

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université A. MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique

**MEMOIRE**  
**EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE**  
**MASTER**  
**Domaine : Génie Electrique Filière : Electromécanique**  
**Spécialité : Electromécanique**

*Thème*

**Implémentation sur DSP F28335 des Stratégies de  
Commande d'un Convertisseur DC/AC**

**Présenté par :**  
**M. Ben Ahmed Bouzid**  
**M. Chelbi Farid**

**Dirigé par :**  
**M. Ghedamsi Kaci**

**Année Universitaire : 2017/2018**

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ceux qui ont donné un sens à mon existence, en m'offrant*

*Une éducation digne de confiance, ceux qui m'ont soutenu*

*Jour et Nuit durant mon cursus ;*

*A mes très chers parents pour le soutien et l'amour que vous m'avez apporté*

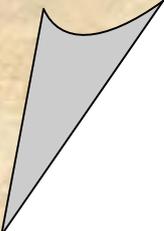
*Depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours ;*

*A mes frères et sœurs pour leurs soutiens, leurs pensées et leurs encouragements ;*

*À la mémoire de mon frère Nacer décédé en 2009 ;*

*Et enfin à toutes personnes dont l'amitié est sincère.*

*Farid*



---

---

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ceux qui ont donné un sens à mon existence, en m'offrant*

*Une éducation digne de confiance, ceux qui m'ont soutenu*

*Nuit et jour durant mon parcours ;*

*A mes très chers parents pour le soutien et l'amour que vous m'avez apporté*

*Depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours ;*

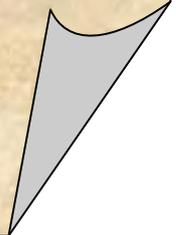
*A mes sœurs pour leurs soutiens, leurs pensées et leurs encouragements ;*

*À la mémoire de mon frère Yazid décédé en 2008;*

*À mes amis Mehdi, Fafa et Atmane ;*

*Et enfin à toutes personnes dont l'amitié est sincère.*

*Bougid*



## *Remerciements*

*Au préalable à ce mémoire nous remercions ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'études.*

*Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.*

*Nous tenons à remercier Monsieur GHEDAMSI, qui en tant que encadreur, il s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacré et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.*

*Nous remercions vivement Mr CHOUDER, Mr BOUZIDI Riad et Mr EL OUASSER de pôle universitaire de M'sila, pour leurs soutiens et leurs temps qu'ils nous ont consacré au niveaux de leur laboratoire.*

*On n'oublie nos parents pour leur contribution, leur soutien et leur patience.*

*Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours encouragés au cours de la réalisation de ce mémoire.*

*Merci à tous et à toutes.*

---

---

# Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre I:Généralités sur les convertisseurs DC/AC .....	4
Introduction .....	5
I.1 Les interrupteurs de puissances .....	5
I.1.1 Caractéristiques des interrupteurs de puissance .....	5
I.1.2 Les différents types de composants semi-conducteurs .....	5
I.1.2.1 Interrupteur à 2 segments .....	5
I.1.2.2 Interrupteur à 3 segments .....	6
I.1.2.3 Interrupteur à quatre segments .....	6
I.2 Définition de l'onduleur.....	7
I.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur.....	7
I.3.1 Onduleur monophasé .....	7
I.3.2 Onduleur de tension triphasé.....	8
I.4 Types d'onduleur .....	8
I.4.1 Onduleur autonome.....	9
I.4.2 Onduleur non autonome.....	9
I.4.3 Onduleur à résonance.....	9
I.4.3.1 Onduleur à résonance série .....	9
I.4.3.2 Onduleur à résonance parallèle .....	9
I.4.4 Onduleur de tension .....	9
I.4.5 Onduleurs de courant .....	10
I.5 Mécanismes de transfert de puissance .....	10
I.6 Les applications des onduleurs .....	11
I.6.1 Quelques applications de l'onduleur.....	12
I.6.1.1 Réglage de la vitesse de rotation des moteurs.....	12
I.6.1.2 Alimentation de secours.....	12
I.6.1.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes .....	12

I.6.1.4 Filtres actifs.....	13
I.6.1.5 Compensateur de puissance réactive.....	13
I.6.1.6 Energie renouvelable.....	14
Conclusion.....	14
Chapitre II : Stratégies de commande des convertisseurs DC/AC.....	15
Introduction .....	16
II.1 Paramètres de performance .....	16
II.1.1 Définition de la notion harmonique .....	16
II.1.2 Expression de la grandeur déformée.....	17
II.1.2.1 Tensions et courants harmonique.....	17
II.1.3 Taux de distorsion harmonique (THD).....	18
II.1.3.1 Taux individuel et taux de distorsion.....	18
II.1.4 Facteur de puissance .....	18
II.2 Différentes stratégies de commande des onduleurs.....	19
II.2.1 Commandes à ondes carré .....	20
II.2.1.1 Commande pleine onde .....	20
II.2.1.2 Type 120° .....	23
II.2.2 Commande MLI.....	24
II.2.2.1 MLI triangulo-sinusoidale .....	25
II.2.2.2 MLI pré-calculé .....	26
II.2.2.3 La modulation vectorielle (SVPWM).....	28
Conclusion.....	35
Chapitre III : Modélisation et simulation du convertisseur sous PSIM .....	36
Introduction .....	37
III.1 Présentation de logiciel PSIM .....	37
III.2 Modélisation du convertisseur sous PSIM :.....	38
III.3 Résultats de simulation.....	39
III.3.1 Commande 180° .....	39
III.3.2 Commande 150° .....	41
III.3.3 Commande 120° .....	43
III.3.4 MLI triangulo-sinusoidale.....	45

---

---

III.3.5 Commande MLI pré-calculée.....	50
III.3.6 Commande vectorielle.....	53
III.4 Comparaison des résultats .....	57
Conclusion.....	57
Chapitre IV : Passage de la commande analogique à la commande numérique .....	59
Introduction .....	60
IV.1 Description de la carte TI-F28335 .....	60
IV.1.1 Caractéristiques matérielles.....	60
IV.1.1.1 Diagramme fonctionnel.....	60
IV.1.1.2 C28x CPU .....	62
IV.1.1.3 Bus de mémoire (Harvard).....	62
IV.1.1.4 M0, M1 SARAMs.....	63
IV.1.1.5 Boot ROM.....	63
IV.1.1.6 Trames périphérique 0, 1, 2, 3 (PFn).....	65
IV.1.2 Cotes maximales absolues et conditions d'utilisation recommandées.....	65
IV.2 Conception du système d'auto-génération de code.....	66
IV.2.1 Convertisseur analogique/numérique.....	66
IV.2.2 Générateur MLI.....	67
IV.2.3 Définition de blocs SCI pour la surveillance et le débogage en temps réel .....	68
IV.3 Implémentation réelle .....	69
IV.3.1 Commande pleine onde.....	69
IV.3.1.1 Résultat de la manipulation .....	71
IV.3.1.2 Interprétation de résultats .....	71
IV.3.2 Commande MLI naturelle .....	72
IV.3.2.1 Résultats de la manipulation .....	73
IV.3.2.2 Interprétation de résultats .....	74
Conclusion.....	74
Conclusion générale .....	75
Liste bibliographique.....	77
Annexe .....	i

---

---

## Liste des abréviations

**ADC** : Analog/Digital Converter

**XINTF** : Interface externe.

**AC** : Courant/tension alternatif.

**CPU** : Central Processing Unit.

**CSM** : Code Security Module.

**D** : Puissance déformante.

**DC**: Courant/tension continu.

**DMA**: Direct Memory Access.

**DSP** : Digital Signal Processor.

**FP** : Facteur de puissance.

**GPIO**: General Purpose Input/Output.

**M** : Indice de modulation

**McBSP** : Multi-Channel Buffered Serial Port.

**MLI** : Modulation de la Largeur d'Impulsion.

**OPT** : One Time Programming.

**P** : Puissance active.

**PV** : Photovoltaïque.

**Q** : Puissance réactive.

**QEP**: Quadrature Encoder Pulse.

**r**: Indice de réglage

**ROM**: Read Only Memory.

**S** : Puissance apparente.

**SCI** : Serial Communication Interface.

**SPI**: Serial Peripheral Interface.

**SVPWM**: Space Vector Pulse Width Modulation.

**THD** : Total Harmonic Distortion

**V<sub>réf</sub>**: Tension de référence

---

---

## Liste des tableaux

<b>Tableau 2.1 :</b> Les tensions et les courants correspondants à chaque état de commutation de l'onduleur.....	22
<b>Tableau 2.2 :</b> Les tensions pour un montage étoile.....	31
<b>Tableau 2.3 :</b> Rapports cycliques pour les différents secteurs.....	34
<b>Tableau 3.1 :</b> Valeurs des différentes grandeurs pour la commande 180°.....	41
<b>Tableau 3.2 :</b> Valeurs des différentes grandeurs pour la commande 150°.....	43
<b>Tableau 3.3 :</b> Valeurs des différentes grandeurs pour la commande 120°.....	44
<b>Tableau 3.4 :</b> Valeurs des différentes grandeurs pour la commande MLI triangulo-sinusoidale.....	49
<b>Tableau 3.5 :</b> Valeurs des différentes grandeurs pour la commande pré-calculée pour une charge purement résistive.....	53
<b>Tableau 3.6 :</b> Valeurs des différentes grandeurs obtenues par la commande vectorielle.....	57
<b>Tableau 3.7 :</b> Tableau comparatif des résultats de différentes commandes.....	57
<b>Tableau 4.1 :</b> Différentes caractéristique de la carte F28335.....	64
<b>Tableau 4.2:</b> Cotes maximales absolues.....	66

---

---

## Liste des figures

<b>Figure0.1:</b> Interrupteur à deux segments.....	6
<b>Figure0.2:</b> Interrupteur à 3 segments.....	6
<b>Figure0.3:</b> Interrupteur à 4 segments.....	6
<b>Figure 1.4:</b> Schéma de principe de la conversion continu – alternative (DC/AC).....	7
<b>Figure 1.5:</b> Principe de fonctionnement de l'onduleur monophasé.....	7
<b>Figure 1.6:</b> Forme d'onde de la tension $U_d$ .....	8
<b>Figure 1.7:</b> Circuit de puissance d'un onduleur triphasé.....	8
<b>Figure 1.8:</b> Onduleur de courant en pont monophasé, signaux de commande et forme d'onde de courants.....	10
<b>Figure 1.9:</b> Conventions de notation et d'orientation des grandeurs.....	10
<b>Figure 1.10:</b> Les différents régimes de fonctionnement de l'onduleur selon le signe et la valeur du déphasage des grandeurs de sortie.....	11
<b>Figure 1.11:</b> Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.....	12
<b>Figure 1.12:</b> Alimentation de secours.....	12
<b>Figure 1.13:</b> Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.....	12
<b>Figure 1.14:</b> Filtre actif série (FAS), filtre actif parallèle (FAP).....	13
<b>Figure 1.15:</b> a) Structure d'un compensateur de puissance réactive.....	13
b) Diagramme vectoriel.....	13
<b>Figure 2.1:</b> Formes d'ondes d'harmonique, fondamental et signal déformé.....	17
<b>Figure 2.2 :</b> Diagramme de Fresnel des puissances.....	19
<b>Figure 2.3 :</b> Structure de base d'un onduleur de tension triphasé.....	20
<b>Figure 2.4 :</b> Signaux de commande pleine onde.....	23
<b>Figure 2.5 :</b> Intervalles de conductions des interrupteurs pour la commande type $120^\circ$ .....	23
<b>Figure 2.6 :</b> signaux de commande des interrupteurs pour la commande $120^\circ$ .....	24
<b>Figure 2.7 :</b> Principe de la MLI triangulo-sinusoidale.....	26
<b>Figure 2.8 :</b> Forme d'onde d'un signal MLI pré-calculé.....	27
<b>Figure 2.9 :</b> Onduleur de tension à trois bras.....	29
<b>Figure 2.10 :</b> Représentation des huit vecteurs de tension fournis par l'onduleur.....	31
<b>Figure 2.11 :</b> Principe d'application d'un vecteur de référence (secteur 1).....	32

<b>Figure 2.12</b> : Algorithme de détermination de secteur.....	34
<b>Figure 3.1</b> : Représentation d'un circuit dans PSIM.....	37
<b>Figure 3.2</b> : Schéma de puissance de l'onduleur.....	39
<b>Figure 3.3</b> : Schéma de principe de la commande 180°.....	39
<b>Figure 3.4</b> : Tension simple ( $V_{an}$ ), courant ( $I_1$ ) et tension composée ( $U_{ab}$ ).....	40
<b>Figure 3.5</b> : Spectre d'harmoniques de tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	40
<b>Figure 3.6</b> : Allures des signaux de commande.....	41
<b>Figure 3.7</b> : Allure de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	42
<b>Figure 3.8</b> : Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	42
<b>Figure 3.9</b> : Allure de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	43
<b>Figure 3.10</b> : Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	44
<b>Figure 3.11</b> : Schéma de la commande MLI triangulo-sinusoidale sous PSIM.....	45
<b>Figure 3.12</b> : Forme d'onde de signal de référence, signal triangulaire et signal de commande pour $m=9$ et $r=0.8$ .....	45
<b>Figure 3.13</b> : Forme d'onde de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour $m=9$ et $r=0.8$ .....	46
<b>Figure 3.14</b> : Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour $m=9$ et $r=0.8$ .....	46
<b>Figure 3.15</b> : Forme d'onde de signal de référence, signal triangulaire et signal de commande pour $m=60$ et $r=0.98$ .....	47
<b>Figure 3.16</b> : Forme d'onde de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour $m=60$ et $r=0.98$ .....	47
<b>Figure 3.17</b> : Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour $m=60$ et $r=0.98$ .....	48
<b>Figure 3.18</b> : Evolution du fondamental de la tension simple et de ses trois premiers harmoniques en fonction de l'indice de réglage .....	48
<b>Figure 3.19</b> : Evolution du THD du fondamental de la tension simple et de ses trois premiers harmonique en fonction de l'indice de réglage.....	49
<b>Figure 3.20</b> : Allures des signaux de commande.....	50

<b>Figure 3.21:</b> Allure de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	51
<b>Figure 3.22 :</b> Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	51
<b>Figure 3.23 :</b> Allure de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour une charge purement résistive.....	52
<b>Figure 3.24 :</b> Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour une charge purement résistive.....	52
<b>Figure 3.25 :</b> Calcul de module et d'argument du vecteur de référence.....	53
<b>Figure 3.26 :</b> Choix de secteur.....	54
<b>Figure 3.27 :</b> Calcul de temps d'application.....	54
<b>Figure 3.28 :</b> Calcul de signaux de commande.....	54
<b>Figure 3.29 :</b> Tension de référence et protocole de choix de secteur.....	55
<b>Figure 3.30 :</b> Signaux de commande des deux interrupteurs du premier bras.....	55
<b>Figure 3.31 :</b> Forme d'onde de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	56
<b>Figure 3.32 :</b> Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).....	56
<b>Figure 4.1 :</b> Diagramme fonctionnel.....	61
<b>Figure 4.2 :</b> Carte DSP F28335.....	62
<b>Figure 4.3 :</b> Convertisseur analogique/numérique.....	67
<b>Figure 4.4 :</b> Générateur MLI monophasé.....	67
<b>Figure 4.5 :</b> Blocs entrée et sortie numérique.....	68
<b>Figure 4.6 :</b> Banc d'essai.....	69
<b>Figure 4.7 :</b> Algorithme de commande pleine onde.....	70
<b>Figure 4.8 :</b> Configuration de sorties.....	70
<b>Figure 4.9 :</b> Signaux de commande.....	71
<b>Figure 4.10 :</b> Tension simple.....	71
<b>Figure 4.11 :</b> algorithme de commande MLI naturelle.....	72
<b>Figure 4.12 :</b> Configuration de sorties.....	72
<b>Figure 4.13 :</b> Configuration du bloc PWM.....	73

---

---

<b>Figure 4.14</b> : Signal de commande MLI.....	73
<b>Figure 4.15</b> : Tension simple.....	74
<b>Figure1</b> : Sous-modules et connexions de signaux pour un module ePWM.....	ii
<b>Figure 2</b> : Sous-modules ePWM et interconnexions de signaux internes.....	iii
<b>Figure 3</b> : Fréquence et période de base de temps.....	iv

---

# **Introduction générale**

Les applications de l'électronique furent pendant longtemps limité aux techniques de hautes fréquences. Les possibilités d'application étaient limitées par le manque de fiabilité des éléments électroniques disponibles. Cette fiabilité était insuffisante devant les exigences requises par les nouvelles applications dans le domaine industriel. Ce ne fût qu'à la suite du développement des composants électroniques spéciaux de fiabilité plus élevée et de tolérance plus restreintes, que les nouvelles techniques peuvent être envisagées, ainsi naissse une nouvelle branche de l'électronique appelée l'électronique de puissance [1].

A l'heur actuel cette discipline du génie électrique touche des domaines d'applications vastes et très divers pour les puissances couvrant une large gamme, (de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts).

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés en plusieurs types de commande. La commande pleine onde, est la technique de base utilisée pour les onduleurs à deux niveaux. Dans ce cas, le signal de commande et la tension désirée à la sortie ont la même fréquence. Néanmoins, cette dernière présente des limitations en puissance et un grand nombre d'harmoniques gênants.

Les inconvénients de ces commandes de base ont poussé les recherches, à explorer de nouvelles stratégies pour améliorer les performances de l'onduleur. La technique la plus évoluée est la modulation de largeur d'impulsion. Cette stratégie consiste à commander l'onduleur en haute fréquence, elle permet ainsi de varier à la fois la fréquence et l'amplitude tout en gardant la source continue constante.

Toutefois, la mise en œuvre de ces stratégies requiert des installations et des circuits très coûteux et encombrés. Pour y remédier, la solution numérique reste la plus approprié. En effet, le développement des processeurs numériques a boosté les travaux de recherches et raccourcis le temps de réalisation de ces commandes.

L'objectif de ce travail est double. Nous voulons d'une part, faire une étude comparative des différentes stratégies de commande des onduleurs à deux niveaux, et d'autre part, expérimenter l'aspect technologique d'une commande numérique sur la carte DSP.

Pour atteindre cet objectif, nous avons procédé de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous rappelons brièvement le principe de fonctionnement d'un onduleur de tension monophasé et triphasé, ainsi les différents types d'onduleur et leurs domaines d'application.

Le second chapitre met en évidence les différentes stratégies de commande de l'onduleur avec une étude détaillée des techniques de base comme la commande pleine onde, la commande décalée, et des techniques à MLI évoluées comme, MLI naturelle, modulation vectorielle, la MLI pré-calculée.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation des différentes techniques de commande présentées dans le deuxième chapitre. La présentation des résultats de simulation est accompagnée d'une interprétation et analyse comparative entre les différentes commandes.

## *Introduction générale*

---

---

Le dernier chapitre est une étude des différents éléments utilisés pour le passage de la commande analogique à la commande numérique et l'implémentation de cette dernière sur la carte DSP.

---

---

# **Chapitre I: Généralités sur les convertisseurs DC/AC**

## **Introduction**

L'électronique de puissance permet d'étudier la conversion de l'énergie électrique réalisée au moyen de convertisseurs utilisant des dispositifs statiques (semi-conducteur) qui sont des dispositifs le plus souvent pilotables, les transferts d'énergie entre la source et le récepteur sont alors maîtrisés. Ces convertisseurs transforment et adaptent les formes des signaux électriques disponibles à la source d'entrée en une forme appropriée au récepteur (charge), à alimenter [1].

L'avènement et le développement de la fonction d'onduleur, ainsi que sa large diffusion aujourd'hui, ont été rendus possibles par le développement de la technologie des interrupteurs à semi-conducteurs commandables et puissants, ainsi que sur l'utilisation, le développement et la mise en œuvre des techniques de modulation, afin d'assurer le pilotage du transfert d'énergie.

Ces onduleurs sont utilisés dans de différents domaines pour de nombreuses applications selon le but, le type de l'onduleur et de la charge à alimenter.

Dans ce chapitre, nous allons d'abord décrire les différents types d'interrupteurs de puissance utilisés dans la conception des onduleurs. Ensuite, on passe à la définition de l'onduleur et de ses différents types accompagnée d'une description du mécanisme de transfert de puissance.

A la fin de ce chapitre nous allons citer quelques applications associées à l'onduleur.

## **I.1 Les interrupteurs de puissances**

La mise au point des semi-conducteurs, permettant le contrôle de courants et de tensions importants, a donné un essor considérable à l'électronique de puissance, au point d'en faire une discipline de base de génie électrique [2]. Il est donc nécessaire de procéder à un développement des caractéristiques de ces interrupteurs, avant d'aborder toute étude impliquant des montages d'électronique de puissance.

### **I.1.1 Caractéristiques des interrupteurs de puissance**

Un interrupteur de puissance est formé par un ou plusieurs composants semi-conducteurs. Sa résistance peut varier entre une valeur très élevée (état ouvert ou bloqué) et une valeur très faible (état fermé ou passant) [3].

### **I.1.2 Les différents types de composants semi-conducteurs**

#### **I.1.2.1 Interrupteur à 2 segments**

L'interrupteur est unidirectionnel en tension et en courant. On distingue deux caractéristiques statiques à deux segments comme le montre la figure 1.1

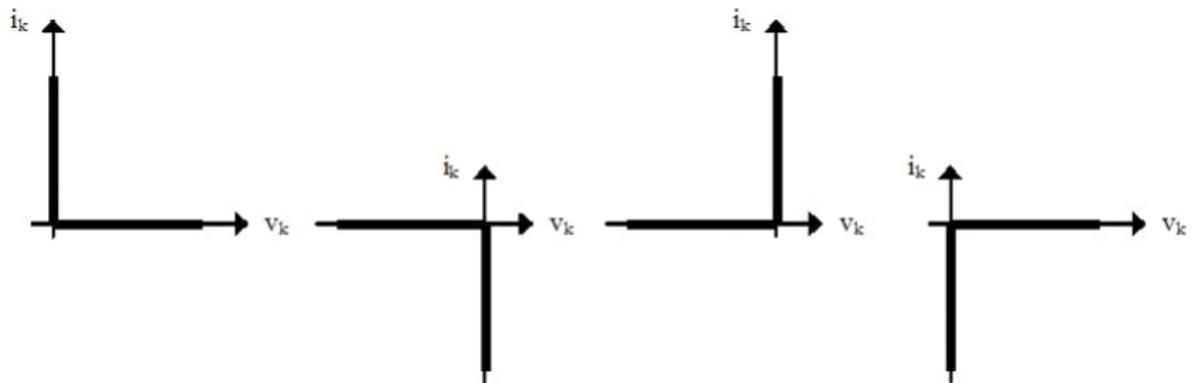


Figure 1.1: Interrupteur à deux segments.

### I.1.2.2 Interrupteur à 3 segments

L'interrupteur est bidirectionnel en tension ou en courant comme le montre la figure 1.2. Il n'existe donc que deux caractéristiques statiques à trois segments [3].

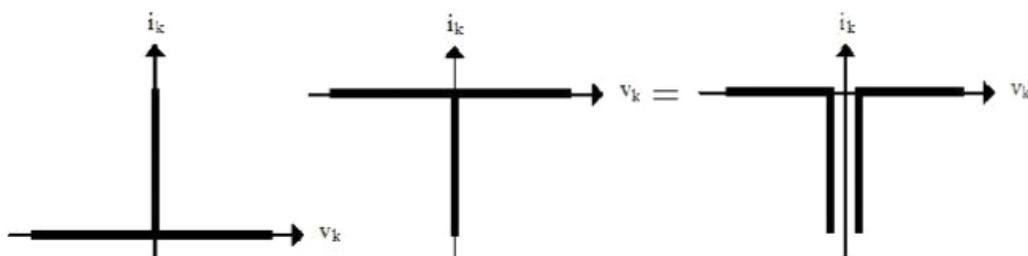


Figure 1.2: Interrupteur à 3 segments

### I.1.2.3 Interrupteur à quatre segments

L'interrupteur est bidirectionnel en tension et en courant comme le montre la figure 1.3. La caractéristique statique est obtenue par association des deux types précédents [3].

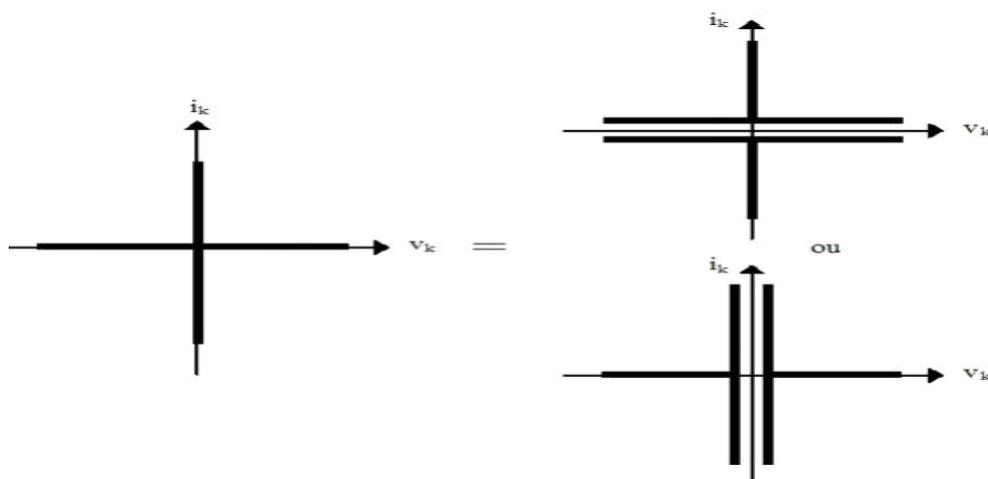


Figure 1.3: Interrupteur à 4 segments.

## I.2 Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant la conversion de l'énergie électrique sous sa forme continue (DC) vers la forme alternative (AC). Grâce à des composants semi-conducteurs commandés, il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace.

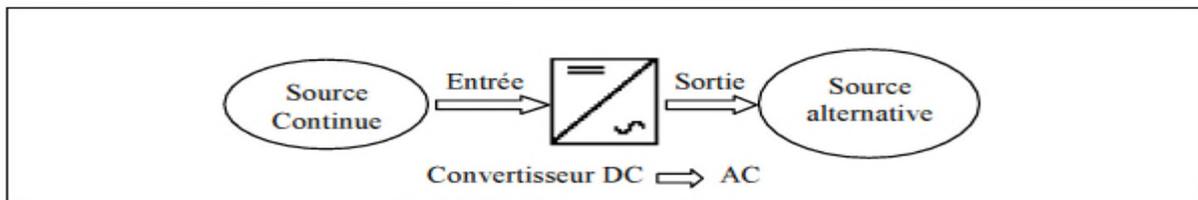


Figure 1.4: Schéma de principe de la conversion continu – alternative (DC/AC).

## I.3 Principe de fonctionnement d'un onduleur

### I.3.1 Onduleur monophasé

Pour expliquer le fonctionnement d'un onduleur autonome on procède à réaliser un onduleur monophasé. Pour cela il suffit de disposer d'une source de tension continue  $E$  et un interrupteur inverseur  $K$  comme le montre la figure 1.5 :

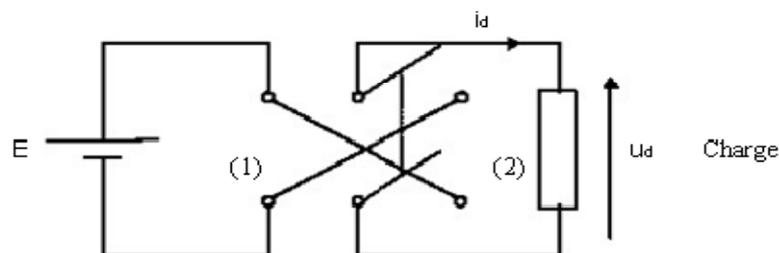


Figure 1.5: Principe de fonctionnement de l'onduleur monophasé.

La tension de sortie  $U_d$  ne peut prendre que deux valeurs :  $E$  et  $-E$ .

Lorsque  $K$  est à la position (1), on obtient une tension aux bornes de la charge  $U_d=E$ .

Lorsque  $K$  est à la position (2),  $U_d= -E$ .

La forme d'onde de la tension aux bornes de la charge est représentée dans la figure 1.6 :

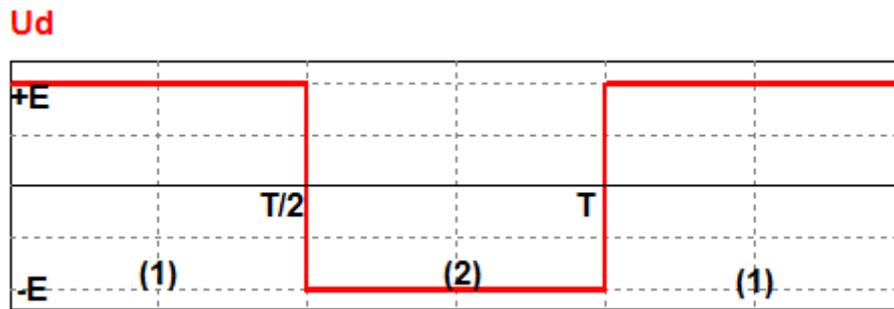


Figure 1.6: Forme d'onde de la tension  $U_d$ .

### I.3.2 Onduleur de tension triphasé

Pour obtenir un onduleur triphasé, il suffit de regrouper, en parallèle, trois onduleurs monophasés et commander les interrupteurs de façon à avoir à la sortie trois phases décalées de  $120^\circ$ . En fait, ce regroupement donne un onduleur triphasé à six interrupteurs, deux pour chaque bras représenté dans la figure 1.7. Pour s'assurer que la source de tension  $U_{dc}$  ne soit jamais court-circuitée et les circuits de courant  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  ne soient jamais ouverts, les interrupteurs présentent dans le même bras ne doivent jamais commuter simultanément, ce qui leur impose des signaux de commande complémentaires.

Ces interrupteurs doivent être bidirectionnelle en courant, afin de pouvoir imposer les tensions de sorties quel que soit le courant de la charge. Ces interrupteurs sont formés d'une diode montée en antiparallèle à un semi-conducteur commandé à l'ouverture et à la fermeture.

Selon la puissance mise en jeu, ces interrupteurs peuvent être réalisés avec des MOS ou bipolaires, des IGBT ou des GTO associés à une diode pour assurer la réversibilité en courant.

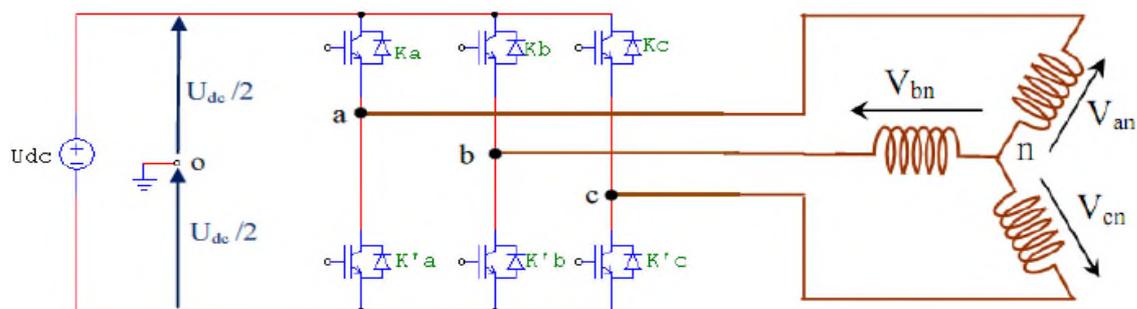


Figure 1.7: Circuit de puissance d'un onduleur triphasé.

### I.4 Types d'onduleur

Selon la fréquence de la forme d'onde de sortie, il existe deux types d'onduleurs, à savoir : autonome et non autonome.

### I.4.1 Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome, s'il impose sa fréquence propre à lui à sa tension de sortie. Autrement dit, on a accès au réglage de la fréquence par des signaux de commande issu d'une source auxiliaire. On distingue deux types d'onduleurs autonomes selon la grandeur du signal de commande: les onduleurs de tension et les onduleurs de courant [4] [5].

### I.4.2 Onduleur non autonome

C'est un redresseur tous thyristor en commutation naturelle assisté par le réseau auquel il est connecté, il permet un fonctionnement en onduleur et le retour de l'énergie à la source continue [4] [5].

Ce fonctionnement est fréquent lors de freinage par récupération de l'énergie dans les entraînements à moteurs électriques.

Dans ce cas, la fréquence de la tension de sortie est imposée par le réseau.

Toutefois il existe un autre type d'onduleur dit à résonance.

### I.4.3 Onduleur à résonance

Ces onduleurs permettent d'imposer le courant ou la tension et la fréquence. Alors, pour le cas particulier où la charge est constituée d'un circuit oscillant peu amorti, on peut commander les interrupteurs à une fréquence très proche de la fréquence de résonance de la charge. Si la charge varie, la fréquence de commande varie. Ce qui signifie que la fréquence de l'onduleur dépende la charge, il n'est plus autonome. On distingue deux modèles à résonance [5], [6], [7].

#### I.4.3.1 Onduleur à résonance série

Celui-ci débite sur un circuit **RLC** résonant série peu amorti. Dans ce cas, on dispose d'une inductance placée en série dans la charge, pour s'opposer aux discontinuités du courant, donc l'onduleur doit être alimenté par une source de tension.

#### I.4.3.2 Onduleur à résonance parallèle

Ce dernier débite sur un circuit **RLC** résonnant parallèle peu amorti. Pour cela, on dispose d'une capacité branchée entre les bornes de la sortie, pour s'opposer à la brusque variation de la tension, donc l'onduleur doit être alimenté par une source de courant continu [5], [6], [7].

Selon la source d'alimentation de l'onduleur il existe deux types :

### I.4.4 Onduleur de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «u» n'est pas affectée par les variations du courant «i» qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant « $i$ » dépend de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

### I.4.5 Onduleurs de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « $i$ » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « $u$ » à ses bornes [4].

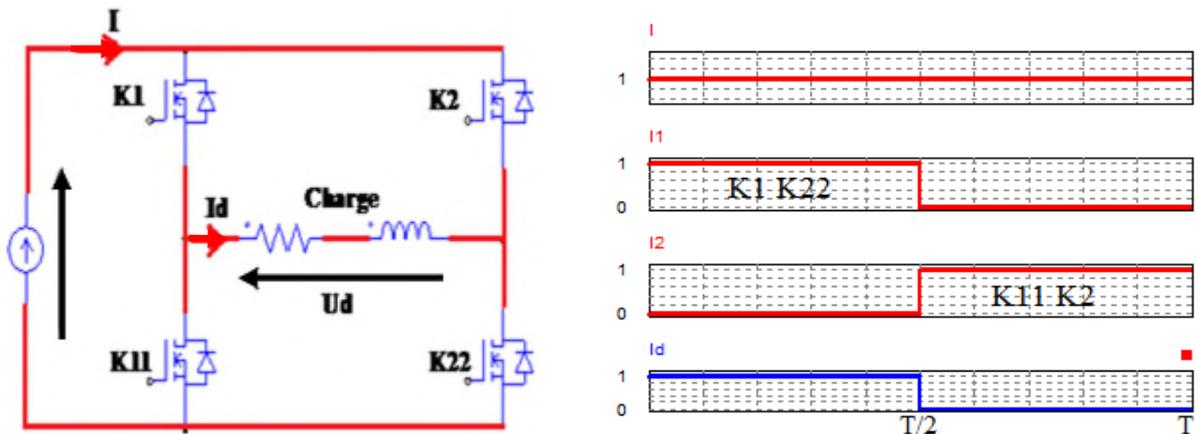


Figure 1.8: Onduleur de courant en pont monophasé, signaux de commande et forme d'onde de courants.

## I.5 Mécanismes de transfert de puissance

Plaçons-nous dans le cas simple de la modulation pleine onde (courbes de gauche sur la figure 1.10 et supposons que le courant de sortie soit sinusoïdal et déphasé de  $\phi$  par rapport au fondamental de  $f_m$ , noté  $(f_m)_F$ , donc par rapport au fondamental de la tension de sortie.

(On rappelle que :  $V_s = F_m(t) \cdot E$  et  $i_E = F_m(t) \cdot i_s$ )

Si on examine la puissance absorbée sur le bus AC ( $\langle V_s \cdot I_s \rangle$ ), trois modes de fonctionnement peuvent alors apparaître [8] :

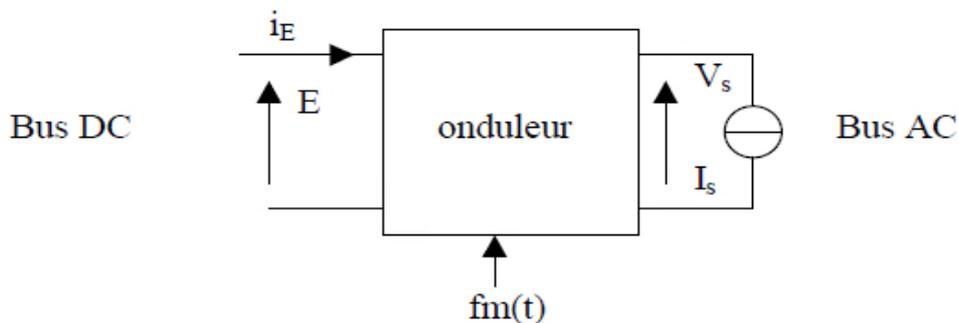


Figure 1.9: Conventions de notation et d'orientation des grandeurs.

a)  $-\pi/2 < \phi < \pi/2$

La puissance active délivrée par l'onduleur est positive et transite depuis la source continue vers la source alternative. L'observation de  $i_E$  fait effectivement apparaître une valeur moyenne positive. On se trouve dans un mode de fonctionnement tout à fait classique.

b)  $\phi = \pm \pi/2$

La puissance active fournie par l'onduleur est nulle. Par contre, il y a présence de puissance réactive fondamentale positive ou négative selon le signe de  $\phi$ . L'onduleur, vis-à-vis de la source alternative, peut fonctionner comme un compensateur d'énergie réactive. La valeur moyenne du courant absorbé sur la source E est nulle. Celle-ci pourrait se résumer à un condensateur.

c)  $\pi/2 < \phi < 3\pi/2$

La puissance active délivrée par l'onduleur est négative et transite depuis la source alternative vers la source continue. La valeur moyenne de  $i_E$  est effectivement négative. L'onduleur fonctionne alors comme un redresseur.

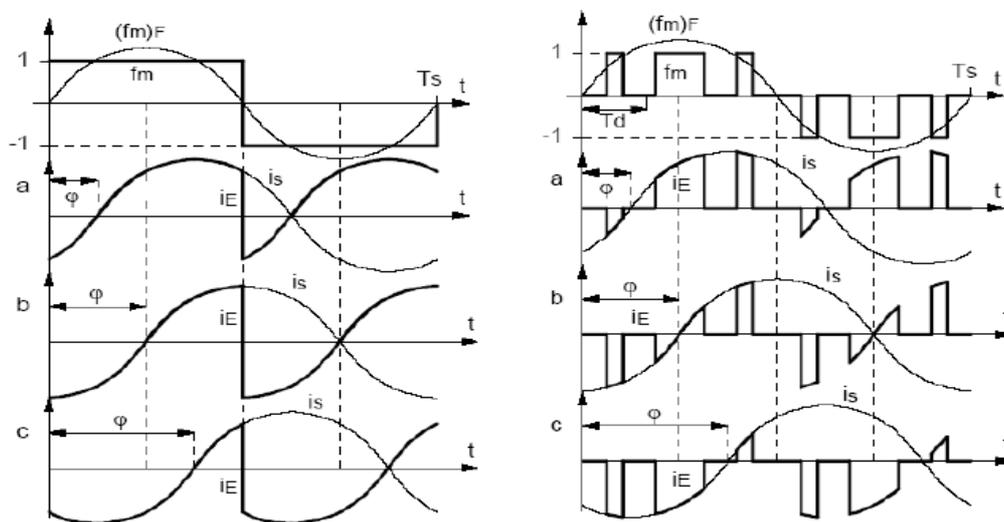


Figure 1.10: Les différents régimes de fonctionnement de l'onduleur selon le signe et la valeur du déphasage des grandeurs de sortie.

## I.6 Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement :

- **les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée** : Alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils constituent à ce titre, le principe débouclé actuelle des onduleurs autonomes [4], [5].
- **Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcée** : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaire pour faire tourner les moteurs à courant alternatif.

### I.6.1 Quelques applications de l'onduleur

#### I.6.1.1 Réglage de la vitesse de rotation des moteurs

La vitesse d'un moteur est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Cela nécessite le redressement de la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.

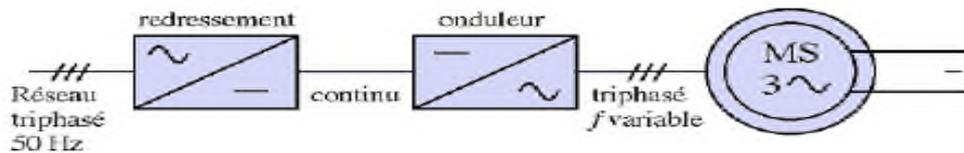


Figure 1.11: Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.

#### I.6.1.2 Alimentation de secours

Lors d'une coupure d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations [7].

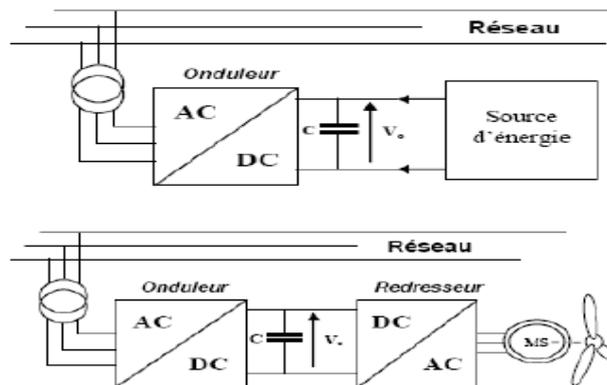


Figure 1.12: Alimentation de secours.

#### I.6.1.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

Dans ce cas, l'utilisation des onduleurs permet la connexion entre deux réseaux de fréquences différents. En fait, la France fournit de l'énergie électrique à la Grande-Bretagne, mais la fréquence du réseau anglais est 60 Hz. Il faut donc adapter la fréquence par le billet d'onduleur comme le montre la figure 1.13 [9].

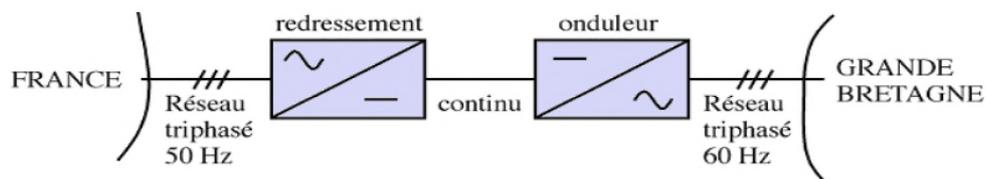


Figure 1.13: Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.

### I.6.1.4 Filtrés actifs

Les filtres actifs sont composés d'onduleur alimenté par une source de courant ou de tension continue, l'onduleur peut délivrer un courant ou une tension dont le contenu harmonique dépend uniquement de la loi de commande des interrupteurs.

Les filtres actifs agissent donc comme des sources de tension ou de courant harmoniques en opposition de phase avec ceux du réseau afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdal.

Les filtres actifs peut être connecté au réseau en série ou en parallèle, suivant qu'il est conçu pour compenser les tensions ou les courants harmoniques [10].

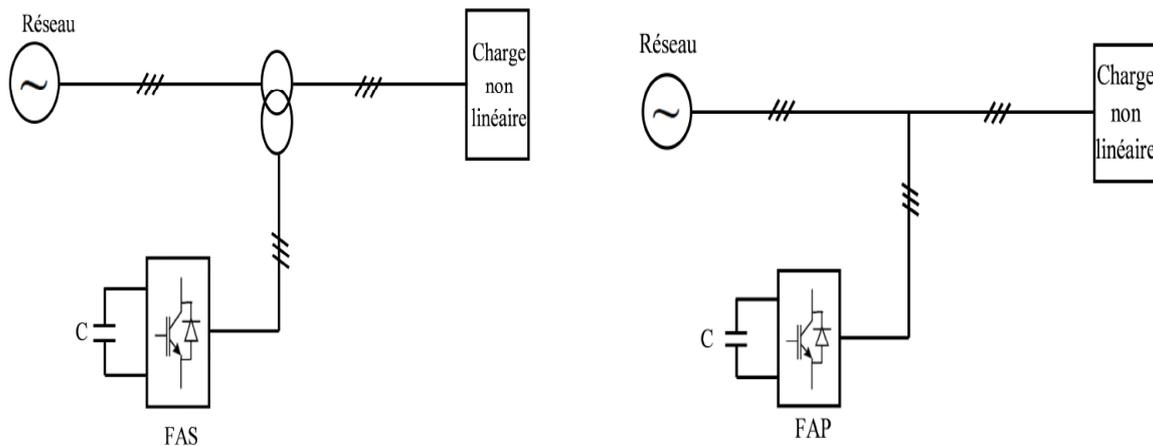


Figure 1.14: Filtre actif série (FAS), filtre actif parallèle (FAP).

### I.6.1.5 Compensateur de puissance réactive

L'onduleur de tension fonctionne en compensateur de puissance réactive. Le réglage de l'énergie réactive se fait par le contrôle de la tension de sortie de dispositif  $V_{out}$ . La valeur efficace de sa composante fondamentale est supérieure à celle de  $V_r$  et le courant dans l'inductance  $L$  est en retard de  $90^\circ$  par rapport à  $V_r$  [11].

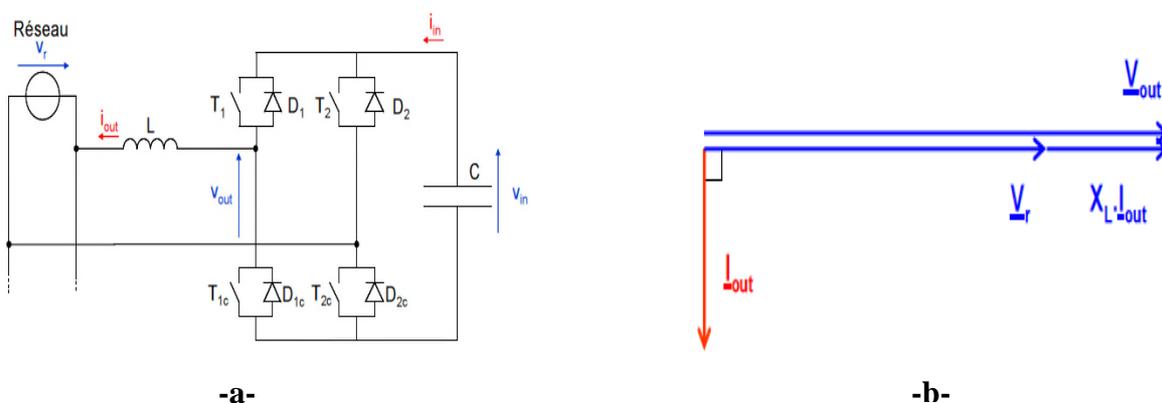


Figure 1.15: a) Structure d'un compensateur de puissance réactive.

b) Diagramme vectoriel.

### **I.6.1.6 Energie renouvelable**

Nous prenons pour exemple d'énergie renouvelable le domaine photovoltaïque, dont l'onduleur joue un rôle important dans la conversion d'énergie et la connexion au réseau.

Les onduleurs destinés aux systèmes photovoltaïques sont quelques peu différents des onduleurs classique utilisés en électrotechnique, mais l'objectif de conversion DC/AC est le même.

La principale caractéristique de l'onduleur PV est la recherche du meilleur point de fonctionnement du système.

Pour un éclairement et une température donnés, la tension en circuit ouvert ou à forte charge est à peu près constante (assimilable à une source de tension), tandis qu'en court-circuit ou à faible charge le courant est pratiquement constant (source de courant). Le générateur n'est alors ni vraiment une source de tension ni vraiment une source de courant non plus.

La tension de circuit ouvert est sensible à la température et diminue quand la température augment. Le courant de court-circuit est quant à lui proportionnel à l'éclairement : augment si l'éclairement augmente [12].

## **Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre l'onduleur triphasé, son principe de fonctionnement, ces différents types et tous ce qu'on peut trouver dans la littérature concernant les onduleurs à deux niveaux.

L'étude effectuée sur l'onduleur, et le modèle résultant du premier chapitre nous sera utile pour aborder le deuxième chapitre qui sera consacré pour l'étude des différentes stratégies de commandes appliquées aux onduleurs de tension.

---

# **Chapitre II : Stratégies de commande des convertisseurs DC/AC**

## **Introduction**

Comme nous l'avons déjà défini, un onduleur est un convertisseur statique, qui permet d'obtenir une tension AC à partir d'une source DC, et cela par l'intermédiaire de composants semi-conducteurs. Ces derniers sont des composants à trois segments reliés à une source auxiliaire qui leur communique l'ordre d'allumage et d'extinctions. Cet ensemble, source auxiliaire et programme ou algorithme de commande, est appelé commande rapprochée.

Actuellement il existe beaucoup de stratégies de commande, selon le type de convertisseur et les outils utilisée pour la conception de la commande. Malgré leur diversité, mais leurs objectifs restent toujours convergent. En effet, ces différentes techniques de commandes visent principalement à réguler en fréquence et en amplitude la tension ou le courant générée par le convertisseur. De plus, elles améliorent la qualité de l'énergie fournie par le convertisseur, cette amélioration est traduite par la minimisation de taux d'harmonique de la tension ou de courant générée. Par ailleurs ce second objectif dépend d'une stratégie à une autre.

Le choix d'une technique dépend du type de la charge, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implémentation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix.

Cependant, les résultats obtenus pour de différentes stratégies sont relativement différents. Pour évaluer ces résultats, il est primordial de faire appel aux paramètres qui traduisent leurs performances.

## **II.1 Paramètres de performance**

### **II.1.1 Définition de la notion harmonique**

C'est une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamentale [13].

Lorsqu'elles sont combinées à la tension ou au courant fondamental sinusoïdal, les harmoniques provoquent la distorsion de la forme d'onde de la tension ou du courant (figure 2.1). Les harmoniques sont généralement nommées  $H_k$ , où  $k$  est le rang de l'harmonique [14].

- $I_{Hk}$  ou  $U_{Hk}$  indique le type d'harmonique (tension ou courant).
- $I_{H1}$  ou  $U_{H1}$  désigne la tension ou le courant sinusoïdal à 50 ou 60 Hz lorsqu'il n'y a pas d'harmoniques (tension ou courant fondamental). C'est donc le 1<sup>er</sup> harmonique.

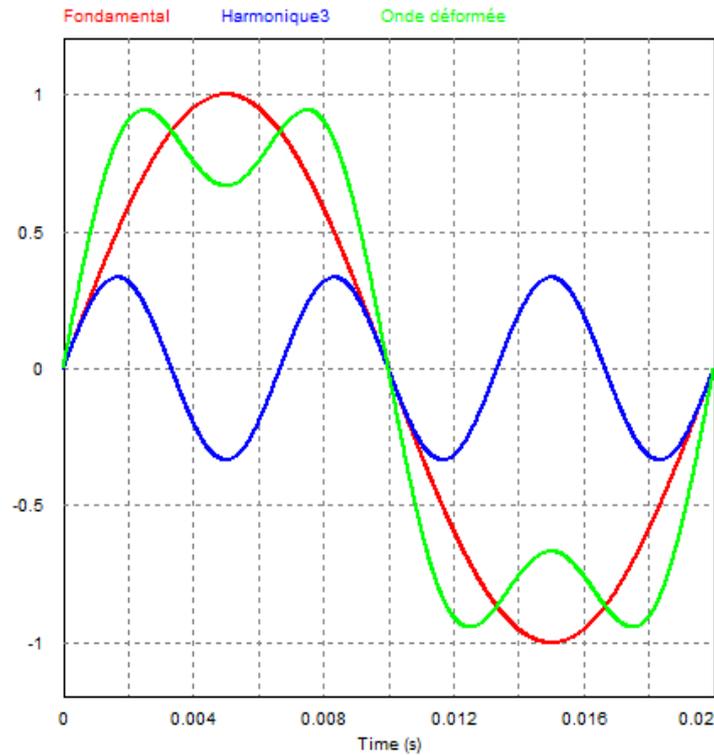


Figure 2.1 : formes d'ondes d'harmonique, fondamental et signal déformé.

### II.1.2 Expression de la grandeur déformée

Un signal périodique de fréquence  $f$ , admet une décomposition en série de Fourier qui s'écrit comme la somme de :

- un terme constant qui correspond à la composante continue (c'est-à-dire la valeur moyenne dans le temps).
- un terme sinusoïdal de fréquence  $f$  (c'est le fondamental ou harmonique de rang 1).
- la somme de termes sinusoïdaux de fréquence  $nf$  (harmonique de rang  $n$ ).

$$\begin{cases} i(t) = I_0 + I_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n>2} I_n \sin(n\omega t + \theta_n) \\ v(t) = V_0 + V_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{n>2} V_n \sin(n\omega t + \theta_n) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

#### II.1.2.1 Tensions et courants harmonique

Par définition, la valeur efficace d'un courant périodique  $i(t)$  est :  $I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}$

On montre que :  $I_{eff} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + \sum_{n \geq 2} I_n^2}$

De même pour la tension :  $V_{eff} = \sqrt{V_0^2 + V_1^2 + \sum_{n \geq 2} V_n^2}$

On aura donc la valeur efficace des harmoniques :

Pour le courant :  $I_H = \sqrt{\sum_{n \geq 2} I_n^2}$

Pour la tension :  $V_H = \sqrt{\sum_{n \geq 2} V_n^2}$

### **II.1.3 Taux de distorsion harmonique (THD)**

Le taux de distorsion harmonique (abrégié THD, Total Harmonic Distortion en anglais) est un indicateur de la qualité de traitement de signal. Il est défini comme le rapport de la valeur efficace globale des harmoniques (c'est-à-dire leur somme quadratique) à la valeur efficace de la composante fondamentale.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \dots}}{F_1} \quad (\text{II.2})$$

#### **II.1.3.1 Taux individuel et taux de distorsion**

Les taux individuels et la distorsion en tension sont significatifs de la pollution d'un réseau [13].

➤ **Taux individuel**

Il donne une mesure de l'importance de chaque harmonique par rapport au fondamental. Le taux individuel est le rapport de la valeur efficace de l'amplitude de l'harmonique de rang  $n$  à celle du fondamental.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{H_n^2}}{F_1} \quad (\text{II.3})$$

➤ **Taux global de distorsion**

Il donne une mesure de l'influence thermique de l'ensemble des harmoniques ; c'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la valeur efficace, soit du fondamental seul où  $\text{THD} > 0$  peut être très grand :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} H_n^2}}{F_1} \quad (\text{II.4})$$

- Soit (plus rarement) de la grandeur déformée mesurée, où  $0 < \text{THD} < 1$  :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} H_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} H_n^2}} \quad (\text{II.5})$$

### **II.1.4 Facteur de puissance**

Pour un signal sinusoïdal, le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active (P) et la puissance apparente (S).

En présence d'harmoniques, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), apparaît comme le montre le diagramme de Fersnel de la figure 2.2.

$$D = 3V \sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2} = 3V \sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2} \quad (\text{II.6})$$

Où  $I_c$  est la valeur efficace du courant de la charge.

Donc le facteur de puissance ( $F_p$ ) devient :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cos \gamma \quad (\text{II.7})$$

Par contre le facteur de puissance « traditionnel » est donné par  $\cos \varphi_1$ , soit le cosinus de l'angle entre le courant fondamental et la tension fondamentale. En présence des harmoniques, ce facteur de puissance traditionnel s'appelle facteur de puissance de déplacement.

$$F_p \text{ de déplacement} = \cos \varphi_1 \quad (\text{II.8})$$

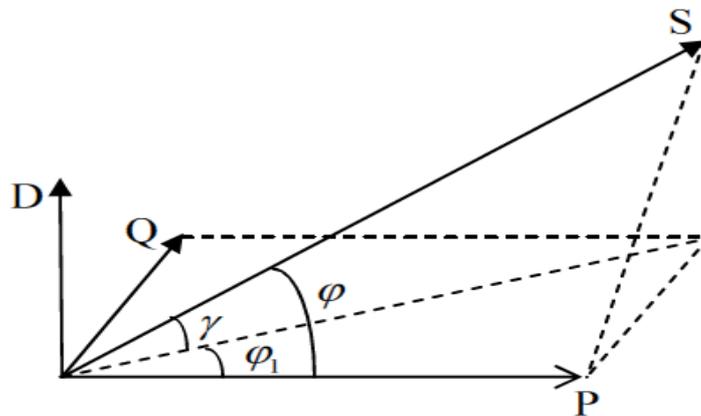


Figure 2.2 : Diagramme de Fresnel des puissances.

## II.2 Différentes stratégies de commande des onduleurs

Différentes stratégies de commande des onduleurs sont utilisées dont l'objectif est de synthétiser une onde de tension ou de courant de sortie la plus proche possible de la sinusoïde.

La topologie de base de l'onduleur triphasé est illustrée par la figure 2.3, les composants de puissance sont représentés par des interrupteurs bidirectionnels en courant. Le N représente le neutre de la charge et le O le point milieu de la source DC.

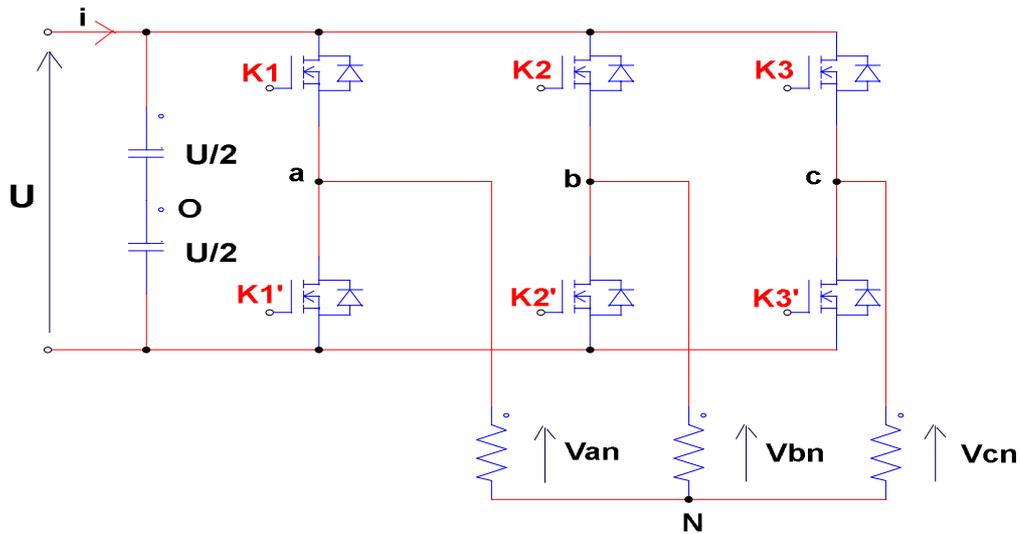


Figure 2.3 : Structure de base d'un onduleur de tension triphasé.

## II.2.1 Commandes à ondes carré

### II.2.1.1 Commande pleine onde

Le principe de cette commande consiste en la conduction de chaque interrupteur pendant toute la demi-période de la tension de sortie. Elle est connue aussi par le nom «commande type 180°». La fermeture d'un interrupteur coïncide avec l'ouverture de l'autre interrupteur placé sur le même bras, ce qui donne des signaux de commande complémentaire. Les intervalles de conduction des interrupteurs sont définis comme suit :

- K1 est fermé pour:  $\omega t \in [0; \pi]$
- K2 est fermé pour :  $\omega t \in [\frac{2\pi}{3}; \frac{5\pi}{3}]$
- K3 est fermé pour :  $\omega t \in [0; \frac{\pi}{3}] \cup [\frac{4\pi}{3}; 2\pi]$
- K1' est fermé pour :  $\omega t \in [\pi; 2\pi]$
- K2' est fermé pour :  $\omega t \in [0; \frac{2\pi}{3}] \cup [\frac{5\pi}{3}; 2\pi]$
- K3' est fermé pour :  $\omega t \in [\frac{\pi}{3}; \frac{4\pi}{3}]$

Si les courants  $i_a$ ,  $i_b$ , et  $i_c$  sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré, alors :

$$\begin{cases} i_a = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ i_c = I\sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec I : la valeur efficace de sortie courant de l'onduleur.

Avec cette commande, quel que soit les courants circulants, les interrupteurs imposent les tensions suivantes :

- Tension entre a, b, c et 0 (neutre) :

$$V_{a0} = V_a - V_0 = \begin{cases} +\frac{U}{2} & \text{si } K_1 \text{ est fermé} \\ -\frac{U}{2} & \text{si } K'_1 \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

$$V_{b0} = V_b - V_0 = \begin{cases} +\frac{U}{2} & \text{si } K_2 \text{ est fermé} \\ -\frac{U}{2} & \text{si } K'_2 \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

$$V_{c0} = V_c - V_0 = \begin{cases} +\frac{U}{2} & \text{si } K_3 \text{ est fermé} \\ -\frac{U}{2} & \text{si } K'_3 \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

- Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  :

Si la charge est équilibrée et couplée en étoile : la somme des courants de ligne est nulle,

Ce qui implique que la somme des tensions simples est égale à zéro, donc :

$$\mathbf{V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0} \quad (\text{II.13})$$

A partir des relations précédentes, on tire :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[2(V_a - V_0) - (V_b - V_0) - (V_c - V_0)] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[-(V_a - V_0) + 2(V_b - V_0) - (V_c - V_0)] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[-(V_a - V_0) - (V_b - V_0) + 2(V_c - V_0)] \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

- Tension composée  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$  :

De ces tension simples, on déduit les tensions composées entre les bornes de sortie de l'onduleur, tel que :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

De ces équations on tire :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) = \frac{1}{3}(-V_{a0} + 2V_{b0} - V_{c0}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) = \frac{1}{3}(-V_{a0} - V_{b0} + 2V_{c0}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les courants dans les interrupteurs se déduisent des courants de sortie  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  tel que :

$$\begin{cases} i_{K1} = i_a i_{K1'} = 0 \text{ Quand K1 est fermé} \\ i_{K1} = 0 i_{K1'} = -i_a \text{ Quand K1' est fermé} \\ i_{K2} = i_b i_{K2'} = 0 \text{ Quand K2 est fermé} \\ i_{K2} = 0 i_{K2'} = -i_b \text{ Quand K2' est fermé} \\ i_{K3} = i_c i_{K3'} = 0 \text{ Quand K3 est fermé} \\ i_{K3} = 0 i_{K3'} = -i_c \text{ Quand K3' est fermé} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Et le courant fourni par la source  $i$  est donné par :

$$i = i_{K1} + i_{K2} + i_{K3} \quad (\text{II.18})$$

En considérant alors, les états possibles des interrupteurs, on peut établir le tableau suivant décrivant ainsi; les tensions simples et composés, les courants dans les interrupteurs et le courant d'entrée  $i$  correspondant à chaque état de commutation [7] [15].

Sachant que :

- ✓ F : l'interrupteur est fermé.
- ✓ 0 : l'interrupteur est ouvert.

Tableau 2.1 : Tensions et courants correspondants à chaque état de commutation de l'onduleur.

<b>K<sub>1</sub></b>	<b>K<sub>2</sub></b>	<b>K<sub>3</sub></b>	<b>V<sub>an</sub></b>	<b>V<sub>bn</sub></b>	<b>V<sub>cn</sub></b>	<b>U<sub>ab</sub></b>	<b>U<sub>bc</sub></b>	<b>U<sub>ca</sub></b>	<b>I<sub>K1</sub></b>	<b>I<sub>K2</sub></b>	<b>I<sub>K3</sub></b>	<b>I</b>
<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>
<b>0</b>	<b>0</b>	<b>F</b>	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	<b>0</b>	<b>-U</b>	<b>U</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>i<sub>c</sub></b>	<b>i<sub>c</sub></b>
<b>0</b>	<b>F</b>	<b>0</b>	$-\frac{U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	<b>-U</b>	<b>U</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>i<sub>b</sub></b>	<b>0</b>	<b>i<sub>b</sub></b>
<b>0</b>	<b>F</b>	<b>F</b>	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	<b>-U</b>	<b>0</b>	<b>U</b>	<b>0</b>	<b>i<sub>b</sub></b>	<b>i<sub>c</sub></b>	<b>-i<sub>a</sub></b>
<b>F</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	$\frac{2U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	$-\frac{U}{3}$	<b>U</b>	<b>0</b>	<b>-U</b>	<b>i<sub>a</sub></b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>i<sub>a</sub></b>
<b>F</b>	<b>0</b>	<b>F</b>	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	$\frac{U}{3}$	<b>U</b>	<b>-U</b>	<b>0</b>	<b>i<sub>a</sub></b>	<b>0</b>	<b>i<sub>c</sub></b>	<b>-i<sub>b</sub></b>
<b>F</b>	<b>F</b>	<b>0</b>	$\frac{U}{3}$	$\frac{U}{3}$	$-\frac{2U}{3}$	<b>0</b>	<b>U</b>	<b>-U</b>	<b>i<sub>a</sub></b>	<b>i<sub>b</sub></b>	<b>0</b>	<b>-i<sub>c</sub></b>
<b>F</b>	<b>F</b>	<b>F</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>i<sub>a</sub></b>	<b>i<sub>b</sub></b>	<b>i<sub>c</sub></b>	<b>0</b>

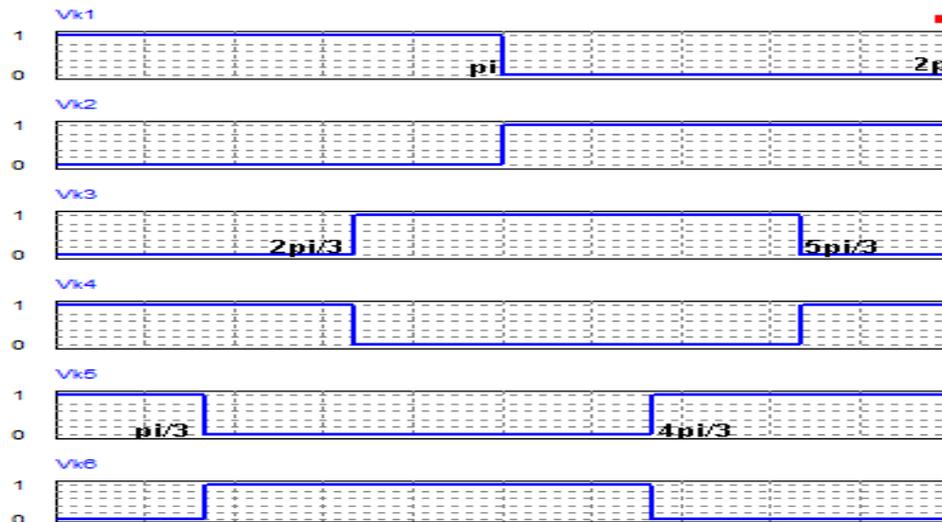


Figure 2.4 : Signaux de commande pleine onde.

### II.2.1.2 Type 120°

Le principe de cette commande consiste à la conduction de chaque interrupteur pendant deux tiers de la période de la tension de sortie. La fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec l'ouverture de l'autre interrupteur placé sur le même bras, de plus il est judicieux de considérer le montage comme étant l'association de trois onduleurs monophasés en demi pont en décomposant la source continue par deux sources équivalentes de tension  $U/2$  avec un point milieu, noté (O). Les intervalles de conduction des interrupteurs et les signaux de commande sont représentés respectivement par la figure 2.5 et la figure 2.6 [16].

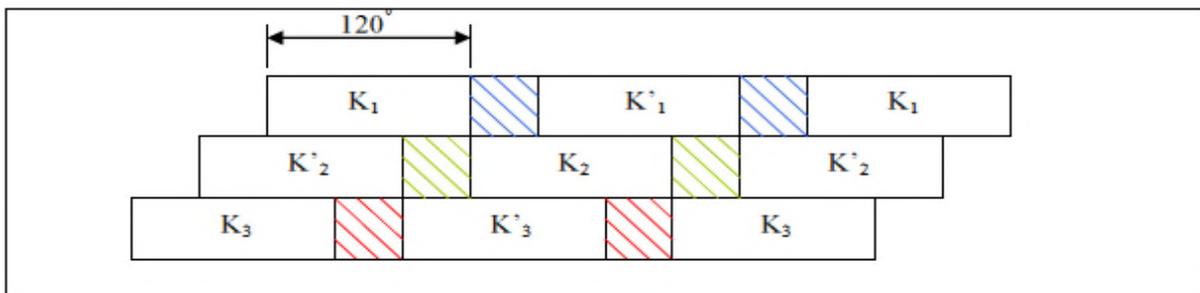


Figure 2.5 : Intervalles de conductions des interrupteurs pour la commande type 120°.

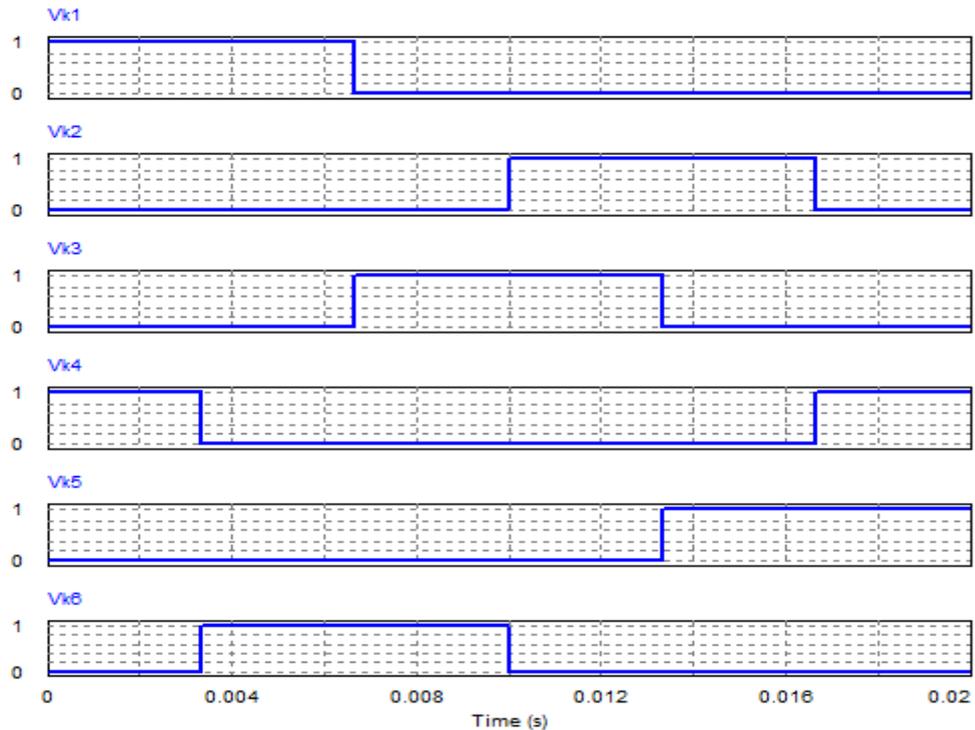


Figure 2.6 : signaux de commande des interrupteurs pour la commande 120°.

On peut déterminer l'allure des tensions composées en tenant compte des relations développées dans l'étude de la commande 180°. Les tensions simples sont déduites à partir des tensions composées comme le montre les relations suivantes :

$$U_{ab} - U_{ca} = V_a - V_b - (V_c - V_a) \quad (\text{II.19})$$

$$U_{ab} - U_{ca} = 2V_a - (V_b - V_c) \quad (\text{II.20})$$

$$U_{ab} - U_{ca} = 3V_a \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Donc } V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \quad (\text{II.22})$$

De la même façon on obtient :

$$V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \quad (\text{II.23})$$

$$V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \quad (\text{II.24})$$

## II.2.2 Commande MLI

Les tensions obtenues aux bornes du récepteur (la charge) pour les onduleurs triphasés conventionnels présentent plusieurs harmoniques, il est donc nécessaire de chercher à se rapprocher d'une forme d'onde sinusoïdale. Pour cela on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans ce contexte, nous savons bien qu'avec la possibilité d'avoir des transistors de puissance à un coût modéré, il est devenu possible

d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant ou de la tension de sortie, et par conséquent, la minimisation des harmoniques provoquant l'échauffement de la charge et la détérioration de ses performance [6], [7].

En fait l'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI. Elle consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie, et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La manipulation de nombre d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importante à s'avoir :

- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, ce que facilite le filtrage au niveau de la charge.
- Elle permet de faire varier la valeur fondamentale de la tension désirée.

### II.2.2.1 MLI triangulo-sinusoidale

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former une succession de créneaux de largeurs convenables. Cette technique utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence  $f_m$  et d'amplitude  $V_m$  appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence  $f_p$  et d'amplitude  $V_p$  appelée porteuse, afin de déterminer les instants de commutation.

Cette stratégie de commande est caractérisée par [17] :

- L'indice de modulation  $m$  (rapport de fréquences) :  $m = \frac{f_p}{f_m}$
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  (rapport d'amplitudes) :  $r = \frac{V_m}{V_p}$

La valeur maximale du fondamentale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement :  $V_{1max} = r \frac{U_{dc}}{2}$ , avec  $U_{dc}$  est la tension de bus continu.

Le premier indique le nombre de créneaux que comporte la tension par période de l'onde de référence.

Le second multiplié par la valeur de la tension de bus continue fournit l'amplitude de la tension souhaitée en sortie [18].

La figure 2.7 représente un exemple de la MLI triangulo-sinusoidale.

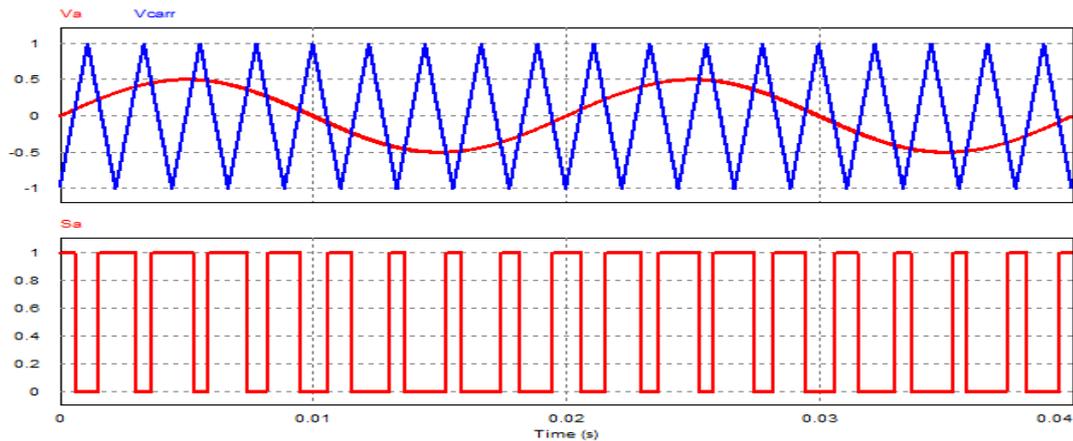


Figure 2.7 : Principe de la MLI triangulo-sinusoidale.

En terme de qualité d'énergie ou de présence d'harmoniques, la MLI triangulo-sinusoidale consiste à améliorer les performances des grandeurs de sortie en repoussant ces harmoniques vers des fréquences plus élevées, et cela en agissant sur l'indice de modulation ( $m$ ).

En effet, plus la valeur de  $m$  est grande, plus les fréquences des premiers harmoniques sont élevées.

Les harmoniques de valeur non négligeable se regroupent par « familles » [18]:

- la famille centrée sur la fréquence  $m f$  et comportant :

L'harmonique de rang  $m$ ,

Les harmoniques  $m-2$  et  $m+2$ ,

Les harmoniques  $m-4$  et  $m+4$  ...

- la famille centrée sur la fréquence  $2m f$  et comportant :

Les harmoniques  $2m-1$  et  $2m+1$ ,

Les harmoniques  $2m-3$  et  $2m+3$  ...

- la famille centrée sur la fréquence  $3m f$  et comportant :

L'harmonique  $3m$ ,

Les harmoniques  $3m-2$  et  $3m+2$  ...

En règle générale, un harmonique est d'autant plus faible qu'il appartient à une famille dont la fréquence centrale est plus élevée et qu'il est plus éloigné du centre de la famille.

### II.2.2.2 MLI pré-calculé

Les techniques de modulation présentées précédemment sont des techniques qui déterminent les angles de commutation des interrupteurs en temps réel. Ces angles peuvent

aussi être calculés de façon préalable et convenable [19]. En fait, la technique de modulation pré-calculée consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables. Généralement, on utilise une onde qui présente une double symétrie par rapport au quart et à la demi-période comme montré sur la figure 2.9. Cette onde est caractérisée par le nombre de créneaux ou d'impulsions par alternance. Que ce soit impair ou pair, ces angles suffisent pour déterminer la largeur de l'ensemble des créneaux [20]. Ces angles de commutation sont déterminés de telle façon à éliminer certains harmoniques.

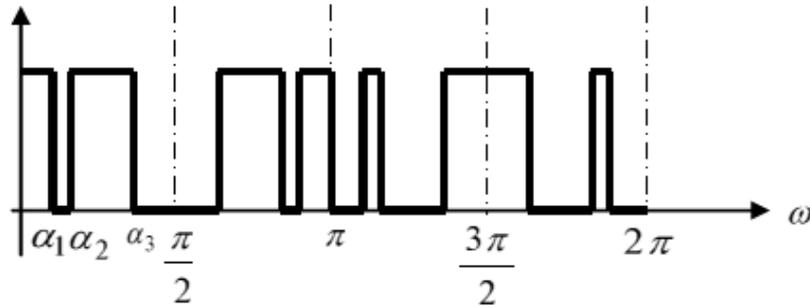


Figure 2.8 : Forme d'onde d'un signal MLI pré-calculé.

**II.2.2.2.1 Analyse de Fourier**

Par définition, la décomposition en série de Fourier est donnée par l'équation suivant :

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)] \tag{II.25}$$

Où  $a_n$  et  $b_n$  sont des coefficients données par :

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

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

La figure 2.9 montre la forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur,  $p$  indique le nombre d'impulsion par demi-période et  $\alpha_k$  les angles de commutations [21]

Considérons que le signal est périodique et symétrique impair en quart d'onde, c'est-à-dire : Pour une fonction pareille, ses coefficients  $a_n$  et  $b_n$  de la série de Fourier s'écrivent :

$$a_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \tag{II.26}$$

Avec  $a_n=0$  pour **n=pair**

Tandis que  $b_n=0$  pour tous **n**

Donc, l'expression de la série de Fourier serait :

$$V(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) ; \quad n= 1, 3, 5, \dots$$

Maintenant nous allons obtenir une expression pour les coefficients  $a_n$ , on considérant que l'amplitude de la tension est l'unité, alors :

$$\mathbf{a}_n = \frac{4}{\pi} \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} \sin(n\omega t) d\omega t + \dots + \int_{\alpha_p}^{\pi/2} \sin(n\omega t) d\omega t \right] \quad (\text{II.27})$$

$$\mathbf{a}_n = \frac{4}{\pi} \left[ \left( -\frac{\cos(n\omega t)}{n} \right) \Big|_{\alpha_1}^{\alpha_2} + \left( -\frac{\cos(n\omega t)}{n} \right) \Big|_{\alpha_3}^{\alpha_4} + \dots + \left( -\frac{\cos(n\omega t)}{n} \right) \Big|_{\alpha_p}^{\pi/2} \right] \quad (\text{II.28})$$

Sachant que  $\cos n(\pi/2) = 0$  pour  $n = \text{impair}$ , on obtient l'expression suivante :

$$\mathbf{a}_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \quad (\text{II.29})$$

Donc, pour tous  $n$  impair, et  $p$  donné, les coefficients  $a_n$  sont donnés par :

$$\mathbf{a}_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \text{ Où } 0 < \alpha_1 < \alpha_2 \dots < \alpha_p < \pi/2$$

Pour éliminer les harmoniques désirées, l'expression précédente s'égalise à zéro et le système des équations non linéaires résultantes est résolu pour obtenir les angles  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_p$  qui définissent les instants de commutation des interrupteurs, c'est-à-dire [19]:

$$\mathbf{f}_i(\alpha) = \frac{4}{n_i\pi} \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n_i\alpha_k) = 0 \quad (\text{II.30})$$

Où  $n_i = 1, 2, \dots, p$ , sont les harmoniques à éliminer.

**Remarque :** le nombre d'impulsion  $p$  par alternance est égal au nombre d'harmoniques à éliminer. D'autre part, l'expression de la tension est égale à :

$$\mathbf{V}(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4}{n\pi} \sum_{k=1}^p (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \sin(n\omega t) \quad (\text{II.31})$$

A titre d'exemple, si nous voulons éliminer les harmoniques 3, 5 et 7, nous devons résoudre le système d'équations suivantes :

$$\cos 3\alpha_1 - \cos 3\alpha_2 + \cos 3\alpha_3 = 0 \quad (\text{II.32})$$

$$\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 = 0 \quad (\text{II.33})$$

$$\cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 = 0 \quad (\text{II.34})$$

### II.2.2.3 La modulation vectorielle (SVPWM)

L'usage des technologies numériques a permis de recourir à des stratégies de modulation triphasées spécifiques, non déduites des techniques analogiques qui sont déjà conçues en monophasé [22] [23].

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Son objectif est de générer des tensions aussi proches que possible d'une référence  $V_{\text{réf}}$  que l'on fixe.

II.2.2.3.1 Modèle de l'onduleur en vue de la commande MLI vectorielle

La modélisation de l'onduleur, illustré par la figure 2.10, consiste à trouver une relation entre les grandeurs de commande des interrupteurs et les grandeurs électriques de la charge. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables, on peut définir la fonction de commutation suivante [24]:

$$C4 = 1 - C1 \qquad C5 = 1 - C2 \qquad C6 = 1 - C3 \qquad (II.35)$$

$$\text{Par exemple : } V_{ao} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2}, & C1 = 1 \text{ et } C4 = 0 \\ -\frac{V_{dc}}{2}, & C1 = 0 \text{ et } C4 = 1 \end{cases} \qquad (II.36)$$

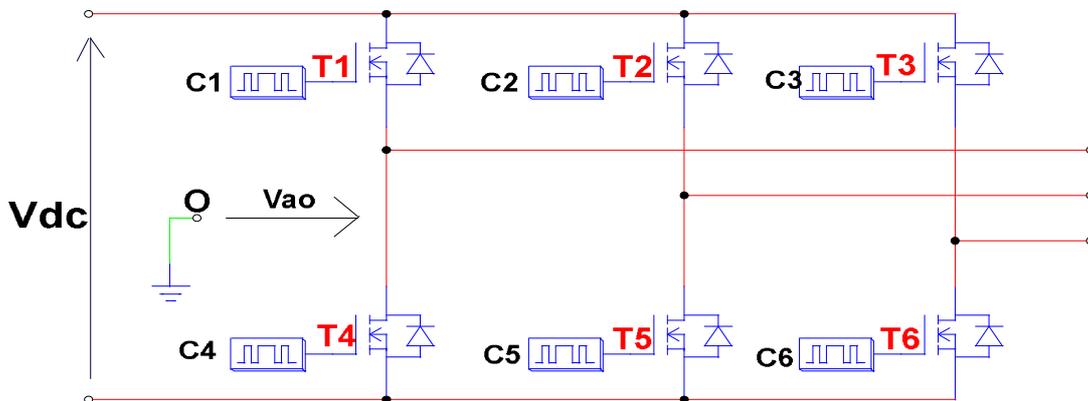


Figure 2.9 : Onduleur de tension à trois bras.

Avec le même raisonnement on obtient le système d'équations des tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point milieu O de la source prise comme référence de potentiel.

$$\begin{cases} V_{ao} = (2C_1 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{bo} = (2C_2 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{co} = (2C_3 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \qquad (II.37)$$

En combinant les équations (II.14) et (II.37) on obtient finalement les tensions simples aux bornes de la charge représentées par le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C1 \\ C2 \\ C3 \end{bmatrix} \qquad (II.38)$$

Ainsi les indices de modulations  $D_a$ ,  $D_b$  et  $D_c$  sont obtenus par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} D_a = \frac{v_a}{V_{dc}} \\ D_b = \frac{v_b}{V_{dc}} \\ D_c = \frac{v_c}{V_{dc}} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Ces indices de modulation sont utilisés pour exprimer les tensions composées suivantes :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{dc}(D_a - D_b) \\ V_{bc} = V_{dc}(D_b - D_c) \\ V_{ca} = V_{dc}(D_c - D_a) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Après avoir présenté le modèle de l'onduleur, nous passerons au principe de fonctionnement de la technique de modulation vectorielle.

### **II.2.2.3.2 Principe de la MLI vectorielle**

Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé et approximé, sur une période de modulation  $T_s$ , par un vecteur tension moyen [25].

#### **II.2.2.3.2.1 Vecteur d'espace d'un onduleur de tension**

Les trois tensions de sortie de l'onduleur par rapport au neutre de la charge sont représentées, dans le plan complexe  $[\alpha, \beta]$  par un vecteur d'espace  $V_{\text{réf}}$  défini par la relation suivante :

$$\overrightarrow{V_{\text{réf}}} = \frac{2}{3}(v_a + \bar{a}v_b + \bar{a}^2v_c) \quad (\text{II.41})$$

$$\text{Avec } a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

La figure 2.11 représente les huit vecteurs réalisables par l'onduleur dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . On remarque que deux des huit vecteurs ( $V_0$  et  $V_7$ ) sont nuls. Quant aux six autres, ils définissent six secteurs angulaires de  $\frac{\pi}{3}$  rad [26].

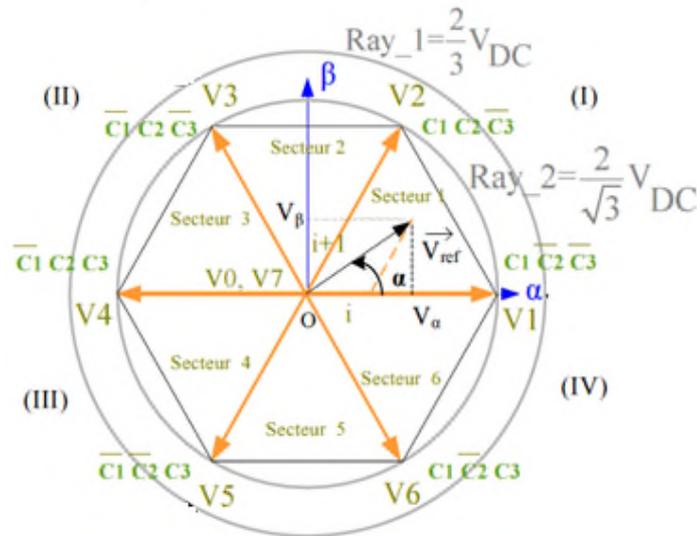


Figure 2.10 : Représentation des huit vecteurs de tension fournis par l'onduleur.

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tension  $V_\alpha$  et  $V_\beta$ . On obtient ainsi le tableau 2.2.

Tableau 2.2 : Les tensions pour un montage étoile.

	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_7$
$V_A$	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	0
$V_B$	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0
$V_C$	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	0
$V_\alpha$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	0
$V_\beta$	0	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	0

### II.2.2.3.2 Technique de modulation vectorielle

Cette technique consiste à déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère et le secteur dans lequel il se situe. Et cela en le considérant comme étant, dans un intervalle de temps  $T_{sw}$ , la combinaison de deux vecteurs adjacents et du vecteur nul définis dans le tableau 2.2. Autrement dit, pour appliquer la tension  $V_{ref}$  pendant le temps  $T_{sw}$ , il revient à appliquer (secteur 1) [27], [28], [29]:

- La tension  $V_1$  pendant le temps  $t_1$  ;
- La tension  $V_2$  pendant le temps  $t_2$  ;
- Une tension nulle pendant les temps  $T_0$  et  $T_7$ .

Avec les durées de temps  $T_0$  et  $T_7$  définies par la relation suivante :

$$T_0 + T_7 = \frac{T_{sw}}{2} - t_1 - t_2 \quad (\text{II.42})$$

La projection et leurs temps d'application sont représentés par la figure 2.11 :

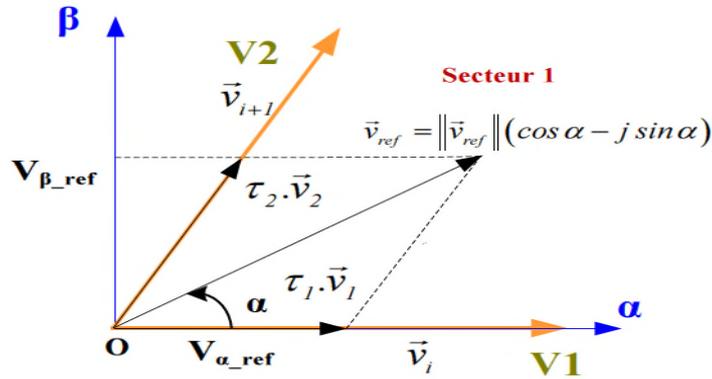


Figure 2.11 : Principe d'application d'un vecteur de référence (secteur 1).

L'équation du vecteur de référence devient :

$$\vec{v}_{réf} = \vec{v}_1 \frac{t_1}{T_{sw}} + \vec{v}_2 \frac{t_2}{T_{sw}} \quad (\text{II.43})$$

$$\text{Ou encor } \vec{v}_{réf} = \vec{v}_1 \tau_1 + \vec{v}_2 \tau_2 \quad (\text{II.44})$$

Avec  $\tau_1 = \frac{t_1}{T_{sw}}$  et  $\tau_2 = \frac{t_2}{T_{sw}}$ . Les rapports cycliques des vecteurs actifs  $\vec{v}_1$  et  $\vec{v}_2$ .

On rappelle qu'un vecteur dans un repère  $(\alpha, \beta)$ , peut être décrit par la relation suivante :

$$\vec{v}_{réf} = v_{\alpha,réf} + jv_{\beta,réf} \quad (\text{II.45})$$

A partir de l'équation (II.44) on calcule les rapports cycliques selon les relations suivantes :

$$\tau_1 = K_{mod} \frac{T_{sw}}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad (\text{II.46})$$

$$\tau_2 = K_{mod} \frac{T_{sw}}{2} \sin(\alpha) \quad (\text{II.47})$$

$$\text{Avec } K_{mod} = \sqrt{3} \frac{\|\vec{v}_{réf}\|}{V_{dc}}$$

Avec  $\alpha$  et  $\|\vec{v}_{réf}\|$  représentent respectivement l'argument et le module du vecteur de référence qui s'écrivent sous la forme suivante :

$$\|\vec{v}_{réf}\| = \sqrt{v_{\alpha,réf}^2 + v_{\beta,réf}^2} \quad (\text{II.48})$$

$$\alpha = \arctan \frac{v_{\beta,réf}}{v_{\alpha,réf}} \quad (\text{II.49})$$

La détermination des instants de commutation consiste à distribuer de façon identique le temps d'application du vecteur nul entre  $V_0$  et  $V_7$ . Comme l'on veut que la MLI soit symétrique et centré sur la période  $T_{sw}$ , on utilise les vecteurs  $V_0$  et  $V_7$  en répartissant deux au centre et deux aux extrémités de la période. Le restant de la période est consacré à l'application du vecteur  $V_i$  pendant le temps  $t_i$  et le vecteur  $V_{i+1}$  pendant le temps  $t_{i+1}$ [30].

Ainsi on obtient l'équation suivante :

$$\vec{v}_{réf} = \tau_i \vec{v}_i + \tau_{i+1} \vec{v}_{i+1} + \frac{\tau_0}{2} \vec{v}_0 + \frac{\tau_0}{2} \vec{v}_7 \quad (\text{II.50})$$

Avec  $\tau_0$  : rapport cyclique des vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$ .

Pour calculer ces temps d'applications, nous faisons appel aux équations (II.39), (II.41) et (II.50):

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \frac{\|\vec{v}_{réf}\| T_{sw}}{V_{dc}} \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sin \frac{i\pi}{3} & -\cos \frac{i\pi}{3} \\ -\sin \frac{(i-1)\pi}{3} & \cos \frac{(i-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

On remarque que le calcul de  $T_i$  et  $T_{i+1}$ , de connaître :

- Les composantes de la tension de référence ( $v_{\alpha\_réf}$  et  $v_{\beta\_réf}$ ) ;
- Le secteur angulaire donné par l'indice  $i$  dans lequel se situe le vecteur de référence ;
- La période de commutation  $T_{sw}$ .
- La tension d'alimentation de bus continu  $V_{dc}$ .

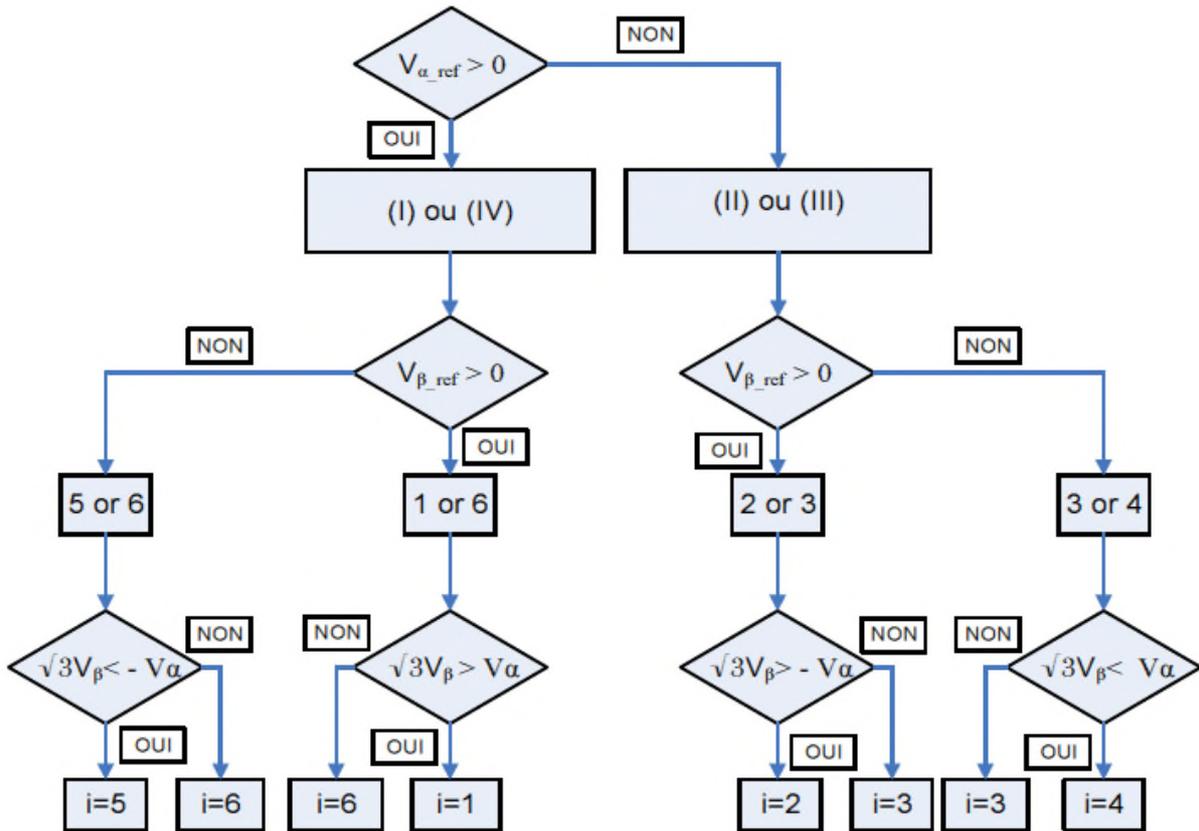


Figure 2.12 : Algorithme de détermination de secteur.

Après la détermination des rapports cycliques, on peut résumer les valeurs des indices de modulation pour chaque secteur dans le tableau suivant :

Tableau 2.3 : Rapports cycliques pour les différents secteurs

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_1 + t_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left( \frac{T_0}{2} \right)$	$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_2 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_2 + t_3 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left( \frac{T_0}{2} \right)$	$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left( \frac{T_0}{2} \right)$ $D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_3 + t_4 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_3 + \frac{T_0}{2} \right)$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left( \frac{T_0}{2} \right)$ $D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_4 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_4 + t_5 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_6 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left( \frac{T_0}{2} \right)$ $D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_5 + t_6 + \frac{T_0}{2} \right)$	$D_a = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_6 + t_1 + \frac{T_0}{2} \right)$ $D_b = \frac{2}{T_{sw}} \left( \frac{T_0}{2} \right)$ $D_c = \frac{2}{T_{sw}} \left( t_6 + \frac{T_0}{2} \right)$

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes stratégies de commande des onduleurs que nous allons simuler dans le chapitre prochain. Les paramètres de performance définis au début de ce chapitre nous aidera, d'une part à analyser les résultats de ces stratégies, et comparer entre eux, d'autre part, à pouvoir effectuer un choix parmi une grande variété de stratégies de commande, notamment les techniques à modulation de largeur d'impulsion.

---

---

# **Chapitre III : Modélisation et simulation du convertisseur sous PSIM**

## Introduction

La simulation est un outil utilisé par le chercheur, dans différents domaines, pour étudier les résultats d'une action sur un élément sans réaliser l'expérience sur l'élément réel. En fait, elle dispose le chercheur des coûts, des dégâts, et elle réduit le délai de développement. Lorsqu'elle est réalisée à l'aide d'un ordinateur, on parle de simulation numérique.

L'ordinateur permet aujourd'hui de simuler des systèmes très complexes, et cela grâce à des logiciels conçus dans ce contexte. Pour simuler un système ou un phénomène, il est obligatoire de passer par un modèle lisible par le logiciel de simulation. Cependant, les hypothèses de simplification adoptées dans la conception du modèle, créent des écarts entre les résultats de simulation et ceux qui obtenus par l'expérimentation.

Dans ce chapitre, nous allons présenter le logiciel PSIM de simulation utilisé pour obtenir le modèle de l'onduleur. Ensuite, on passe à la description du modèle utilisé dans la simulation. Pour terminer, nous allons synthétiser et discuter les résultats de différentes stratégies de commande.

### III.1 Présentation de logiciel PSIM

PSIM est un logiciel de simulation et de compilation pour l'électrotechnique et l'électronique de puissance.

Le logiciel permet de dessiner le schéma du montage, à partir des éléments de la bibliothèque (machines, transformateurs, interrupteurs électroniques, éléments de commande et de contrôle...). Les appareils de mesure disposés sur le schéma de montage définissent les courbes représentatives des grandeurs électriques et mécaniques que l'on peut obtenir après simulation. Un circuit d'électronique de puissance est représenté en quatre parties, circuit de puissance, circuit de commande, les capteurs et les contrôleurs de commutation comme illustré sur la figure 3.1 [31] :

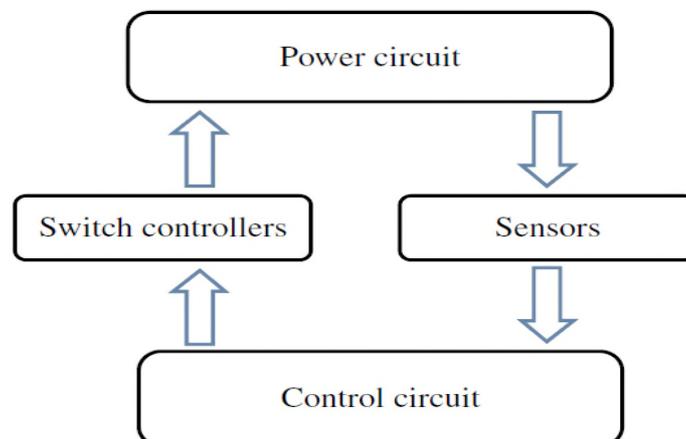


Figure 3.1 : Représentation d'un circuit dans PSIM.

PSIM 64 bit version 9.0, utilisée pour la simulation des techniques abordées dans ce mémoire contient les modules actifs suivants :

- **Motor Drive Module** : il contient les modèles de toutes les machines électriques.
- **Digital Control Module** : ce module de contrôle numérique est une option ajoutée au logiciel. Il inclut les éléments discrets pour l'analyse des systèmes de commande numérique.
- **SimCoupler Module** : il fournit l'interface entre PSIM et Matlab/Simulink pour la Co-simulation. Avec le module de SimCoupler, une partie peut être mise en application et simulée dans PSIM, et le reste du système dans simulink.
- **MagCoupler Module** : il fournit l'interface pour la Co-simulation entre PSIM et le logiciel JMAG d'analyse de champ électromagnétique.
- **MagCoupler-RT Module** : il fournit l'interface entre les fichiers des données PSIM et Jmag-droite.
- **Thermal Module** : ce module fournit une manière rapide d'estimer des pertes de conduction dans les montages d'électronique de puissance.
- **RenewableEnergyModels** : il contient des modèles d'énergie renouvelable et permet aux utilisateurs de les simuler dans des applications d'énergie renouvelable.
- **PsimBook** : c'est une plateforme qui affiche le document de PsimBook. Avec ce document on peut inclure le texte, les équations, les figures, les circuits (interactif)...dans un environnement intégrale.
- **PsimBookExercises** : c'est un ensemble d'exercices qui couvrent de divers sujets des commandes de l'électronique de puissance et de moteur.
- **SimCoder** : il fournit de possibilités pour élaborer des programmes automatiquement à partir du schéma de PSIM.
- **PE-Expert3 Target** : SimCoder soutient la plateforme du développement PE-Expert3 DSP de Mayway.
- **General Hardware Target** : avec cette option, SimCoder peut générer des programmes pour les implémentations matérielles (hardware).
- **TI F28335 Target** : avec cette option, SimCoder fournit l'algorithme à implémenter sur DSP à point mobile F28335 de Texas Instrument.
- **PE-Pro/F28335 Target** : SimCoder soutient la plateforme du développement Pe-pro de Mayway.

## III.2 Modélisation du convertisseur sous PSIM :

Le convertisseur utilisé pour la simulation des différentes stratégies, est un onduleur deux niveaux à trois bras. Chaque bras est constitué de deux MOSFET idéaux en série.

L'onduleur est alimenté par une source continue de 450V, il débite sur une charge RL de résistance  $R=3.87\Omega$ , et d'inductance  $L=0.0077H$ .

La figure 3.2 montre le schéma de puissance de ce convertisseur :

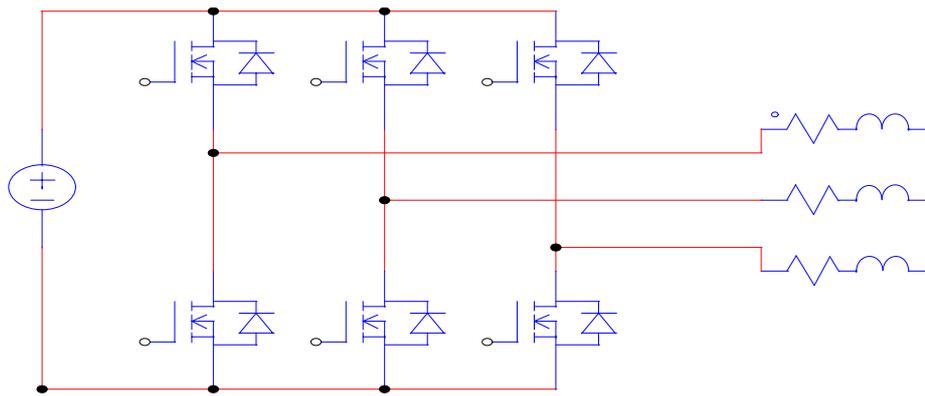


Figure 3.2 : Schéma de puissance de l'onduleur.

**Remarque :** la commande rapprochée et les éléments utilisés pour sa conception, diffèrent d'une stratégie à une autre.

### III.3 Résultats de simulation

#### III.3.1 Commande 180°

La figure 3.3 représente le schéma de puissance et de commande de l'onduleur commandé à 180°. Les signaux de commande sont obtenus à partir des sources de signal carré.

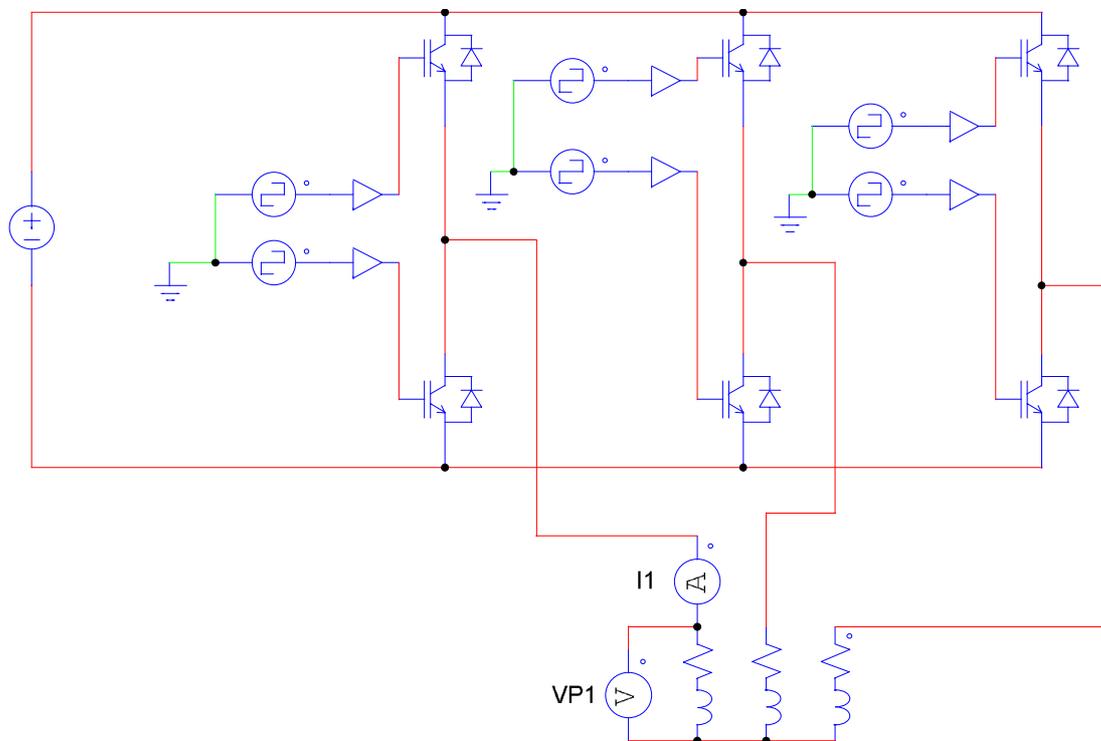


Figure 3.3 : Schéma de principe de la commande 180°.

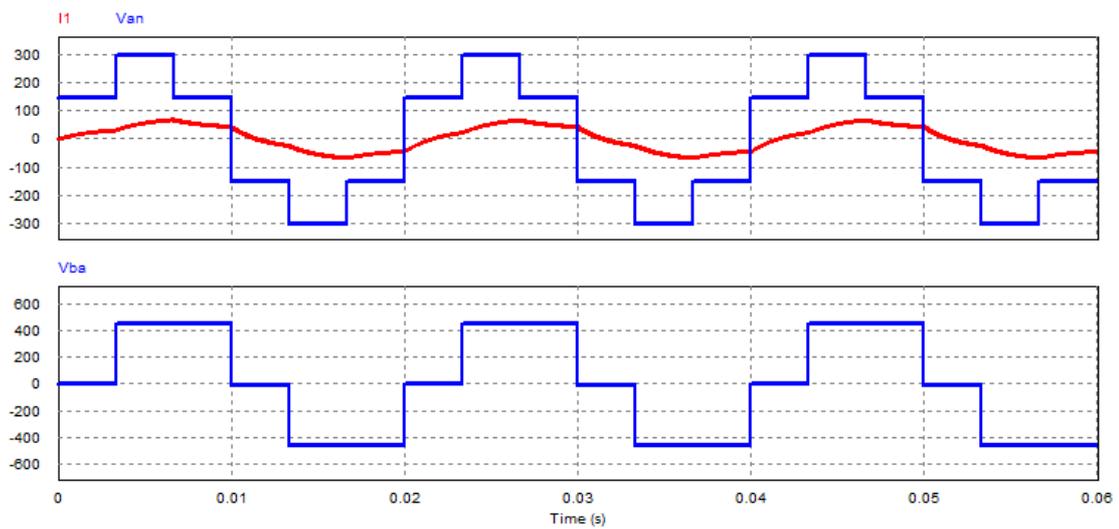


Figure 3.4 : Tension simple ( $V_{an}$ ), courant ( $I_1$ ) et tension composée ( $U_{ba}$ ).

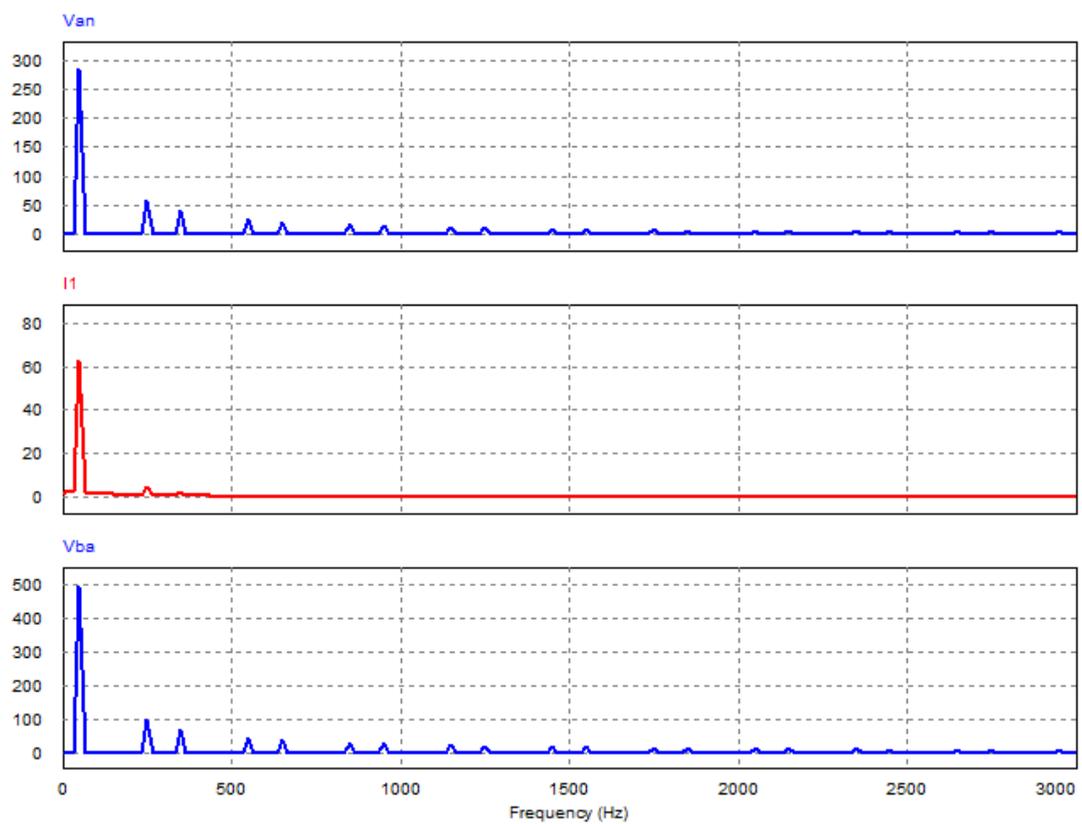


Figure 3.5 : Spectre d'harmoniques de tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

### III.3.1.1 Commentaires et interprétations des résultats

Les résultats de la simulation de la commande  $180^\circ$  montre que la forme d'onde de la tension simple (**Van**) est plus proche de la forme sinusoïdale que celle de la tension composée (**Uba**). Le courant étant sinusoïdal vue la nature inductive de la charge.

En terme de qualité d'énergie, on remarque la présence d'harmoniques gainant dans la tension simple et composée, il s'agit des harmoniques (5, 7, 11, 13, 17, 19). Par contre pour le courant, on n'inscrit que les harmoniques 5 et 7.

Le reste des paramètres de performance sont inscrit dans le tableau suivant :

Tableau 3.1 : Valeurs des différentes grandeurs pour la commande  $180^\circ$ .

Paramètres	THD(%)	Valeur efficace (V)
I(1)	8.4	44.90
Van	31.11	212.07
Uba	31.13	367.24

### III.3.2 Commande $150^\circ$

Le principe de cette stratégie, consiste à la conduction de chaque interrupteur pendant  $150^\circ$ . Le schéma de principe de cette commande est le même que celui de la commande  $180^\circ$  (figure 3.3), la seule différence réside dans l'ordre de commutation des interrupteurs.

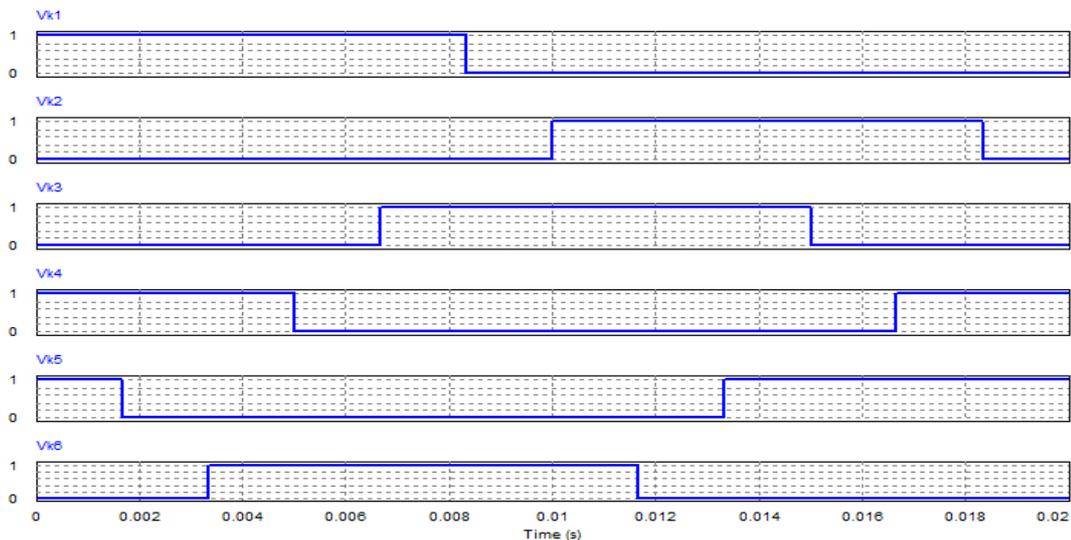


Figure 3.6: Allures des signaux de commande.

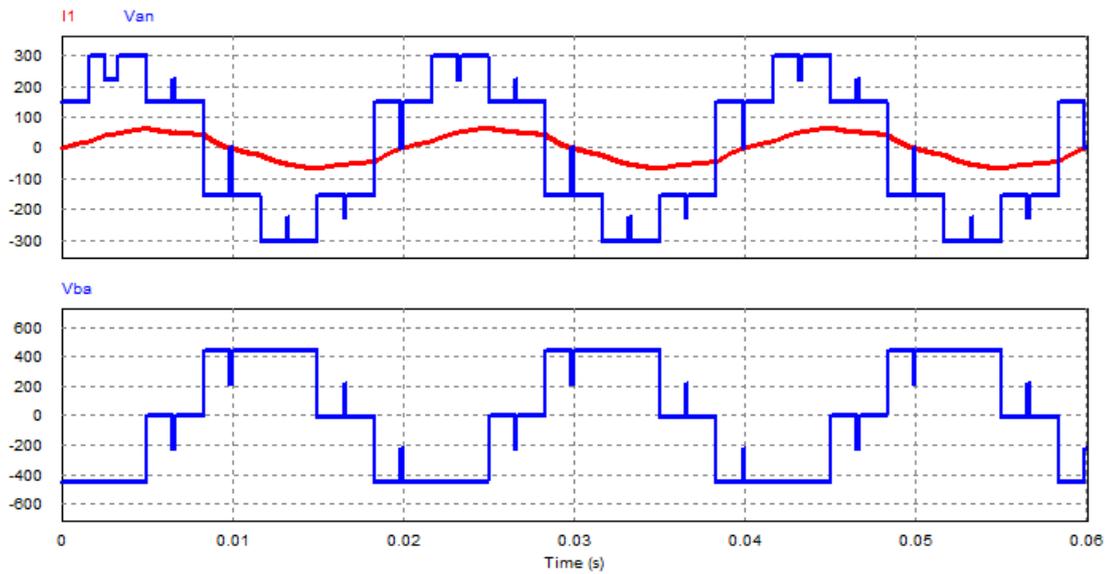


Figure 3.7 : Allure de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

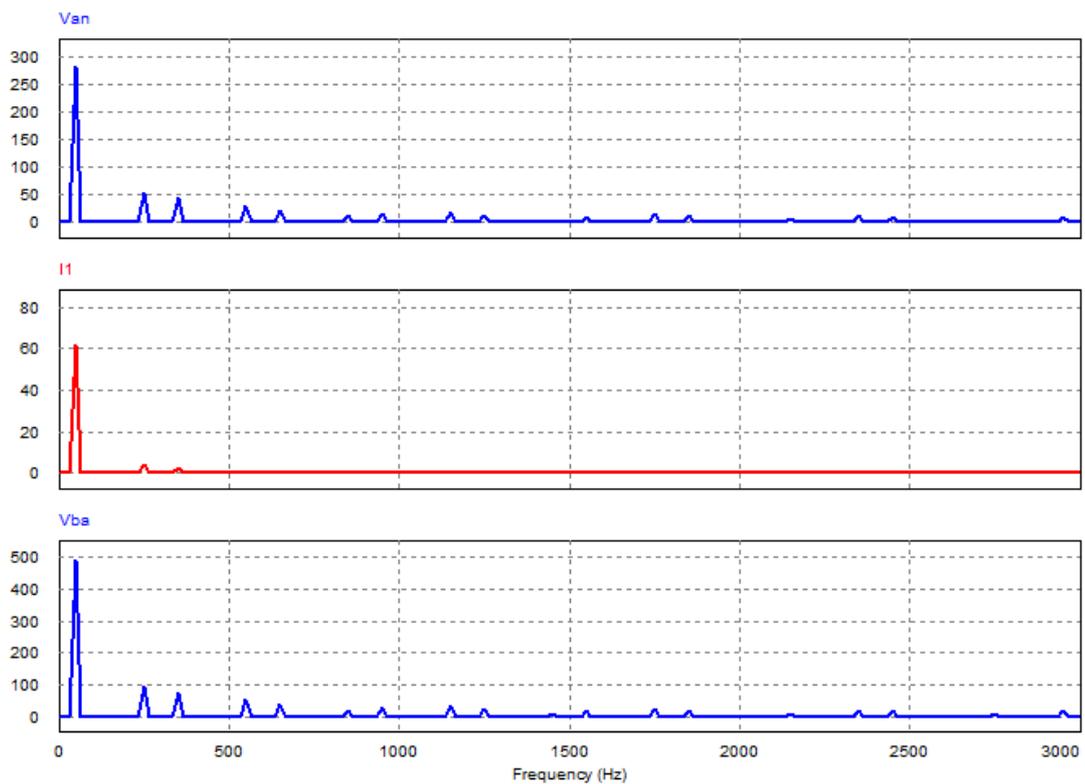


Figure 3.8 : Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

### III.3.2.1 Commentaires et interprétations des résultats

La forme de la tension de sortie dépend de la nature de la charge. La commande décalée permet d'avoir des courbes plus voisines de la sinusoïde. Tandis que le courant est sinusoïdal, vue la nature inductive de la charge.

On remarque aussi que le taux de composantes harmoniques de rang faible est minimal.

Le reste de paramètres de performance sont inscrit dans le tableau 3.2 :

Tableau 3.2 : Valeurs des différentes grandeurs pour la commande 150°.

Paramètres	THD(%)	Valeur efficace (V)
I(1)	8.28	43.83
Van	32.89	210.06
Uba	32.93	365.43

### III.3.3 Commande 120°

Dans le cas de la commande 120°, les interrupteurs sont commandés d'une manière qu'ils conduisent pendant 120°. Les résultats de simulation de cette commande sont représentés par les deux figures suivantes :

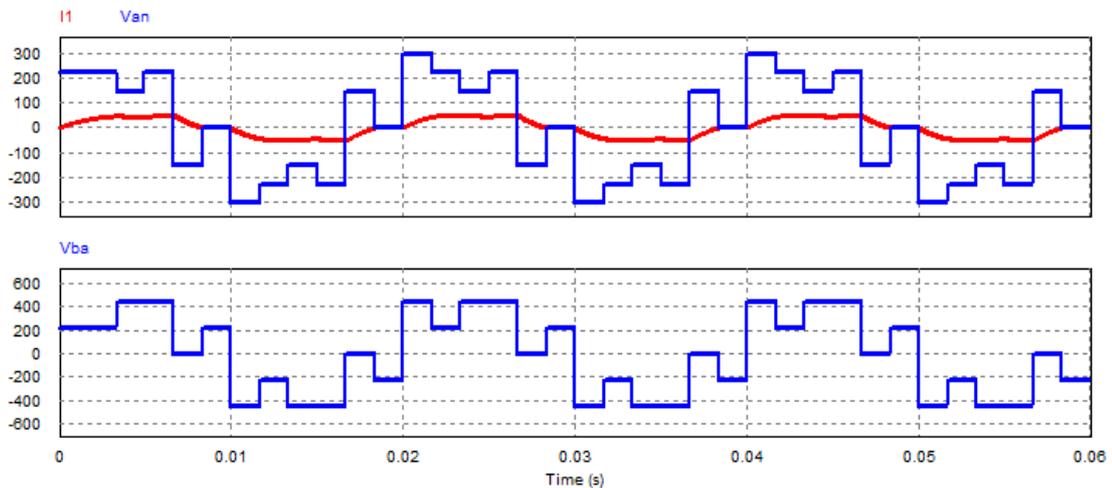


Figure 3.9 : Allure de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

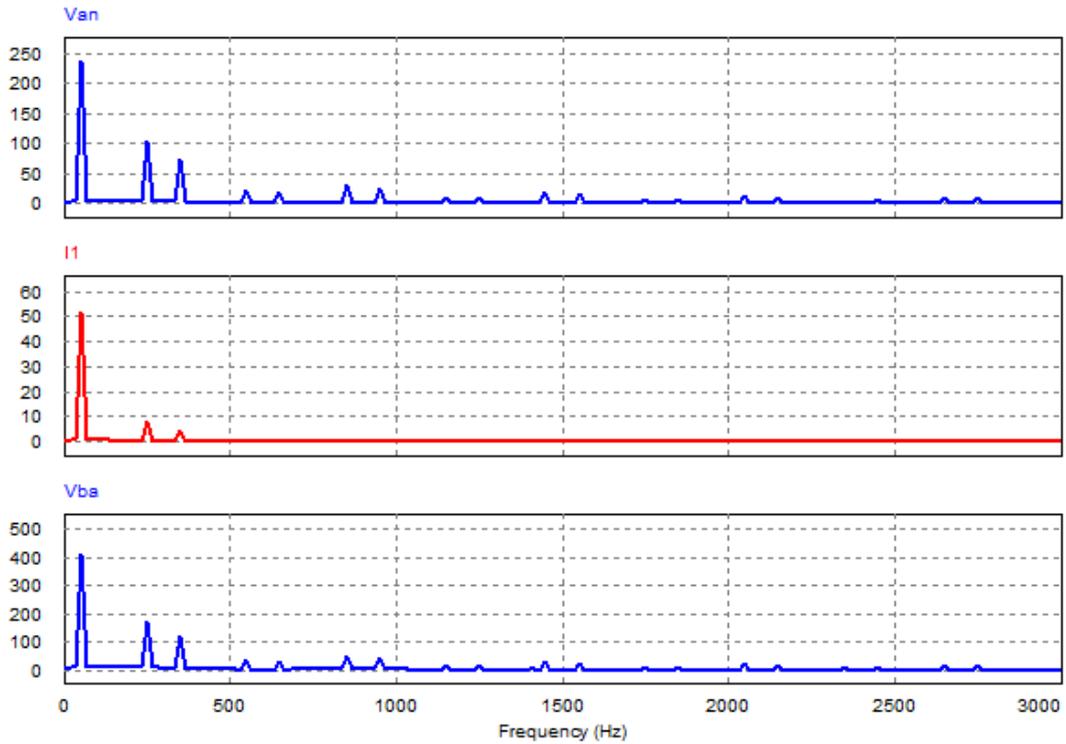


Figure 3.10 : Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

### III.3.3.1 Commentaires et interprétations des résultats

On voit que la tension simple ( $V_{an}$ ) a une forme en marches d'escalier, déformée par l'effet inductif de la charge. Le courant étant sinusoïdal pour la même raison.

On remarque que les harmoniques pairs de la tension et les multiples de trois (3, 9, 12...), disparaissent, alors que ceux de rang (5, 7, 11, 13...), restent présents.

Dans le spectre de courant, on n'inscrit que les harmoniques 5 et 7.

Le tableau 3.3 représente les valeurs des différentes grandeurs :

Tableau 3.3 : Valeurs des différentes grandeurs pour la commande  $120^\circ$ .

Paramètres	THD(%)	Valeur efficace (V)
$I(1)$	17.82	37.29
$V_{an}$	60.76	196
$U_{ba}$	60.66	344.28

### III.3.4 MLI triangulo-sinusoidale

La commande rapprochée de cette stratégie consiste à comparer une référence sinusoidale, avec une porteuse triangulaire de haute fréquence. La figure 3.11 représente le schéma de puissance et de la commande rapprochée.

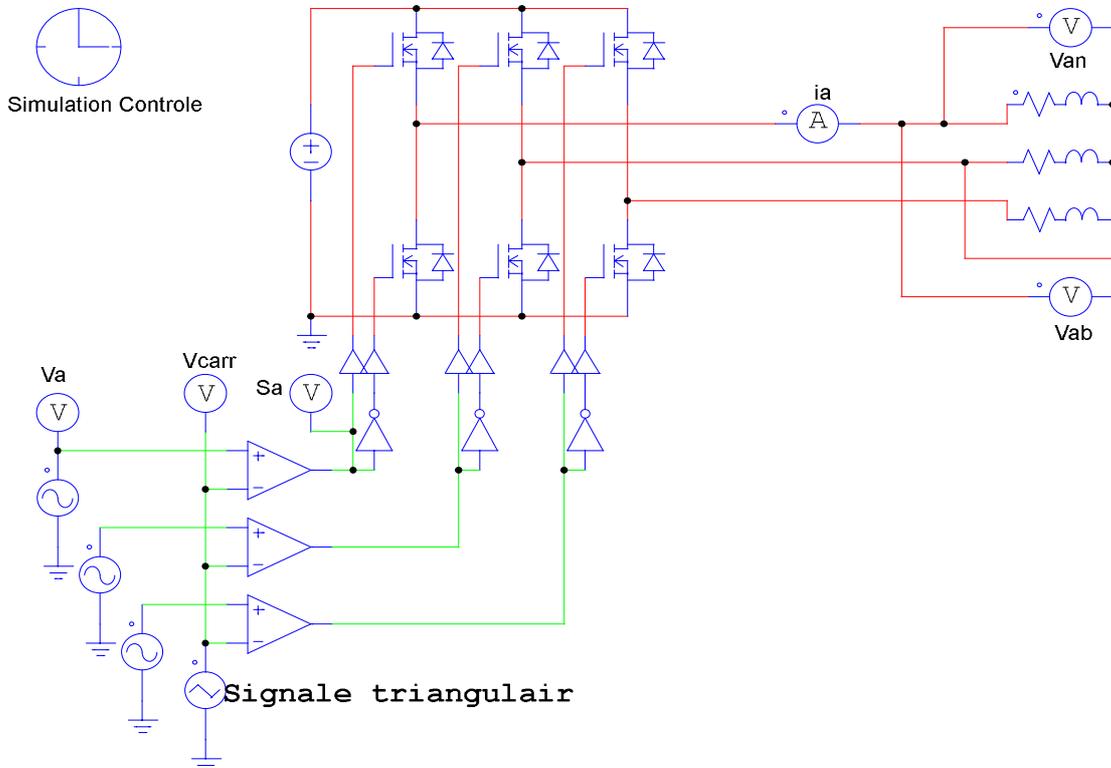


Figure 3.11 : Schéma de la commande MLI triangulo-sinusoidale sous PSIM.

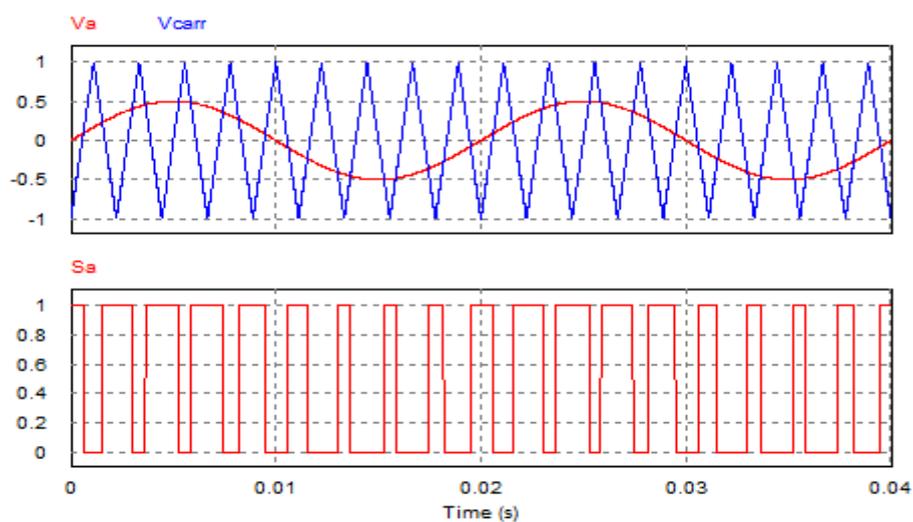


Figure 3.12: Forme d'onde de signal de référence, signal triangulaire et signal de commande pour  $m=9$  et  $r=0.8$ .

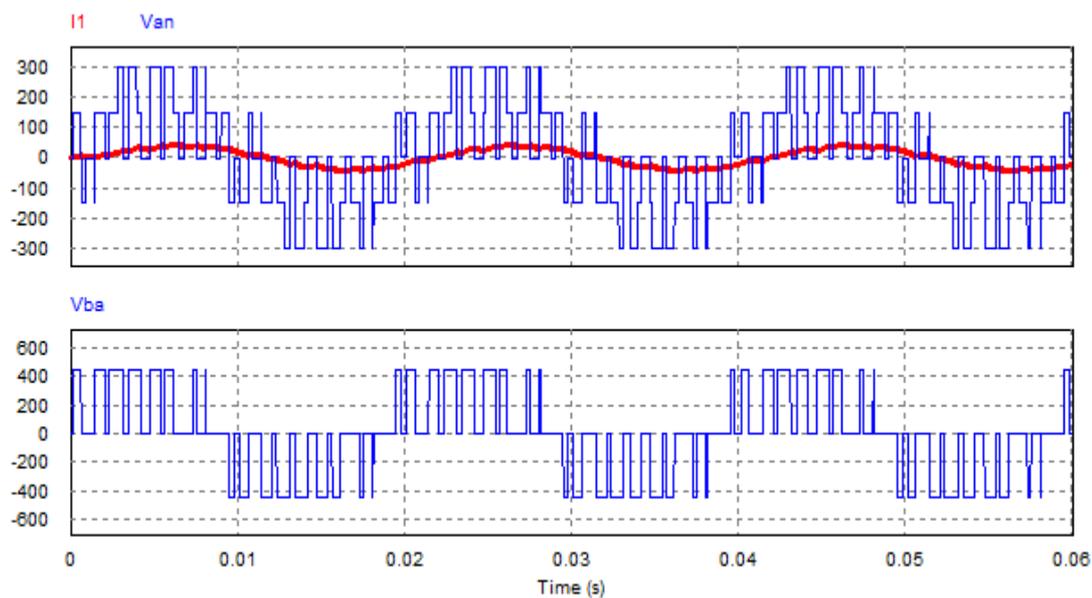


Figure 3.13: Forme d'onde de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour  $m=9$  et  $r=0.8$ .

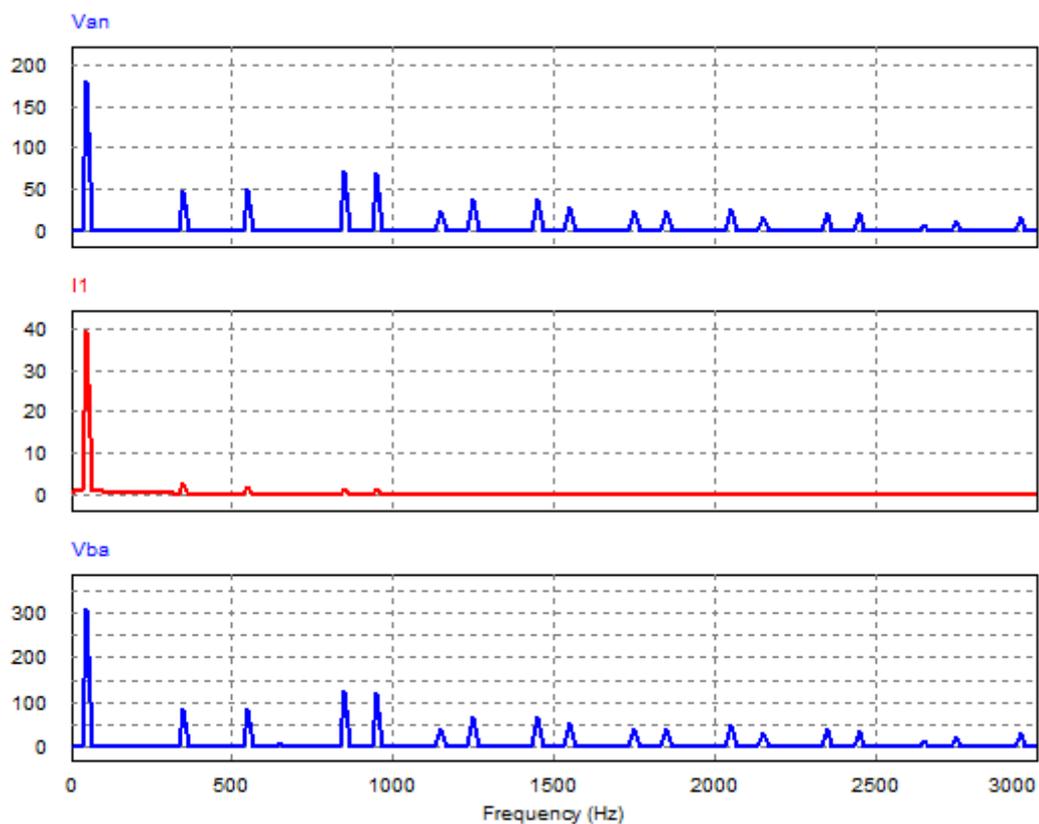


Figure 3.14 : Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour  $m=9$  et  $r=0.8$ .

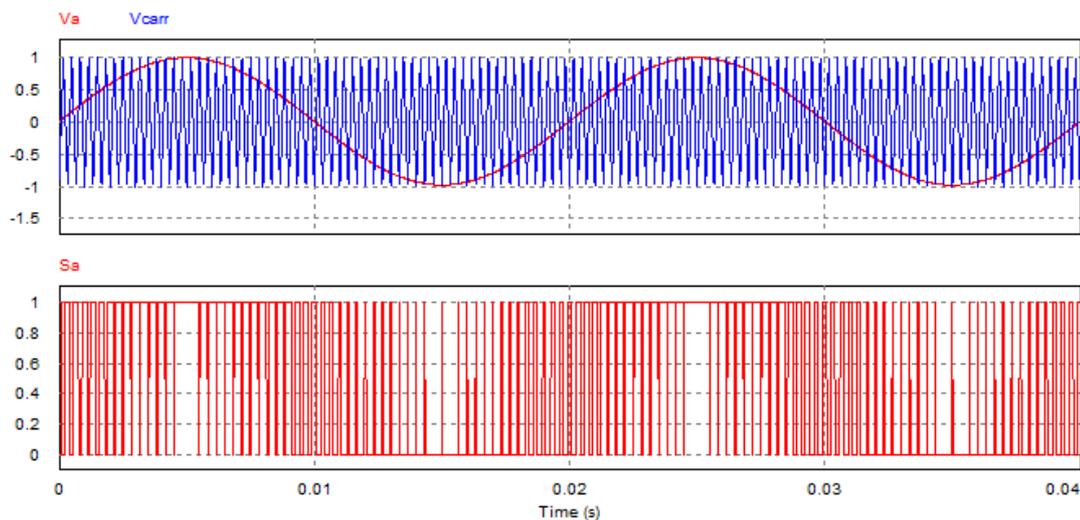


Figure 3.15 : Forme d'onde de signal de référence, signal triangulaire et signal de commande pour  $m=60$  et  $r=0.98$ .

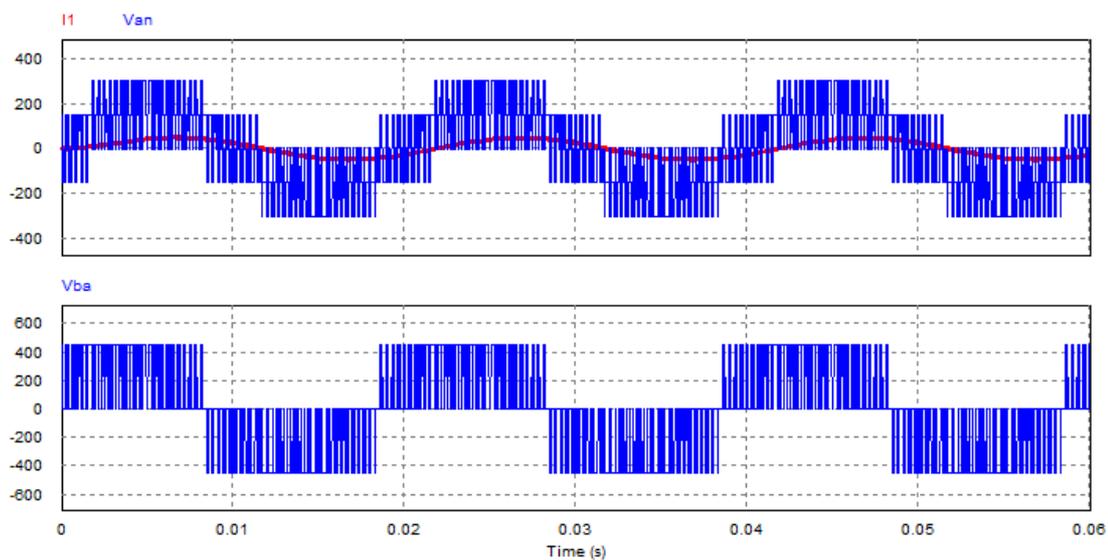


Figure 3.16 : Forme d'onde de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour  $m=60$  et  $r=0.98$ .

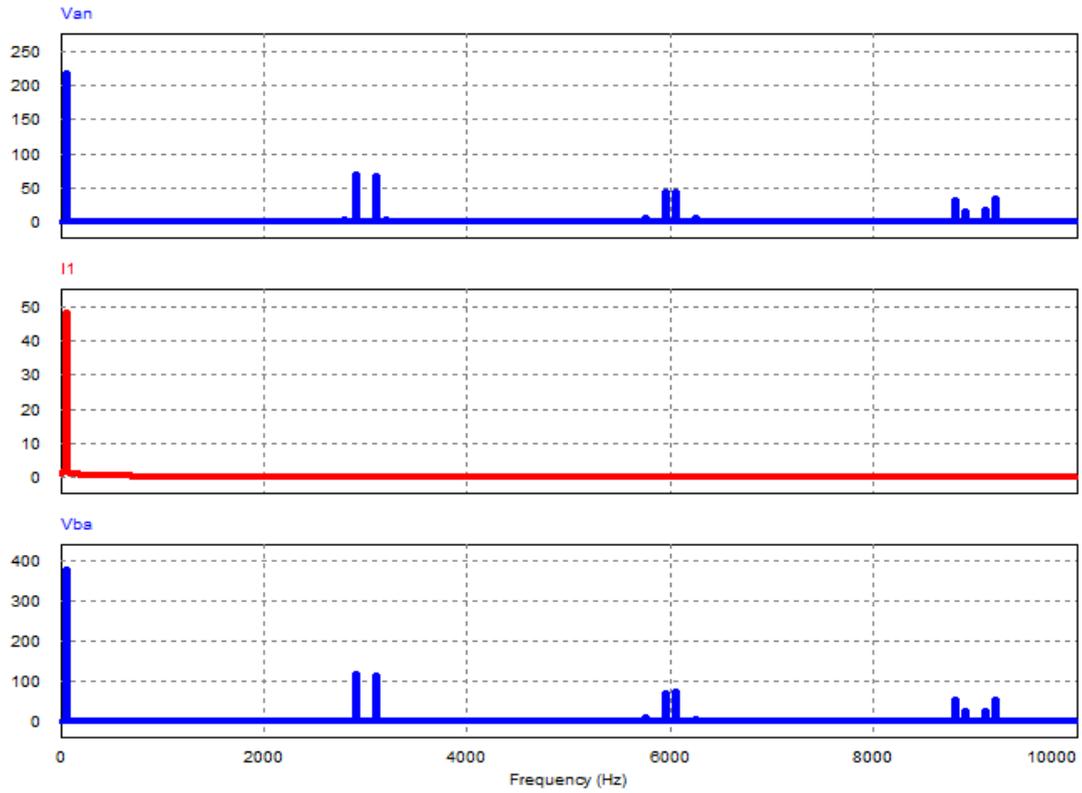


Figure 3.17 : Spectre d'harmonique de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour  $m=60$  et  $r=0.98$ .

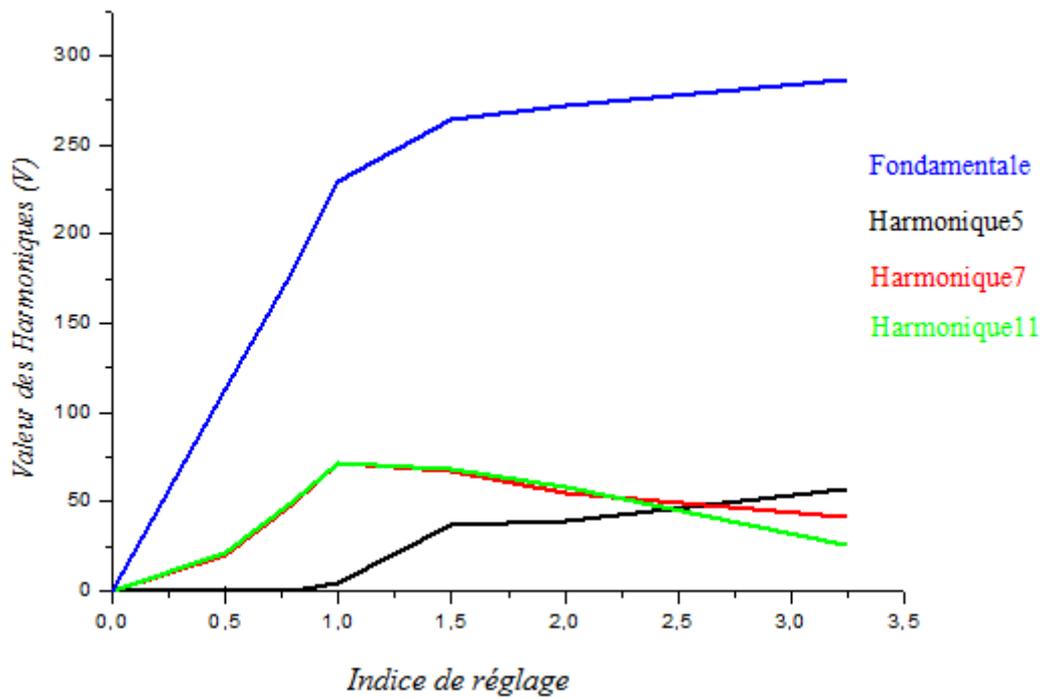


Figure 3.18 : Evolution du fondamental de la tension simple et de ses trois premiers harmonique en fonction de l'indice de réglage.

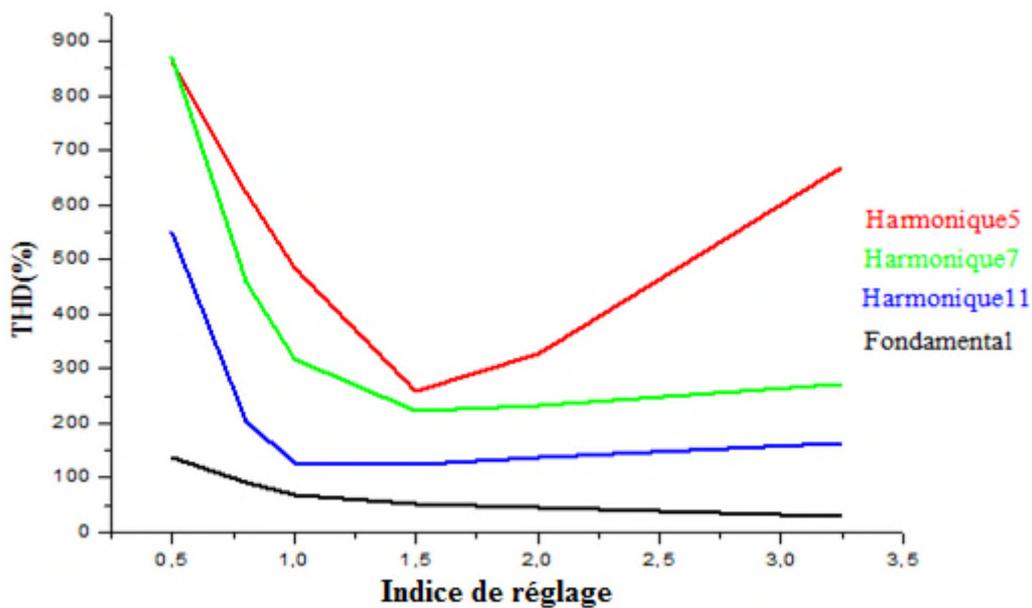


Figure 3.19 : Evolution du THD du fondamental de la tension simple et de ses trois premiers harmonique en fonction de l'indice de réglage.

### III.3.4.1 Commentaires et interprétations des résultats

On remarque que la forme d'onde obtenue par cette technique, que ce soit pour le courant ou la tension, est meilleure que celle obtenue à travers les techniques précédentes.

Les harmoniques sont rangées en familles centrées au tour des fréquences multiples de celle de fondamentale. La premier famille étant centré autour de l'indice  $m=9$  pour le premier cas.

Pour montrer l'influence de l'indice de réglage, nous avons effectué une autre simulation à  $m=60$ , où la première famille d'harmonique est centrée autour de 60.

L'augmentation de la valeur de l'indice de modulation, améliore les performances des grandeurs de sortie notamment le THD, le tableau 3.4 montre l'influence de ce dernier :

Tableau 3.4 : Valeurs des différentes grandeurs pour la commande MLI triangulo-sinusoidale.

Indice de modulation (m)	Indice de réglage (r)	Paramètres	THD(%)	Valeur efficace (V)
9	0.8	I(1)	10.87	28.19
		Van	91.37	172.20
		Uba	91.60	298.50
60	0.98	I(1)	15.32	34.46
		Van	71.37	191.27
		Uba	71.18	331.14

A travers la figure 3.18, on remarque que l'évolution de l'amplitude du fondamental en fonction de l'indice de réglage est linéaire dans l'intervalle [0 0.85]. En dehors de cet intervalle c'est-à-dire, au-delà de la valeur  $r=0.85$ , l'évolution du fondamental rentre dans une zone de saturation.

Concernant, les harmoniques 7 et 11, ils suivent l'augmentation de l'indice de réglage jusqu'à  $r=0.85$ , puis diminuent. Par ailleurs, l'harmonique 5, prend une valeur non nulle à partir de  $r=0.85$ , et suit des pentes ascendantes.

La figure 3.19 montre l'influence de l'indice de réglage sur le THD du fondamental et des trois premiers harmoniques. On remarque que l'augmentation de l'indice de modulation, provoque la diminution du THD du fondamental. Par contre, le THD des harmoniques 5, 7 et 11, diminue jusqu'à une certaine valeur de «  $r$  », puis augmente.

### III.3.5 Commande MLI pré-calculée

Dans le cas de la commande MLI pré-calculée, les signaux de commande sont obtenus à partir des angles préalablement calculés. Ces angles permettent d'éliminer un certain nombre d'harmonique et de maximiser le fondamental. Les signaux de commande sont représentés par la figure 3.20.

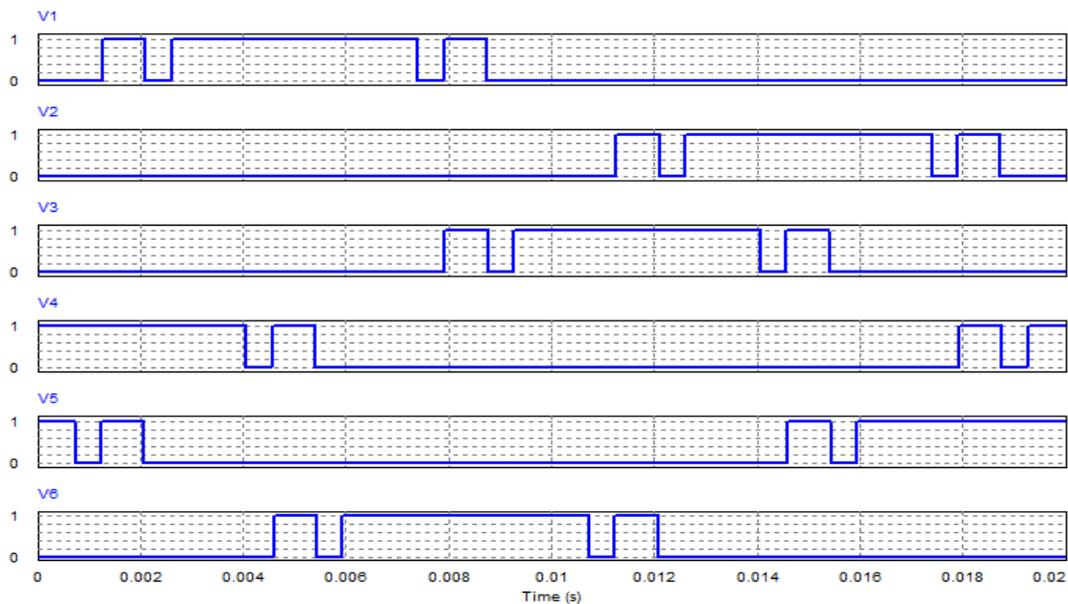


Figure 3.20: Allures des signaux de commande.

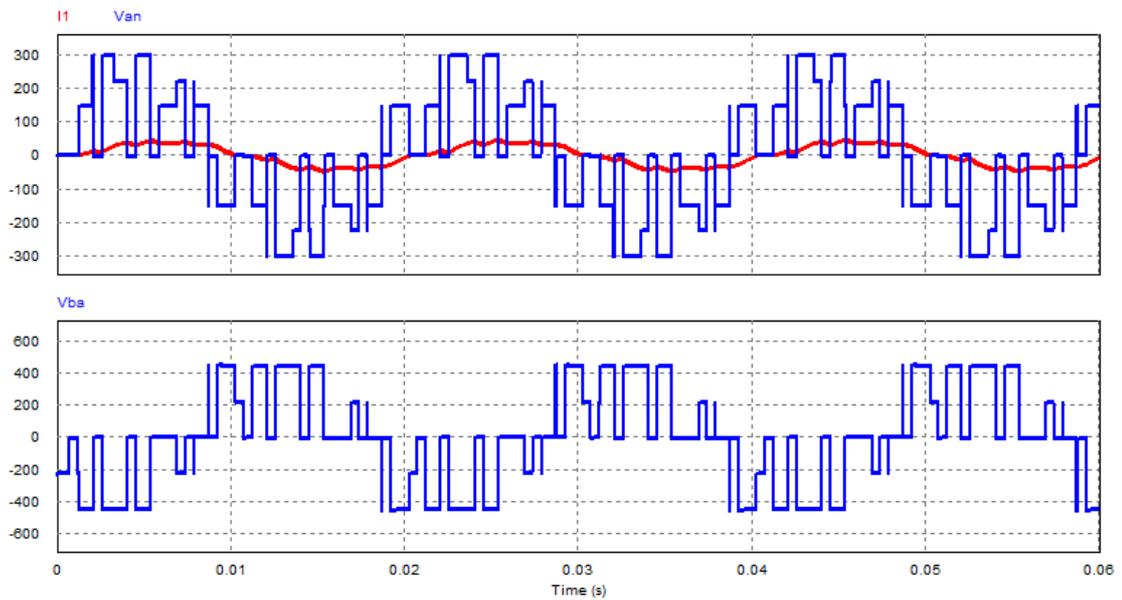


Figure 3.21: Allure de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

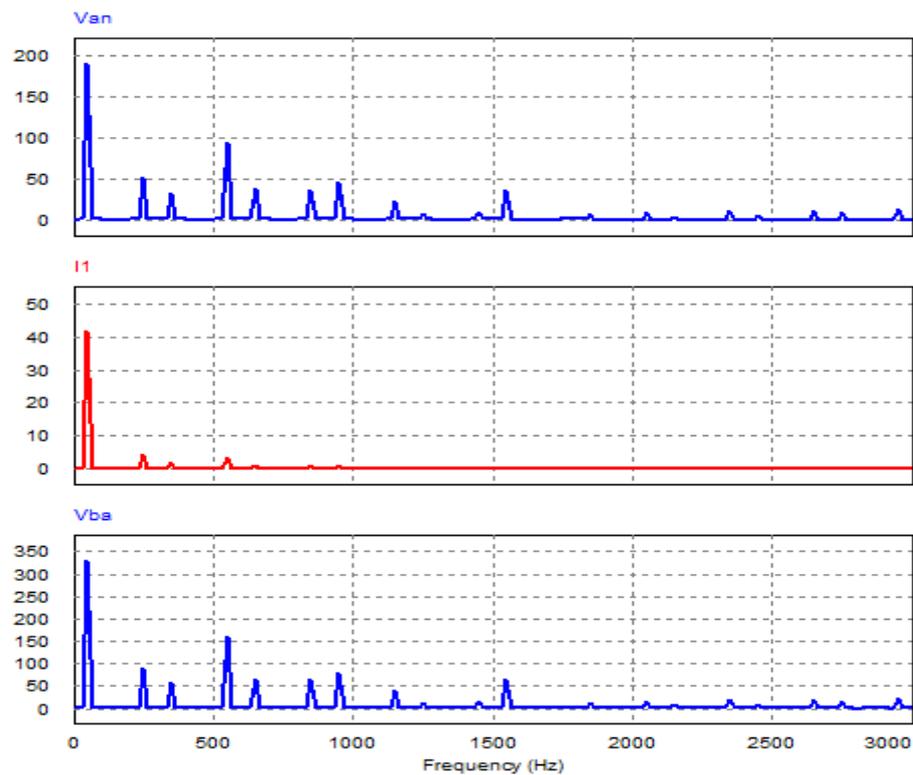


Figure 3.22 : Spectre d'harmoniques de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

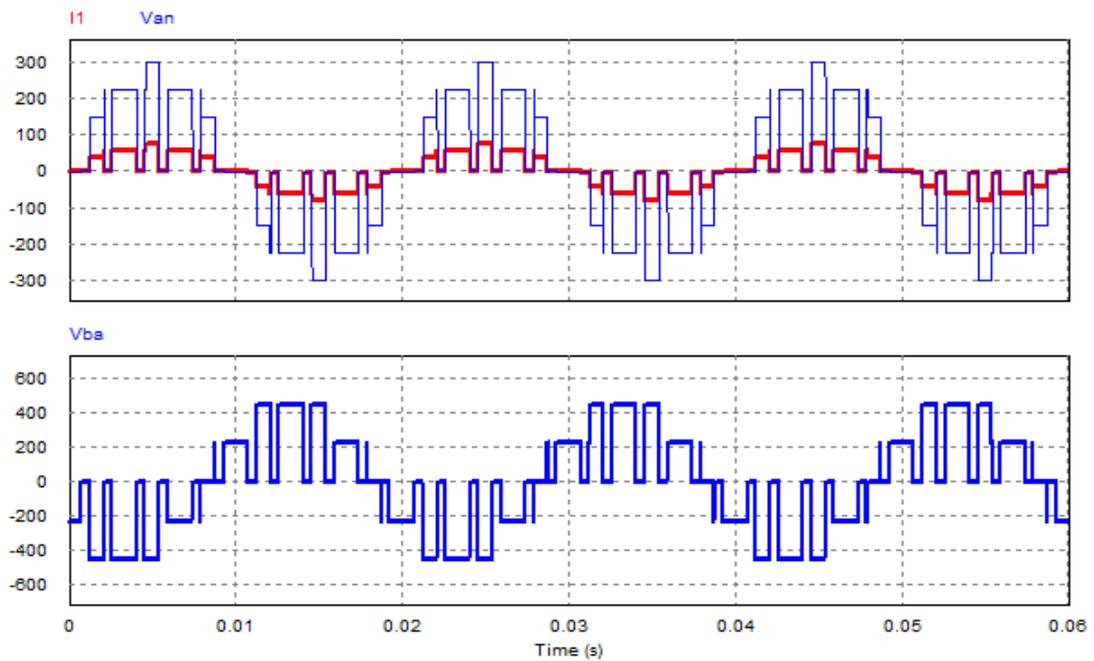


Figure 3.23 : Allure de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour une charge purement résistive.

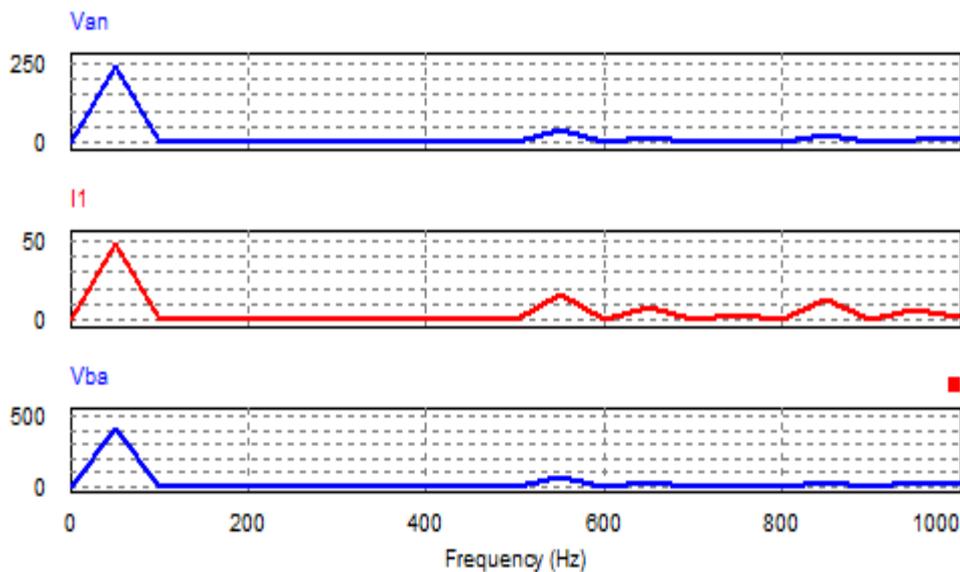


Figure 3.24 : Spectre d'harmoniques de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ) pour une charge purement résistive.

### III.3.5.1 Commentaires et interprétations des résultats

D'après les résultats, on remarque l'apparition des harmoniques 5 et 7 dans le cas d'une charge RL, cela est dû à la nature inductive de la charge.

Pour le cas d'une charge résistive, on remarque la disparition des harmoniques 3, 5 et 7 ce qui est l'objectif de cette commande.

Tableau 3.5 : Valeurs des différentes grandeurs pour la commande pré-calculée pour une charge purement résistive.

	Paramètres	THD(%)	Valeur efficace (V)
Pour une charge R	I(1)	67.76	41.92
	V <sub>an</sub>	67.76	162.25
	U <sub>ba</sub>	67.73	281.11
Pour une charge RL	I(1)	14.48	30
	V <sub>an</sub>	78.69	172.06
	U <sub>ba</sub>	78.59	298.41

On remarque l'égalité de THD en courant et en tension dans le cas d'une charge purement résistive. Cette égalité revient au fait que le courant et la tension sont en phase.

### III.3.6 Commande vectorielle

La conception de l'algorithme de commande MLI vectorielle est basé sur quatre étapes. La première, consiste à calculer le vecteur d'espace à partir des tensions de références. L'étape d'après est consacrée au choix du secteur, tandis que la troisième étape constitue le calcul de temps d'application des vecteurs. Les signaux de commande sont calculés dans la dernière étape. Les algorithmes de calcul sont illustrés par les figures suivantes.

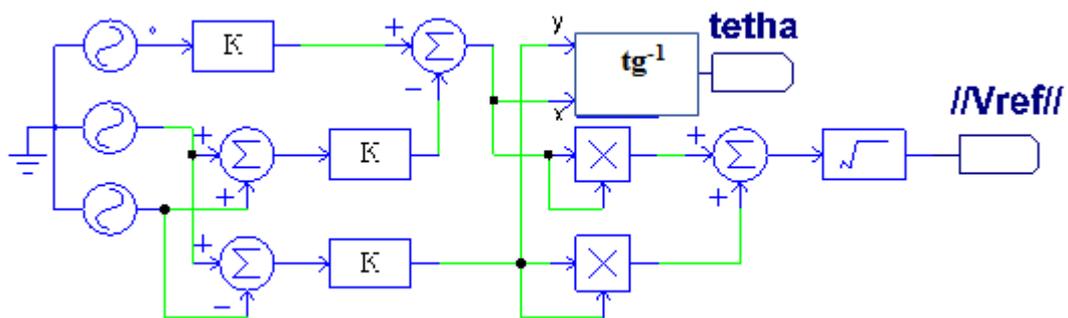


Figure 3.25 : Calcul de module et d'argument du vecteur de référence.

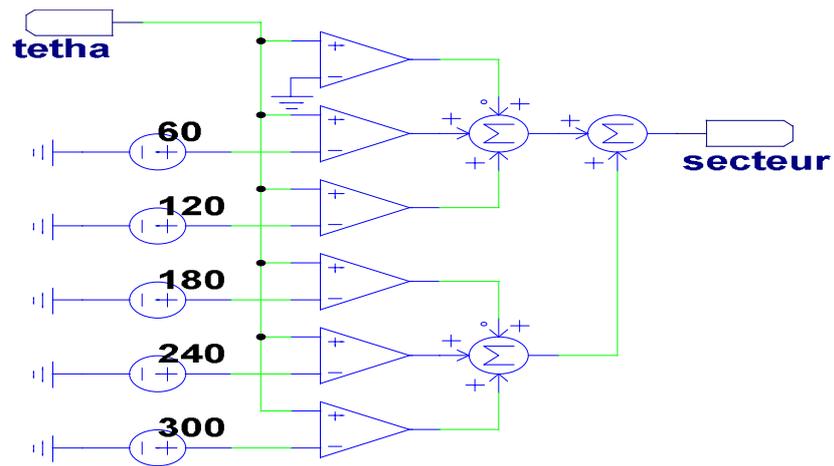


Figure 3.26 : Choix de secteur.

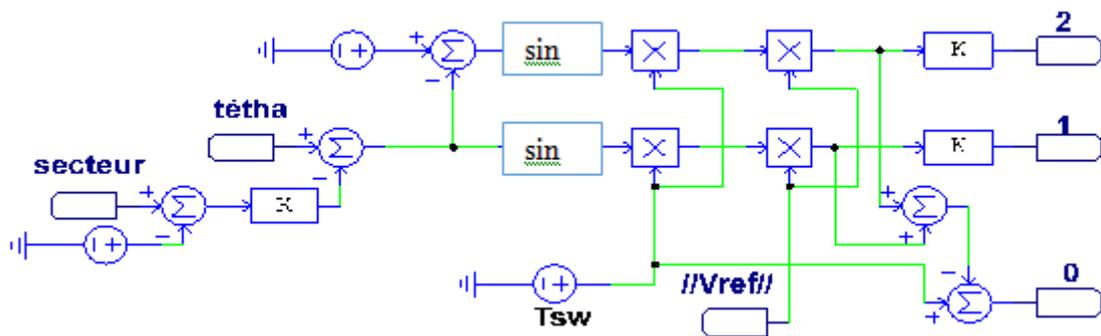


Figure 3.27 : Calcul de temps d'application.

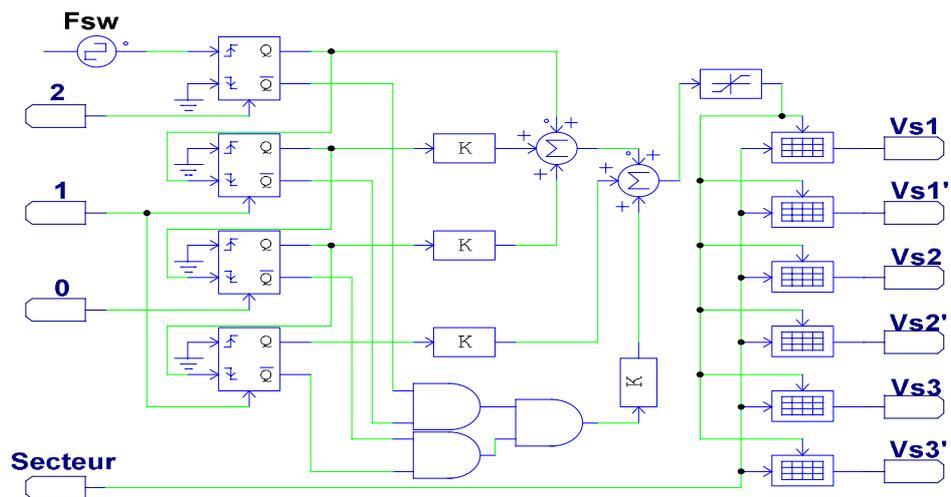


Figure 3.28 : Calcul de signaux de commande.

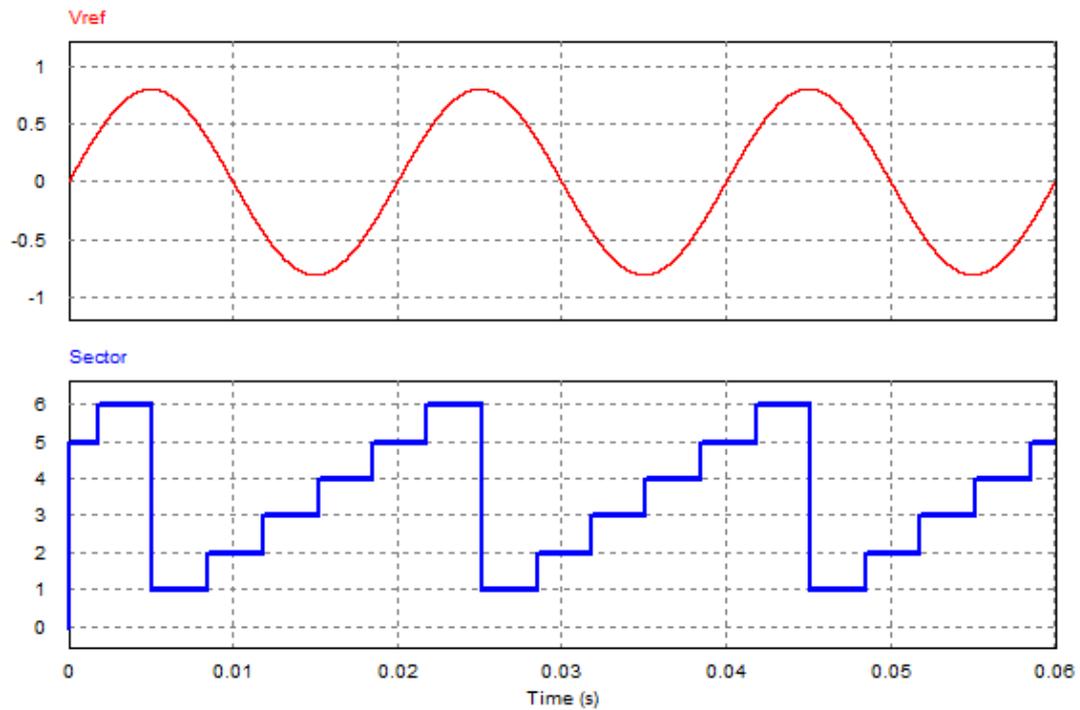


Figure 3.29 : Tension de référence et protocole de choix de secteur.

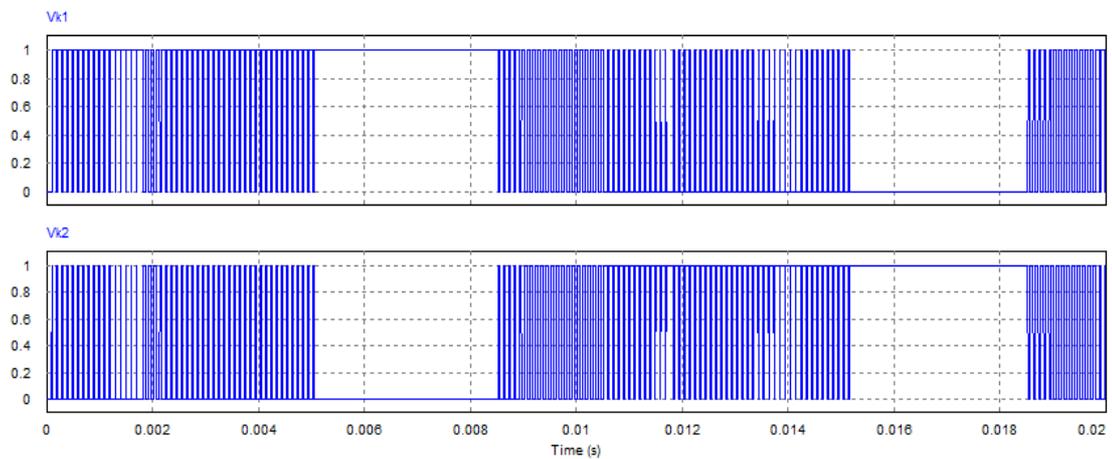


Figure 3.30 : Signaux de commande des deux interrupteurs du premier bras.

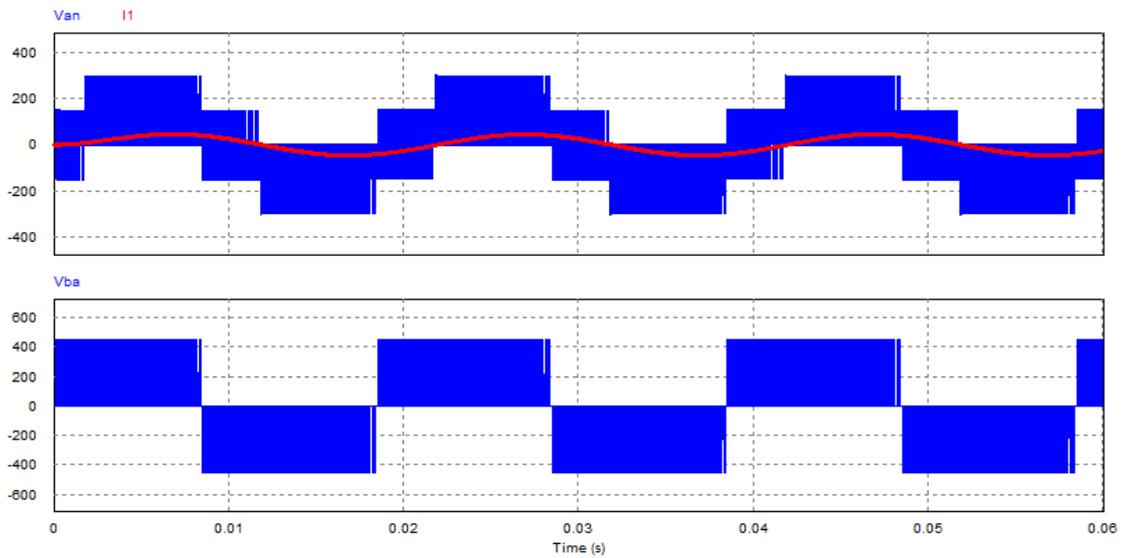


Figure 3.31 : Forme d'onde de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

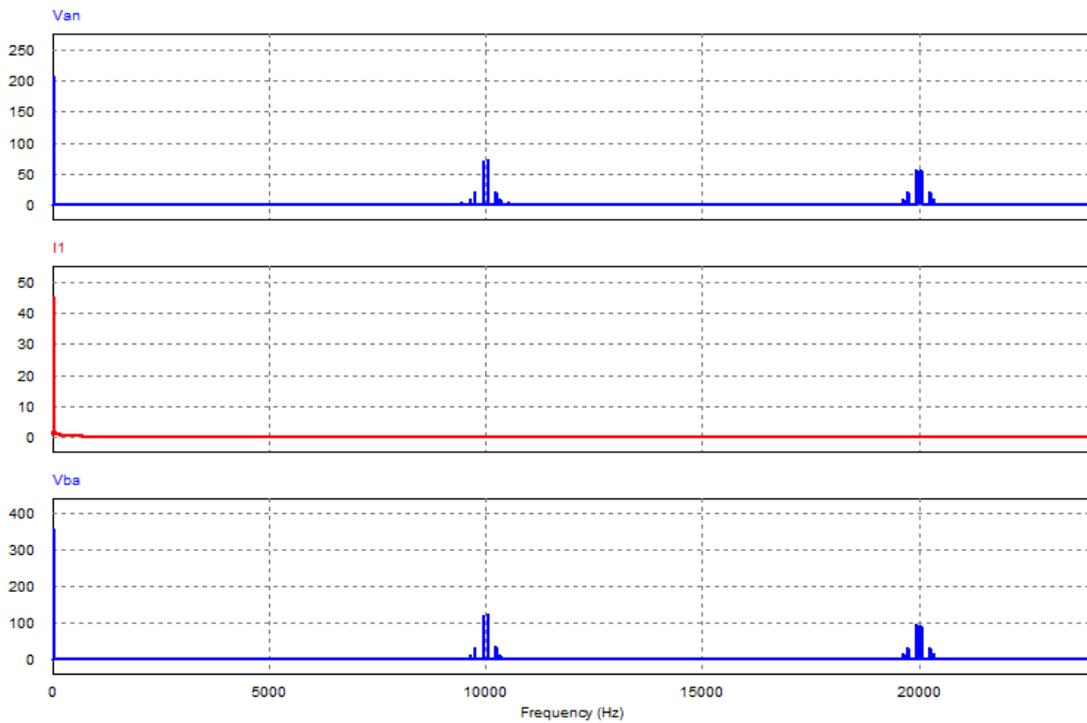


Figure 3.32 : Spectre d'harmoniques de la tension simple ( $V_{an}$ ), du courant ( $I_1$ ) et de la tension composée ( $U_{ba}$ ).

### III.3.6.1 Commentaires et interprétations des résultats

Les formes d'ondes du courant et de la tension obtenue par cette stratégie, sont les meilleurs qui soient parmi toutes les commandes que nous avons simulées.

La performance de cette stratégie en terme d’harmoniques, se traduit par la première famille qui subsiste, étant centrée autour de la fréquence de 10KHz. Elle contient 10 harmoniques pour la tension simple ( $V_{an}$ ) et 6 pour la tension composée ( $U_{ba}$ ). On note que la deuxième famille est centrée autour de 20KHz.

Pour le courant, on n’inscrit aucun harmonique sur le spectre étendue jusqu’à 25KHz.

Le tableau 3.6 représente les valeurs des différentes grandeurs

Tableau 3.6 : Valeurs des différentes grandeurs obtenues par la commande vectorielle.

Paramètres	THD(%)	Valeur efficace (V)
I(1)	0.55	32.24
$V_{an}$	77.20	185.08
$V_{ba}$	77.14	320.6

### III.4 Comparaison des résultats

Tous les résultats de simulation représentés dans ce chapitre, sont répertoriés dans le tableau 3.7 en guise de comparaison.

Tableau 3.7 : Tableau comparatif des résultats de différentes commandes.

		THD en courant (%)	THD en tension (%)	$I_{eff}(A)$	$V_{eff}(V)$	Les premiers harmoniques de tension.
Commande 180°		8.4	31.3	44.9	367.24	5, 7, 11, 13, 17, 19...
Commande 120°		17.82	60.66	37.29	344.28	5, 7, 11,13, 17, 19...
Commande 150°		8.28	32.93	43.83	365.43	5, 7, 11,13, 17, 19...
MLI naturelle	M=9	10.87	91.6	28.19	298.5	7, 11, 17, 19, 23, 25, 29, 31...
	M=60	15.32	71.18	34.46	331.14	59, 61, 119, 121...
MLI Vectorielle		0.55	77.14	32.24	320.6	199, 201...
MLI pré-calculé		14.48	78.59	30	298.41	11, 13, 17, 19...

### Conclusion

L’amélioration des performances d’un système alimenté par un onduleur passe par le choix d’une bonne stratégie de commande. Nous venons de définir un critère à adopter pour choisir une technique de commande convenable. Ajouté à cela, le cout de réalisation de cette dernière est un facteur essentiel dans ce choix.

Après avoir simulé les différentes stratégies de commande, nous avons tiré les conclusions suivantes :

- ❖ Les commandes classiques ne permettent un réglage de valeur efficace de la tension de sortie que par variation de tension de bus continu.
- ❖ Le contenu harmonique des commandes  $120^\circ$ ,  $180^\circ$  et  $150^\circ$  est plus important que celui des techniques à modulation de largeur d'impulsion notamment les composants de faible fréquences.
- ❖ Concernant la modulation de largeur d'impulsion :
  - La forme d'onde de la tension de sortie est meilleure que celle issue des commandes classiques.
  - Elle permet une bonne neutralisation d'harmoniques par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
  - Elle permet de repousser vers des fréquences élevées et non de supprimer les harmoniques de la tension de sortie. Cela facilite le filtrage.
  - Les harmoniques résultants de cette commande, se regroupent en familles centrées autour de l'indice de modulation
  - Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.
  - Le but de la MLI pré-calculée est de supprimer des harmoniques bien déterminés, et cela par un calcul préalable d'angles de commutation.
  - Bien que l'algorithme de la commande MLI vectorielle est complexe, mais les résultats obtenus avec cette technique sont meilleurs notamment la forme d'onde de la tension de sortie, et le contenu harmonique.

Les conclusions listées dans cette section et la nature de la charge peuvent déterminer la technique de commande idéale à appliquer pour un système bien déterminé.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats de l'implémentation virtuelle des différentes techniques de commande. Le dernier chapitre sera consacré au principe de passage de la commande analogique vers la commande numérique, et l'implémentation sur DSP de quelques stratégies de commande.

---

---

## **Chapitre IV : Passage de la commande analogique à la commande numérique**

## **Introduction**

L'utilisation des calculateurs numériques pour commander ou piloter des procédés et des systèmes physiques en temps réel, a donné naissance aux systèmes de commande numériques [32]. Ces solutions numériques, permettent d'approcher les avantages de l'analogique et de garder celle du numérique, tout en évitant l'inconvénient majeur des solutions analogiques classiques qui réside dans l'influence des variations paramétriques engendré par la sensibilité aux perturbations externes. Ajouté à cela, la possibilité de réduire fortement les délais de développement et l'implémentation de fonctionnalités supplémentaires qui ne sont pas réalisable en analogique.

Un système de convertisseur de puissance peut impliquer un algorithme de contrôle complexe. Dans un tel cas, un calculateur numérique sera bien adapté pour implémenter l'algorithme de contrôle.

Comme tout autre calculateur numérique, la F28335 nécessite un logiciel pour la conception de l'algorithme de commande et la génération de code. Il s'agit du logiciel de simulation et compilation PSIM. La capacité de génération automatique de code de ce logiciel permet, aux utilisateurs ayant peu d'expérience dans le domaine numérique, de générer du code et de l'exécuter très rapidement sur DSP.

Dans ce chapitre, nous allons citer brièvement les principales caractéristiques matérielles et les conditions d'utilisation recommandées de la carte F28335. Ensuite nous passerons à la conception du contrôleur dans le domaine analogique.

Une fois, le contrôleur analogique conçu, nous procédons à sa conversion en numérique pour compiler et exécuter l'algorithme de commande sur la carte.

## **IV.1 Description de la carte TI-F28335**

### **IV.1.1 Caractéristiques matérielles**

#### **IV.1.1.1 Diagramme fonctionnel**

La figure 4.1 représente le diagramme fonctionnel du calculateur numérique F28335 et la figure 4.2 est une image réelle. Le diagramme est extrait de la fiche technique élaborée par le concepteur (Texas Instruments). Ce diagramme montre (en blocs) les différents modules constituant le processeur (CPU, ADC, module MLI, SARAM...) et les liaisons et canaux de communication (bus, broches...).

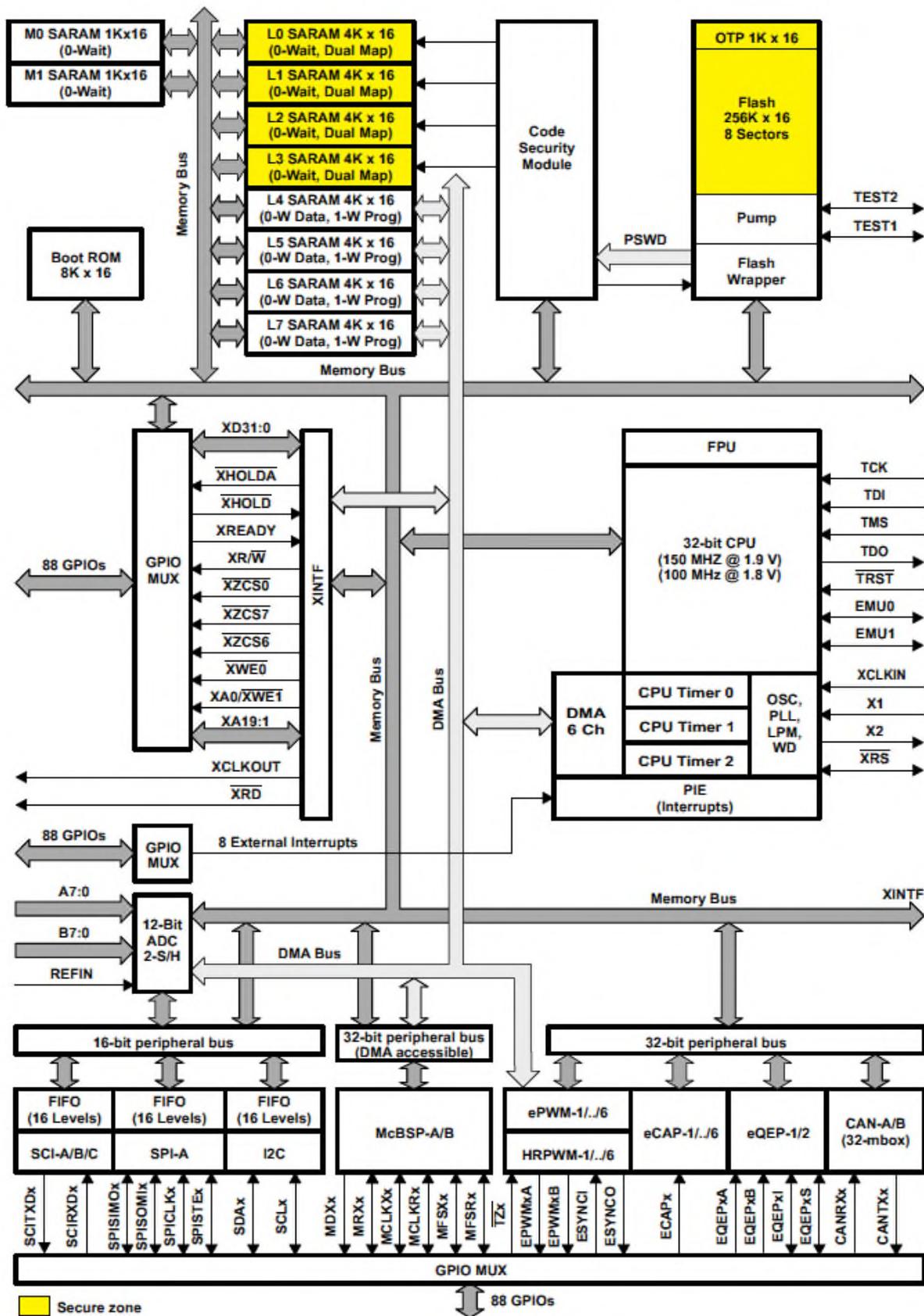


Figure 4.1 : Diagramme fonctionnel.

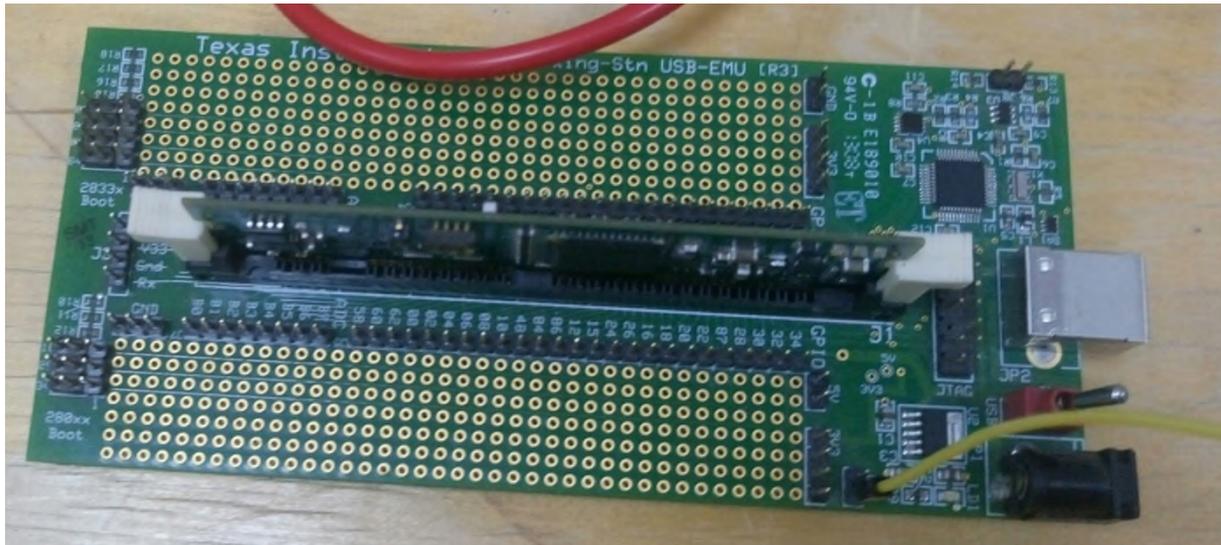


Figure 4.2 : Carte DSP F28335.

#### **IV.1.1.2 C28x CPU**

La famille F2833x (C28x+FPU) fait partie des contrôleurs de signal numérique (DSC). C'est un moteur C/C++ très efficace permettant aux utilisateurs de développer leur logiciel de contrôle du système avec un langage de haut niveau. Il permet également de développer des algorithmes mathématiques en utilisant C/C++.

L'appareil est aussi efficace pour les tâches mathématiques sur DSP comme c'est le cas pour les tâches de contrôle du système qui sont généralement gérées par des dispositifs de microcontrôleur. Cette efficacité supprime le besoin d'un second processeur dans de nombreux systèmes. Le MAC 64 bits  $32 \times 32$  a bits les capacités de traitement permettant au contrôleur de gérer efficacement les problèmes de résolution numérique.

Ajouté à cela, la réponse d'interruption rapide avec la sauvegarde automatique du contenant des registres critiques, résultant en un périphérique capable de gérer de nombreux événements asynchrones avec une latence minimale. L'appareil a un pipeline de 8 niveaux protégé avec des accès à la mémoire. Ce pipeline lui permet d'exécuter à grande vitesse sans avoir recours à des mémoires à grande vitesse coûteuses [33].

#### **IV.1.1.3 Bus de mémoire (Harvard)**

Plusieurs bus sont utilisés pour échanger les données entre les mémoires, les périphériques et la CPU. L'architecture de bus C28x contient un bus de lecture de programme, un bus de lecture de données et un bus d'écriture de données. Le bus de lecture de programme comprend 22 lignes d'adresse et 32 lignes de données. Les bus de données de 32 bits permettent des opérations sur 32 bits à un seul cycle. L'architecture de bus multiplexé communément appelée Harvard, permet de chercher une instruction, lire une valeur de données et écrire une valeur de données dans un cycle unique.

#### **IV.1.1.4 M0, M1 SARAMs**

Tous les périphériques 2833x / 2823x contiennent ces deux blocs de mémoire à accès unique, chacun de taille  $1K \times 16$ . Le pointeur de pile pointe vers le début du bloc M1 à la réinitialisation. Les blocs M0 et M1, comme tous les autres mémoires blocs sur les périphériques C28x, sont cartographiés à la fois pour le programme et l'espace de données. Par conséquent, l'utilisateur peut utiliser M0 et M1 pour exécuter du code ou pour des variables de données. Le partitionnement est effectué dans l'éditeur de liens. L'appareil C28x présente une carte mémoire unifiée au programmeur. Cela rend la programmation plus facile avec un langage de haut niveau.

#### **IV.1.1.5 Boot ROM**

La ROM d'amorçage est programmée à l'usine avec un logiciel de démarrage. Les signaux de mode de démarrage sont fournis pour indiquer le logiciel (bootloader) quel mode de démarrage à utiliser à la mise sous tension. L'utilisateur peut choisir de démarrer normalement ou de télécharger un nouveau logiciel à partir d'une connexion externe ou sélectionner un logiciel de démarrage programmé dans Flash interne / ROM. La Boot ROM contient également des tables standard, telles que des formes d'onde SIN / COS, à utiliser dans les algorithmes mathématiques. Le tableau 4.1 résume les caractéristiques du calculateur F28335.

Tableau 4.1 : Différentes caractéristique de la carte F28335.

Fonctionnalité	Type <sup>(1)</sup>	F28335 (150MHz)	
Cycle d'instruction	-	6.67ns	
3.3-V flash sur puc en (mot de 16 bits)	-	256K	
RAM à accès unique (SARAM)(Mot de 16 bits)	-	34K	
ROM programmable à usage unique (OTP) (Mot de 16 bits)	-	1k	
Code de sécurité de Flash / SARAM / OTP blocs	-	Oui	
Boot ROM (8K × 16)	-	Oui	
Interface externe 16/32 bits (XINTF)	1	Oui	
Accès direct à la mémoire à 6 canaux (DMA)	0	Oui	
PWM channels	0	ePWM1/2/3/4/5/6	
HRPWM channels	0	ePWM1A/2A/3A/4A/5A/6A	
Entrées de capture 32 bits ou auxiliaire les sorties PWM	0	eCAP1/2/3/4/5/6	
Canaux QEP 32 bits (quatre entrées / canal)	0	eQEP1/2	
Horloge de surveillance	-	Oui	
Convertisseur analogique/numérique 12-bit (ADC)	Nombre de canaux	16	
	MSPS	12.5	
	Temps de conversion	80ns	
32-bit CPU timers	-	3	
Port série Tamponnémulticanal (McBSP) /SPI	1	2(A/B)	
Interface périphérique série (SPI)	0	1	
Interface de communication série (SCI)	0	3(A/B/C)	
Réseau de contrôleur amélioré (eCAN)	0	2(A/B)	
Circuit inter-intégré (I2C)	0	1	
E / S générales (partagées)	-	88	
Interruptions externes	-	8	
Emballage	176brochesPGF	-	Oui
	176brochesPTP	-	Oui
	179-Ball ZHH	-	Oui
	179-Ball ZHH	-	Oui
Température Options	A: -40°C à 85°C	-	PGF, ZHH, ZJZ
	S: -40°C à 125°C	-	PTP, ZJZ
	Q: -40 ° C à 125 ° C (AEC Q100 Qualification)	-	PTP, ZJZ

(1): Un changement de type représente une différence fonctionnelle majeure dans un module périphérique. Dans un type périphérique, il peut y avoir différences mineur entre les périphériques qui n'affectent pas la fonctionnalité de base du module [33].

#### **IV.1.1.6 Trames périphérique 0, 1, 2, 3 (PFn)**

##### **PF0:**

**PIE:** PIE InterruptEnable and Control Registers Plus PIE Vector Table.  
Registres d'activation et de contrôle d'interruption et table de vecteurs.  
**Flash:** Flash WaitstateRegisters.  
**XINTF:** External Interface Registers.  
Registres d'interface externe.  
**DMA :** DMA Registers  
Registres d'accès directe à la mémoire.  
**Timers:** CPU-Timers 0, 1, 2 Registers  
**CSM:** Code Security Module KEY Registers.  
**ADC:** ADC ResultRegisters (dual-mapped).  
Registres des résultats de conversion analogique/numérique.

##### **PF1 :**

**eCAN:** eCANMailbox and Control Registers.  
**GPIO:** GPIO MUX Configuration and Control Registers.  
Entrée/Sortie à usage général.  
**ePWM:** Enhanced Pulse WidthModulator Module and Registers (dual mapped).  
Module MLI amélioré.  
**eCAP:** Enhanced Capture Module and Registers.  
Module de capture amélioré.  
**eQEP:** Enhanced Quadrature Encoder Pulse Module and Registers.  
Module codeur d'impulsion quadrature amélioré.

##### **PF2 :**

**SYS:** System Control Registers.  
**SCI:** Serial Communications Interface (SCI) Control and RX/TX Registers.  
**SPI:** Serial Port Interface (SPI) Control and RX/TX Registers.  
**ADC:** ADC Status, Control, and ResultRegister.  
**I2C:** Inter-Integrated Circuit Module and Registers.  
**XINT :**ExternalInterruptRegisters.

##### **PF3 :**

**McBSP :**MultichannelBuffered Serial Port Registers  
**ePWM:** Enhanced Pulse WidthModulator Module and Registers (dual mapped)

#### **IV.1.2 Cotes maximales absolues et conditions d'utilisation recommandées**

Sauf indication contraire, la liste des valeurs maximales absolues est spécifiée sur les pages de températures de fonctionnement représentée dans le tableau 4.2 [33]:

Tableau 4.2: Cotes maximales absolues.

		MIN	MAX	Unité
Tension d'alimentation	$V_{DDIO}, V_{DD3VFL}$ par rapport à $V_{SS}$	-0.3	4.6	V
	$V_{DDA2}, V_{DDAIO}$ par rapport à $V_{SSA}$	-0.3	4.6	
	$V_{DD}$ par rapport à $V_{SS}$	-0.3	2.5	
	$V_{DD1A18}, V_{DD2A18}$ par rapport à $V_{SSA}$	-0.3	2.5	
	$V_{SSA2}, V_{SSAIO}, V_{SS1AGND}, V_{SS2AGND}$ par rapport à $V_{SS}$	-0.3	0.3	
Tension d'entrées	$V_{IN}$	-0.3	4.6	V
Tension de sorties	$V_O$	-0.3	4.6	V
Courant de clamp d'entrées	$I_{IK} (V_{IN} < 0 \text{ or } V_{IN} > V_{DDIO})^{(3)}$	-20	20	mA
Courant de clamp de sorties	$I_{OK} (V_O < 0 \text{ or } V_O > V_{DDIO})$	-2020		mA
Température ambiante de fonctionnement, $T_A$	A version <sup>(4)</sup>	-40	85	°C
	S version	-40	125	
	Q version	-40	125	
Température de jonction	$T_j^{(4)}$	-40	150	°C
Température de stockage	$T_{stg}^{(4)}$	-65	150	°C

(1) : Les contraintes au-delà de celles listées sous peuvent causer des dommages permanents à l'appareil. L'exposition à des conditions absolues maximales pendant de longues périodes peut affecter la fiabilité de l'appareil.

(2) : Toutes les valeurs de tension sont exprimées par rapport  $V_{SS}$ , sauf indication contraire.

(3) : Le courant de clamping continu par broche est de  $\pm 2$  mA. Ceci inclut les entrées analogiques qui ont un circuit de clamping interne qui clampé la tension de diode à une chute supérieure à  $V_{DDA2}$  ou inférieure à  $V_{SSA2}$ .

(4) : Une ou les deux conditions suivantes peuvent entraîner une réduction de la durée de vie globale de l'appareil:

- stockage à haute température à long terme.
- utilisation prolongée à température maximale.

## IV.2 Conception du système d'auto-génération de code

Un des avantages du logiciel PSIM, réside dans le fait qu'il offre aux usagers peu expérimenté dans le domaine numérique, la possibilité de concevoir un système de génération automatique du code prêt à exécuter sur DSP. Cela grâce à des blocs périphériques fournis par PSIM. Les blocs périphériques DSP clés sont le convertisseur A/N, le générateur MLI et les blocs d'entrée/sortie numériques. Ils seront décrits brièvement dans cette section.

### IV.2.1 Convertisseur analogique/numérique

La carte DSP F28335 possède 16 canaux A/N, divisés en Groupe A et Groupe B. Le convertisseur A/N peut fonctionner en mode Continu ou Start-Stop. En mode Start-Stop, la conversion sera déclenchée par un générateur MLI. La plage de tension d'entrée A/N de la DSP va de 0 à +3 V. Une grandeur mesurée peut être une quantité continue ou une tension alternative. Souvent, un circuit de mise à l'échelle et un circuit de décalage sont nécessaires pour que le signal à l'entrée A/N soit compris entre 0 et +3 V. Pour faciliter la création

schématique, le bloc convertisseur A/N dans PSIM comprend un circuit de décalage et un bloc de mise à l'échelle et peut être défini pour fonctionner en mode DC (avec entrée DC) ou AC (avec entrée AC). Dans ce circuit, un signal DC de 1,5 V est lu dans le canal A0 en mode continu [31].

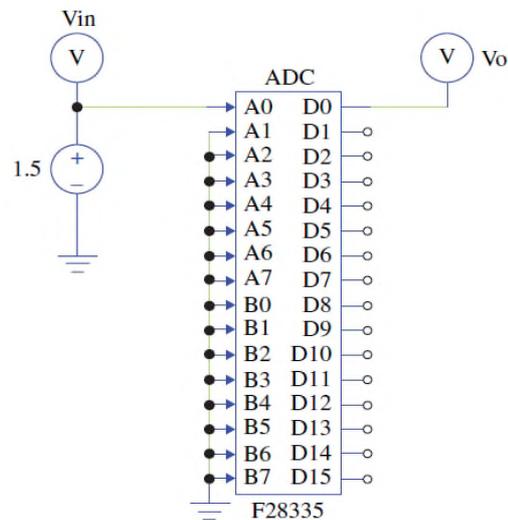


Figure 4.3 : Convertisseur analogique/numérique.

### IV.2.2 Générateur MLI

Le processeur de signal numérique F28335 fournit six ensembles de sorties MLI (avec deux sorties dans chaque ensemble, au total 12 sorties). En outre, il fournit 6 sorties MLI supplémentaires, mais ces sorties sont partagées avec d'autres blocs périphériques. La fonction MLI est implémentée par des générateurs MLI simples, monophasés, biphasés et triphasés dans le PSIM. Afin de faciliter la mise en place du générateur MLI, une forme d'onde porteuse similaire à celle d'une simulation régulière est définie. La Figure 4.4 montre un exemple de circuit pour un générateur MLI monophasé [31].

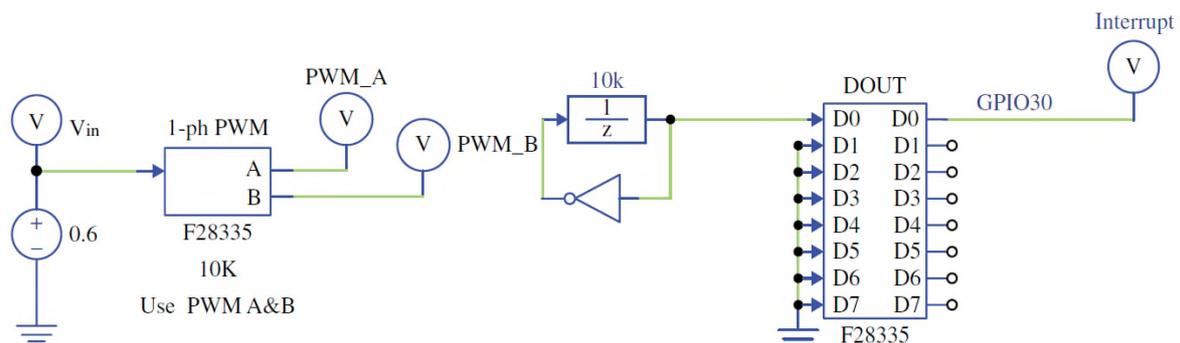


Figure 4.4 : Générateur MLI monophasé.

Dans ce circuit, le générateur MLI utilise MLI 1 (entrée-sortie à usage général) GPIO0 et GPIO1) sorties. Le temps mort est réglé sur 4  $\mu$ s, et la fréquence d'échantillonnage est de 10 kHz. La forme d'onde porteuse est triangulaire avec une valeur crête de 1. L'entrée du générateur MLI est de 0,6, ce qui représente un cycle de service de 0,6. Toujours dans ce

circuit, la broche de sortie numérique GPIO30 est basculée à chaque cycle pour que l'on puisse observer clairement le début d'un cycle MLI.

Le calculateur F28335 fournit 88 ports GPIO pouvant être configurés comme entrées ou sorties numériques. Dans PSIM, un bloc d'entrée numérique à huit canaux et un bloc de sortie numérique sont fournis pour implémenter la fonction. Un exemple de circuit pour l'entrée numérique et la sortie numérique, est illustré dans la Figure 4.5. Dans ce circuit, deux signaux logiques sont lus dans les voies D0 et D1 du bloc d'entrée numérique. Ils sont ensuite envoyés à travers le bloc de sortie numérique à un débit de 10 kHz. Encore une fois, la broche de sortie numérique GPIO30 est basculée à une fréquence de 10 kHz [31].

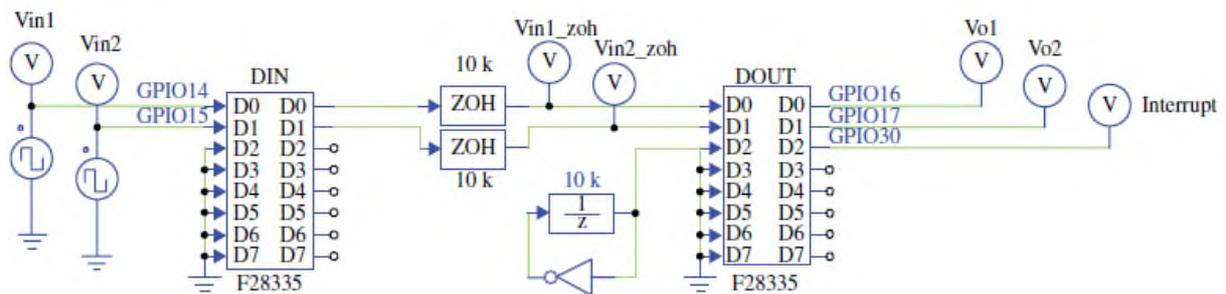


Figure 4.5 : Blocs entrée et sortie numérique.

Dans le cas d'une commande d'onduleur on boucle fermé, un convertisseur A/N est nécessaire pour échantillonner les tensions et les courants mesurés, les valeurs de référence et le signal de commande. Lors de la définition du convertisseur A/N, il faut s'assurer que les entrées ne dépassent pas la limite. Lorsqu'un canal du convertisseur A/N est réglé sur le mode DC, la plage d'entrée est comprise entre 0 et 3 V et, lorsqu'il est réglé sur le mode AC, la plage d'entrée est comprise entre -1,5 et 1,5 V.

### IV.2.3 Définition de blocs SCI pour la surveillance et le débogage en temps réel

Déboguer un contrôleur numérique est souvent une tâche difficile car les variables à l'intérieur du processeur sont difficilement accessibles. Pour résoudre ce problème, PSIM fournit un outil appelé "Oscilloscope DSP" (sous le menu **Utilities**). Avec les blocs SCI de la bibliothèque **Target**, l'oscilloscope DSP peut surveiller les formes d'onde et modifier les valeurs dans le processeur en temps réel.

Pour configurer SCI pour la surveillance et le débogage en temps réel, il faut utiliser le bloc "Configuration SCI", le bloc "Entrée SCI" et le bloc "Sortie SCI" dans la bibliothèque **TargetF2833x**. Le bloc de configuration SCI définit les ports SCI utilisés, la vitesse, l'indicateur de contrôle de parité et la taille de la zone mémoire dans la carte DSP pour stocker les données. Les paramètres de vérification de la vitesse et de la parité doivent être identiques à ceux de l'oscilloscope DSP. Toutes les variables globales dans le code DSP seront autorisées à changer via l'oscilloscope DSP.

Pour la génération de code automatique, il suffit d'aller sur **Simulate>>Generate Code**. Cela générera le code C prêt à être exécuté sur le DSP F28335.

### **IV.3 Implémentation réelle**

Pour des conditions de disponibilité et de fonctionnement des équipements au niveaux de laboratoire, nous avons implémenté la commande pleine onde et la commande MLI sur une charge purement résistive. Les grandeurs captées par l'oscilloscope sont le signal de commande et la tension simple.

Le montage réalisé au laboratoire est illustré par la figure 4.6.

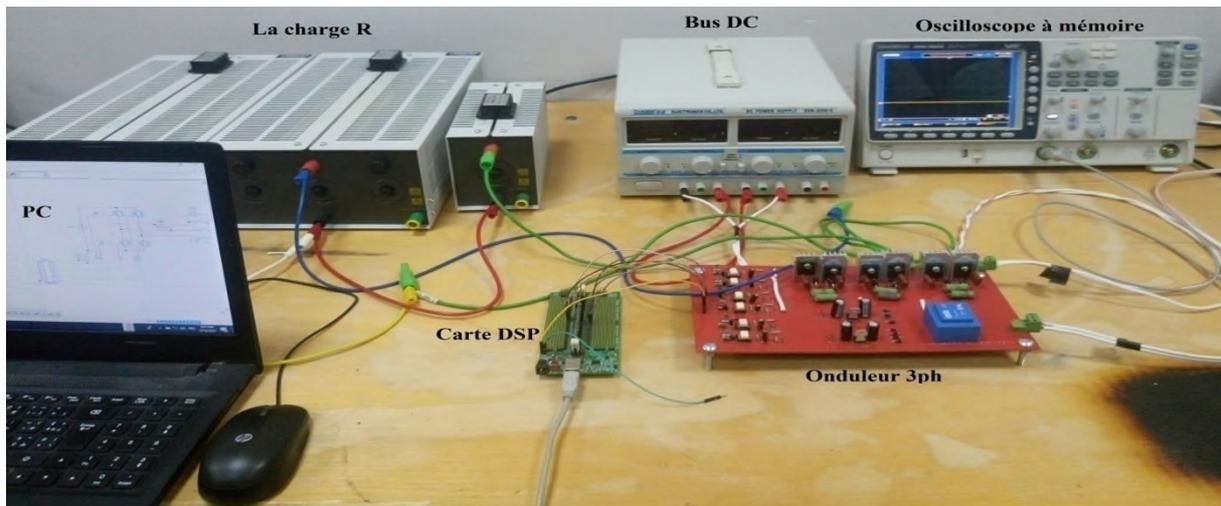


Figure 4.6 : Banc d'essai.

#### **IV.3.1 Commande pleine onde**

Les outils utilisés pour la génération de code dans l'espace PSIM sont spéciaux et limités.

Il nous a donc fallu construire trois signaux sinusoïdaux, ensuite les comparer à zéro pour obtenir les signaux de commande pleine onde.

Une fois les trois signaux obtenus, on les injecte avec leurs complémentaires dans un bloc de sorties numériques, comme illustré sur la figure 4.7 et figure 4.8.

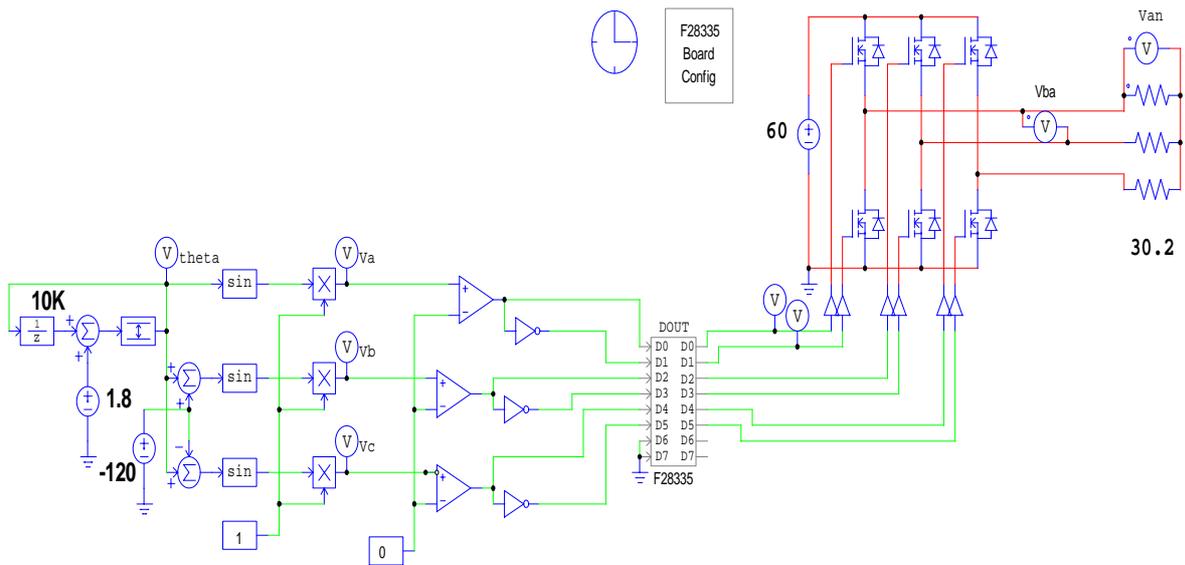


Figure 4.7 : Algorithme de commande pleine onde.

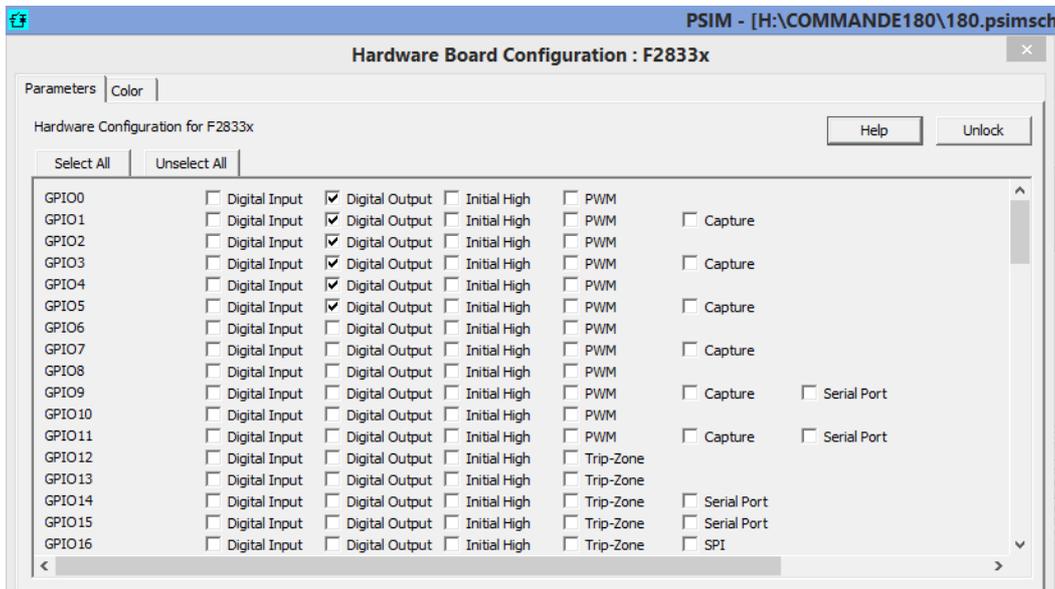


Figure 4.8 : Configuration de sorties.

On simule l'algorithme sur PSIM, et on génère le code à exécuter sur la carte. Ce code sera injecté dans la carte via le logiciel Code Composer Studio dans lequel on précise :

- La cible (Delinfo F28335).
- Tester la connexion avec la carte.
- Le type de liaison entre le PC et la carte (XDS100 Emulator support).
- Simulation sur DSP.
- Choisir le fichier contenant le code.
- Charger le code dans la carte.

### IV.3.1.1 Résultat de la manipulation

Pour des conditions de disponibilité au niveau du labo, la charge sur laquelle débite l'onduleur est purement résistive. Les grandeurs captées par l'oscilloscope sont le signal de commande et la tension simple.

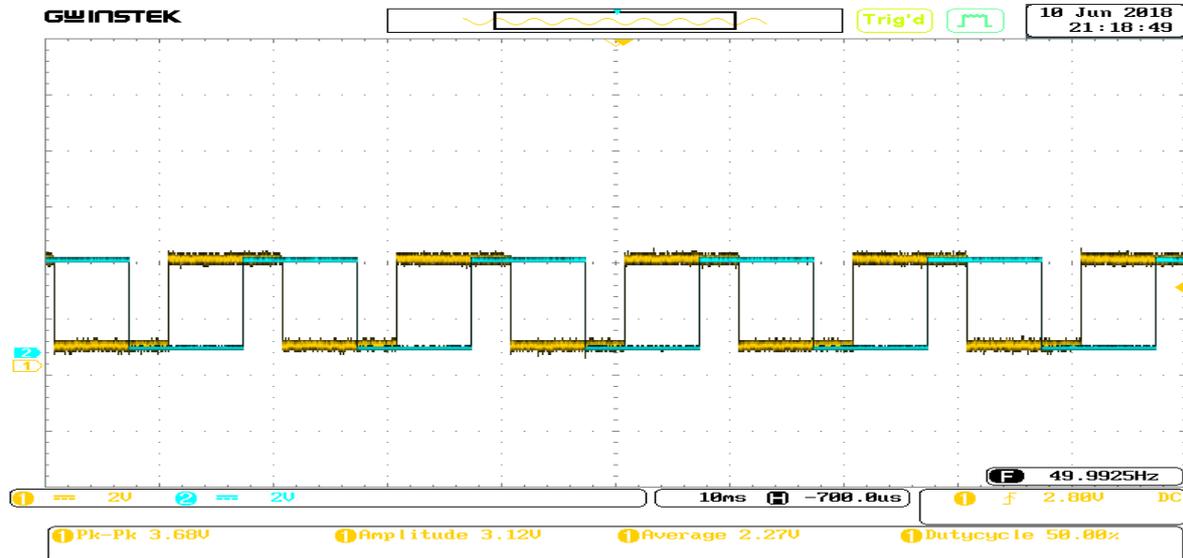


Figure 4.9 : Signaux de commande.

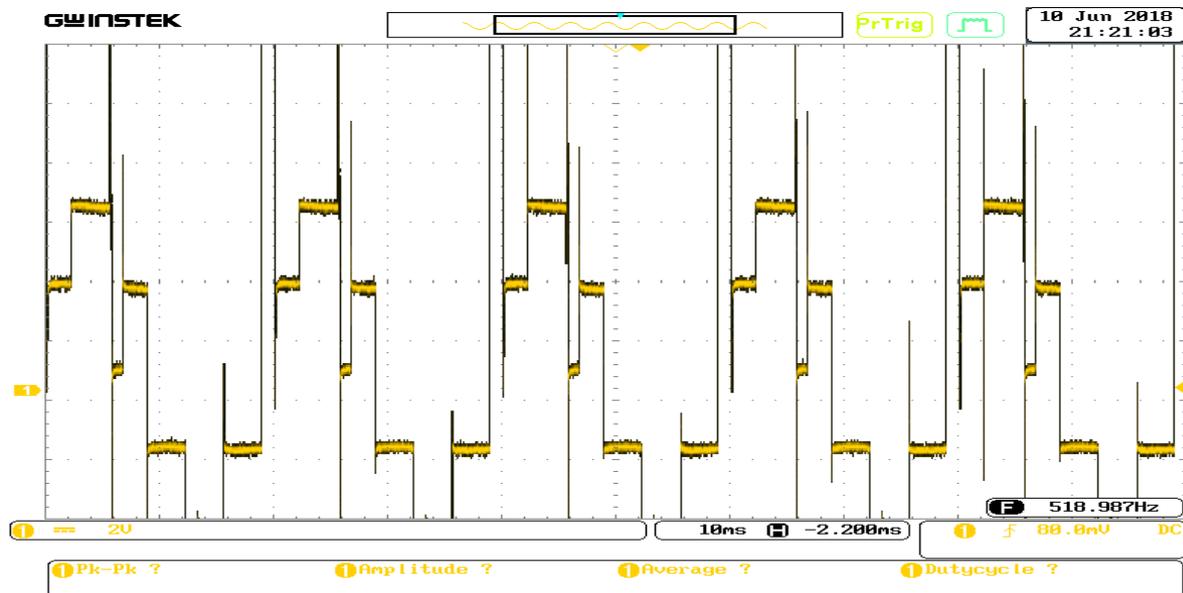


Figure 4.10 : Tension simple.

### IV.3.1.2 Interprétation de résultats

On remarque que les deux signaux de commande (capté à l'entrée de l'optocoupleur) sont clairs et décalés de  $120^\circ$ , contrairement à la tension simple qui est un peu bruité. Ce bruit est dû à un problème d'optocoupleur.

### IV.3.2 Commande MLI naturelle

Les tensions de références sont obtenues de la même façon que celle de la commande pleine onde, ils sont ensuite injectés dans le bloc PWM, qui génère les six signaux de commande.

L'algorithme de commande est illustré sur la figure 4.11.

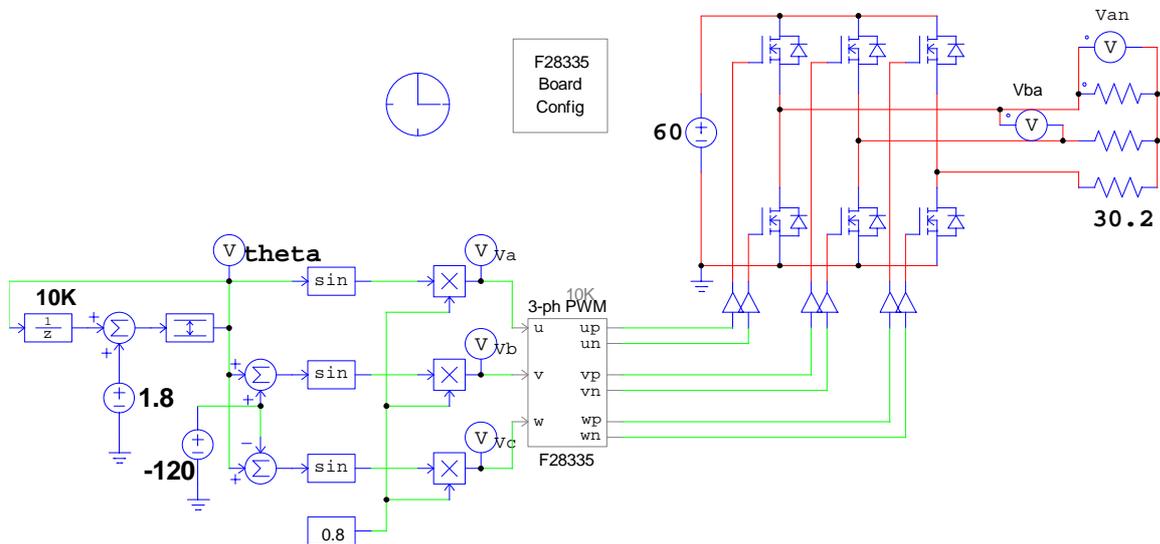


Figure 4.11 : algorithme de commande MLI naturelle.

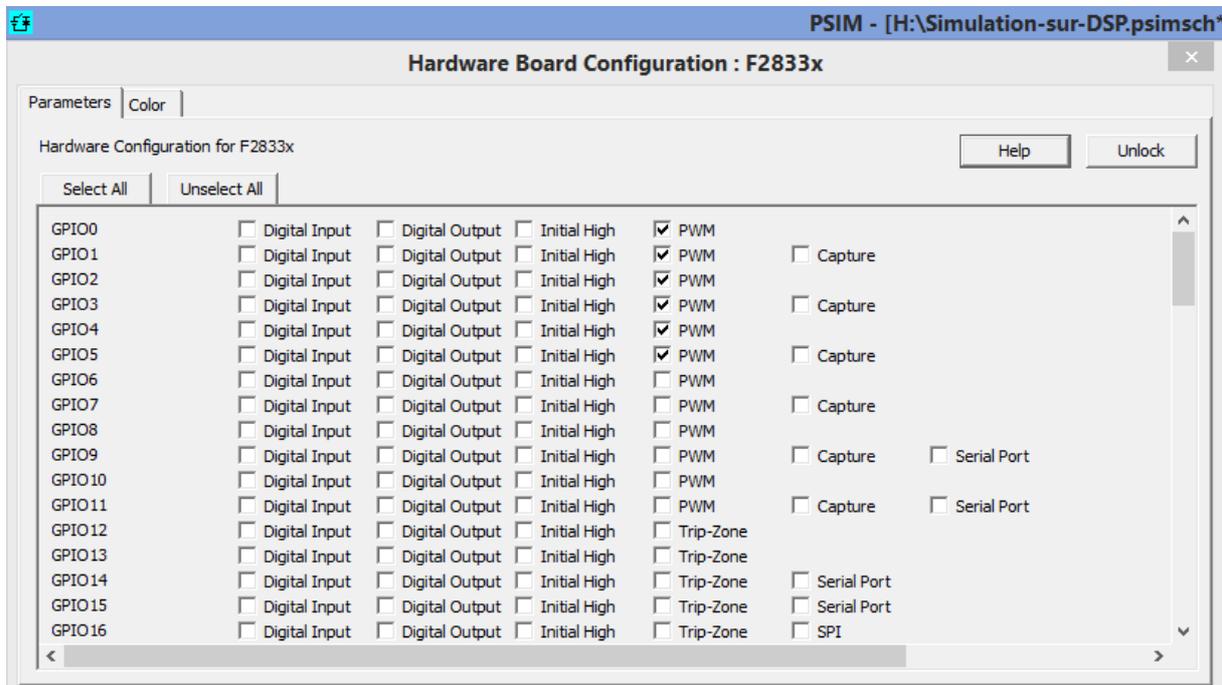


Figure 4.12 : Configuration de sorties.

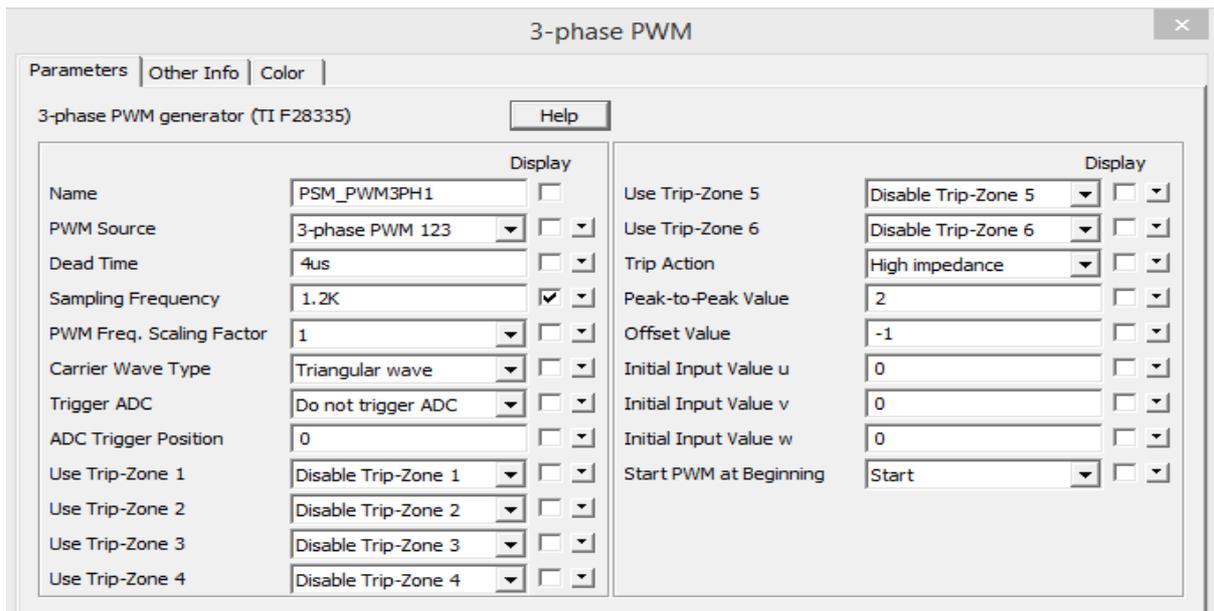


Figure 4.13 : Configuration du bloc PWM.

### IV.3.2.1 Résultats de la manipulation

Les deux grandeurs captées sont, le signal de commande et la tension simple.

Pour capter la tension composée, il faut une sonde différentielle, celle qui n'était pas disponible au laboratoire lors de la manipulation.

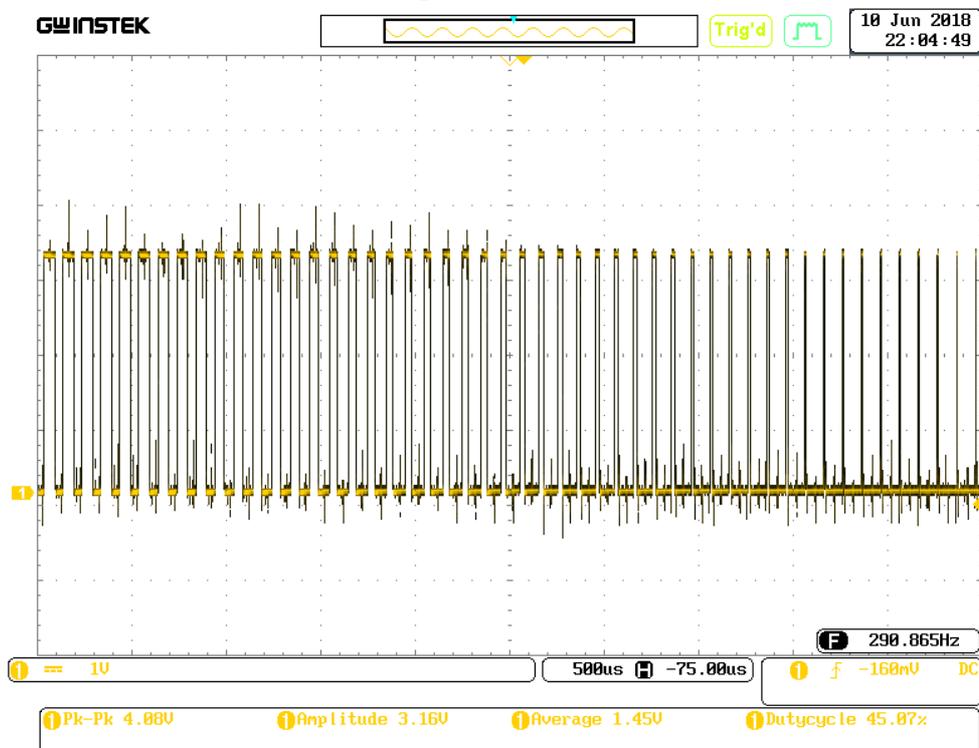


Figure 4.14 : Signal de commande MLI.

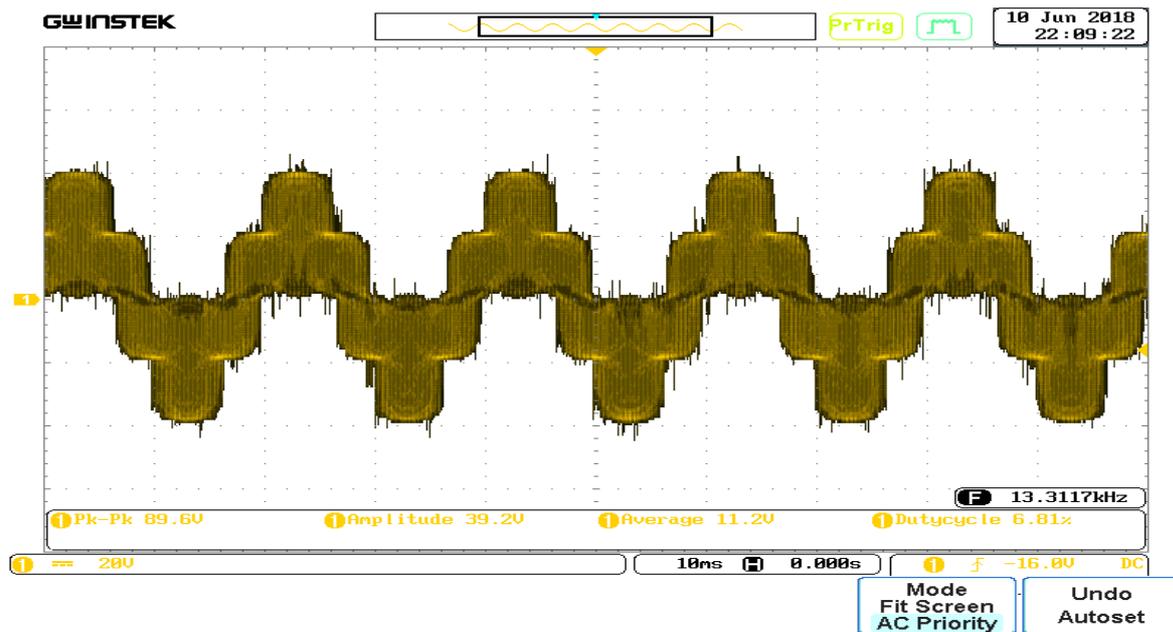


Figure 4.15 : Tension simple.

### IV.3.2.2 Interprétation de résultats

L'allure de signal de commande et de la tension simple concorde à celle obtenue par simulation.

La tension simple est un signal proche d'une sinusoïde de fréquence 50 Hz.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le passage d'une commande analogique à une commande numérique et l'implémentation réel de cette dernière sur la carte DSP F28335.

Ce dernier chapitre en général, et la manipulation en particulier, nous ont été très bénéfiques dans le cadre d'apprentissage et de savoir faire opérationnel, et ils nous ont permis de tirer les conclusions suivantes :

- Il est possible de construire n'importe quel signal de commande sur PSIM et l'implémenter sur la carte DSP, à condition de se limiter à des outils supportés par la carte.
- Grâce au bloc PWM, à signal triangulaire réglable, qui ne nécessite que les tensions de références, PSIM permet de générer des signaux de commande MLI.
- Grâce à la fonction d'auto-génération de code du logiciel PSIM et le compilateur Code Composer Studio, l'implémentation d'une commande conçue dans l'espace PSIM, est facilement réalisable.
- La durée de conception et d'implémentation d'une commande numérique est très courte comparée à celle d'une commande analogique.

---

## **Conclusion générale**

## *Conclusion générale*

---

---

Dans ce travail, nous avons présenté la simulation de trois techniques de commande classiques, commande pleine onde et commandes décalées ( $120^\circ$  et  $150^\circ$ ), et trois technique de modulation de largeur d'impulsion, à savoir : la MLI naturelle, MLI pré-calculée et la modulation vectorielle.

Après une étude comparative de ces différentes techniques en termes de performance et de qualité de signal, il s'avère que la modulation vectorielle à des performances meilleures par rapport aux autres techniques étudiées. Ajouté à cela, les techniques à MLI permettent la variation de la tension de sortie contrairement aux stratégies à ondes carrés.

Les harmoniques de la MLI, se regroupe en familles centrées aux tours de l'indice de modulation. Plus que l'indice de modulation est élevé, plus les harmoniques sont de rang élevé. La MLI permet donc de repousser les harmoniques à des fréquences élevées et de les rendre moins gênants.

La MLI pré-calculée est une méthode d'élimination d'harmoniques, basée sur le calcul préalable des instants de commutations des interrupteurs. Ce calcul passe par la décomposition du signal en série de Fourier, visant à maximiser le fondamental et à minimiser des harmoniques bien déterminés.

La commande numérique est plus avantageuse que la commande analogique. Nous avons montré dans ce travail quelques uns des ces avantages qui sont le délai de réalisation et la simplicité d'implémentation des algorithmes de commande.

La carte DSP utilisée pour l'implémentation des deux commandes, nous a évité l'encombrement dans le montage et facilité l'implémentation. Cette solution numérique prend en charge les calculs, et remplace avantageusement les solutions analogiques, qui manquaient de fiabilité.

Comme perspectives, nous proposons:

- Généralisation de l'utilisation de la carte DSP a d'autres convertisseurs statiques.
- Implémentation des stratégies de commande innovantes pour une meilleure qualité du signal.
- Etude d'autre types onduleurs qui permettent d'avoir de bonnes performances, par exemple les onduleurs à structure multi-niveaux et multicellulaire.

---

# Liste bibliographique

## Liste bibliographique

---

---

- [1] K. Berkoune « Approche mathématique pour la modulation de largeur d’impulsion pour la conversion statique de l’énergie électrique : Application aux onduleurs multi-niveaux », Thèse de doctorat, Université Toulouse, France, 2016.
- [2] G. Séguier, R. Bausière, F. Labrique « Electronique de puissance, structures, fonctions de bases, principales applications », 8<sup>e</sup> édition, DUNOD, Paris, 2009.
- [3] J. M. Roussel «Eléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statique », cour, [http // : xcotton.pagesperso-orange.fr/electron/courserdocs.htm](http://xcotton.pagesperso-orange.fr/electron/courserdocs.htm), Avril 2018.
- [4] G. Séguier, R. Bausière, F. Labrique « Les convertisseurs de l’électronique de puissance la conversion alternative », Volume 4, Edition tec&doc, 1995.
- [5] : T. Wildi « *Electrotechnique* », 3<sup>ème</sup> édition de Boeck université, 1999.
- [6] « Onduleur de tension: mise en œuvre et Structures-principes-applications », Techniques d’ingénieur, Traité de génie électrique D.3176-3177.
- [7] J. N. Fiorina « Onduleurs et harmoniques », Cahiers techniques N°159, Schneider électrique, 1992.
- [8] F. Costa « Electronique de puissance avancée », cour, France, 2006.
- [9] A. Boukaroura « Modélisation et diagnostic d’un onduleur triphasé par l’approche bond-graph », Mémoire magister en électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Setif, 2009.
- [10] A. Chaoui « Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires », Thèse de doctorat Université de Sétif, 2010.
- [11] «Trends in active power line conditioners», IEEE Transactions on power electronics, 1994.
- [12] D. Violaine, Hespul, « Les onduleurs pour systèmes photovoltaïques », 2007.
- [13] Collombet, C. Lupin, J. SCHONEK, «Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués, et leur traitement ». Schneider Electric, Cahier technique n°152. 1999.
- [14] M. Bousehba, « réalisation d’une commande MLI a choix multiple », mémoire master, université de Tlemcen, 2017.
- [15] C. Canudas de Wit « Commande des moteurs asynchrones », 1<sup>er</sup> Editions Hermès.
- [16] Khmulder «Electronique de puissance, onduleur triphasé », cour, 2012.
- [17] G.Grellet, G.Clerc « Actionneurs électriques-Principes Modèles Commandes », Edition Eyrolles, Paris, 2000.

## *Liste bibliographique*

---

---

- [18] Guy Séguier, Francis Labrique, Philippe Delarue «Electronique de puissance, structures, commandes, applications », 10<sup>ème</sup> Edition, DUNOD, Paris, 2004, 2011, 2015.
- [19] H. Benmira « Implantation de la commande vectorielle spatiale dans un circuit dédié », Mémoire exigence partielle de la maîtrise en génie électrique, université de Québec, 2003.
- [20] : K. messaoudi<sup>1,2</sup>, A. Saadi<sup>1</sup>, L. Louze Lamri<sup>1</sup>, A. Khezzar<sup>1</sup>, S. Toumi<sup>2</sup>, El-bay Bourenane<sup>2</sup> « Implémentation matérielle sur FPGA pour la commande d'un onduleur triphasé », <sup>1</sup>Laboratoire d'électrotechnique de Constantine (LEC), <sup>2</sup>Laboratoire d'étude et de recherche en instrumentation et en communication d'Annaba (LERICA).
- [21] : B. Chauveau « Étude de la commande d'un onduleur alimentant une charge non-linéaire à partir d'une source impédante: optimisation de la distorsion harmonique de sa tension de sortie », Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France 1987.
- [22] L. Li, D. Czarkowski, Y. Liu, P. Pillay « Multilevel space vector PWM technique based on phase-shifted harmonic suppression », in Conf. Rec. IEEE APEC, 2000.
- [23] : H. Denoun, N. Benamrouche, S. Haddad, S. Meziani, S. Aitmamar « ADSP (TMS320LF2407), based implementation of PWM for single phase AC/DC bipolar converter with unity power factor », Volume 5, 2011.
- [24] A. Khlaif « Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) », Thèse de doctorat en cotutelle, Université de Marseille, université ESSTT-Tunis, 2012.
- [25] « Modélisation de l'ensemble MAS convertisseur », cours, université de BATNA 2008/2009.
- [26] C. M. S. Mariusz « PWM rectifier with active filtering », Thèse de doctorat, Université de Technologie de Warsaw, Poland, 2004.
- [27] P. Foussier « Contribution à l'intégration des systèmes de commande des machines électriques à courant alternatif », Thèse doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon, 1998.
- [28] «Space vector pulse width modulation for three level converters-a lab view implementation», Mémoire de Master, Université de UPPSALA , 2012.
- [29] H. Vander Broeck, H. Skudelny, G. Stanke « Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors », in Proc. IEEE Ind. Appl. Conf, 1986.
- [30] O. Dorin « Space vector modulation- an introduction ».The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'01, pp.1583-1592, 2001.

## *Liste bibliographique*

---

---

[31] M. Godoy Simões, Felix A. Farret « Modeling power electronics and interfacing energy conversion systems », Published by John Wiley& Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA, 2017.

[32] A. Meghebbar ‘Commande Numérique’, Cour, Université Aboubeker Belkaid Tlemcen, 2010.

[33]: Texas Instruments Incorporated, Fiche technique, SPRS439N –JUNE 2007–REVISED OCTOBER 2016.

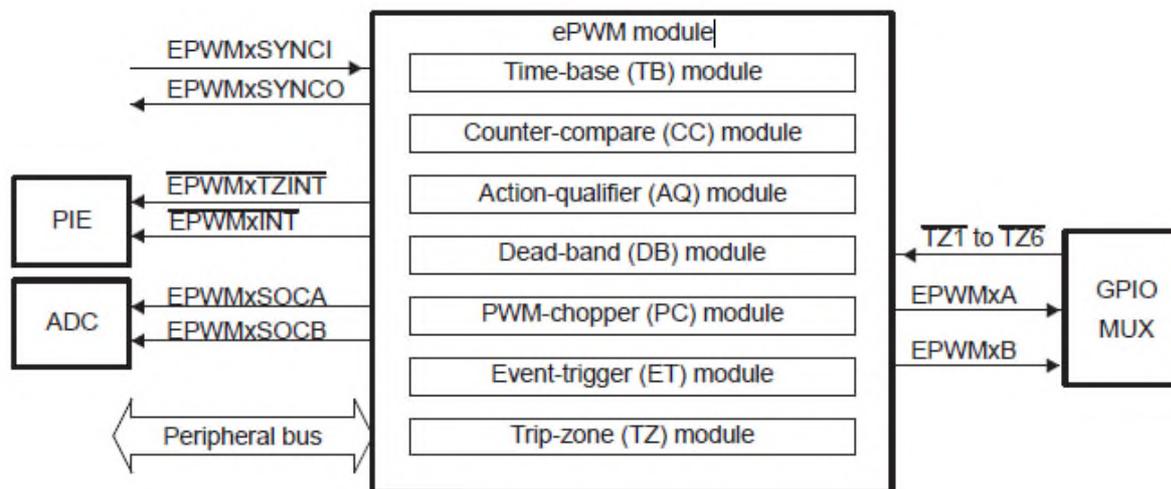
[34]: Texas Instruments Incorporated, Reference Guide, Literature Number: SPRUG04A October 2008–Revised July 2009.

---

# **Annexe**

## Module MLI

### ✓ Sous-modules et connexions de signaux pour un module ePWM



**Figure1** : Sous-modules et connexions de signaux pour un module ePWM.

- Signaux de sortie PWM (EPWMxA et EPWMxB) :

Les signaux de sortie PWM sont rendus disponibles à l'extérieur de l'appareil via le périphérique GPIO.

- Signaux de Trip-zone (TZ1 à TZ6) :

Ces signaux d'entrée alertent le module ePWM des conditions de défaut externes au module ePWM. Chaque module sur le périphérique peut être configuré pour utiliser ou ignorer n'importe lequel des signaux de Trip-zone. Les signaux de Trip-zone TZ1 à TZ6 peuvent être configurés comme des entrées asynchrones via le périphérique GPIO.

- Entrée de synchronisation de base de temps (EPWMxSYNCI) et de sortie (EPWMxSYNCO).

Les signaux de synchronisation chaînent les modules ePWM ensemble. Chaque module peut être configuré à utiliser ou ignorer son entrée de synchronisation. Les signaux d'entrée et de sortie de synchronisation d'horloge sont mis en évidence sur les broches uniquement pour ePWM1 (module ePWM n° 1). La sortie de synchronisation pour ePWM1 (EPWM1SYNCO) est également connectée au SYNCI du premier module de capture amélioré (eCAP1) [34].

- Signaux de début de conversion ADC (EPWMxSOCA et EPWMxSOCB) :

Chaque module ePWM a deux signaux de conversion de démarrage ADC (un pour chaque séquenceur). Tout module ePWM peut déclencher un début de conversion pour chaque séquenceur. L'événement qui déclenche le début de la conversion est configuré dans le sous-module Event-Trigger de ePWM.

- Bus périphérique :

Le bus périphérique a une largeur de 32 bits et autorise les écritures 16 bits et 32 bits dans le fichier de registre ePWM

- ✓ **Sous-modules ePWM et interconnexions de signaux internes**

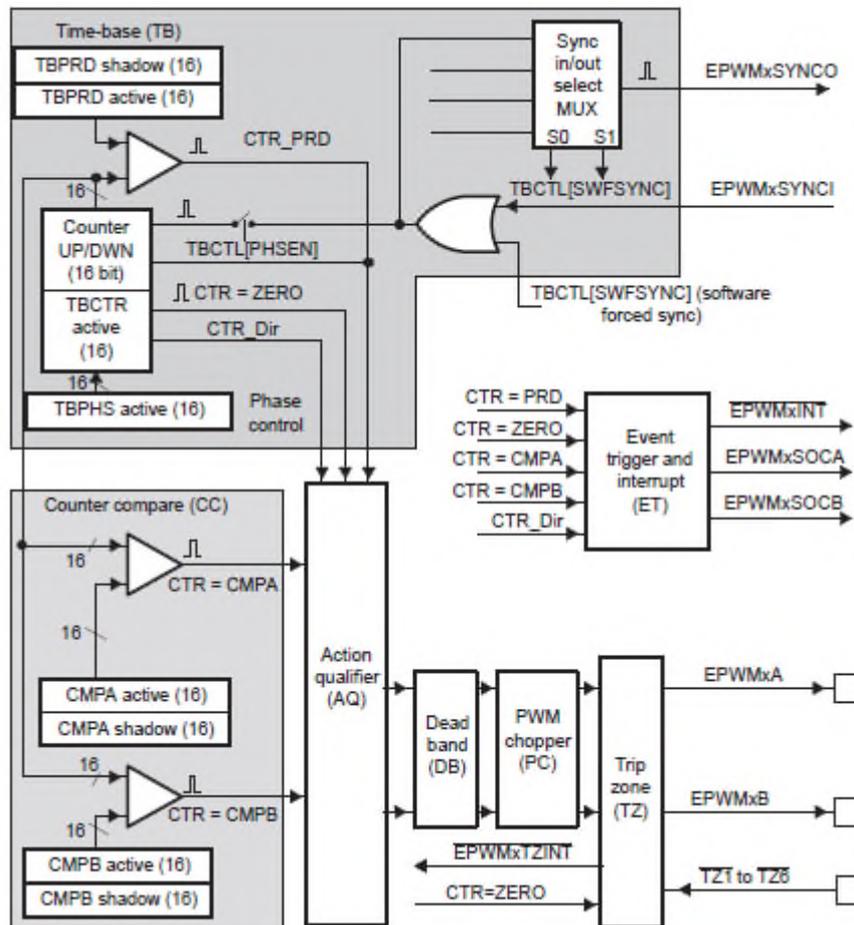
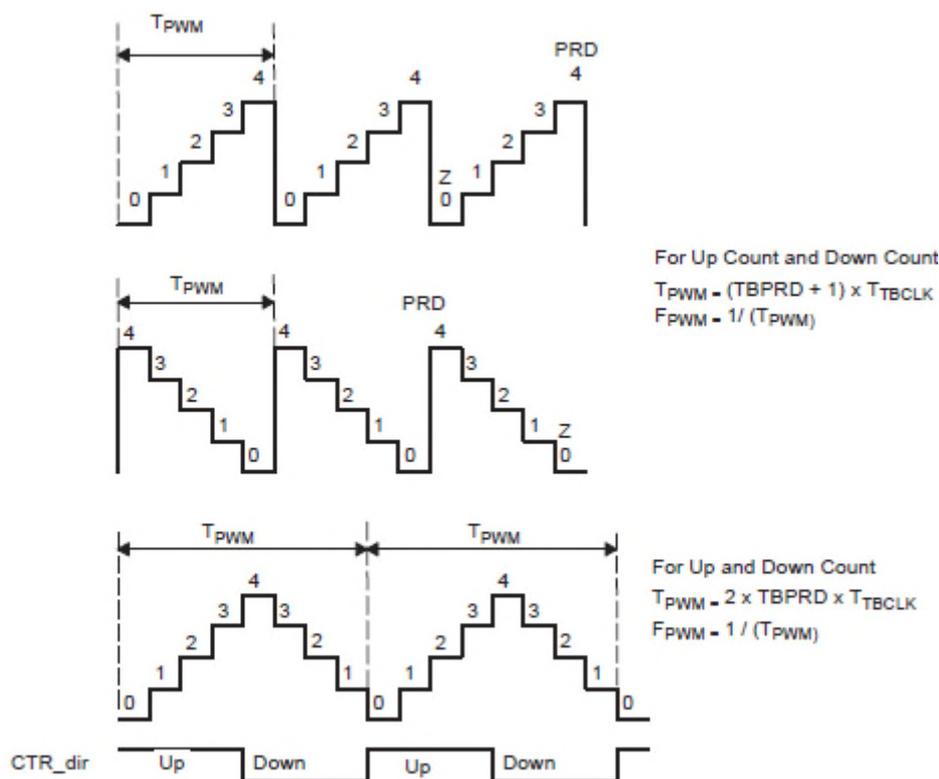


Figure 2 : Sous-modules ePWM et interconnexions de signaux internes.

- ✓ **Calcul de la période et de la fréquence MLI**

La fréquence des événements PWM est contrôlée par le registre de période de base de temps (TBPRD) et le mode du compteur de base de temps. La figure ci-dessous montre les relations de période ( $T_{pwm}$ ) et de fréquence ( $F_{pwm}$ ) pour le comptage incrémentant, le comptage décrétement et le comptage incrémentant-décémentant, lorsque la période est réglée sur 4 ( $TBPRD = 4$ ). L'incrément de temps pour chaque étape est défini par l'horloge de base de temps (TBCLK) qui est une version pré-calibrée de l'horloge système (SYSCLKOUT) [34].



**Figure 3:** Fréquence et période de base de temps.

- Mode Up-Down-Count:

En mode Up-Down, le compteur de base de temps commence à partir de zéro et s'incrémente jusqu'à ce que la valeur de période (TBPRD) soit atteinte. Lorsque la valeur de période est atteinte, le compteur de base de temps décrémente jusqu'à ce qu'il atteigne zéro. À ce stade, le compteur répète le motif et commence à s'incrémenter.

- Mode Up-Count:

Dans ce mode, le compteur de base de temps commence à partir de zéro et s'incrémente jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur dans le registre de période (TBPRD). Lorsque la valeur de période est atteinte, le compteur de base de temps revient à zéro et recommence à augmenter.

- Mode Down-Count:

En mode décomptage, le compteur de base de temps commence à partir de la valeur de période (TBPRD) et décrémente jusqu'à ce qu'il atteigne zéro. Quand il atteint zéro, le compteur de base de temps est réinitialisé à la valeur de période et il commence à décrémenter à nouveau.