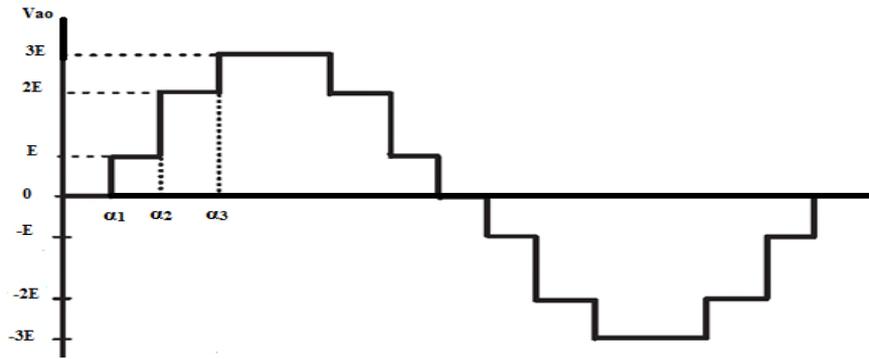


Figure II.15. Forme d'onde de la tension à sept niveaux d'un onduleur en cascade.

De la même façon que l'exemple précédent, on calcule les angles optimaux de l'équation à l'aide de l'instruction « solve » (logiciel Matlab) :

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

Ce qui amène aux résultats suivants : $\alpha_1 = 21.58^\circ$, $\alpha_2 = 48.1^\circ$, $\alpha_3 = 64.66^\circ$.

Le facteur de distorsion harmonique est fonction de ces trois angles pour $r=0.86$.

Ce dernier est représenté sur la figure (II.16)

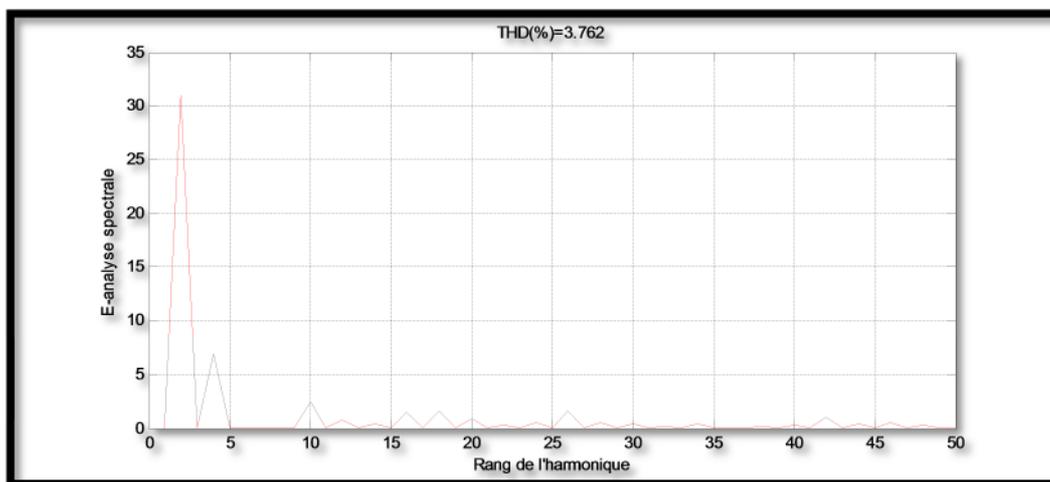


Figure II.16. Spectre de distorsion harmonique pour un onduleur à sept niveaux.

On reprend dans ce tableau les valeurs des angles optimaux qu'on a trouvés déjà pour chaque structure, ainsi les valeurs du facteur de distorsion qui leur correspondent.

II.4 Tableau résumant les résultats.

La structure	3 Niveaux	7 Niveaux
Nombre d'angles	1	3
Angle optimal	47.5115°	21.58°
Angle optimal	/	48.1°
Angle optimal	/	64.66°
THD	7.4494	3.762%

II.7.3. Interprétation

On remarque que le facteur de distorsion de l'onduleur en cascade à sept niveaux est largement inférieur à celui de trois niveaux, et donc a de meilleures performances, mais on peut trouver une contrainte coté coût puisque l'onduleur à sept niveaux nécessite un grand nombre de sources indépendantes par rapport à trois niveaux.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons élaboré le principe de fonctionnement de quelque configuration d'onduleur en cascade, comme nous avons vu ainsi les différents modèles sur un bras d'onduleur à différents niveaux, allant d'un onduleur à trois niveaux jusqu'à la généralisation par une étude sur onduleur à N niveaux.

A la fin on a opté pour l'étude de la stratégie d'élimination d'harmonique qui consiste à réduire le facteur de distorsion harmonique, et présente de performances meilleures de la tension de sortie de l'onduleur, ainsi que la réduction des pertes de commutation aux bornes des interrupteurs.

Chapitre III

III.1. Introduction

Plusieurs méthodes de commande pour générer les signaux MLI (PWM : pulse width modulation) des convertisseurs multiniveaux ont été étudiées au cours des deux dernières décennies, et un bon nombre de résultats sont publiés.

Récemment, avec le développement de la technologie numérique, le SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) est largement utilisé, non seulement en raison de sa mise en œuvre relativement facile, mais aussi de la qualité des signaux obtenus par cette méthode, notamment la faible ondulation du courant. Mais l'inconvénient majeur de cette méthode est que, le contrôle de l'algorithme permettant de générer les signaux de commande devient trop complexe pour les convertisseurs de niveau supérieur à trois. Et des recherches ont montré qu'en plus de la simplicité de la commande MLI, cette commande donne aussi de signaux de qualité. Il est donc raisonnable d'adopter la technique de MLI intersectée. [31]

III.2. Technique de commande des convertisseurs multiniveaux

Grâce aux progrès récents dans la technologie des composants de puissance à semi-conducteurs, les onduleurs de tension à modulation de la largeur d'impulsion (MLI), constituent désormais la configuration standard dans la commande des moteurs à courant alternatif de moyennes et fortes puissances. L'adoption de ce type d'onduleurs dans les installations industrielles a été motivée par des avantages tels que la réduction des harmoniques, l'amélioration du facteur de puissance, la réduction du filtrage et le rendement élevé du système d'entraînement.

La commande par la stratégie triangulo-sinusoïdale est la plus employée pour les onduleurs à deux et trois niveaux.

La modulation en largeur d'impulsion (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique,...), et son dispositif d'alimentation (onduleur monophasé, triphasé,...). Comme l'onduleur à N niveaux est équivalent à une mise en série de $(N-1)/2$ onduleurs à deux niveaux, la commande développée pour ces derniers, peut être étendue à l'onduleur à N niveaux. [31]

III.2.1. Choix de la technique

Si on prend par exemple les machines à courant alternatif sont souvent alimentées par des groupements d'onduleurs à deux ou à trois niveaux. Cependant, ces derniers sont limités en tension et en puissance. Afin d'aviser ce problème, plusieurs structures de convertisseurs ont été proposés, particulièrement les onduleurs multiniveaux en cascade. L'alimentation des machines à courant alternatif de puissance par ce type d'onduleurs, permet non seulement de contrôler la tension et la fréquence de ces machines mais aussi, de réduire les contraintes sur les interrupteurs. De plus, le courant et la tension ont un spectre de meilleure qualité. Il est nécessaire d'établir la stratégie de commande de ces onduleurs de façon à générer une tension plus proche de la forme sinusoïdale vue la présence encore des harmoniques indésirables.

III.3. Harmonique

III.3.1. Série de Fourier

Cet outil fut introduit pour la première fois par le physicien français Joseph Fourier, pour ses travaux sur la conduction de la chaleur au XIXe siècle. Depuis lors, il a longuement été développé, et des extensions en ont été proposées.

Il existe plusieurs sortes de Transformées de Fourier, chacune adaptée aux classes de signaux qu'elle analyse, ou au type de signal qu'elle génère.

Les séries Fourier sont des séries de fonctions périodiques. L'objectif est de décomposer un signal périodique en somme de sinus et de cosinus de fréquence égale à, et multiple de la fréquence du signal de base. Ceci peut être exprimé d'une façon mathématique par la relation :

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi f_0 n t) + b_n \sin(2\pi f_0 n t) \quad (\text{III.1})$$

Ou : $n \in \mathbb{N}^*(1, 2, 3, \dots)$.

Les paramètres a_0 , a_n , b_n sont les **coefficients de Fourier**, leur valeur donne des indications sur la nature du signal. On note aussi que f_0 est appelé la fréquence fondamentale, et les multiples de $(2f_0, 3f_0, \dots)$ les fréquences harmoniques.

III.3.2. Coefficient de Fourier

Pour une fonction périodique, les coefficients de Fourier sont déterminés à partir des relations suivantes :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) dt \quad (\text{III.2})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(2\pi f_0 n t) dt \quad (\text{III.3})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \sin(2\pi f_0 n t) dt \quad (\text{III.4})$$

Avec T : la période du signal $f(t)$.

Si la fonction $f(t)$ est à valeur réelle, les coefficients de Fourier sont aussi des réels. De l'équation (III.2), il est clair que le coefficient a_0 n'est autre que la valeur moyenne du signal $f(t)$ à décomposer.

Cette équation peut être obtenue par une simple intégration de l'expression (III.1) sur une période T :

$$\int_{t_0}^{t_0+T} f(t)dt = \int_{t_0}^{t_0+T} \left(a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi f_0 nt) + b_n \sin(2\pi f_0 nt) \right) dt \quad (\text{III.5})$$

$$= \int_{t_0}^{t_0+T} a_0 dt + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{t_0}^{t_0+T} (a_n \cos(2\pi f_0 nt) + b_n \sin(2\pi f_0 nt)) dt \quad (\text{III.6})$$

$$= a_0 T + 0 \quad (\text{III.7})$$

La relation (III.2) peut être tirée directement de l'équation (III.7).

Pour calculer la K^{ème} valeur du coefficient a_n , on multiplie d'abord l'équation (III.1) par $\cos(2\pi k f_0 t)$, puis l'expression obtenue est intégrée sur une période T :

$$\int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(2\pi k f_0 t) dt$$

$$= \int_{t_0}^{t_0+T} a_0 + \cos(2\pi k f_0 t) + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{t_0}^{t_0+T} (a_n \cos(2\pi k f_0 t) \cdot \cos(2\pi f_0 nt)) dt + \sum_{n=1}^{\infty} \int_{t_0}^{t_0+T} (b_n \sin(2\pi k f_0 t) \cdot \cos(2\pi f_0 nt)) dt \quad (\text{III.8})$$

$$= 0 + a_k \left(\frac{T}{2} \right) + 0 \quad (\text{III.9})$$

Par conséquent, l'expression (III.9) vérifie (III.3).

De même pour le calcul de la K^{ème} valeur de b_n , il suffit de multiplier (III.1) par $\sin(2\pi k f_0 t)$ et de l'intégrer sur T.

Pour les fonctions admettant certaines symétries, le calcul des coefficients de Fourier se simplifie nettement. Nous allons présenter par la suite les deux cas les plus fréquents.

III.3.2.a. Symétrie par rapport à la demi-période

Les fonctions avec une symétrie par rapport à la demi-période possèdent la propriété suivante :

$$f(t) = -f\left(t - \frac{T}{2}\right) \quad (\text{III.10})$$

Dans ce cas, le développement en série de Fourier peut être appliqué sur une demi-période T/2 au lieu de T. les coefficients de Fourier sont donc :

$$a_0 = 0. \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{cases} a_n = 0 & \text{Pour } n \text{ pair} \\ a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(2\pi f_0 nt) dt & \text{Pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} b_n = 0 & \text{Pour } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(2\pi f_0 nt) dt & \text{Pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

III.3.2.b. Symétrie par rapport au quart de la période :

Dans ce cas, les coefficients de Fourier sont les suivants :

$$\begin{cases} a_0 = 0 \\ a_n = 0 \end{cases} \quad \text{Pour tous les } n \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{cases} b_n = 0 \\ b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} f(t) \sin(2\pi f_0 n t) dt \end{cases} \quad \begin{array}{l} \text{Pour } n \text{ pair} \\ \text{Pour } n \text{ impair} \end{array} \quad (\text{III.15})$$

De ces relations nous concluons que :

- La valeur moyenne est nulle.
- Les termes en cosinus sont tous nuls.
- Les termes pairs en sinus sont nuls.
- Seuls les termes impairs en sinus existent.

On conclue, que la décomposition en série de Fourier peut se faire donc sur le quart de la période.

Donc $n \in \mathbb{N}^*(1, 3, 5, \dots)$.

Interprétation

A partir de cette étude, on constate que certaines harmoniques disparaissent de point de vue symétrie. Mais la tension possède toujours des harmoniques indésirables, qui dégradent l'effet de la puissance mise en jeu et par incidence réduisent le rendement des équipements, tel que les moteurs, et les transformateurs.

On partant de la même idée, l'appliquer de la décomposition de série de Fourier pour les formes d'ondes des onduleurs multiniveaux reste valable aussi, et les mêmes harmoniques qui existent, $n \in \mathbb{N}^*(1, 3, 5, \dots)$.

III.4. La stratégie de modulation

Le contrôle de vitesse des machines électriques nécessite des grandeurs d'alimentation variables (tension et fréquence), donc ces machines doivent être alimentée par des sources adéquates, elles mêmes pilotées de façon judicieuse, il y a donc une étape fondamentale dans la commande des machines : la commande du convertisseur statique (onduleur de tension).

Ces machines posent des problèmes spécifiques quand les applications exigent des performances dynamiques élevées, donc des stratégies de modulation des convertisseurs deviennent nécessaires. Nous appuyons le plus souvent sur les méthodes de pilotages en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans cette section, nous consacrons notre étude sur la stratégie de commande de l'onduleur de tension par MLI sinusoïdale dite triangulo-sinusoïdale. [32]

III.5. Technique triangulo-sinusoidale

III.5.1. Objectif

La multiplication du nombre d'impulsion formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre une possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à avoir la forme la plus proche possible de la sinusoïde. Cette technique permet :

- ✓ De repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- ✓ De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

III.5.2. Principe

La simplicité de cette technique lui permis d'être la plus employés en industrie. On définit quelques grandeurs clef associées à la modulation. Le signal qu'on souhaiterait appliquer à un dispositif électrique à l'aide de l'onduleur est le **signal de référence** V_{ref} . Le signal qu'on compare avec la référence est le **signal triangulaire ou la porteuse** V_p . Le signal effectivement généré par l'onduleur est le **signal modulé**. Les signaux appliqués aux interrupteurs afin d'obtenir le signal modulé en sortie de l'onduleur sont les **signaux de commande**. La période de répétition du signal de sortie pour une référence constante est la **période de modulation**. Elle correspond généralement à la période des porteuses. La période d'intersection du signal de référence avec les porteuses est la **période d'échantillonnage**. Pour une référence discrète, il s'agit simplement de la période des échantillons. Soulignons que la période du signal modulé n'est pas forcément égale à la période du signal de référence. [33].

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'un signal de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoïdale avec un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence appelé porteuse. L'intersection de ces derniers donne les instants de commutation des interrupteurs.

La figure (III.1) représente le principe de la modulation triangulo-sinusoidale.

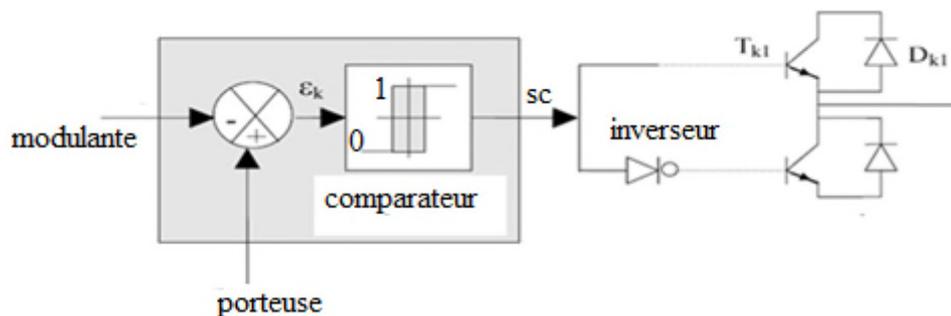


Figure III.1. Schéma de la technique triangulo-sinusoidale.

La simulation de telle commande donne les résultats suivants :

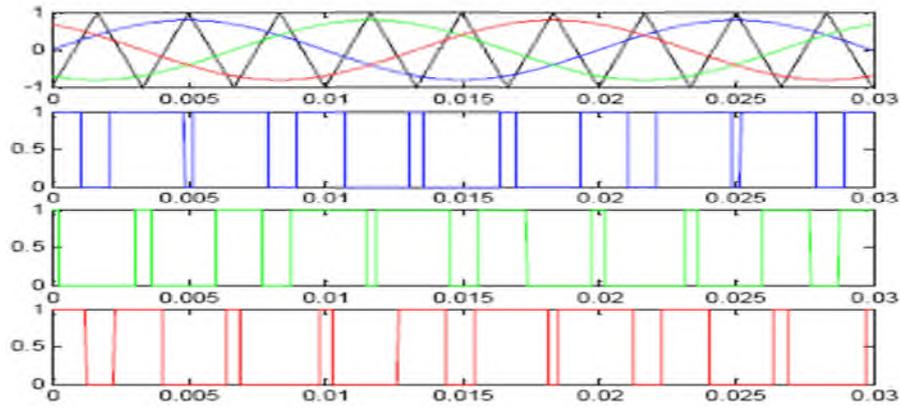


Figure III.2. Principe de la MLI sinusoidale.

La figure (III.2) définit les signaux appliqués aux interrupteurs afin d'obtenir le signal modulé a la sortie de l'onduleur. Ces derniers sont générés de la façon suivante :

$$V_{ref} > V_p \rightarrow SC = 0$$

$$V_{ref} < V_p \rightarrow SC = 1 ; SC : \text{Sortie du comparateur.}$$

III.5.3. Modulation

La technique triangulo-sinusoidale est caractérisé par deux paramètres important :

- ✓ L'indice de modulation **m** est égal au rapport de la fréquence de la porteuse (f_p) par celle de la fréquence de référence sinusoidale (f_{ref}).

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (\text{II.16})$$

- ✓ Le coefficient de réglage (**r**) connue aussi sous le nom taux de modulation, il est égal au rapport de l'amplitude de référence $V_{ref(\max)}$ sur l'amplitude de la porteuse $V_p(\max)$.

$$r = \frac{v_{ref}(\max)}{v_p(\max)} \quad (\text{II.17})$$

III.6. Application aux onduleurs multiniveaux

Le principe présenté précédemment est également valable pour les onduleurs multiniveaux dont nous présenterons maintenant les spécificités. La plupart des onduleurs décrits dans la littérature sont basés sur la comparaison d'un ensemble de porteuses triangulaires avec le signal de référence. Les onduleurs multiniveaux sont généralement basés sur l'utilisation de porteuses triangulaires symétriques. Ces porteuses sont au nombre d'une de moins que le nombre de niveaux, leur agencement caractérise la méthode de modulation. La combinaison des signaux de comparaison permet de déterminer le signal modulé et plus ou moins directement d'obtenir les signaux de commande, comme illustré à la Figure (III.3).

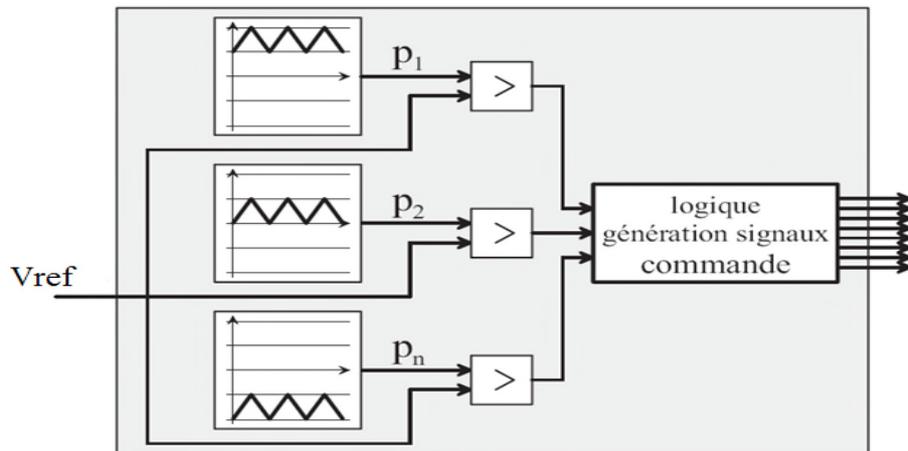


Figure III.3. Schéma d'implantation d'un onduleur multiniveau avec un ensemble de porteuses.

III.6.1.Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale appliqué aux onduleurs multiniveaux

Pour générer les impulsions de commande MLI d'un convertisseur à N-niveaux de tensions, N-1 porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence f_p et la même amplitude V_p . Les porteuses peuvent être horizontalement ou verticalement décalées. Ils sont ensuite comparés au signal de référence d'amplitude V_{ref} et de fréquence f_{ref} . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est supérieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire. A la sortie du modulateur, la somme des résultats issus des comparaisons est ensuite décodée et donne la valeur correspondant à chaque niveau de tension. [34].

Pour un convertisseur de N niveaux, l'indice de modulation en amplitude m et taux de modulation en fréquence r sont définies comme suit:

$$r = \frac{V_{ref}}{(N-1)v_p} \quad (II.18)$$

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \quad (II.19)$$

Avec : N le nombre de niveaux de l'onduleur.

Les méthodes de modulation de largeur d'impulsion sont classées selon la disposition des porteuses triangulaires et les plus utilisées sont représentées sur la figure (III.4).

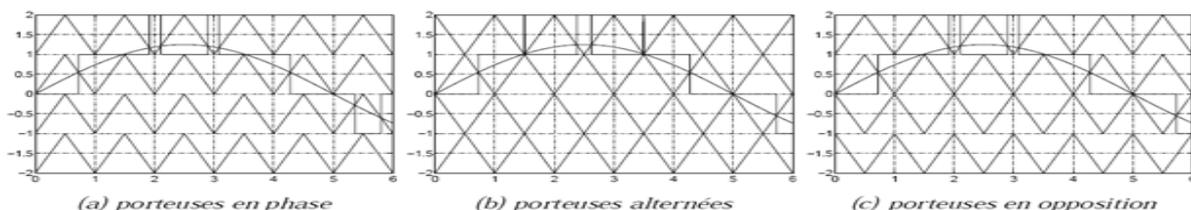


Figure III.4. Exemple de signaux modulés avec les principaux agencements de porteuses.

Interprétation :

La figure (III.4.a) montre que les porteuses triangulaires sont disposées en phase «Phase Disposition» (PD), Cette méthode est applicable aussi bien à la structure NPC qu'à la topologie en cascade. Pour les valeurs de l'indice de modulation proches de un, la méthode PD présente le plus faible taux de distorsion harmonique (THD) comparée aux autres méthodes MLI.

Dans la méthode de la phase décalée, «phase shifted» (PS), de la figure (III.4.b), toutes les porteuses ont la même amplitude et la même fréquence, mais ont leur phase décalée de 90 degrés les unes des autres, le THD de la tension de sortie de l'onduleur commandée par cette méthode est faible pour toutes les valeurs de l'indice de modulation.

Les porteuses triangulaires sont disposées en opposition de phase figure (III.4.c), cette méthode est connue sous le nom «Phase Opposition Disposition» (POD), Cette méthode est plus performante que la méthode PD du point de vue harmonique pour les faibles valeurs de l'indice de modulation. Un autre avantage est que pour la fréquence de la porteuse et ses multiples les d'harmoniques disparaissent.

Durant la suite de notre travail on consacrera notre étude sur l'agencement de la porteuse en phase ramené sur la figure (III.5).

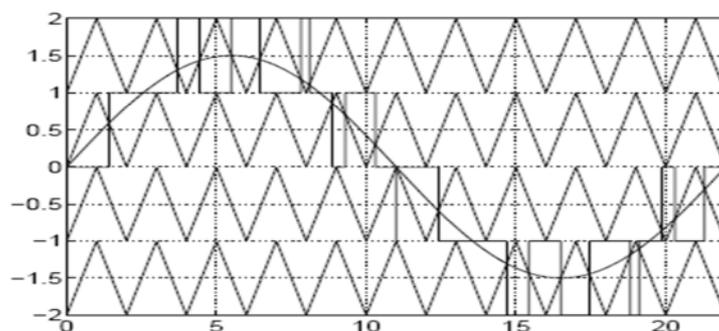


Figure III.5. porteuse en phase.

On utilise la modulation de largeur d'impulsion à porteuse en phase représenté sur la figure (III.5), mais on applique cette dernière avec six porteuses pour générer les signaux de commandes d'un onduleur à sept niveaux.

Pour la configuration de l'onduleur à sept niveaux on relève l'indice de modulation (m), le taux de réglage (r), le graphe de la modulation figure (III.6), la tension de sortie de la MLI figure (III.7), ainsi que le spectre en fréquence figure (III.8).

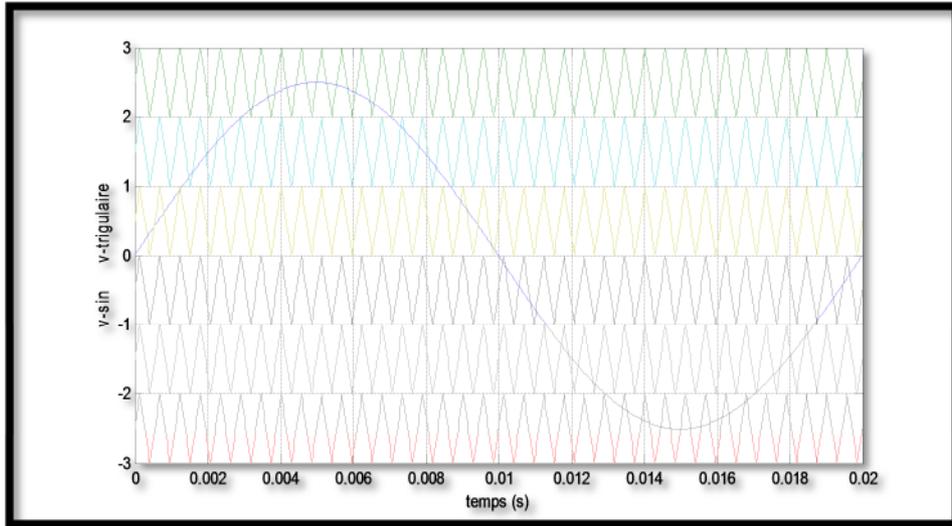


Figure III.6. Le signal de référence et les six porteuses pour un onduleur à sept niveaux.

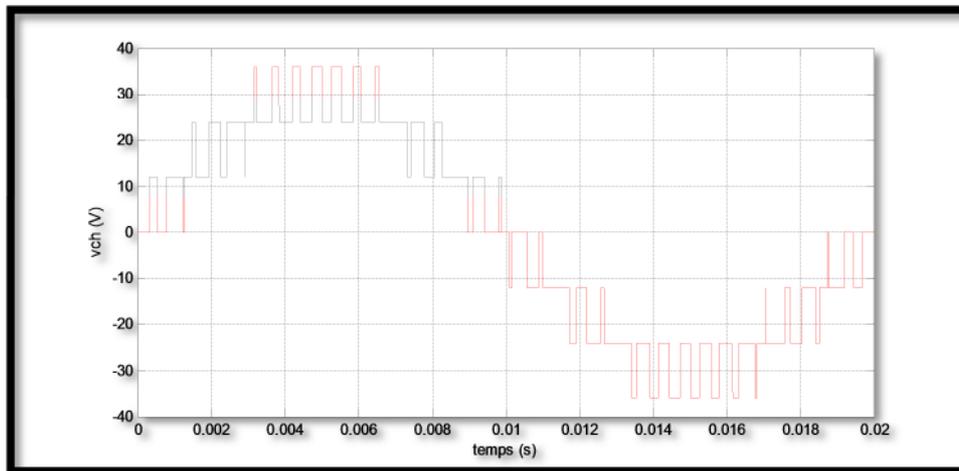


Figure III.7. Tension de sortie de l'onduleur à sept niveaux obtenue par MLI pour :
($m=36$; $r=0.83$)

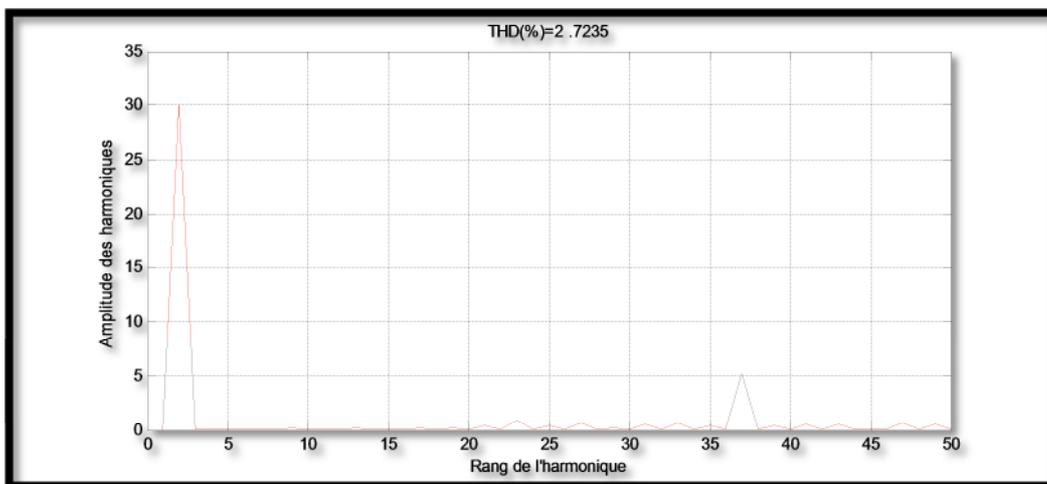


Figure III.8. Représentation du spectre d'harmonique.

Récapitulatif :

A partir des résultats obtenues par la stratégie triangulo-sinusoïdale pour un onduleur à sept niveaux on constate que :

- ✓ On augmentant l'indice de modulation cela permet de repousser les harmoniques vers les fréquences élevées.
- ✓ L'augmentation du nombre de niveaux fait diminuer l'amplitude des harmoniques.
- ✓ Le taux de distorsion d'harmonique diminue avec l'augmentation du taux de modulation.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé l'une des stratégies de commande par la MLI, particulièrement MLI triangulo-sinusoïdale. Pour cela on a débuté notre étude par l'évolution de cette commande dans le domaine de l'industrie, après on a élaboré une analyse détaillée sur son principe, son objectif et la nécessité de son utilisation sur les onduleurs multiniveaux, vu la facilité d'exploitation et l'amélioration qualité d'onde de la tension de sortie en réduisant son taux de distorsion d'harmonique.

Chapitre IV

IV.1. Introduction

Dans ce chapitre on présentera les différents circuits employés pour la réalisation d'un onduleur monophasé en cascade. Pour la réalisation de ce dernier on s'intéresse à trois parties indispensables qui le constituent :

- La partie commande.
- La partie puissance.
- La partie intermédiaire entre la commande et la puissance.

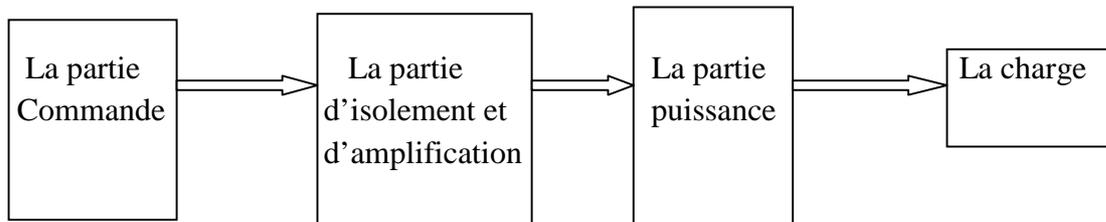


Figure IV.1. Schéma bloc global du convertisseur.

IV.2. Générateur du signal de commande :

Le microcontrôleur 16F84A qui est la base même de notre circuit de commande à pour rôle de générer les signaux de commandes des IGBT. Grâce à ce microcontrôleur on a pu mettre en œuvre une stratégie de commande simple, à présent nous passons à donner une brève description de ce type de circuit.

IV.3. Définition

Un PIC est un microcontrôleur, c'est-à-dire une unité de traitement de l'information de type microprocesseur à laquelle on a ajouté des périphériques permettant de réaliser des montages électronique.

Les Pics sont des composants dits RISC (Reduce Instructions Construction Set), ou encore composants à jeu d'instruction réduit. Plus on réduit le nombre d'instruction, le décodage sera plus facile et plus rapide et le composant fonctionne et réagi plus vite.

IV.4. Description du PIC (programmable interface contrôler)

Un PIC est un microcontrôleur de chez Microchip. Ses caractéristiques principales sont :

- Séparation des mémoires de programme et de données (architecture Harvard) : On obtient ainsi une meilleure bande passante et des instructions et des données pas forcément codées sur le même nombre de bits.
- Communication avec l'extérieur seulement par des ports : il ne possède pas de bus d'adresses, de bus de données et de bus de contrôle comme la plupart des microprocesseurs.
- Utilisation d'un jeu d'instructions réduit : d'où le nom de son architecture : RISC (Reduced Instructions Set Construction). Les instructions sont ainsi codées sur un nombre réduit de bits, ce qui accélère l'exécution (1 cycle machine par instruction sauf pour les sauts qui requièrent 2 cycles). En revanche, leur nombre limité oblige à se restreindre à des instructions basiques, contrairement aux systèmes d'architecture CISC (Complex Instructions Set Construction) qui proposent plus d'instructions donc codées sur plus de bits mais réalisant des traitements plus complexes.

Il existe trois familles de PIC :

- Base-Line : Les instructions sont codées sur 12 bits
- Mid-Line : Les instructions sont codées sur 14 bits
- High-End : Les instructions sont codées sur 16 bits

Un PIC est identifié par un numéro de la forme suivant : xx(L) XXyy –zz

- xx : Famille du composant (12, 14, 16, 17, 18)
- L : Tolérance plus importante de la plage de tension
- XX : Type de mémoire de programme
 - C - EPROM ou EEPROM
 - CR - PROM
 - F - FLASH
- yy : Identification
- zz : Vitesse maximum du quartz

Nous utiliserons un PIC 16F84 –10, soit :

- 16 : Mid-Line
- F : FLASH
- 84 : Type
- 10 : Quartz à 10MHz au maximum.

IV.4.1. Caractéristique du PIC 16F84

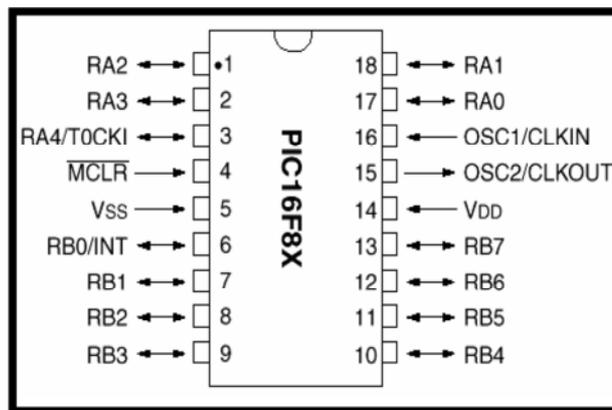


Figure IV.2. Brochage du circuit.

La figure (IV.2) montre le brochage du circuit, les fonctions des pattes sont les suivantes :

Le port A possède 5 broches (nommées RA1 à RA4), mais la quatrième, également appelée TOCKI peut servir pour une éventuelle temporisation externe.

Le port B, lui, possède 8 broches (de RB0 à RB7) ; mais la broche RB0 peut également servir comme interruption éventuelle (un peu comme un garde sur un évènement)

La broche 4, le MCLR barre, sert à indiquer au PIC s'il est en fonctionnement normal ('1' logique) ou alors s'il est en cours de programmation ('0' logique). Cette broche sert également à un éventuel Reset du PIC.

L'un sert pour les données, et l'autre pour les instructions. De ce fait les deux peuvent être accessibles en même temps, d'où un gain de vitesse au niveau exécution.

a) Mémoire RAM

C'est une mémoire volatile (qui s'efface quand le PIC n'est pas alimenté). Les variables utilisés au cours du programme sont stockées à cet endroit.

b) Mémoire EEPROM

L'EEPROM (Electrically Erasable Programmable Read Only Memory) est une mémoire interne au Pic. Il s'agit d'une mémoire non volatile dans laquelle le PIC peut stocker des programmes même hors tension. A chaque ligne du programme est attribuée une adresse qui permettra à l'unité de se repérer.

IV.4.3.3. Ports E/S (Entrée/Sortie)

Ce les unités qui font le lien entre ce qui se passe à l'intérieur du PIC et l'extérieur (un relais, une diode, un autre circuit de commande,...).

IV.4.3.4. Timer pour gérer les temps

Il s'agit d'un temporisateur interne de 8 bits, qui peut être initialisé à une valeur donnée. A chaque passage de FF à 00 (en hexa), le bit de débordement est activé. Il faut alors le remettre à zéro, pour pouvoir détecter un autre débordement (non automatique).

IV.4.3.5. Le Watchdog

Littéralement le « chien de garde », le Watchdog est un système de surveillance du bon déroulement du programme. Il s'agit d'un compteur, qui est réinitialisé régulièrement dans le cas d'un fonctionnement normal. Mais dans le cas d'un dysfonctionnement, le compteur va jusqu'au bout et déclenche alors un reset interne, par débordement, réinitialisant le Pic.

IV.4.3.6. Le reset

Ce système est relativement important. En effet, lorsque le système a des ratés, ou plante, il est utile de pouvoir le réinitialiser. Il est également possible et utile parfois d'effectuer un reset lors de la mise sous tension. Le reset s'effectue en mettant '0' logique sur la patte 4 du microcontrôleur. Il existe plusieurs types de système de reset : le manuel, l'automatique, et un mixte.

IV.5. Schéma de brochage du PIC 16F84A

Le circuit de la figure (IV.4) représente la façon de brochage du PIC 16F84A, pour générer les signaux de commandes des IGBT. Pour cela on a besoin des éléments suivants :

- Une source de tension stabilisée de 5V.
- Un quartz 4MHz.
- Deux condensateurs 22pF.
- Chaque entrée est branchée avec une résistance de 470 Ω .

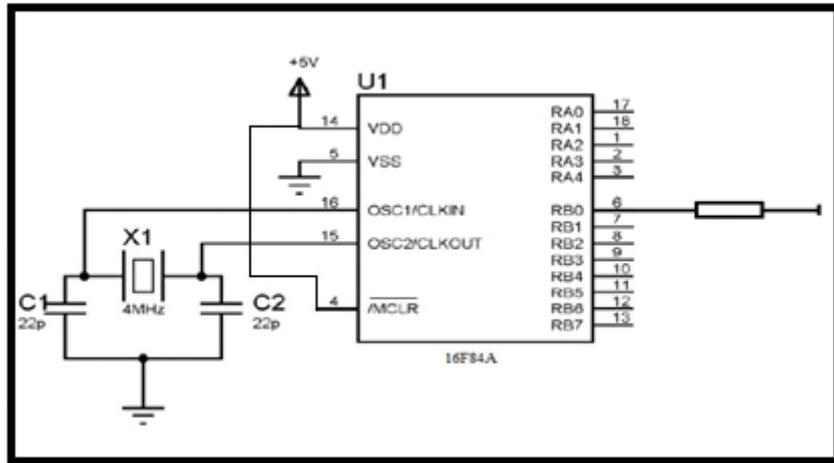


Figure IV.4. Circuit de générateur de la tension de commande.

IV.6. Réalisation pratique

IV.7. Circuit de puissance

La carte du circuit de puissance de l'onduleur à sept niveaux réalisée dans la pratique est ramenée sur la figure (IV.5), pour la réalisation de cette carte on a utilisé les composants suivants :

- 12 IGBT (IRG4PC40FD).
- 12 Diode (BYT30PI).

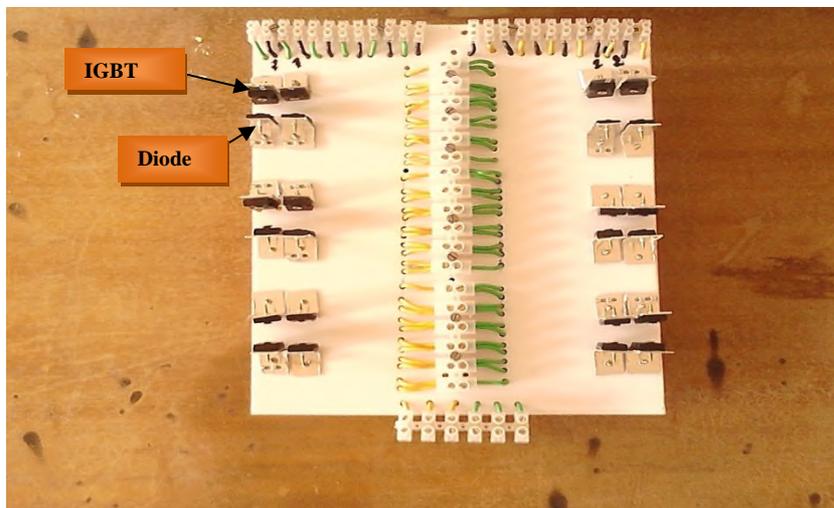


Figure IV.5. Photo de la carte du circuit de puissance.

IV.8. Circuit de commande

IV.8.1. Circuit de l'inverseur

Durant notre démarche de programmation du PIC on a injecté que six signaux de commandes, chaque deux signaux représentent la commande des deux IGBT se trouvant en haut du pont de l'onduleur. Afin d'obtenir les signaux de commande complémentaire de chaque IGBT, et avoir les douze signaux de commande du circuit de puissance à sept niveaux.

On a opté pour l'insertion d'un inverseur de type 4069 UBP qui récupère les six signaux de commandes afin d'obtenir leurs complémentaires correspondants. La figure (IV.6) représente le schéma de brochage de l'inverseur.

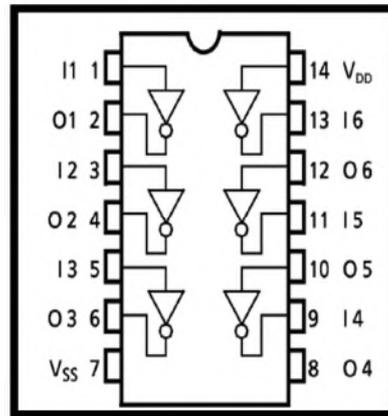


Figure IV.6. Brochage de l'inverseur TC4069UBP.

La tension recommandée par le constructeur est peut aller de 5V à 20V, et le schéma fonctionnel de ce dernier est ramené sur la figure (IV.7).

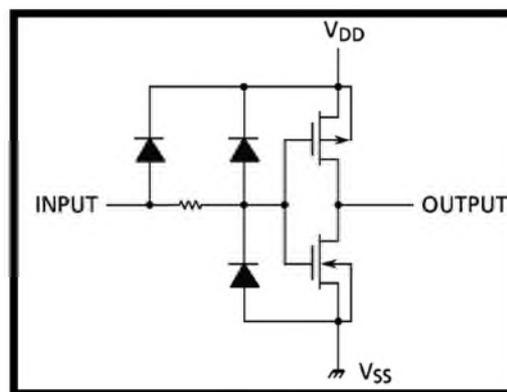


Figure IV.7. Schéma fonctionnel de l'inverseur.

IV.8.2. Circuit d'isolation et d'amplification

Afin de réaliser une isolation optoélectronique entre le circuit de commande et celui de puissance, on a utilisé l'optocoupleur HCPL-3120, il offre une isolation de 1500V, la tension recommandée par le constructeur est de 15V à 30V, La tension et le courant fournis par ces optocoupleurs les font idéalement adaptés directement à la conduite des IGBT et, son schéma fonctionnel est donné par la figure (IV.8).

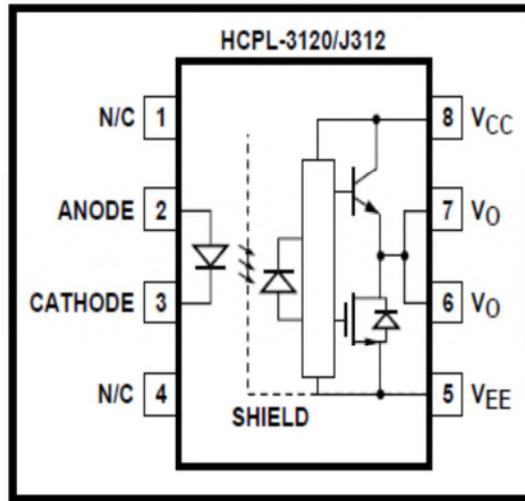


Figure (IV.8). Schéma fonctionnel de l'optocoupleur.

Dans la figure suivante on représentera la façon sur la quelle est basé la réalisation du montage de l'optocoupleur HCPL-3120.

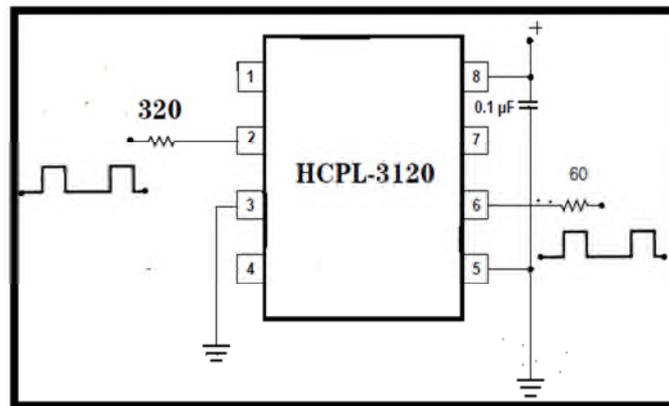


Figure IV.9. Montage de l'optocoupleur.

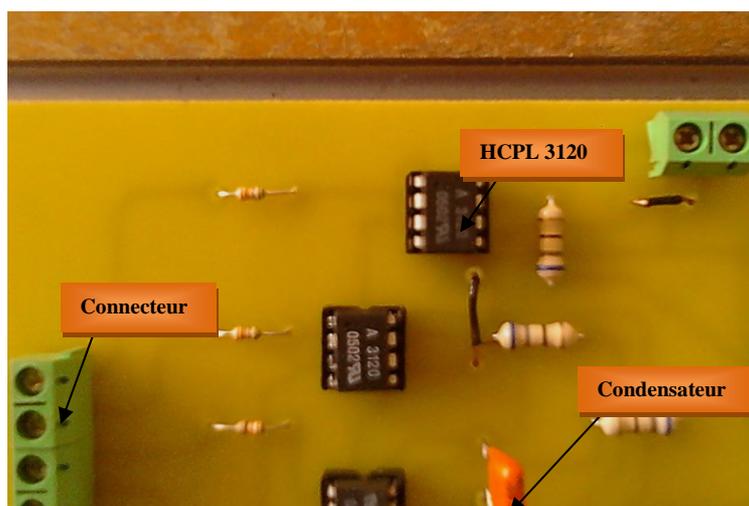


Figure IV.10. Photo du circuit d'isolation galvanique.

IV.8.3. Circuit de générateur du temps mort

Les interrupteurs des circuits de puissance ne peuvent pas commuter d'une façon instantanée en passant d'un état de conduction à un état de blocage et vice versa, ils ont besoin d'une durée déterminée pour changer d'état, et comme les IGBTs de hauts sont commandés de façons complémentaires avec les IGBTs situés en bas, tout cela sert à la protection du circuit de puissance contre les courts-circuits.

La durée de changement d'état qu'on appelle aussi « temps mort » entre la conduction d'un IGBT et la fermeture de son complémentaire. Ce temps mort est garanti par circuit électronique portant le nom driver IR2112, et son brochage est représenté sur la figure (IV.11) Ainsi que le montage du driver est ramené sur la figure (IV.12).

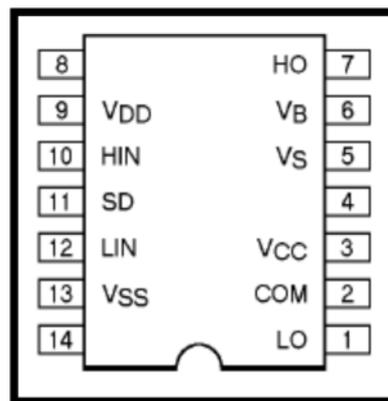


Figure IV.11. Brochage du driver IR2112.

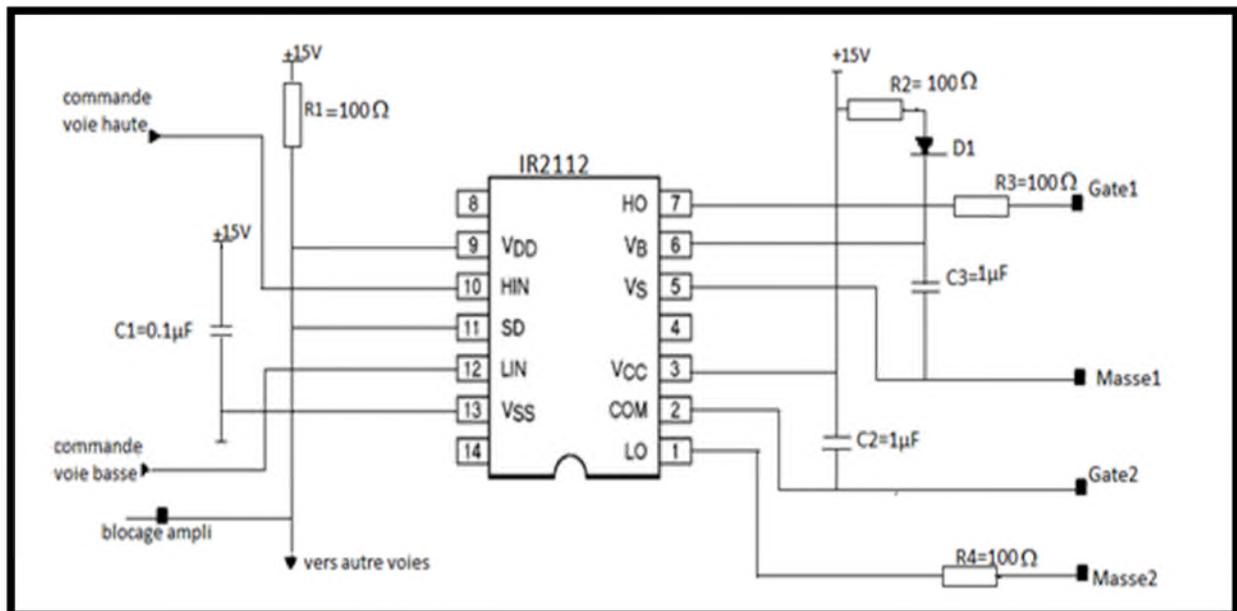


Figure IV.12. Montage du driver.

La figure (IV.13) représente la réalisation de la carte du driver IR2112.

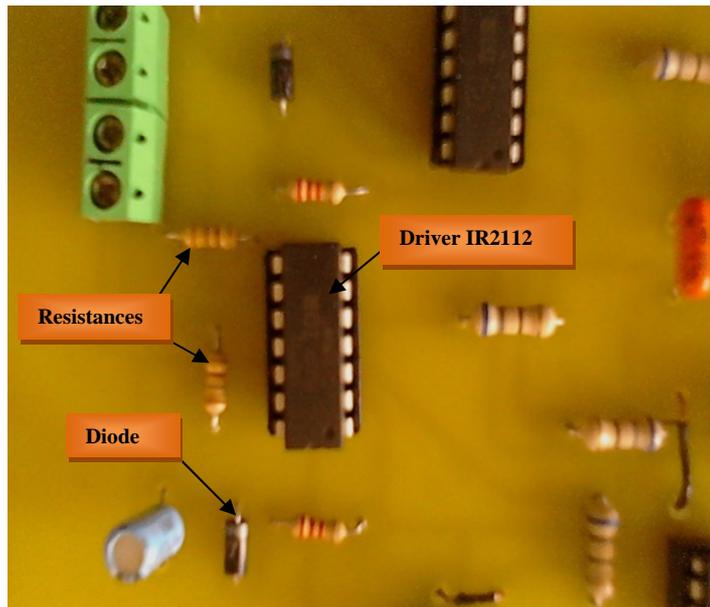


Figure IV.13. Photo de la carte du driver IR2112.

IV.8.4. Carte d'interface complète :

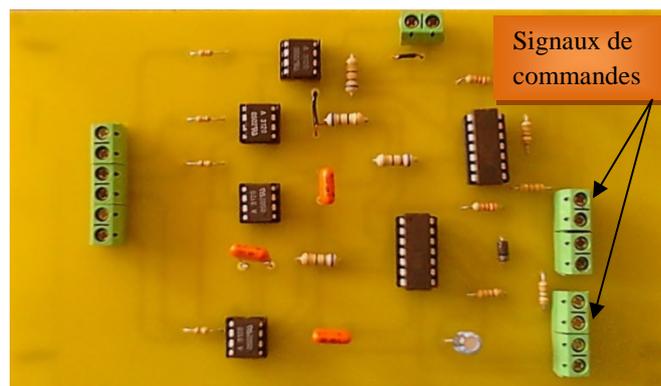


Figure IV.14. Photo de la carte d'interface.

IV.8.5. Carte du générateur du signal de commande

La figure (IV.15) représente la carte réalisée pour le générateur du signal de commande (PIC 16F84A)

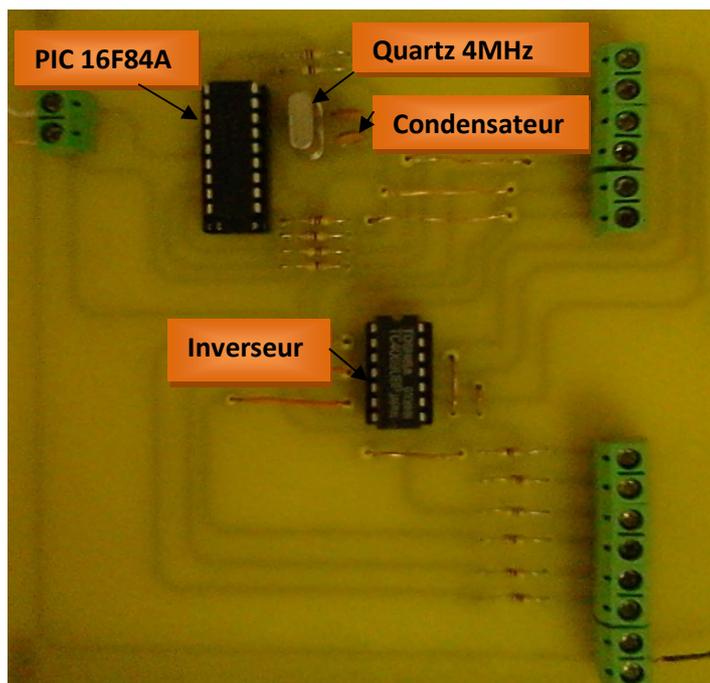


Figure IV.15. Photo de la carte du PIC.

IV.9. Essais expérimentaux

Nous présentons l'ensemble des tests expérimentaux que nous avons effectués sur les différents équipements utilisés au cours de la réalisation, et à l'aide d'un oscilloscope numérique on a pu récupérer les signaux de commandes ainsi que les allures de tensions.

IV.9.1. Essais sur l'optocoupleur



Figure IV.16. Signal d'entrée du HCPL3120.

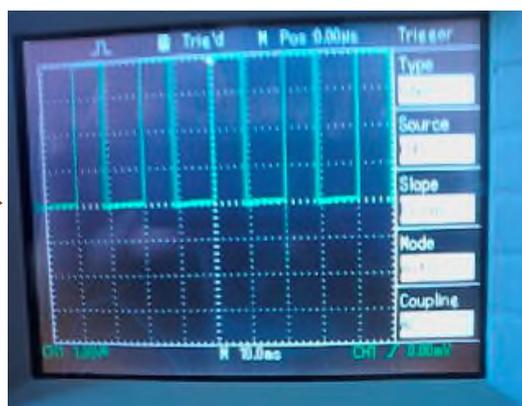


Figure IV.17. Signal de sortie

Interprétation :

Les figures (IV.14) et (IV.15) représentent les allures d'entrée et de sortie de l'optocoupleur, et on voit bien que le rôle de ce dernier ne se limite pas sur l'isolation optique mais il amplifie aussi le signal d'entrée de 5V à 15V.

IV.9.2. Essais sur l'inverseur

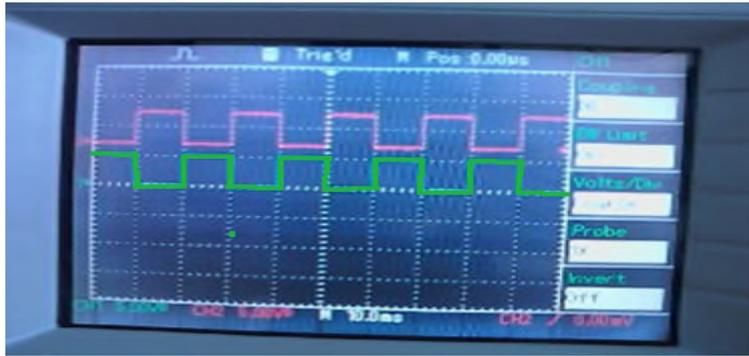


Figure IV.18. Représentation des signaux inversés.

Interprétation :

Les signaux inversés représentés sur la figure (IV.16) nous permettent d'assurer la commutation des interrupteurs du circuit de puissance.

IV.9.3. Essais sur le driver IR2112

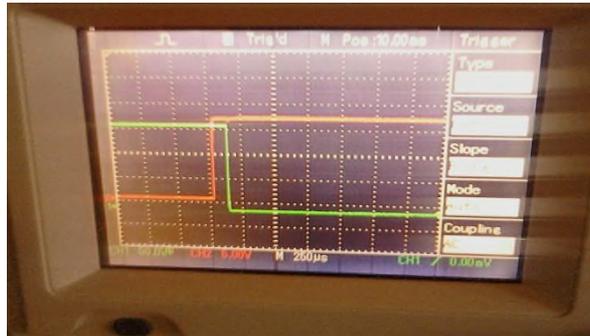


Figure IV.19. Signaux de commandes après le retard.

Interprétation :

D'après la figure (IV.17), on voit que le temps mort ($0.25\mu\text{s}$) est bien suffisant et donc éloignons tout risque de court circuit.

IV.9.4. Essais sur le générateur du signal de commande (PIC16F84A)

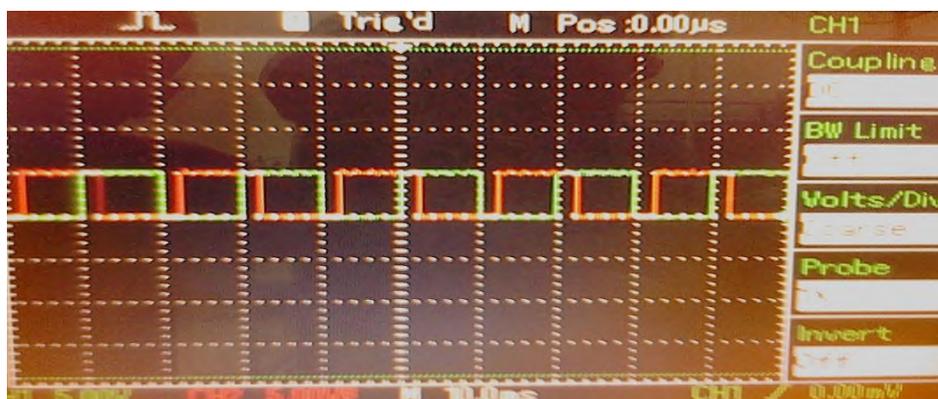


Figure IV.20. Photo des signaux de commandes du premier pont.

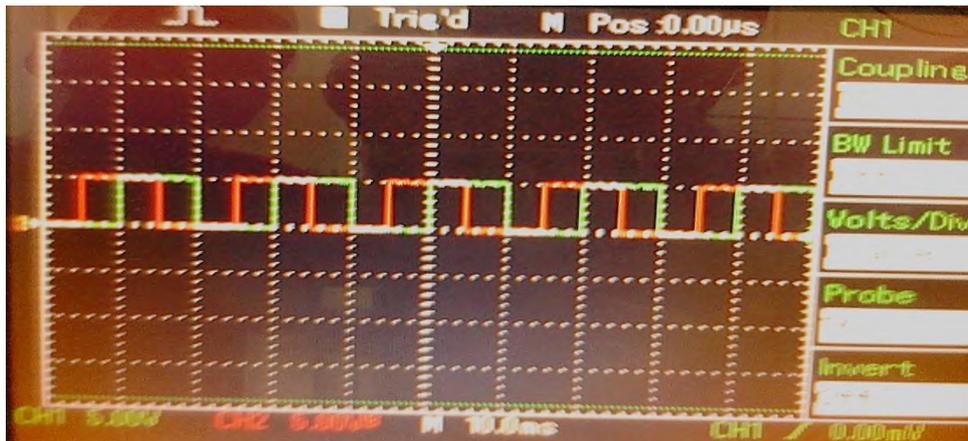


Figure IV.21. Photo des signaux de commandes du deuxième pont.

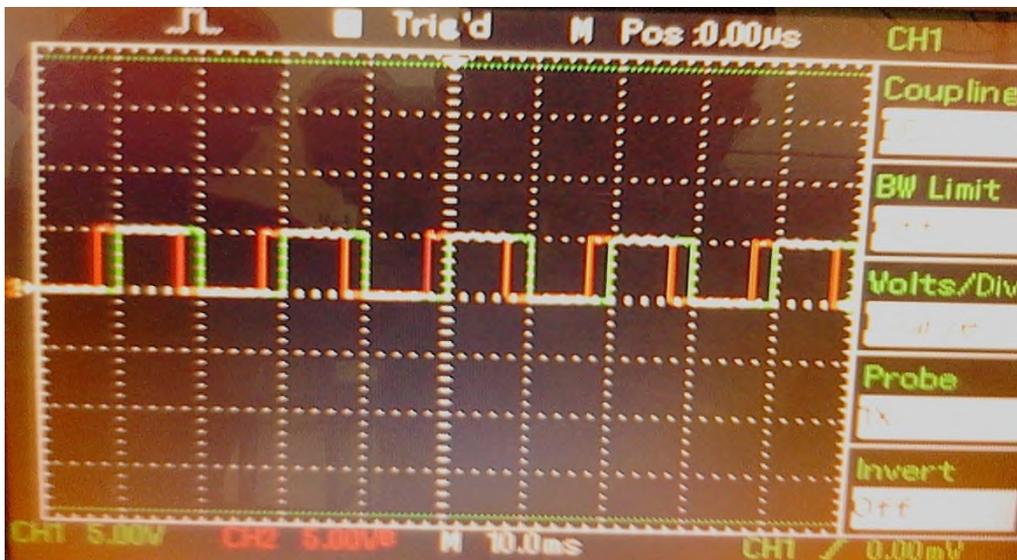


Figure IV.22. Photo des signaux de commandes du troisième pont.

Interprétation :

Les figures (IV.19), (IV.20) et (IV.21) représentées ci-dessus montrent les signaux de commandes pour chaque ponts de l'onduleur à sept niveaux, ces derniers sont les signaux de commandes des IGBT se trouvant en haut de chaque pont, et leurs complémentaires sont obtenus grâce un inverseur inséré dans la carte du PIC.

IV.9.5. Essais d'une carte d'interface sur un demi-pont

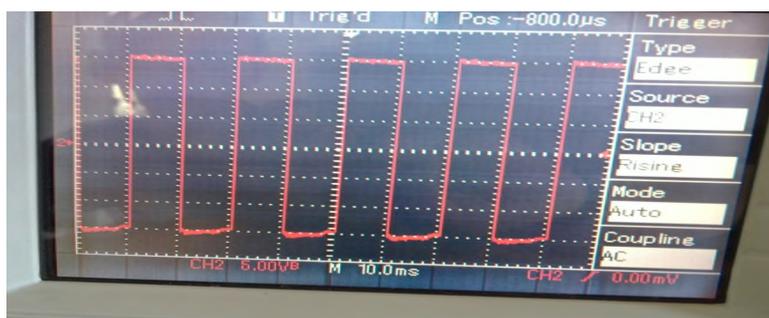


Figure IV.23. Allure de tension d'un onduleur à 2niveaux.

Interprétation :

Après la réalisation de la première carte d'interface, on a décidé de faire un essai de cette dernière sur un onduleur en demi-pont implanté sur une plaque d'essais, et on obtenue le résultat ramené sur la figure (IV.18).

IV.10. Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté les différents circuits électriques dont le circuit commande et de puissance de l'onduleur, on a décrit aussi les composants constituant la carte d'interface.

Puis nous avons présenté les différents résultats expérimentaux tirés lors de la manipulation sur chaque circuits.

Conclusion générale :

Les convertisseurs statiques, sont très utilisés dans l'industrie touchant divers applications, le plus connu et sans doute celui de la variation de vitesse des machines électriques.

L'objectif de cette étude repose sur l'étude de la stratégie d'élimination d'harmonique appliqué à des onduleurs multiniveaux. Aussi nous avons commencé par une brève présentation historique des onduleurs multiniveaux dont on a exposé les différentes structures

existantes à savoir : la structure en cascade (en série), celle à cellule imbriquée ou multicellulaire, et enfin la structure NPC.

Puis au passage nous avons tiré au clair l'une des structures les plus utilisées dans la conception des onduleurs multiniveaux, c'est la topologie cascade, cette dernière est devenue primordiale, vu ces performances remarquables.

Vue le nombre variable de niveaux à générer au cours de l'étude, nous sommes intéressés à étudier le principe de fonctionnement de l'onduleur en cascade, pour les niveaux suivants ($N=3,5$), au passage notre étude est basée sur le développement de la structure correspondante pour chaque niveau à générer, puis deux stratégies ont été élaborées pour piloter ce genre d'onduleur à savoir la stratégie d'élimination d'harmonique et la stratégie MLI, notre déduction vis-à-vis l'étude séquentielle de ces onduleurs, rapporte les mêmes étapes à suivre pour les structures à N niveaux.

La partie pratique consiste à réaliser :

- ✚ Un onduleur à sept niveaux en cascade.
- ✚ Des essais expérimentaux ont été effectués sur les différents circuits (puissance et commande).

Cette étude nous a été très profitable, elle nous a permis de mieux comprendre la commande des onduleurs multiniveaux et leurs intérêts, ainsi que la méthode de travail dans la pratique.

Finalement, nous souhaitons que ce travail servira de référence de base permettant à un futur étudiant qui se pencherait sur les questions mentionnées ci-haut.

[1] Alexandre Leredde, Etude, Commande et Mise en Œuvre de Nouvelles Structures Multiniveaux, LAPLACE site ENSEEIHT 2 rue Charles Camichel, BP7122, 31071 Toulouse, Novembre 2011.

[2] Violaine Didier Les onduleurs des systèmes photovoltaïques, Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances- Août 2007.

[3] Michel Piou, Conversion DC → AC (onduleurs), Edition 24/11/2010.

- [4] Mr. BENADEL Messaoud, modélisation et simulation des convertisseurs statiques (application a la structure multicellulaire série), Boumerdès 2010
- [5] J.M.Erdman, R.J. Kerkman, D.W.Schlegel, G.L Skibinski, Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages, IEEE trans. Ind. Appl. Vol.32, No.2, pp.250-259,Mar./Apr.1996.
- [6] J. Song Manguelle, M. Veenstra, S. Mariethoz, A. Rufer, Convertisseurs multiniveaux asymétriques pour des applications de Forte et moyenne puissance, Actes du Colloque d'Electronique de Puissance du Futur, EPF-2000, pp. 295-300, Lille, France.
- [7] A. Nabae, « A Neutral - Point Clamped PWM Inverter », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-17, N° 5, September/October 1981, pp 518-523.
- [8] L. Delmas, T. A. Meynard, and G. Gateau. Computed pwm for flying capacitors Multicell converters. In Proceedings of the2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, volume 2, pages 953–956, Ajaccio, France, 2004.
- [9] T. A. Maynard, M. Fadel, and N. Aouda. Modeling of multilevel converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 44(3):356 – 364, June 1997.
- [10] M. D. Manjrekar, P. Steimer, T. A. Lipo, "Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High Power Applications", IEEE-IAS Conference, 1999.
- [11] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L.G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, J. I. Leon, “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters”, IEEE Trans. Ind. Electronics, vol.57, no. 8, August 2010, pp.2553-2580.
- [12] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi “A new neutral-point-clamped PWM inverter”, IEEE Trans. Industry Application, Vol.IA-17, 1981, pp.518-523.
- [13] T.A. Meynard, H.Foch, “Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverter”, IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1992, pp.397-403.
- [14] Bridge Converter Circuit. R. H. Baker, U.S. Patent n°270 163, 26 may 1981.
- [15] H. Foch, F. Forest, and Meynard, Onduleurs de tension. Structure. Principe. Application,' Techniques de l'ingenieur, vol. Traité Génie électrique, n°D3n176.
- [16] R. H. Baker « Bridge Converter circuit » U.S. patent, N° 4 270 163, August, 1979.
- [17] M.F.E. Gutierrez, « Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif » Thèse de Doctorat, Supelec, 2001.
- [18] Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé), Anne-Marie Lienhardt, le 22 novembre 2006.

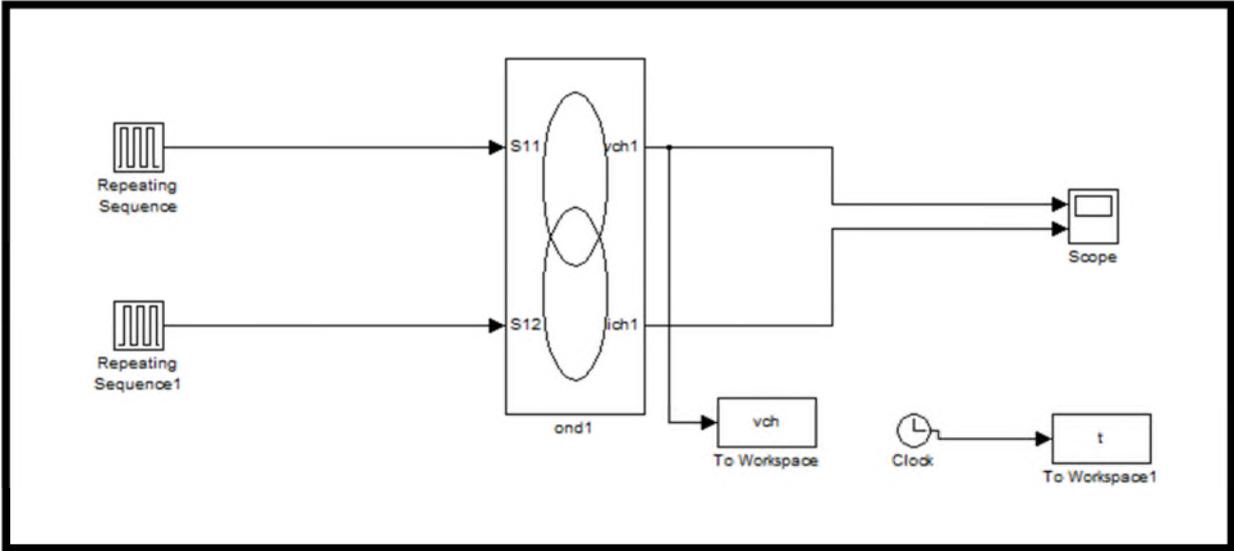
- [19] Dispositif Electronique de Conversion d'Energie Electrique. T.A. Meynard and H. Foch, French Patent n° 91.09582 du 25 Juillet 1991 ; Europe, Japon, USA, Canada n°92/00652 du 8 Juillet 1992.
- [20] D. Pinon, « Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement » Thèse de Doctorat, INPT, 2000.
- [21] M.F.E. Gutierrez, « Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif » Thèse de Doctorat, Supelec, 2001.
- [22] Dispositif de Conversion d'Energie Multicellulaire. G. Gateau, T.A. Meynard et H. Foch. French Patent n°0006786, 26 Mai 2000.
- [23] S. Mariethoz, A. Rufer, "Dimensionnement et commande des onduleurs multiniveaux asymétriques", Conférence CIFA'02, Juin 2002.
- [24] L. Delmas, T. A. Meynard, H. Foch and G. Gateau, "Comparative Study of Multilevel Topologies: NPC, Multicell Inverter and SMC with IGBT". IEEE IECON 2002, pp. 828-833, November 2002.
- [25] A. Sapin, J._J. Simond: Investigation of the 3_level unified power flow controller. EPE 2001, Graz.
- [26] J. Rodriguez, J.-S. Lai et F. Z. Peng, « Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications », Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 49, no 4, pp. 724–738, Aug 2002.
- [27] N. Schibli: Symmetrical multilevel converters with two quadrant DC–DC feeding. Thèse EPFL N° 2220, (2000), Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne.
- [28] Joseph Song Manguelle, convertisseur multiniveau asymétrique alimenté par transformateurs multi-secondaire basse fréquence: réaction au réseau d'alimentation. Pour l'obtention du grade docteur science, 2004].
- [29] Omar Bouhali, contribution des convertisseurs multiniveaux au raccordement de la production d'origine éolien sur un réseau électrique, thèse de doctorat soutenue le 19 Avril 2007.
- [30] Khelifa BENMANSOUR, Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série: Approche Hybride, thèse de doctorat Soutenu e le 29 /06/ 2009.
- [31] MAMADOU BALDÉ étude d'un compensateur statique pour éolienne à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage. Décembre 2010.
- [32] TALHA ABDELAZIZ, étude de différentes cascades de l'onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents. le

02 /12/ 2004. Ecole Nationale Polytechnique 10 Avenue. Pasteur, El-Harrach, Alger, ALGERIE.

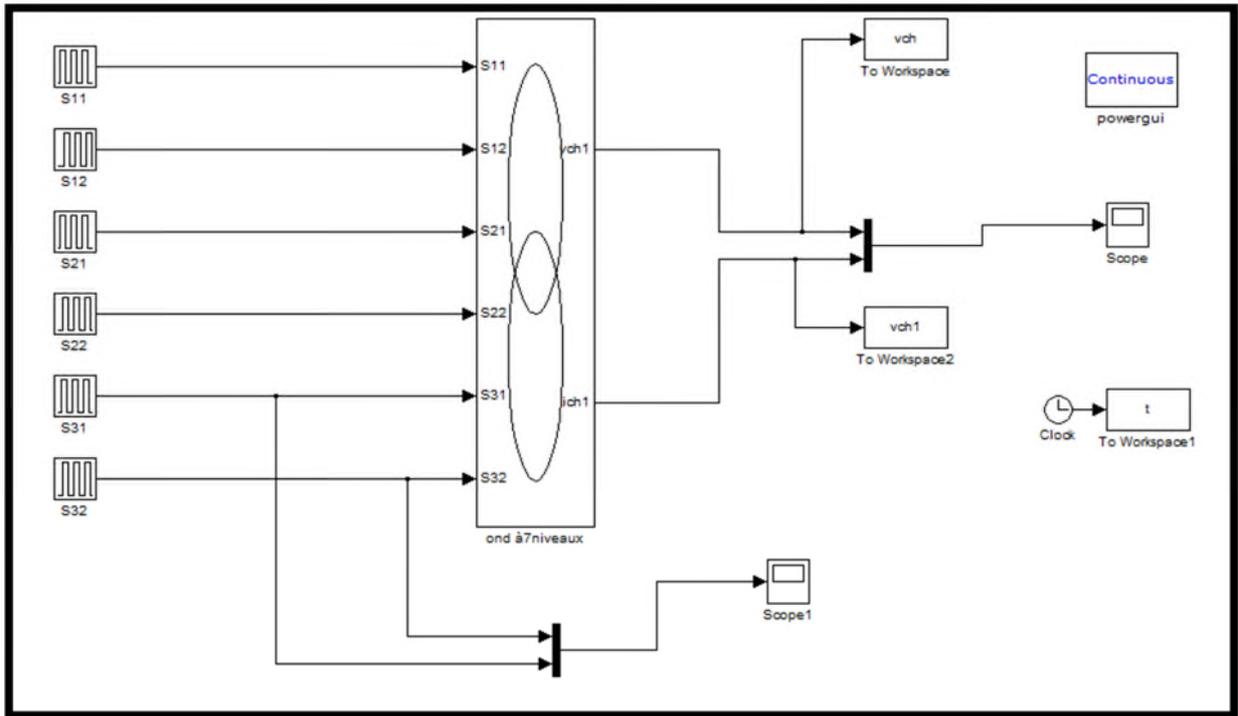
[33] MO. MAHMOUDI, Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone. Simulation sur le logiciel SIMPLORER Validation expérimentale sur banc d'essai. Promotion Juin 2007. Ecole Nationale Polytechnique, E.N.P- 10, Avenue Hassen Badi, 16200 El Harrach, Alger.

[34] Jean-Sébastien MARIETHOZ, étude formelle Pour la synthèse de convertisseur multiniveaux asymétrique : Topologies, Modulation et commande. École polytechnique fédérale de Lausanne, Thèse N° 3188 (2005).

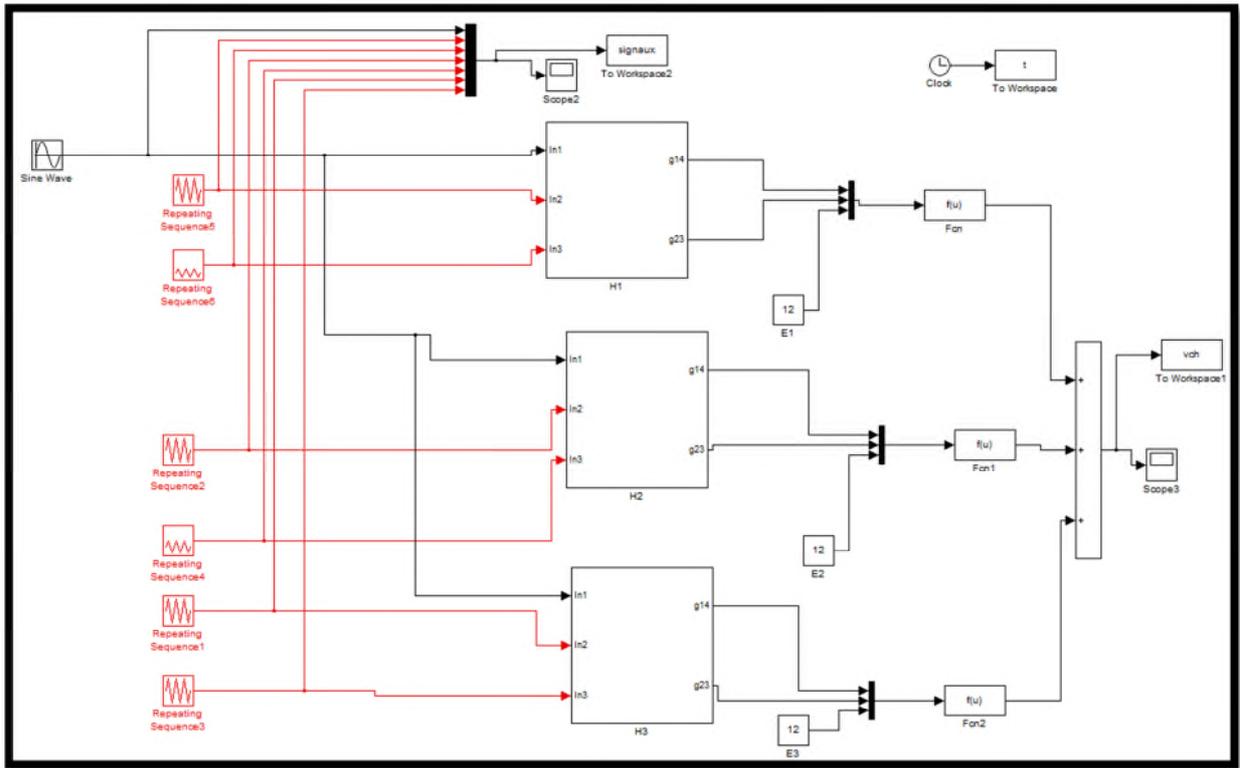
MODELE SIMULINK DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX



MODELE SIMULINK DE L'ONDULEUR A SEPT NIVEAUX



MODELE SIMULINK DE MLI APPLIQUE A ONDULEUR A SEPT NIVEAUX





2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120
HCPL-J312
HCNW3120

Features

- 2.0 A Minimum Peak Output Current
- 15 kV/ μ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V
- 0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive
- $I_{CC} = 5$ mA Maximum Supply Current
- Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis
- Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts
- 500 ns Maximum Switching Speeds
- Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C
- Safety Approval UL Recognized
2500 Vrms for 1 min. for HCPL-3120
3750 Vrms for 1 min. for HCPL-J312
5000 Vrms for 1 min. for HCNW3120

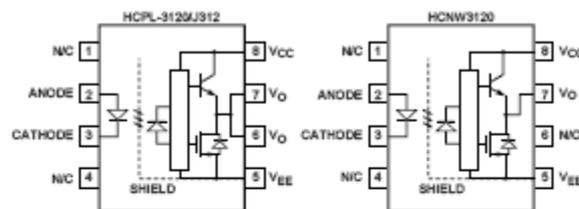
CSA Approval

VDE 0884 Approved
 $V_{IORM} = 630$ Vpeak for HCPL-3120 (Option 060)
 $V_{IORM} = 891$ Vpeak for HCPL-J312
 $V_{IORM} = 1414$ Vpeak for HCNW3120
BSI Certified (HCNW3120 only) (Pending)

Applications

- IGBT/MOSFET Gate Drive
- AC/Brushless DC Motor Drives
- Industrial Inverters
- Switch Mode Power Supplies

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

18-pin Flash/EEPROM 8-Bit Microcontrollers

Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F83
- PIC16F84
- PIC16CR83
- PIC16CR84
- Extended voltage range devices available (PIC16LF8X, PIC16LCR8X)

High Performance RISC CPU Features:

- Only 35 single word instructions to learn
- All instructions single cycle except for program branches which are two-cycle
- Operating speed: DC - 10 MHz clock input
DC - 400 ns instruction cycle

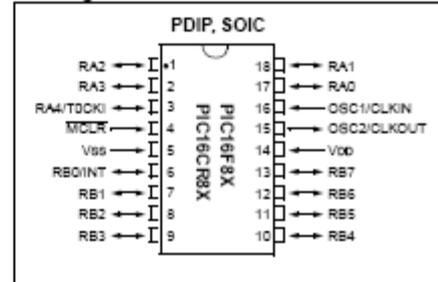
Device	Program Memory (words)	Data RAM (bytes)	Data EEPROM (bytes)	Max. Freq (MHz)
PIC16F83	512 Flash	36	64	10
PIC16F84	1 K Flash	68	64	10
PIC16CR83	512 ROM	36	64	10
PIC16CR84	1 K ROM	68	64	10

- 14-bit wide instructions
- 8-bit wide data path
- 15 special function hardware registers
- Eight-level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Four interrupt sources:
 - External RB0/INT pin
 - TMR0 timer overflow
 - PORTB<7:4> interrupt on change
 - Data EEPROM write complete
- 1000 erase/write cycles Flash program memory
- 10,000,000 erase/write cycles EEPROM data memory
- EEPROM Data Retention > 40 years

Peripheral Features:

- 13 I/O pins with individual direction control
- High current sink/source for direct LED drive
 - 25 mA sink max. per pin
 - 20 mA source max. per pin
- TMR0: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler

Pin Diagrams



Special Microcontroller Features:

- In-Circuit Serial Programming (ICSP™) - via two pins (ROM devices support only Data EEPROM programming)
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT)
- Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Code-protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options

CMOS Flash/EEPROM Technology:

- Low-power, high-speed technology
- Fully static design
- Wide operating voltage range:
 - Commercial: 2.0V to 6.0V
 - Industrial: 2.0V to 6.0V
- Low power consumption:
 - < 2 mA typical @ 5V, 4 MHz
 - 15 µA typical @ 2V, 32 kHz
 - < 1 µA typical standby current @ 2V

IR2112(S) & (PbF)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
- Fully operational to +600V
- Tolerant to negative transient voltage dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
- Separate logic supply range from 3.3V to 20V
- Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs
- Also available LEAD-FREE

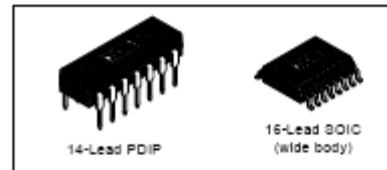
Description

The IR2112(S) is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL outputs, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

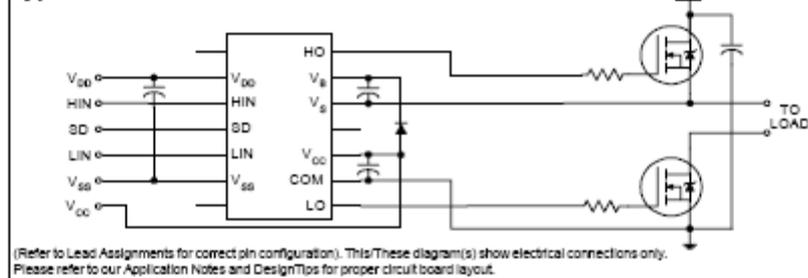
Product Summary

V _{OFFSET}	600V max.
I _{O+/-}	200 mA / 420 mA
V _{OUT}	10 - 20V
t _{on/off} (typ.)	125 & 105 ns
Delay Matching	30 ns

Packages



Typical Connection



Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	625	V	
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CO}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.3	V _{CO} + 0.3		
V _{DD}	Logic Supply Voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CO} - 25	V _{CO} + 0.3		
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _{SDT}	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 Lead DIP)	—	1.6	W
		(16 Lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	(14 Lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 Lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction Temperature	—	150	°C	
T _S	Storage Temperature	-55	150		
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{DD} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	Note 1	500	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CO}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CO}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient Temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to -V_{SS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V, CL = 1000 pF, TA = 25°C and VSS = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t _{on}	Turn-On Propagation Delay	7	—	125	180	ns	V _S = 0V
t _{off}	Turn-Off Propagation Delay	8	—	105	160		V _S = 600V
t _{sd}	Shutdown Propagation Delay	9	—	105	160		V _S = 600V
t _r	Turn-On Rise Time	10	—	80	130		
t _f	Turn-Off Fall Time	11	—	40	65		
MT	Delay Matching, HS & LS Turn-On/Off	—	—	—	30		

Static Electrical Characteristics

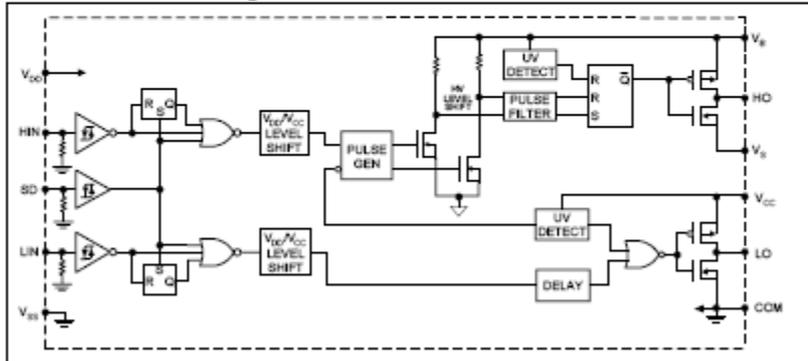
VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V, TA = 25°C and VSS = COM unless otherwise specified. The V_{IH}, V_{IH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{IH}	Logic "1" Input Voltage	12	9.5	—	—	V	
V _L	Logic "0" Input Voltage	13	—	—	6.0		
V _{OH}	High Level Output Voltage, VBIAS - V _O	14	—	—	100	mV	I _O = 3A
V _{OL}	Low Level Output Voltage, V _O	15	—	—	100		I _O = 3A
I _{LK}	Offset Supply Leakage Current	16	—	—	50	μA	V _B = V _S = 600V
I _{QBS}	Quiescent V _{BS} Supply Current	17	—	25	60		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{QCC}	Quiescent V _{CC} Supply Current	18	—	80	180		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{QDD}	Quiescent V _{DD} Supply Current	19	—	2.0	5.0		V _{IN} = 0V or V _{DD}
I _{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	20	—	20	40		V _{IN} = V _{DD}
I _{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	21	—	—	1.0		V _{IN} = 0V
V _{BSUV+}	V _{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	22	7.4	8.5	9.6	V	
V _{BSUV-}	V _{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	23	7.0	8.1	9.2		
V _{CCUV+}	V _{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	24	7.6	8.6	9.6		
V _{CCUV-}	V _{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	25	7.2	8.2	9.2		
I _{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	26	200	350	—	mA	V _O = 0V, V _{IN} = V _{DD} PW ≤ 10 μs
I _{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	27	420	500	—		V _O = 15V, V _{IN} = 0V PW ≤ 10 μs

IR2112(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic Input for high side gate driver output (HO), In phase
SD	Logic Input for shutdown
LIN	Logic Input for low side gate driver output (LO), In phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _C	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments

<p>14 Lead DIP</p> <p>IR2112</p>	<p>16 Lead SOIC (Wide Body)</p> <p>IR2112S</p>
Part Number	

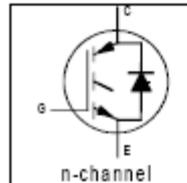
IRG4PC40FD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH
ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Fast CoPack IGBT

Features

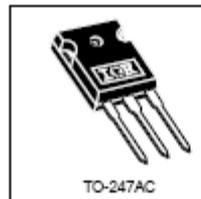
- Fast: Optimized for medium operating frequencies (1-5 kHz in hard switching, >20 kHz in resonant mode).
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-247AC package



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(on)typ.} = 1.50V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 27A$

Benefits

- Generation -4 IGBT's offer highest efficiencies available
- IGBT's optimized for specific application conditions
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBT's . Minimized recovery characteristics require less/no snubbing
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent Industry-standard Generation 3 IR IGBT's



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	49	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	27	
I_{CM}	Pulsed Collector Current Φ	200	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current Φ	200	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	15	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	200	V
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 Screw.	10 lb/in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	-----	-----	0.77	°C/W
$R_{\theta JD}$	Junction-to-Case - Diode	-----	-----	1.7	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	
Wt	Weight	-----	6 (0.21)	-----	g (oz)

IRG4PC40FD

International
IGBT Rectifier

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
V _{BR(CES)}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	----	----	V	V _{GE} = 0V, I _C = 250μA	
ΔV _{BR(CES)/ΔT_J}	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	----	0.70	----	V/°C	V _{GE} = 0V, I _C = 1.0mA	
V _{CE(sat)}	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	----	1.50	1.7	V	V _{GE} = 15V See Fig. 2, 5	
		----	1.85	----			I _C = 27A
		----	1.56	----			I _C = 49A, T _J = 150°C
V _{GE(th)}	Gate Threshold Voltage	3.0	----	6.0		V _{CE} = V _{GE} , I _C = 250μA	
ΔV _{GE(th)/ΔT_J}	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	----	-12	----	mV/°C	V _{CE} = V _{GE} , I _C = 250μA	
g _{fs}	Forward Transconductance @	9.2	12	----	S	V _{CE} = 100V, I _C = 27A	
I _{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	----	----	250	μA	V _{GE} = 0V, V _{CE} = 600V	
		----	----	3500		V _{GE} = 0V, V _{CE} = 600V, T _J = 150°C	
V _{FM}	Diode Forward Voltage Drop	----	1.3	1.7	V	See Fig. 13	
		----	1.2	1.6			I _C = 15A, T _J = 150°C
I _{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	----	----	±100	nA	V _{GE} = ±20V	

Switching Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

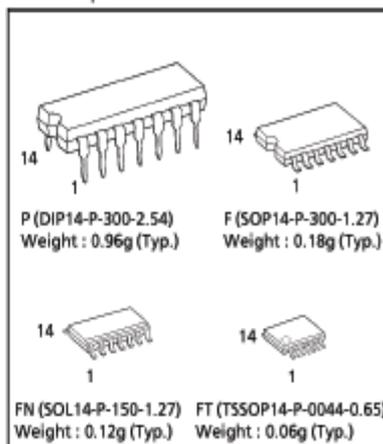
Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q _g	Total Gate Charge (turn-on)	----	100	150	nC	I _C = 27A V _{CE} = 400V See Fig. 8
Q _{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	----	15	23		
Q _{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	----	35	53		
t _{ON}	Turn-On Delay Time	----	63	----	ns	T _J = 25°C I _C = 27A, V _{CE} = 480V V _{GE} = 15V, R _G = 10Ω Energy losses include "tail" and diode reverse recovery. See Fig. 9, 10, 11, 18
t _r	Rise Time	----	32	----		
t _{OFF}	Turn-Off Delay Time	----	230	350		
t _f	Fall Time	----	170	250		
E _{ON}	Turn-On Switching Loss	----	0.95	----		
E _{OFF}	Turn-Off Switching Loss	----	2.01	----		
E _{TS}	Total Switching Loss	----	2.96	4.0		
t _{ON(150)}	Turn-On Delay Time	----	63	----		
t _{r(150)}	Rise Time	----	33	----		
t _{OFF(150)}	Turn-Off Delay Time	----	350	----		
t _{f(150)}	Fall Time	----	310	----		
E _{ON(150)}	Total Switching Loss	----	4.7	----	mJ	
L _{int}	Internal Emitter Inductance	----	13	----	nH	Measured 5mm from package
C _{iss}	Input Capacitance	----	2200	----	pF	V _{GE} = 0V V _{CE} = 30V See Fig. 7
C _{oss}	Output Capacitance	----	140	----		
C _{res}	Reverse Transfer Capacitance	----	29	----		
t _{rr}	Diode Reverse Recovery Time	----	42	60	ns	T _J = 25°C See Fig. 14 T _J = 125°C
		----	74	120		
I _{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	----	4.0	6.0	A	T _J = 25°C See Fig. 15 T _J = 125°C
		----	6.5	10		
Q _{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	----	80	180	nC	T _J = 25°C See Fig. 16 T _J = 125°C
		----	220	600		
dI _{rr(peak)}/dt}	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t _{rr}	----	188	----	A/μs	T _J = 25°C See Fig. 17 T _J = 125°C
		----	160	----		

TC4069UBP, TC4069UBF, TC4069UBFN, TC4069UBFT

TC4069UB HEX INVERTER

TC4069UB contains six circuits of inverters. Since the internal circuit is composed of a single stage inverter, this is suitable for the applications of CR oscillator circuits, crystal oscillator circuits and linear amplifiers in addition to its application as inverters. Because of one stage gate configuration, the propagation time has been reduced.

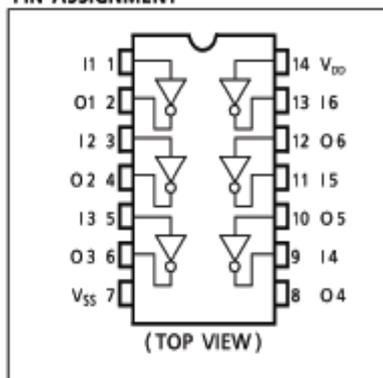
(Note) The JEDEC SOP (FN) is not available in Japan.



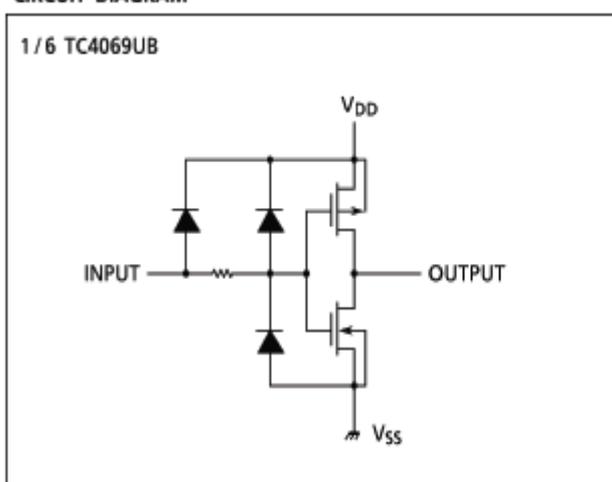
MAXIMUM RATINGS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
DC Supply Voltage	V_{DD}	$V_{SS} - 0.5 \sim V_{SS} + 20$	V
Input Voltage	V_{IN}	$V_{SS} - 0.5 \sim V_{DD} + 0.5$	V
Output Voltage	V_{OUT}	$V_{SS} - 0.5 \sim V_{DD} + 0.5$	V
DC Input Current	I_{IN}	± 10	mA
Power Dissipation	P_D	300 (DIP) / 180 (SOIC)	mW
Operating Temperature Range	T_{opr}	$-40 \sim 85$	$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	$-65 \sim 150$	$^{\circ}\text{C}$

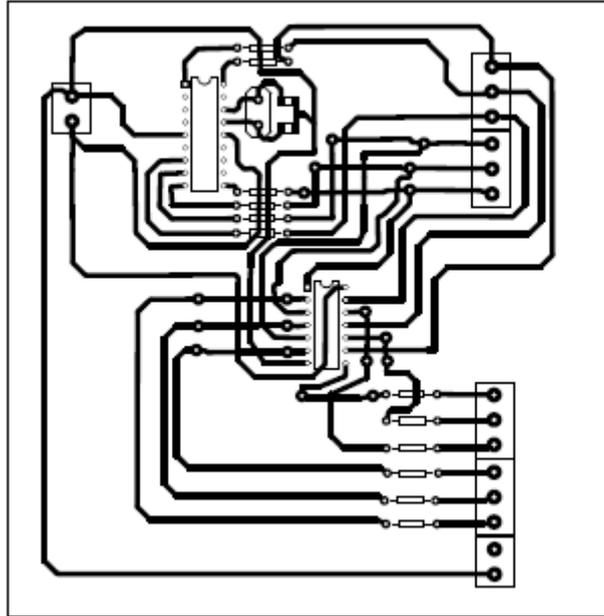
PIN ASSIGNMENT



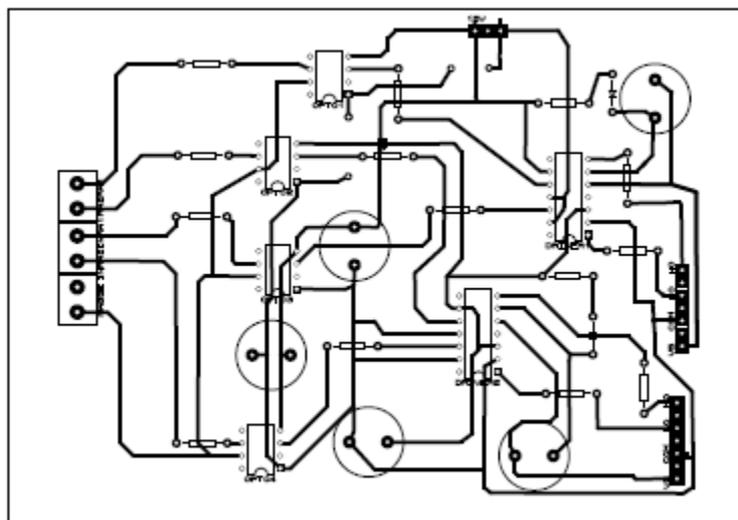
CIRCUIT DIAGRAM



Circuit imprimé de la carte du PIC16F84A sur ARES.



Circuit imprimé de la carte de commande sur ARES



;------commande par élimination d'harmonique -----

list p=16f84A

#include"P16f84A.inc"

__CONFIG H'3FF9'

;------

;------definitions des registres temporaire-----

cp1 EQU 0x0C

cp2 EQU 0x0D

;------

ORG 0x00

BSF STATUS,5

MOVLW 0x00

MOVWF TRISA

MOVWF TRISB

BCF STATUS,5

;------programme principale-----

debut

,*****
,

clrf PORTA ; mise à 0 des sorties du port A

clrf PORTB

,*****

BSF PORTA,1

BCF PORTA,2

BCF PORTB,1

BCF PORTB,2

BCF PORTB,3

BCF PORTB,4

CALL temporisation1

BSF PORTA,1

BCF PORTA,2

BSF PORTB,1

BCF PORTB,2

BCF PORTB,3

BCF PORTB,4

CALL temporisation1

BSF PORTA,1

BCF PORTA,2

BSF PORTB,1

BCF PORTB,2

BSF PORTB,3

BCF PORTB,4

CALL temporisation1

BSF PORTA,1

BCF PORTA,2

BSF PORTB,1

```
BCF PORTB,2
BSF PORTB,3
BCF PORTB,4
CALL temporisation1
BSF PORTA,1
BCF PORTA,2
BSF PORTB,1
BCF PORTB,2
BSF PORTB,3
BSF PORTB,4
CALL temporisation1
BSF PORTA,1
BCF PORTA,2
BSF PORTB,1
BSF PORTB,2
BSF PORTB,3
BSF PORTB,4
CALL temporisation1
BSF PORTA,1
BSF PORTA,2
BSF PORTB,1
BSF PORTB,2
BSF PORTB,3
BSF PORTB,4
CALL temporisation1
BSF PORTA,1
BSF PORTA,2
```

BSF PORTB,1

BSF PORTB,2

BSF PORTB,3

BSF PORTB,4

CALL temporisation1

BCF PORTA,1

BSF PORTA,2

BSF PORTB,1

BSF PORTB,2

BSF PORTB,3

BSF PORTB,4

CALL temporisation1

BCF PORTA,1

BSF PORTA,2

BCF PORTB,1

BSF PORTB,2

BSF PORTB,3

BSF PORTB,4

CALL temporisation1

BCF PORTA,1

BSF PORTA,2

BCF PORTB,1

BSF PORTB,2

BCF PORTB,3

BSF PORTB,4

CALL temporisation1

BCF PORTA,1

```
BSF PORTA,2
BCF PORTB,1
BSF PORTB,2
BCF PORTB,3
BSF PORTB,4
CALL temporisation1
BCF PORTA,1
BSF PORTA,2
BCF PORTB,1
BSF PORTB,2
BCF PORTB,3
BCF PORTB,4
CALL temporisation1
BCF PORTA,1
BSF PORTA,2
BCF PORTB,1
BCF PORTB,2
BCF PORTB,3
BCF PORTB,4
CALL temporisation1
BCF PORTA,1
BCF PORTA,2
BCF PORTB,1
BCF PORTB,2
BCF PORTB,3
BCF PORTB,4
CALL temporisation1
```

BCF PORTA,1

BCF PORTA,2

BCF PORTB,1

BCF PORTB,2

BCF PORTB,3

BCF PORTB,4

CALL temporisation1

,*****
,

GOTO debut

;------

temporisation1 MOVLW 0x43

 MOVWF cp1

 MOVLW 0x06

 MOVWF cp2

tempo1 DECFSZ cp1

 GOTO tempo1

 MOVLW 0x43

 MOVWF cp1

 DECFSZ cp2

 GOTO tempo1

 RETURN

FIN

Résumé

Les structures de conversion multiniveaux permettent de convertir en moyenne tension et forte puissance. Celles-ci sont construites à partir de cellules de commutations et permettent d'augmenter le courant et la tension en entrée ou en sortie. Ces structures sont appelées multiniveaux car les formes d'ondes des tensions en sortie permettent d'avoir plus de deux niveaux de tension différents. Les différentes structures peuvent être classées dans différentes catégories tel que la mise en série de pont en H, les convertisseurs multicellulaires série ou parallèle ou encore la structure NPC. Toutes ces structures ont des propriétés et applications différentes, même si certaines structures ont des propriétés communes.

Même si l'utilisation de structure de conversion multiniveaux permet de convertir à forte puissance, celle-ci n'est pas toujours aisée. En effet l'augmentation du nombre de niveaux ou de la tension d'entrée implique également une augmentation du nombre de composants semi-conducteurs. Ceci peut être un frein à l'utilisation de convertisseur multiniveaux.

En conséquence, quatre chapitres constituent notre étude :

Le premier chapitre, sera consacré à la représentation historique des onduleurs multiniveaux, pour cela une description chronologique de leurs évolutions au fil du temps a été introduite, nous profitons ainsi de lister brièvement leurs différentes topologies, leurs structures et leurs caractéristiques, sans oublier d'illustrer leurs domaines d'applications.

Le second chapitre, sera dédié à l'étude de circuit de puissance après un choix judicieux et convenable de la structure à étudier, la nécessité d'analyser son fonctionnement de même la compréhension de chaque groupage de composants.

Le troisième chapitre vise à une étude de la commutation et de l'algorithme de contrôle. La stratégie triangulo-sinusoïdale, également appelée Modulation de Largeur d'Impulsion sinusoïdale (MLI sinusoïdale), génère des signaux de commande établir les instants de commutations des interrupteurs de puissance, elle constitue donc l'algorithme de contrôle, ce dernier est déterminé par les intersections de la porteuse avec la modulante (référence).

Le quatrième chapitre, traite la réalisation pratique de l'onduleur et les différents essais expérimentaux obtenus.