

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

UNIVERSITE d'ADRAR  
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DES SCIENCES DE TECHNOLOGIE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDE en vue de l'obtention du diplôme de  
MASTER en Commande des machines électrique

## Thème

*Commande vectorielle des onduleurs multi niveaux*

Soutenu le : 24Mai 2017

Présenté par :

Benhachemi Meriem

Messahli Khadidja

Membres de jury :

Président :

Mr. Mansouri Ismail

Encadré par :

Mr. Makhloufi Salim

Examineurs

Mr.Ouledali Omar

## *Remerciements*

*Je remercie "ALLAH" tout puissant de m'avoir  
donné la volonté et le courage de mener à bien ce travail.*

*Que Toutes les formes de Prière et de Salat soient  
adressées à notre Ame et Conscience Sidna Mohammed, notre lumière  
dans cette vie.*

*Je tiens à remercier mon encadreur Mr Makhloufi Et Mr yaichi  
Muhamed*

*Je tiens à remercier très profondément les membres de jury qui ont  
accepté de juger ce travail :*

*Monsieur pour m'avoir honoré par sa présence en qualité de président  
de jury*

*Monsieur Mr Ouledali*

*Monsieur Mr Mensouri*

*Et enfin à tous nos collègues de la promotion 2016/2017 et à tous  
ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation de cette  
thèse.*

*Meriem  
Khadidja*

## *Dédicaces*

*Avant tout à mes chers parents  
qui m'ont soutenu pendant toute  
la durée de ces longues études, «  
que Dieu me les protègent ».*

*À Mon frères et mes sœurs  
À enfants de mes sœurs et les  
enfants de mes frères  
À Ma grande famille  
À tous mes amis*



*Khadija*

*Meriem*

# *Sommaire*

<b>INTRODUCTIO GENERALE</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I: Généralité sur les Onduleurs</b>	
I- Introduction	3
I-1 Familles de convertisseurs statiques	5
I-2 Onduleurs	6
I-3 Définition de l'onduleur	6
I-4 Principe de fonctionnement de l'onduleur	7
I.5 classification des onduleurs	8
I.5.1 Onduleurs non autonome	8
I.5.2 Onduleur autonome	9
I.5.2.1 Les Onduleurs (autonomes) de tension	9
I.5.2.2 Les onduleurs (autonome) de courants	9
I.5.3 Les onduleurs à résonance	9
I.5.3.1 Onduleur à résonance parallèle	10
I.5.3.2 Onduleur à résonance	10
I.6 Les applications des onduleurs	11
I.6.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone	11
I.6.2 Alimentation de secours	11
I.6.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes	12
I.7 Type des onduleurs	13
I.7.1 Onduleur monophasé	13

I.7.2 Les onduleurs triphasés	14
I.8 Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux	14
I.9 qualité du signal de sortie et paramètres de performances de l'onduleur	16
I.10 Analyse du fonctionnement des onduleurs multi niveaux	17
I.10.1 Onduleurs multi niveaux	17
I.10.2 Topologies multi niveaux	18
I.11 Description des principales topologies de la conversion multi niveaux	18
I.11.1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage	18
I.11.2 Onduleur multi niveaux à condensateur flottants	19
I.11.3 Structure des convertisseurs à alimentation séparée (en cascade)	20
I.12 Propriétés des principales structures	21
I.12 .1 classification des topologies selon leur alimentation	21
I.12.2 Nombres de composants nécessaires	21
I.13 Etude de l'onduleur à trois niveaux NPC	21
I.13 .1 Structure de l'onduleur à trois niveaux	21
I.14 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	23
I.15 Conclusion	26

## **Chapitre II : La commande MLI vectorielle**

II.1 Introduction	27
II.2 Différentes techniques des commandes	28
II.3 La commande en pleine onde	28
II.4 La modulation sinus-triangles	29
II.4.1 Caractéristique de la modulation	29

II.5 Modulation sinusoïdale naturelle	30
II.6 Modulation sinusoïdale à doubles triangles	30
II.7 La modulation vectorielle	31
II.7.1 Le principe de la modulation vectorielle	31
II.8 Commande vectorielle des onduleurs multi niveaux	32
II .9 Commande MLI vectorielle	33
II.10 Principe de la modulation vectorielle	34
II.11 Représentation vectorielle	34
II.12 Présentation de l'onduleur à deux niveaux	35
II.13 Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux	35
II.14 Modélisation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux	36
II.15 Modulation vectorielle (MLI vectorielle)	37
II.16 Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence)	38
II.17 Approximation de la vectrice tension de contrôle	39
II.18 Définition de la séquence temporelle de vecteur d'état	39
II .19 Tension de référence dans les différents secteurs	39
II.20 Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à trois niveaux	42
II.20.1 Transformation triphasée	43
II .20.2 Détermination du numéro de triangle	45
II.20.3 Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation	46
II.20.4 Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur	48
II.21 Conclusion	50

## **Chapitre III : Simulation et interprétations des résultats**

III.1 Introduction	51
III.2 Simulation de l'onduleur de tension à deux niveaux	51
III.2.1 La commande en plaine onde	51
III.3 Simulation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC	61
III.3.1 La commande en plaine onde	61
III.4 La modélisation vectorielle de l'onduleur a trois niveaux (SVM)	72
III.5 Conclusion	82

## *LISTE DES FIGURES*

Figure	Désignation	Page
Figure I.1	Families des convertisseurs statique.	5
Figure I.2	Synoptique d'une conversion continue -alternatif	6
Figure I.3	Schéma de principe de la conversion Continue-Alternative (DC-AC)	6
Figure I.4	Symbole et signale d'un onduleur	7
Figure I.5	Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1 <sup>er</sup> demi cycle.	7
Figure I.6	fonctionnement et signale de l'onduleur dans le 2 <sup>ème</sup> demi cycle.	8
Figure I.7	Signal complet de l'onduleur.	8
Figure I.8	Onduleur à résonance parallèle (Monophasée).	10
Figure I.9	Signaux de commande et forme d'onde des courants.	10
Figure I.10	Onduleur à résonance série (Monophasée).	10
Figure I.11	Signaux de commande et forme d'onde des tensions.	11
Figure I.12	Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone	11
Figure I.13	Alimentation de secours.	12
Figure I.14	Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.	12
Figure I.15	Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu.	13
Figure I.16	Onduleur monophasé avec diviseur capacitive.	13
Figure I.17	Onduleur monophasé en pont.	14
Figure I.18	Onduleur de tension triphasée.	14
Figure I.19	Représentation de l'onduleur.	15
Figure I.20	Topologies des onduleurs multi niveaux.	18
Figure I.21	Onduleur en type NPC à (phase A).	19
Figure. I.22	Schéma du convertisseur à condensateur flottants (phase A).	20
Figure. I.23	Onduleur en cascade (phase A).	21



Figure I.24	Onduleur triphasé à trois niveaux.	22
Figure I.25a	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode.	23
Figure I.25b	Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.	23
Figure I.26	1 <sup>ère</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras.	24
Figure I.27	2 <sup>ème</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras.	24
Figure I.28	3 <sup>ème</sup> configuration du 1 <sup>er</sup> bras.	25
Figure II.1	Les différentes techniques de commandes.	28
Figure II.2	Commande plane onde (180°).	28
Figure II.3	Schéma de principe de la technique tringulo-sinusoidale.	29
Figure II.4	principe de la modulation MLI à sinusoidale classique.	30
Figure II.5	principe de la modulation MLI à double triangles.	31
Figure II.6	Approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation.	32
Figure II.7	Comparaison de la sortie respective vecteur-espaces de niveaux multiples Convertisseurs.	33
Figure II.8	Représentation dans le plan complexe les tensions et du vecteur spatial $V(t)$	35
Figure II.9	Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux	35
Figure II.10	Séquence d'application des vecteurs sur une période $T_m$ .	40
Figure II.11	tension de référence dans le secteur (I).	40
Figure II.12	Secteur (I)	41
Figure II.13	tension de référence dans le secteur (II)	41
Figure II.14	Secteur (II)	42
Figure II.15	Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC	42
Figure II.16(a)	représentation des vecteurs plans ( $\alpha, \beta$ ) du trois niveau et (b) : les états de commutation pour un onduleur à trois niveaux.	45
Figure II.17	transforme du vecteur espace avec le nombre du triangle.	46

Figure II.18	Projection du vecteur de référence dans la première région.	47
Figure II.19	les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A	49
Figure III.1	onduleur de tension à deux niveaux à commande en pleine onde	51
Figure III.2	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , $V_{bn}$ , $V_{cn}$	52
Figure III.3	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $i_a$ , $i_b$ , $i_c$	53
Figure III.4	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , $V_{bn}$ , $V_{cn}$	55
Figure III.5	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $i_a$ , $i_b$ , $i_c$	57
Figure III.6	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , $V_{bn}$ , $V_{cn}$	58
Figure III.7	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $i_a$ , $i_b$ , $i_c$	59
Figure III.8	onduleur de tension à trois niveaux de type NPC à commande en pleine Onde	61
Figure III.9	Le supsyétem (a) et leur l'équivalent	62
Figure III.10	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , $V_{bn}$ , $V_{cn}$	63
Figure III.11	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $i_a$ , $i_b$ , $i_c$	65
Figure III.12	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , $V_{bn}$ , $V_{cn}$	66
Figure III.13	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $i_a$ , $i_b$ , $i_c$	67
Figure III.14	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , $V_{bn}$ , $V_{cn}$	69
Figure III.15	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $i_a$ , $i_b$ , $i_c$	70
Figure III.16	L'organigramme de la SVM	72
Figure III.17	La modélisation vectorielle de l'onduleur a trois niveaux(SVM)	73
Figure III.18	nombrrer du triangle (k)	73
Figure III.19	Le spectre d'harmonique de la tension de phase $V_{an}$ , $V_{bn}$ , $V_{cn}$ (R)SVM	74
Figure III.20	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $i_a$ , $i_b$ , $i_c$ (R) SVM	75
Figure III.21	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $v_{an}$ , $v_{bn}$ , $v_{cn}$ (RL) SVM	77
Figure III.22	Le spectre d'harmonique de la courante de phase $i_a$ , $i_b$ , $i_c$ (RL) SVM	78

Figure III.23 Le spectre d'harmonique de la courante de phase  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$  (R) SVM 79

Figure III.24 Le spectre d'harmonique de la courante de phase  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  (RL) SVM 81

### *LISTE DES TABLAUES*

Tableau	Désignation	Page
Tableau.I.1	Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux	25
Tableau.II.1	Tableau des différents états de l'onduleur	37
Tableau.II.2	Principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux	43
Tableau.II.3	Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux	44
Tableau.II.4	Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteur de Tension dans les différents secteurs et régions	48

# ***INTRODUCTION GÉNÉRALE***

### Introduction générale

Depuis de nombreuses années, le fournisseur d'énergie électrique s'efforce de garantir la qualité de l'énergie électrique, les premiers efforts se sont portés sur la continuité de service afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur. Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle et qui entraîne de plus en plus de problèmes de perturbations au niveau des réseaux électriques. Ces dispositifs sensibles, mais qui dégradent également la qualité de la tension, existent dans toutes les catégories d'utilisateurs tels que le domaine industriel par l'emploi de convertisseurs de l'électronique de puissance, le domaine tertiaire avec le développement de l'informatique et le domaine domestique par l'utilisation en grand nombre des téléviseurs, magnétoscopes, lampes à économie d'énergie, ...

Ainsi, on assiste à une augmentation régulière, de la part des utilisateurs, des taux de déséquilibre des courants et d'harmonique, ainsi qu'à une importante consommation de la puissance réactive. La circulation de ces mêmes courants perturbés va également provoquer des déséquilibres (non symétrie) de tension et des harmoniques, lesquels vont se superposer à la tension nominale du réseau électrique. De plus, des incidents du type coups de foudre, court-circuit ou un brusque démarrage d'une machine tournante à forte puissance peuvent causer une chute soudaine et importante de tension. On nommera ce type d'incident: creux de tension. Ces perturbations ont bien entendu des conséquences néfastes sur les équipements électriques, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Plusieurs solutions de dépollution des réseaux électriques ont été déjà proposées pour améliorer la qualité de la puissance écoulee dans le réseau en d'autres mots améliorer le transit de puissance. Celles qui répondent le mieux aux contraintes industrielles en matière de l'amélioration du transit de puissance et qui sont les FACTS (Flexible Alternative Current Transmission Systems). La technologie de la compensation par des FACTS s'est avéré une solution fiable et rentable aux problèmes de qualité de l'onde reliés à la puissance réactive et active. Le compensateur statique de puissance réactive, de même que la compensation série variable, font partie d'une première génération de dispositifs FACTS, recourant à des thyristors « conventionnels » pouvant être commandés à l'allumage mais pas à l'extinction.

La seconde génération utilise des thyristors GTO ou IGBT pouvant être commandés à l'allumage et à l'extinction. Les onduleurs sont des convertisseurs statiques qui peuvent utiliser ces dispositifs de commande pour plus améliorer la qualité de signal on utilise les onduleurs multi niveaux. Généralement, les onduleurs utilisent la commande MLI (Modulation en Largeur d'Impulsions) pour produire une tension de sortie alternative. La Modulation en Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé, ...). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM), en utilisant une dénomination plus ancienne. Loin d'être un élément accessoire dans la chaîne de variation de vitesse (variateur électrique associé à une machine électrique), l'étage MLI joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système : les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique, le bruit électromagnétique, la destruction même du système, due par exemple aux surtensions qui apparaissent lors de l'utilisation des longs câbles. En ce qui concerne l'étude elle-même de la fonction MLI, elle se situe pratiquement entre les deux domaines principaux du métier : l'entraînement (algorithmes de commande) et l'électronique, Il existe plusieurs types de modulateurs utilisables pour réaliser la fonction MLI. Il se différencie bien de l'aspect génération de la modulante qui ne tient pas directement de la façon d'obtenir les impulsions de commande. Il faut aussi faire la différence entre la MLI et les boucles de contrôle par Hystérésis qui, de même que le DTC, ne peuvent être classifiées comme méthodes MLI, ceci parce que ce sont des méthodes qui fonctionnent d'une part en boucle fermée et d'une autre part ce n'est pas la durée de l'impulsion qui est directement contrôlée.[1]

Le premier chapitre sera consacré à la description et le rôle de l'onduleur monophasé et triphasé, son principe de fonctionnement, les différents types d'onduleur.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les différentes techniques de commande des onduleurs à MLI, avec une étude détaillée des techniques la modulation vectorielle.

Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur, donc une meilleure qualité spectrale.

Le troisième chapitre est consacré à la simulation et l'interprétation des techniques de commande.

**CHAPITRE I**  
**GÉNÉRALITÉS SUR**  
**LES ONDULEURS**

## I.1. Introduction

Une des branches de l'électronique en pleine expansion est l'électronique de puissance qui traite et contrôle l'énergie électrique ainsi que sa conversion en d'autres formes d'énergie afin de fournir des tensions et des courants aux différents types de charges selon l'application. On distingue fondamentalement les conversions suivantes : alternatif/continu, continu/alternatif, alternatif/alternatif, continu/continu et la conversion alternatif /continu/alternatif; c'est le cas particulier des applications pour des alimentations ininterrompues (UPS).

L'électronique de puissance a pour avantages : une utilisation plus souple et plus adaptée de l'énergie électrique, une amélioration de la gestion, du transport et de la distribution de l'énergie électrique. Une discrétion par une réduction des masses et des volumes ainsi que par un fonctionnement ultrasonore des dispositifs. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Une machine à courant alternatif d'une part (de type synchrone ou asynchrone) couplée au réseau permettait de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique à vitesse fixe. Une machine à courant continu d'autre part dont l'excitation commandée permettait de disposer d'une tension continue variable en sortie.

Le développement des composants de puissance au milieu du 20<sup>e</sup> siècle (électronique de puissance) a permis de développer des convertisseurs de puissance électrique sans machines tournantes. La technologie des composants utilisés (semi-conducteurs) ne cesse d'évoluer : faible coût ; puissances commutées élevées ; facilité de contrôle.

La source d'entrée du convertisseur statique peut être du type source de courant ou du type source de tension. En sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions ou des courants ainsi que leur fréquence. Dans ce travail, on s'intéresse à la conversion continu/alternatif.[1]

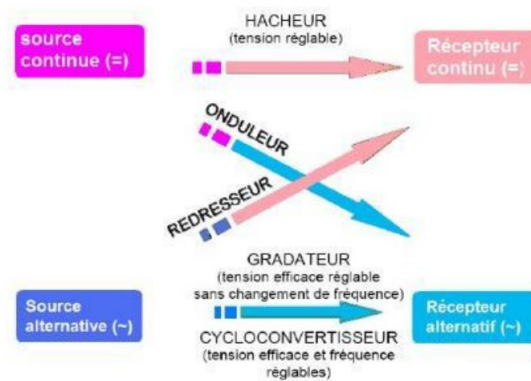
Durant ces dernières années, les convertisseurs de puissance multi niveaux sont largement utilisés et commercialisés dans divers domaines industriels de haute tension et de forte puissance. En effet il existe plusieurs structures de ces convertisseurs à savoir : les onduleurs à cellules imbriquées, à diodes flottantes et ceux à structure NPC. Cette dernière, permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie.



Ainsi, elle permet de générer non seulement une tension la plus sinusoïdale possible, mais aussi d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par la structure de ce type de convertisseur. À cet effet son utilisation dans les applications de faible puissance qui exigent de bonnes qualités spectrales est également élargie.

## I-1 Familles de convertisseurs statiques :

Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance, on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques schéma ci-dessous (Figure I.1) :[1]



**Fig.(I.1)** Familles des convertisseurs statiques.[1]

Une notion importante en électronique de puissance comme en électrotechnique est la notion de réversibilité. Un convertisseur statique d'énergie est dit réversible lorsque l'énergie peut transiter dans les deux sens (source → récepteur ou récepteur → source) de manière naturelle ou commandée.

### Structure des convertisseurs

#### Le gradateur :

Le gradateur est un montage qui permet de faire varier la valeur de la tension efficace aux bornes d'une charge telle qu'un moteur sans changer la fréquence de l'onde alternative de la source.

#### Le hacheur:

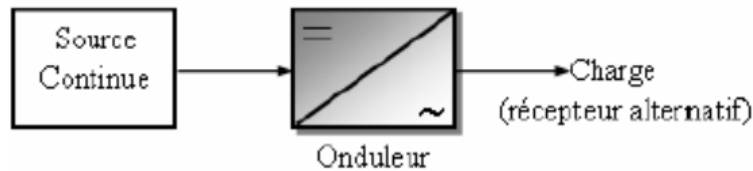
Le hacheur permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe.

#### Le redresseur :

Le redresseur est la conversion d'une tension alternative en une tension continue.

## I-2 Onduleurs

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques permettant l'échange d'énergie entre une grandeur continue et une grandeur alternative

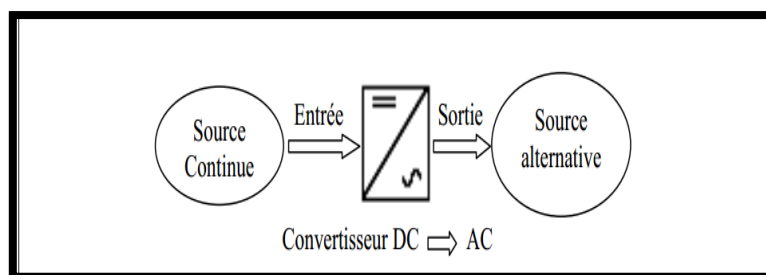


**Fig.(I-2)** Synoptique d'une conversion continue-alternative.

On obtient une tension alternative aux bornes de charge en inversant périodiquement le branchement de la source de tension continue aux bornes de la charge grâce aux interrupteurs électroniques. Il faut donc découper la tension d'entrée et l'applique tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens au récepteur. Par une séquence adéquate des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternative selon la commande imposée. La fréquence de changement de connexions donne la fréquence de ce signal alternatif.[2]

## I-3 Définition de l'onduleur

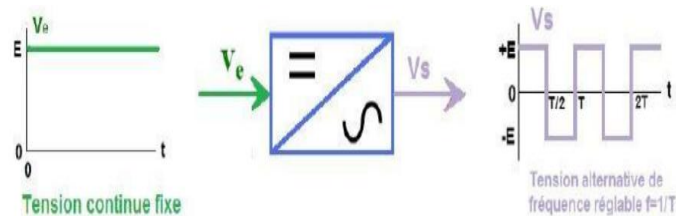
Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. Figure (I.3)représente schéma de principe de l'onduleur.[3]



**Fig.(1.3)** Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).

### I-4 Principe de fonctionnement de l'onduleur

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure (I.4), on peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion.[1][11]

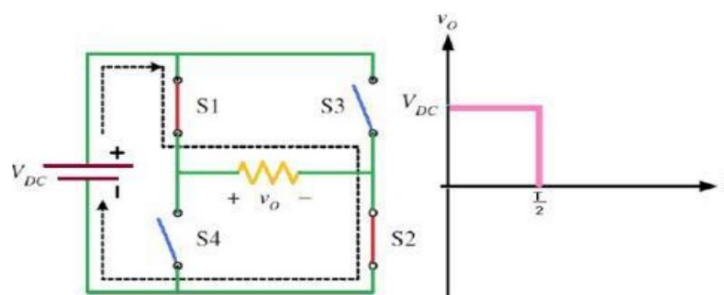


**Fig.(I.4)** Symbole et signal d'un onduleur.

L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base qui consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion.

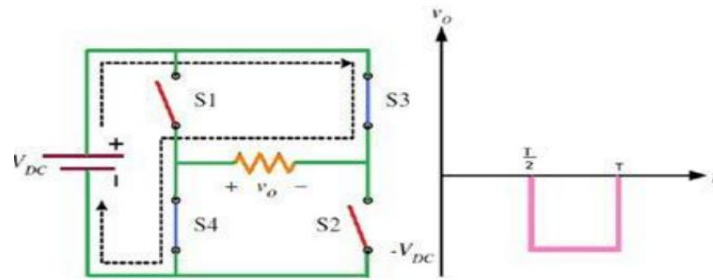
Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources.[1][11]

Quand  $S1 - S2$  sont Fermé (On) et  $S3 - S4$  sont Ouvert (Off) pour  $t_1 < t < t_2$  on obtient une alternance positive  $U(t) = V_{dc}$  comme la montre la figure (I.5) ci-dessous :



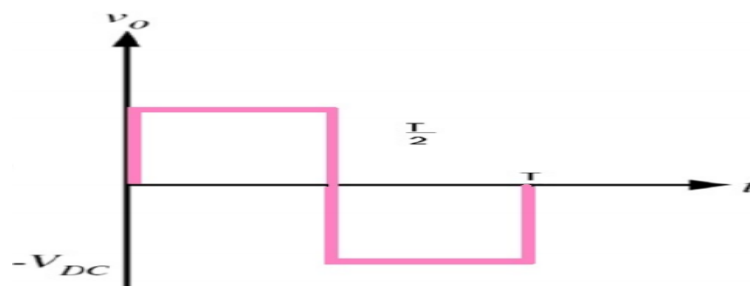
**Fig.(I.5)** Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi cycle.[1]

Quand  $S1 - S2$  sont Ouvert (Off) et  $S3 - S4$  sont Fermé (On) pour  $t_2 < t < t_3$  on obtient une alternance négative  $U(t) = -V_{dc}$  comme la montre la figure (I.6)



**Fig.( I.6 )** Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2<sup>ème</sup> demi cycle.[1]

Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présenté sur la figure (I.7) .en forme de due alternance



**Fig.(I.7)** Signal complet de l'onduleur.

### I.5 classification des onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleurs autonome.

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance ». [8]

#### I.5.1 Onduleurs non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif.[7]

### **I.5.2 Onduleur autonome**

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer. [4]:

- les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courant.

#### **I.5.2.1 Les Onduleurs (autonomes) 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 affecté 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 à la sortie «  $i'$  » et donc le courant à l'entrée «  $i$  » dépendent 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.[4]

#### **I.5.2.2 Les onduleurs (autonome) de courants**

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, 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.[5]

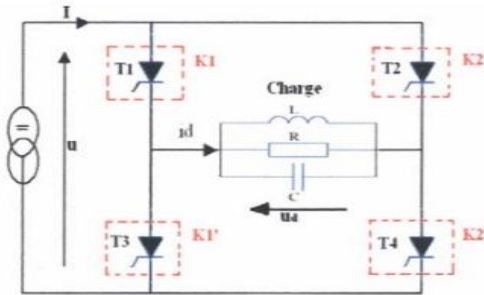
### **I.5.3 Les onduleurs à résonance**

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la Fréquence de résonance de la charge. Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome.[6]

On distingue deux modèles à résonance

### I.5.3.1 Onduleur à résonance parallèle

Ce dernier débite sur un circuit RLC résonnant parallèle peu amorti comme l'illustre la Figure (I.8) suivant :



**Fig. (1.8)** Onduleur à résonance parallèle (Monophasée) [3]

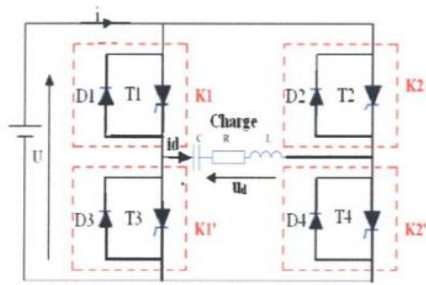


**Fig.(1.9)** Signaux de commande et forme d'onde des courants [3]

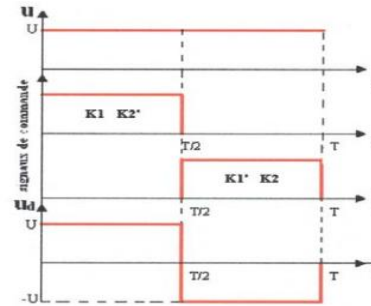
Pour cela, on dispose d'une capacité branchée entre les bornes de la sortie, pour s'opposer à la brusque variation de la tension; donc l'onduleur doit être alimenté par une source de courant continu. Il représente donc un cas particulier de l'onduleur de courant, dont la Figure 1.9 donne les signaux de commande et les formes d'ondes des courants.[9][10]

### I.5.3.2 Onduleur à résonance série

Celui-ci débite sur un circuit RLC résonant série peu amorti la Figure (I.10) Dans ce cas, on dispose d'une inductance placée en série dans la charge, pour s'opposer aux discontinuités du courant  $I$ , donc l'onduleur doit être alimenté par une source de tension. Il représente donc un cas particulier de l'onduleur de tension. La Figure (I.11) représente les signaux de commande et les formes d'ondes des tensions. [3]



**Fig.(I.10)** Onduleur à résonance série (Monophasée) [3]



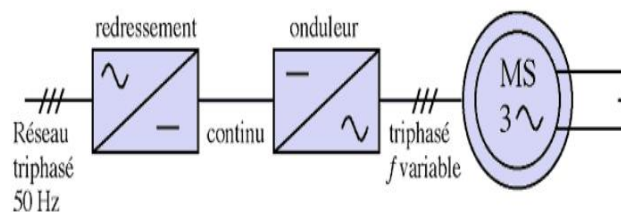
**Fig. (I.11)** Signaux de commande et forme d'onde des tensions [3]

### I.6 Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe a 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 déboucle actuel des onduleurs autonomes.[5][9] Les onduleurs à fréquence variable à commutation forces : Alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif.[3]

#### I.6.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.[3]



**Fig. (I.12)** Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone. [3]

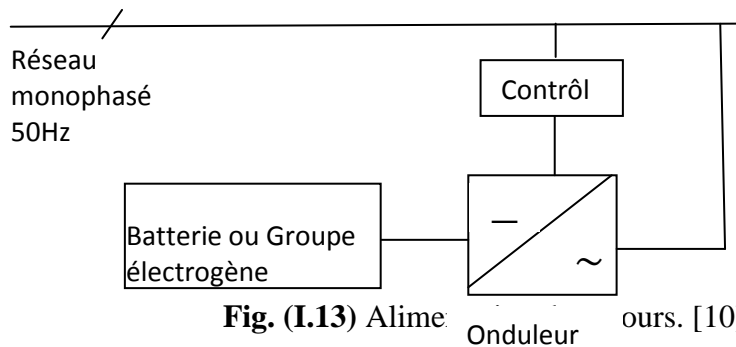


**Remarque :**

Pour que la puissance du moteur reste nominale lorsque la fréquence varie, il faut en fait conserver le rapport ( $f/V$ ) constant. (Si la fréquence augmente, il faut augmenter la tension d'alimentation proportionnellement).[3]

**I.6.2 Alimentation de secours**

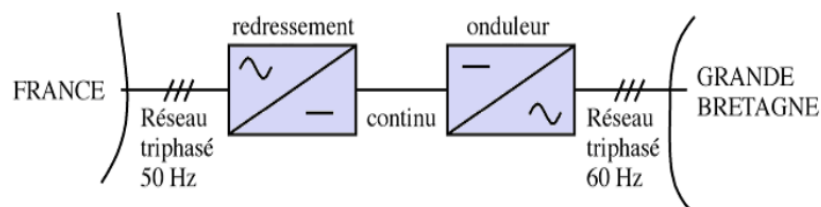
Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur. [10]



**Fig. (I.13)** Alimentation de secours

**I.6.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes**

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.[3]



**Fig. (I.14)** Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences. [3]

## I.7 Type des onduleurs

### I.7.1 Onduleur monophasé :

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à : [4]

- Les onduleurs à deux interrupteurs, où la présence d'un point milieu est indispensable, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue. Dans cette catégorie, on notera : [2]
- Les onduleurs avec transformateur de sortie à point milieu ou onduleurs **push-pull**,
- Les onduleurs avec diviseur capacitif appelés onduleurs en **demi-point**.
- Les onduleurs à quatre interrupteurs ou en **pont complet**

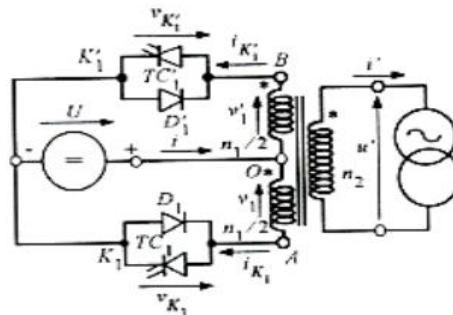


Fig. (I.15) Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu [4]

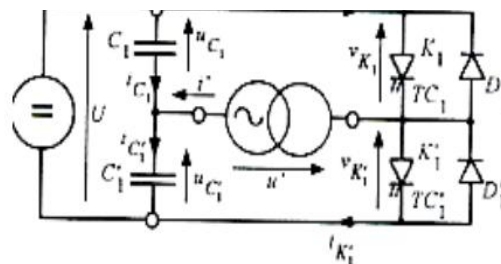


Fig. (I.16) Onduleur monophasé avec diviseur capacitif [4]

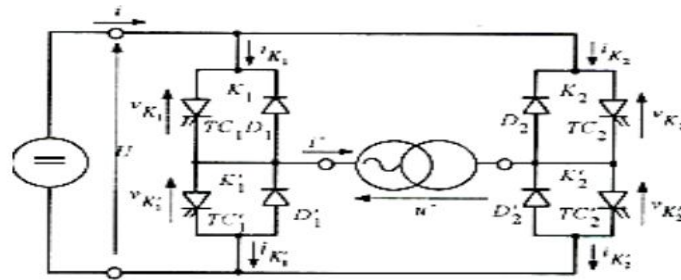


Fig. (I.17) Onduleur monophasé en pont. [4]

### I.7.2 Les onduleurs triphasés

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs (figure I-18). Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur. Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ , les interrupteurs  $K_1$ ,  $K_4$  et  $K_2$ ,  $K_5$ ,  $K_3$  et  $K_6$ , doivent être complémentaires deux à deux. On définit  $K_i = (T_i, D_i)$ . [5]

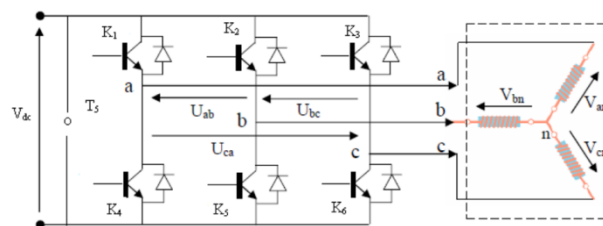


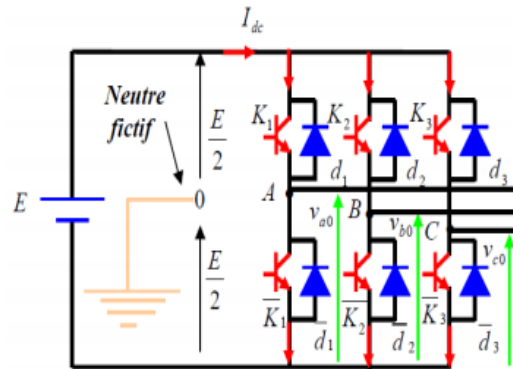
Fig.(I.18) Onduleur de tension triphasé. [16]

### I.8 Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Un onduleur de tension triphasé, dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors IGBT, est le cœur de l'organe de commande des machines alternatives. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, contenant deux interrupteurs pour chacun. [15]

Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs ( $K_i, \bar{K}_i$ ) ( $i = 1, 2, 3$ ) doivent être contrôlés de manière complémentaire. [14]

Les six diodes ( $d_i, \bar{d}_i$ ) ( $i = 1, 2, 3$ ) sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure (I.19) : [12][13]



**Fig. (I.19)** Représentation de l'onduleur [12]

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c à d ( $K_i, \bar{K}_i$ ) ( $i = 1, 2, 3$ ) supposés idéalisés,
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé. Chaque interrupteur est représenté par une paire de transistor – diode, modélisée par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante : [12]

$$f_i = \begin{cases} 1 & (K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué}) \\ 0 & (K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit}) \end{cases} \quad \text{avec : } f_i + \bar{f}_i = 1; \text{ et } i = (1, 2, 3)$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{AB} = v_{as} - v_{bs} = E \cdot (f_1 - f_2) \\ V_{BC} = v_{bs} - v_{cs} = E \cdot (f_2 - f_3) \\ V_{CA} = v_{cs} - v_{as} = E \cdot (f_3 - f_1) \end{cases} \quad (I.1)$$

Les tensions simples  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  et  $v_{cs}$  forment un système triphasé équilibré, tel que :  
 $v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0$  (I-2)

La résolution des équations (I-1) et (I-2) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

## I.9 qualité du signal de sortie et paramètres de performances de l'onduleur [2]

Le spectre d'un signal rectangulaire inclut une onde fondamentale et des ondes harmoniques d'amplitudes plus au moins importantes. Dans ce qui suit, on comparera les performances de l'onduleur au cas idéal (onde de tension de sortie sinusoïdale pure) pour chaque type de commande, en calculant le spectre généré. On cherchera à diminuer, le plus possible, l'amplitude des harmoniques de rangs faibles car :

- Les harmoniques de rangs élevés sont faciles à filtrer ou atténués par l'effet de présence d'inductances dans le circuit. Un onduleur est toujours suivi d'un filtre passe bas LC. Le rôle du condensateur est de supprimer les variations brusques de la tension d'alimentation durant les commutations ainsi que la restitution de l'énergie électrique des diodes de récupération. D'un autre côté, la self a pour fonction de lisser le courant.
- Sur une charge inductive, ce sont les harmoniques de rangs faibles qui génèrent les courants les plus importants.
- Pour la détermination des performances de l'onduleur et de la qualité du signal de sortie, il est nécessaire de citer quelques paramètres. Parmi ceux-là, le facteur de distorsion harmonique totale THD.

Ce facteur, ou bien ce taux, de distorsion harmonique totale THD est une mesure de similitude de forme c'est-à-dire de proximité et de ressemblance de la forme d'onde avec sa composante fondamentale. Ce paramètre, qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative, représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace de fondamental.

La qualité de l'onde de tension sera évaluée par le THD ou taux d'harmonique ramené au fondamental (un THD idéal=0%). On pourrait aussi calculer le THD de courant, mais celui-ci dépend également de la charge

$$\text{THD} = \frac{1}{U_1} (\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} U_n'^2)^{1/2} \quad (\text{I-4})$$

OU

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{U_{\text{eff}}^2 - U_1'^2}{U_1'^2}} \quad (\text{I.5})$$

Avec

$U'_1$  : Valeur efficace du fondamental de la tension

$U'_n$  : Valeur efficace de la tension harmonique de rang n ( $n^{\text{ième}}$  tension harmonique)

$U_{\text{eff}}$  : Valeur efficace de la tension de sortie

De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 3500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 3500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 70.

## **I.10 Analyse du fonctionnement des onduleurs multi niveaux**

### **I.10.1 Onduleurs multi niveaux.[2]**

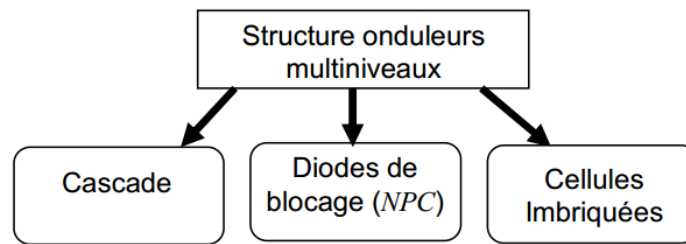
La technologie des convertisseurs multi niveaux pour la conversion de puissance s'est rapidement développée dans le domaine de l'électronique de puissance. Les applications les plus attractives de cette technologie sont dans le milieu de la haute tension (2-13 kV), dans les commandes des moteurs, et la distribution et le transport de l'énergie électrique. En général, les convertisseurs de puissance multi niveaux peuvent être considérés comme des synthétiseurs de tension. Cette tension de sortie élevée est synthétisée par plusieurs petits niveaux discrets de tension. Les principaux avantages de cette approche sont récapitulés comme suit :

- ✓ On peut traiter une application de puissance donnée avec des semi-conducteurs de calibre réduit qui donnent généralement un meilleur compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, fréquence de découpage, perte par commutation),
- ✓ La forme de la tension de sortie est très nettement meilleure que celle d'un onduleur à deux niveaux,
- ✓ Les surtensions dues aux commutations ( $dv/dt$ ) sont limitées (ces surtensions peuvent endommager les enroulements du moteur). Donc les dimensionnements des moteurs et câbles sont très fortement réduites.

Il est à noter que le choix de la meilleure topologie multi niveaux et de la stratégie de contrôle ou de commande la mieux adaptée à chaque application donnée n'est souvent pas facile à trouver.

### I.10.2 Topologies multi niveaux

Les topologies les plus connues d'onduleurs multi niveaux sont montrées dans la figure (I-20)



**Fig.(I-20)** Topologies des onduleurs multi niveaux.[26]

Il existe d'autres topologies, comme le convertisseur 'AC magnetically combined', ou le convertisseur 'commutation soft-switching multilevel', l'onduleur 'multilevel H-bridge', .....etc.[26]

### I.11 Description des principales topologies de la conversion multi niveaux

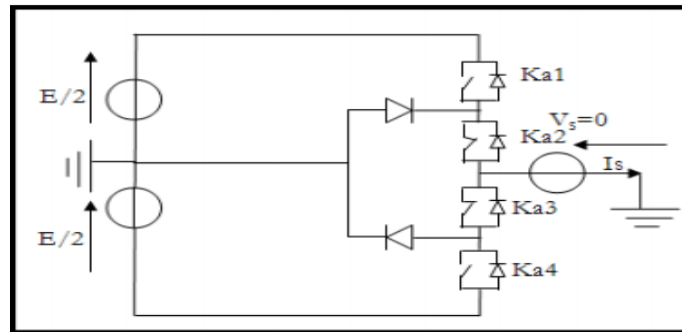
Les onduleurs de tension multi niveaux peuvent être implantés de différentes manières, dans lesquelles la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux. Ce chapitre est consacré à la présentation d'une brève synthèse des principale topologies des convertisseurs multi niveaux, leurs principes de fonctionnement et on cite quelque avantages et inconvénients.[17]

Les principales topologies sont :

- La topologie à diode de bouclage (NPC) ;
- La topologie au condensateur flotteur (à cellule imbriquées) ;
- La topologie en cascade.

#### I.11.1 Onduleur multi niveaux à diode de bouclage

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped), [17]. Cette topologie à été initialement proposé par A.Nabac en 1981 pour la génération de N niveaux de tension.[18]



**Fig. (I-21)** Onduleur en type NPC à (phase A)[18]

Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous [25] :

- ✓ Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source.
- ✓ La forme de l'onde de trois niveaux résultants à une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux.
- ✓ Elle est configurable de façon à obtenir un nombre élevé de niveaux, permettant de réduire la tension bloquée par chaque interrupteur ; celle-ci est donnée par  $E/(N-1)$ .
- ✓ Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée doivent être capable de supporter le courant de la pleine charge.

Actuellement il semble que cette topologie a quelque inconvénient. Néanmoins, quelques points faibles doivent toujours être explorés:[16]

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

### **I.11.2 Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants [18]**

Cette structure est proposée par T.Meynard et H.Foch pour résoudre d'une part le problème de balancement de tension, et d'autre part le nombre excessif de diodes. Dans la topologie précédente, les capacités remplacent les diodes, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants »

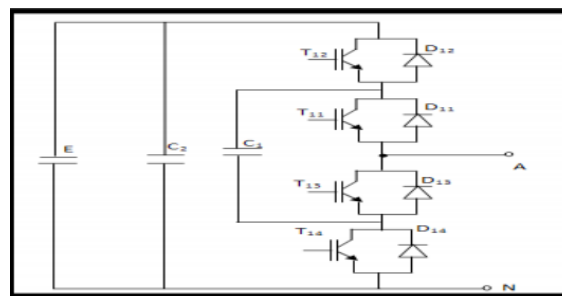
Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous



- ✓ La tension de blocage des interrupteurs partout la même ;
- ✓ Le concept peut être facilement appliqué à d'autres types de convertisseurs, aussi bien pour un transfert unidirectionnel de la puissance que bidirectionnel ;
- ✓ Sa modularité permet une extension et une adaptation aisées des stratégies de commande à un nombre élevé de niveaux
- ✓ Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus ;

Le principal désavantage de cette topologie réside dans le nombre requis de condensateurs, ce qui peut représenter un volume prohibitif

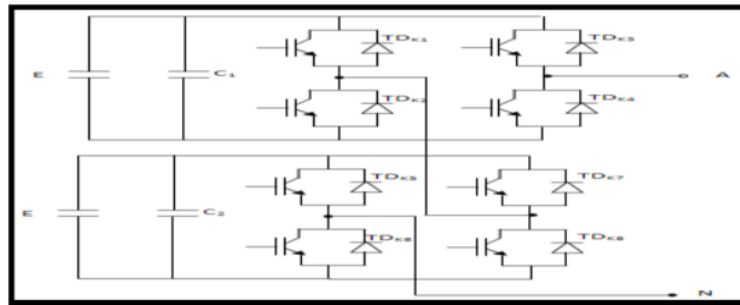
- ✓ Contrairement au premier cas qui ne nécessite que  $(N-1)$  capacité. De plus il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs ;
- ✓ Il ya un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés,



**Fig. (I-22)** schéma du convertisseur à condensateur flottants (phase A)[18]

### I.11.3 Structure des convertisseurs à alimentation séparée (en cascade) [18]

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



**Fig. (I-23)** Onduleur en cascade (phase A) [18]

## I.12 Propriétés des principales structures

### I.12.1 Classification des topologies selon leur alimentation [18]

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation, la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique.

Au contraire, les structures telles que les onduleurs en cascade élèvent leur tension d'alimentation, la tension maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation ; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation.

### I.12.2 Nombres de composants nécessaires

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multi niveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaire.[26]

## I.13 Etude de l'onduleur à trois niveaux NPC:

### I.13.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

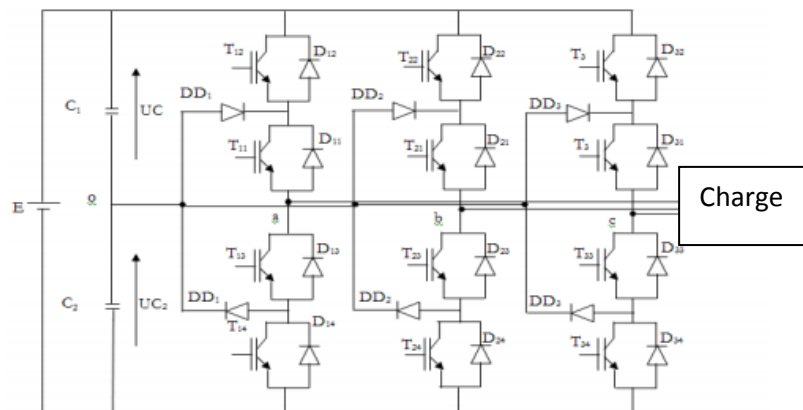
L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte.[23]

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche, [22]

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (E). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C1 et C2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ( $E/2$ ). Étant connectés entre eux en un point neutre noté o. Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C1=C2$  c'est-à-dire  $U_{c1}=U_{c2}$ ).

Le point o est connecté avec les deux diodes médianes (DDK1, DDK2), [22].

La figure (I-24) fournit une représentation schématique de cet onduleur.



**Fig. (I-24)** Onduleur triphasé à trois niveaux. [22]

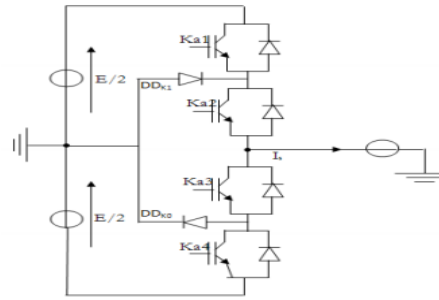
Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (Transistor -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel TDKS.[18]

(Fig. (I-25-a)), et vu la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras

(Fig. (I-25-b))



**Fig. (I-25-a)** Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire Transistor – diode. [18]



**Fig. (I-25-b)** Un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC.[18]

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe  $B_{ks}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur Bidirectionnel  $T_{ks}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.
- Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de distorsion des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors d'ouvertures simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante : On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur, [23].

#### I.14 Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

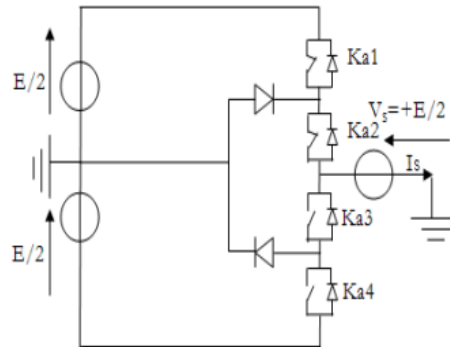
Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple  $V_{ao}$  entre la borne (a) de la charge et le point neutre 0. Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs  $Ka_1$ ,  $Ka_2$ ,  $Ka_3$  et  $Ka_4$  du bras. Sur les  $2^4 = 16$  configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent soit des courts-circuits des sources de tension continue, soit elles provoquent la déconnexion de la charge. L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, (où on distingue trois configurations possibles). On donne ci-dessous le tableau récapitulatif tableau (I-1) représente la tension de sortie  $V_{ao}$  d'un onduleur NPC à trois niveaux en fonction de l'état des interrupteurs, la tension au borne des interrupteurs de puissance n'excède jamais la moitié du bus d'entrée, [11]. A la différence de l'onduleur à deux niveaux, chaque demi-bras de l'onduleur à trois niveaux utilisée non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée, [17].

➤ Première configuration {1100} Ka1, Ka2 sont passants et Ka3 et Ka4 sont bloqués (figure (I-26)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = +E/2 \quad (I-6)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka3} = V_{ka4} = +E/2 \quad (I-7)$$



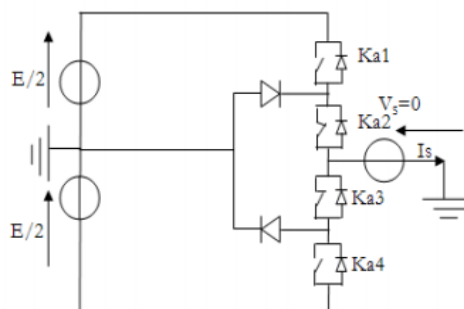
**Fig. (I-26)** 1<sup>ère</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras [18]

➤ Deuxième configuration {0110} Ka2, Ka3 sont passants et Ka1 et Ka4 sont bloqués (figure (I-27)), le point a est relié directement au point neutre 0. La tension simple  $V_{ao}$  est nulle :

$$V_{ao} = 0$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka4} = +E/2 \quad (I-8)$$



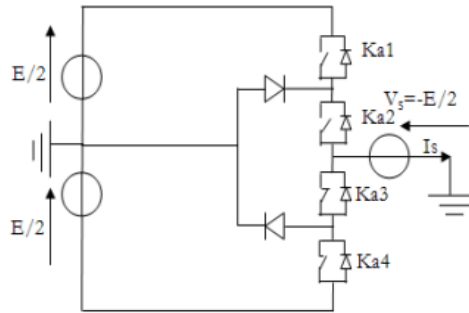
**Fig. (I-27)** 2<sup>ème</sup> configuration du 1<sup>er</sup> bras [18]

➤ Troisième configuration {0011} Ka3, Ka4 sont passants et Ka1 et Ka2 sont bloqués (figure (I-28)), la valeur de tension simple  $V_{ao}$  est donnée par l'équation suivante :

$$V_{ao} = -E/2 \quad (I-9)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$V_{ka1} = V_{ka2} = +E/2 \tag{I-10}$$



**Fig. (I-28)** 3ème configuration du 1 er bras [18]

**Tableau. (I-1)** Grandeur connue pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur NPC à trois niveaux

Etat des interrupteurs				Tension De sortie Vao
Ka1	Ka2	Ka3	Ka4	
1	1	0	0	E/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-E/2

**I.15 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude détaillée de l'onduleur à trois niveaux (deux niveaux) et le principe de fonctionnement de la configuration de l'onduleur multi niveaux de type NPC.

Les onduleurs à deux niveaux sont généralement limités en tension (1, 4)  $\approx$  kV et en puissance ( $\approx$  1 MVA). De plus, ils sont souvent pénalisés en terme de qualité médiocre des tensions délivrées à leurs sorties. Afin de palier à ces inconvénients, les onduleurs multi niveaux, particulièrement ceux à IGBT, commencent à être utilisés dans le domaine des puissances allant jusqu'à plus de 10 MVA avec des tensions qui peuvent facilement atteindre plus de 6 kV.

Ces convertisseurs sont dits multi niveaux car ils génèrent des tensions formées de plusieurs niveaux (généralement plus de deux).

Le chapitre suivant fera l'objet de l'étude d'une forme particulière de la technique MLI : technique SVM (space vector modulation).

# ***CHAPITRE II***

## ***LA COMMANDE MLI***

### ***VECTORIELLE***



## II -1 Introduction

La MLI (modulation de largeur d'impulsion) est la stratégie, la plus souvent adoptée, pour la Commande rapprochée des interrupteurs des convertisseurs statiques. Le développement de la *MLI* a apporté une plus grande souplesse dans le contrôle des Convertisseurs. Parmi les variantes de la *MLI*, la plus-en vue ces derniers temps, Essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, la commande Communément appelée en Anglais *SVM* (space vecteur modulation) ou modulation Vectorielle spatiale (*MVS*).[2]

L'intérêt de ce type de modulation est qu'elle peut être facilement implantée sur un Microprocesseur et elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique.

Toutefois, comme tous les types de modulation, la qualité de celle-ci réside dans la possibilité D'obtenir une fréquence élevée de modulation, c'est-à-dire d'avoir un nombre élevé d'intervalles  $T_m$  par période. [1]

Le principal intérêt de ce type de modulation est de s'insérer naturellement dans un organe de Contrôle fonctionnant dans un repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes des modernes des machines alternatives [16]

La modulation de largeur d'impulsion permet de repousser vers des fréquences, élevées les harmoniques de la tension de sortie; ce qui facilite le filtrage, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et obtenir une forme d'onde approximant de la sinusoïde.[2]

## II.2 Différentes techniques des commandes

On distingue plusieurs type de techniques de modulation de largeur d'impulsion peuvent être considérées, dont en peut citer: La modulation sinus-triangle, la modulation en pleine onde, et la MLI vectorielle (SVM: spacevector modulation) [18]

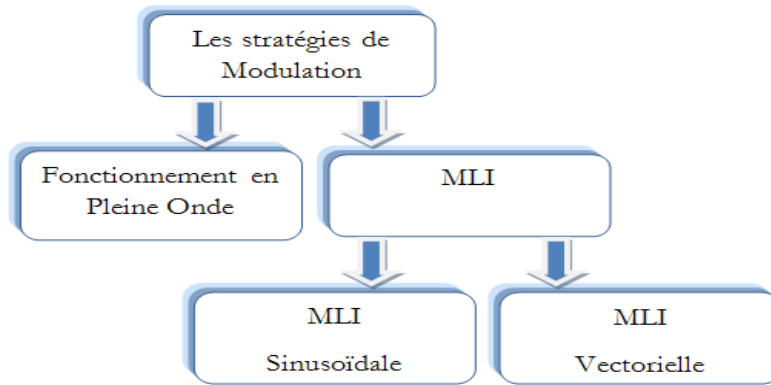


Fig. (II-1) Les différentes techniques de commandes

### II-3 La commande en pleine onde (dite 180°)

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la Commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180°, Fig. (II.2)

Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur  $K1$  est fermé pendant une demi-période (180°), et  $K'1$  est fermé pendant l'autre demi de la période. Pour les deux autres bras de L'onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de  $2\pi/3$  et  $4\pi/3$  par Rapport au premier bras.[2][3]

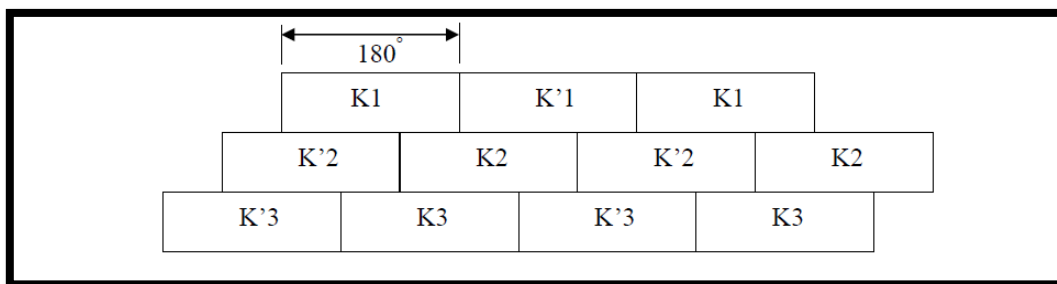


Fig.(II.2)Commande plain onde (180°)

En appliquant ce type de commande pour l'onduleur, on obtient un système de tensions Alternatives triphasées caractérisées par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

## II-4 La modulation sinus-triangles

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire (**P**) d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux (**r1, r2, r3**), d'amplitude variable et de fréquence **f** appelée référence.[19]

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs

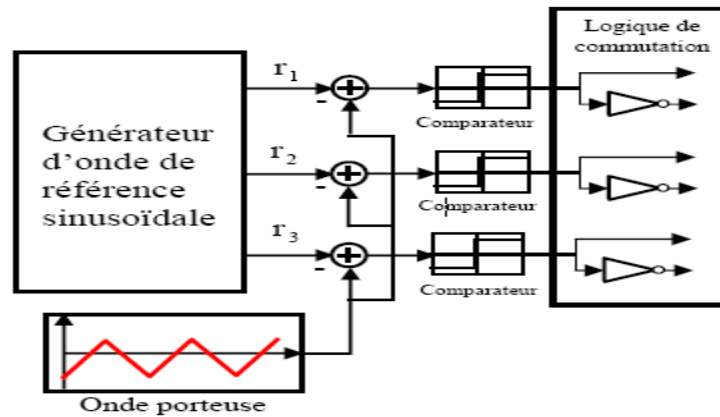


Fig. (II -3) schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale [15]

### II-4-1 Caractéristique de la modulation

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- ✓ Indice de modulation  $m$  égale au rapport de la fréquence  $f_c$  de la porteuse à la fréquence  $f_m$  de la référence  $m = F_c / F_m$ .
- ✓ Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $A_m$  à celle de la porteuse  $A_c$  ;  $r = A_m / A_c$

La modulation est dite synchrone si l'indice  $m$  est entier c.à.d. lorsque la fréquence du porteuse  $F_p$  est un entier multiple de la fréquence de l'onde de référence  $f$ . en modulation synchrone, si l'indice de modulation  $m$  est impair le développement en série de Fourier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice  $m$  est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs.

La modulation est dite asynchrone si l'indice  $m$  n'est pas entier, elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées.

En modulation asynchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'un double symétrique par rapport au quart et milieu du période

- ✓ Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie THD, définit par le rapport de la somme

quadratique des harmoniques de tension à la valeur de la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension

$$\mathbf{THD} = \frac{(\sum_{i=2}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}}{(\sum_{i=1}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (\text{II-1})$$

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC, le signal de commande généré par chacune des deux techniques.[18]

### II-5 Modulation sinusoïdale naturelle

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de  $120^\circ$ , de fréquence et d'amplitude  $A_m$ , avec un signal triangulaire d'amplitude  $A_c$  et de fréquence  $F_c$  très supérieure à  $F_m$  .[4][5]

La fig. (II-4) montre le principe de la technique MLI sinusoïdale naturelle utilisée pour un onduleur triphasé à deux et trois niveaux de type NPC.[18]

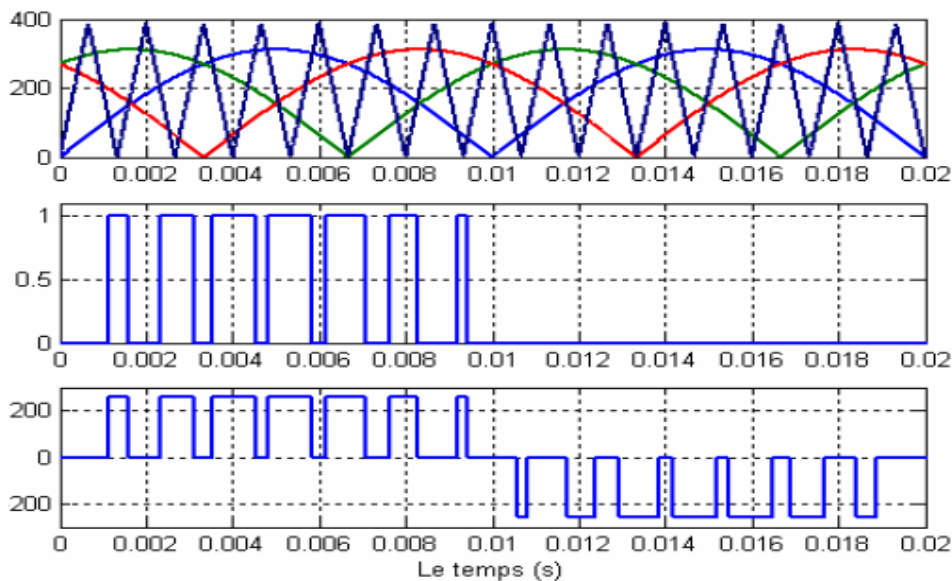


Fig. (II -4) principe de la modulation MLI sinusoïdale classique [18]

### II-6 Modulation sinusoïdale à doubles triangles

Cette stratégie est basée, dans son principe sur la modulation sinusoïdale naturelle. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence  $F_c$  et de même amplitude  $A_c$ . Ces signaux triangulaires sont comparés,

pour chaque phase avec un signal de référence d'amplitude  $A_m$  et de fréquence  $F_m$ . C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.[5]

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux  $n$  supérieur à trois, la technique sinusoïdale naturelle avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet.

Cette technique nécessite  $(n-1)$  signaux triangulaires de même fréquence  $F_c$  et de même amplitude  $A_c$ . [19]

La fig. (II -5) représente le principe de la modulation sinusoïdale à double triangle.

Deux porteuses sont utilisées, avec trois signaux de référence, pour générer la commande de chaque phase.[18]

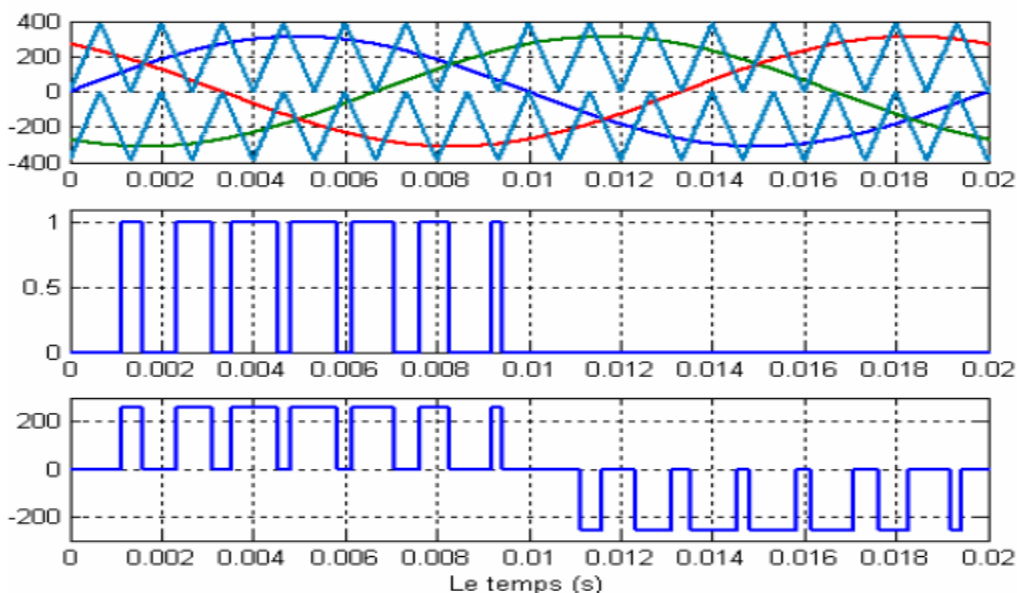


Fig. (II -5) principe de la modulation MLI à double triangles[18]

## II-7 La modulation vectorielle

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de l'onduleur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. Elle utilise le fait qu'un vecteur peut représenter les trois tensions d'un système triphasé de somme nulle.[18]

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif, les tensions de référence sont les tensions désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants :

- ✓ Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles  $T$  (MLI régulière).

- ✓ Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- ✓ Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période[18]

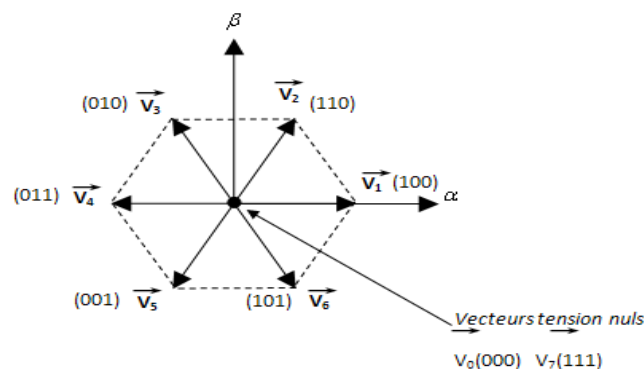
### II-7.1 Le principe de la modulation vectorielle

Le principe de la modélisation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur tension  $V_{ref}$  à partir de huit vecteurs tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autres méthodes.

Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan  $(V_\alpha, V_\beta)$ . Le système triphasé des tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période d'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.[3]



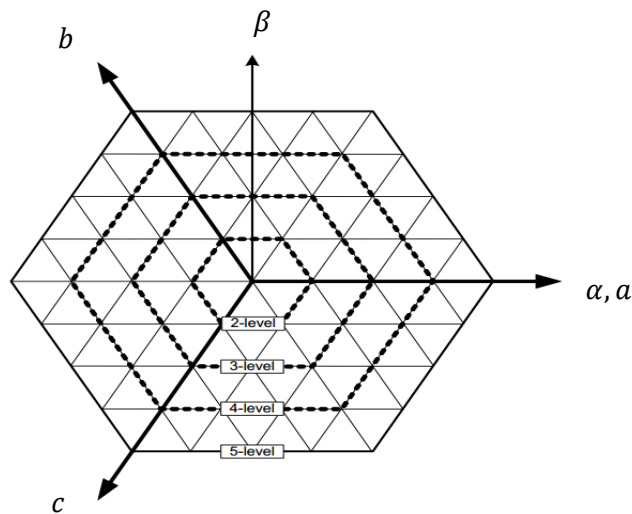
**Fig. (II -6)** approximation du vecteur de référence par les tensions d'alimentation [19]

### II.8 Commande vectorielle des onduleurs multi niveaux

La modulation vectorielle traite donc, les signaux triphasés comme un tout. L'onduleur triphasé à N niveaux de tension ayant trois bras et N configurations, il possède  $3^N$  modes de commutations possibles.

Il peut donc générer  $3^N$  vecteurs différents de tension de sortie.

La représentation sur le plan  $(\alpha, \beta)$  de ces  $3^N$  vecteurs est donnée par la figure (II -7) .



**Fig. (II -7)** Comparaison de la sortie respective vecteur-espaces de niveaux multiples convertisseurs

## II-9 la commande MLI vectorielle

L'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation Triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. Parmi ces technologies numériques on trouve la modulation vectorielle (Space Vector Modulation). Qui représente la méthode de modulation ou de commande la plus adoptée au contrôle des machines à courant alternatif beaucoup plus les machines asynchrones. [18]

En effet, contrairement à la modulation sinusoïdale, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Mais elle traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée de Concordia. Donc le principe de base de cette modulation consiste à reconstruire le vecteur de tension de sortie de l'onduleur à partir des huit vecteurs de tension correspondant aux huit états possibles de l'onduleur de tensionnelle produit des tensions avec un taux D'harmoniques plus faible Cette technique de commande est basée sur une transformation des Variables triphasées dans un système plus simple à deux coordonnées  $(\alpha, \beta)$ . La commande Vectorielle a été utilisée pour simplifier la complexité du modèle mathématique. [21]

## II-10 principe de la modulation vectorielle

La modulation vectorielle est un cas particulier de la modulation de largeur d'impulsion. Cette commande est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones ou synchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non, nécessairement, sinusoïdales.

L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de commutation) qui doivent être allouées à chaque vecteur durant une période d'échantillonnage  $T_e$ . Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé.[18]

## II-11 Représentation vectorielle

Dans tout système triphasé équilibré, les variables peuvent être représentées par un Vecteur dont les composantes, disposées sur trois axes déphasés de  $120^\circ$ , sont les valeurs de ces variables sur chaque phase.[2]

La figure (II-8) représente des variables triphasées sinusoïdales où le vecteur  $V_a$  est placé suivant l'axe horizontal et les vecteurs  $V_b$  et  $V_c$  sont déphasés de  $120^\circ$  et de  $240^\circ$ , respectivement par rapport au premier vecteur.

Il est commun de représenter les tensions triphasées dans le plan complexe. Ainsi, on peut représenter, sous forme d'un vecteur pour simplifier les calculs, les tensions  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  grâce au formalisme des transformations triphasées/diphassées en respectant le transfert de puissance pour mettre en évidence les vecteurs d'espace qui leur sont associés.[2]

$$V(t) = \vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_a + aV_b + a^2V_c) = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} = V_{es} e^{j\omega t} \quad \text{ou : } a = e^{\frac{j2\pi}{3}} \quad (\text{II-2})$$

$V_{es}$ : Amplitude du vecteur-espace

$\omega t$ : phase de vecteur-espace

Si l'on adopte la transformation de Clarke, qui consiste à substituer aux trois variables des tensions réelles leurs composantes  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  et  $V_0$ , l'expression du vecteur d'espace lié aux trois tensions simples en sortie de l'onduleur est :

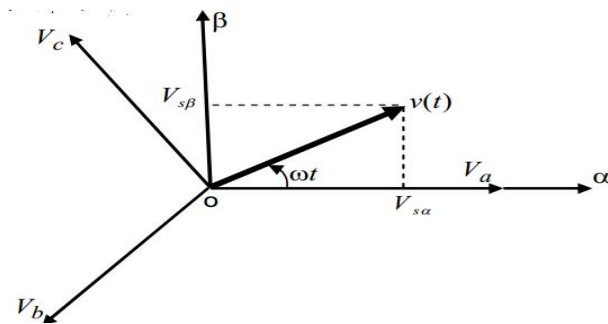
$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

La composante  $V_0$  est nulle puisque les tensions  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  et sont équilibrées.

On Considère les deux composantes  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  comme projections sur deux axes



Perpendiculaires d'un vecteur  $\vec{v}_s$



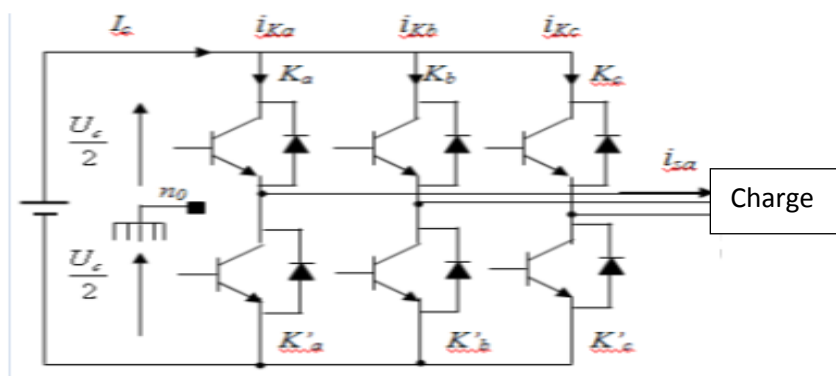
**Fig.(II-8)** Représentation dans le plan complexe les tensions et du vecteur spatial  $V(t)$

Le problème consiste à trouver une relation à chaque instant, liant le vecteur espace Représentatif de référence, afin de déterminer les temps de conduction des interrupteurs électroniques. Pour cela, nous proposons une méthode que l'on notera par la suite modulation vectorielle **SVM**. [2]

**II-12 Présentation de l'onduleur à deux niveaux**

Pour l'entraînement en charge, le convertisseur continu alternatif est un onduleur de Tension. Il est constitué de trois bras (A, B, C) composés chacun de deux transistors IGBT et de Deux diodes en antiparallèle. [4][19]

Aux différentes configurations des interrupteurs correspondent les Huit vecteurs tension appliqués à la machine fig. (II-9)



**Fig. (II-9)** Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux [16]

**II-13 description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux [3]**

$$U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \tag{II-4}$$

$$U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \tag{II-5}$$

$$U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \quad (\text{II-6})$$

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{an0} = \left(\frac{1}{3}\right) [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{an0} = \left(\frac{1}{3}\right) [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

$$V_{an0} = \left(\frac{1}{3}\right) [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II-9})$$

#### II-14 Modélisation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux [19][21]

L'état des interrupteurs, supposés parfaits  $S_j$  ( $j = a, b, c$ )

$S_j = 1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,

$S_j = 0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

$$V_{jn0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (\text{II-10})$$

$$\vec{V}S = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{II-11})$$

Différents combinaisons des 3 grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) fig. (II-6)  $\Rightarrow$  8 positions du vecteur  $\vec{V}S$ ,  
2 correspondent au vecteur nul :

$$\vec{V}0 \leftrightarrow (S_a \ S_b \ S_c) = (0, 0, 0) \quad \vec{V}7 \leftrightarrow (S_a \ S_b \ S_c) = (1, 1, 1)$$

$$\vec{V}Sn = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{II-12})$$

$$\vec{V}Sn = \vec{V}Sn0$$

$$\vec{V}Sn = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{3}{2} V_{an} + j \frac{\sqrt{3}}{2} (V_{bn} - V_{cn}) \right] \quad (\text{II-13})$$

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II-14})$$

$$\vec{V}Sn = V_s \alpha + j V_s \beta \quad (\text{II-15})$$

### II-15 Modulation vectorielle (MLI vectorielle)

Le principe de la modélisation vectorielle (SVM) consiste à reconstruire la vecteur tension  $V_{ref}$  à partir de huit vecteurs tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, elle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations par chacun des bras de l'onduleur. [22]

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

$V_{ref}$  Vecteur de référence est calculé globalement et approximé sur une période de modulation  $T_m$  par un vecteur tension moyen, Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur  $T$  centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage. [18]

Tous les interrupteurs d'un demi-point ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période. Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension  $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$ . Nous pouvons donc dresser un tableau, des différents états de l'onduleur

**Fig. (II-1)** Tableau des différents états de l'onduleur

secteur	Sa	Sb	Sc	Vsa	Vsb	Vsc	Vs $\alpha$	Vs $\beta$	Vecteur Vi
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	0	0	1	-E/3	-E/3	2E/3	-v(1/6) E	-v(1/2) E	$\sqrt{(2/3)} E e^{\frac{j4\pi}{3}}$
V2	0	1	0	-E/3	2E/3	-E/3	-v(1/6) E	v(1/2) E	$\sqrt{(2/3)} E e^{\frac{j2\pi}{3}}$
V3	0	1	1	-2E/3	E/3	E/3	-v(2/3) E	0	-v(2/3) E
V4	1	0	0	2E/3	-E/3	-E/3	v(2/3) E	0	v(2/3) E
V5	1	0	1	E/3	-2E/3	E/3	v(1/6) E	-v(1/2) E	$\sqrt{(2/3)} E e^{\frac{j5\pi}{3}}$
V6	1	1	0	E/3	E/3	-2E/3	v(1/6) E	v(1/2) E	$\sqrt{(2/3)} E e^{\frac{j\pi}{3}}$
V7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Avec :

$$V_{ref} = \sqrt{V_{ref\alpha}^2 + V_{ref\beta}^2} \cdot e^{j(\alpha\frac{\pi}{2})} \quad (II-16)$$

Le vecteur de référence  $V_{ref}$  est approximé sur la période de modulation, par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs disponibles, Voir tableau-1.

Elle consiste à Considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan (V $\alpha$ , V $\beta$ ). Le système triphasé des tensions à

généraliser pour la durée D'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan.

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

Ce vecteur n'est pas directement réalisable par les interrupteurs du variateur, mais on peut chercher les trois configurations les plus proches (situées sur les sommets et au centre de l'hexagone), et les appliquer successivement pendant une fraction adéquate de la période D'échantillonnage, de façon à obtenir en valeur moyenne le vecteur recherché.

### II-16 Définition du vecteur tension de contrôle (vecteur de référence) [23]

Le vecteur tension de contrôle  $V_{ref}$  peut être défini de plusieurs manières dans le plan des Tensions :

- En coordonnées triphasées :

$$\begin{cases} V_{an} = r \frac{U_c}{2} \cos \rho \\ V_{bn} = r \frac{U_c}{2} \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cn} = r \frac{U_c}{2} \cos(\rho - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

En régime établi  $\rho = \omega_s t$  avec  $\omega_s = 2\pi f_s$

- En coordonnées polaires :

$$\vec{V}_{ref} = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\rho} \quad (\text{II-19})$$

- En coordonnées cartésiennes (référentiel correspondant à la transformation de Clarke-Concordia) :

$$\vec{V}_{ref} = V\alpha + jV\beta \quad (\text{II-20})$$

Avec

$$\begin{cases} V\alpha = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cos \rho \\ V\beta = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \sin \rho \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Le vecteur de tension  $V_{ref}$  est d'amplitude  $r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2}$  tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire  $\omega_s$  qui se suit à tout instant dans l'un ou l'autre des six vecteurs, comme montré dans la fig. (II-6).

### II-17 Approximation de la vectrice tension de contrôle [18]

La vectrice tension de contrôle  $\vec{V}_{ref}$  est approchée, sur la période de modulation  $T_m$ , par la génération d'un vecteur de tension moyen  $\langle \vec{V} \rangle_n$  élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  adjacents et des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$ .

Pour cela le vecteur tension de référence  $\vec{V}_{ref}$  est échantillonné à la fréquence  $f_m = \frac{1}{T_m}$

La valeur échantillonnée ( $V_{ref}$ ) $_n$  est utilisée ensuite pour résoudre les équations suivantes :

$$\langle \vec{V} \rangle_n = \langle \vec{V} \rangle_n = \frac{1}{T_m} (T'_i \cdot \vec{V}_i + T'_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1}) \quad (\text{II.22})$$

$$T'_0 = T_m - (T'_i + T'_{i+1}) \quad (\text{II.23})$$

$T'_0$  est le temps d'application du ou des vecteurs nuls.

$\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  sont les deux vecteurs d'état qui délimitent le secteur (i) du plan des tensions où est situé ( $\vec{V}_{ref}$ )

Donc :

$$\langle \vec{V} \rangle_n = \sqrt{\frac{3}{2}} U_c \left[ \frac{T'_i}{T_m} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} + \frac{T'_{i+1}}{T_m} e^{j(i\frac{\pi}{3})} \right] \quad (\text{II-24})$$

Par ailleurs

$$\langle \vec{V} \rangle_n = \langle \vec{V}_{ref} \rangle_n = r \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} e^{j\rho} = V\alpha_n + V\beta_n \quad (\text{II-25})$$

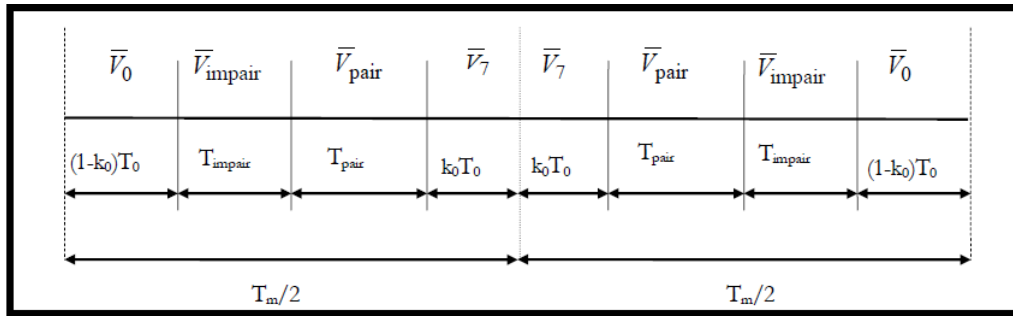
### II-18 Définition de la séquence temporelle de vecteur d'état [22]

La vectrice tension souhaitée est obtenue en valeur moyenne sur une période de modulation par l'application successive des vecteurs d'état de l'onduleur  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  adjacents des vecteurs nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$ .  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  délimitent le secteur du plan dans lequel est situé  $\vec{V}_{ref}$ .

Par ailleurs, afin de réduire les commutations, les vecteurs nuls à appliquer sont sélectionnés de la manière suivante :

- $\vec{V}_0$  est utilisé avant et après les vecteurs impairs
- $\vec{V}_7$  est utilisé avant et après les vecteurs pairs

La succession des vecteurs tensions peut être représentée par le digramme de la fig.(II-10).



**Fig. (II-10)** Séquence d’application des vecteurs sur une période  $T_m$  ( $k_0$  facteur  $[0,1]$ )  
(Succession des phases de conduction)

Dans ce cas, un bras ne commute que deux fois pendant  $T_m$ .

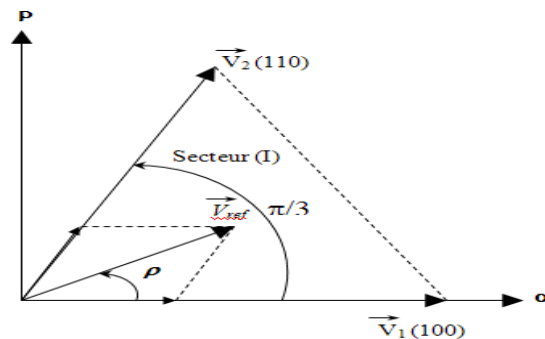
A chaque instant, le vecteur  $\vec{V}_{ref}$  peut être comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de Sortie qui lui est adjacent.

$$\begin{cases} T_i = \sqrt{\frac{3}{2}} r T_m \sin(i \frac{\pi}{3} - \rho) \\ T_i = \sqrt{\frac{3}{2}} r T_m \sin(\rho - (i - 1) \frac{\pi}{3}) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} (T_i + T_{i+1}) \end{cases} \quad (II-26)$$

**II-19 Tension de référence dans les différents secteurs [18]**

➤ **Tension de référence dans le secteur (I)**

Lorsque l’angle «  $\rho$  » que fait  $\vec{V}_{ref}$  avec l’axe «  $\alpha$  » compris entre 0 et  $\pi/3$ .  $\vec{V}_{ref}$  se trouve dans le Secteur (I) formé par les vecteurs d’état  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$ .



**Fig. (II-11):** tension de référence dans le secteur (I)

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \rho\right) \vec{V}_1 + \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin(\rho) \vec{V}_2 \quad (II-27)$$

Séquences pour la MLI vectorielle dans le secteur (I)

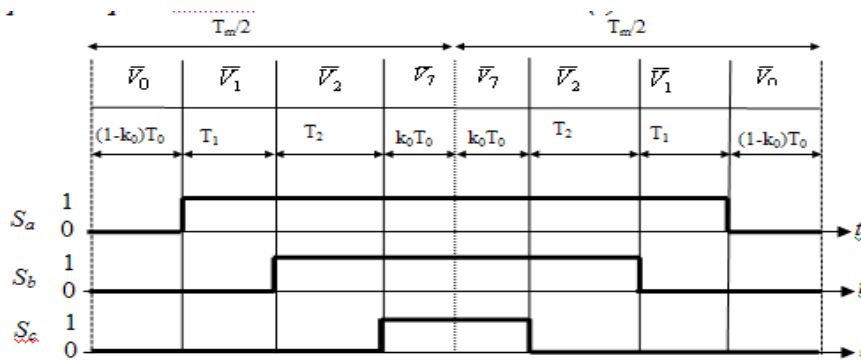


Fig. (II-12): Secteur (I)

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \rho\right) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin(\rho) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (II-28)$$

➤ Tension de référence dans le secteur (II)

Lorsque «  $\rho$  » est compris entre  $\pi/3$  et  $2\pi/3$ ,  $\vec{V}_{ref}$  se trouve dans le secteur (II) formé par les Vecteurs d'états  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_3$

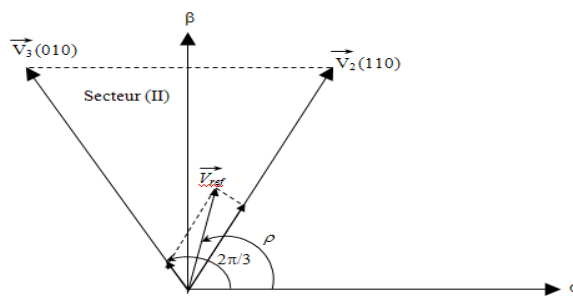
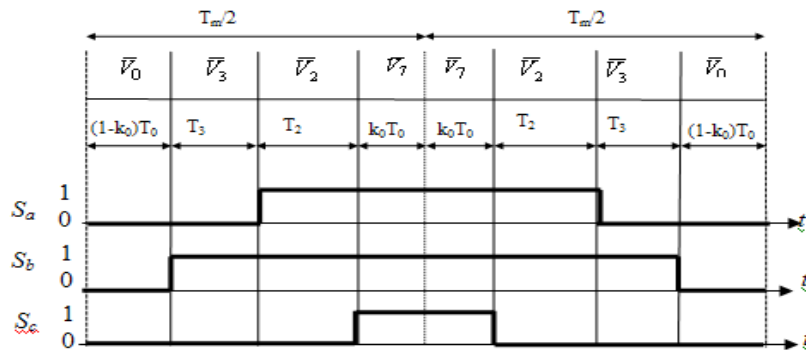


Fig. (II-13) tension de référence dans le secteur (II)

$$\vec{V}_{ref} = \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \rho\right) \vec{V}_2 + \sqrt{\frac{3}{2}} r \sin\left(\rho - \frac{\pi}{3}\right) \vec{V}_3 \quad (\text{II-29})$$

**Séquence pour la MLI vectorielle dans le secteur (II)**



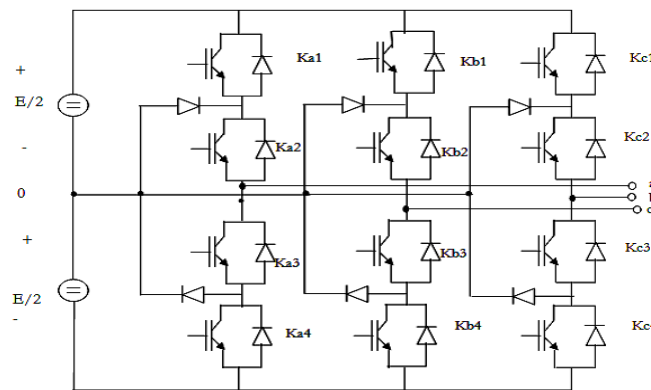
**Fig. (II-14):** Secteur (II)

$$\begin{cases} T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \rho\right) \\ T_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\rho - \frac{\pi}{3}\right) \\ T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_2 + T_3) \end{cases} \quad (\text{II-30})$$

De la même manière on calcule les temps de commutation pour les autres secteurs (de III à VI)

**II-20 Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à trois niveaux [9][23]**

Le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension à trois niveaux de type NPC et donné par la figure (II-15).



**Fig. (II-15)** Onduleur de tension à trois niveaux de type NPC. [23]



Cette topologie d'onduleur produit des trois niveaux de tension  $(-E/2, 0, +E/2)$  en fonction de la tension de la source continue  $E$  et le variable d'état  $C_i$ , ou  $i$  est l'indicateur de phase ( $i=a, b, c$ ).  $K_{i1}, K_{i2}, K_{i3}$ , et  $K_{i4}$  sont des commutateurs pour le bras  $i$ , et  $V_{io}$  est la tension simple entre la phase et le point fictif  $o$ . le principe de fonctionnement est manifesté sur le tableau-2. Dans l'ordre pour obtenir les trois niveaux de tension désirés, le convertisseur doit s'assurer les complémentaires entre les paires de commutateurs :  $(K_{i1}, K_{i3})$  et  $(K_{i2}, K_{i4})$ .

**Tableau.(II-2)** Principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux

$C_i$	Etat des interrupteurs				Tension de sortie $V_{io}$
	$K_{i1}$	$K_{i2}$	$K_{i3}$	$K_{i4}$	
1	1	1	0	0	$E/2$
0	0	1	1	0	0
-1	0	0	1	1	$-E/2$

### II-20-1 Transformation triphasée biphasée

$V_{io}$  est liée à la tension  $E$  à travers :

$$V_{io} = C_i \frac{E}{2} \quad (\text{II-31})$$

La tension simple  $V_{in}$  entre la phase et le point neutre est en fonction est de la tension  $V_{io}$ :

$$V_{in} = V_{io} - V_{no} \quad (\text{II-32})$$

Avec : ( $i = a, b, c$ )

Supposant que le système est équilibré, la somme de  $V_{in}$  est égale à zéro

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II-33})$$

Par les expressions (II-30) et (II-31) on trouve :

$$V_{no} = 1/3 (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II-34})$$

Par le remplacement du (II-32) dans (II-33), nous obtenons le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

On applique la transformation de Concordia au vecteur  $V_{in}$  on trouve :

$$\begin{bmatrix} V\alpha \\ V\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} \tag{II-36}$$

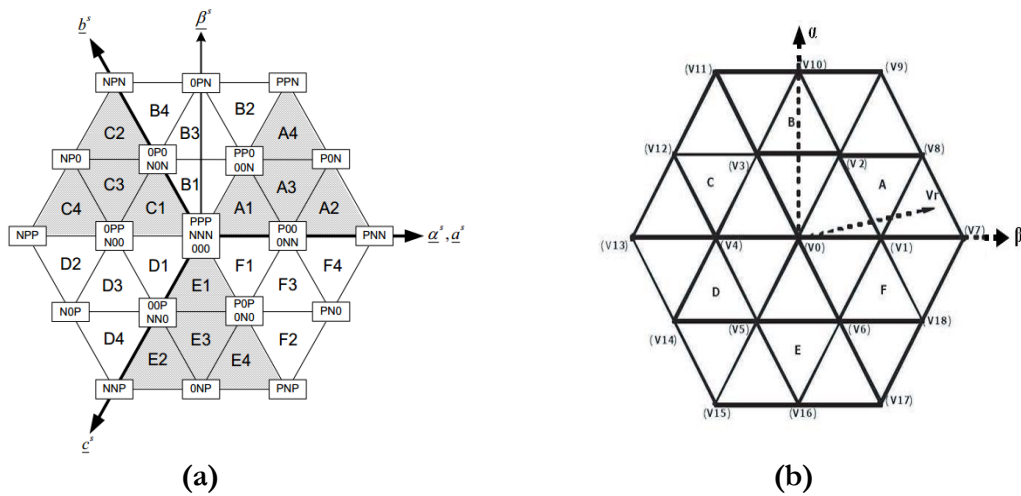
Maintenant, vu les g états du variable Ci (Ci= 1, 0, -1), nous obtenons la « g<sup>q</sup> » combinaison possible pour un onduleur à trois niveaux de tension (ou, q : est le nombre de phase, ici (q=3). Le résultat est 27 vecteurs groupés en tableau (II.3)

**Tableau (II-3)** Les 27 vecteurs de tensions à la sortie d'un onduleur à trois niveaux

Ca	Cb	Cc	Ka1	Ka2	Kb1	Kb2	Kc1	Kc2	Va0	Vb0	Vc0	Van	Vbn	Vcn	Vα	Vβ	V	N <sub>0</sub>
0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	V0	1
1	0	0	1	1	0	1	0	1	E/2	-E/2	0	E/3	-E/6	-E/6	E/√6	0	V1	2
0	-1	-1	0	1	0	0	0	0	0	E/2	-E/2	E/3	-E/6	-E/6	E/√6	0	V'1	3
1	1	0	1	1	1	1	0	1	E/2	E/2	0	E/6	E/6	-E/3	E/√24	E/√8	V2	4
0	0	-1	0	1	0	1	0	0	0	0	-E/2	E/6	E/6	-E/3	E/√24	E/√8	V'2	5
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	E/2	0	-E/6	E/3	-E/6	-E/√24	-E/√8	V3	6
-1	0	-1	0	0	0	1	0	0	-E/2	0	-E/2	-E/6	E/3	-E/6	-E/√24	E/√8	V'3	7
0	1	1	0	1	1	1	1	1	0	E/2	E/2	-E/3	E/6	E/6	-E/√6	0	V4	8
-1	0	0	0	0	0	1	0	0	-E/2	0	0	-E/3	E/6	E/6	-E/√6	0	V'4	9
0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	0	E/2	-E/6	-E/6	E/3	-E/√24	-E/√8	V5	10
-1	-1	0	0	0	0	0	0	0	E/2	-E/2	0	-E/6	-E/6	E/3	-E/√24	-E/√8	V'5	11
1	0	1	1	1	0	1	1	1	E/2	E/2	E/2	E/6	-E/3	E/6	E/√24	-E/√8	V6	12
0	-1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	E/6	-E/3	E/6	E/√24	-E/√8	V'6	13
1	1	1	1	1	1	1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	V7	14
1	0	-1	1	1	0	1	0	0	E/2	E/2	-E/2	E/2	0	-E/2	E√2/√8	E/√8	V9	15
0	1	-1	0	1	1	1	0	0	0	E/2	-E/2	0	E/2	E/2	0	E/√2	V10	16
-1	1	0	0	0	1	1	0	1	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E√2/√8	E/√8	V11	17
-1	0	1	0	0	0	1	1	1	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E/2	-E√2/√8	-E/√8	V12	18
0	-1	1	0	1	0	0	1	1	0	-E/2	E/2	0	-E/2	E/2	0	-E/√2	V13	19
1	-1	0	1	1	0	0	0	1	E/2	-E/2	0	E/2	-E/2	0	E√2/√8	-E/√8	V8	20
-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	V14	21
-1	-1	-1	1	1	0	0	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	E√2/√3	0	V15	22
-1	1	-1	1	1	1	1	0	0	E/2	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/√6	E/√2	V16	23
-1	1	-1	0	0	1	1	0	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	-E/√6	E/√2	V17	24
-1	1	1	0	0	1	1	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	-E√2/√3	0	V18	25
-1	-1	1	0	0	0	0	1	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	-E/√6	-E/√2	V19	26
1	-1	1	1	1	0	0	1	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	E/√6	-E/√2	V20	27

La figure (II-14) montre la représentation, de 27 vecteurs de tension pour un onduleur à trois niveaux. Selon la grandeur des vecteurs de tension, nous les divisions en quatre groupes : [18]

- Les vecteurs nuls de tension (VNT):  $V_0$ ,  $V_7$  et  $V_{14}$ , qui se trouvent au milieu du diagramme. Ces vecteurs connectent les trois phases au même niveau de tension.



**Fig. (II-16)** (a)représentation des vecteurs plans ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) du trois niveau [27] et (b) : les états de commutation pour un onduleur à trois niveaux.[18]

- Les vecteurs courts de tension (VCT) :  $V_1$ ,  $V_1'$ ,  $V_2$ ,  $V_2'$ ,  $V_3$ ,  $V_3'$ ,  $V_4$ ,  $V_4'$ ,  $V_5$ ,  $V_5'$ ,  $V_6$  et  $V_6'$ , Qui peuvent être obtenus par deux vecteurs différents.
- Les vecteurs moyens de tension (VMT) :  $V_8$ ,  $V_9$ ,  $V_{10}$ ,  $V_{11}$ ,  $V_{12}$ , et  $V_{13}$ , qui ont toujours une sortie connectée au point milieu du bus continu.
- Les vecteurs longs de tension (VLT) :  $V_{15}$ ,  $V_{16}$ ,  $V_{17}$ ,  $V_{18}$ ,  $V_{19}$  et  $V_{20}$ , qui génèrent l'amplitude de la tension de sortie la plus grande

La surface de l'hexagone peut être divisé en six secteurs (A à F), chaque secteur est divisée en quatre régions (1 à 4) donner tout à fait 24 régions.

Comme dans les onduleurs de tension à deux niveaux, la technique MLI vectorielle appliqué aux onduleurs multi-niveaux suit les mêmes étapes de calcul:

- Détermination des rapports cycliques des vecteurs de commutation  $T_a$ ,  $T_b$ ,  $T_c$  pour chaque région.
- Détermination du période de commutation de chaque interrupteur ( $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{b1}$ ,  $S_{b2}$ ,  $S_{c1}$ ,  $S_{c2}$ ) [18]

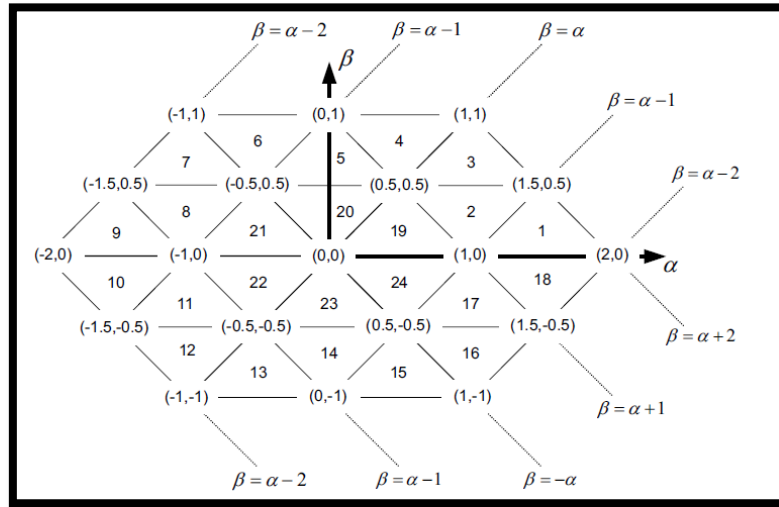
## II-20-2 Détermination du numéro de triangle

Pour déterminer le numéro du triangle dans le diagramme vectorielle de l'onduleur a trois niveaux (fig. II.16.a) on suit les étapes suivantes :

- 1- Transformation le diagramme vectoriel en utilisant le changement de repère suivant :

Le vecteur de référence est change grâce à vecteur de espace par un facture  $(3, \sqrt{3})/Udc$ . On obtient le diagramme montré dans la figure (II.17)

2- Détermination du numéro de triangle on suivant les étapes suivantes :



**Fig. (II.17)** transforme du vecteur espace avec le nombre du triangle [27]

- Définition des coordonnées de chaque triangle talque la pointe gauche est représenté par le point A ( $a\alpha, a\beta$ ) et la droite B ( $b\alpha, b\beta$ ) et le troisième par le point C ( $c\alpha, c\beta$ )
- Détermination du numéro du triangle par le code suivant

```
i=2;
While (i-1 > (-va+vb))
    i=i-1
j=-2
While (j+1 < (va+vb))
    j=j+1
talque i et j intègre [-2,2] et  $U\alpha$  et  $U\beta$  reale et imagine
```

```
a_alpha= (1/2). (j-i)
a_beta= (1/2). (i+j)
b_alpha=a_alpha+1
b_beta=a_beta
c_alpha=a_alpha+ (1/2)
SI vb >= a_beta
c_beta=a_beta+0.5
c_beta=a_beta-0.5
```

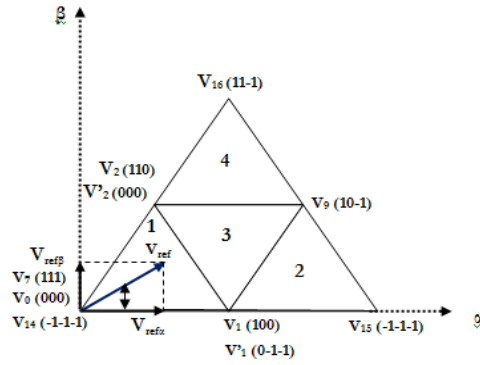
### II-20-3 Calcul des rapports cycliques des vecteurs de commutation

On prend le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur A:

#### Région 1

La figure (II-17) représente la projection du vecteur de référence lorsqu'il se trouve dans la

Première région du secteur



**Fig. (II-18)** Projection du vecteur de référence dans la première région

Les vecteurs concernent sont: V0 ou V7 ou V14, V1 ET V2

$$\int_0^{Tm} Vref. dt = \int_0^{Ta} v1. dt + \int_{Ta}^{Ta+Tc} v2. dt + \int_{Ta+Tc}^{Tm} v0. dt \quad (\text{II-37})$$

$$Tm.Vref = Ta.v1 + Tc.v2 \quad (\text{II-38})$$

$$Tm.Vref. \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} = Ta. \frac{1}{\sqrt{6}} E \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + Tc. \sqrt{\frac{2}{3}} E \begin{bmatrix} \cos\frac{\pi}{3} \\ \sin\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-39})$$

$$Tm.Vref. \cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}. Ta + \frac{E}{\sqrt{6}}. Tc. \frac{1}{2} \quad (\text{II-40})$$

$$Tm.Vref. \sin\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}. Tc. \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{II-41})$$

$$Tm = Ta + Tb + Tc$$

$$(40) \Rightarrow \frac{E}{2\sqrt{2}}. Ta = Tm.Vref. \sin\theta \frac{\sqrt{3}}{2}. Tc = \frac{2\sqrt{2}.Tm.Vref}{E}. \sin\theta \Rightarrow (\text{II-41}) \text{ On remplace l'expression}$$

du Tc dans (II-39) on trouve

$$Tm.Vref. \cos\theta = \frac{E}{\sqrt{6}}. Ta + \frac{E}{\sqrt{6}}. \frac{2\sqrt{2}.Tm.Vref}{E}. \sin\theta. \frac{1}{2}. Ta = \frac{2\sqrt{2}.Tm.Vref}{E}. \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$(41) \Rightarrow Tb = Tm - Ta - Tc = Tm. \left[ 1 - \frac{2\sqrt{2}.Vref}{E}. \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right) \right]$$

On prend:

$$K = \frac{2\sqrt{2}.Tm.Vref}{E}$$

Donc

$$T_a = K \cdot T_m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$T_b = T_m [1 - K \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)]$$

$$T_c = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$$

De la même manière on calcul les temps de commutation pour les autres secteurs (de **B** à **F**), avec la région reste et on résume ça dans le tableau suivant

**Tableau (II-4)** Les expressions analytiques du temps de commutation pour les vecteur de Tension dans les différents secteurs et régions

Secteur	Région 1	Région 2	Région 3	Région 4
A	$T_a = K \cdot T_m \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$ $T_b = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_c = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$	$T_a = T_m \cdot [2 - K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_b = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$ $T_c = T_m \cdot [K \cdot \sin(\pi/3 - \theta) - 1]$	$T_a = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\theta)]$ $T_b = T_m \cdot [K \cdot \sin(\pi/3 + \theta) - 1]$ $T_c = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$	$T_a = T_m \cdot [K \cdot \sin(\theta) - 1]$ $T_b = K \cdot T_m \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$ $T_c = T_m \cdot [2 - K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$
B	$T_a = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta - \pi/3)$ $T_b = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\theta)]$ $T_c = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta + \pi/3)$	$T_a = T_m \cdot [K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_b = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta - \pi/3)$ $T_c = T_m \cdot [2 - K \cdot \sin(\theta)]$	$T_a = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_b = T_m \cdot [K \cdot \sin(\theta) - 1]$ $T_c = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$	$T_a = T_m \cdot [2 - K \cdot \sin(\theta)]$ $T_b = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta + \pi/3)$ $T_c = T_m \cdot [K \cdot \sin(\theta - \pi/3) - 1]$
C	$T_a = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$ $T_b = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$ $T_c = -K \cdot T_m \cdot \sin(\theta + \pi/3)$	$T_a = T_m \cdot [2 - K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$ $T_b = -K \cdot T_m \cdot \sin(\theta + \pi/3)$ $T_c = T_m \cdot [K \cdot \sin(\theta) - 1]$	$T_a = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_b = T_m \cdot [K \cdot \sin(\theta - \pi/3) - 1]$ $T_c = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\theta)]$	$T_a = -T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_b = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$ $T_c = T_m \cdot [2 - K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$
D	$T_a = -K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$ $T_b = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_c = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta - \pi/3)$	$T_a = T_m \cdot [K \cdot \sin(\theta - \pi/3) - 1]$ $T_b = -K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$ $T_c = T_m \cdot [2 + K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$	$T_a = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$ $T_b = -T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_c = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta)]$	$T_a = T_m \cdot [2 + K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$ $T_b = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta - \pi/3)$ $T_c = -T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta)]$
E	$T_a = -K \cdot T_m \cdot \sin(\theta + \pi/3)$ $T_b = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta)]$ $T_c = K \cdot T_m \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$	$T_a = T_m \cdot [2 + K \cdot \sin(\theta)]$ $T_b = K \cdot T_m \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$ $T_c = -T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$	$T_a = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$ $T_b = -T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta)]$ $T_c = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$	$T_a = T_m \cdot [K \cdot \sin(\pi/3 - \theta) - 1]$ $T_b = -K \cdot T_m \cdot \sin(\theta + \pi/3)$ $T_c = T_m \cdot [2 + K \cdot \sin(\theta)]$
F	$T_a = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta + \pi/3)$ $T_b = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$ $T_c = -K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$	$T_a = -T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta)]$ $T_b = K \cdot T_m \cdot \sin(\theta + \pi/3)$ $T_c = T_m \cdot [2 + K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$	$T_a = T_m \cdot [1 + K \cdot \sin(\theta)]$ $T_b = T_m \cdot K \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$ $T_c = T_m \cdot [1 - K \cdot \sin(\pi/3 + \theta)]$	$T_a = T_m \cdot [2 + K \cdot \sin(\theta - \pi/3)]$ $T_b = -K \cdot T_m \cdot \sin(\theta)$ $T_c = T_m \cdot [K \cdot \sin(\pi/3 + \theta) - 1]$

#### II-20-4 Calcul des temps de commutation pour chaque interrupteur

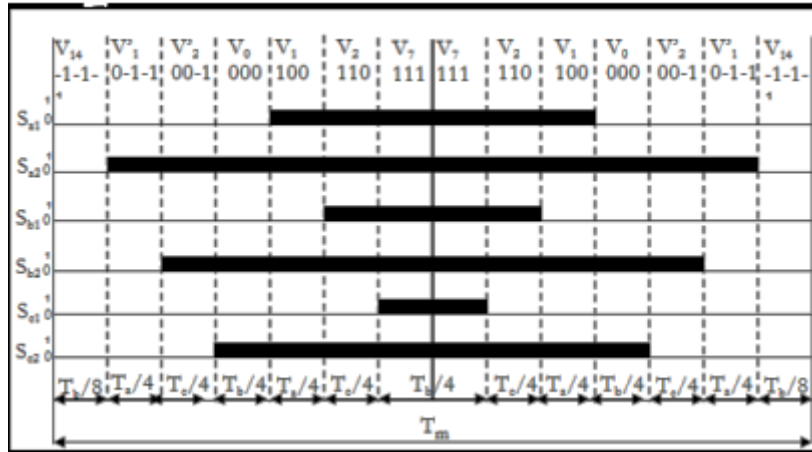
Pour chacun des secteurs, nous allons décrire les différentes formes d'ondes obtenues. Il faut tenir compte plusieurs propriétés choisies pour avoir une MLI symétrique en termes de commutation. Chaque forme d'onde est symétrique par rapport à la demi-période de découpage.

##### ➤ Secteur A

##### ❖ Région 1

La figure (II-19) représente les formes d'ondes montrant l'ordre des états de commutation pour la région 1 dans le secteur A pour les trois bras de l'onduleur (Sa1, Sa2), (Sb1, Sb2) et (Sc1, Sc2). : Ta, Tb et Tc sont respectivement les temps d'application des vecteurs (V1 ou V'1), (V0 ou V7 ou V14) et (V2, V'2). Avec : (Si1, Si2): sont respectivement les temps de commutation des interrupteurs en haut (Ki1, Ki2) pour le bras i. [18]

Avec : (i=a, b, c)



**Fig. (II-19)** les temps de commutation pour les interrupteurs en haut de l'onduleur dans la région 1 du secteur A

Donc on peut calculer les temps de commutation des commutateurs pour les trois bras de l'onduleur à trois niveaux à partir de cette figure:

$$Sa1 = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow Sa1 = \frac{T_a}{2} + \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4} \quad (\text{II-42})$$

$$Sa2 = 2 \cdot \left( \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow Sa2 = Sa1 + \frac{1}{2}(Ta + Tb + Tc) \quad (\text{II-43})$$

$$Sb1 = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{2} \right) \Rightarrow Sb1 = \frac{T_c}{2} + \frac{T_b}{4} \quad (\text{II-44})$$

$$Sb2 = 2 \cdot \left( \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow Sb2 = Sb1 + \frac{1}{2}(Ta + Tb + Tc) \quad (\text{II-45})$$

$$Sc1 = \frac{T_b}{4} \quad (\text{II-46})$$

$$Sc2 = 2 \cdot \left( \frac{T_b}{4} + \frac{T_a}{4} + \frac{T_c}{4} + \frac{T_b}{8} \right) \Rightarrow Sc2 = Sc1 + \frac{1}{2}(Ta + Tb + Tc) \quad (\text{II-47})$$

De la même manière on Calcul les temps de commutation pour chaque interrupteur pour les autres secteurs (de B à F)

## II.21 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a appliqué une méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux et à trois niveaux de tension à diode de bouclage (type NPC). Cette méthode est basée sur la décomposition du diagramme vectorielle de l'onduleur à trois niveaux en six diagrammes vectoriels de l'onduleur à deux niveaux. Ces décompositions permettent de réduire considérablement la complexité de l'algorithme et le temps de calcul. Cette technique de modulation (SVM) peut être étendue à des onduleurs de niveaux plus élevés.

L'algorithme de la commande vectorielle est appliqué sur l'onduleur à trois niveaux est très similaire à l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur conventionnel à deux niveaux.

Dans le dernier chapitre, on présentera la simulation et l'interprétation des résultats des différentes commandes telles que la commande en pleine onde et la commande la commande vectorielle.



***CHAPITRE III***  
***SIMULATION ET***  
***INTERPRÉTATIONS***  
***DES RÉSULTATS***

### III.1 Introduction

Actuellement, plusieurs outils de simulation sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires. La simulation de ce travail est faite par l'utilisation du logiciel MATLAB/Simulink qui est destiné principalement au calcul scientifique, de la modélisation et de la simulation, le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK permettant une modélisation basée sur des schémas blocs.

### III.2 Simulation de l'onduleur de tension à deux niveaux

#### III.2.1 La commande en pleine onde

L'idée de cette structure est basée sur la création de tension à deux niveaux. La tension continue  $E$  est répartie de façon égale entre les deux sources secondaires alimentant chacun l'onduleur de tension. L'onduleur de tension à deux niveaux que nous avons utilisé, comporte des semi-conducteurs de type «IGBT». La commande d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée par des blocs « Pulse Générateur ». Les interrupteurs en bas de l'onduleur sont commandés de façon complémentaire aux interrupteurs de haut.

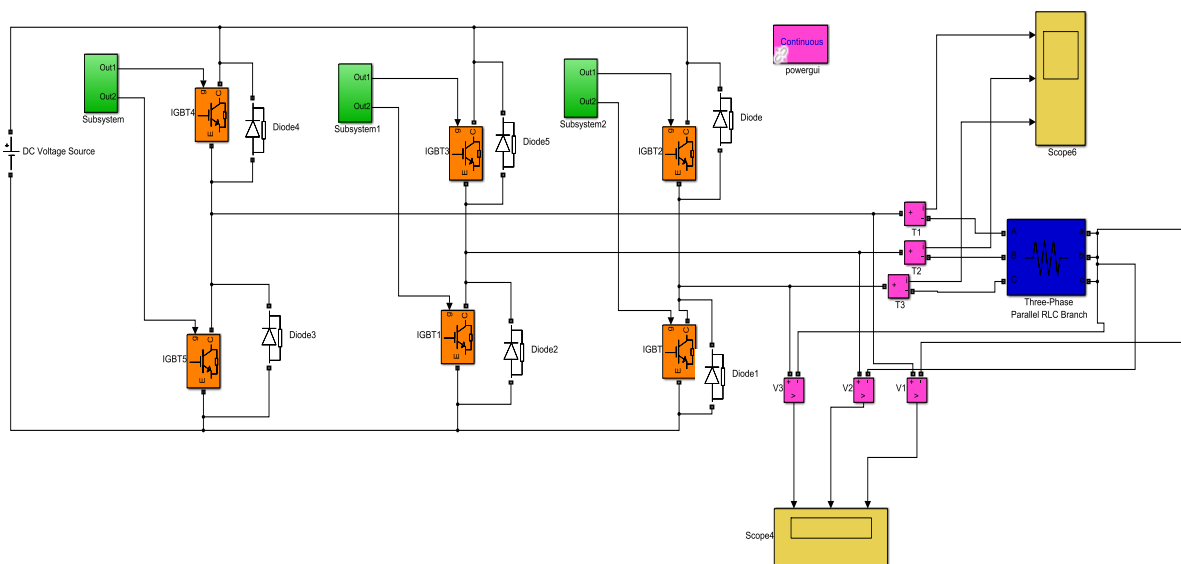


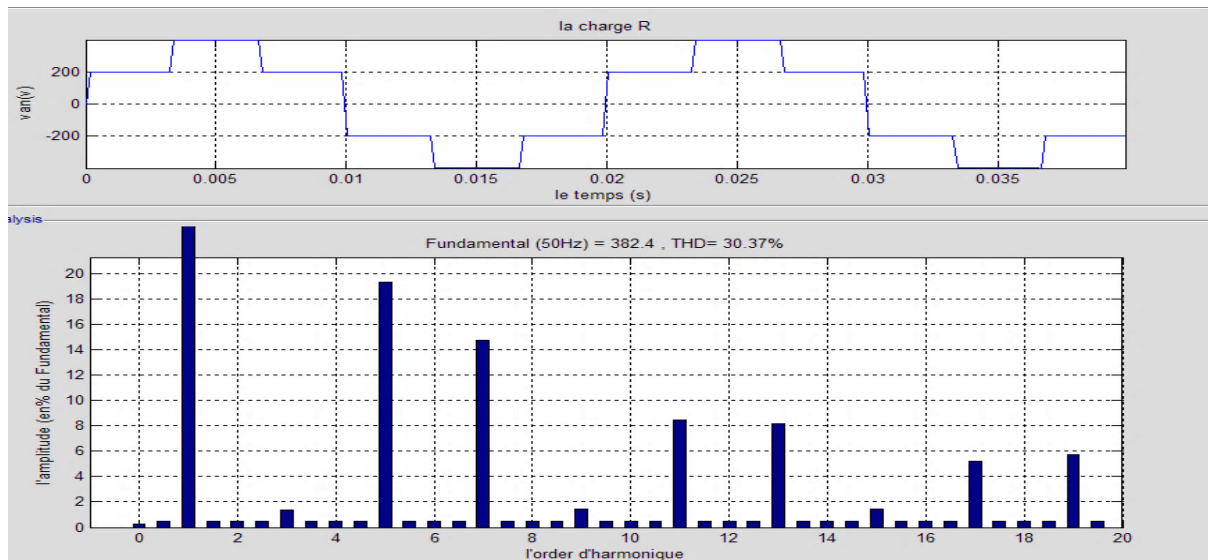
Fig. (III-1) Onduleur de tension à deux niveaux à commande en pleine onde

➤ Résultat de simulation :

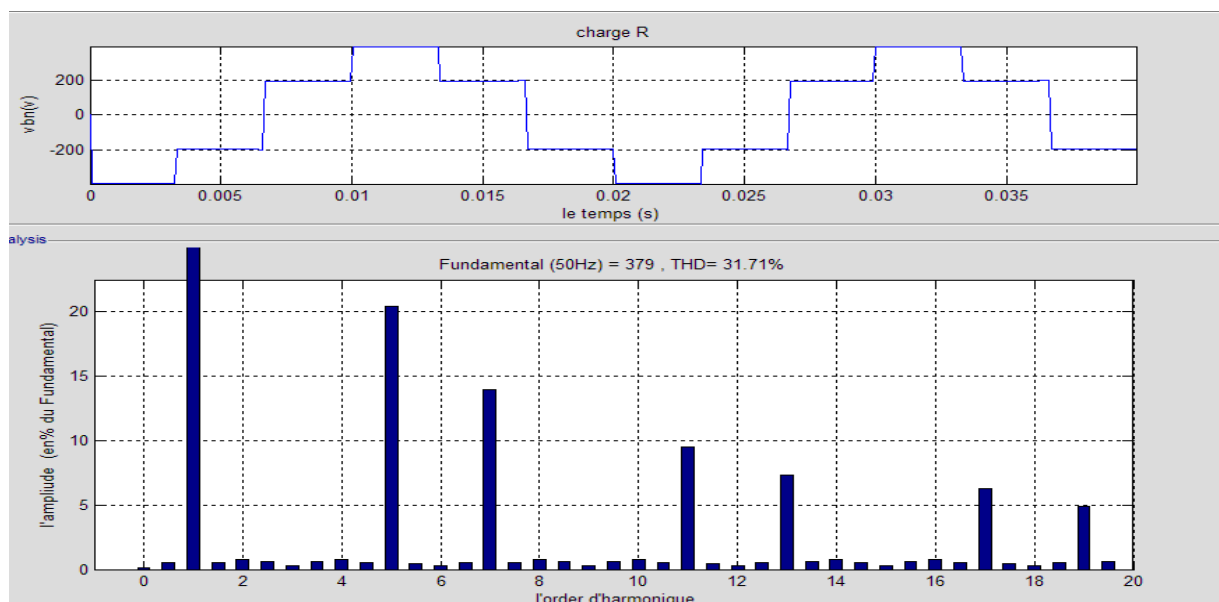
Pour  $R=1\Omega$  et  $L=0.01H$ ,  $f=50\text{Hz}$  ;  $T=1/f$

Charge résistive

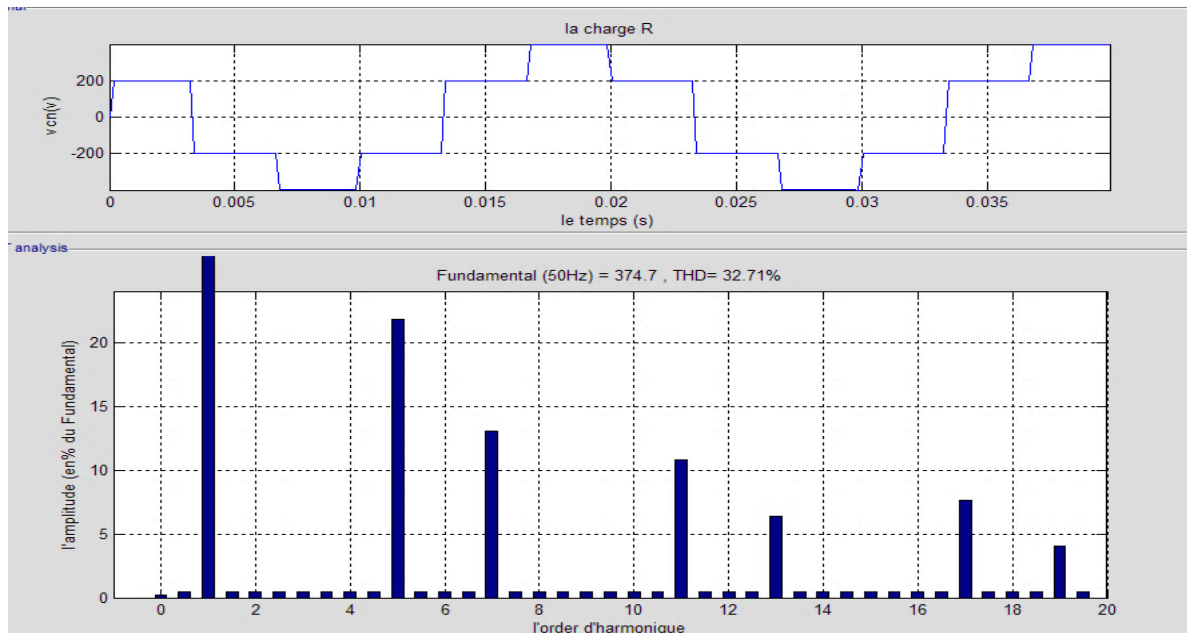
❖ Les tensions



(a)



(b)

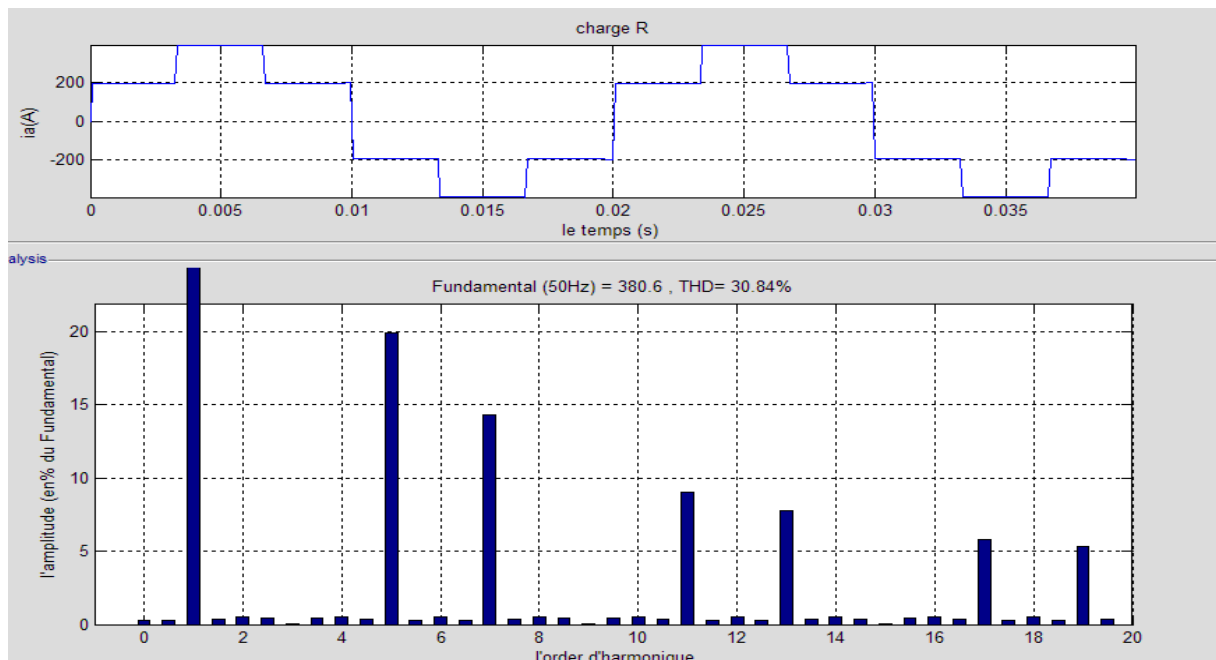


(c)

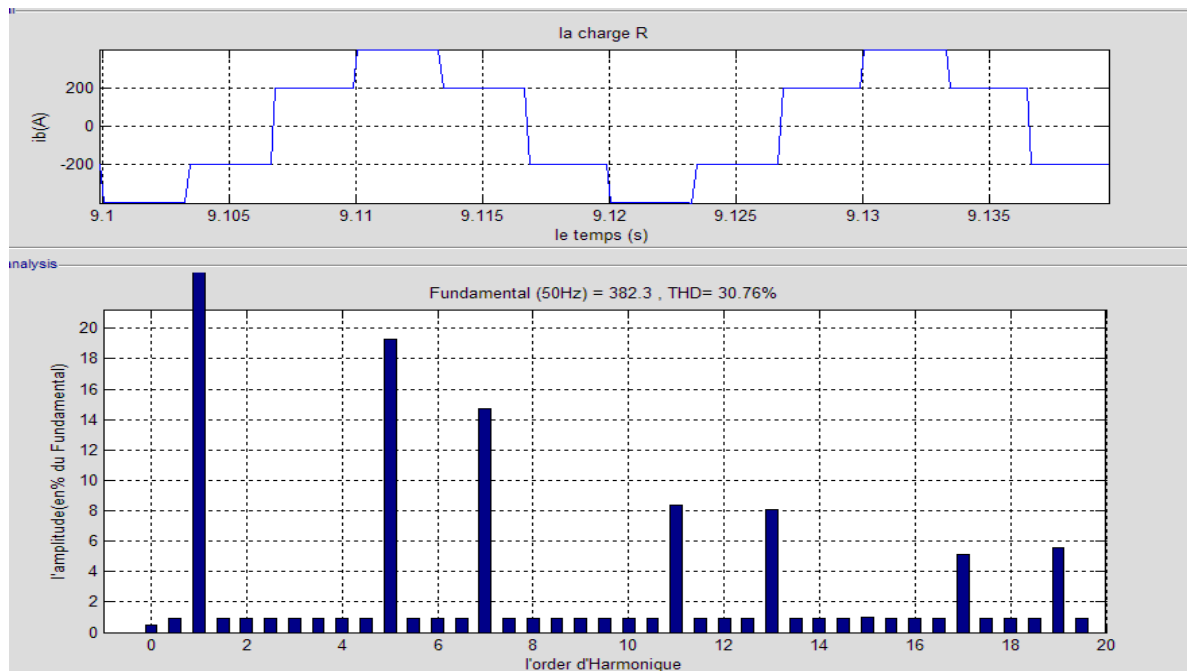
Fig. (III-2) Le spectre d'harmonique de la tension de phase Van, Vbn, Vcn

- Pour la charge R on remarque que les harmonique de range 3 et leur multiples sont nuls mais les harmonique impaire (5, 7,.....) sont d'amplitude importante et charge résistive pas filtré bine le signale avec un THD de 32.18 %

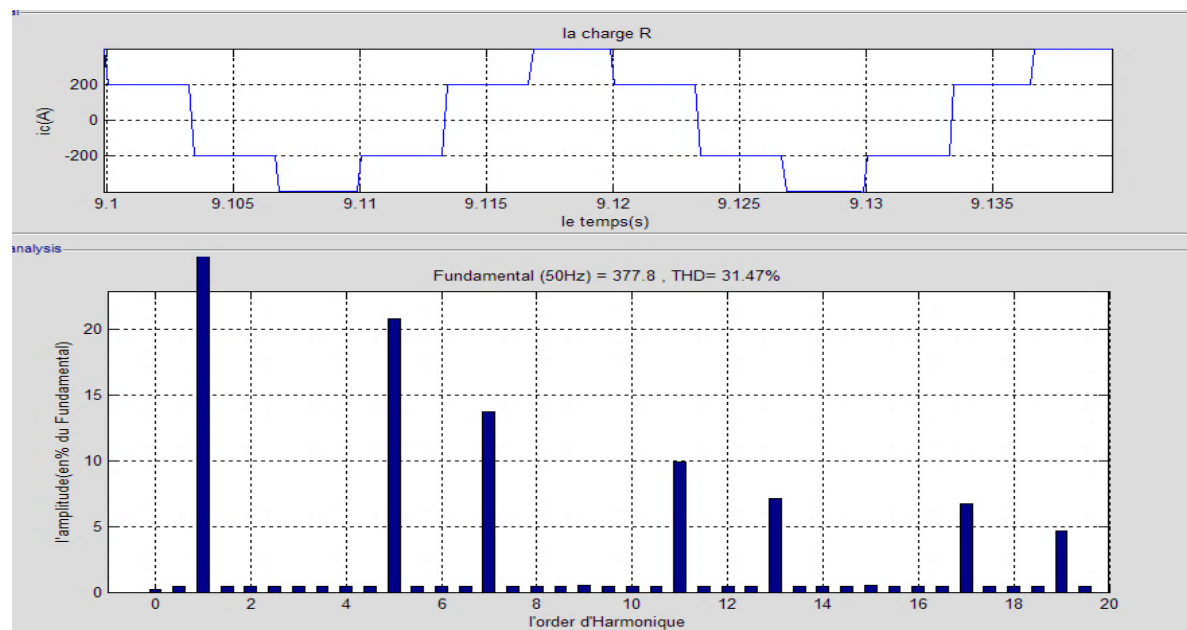
❖ Les courants



(a)



(b)



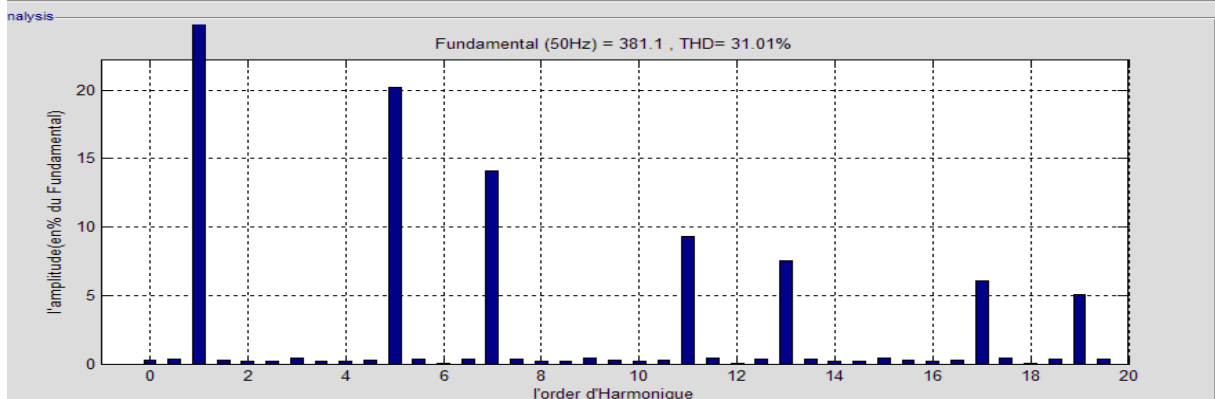
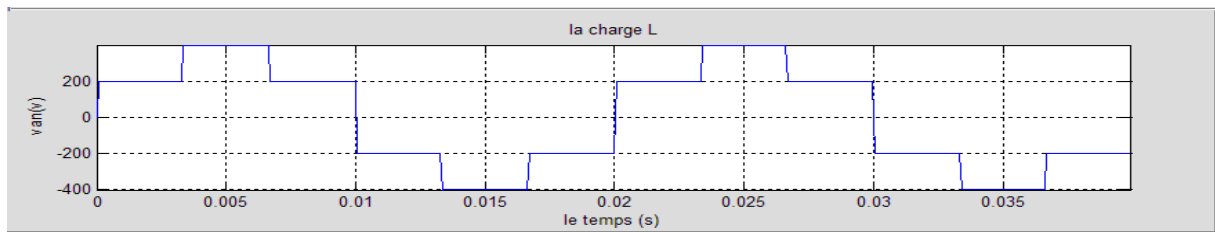
(c)

Fig. (III-3) Le spectre d'harmonique de le courant des phases ia, ib, ic

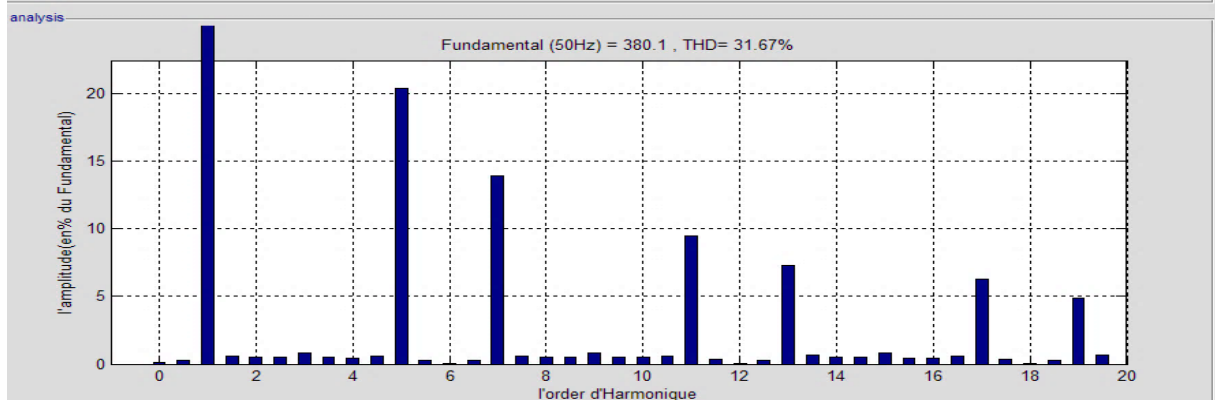
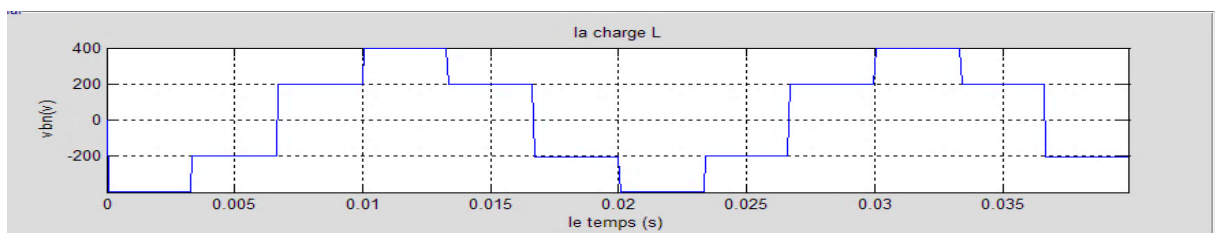
- Pour en charge R on remarque pour un signal de courant tous les harmoniques circulant sont supprimé mais aucune effet sur impaire (5, 7, ...) harmonique et charge résistive pas filtré bine le signale THD=31.47%

Charge inductive:

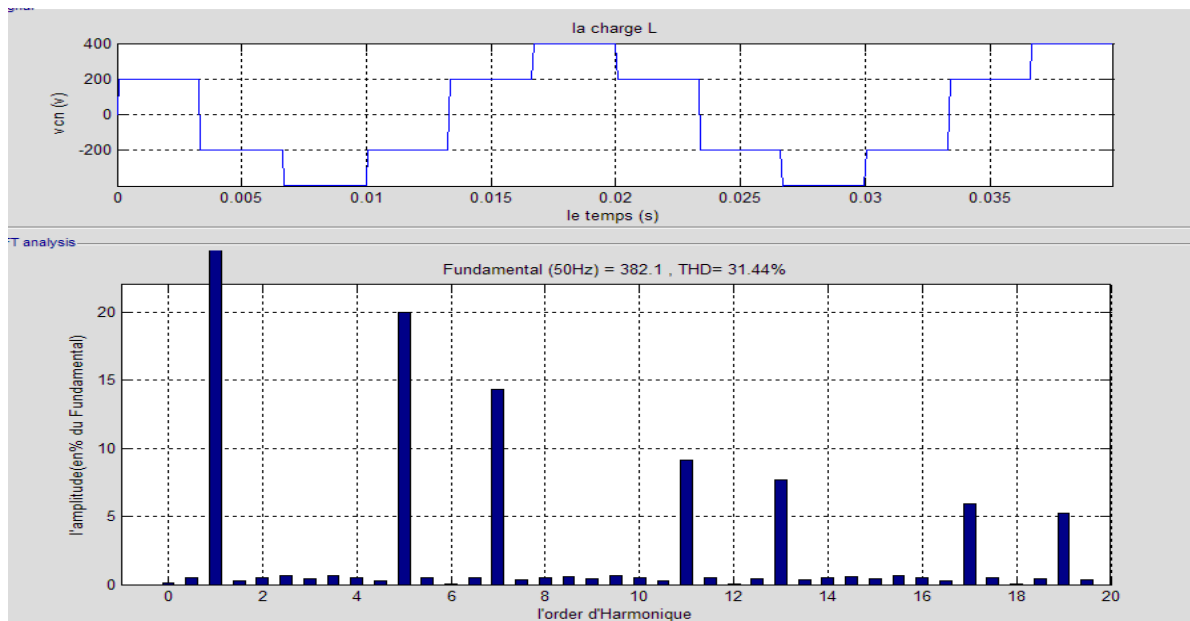
❖ Les tensions



(b)



(b)

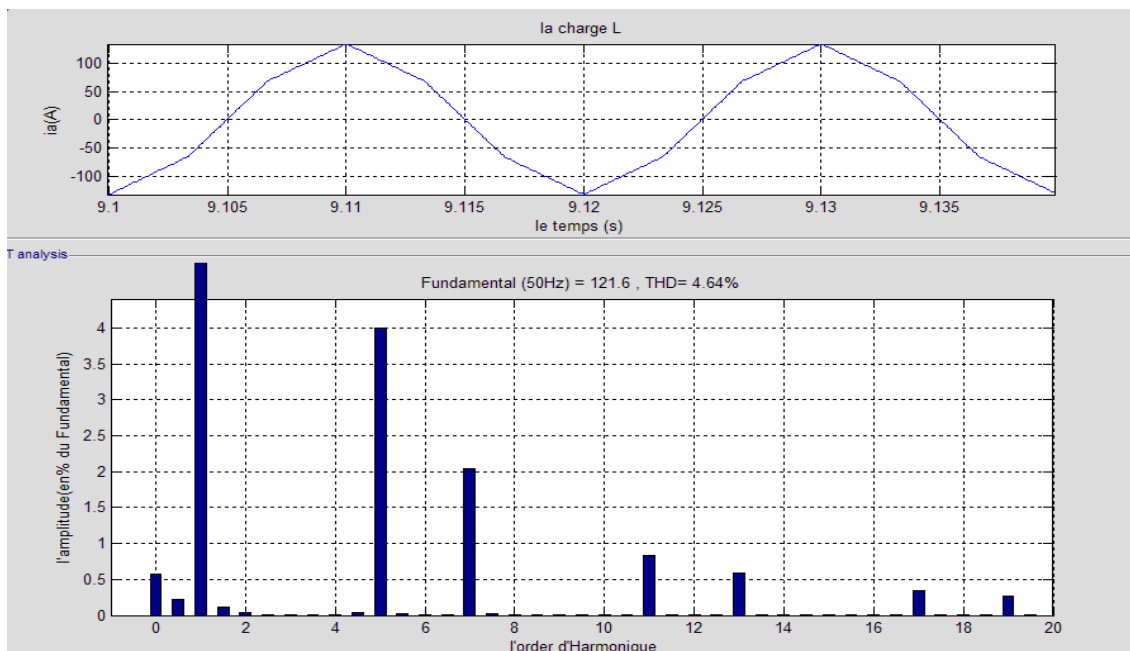


(c)

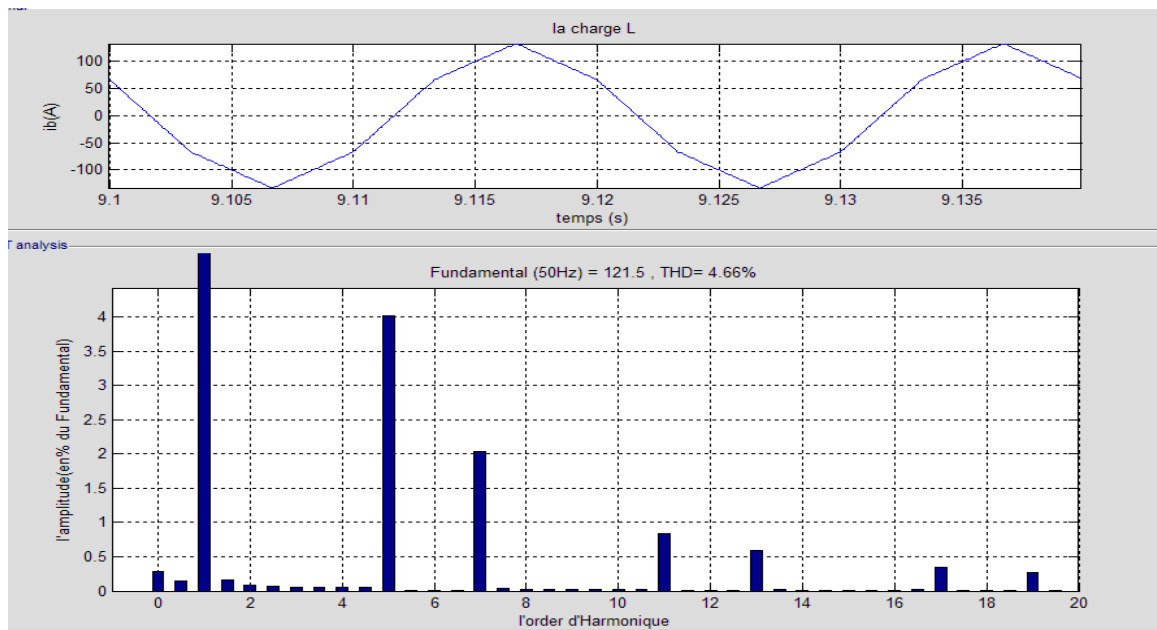
Fig. (III-4) Le spectre d'harmonique de la tension de phase Van, Vbn, Vcn

- Pour L'inductance L on constate que les harmonique proche du signal sont supprimé avec un THD de 31.40% parce que charge inductive bien filtré

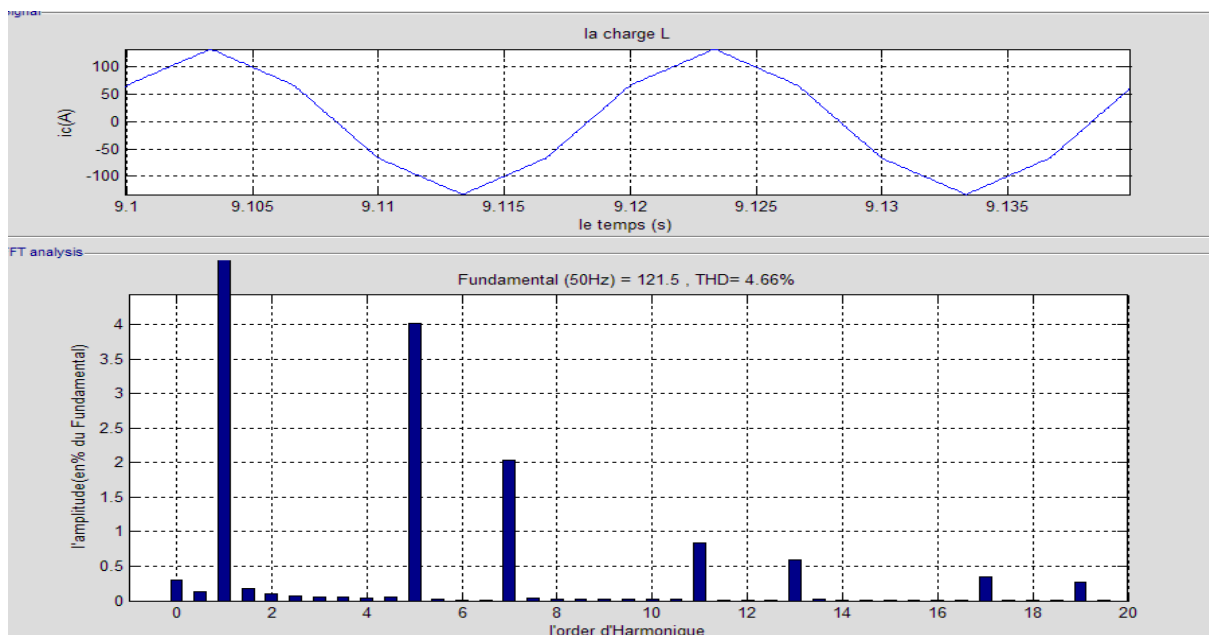
❖ Les courants



(a)



(b)



(c)

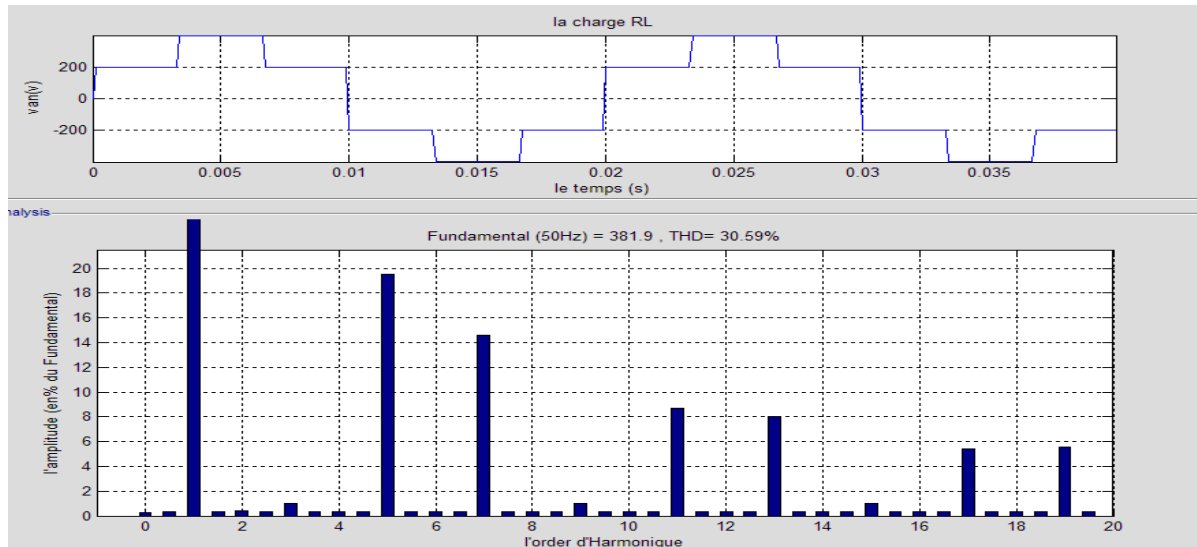
**Fig. (III-5)** Le spectre d'harmonique de la courante de phase  $i_a$ ,  $i_b$  ;  $i_c$

- Le signal de courant pour l'inductance est proche du sinusoïdale et les harmonique sont presque nulle avec THD=4.66% parce que charge inductive bien filtré

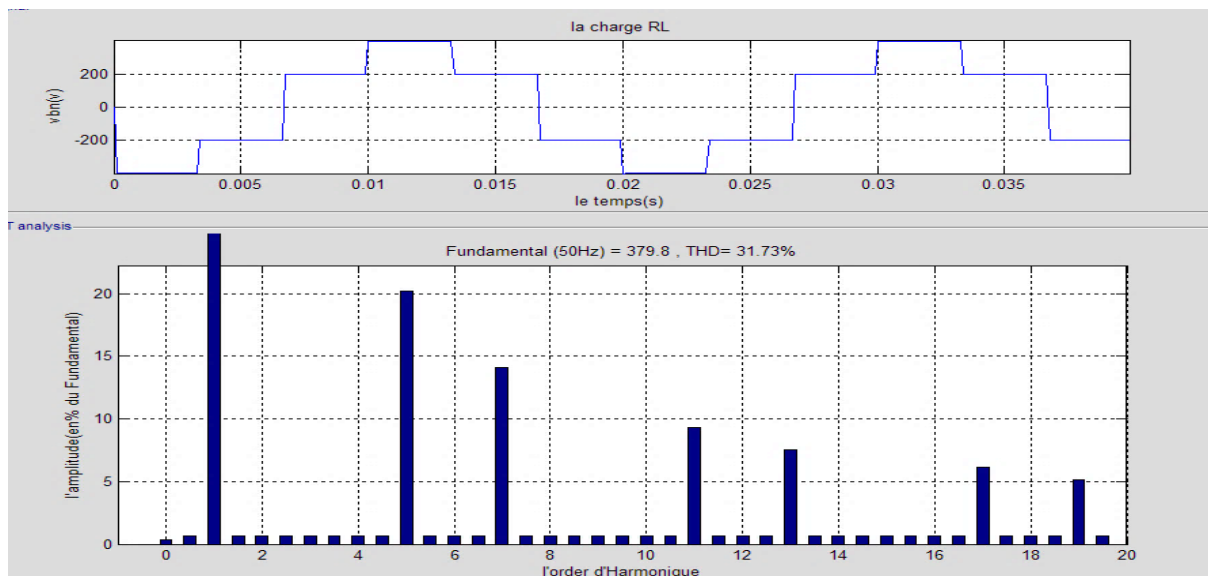


Charge résistive et inductive

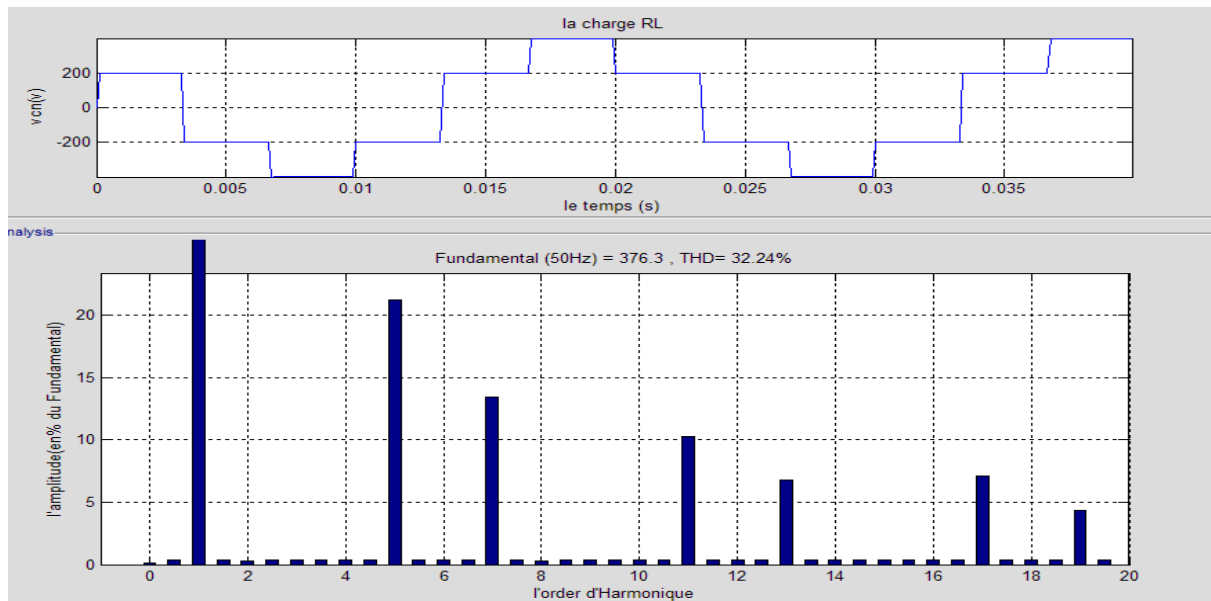
❖ Les tensions



(a)



(b)

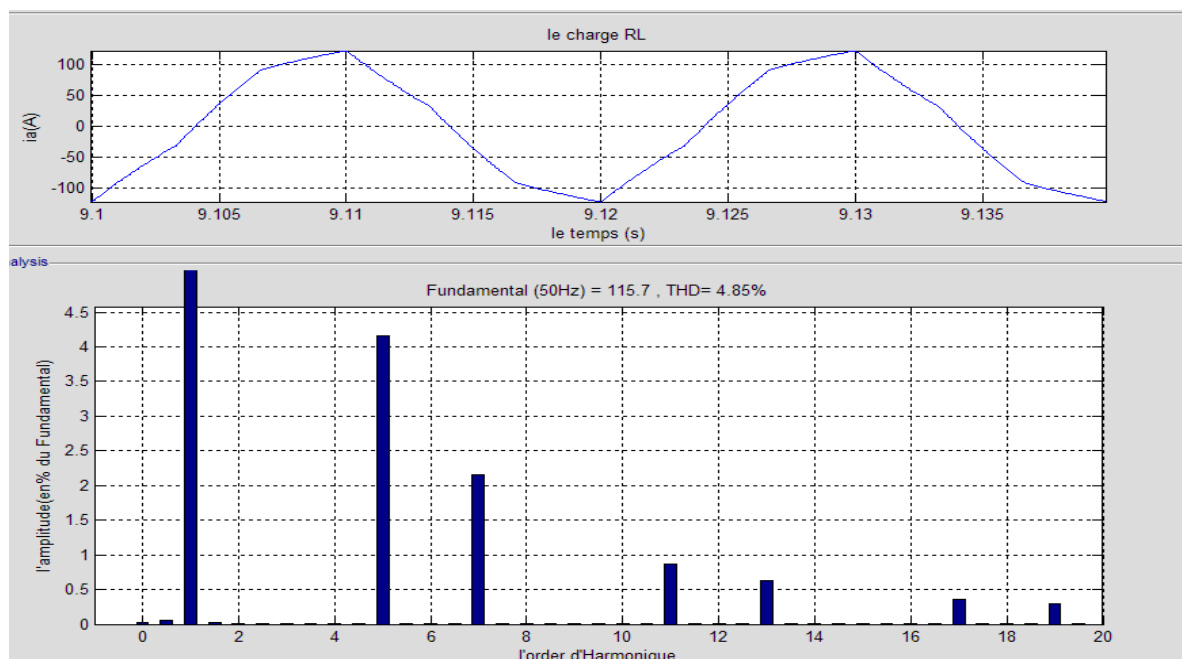


(c)

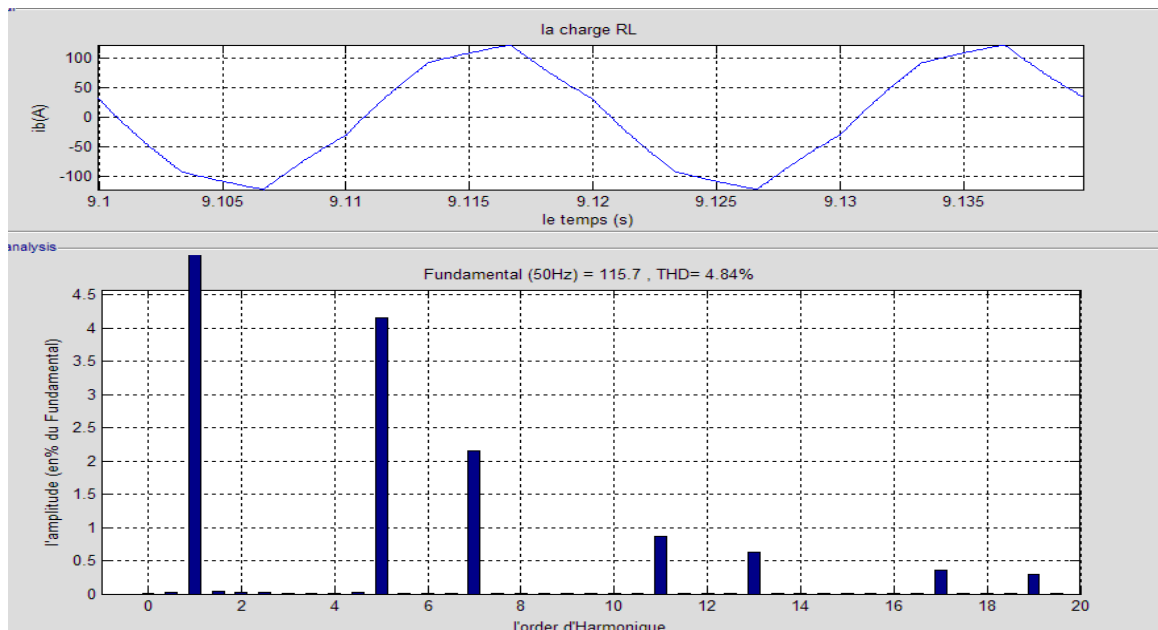
Fig. (III-6) Le spectre d'harmonique de la tension de phase Van, Vbn, Vcn

- Pour en charge RL on remarque que les harmonique du range 3 et leur multiple sont évité mais aucune effet sur les harmonique impaire (5 ,7,.....) avec un THD de 32 ,24% el la charge RL est filtré le signale

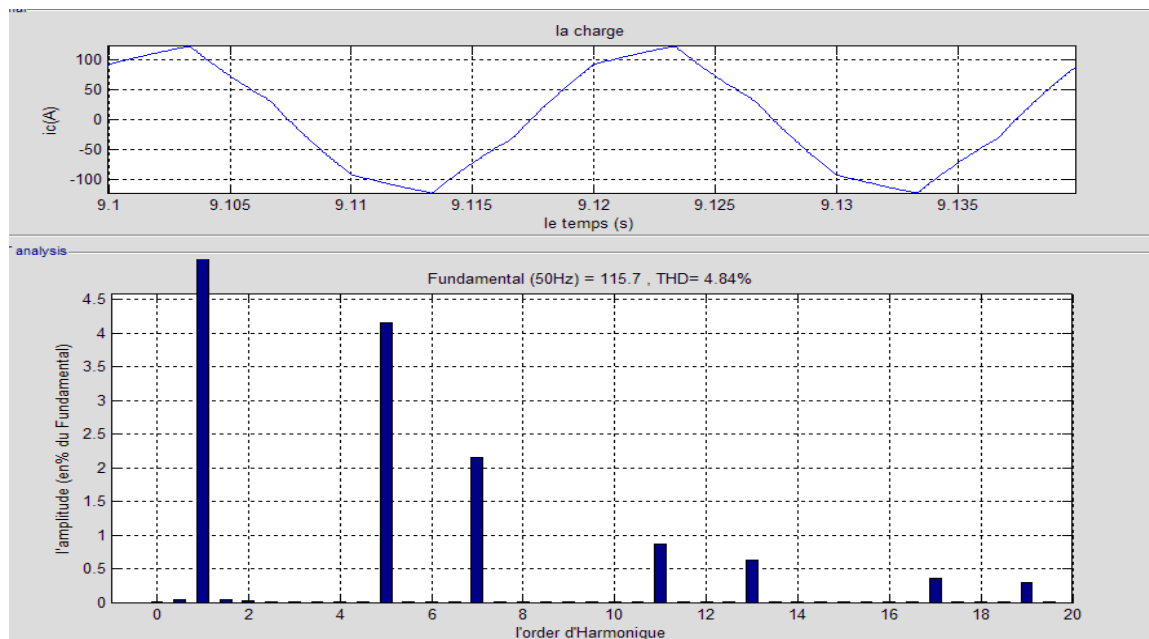
❖ Les courantes



(a)



(b)



(c)

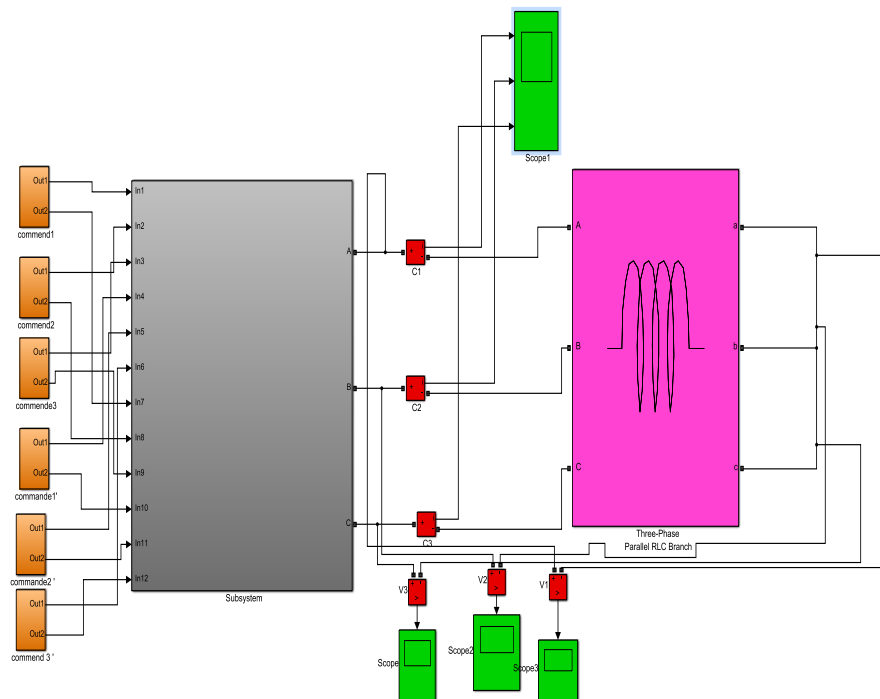
**Fig. (III-7)** Le spectre d'harmonique de la courante de phase  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$

- Le signal de courant pour l'inductance et la résistance est proche d'un signal sinusoïdale et les harmonique presque nulle avec un THD=7.70%

### III.1 Simulation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC

#### III.1.1 La commande en pleine onde

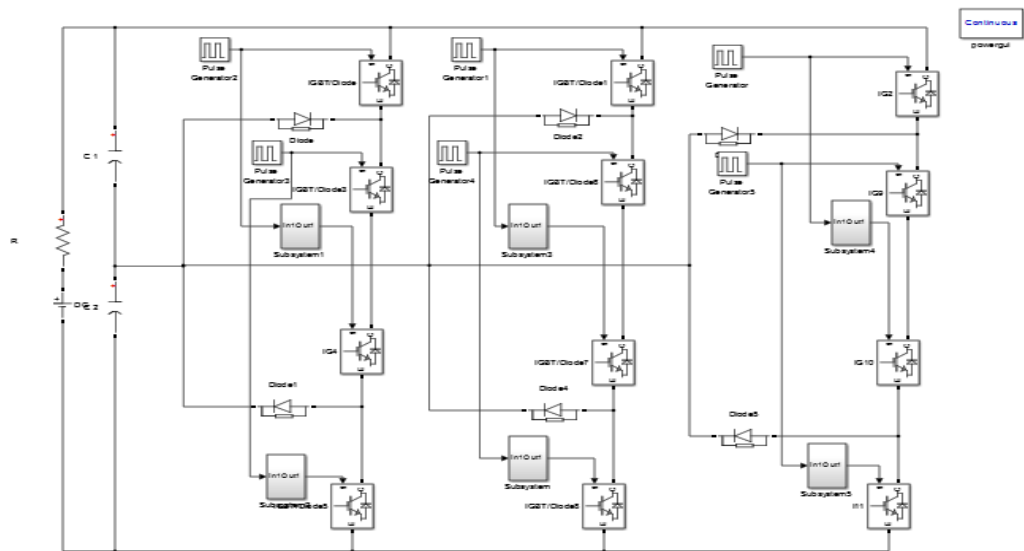
L'idée de cette structure est basée sur la création d'un point milieu qui nous aide à la mise à zéro de l'onduleur de tension à trois niveaux, qui est illustré par l'angle d'allumage  $\alpha = 8.33$  ou le retard imposé à la commande des interrupteurs. La tension continue  $E$  est répartie de façon égale entre les deux sources secondaires alimentant chacun notre onduleur de tension. L'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC que nous avons utilisé, comporte des semi-conducteurs de type « IGBT ». La commande d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée par des blocs « Pulse Générateur ».



**Fig. (III.8)** onduleur de tension à trois niveaux de type NPC à commande en pleine onde



(a)

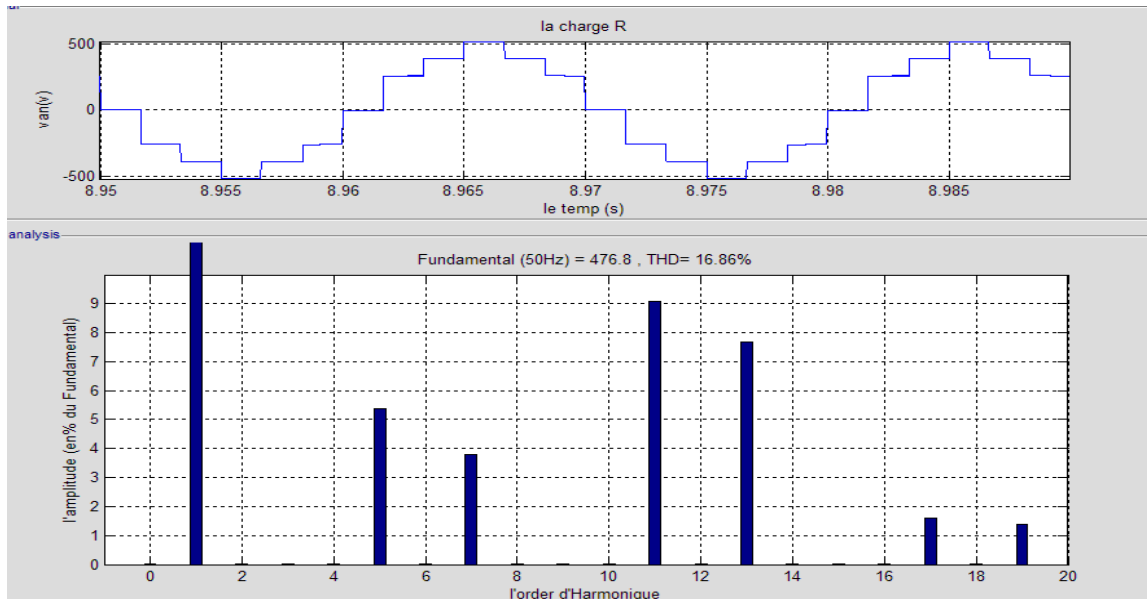


(b)

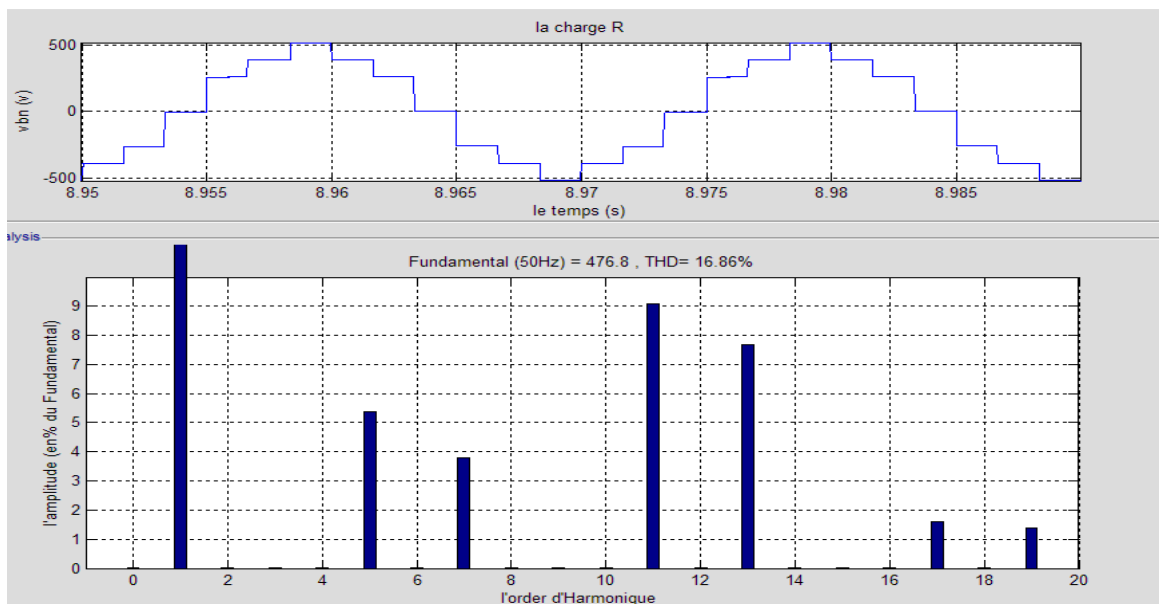
Fig. (III.9) le supsistam (a) et l'équivalent (b)

Charge résistive

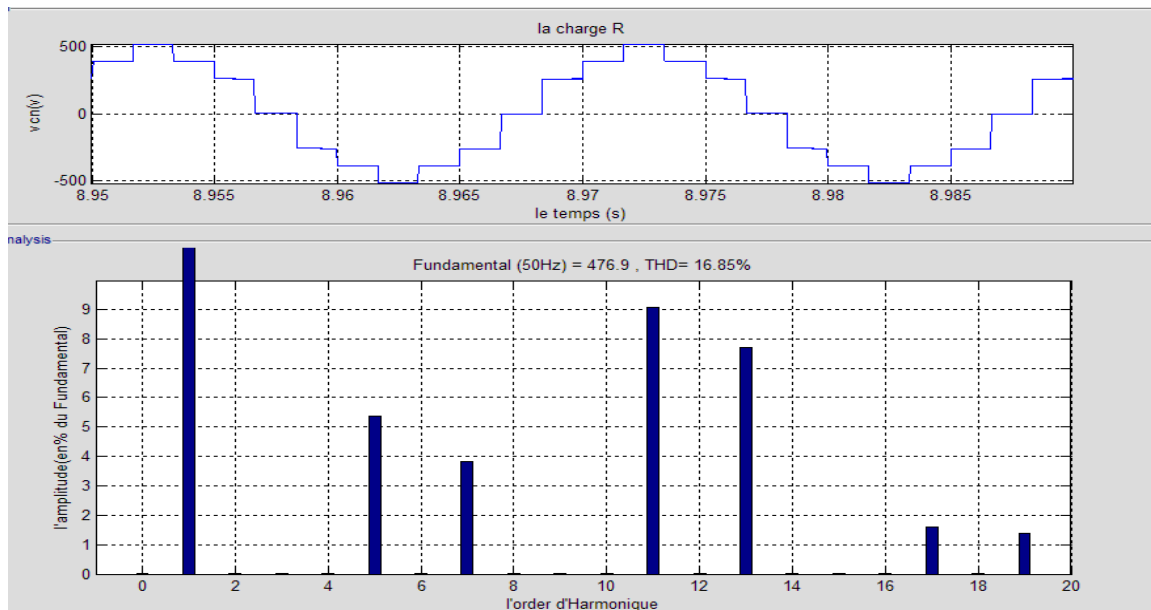
❖ Les tensions



(a)



(b)

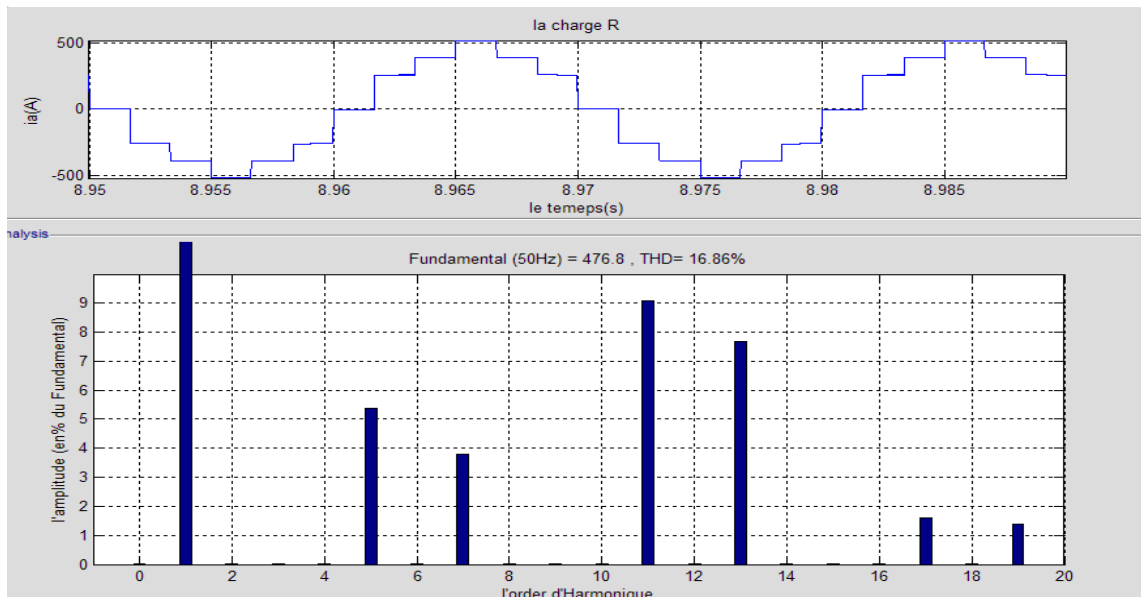


(c)

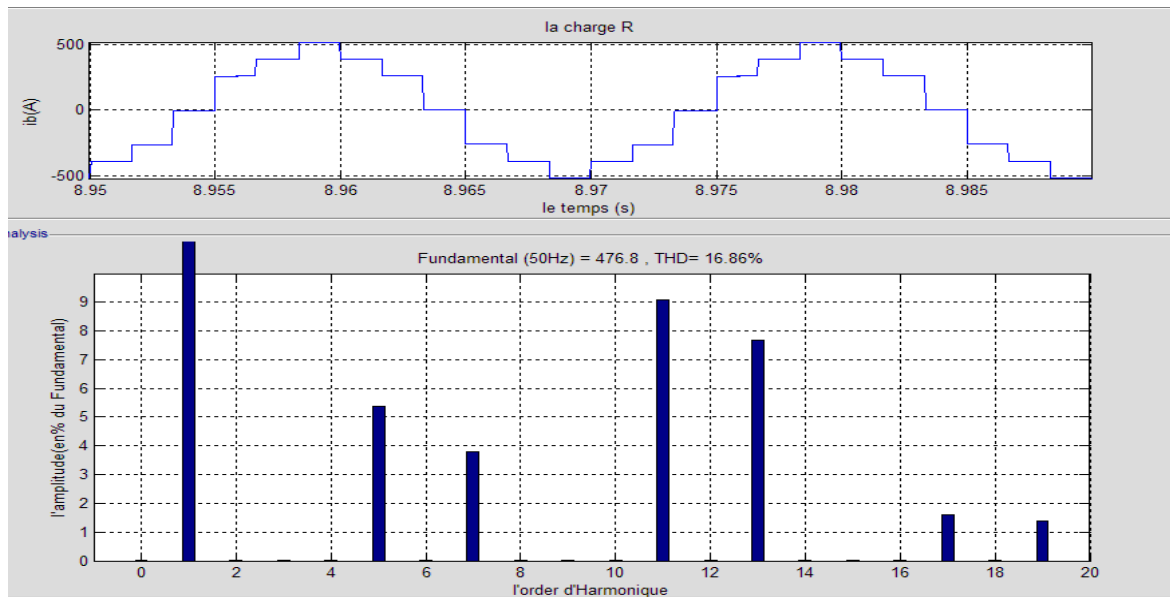
Fig. (III-10) Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$

- Pour la charge R on remarque que les harmonique de range 3 et leur multiples sont nuls et les harmonique impaire (5, 7,.....) sont diminué avec un THD de 17% parce que l'onduleur multi niveaux diminue le THD

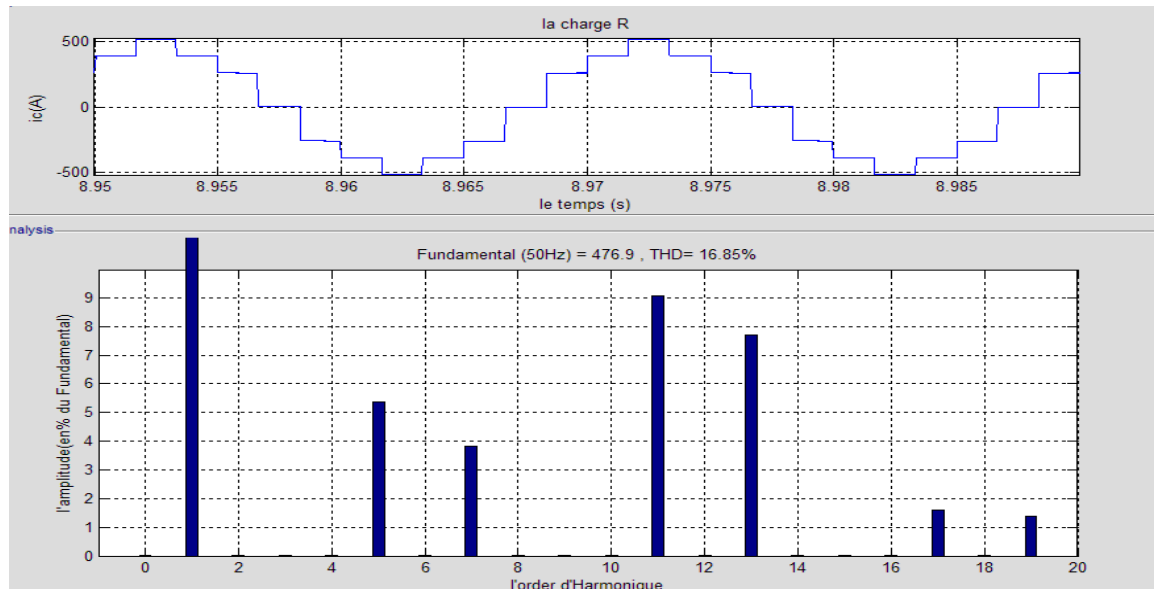
❖ Les courantes



(a)



(b)



(c)

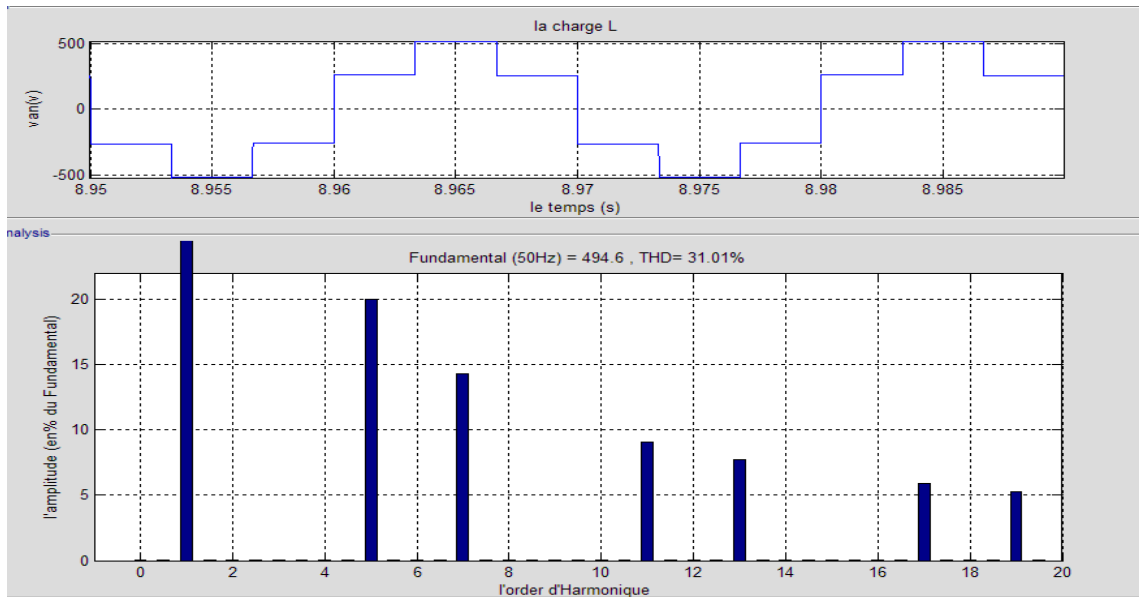
**Fig.(III-11)** Le spectre d'harmonique de la courante de phase ia, ib, ic

- Pour la charge R on remarque que les harmoniques proches du fondamental son nul avec un THD entre 16.85%

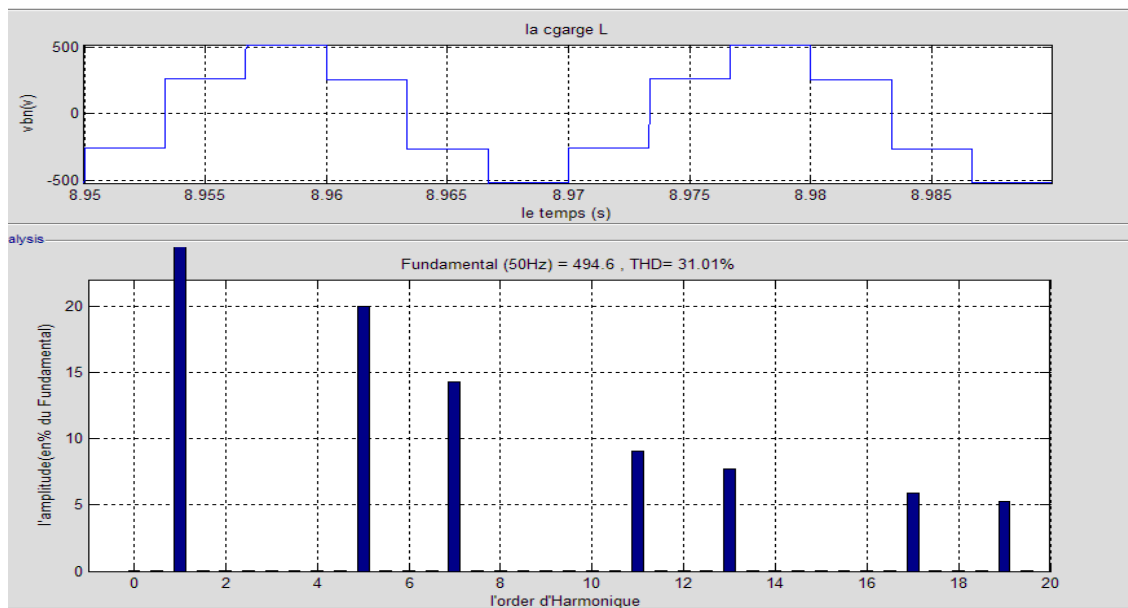


Charge inductive

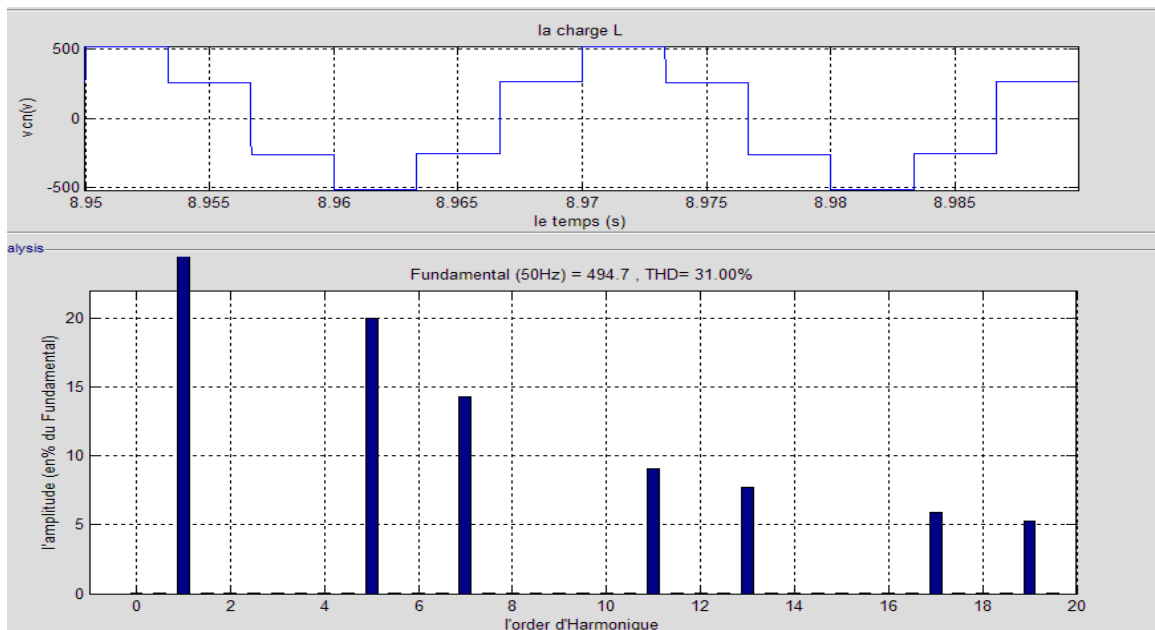
❖ Les tensions



(a)



(b)

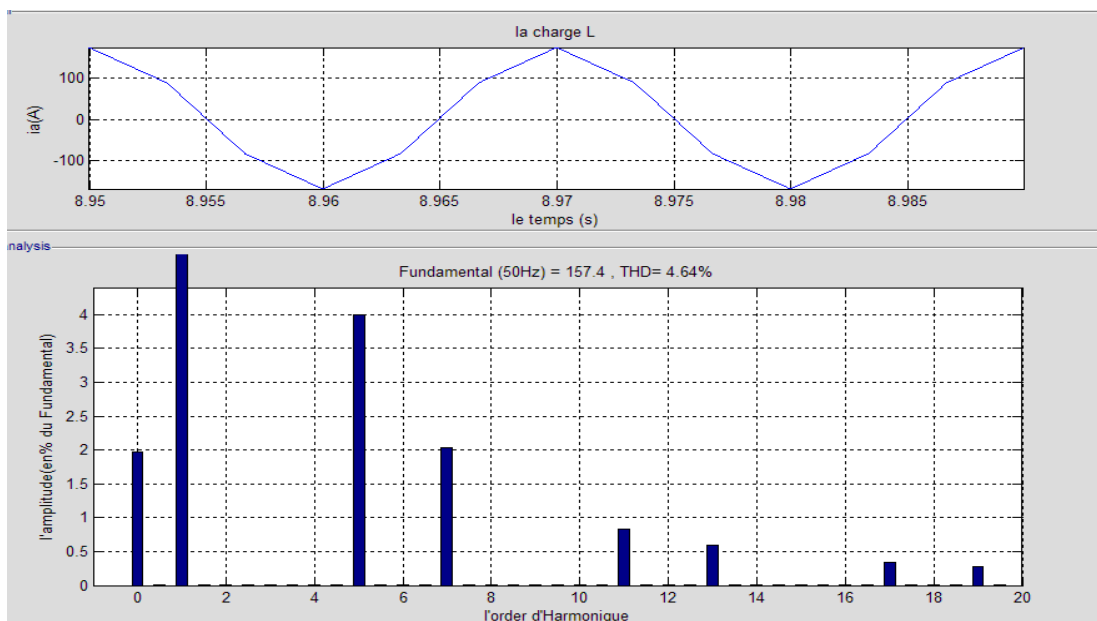


(c)

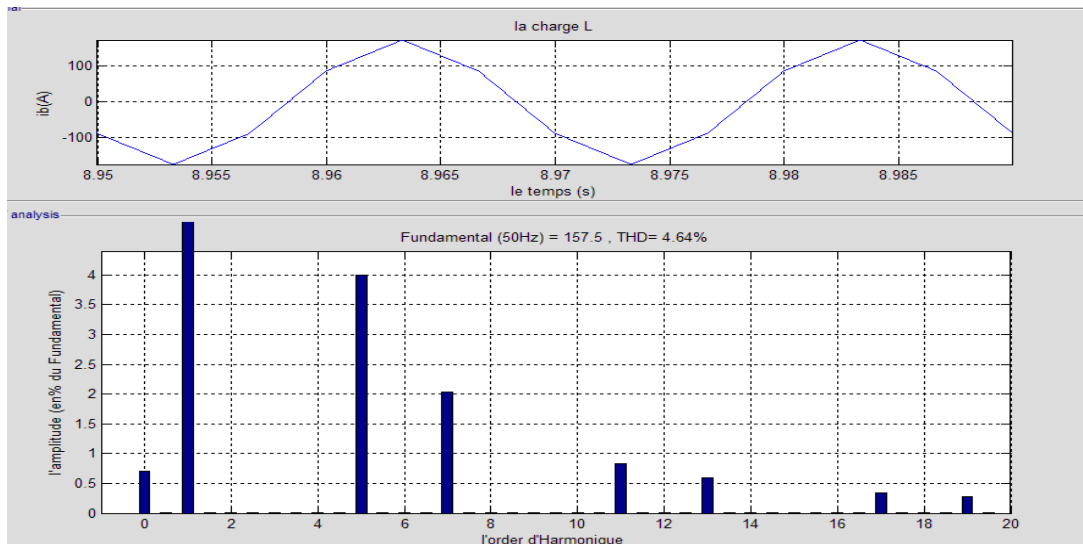
Fig. (III-12) Le spectre d'harmonique de la tension de phase  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$

- Pour la charge L on remarque que les harmonique proche du fondamental sont nulles avec un THD de 31.00% avec L est filtré le signal

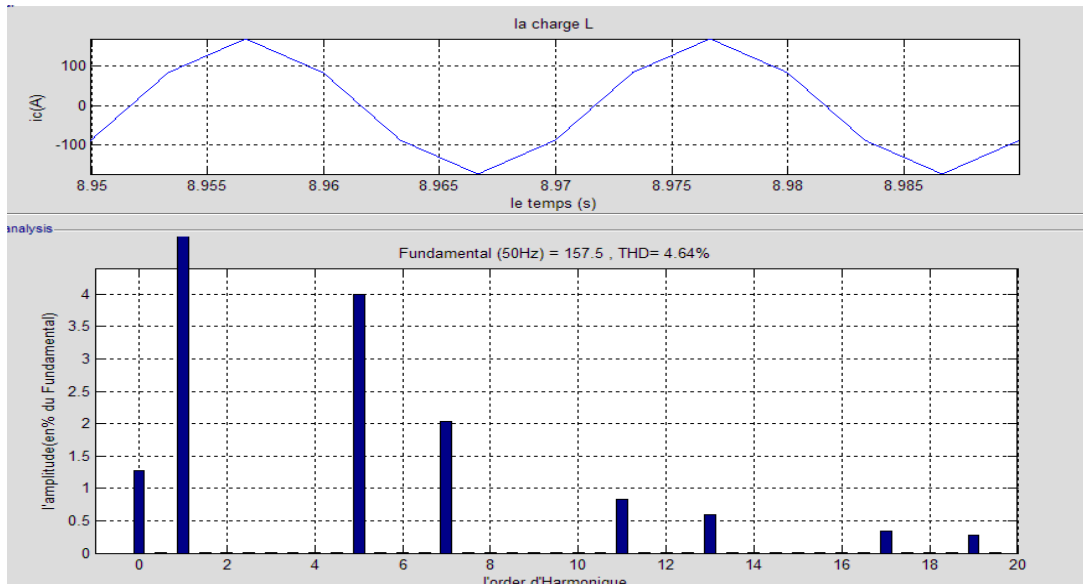
❖ Les courants



(a)



(b)



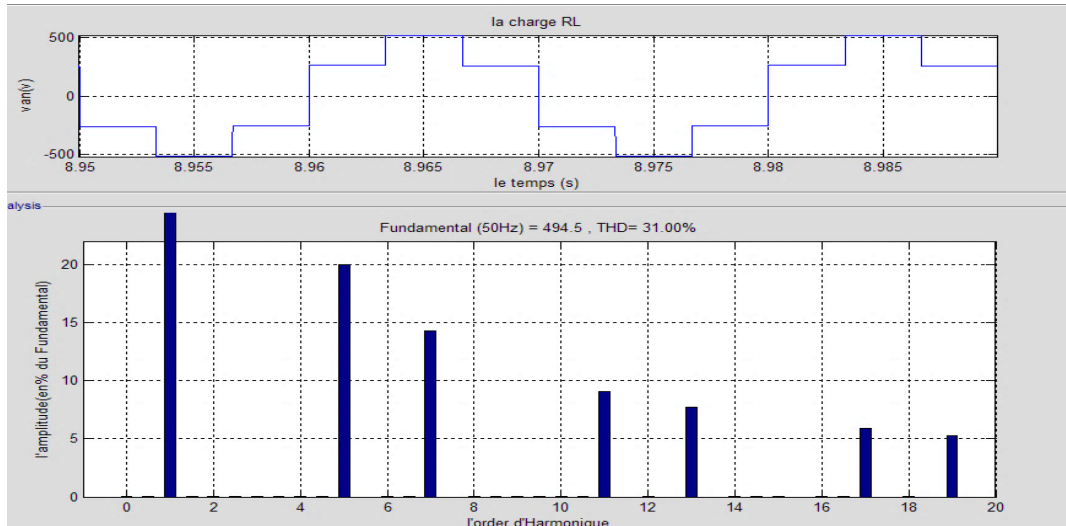
(c)

**Fig. (III-13)** Le spectre d'harmonique de la courante de phase  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$

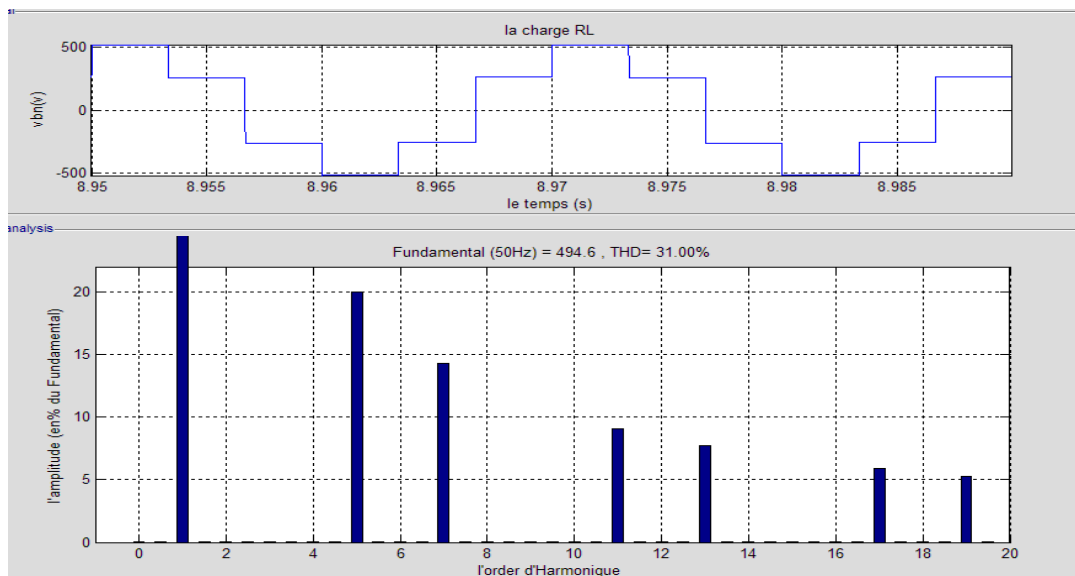
- Pour la charge L on remarque que les harmonique proche du fondamental sont nulles et harmoniques de rang (7 ;11 ;13 ;15) elle diminue avec un THD entre 4.65% et L bien filtré .

Charge inductive et résistive

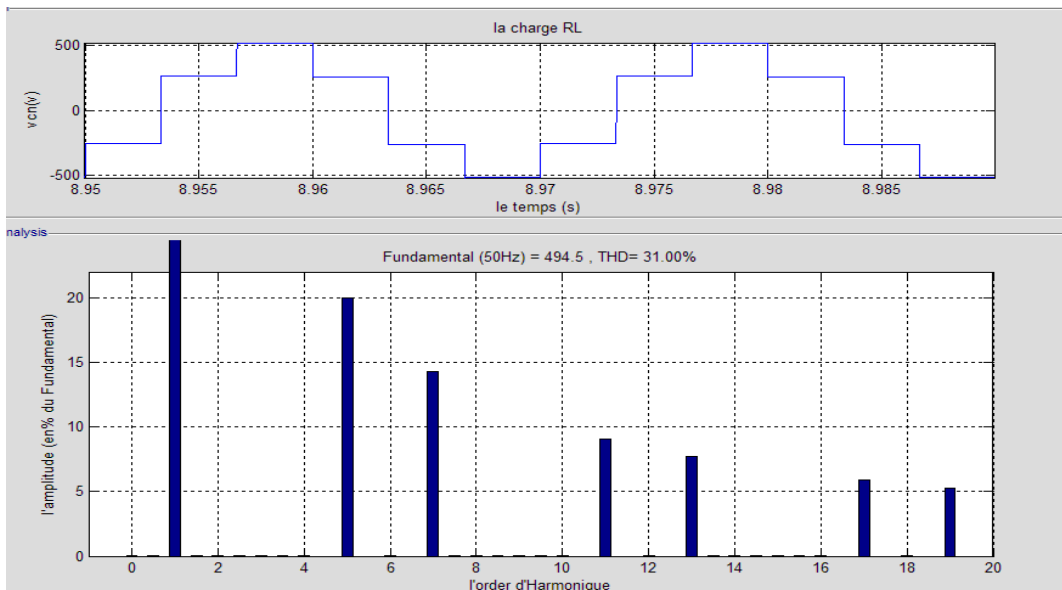
❖ Les tensions



(a)



(b)

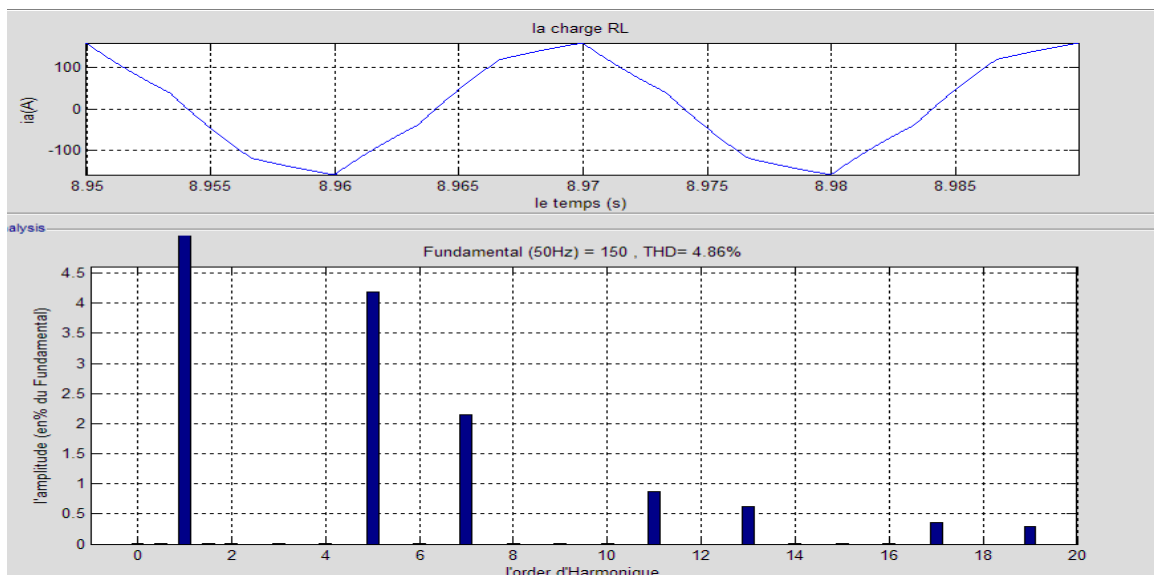


(c)

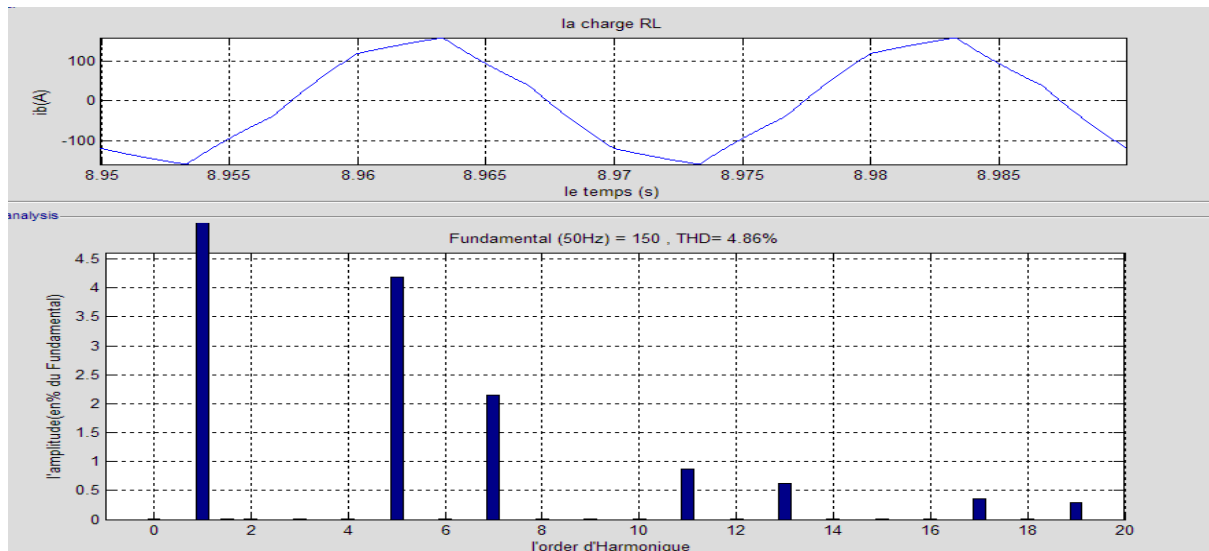
Fig. (III-14) Le spectre d'harmonique de la tension de phase Van, Vbn, Vcn

➤ Pour la charge RL on remarque que les harmonique proche du fondamental sont nulle avec un THD entre 31.21% avec RL bien filtré .

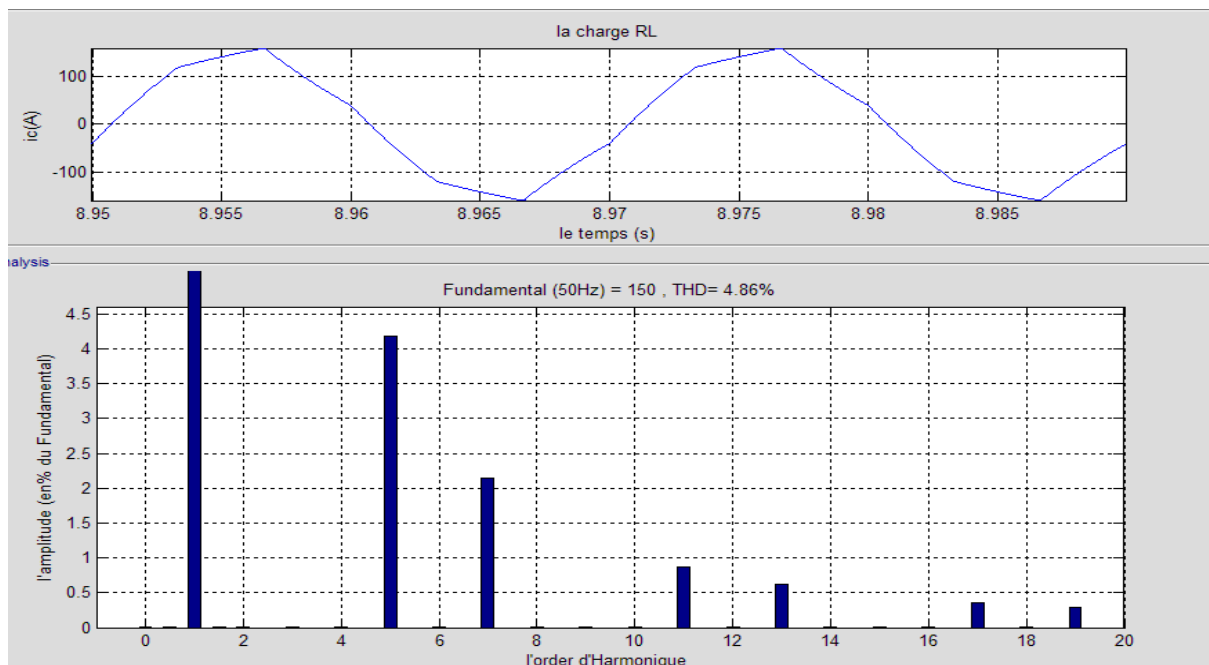
❖ Les courants



(a)



(b)



(c)

Fig. (III-15) Le spectre d'harmonique de la courante de phase ia, ib, ic

- Pour la charge RL les harmonique du courante ont diminué set la forme de ce signal est presque sinusoïdale avec THD entre 4.85% la diminution du THD parce que la charge RL bien filtré le signal.

### III.3 la modélisation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux (SVM3)

La modulation vectorielle est un cas particulier de la modulation de largeur d'impulsion. Cette commande est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones ou synchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non, nécessairement, sinusoïdales. L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de commutation) qui doivent être allouées à chaque vecteur durant une période d'échantillonnage  $T_e$ . Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé

#### ✓ Organigramme de la SVM3

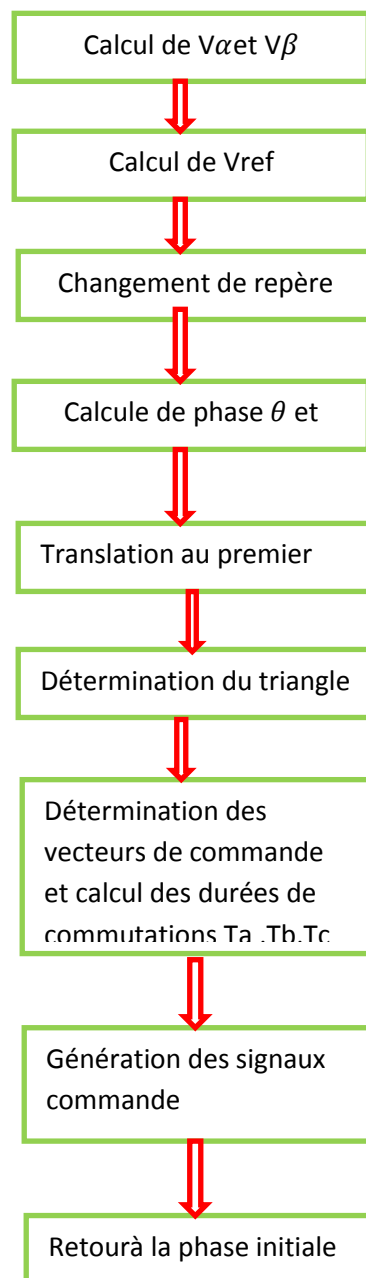
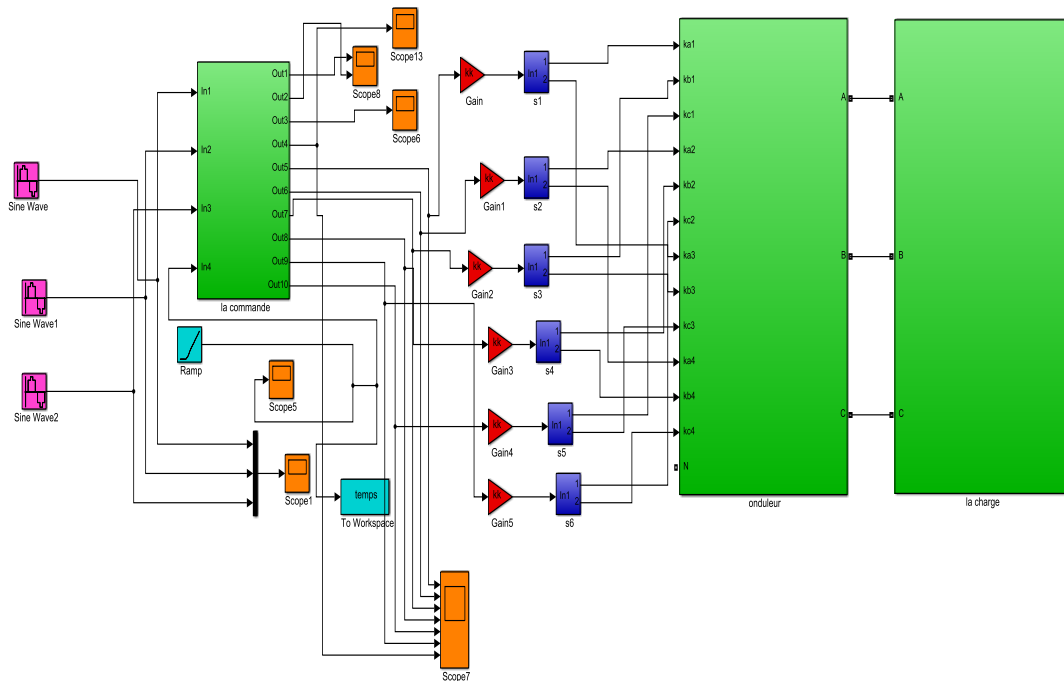
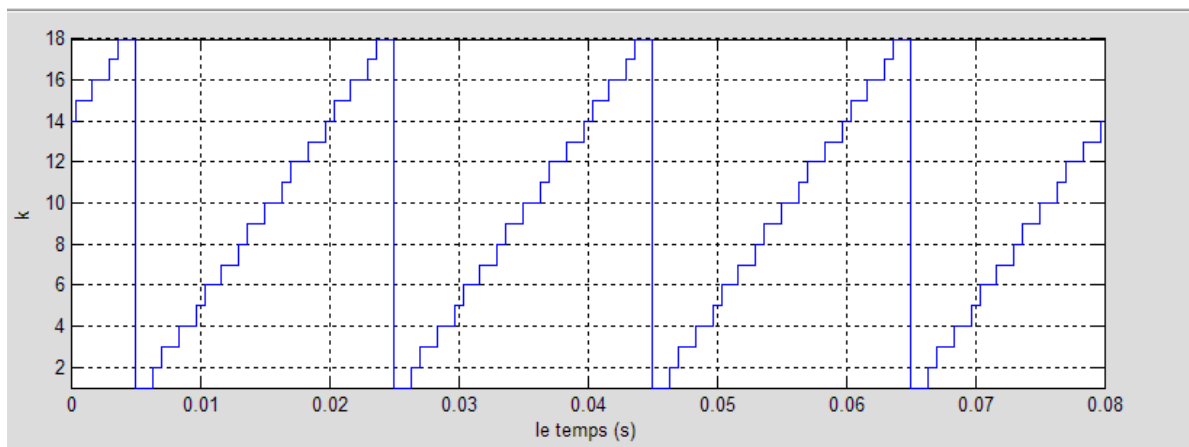


Fig. (III.16) Organigramme de la SVM3



**Fig. (III.17)** La modélisation vectorielle de l'onduleur a trois niveaux(SVM)



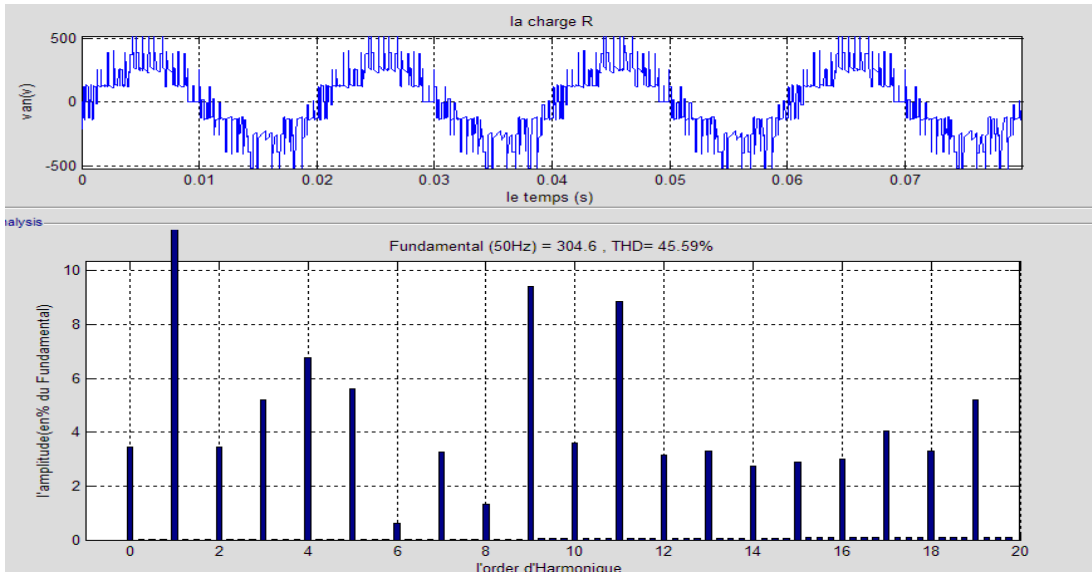
**Fig. (II .18)** numéro du triangle (k)

Cette simulation est pour une période d'échantillonnage  $T_m=0.001$

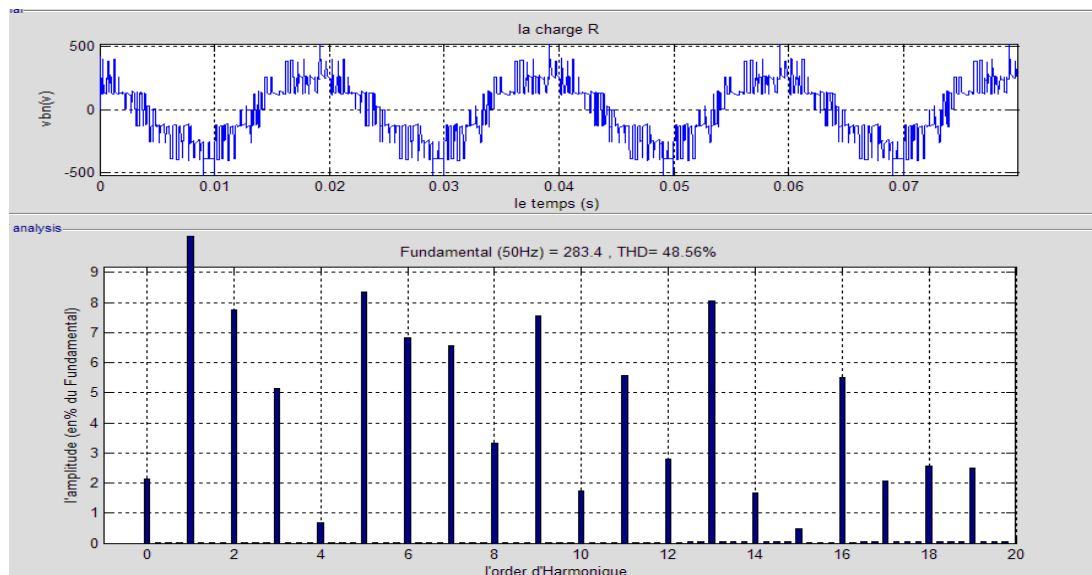


Charge résistive

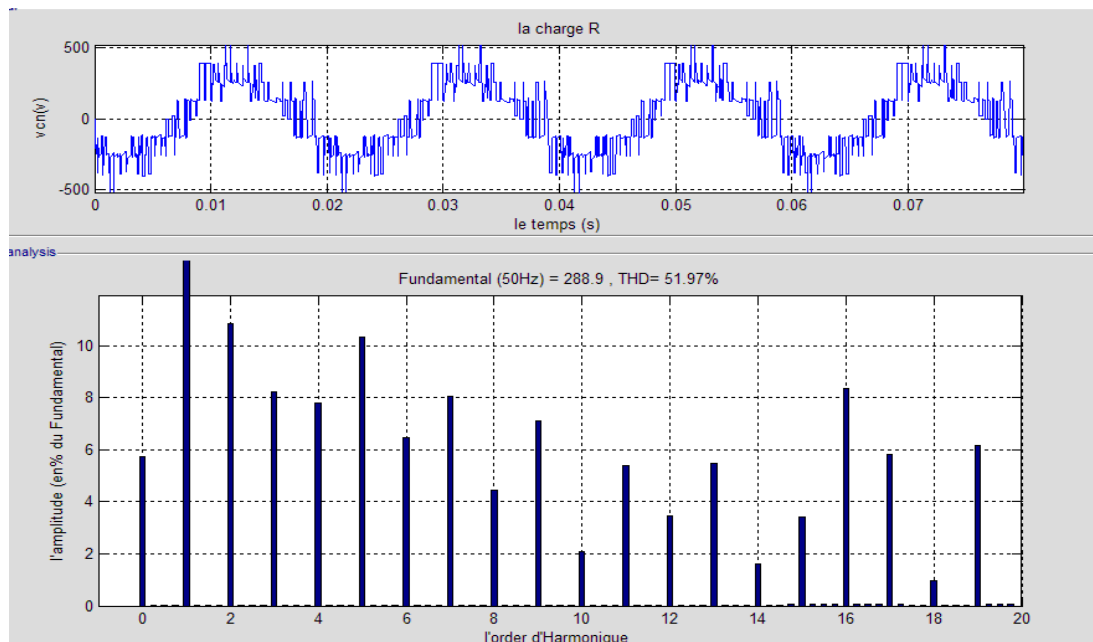
❖ Les tensions



(a)



(b)

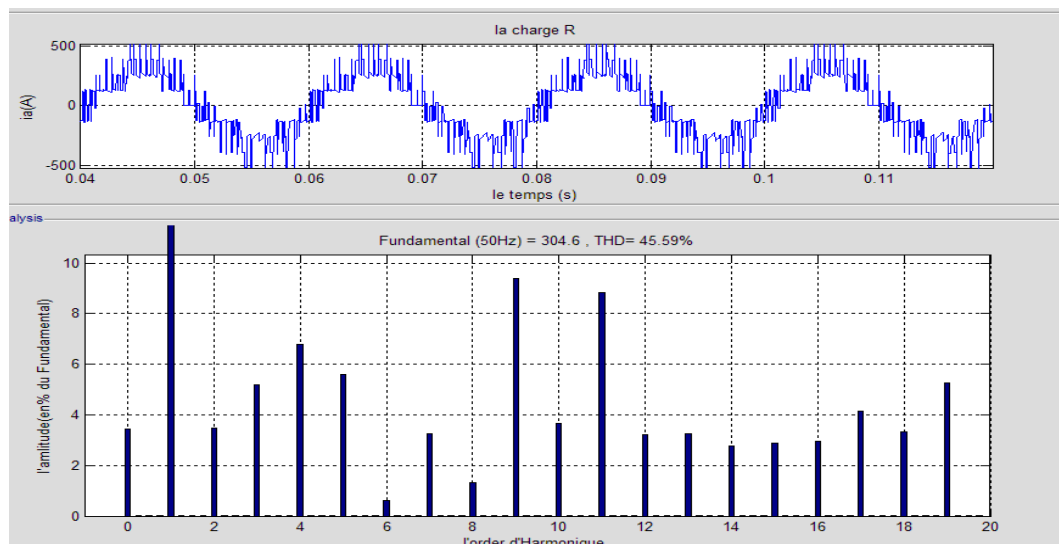


(c)

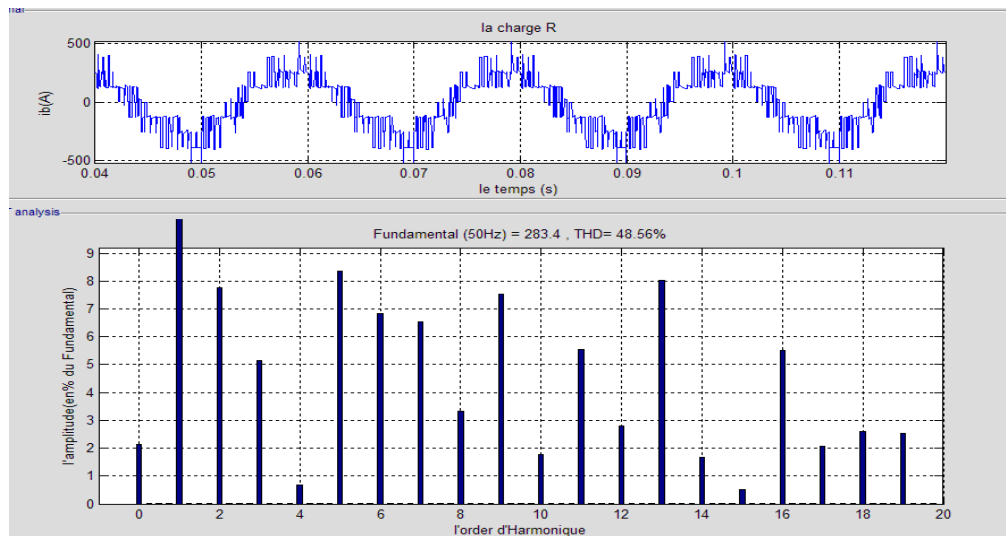
**Fig. (III-19)** Le spectre d’harmonique de la tension de phase  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  (svm)

➤ Pour une charge R on remarque que les harmonique sont diminué mais pas nulle avec un THD=51.97%

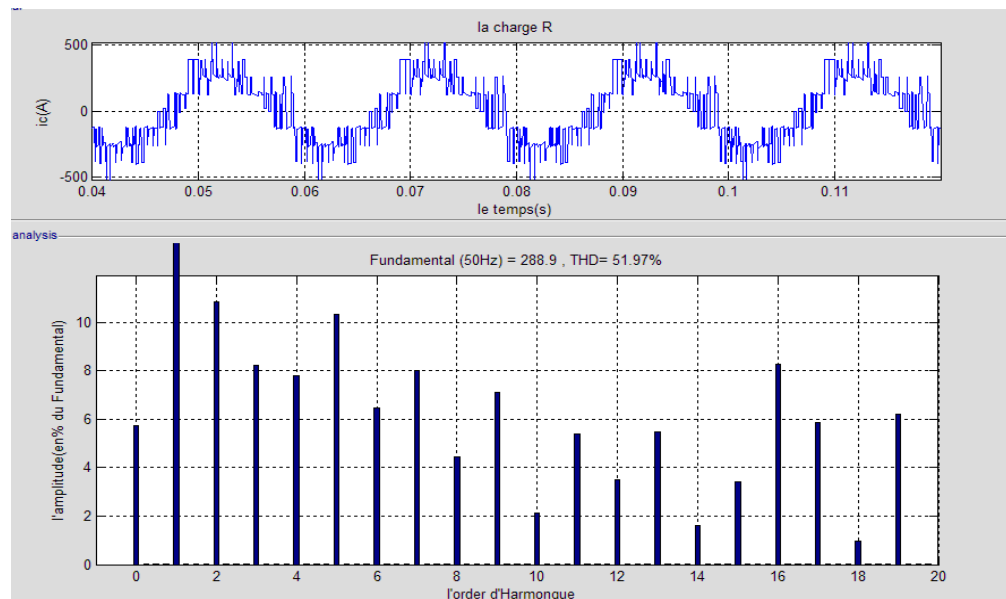
❖ **Les courantes**



(a)



(b)



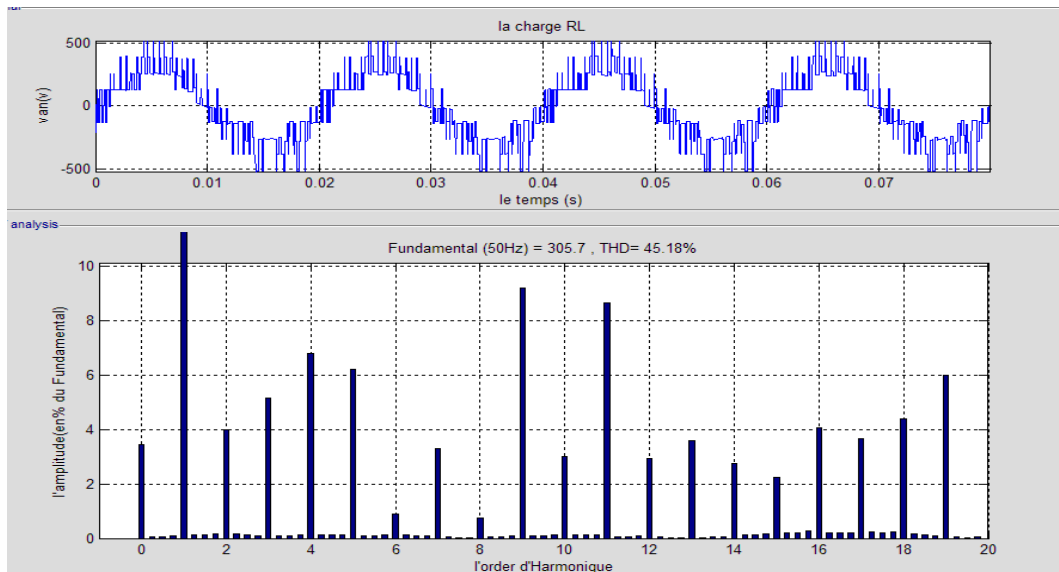
(c)

**Fig. (III-20)** Le spectre d'harmonique de la courante de phase  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  (svm)

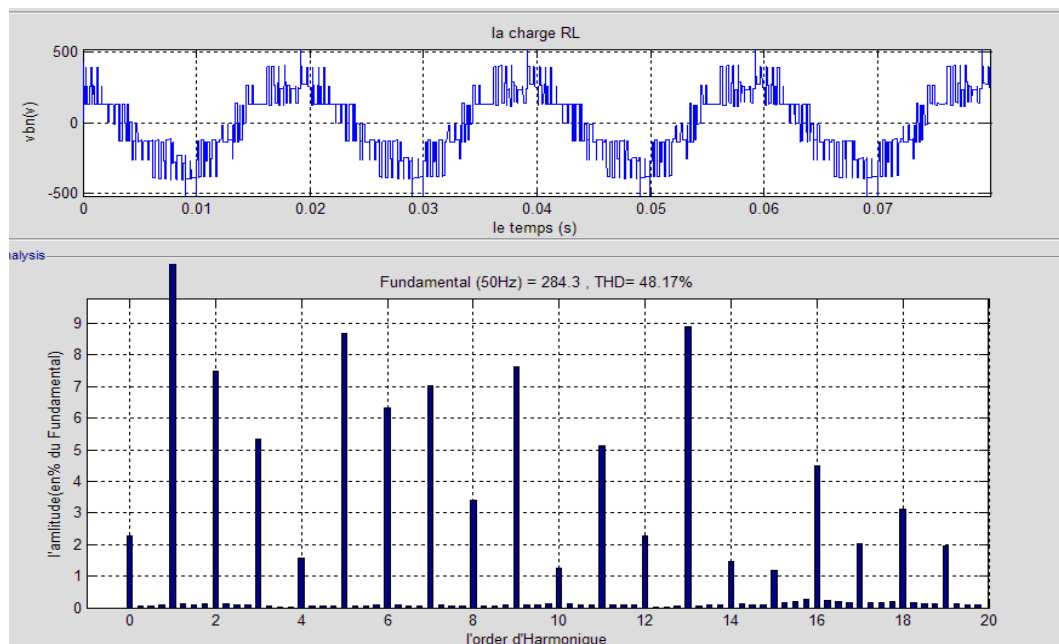
- Pour en charge R on remarque que les harmoniques sont diminués mais pas nuls avec un  $THD=45.97\%$ . Parce que la tension et le courant de la charge résistive sont de même forme.

Charge résistive et inductive

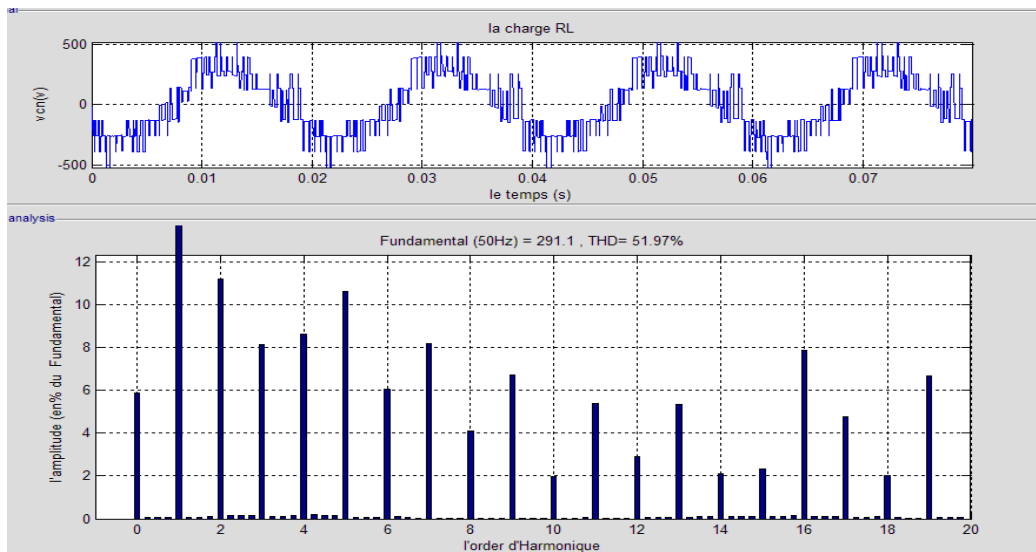
❖ Les tensions



(a)



(b)

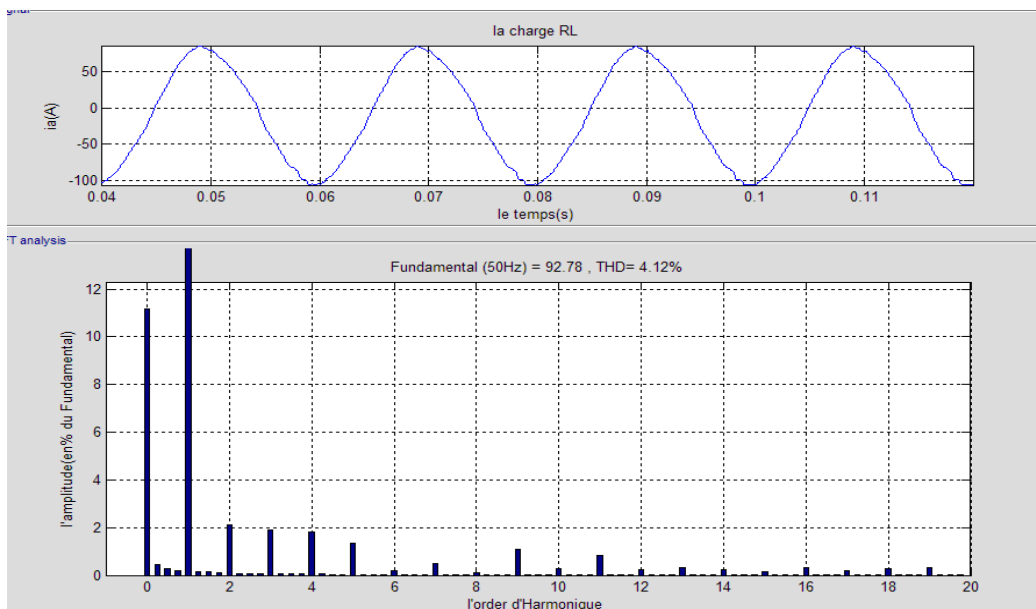


(c)

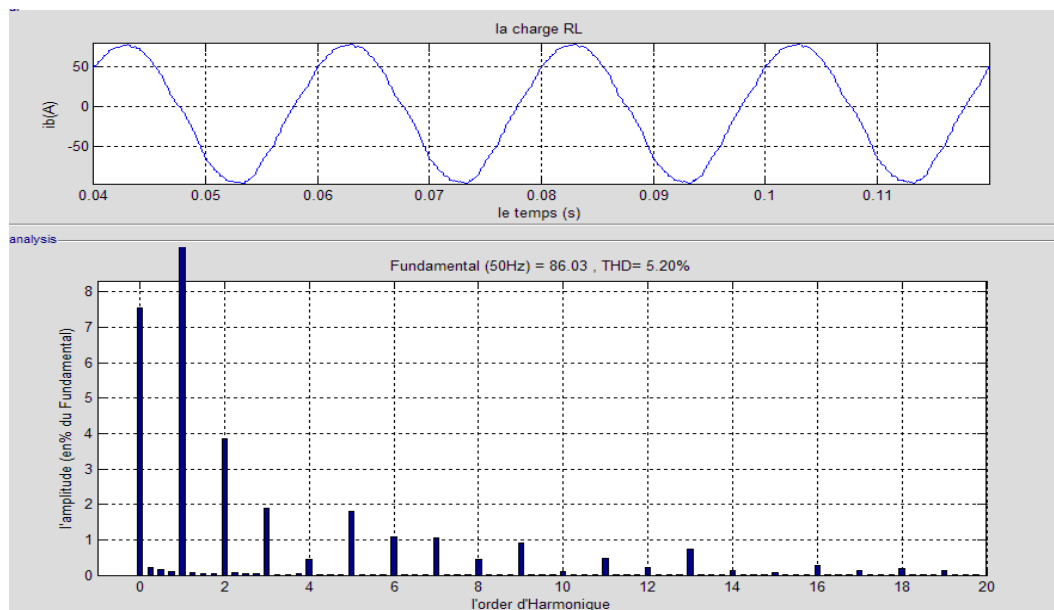
**Fig. (III-21)** Le spectre d’harmonique de la courante de phase  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$  (svm)

- Pour en charge RL on remarque qui n y a aucune influence du filtrage sur les harmoniques avec un THD=51.97%

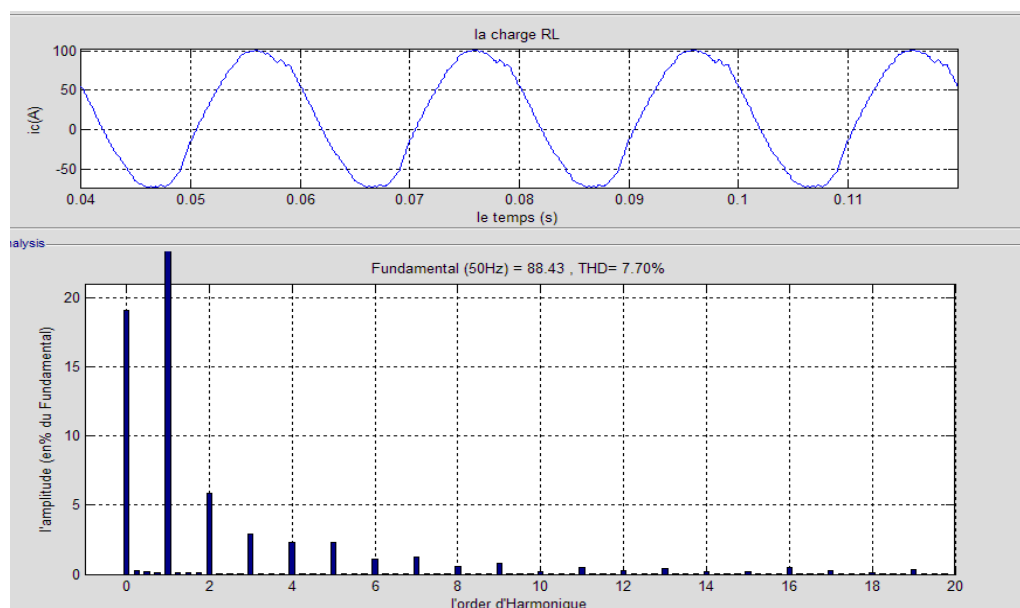
❖ **Les courantes**



(a)



(b)



(c)

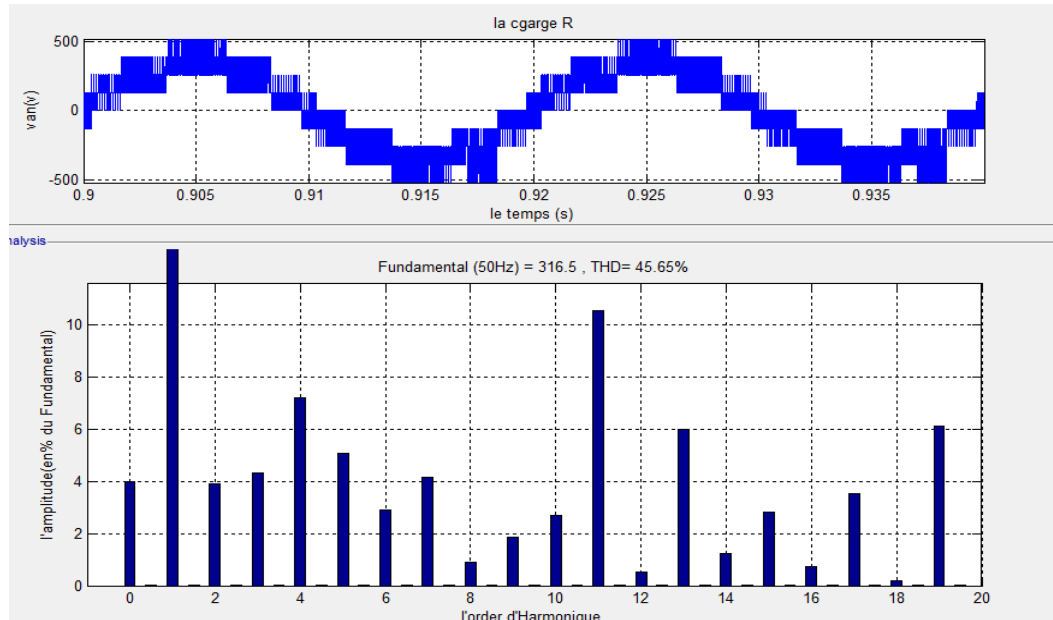
Fig. (III-22) Le spectre d'harmonique de la courante de phase  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  (svm)

- Pour une charge RL on constaté qui le signal de courant est presque sinusoïdale avec les premiers harmoniques son diminue ou supprimé malgré la composante continue. Le THD est 7.7%

Cette simulation pour  $T_m=0.0001$  s

Charge résistive

❖ Tension et courante



(a)

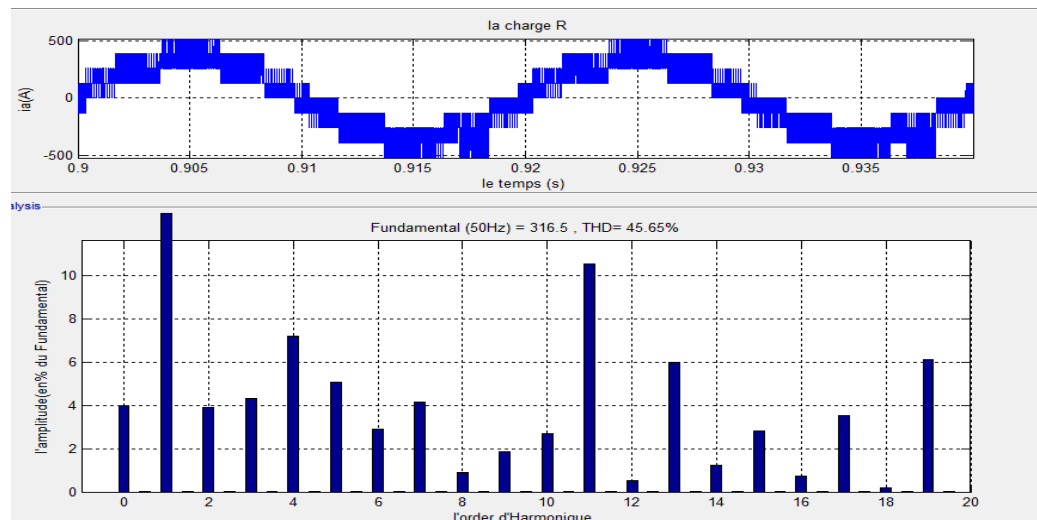
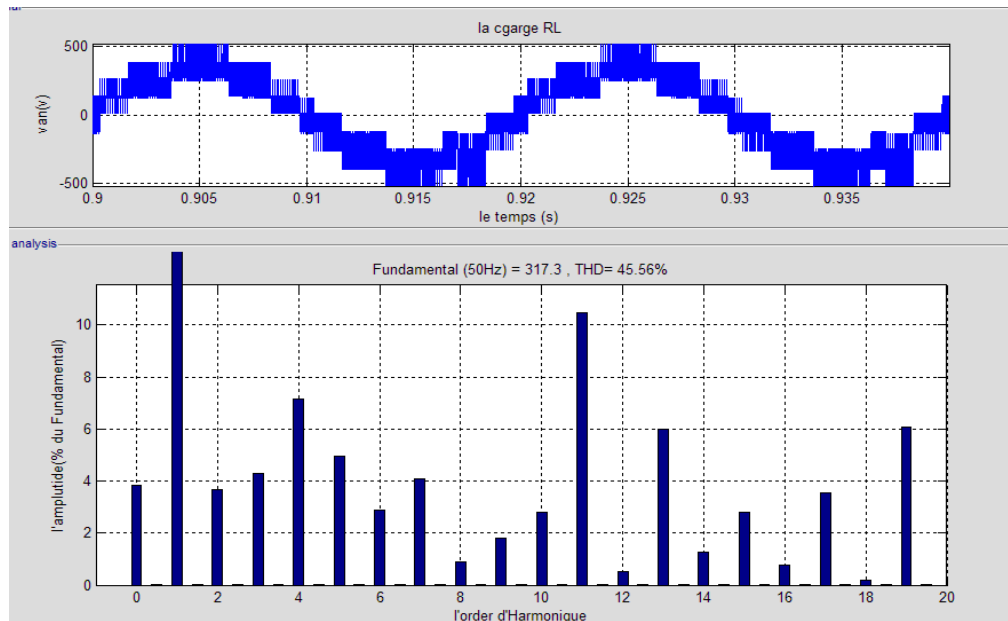


Fig. (III.23) la tension et courante de phase (a) (SVM)

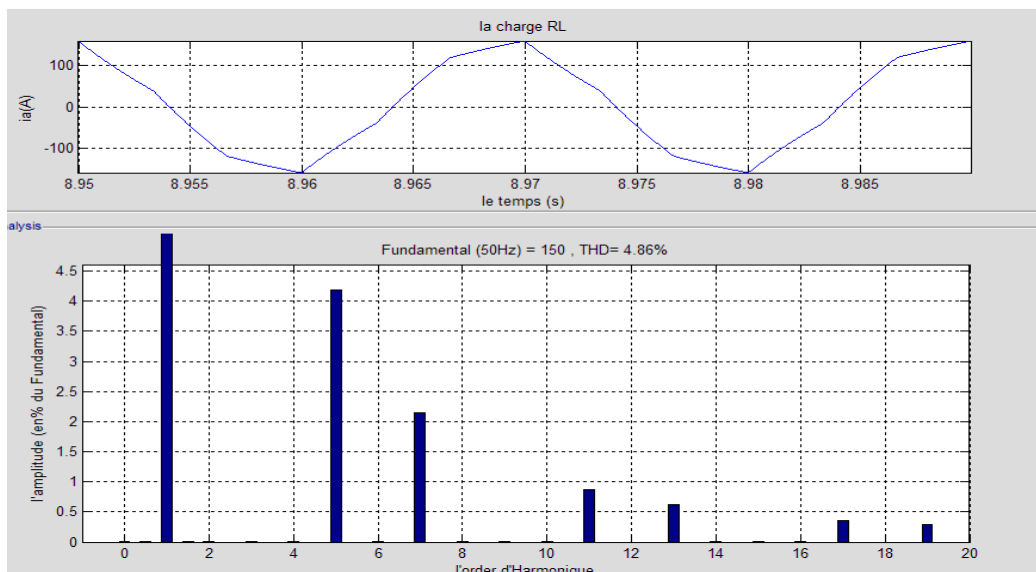
- On constatée qui la même THD de simulation pour  $T_m=0.001$  mais avec diminue la composante continue

Charge résistive et inductive

❖ Tension et courante



(a)



(b)

Fig. (III.24) la tension et courante de la phase (a) (SVM)

- Diminue tous les harmonique du courant ; pour la tension vous remarque qui une petite réduction dans l'harmonique



**III.4 Conclusion**

On remarque que parmi toutes les techniques la forme du courant de phase de la structure à trois niveaux est meilleure que la forme du courant de phase de la structure à deux niveaux.

Cela car le nombre de séquences et nombre de niveaux de tension de l'onduleur à trois niveaux son augmenté par rapporte a deux niveaux

La commande plaine onde produit une forme d'onde en escaliers.

Pour l'onduleur à trois niveaux la valeur de THD du courant est réduite par rapport à THD de deux niveaux.

D'parée les résultats de la simulation on peut dire que l'onduleur a trois niveaux donne de meilleur signaux de sortie par rapport à l'onduleur deux niveaux.

La stratégie de commande pleine onde qui est la plus simple à mettre en œuvre, donne de bons résultats par rapport à la commande SVM malgré sa simplicité.

***CONCLUSION***

***GÉNÉRALE***

### Conclusion générale

Le travail réalisé dans ce mémoire a été consacré à l'étude d'une structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux et trois niveaux offrant la diminution des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance, la régulation de la tension du bus continu de sortie et la diminution des courants harmoniques à l'entrée, ce qui permet d'améliorer le facteur de puissance de la source d'alimentation avec exploitation d'une puissance relativement importante.

Dans ce travail, nous avons présenté la simulation de deux techniques de modulation à savoir : la commande pleine onde et la MLI vectorielle.

Nous avons mis la modulation dans le premier chapitre la théorie sur les onduleurs sa fonctionnement, leurs principales applications, et différentes topologie et nous avons présenté les différentes structures des onduleurs avec le détaillée de l'onduleur à trois niveaux (deux niveaux) et le principe de fonctionnement de la configuration de l'onduleur multi niveaux en type NPC.

Dans le deuxième chapitre, nous avons modélisé les différentes technique de la modélisation du onduleur triphasé avec le détaillée de commande MLI vectorielle multi niveaux.

Finalement Simulation des différentes techniques de commande des onduleurs de deux niveaux et trois niveaux et interprétations des résultats.

D'après les résultats de la simulation on peut dire que l'onduleur à trois niveaux donne de meilleurs signaux de sortie par rapport à l'onduleur deux niveaux.

La stratégie de commande pleine onde qui est la plus simple à mettre en œuvre, donne de bons résultats par rapport à la commande SVM malgré sa simplicité

## *Les références*

- [1]-Amina Merhoum « optimisation des techniques de MLI pour les équipements FACTS A base d'onduleur » mémoire magister ORAN 2013
- [2] –Yaichi Mohammed « analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (space vector modulation) appliquée aux onduleurs multi niveaux» **mémoire magister** Université Djilali liabes de Sidi-Bel-Abbès 2006
- [3]-Boukaroura Abdelkader « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bon-graph »mémoire magister Farhat Abbas de setif 2009"
- [4]-Berrezzek Farid « Etude des différentes Techniques des commande des onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone » mémoire magister BADJI Mokhtar-ANNABA 2006
- [5]- S. Guy, B. Robert, Labrique Francis, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion alternatif » (volume 4). Edition tec &doc, 1995.
- [6] - S. Guy, « Electronique de puissance la formation de base et leurs principales application »7eme édition dunod, paris 1999
- [7]-F-Brichant « Electronique de puissance Agence parisienne des distributions »
- [8]-Mohammad H- Rashid «pomer Electronicss circuits prvices, and application»
- [9]-T-wildi « Electrotechnique » 3eme édition de Boeck Univresité (1999)
- [10]-Onduleur et harmoniques, cahiers technique, Merli Gerin N°159
- [11]-Kamal MERABET « Commande MLI D'un onduleur triphasé BASée sur la dispersion de la tension triphasée » thèse Québec a Trois-Rivières 2011
- [12]-A-Aibeche« commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel » thèse de magister université M'hamed Bougeara-Boumerdes, faculté des Hydrocarbures et de chimie 2009
- [13]-A-Mérabet « Commande non linéaire à modèle prédictif une machine asynchrone » thèse de doctorat Université de québec2007
- [14]-Téchnique de l'ingénieur « convertisseurs et machines électrique ; commande numérique des machin-systèmes triphasé en régime permanent » D3642

- [15]-MESSOUCI OURDIA « commande sans capteur d'une machine Asynchrone ACAGE; Application sur la plateforme temps réel NI compact RIO CRIO 9022 » mémoire magister Université M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES 2014\2015
- [16]-Kaci Yahia « étude d'une nouvelle approche MLI (PWM) en temps réel basée sur le principe des réseaux de neurones destinée aux véhicules électrique ». mémoire magister Universités mouloud Mammary de Tizi-Ouzou 2015
- [17]-E.M.Berkouk « contribution à la conduite des machines monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et Indirects application du gradateur de leurs multi niveaux » thèse de doctorat CNAM 1995
- [18]-Ben zemamouche Houria « application de la MLI vectorielle aux onduleurs multi niveaux à base GTO et d'IGBT » mémoire magister BADJI Mokhta-ANNABA 2010
- [19]- Rezgui Salah Eddine « COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT (Matlab/Simulink et Temps Réel) Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteur Mécaniques SVPWM, Mode Glissant » mémoire magister MRAS 2009 Université Mentouri de Constantin
- [20]-G Guy, C Guy, « Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande », Edition Eyrolles, 2000.
- [21] -Pierre Brosselard « Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (*thyristors* et *JFETs*) haute tension (5kV) en carbure de silicium » Thèse doctorat de l'INSA de Lyon 2004
- [22]-Analog Devices « Implementing Space Vector Modulation with the ADMC (AN331-17) » Analog Devices Inc. Jan 2000.
- [23] -KAHIA Bille Thème « *Commande MLI Vectorielle d'un Redress Triphasé Trois Niveaux* » mémoire master UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF 2013
- [24] -seddeki. arezki « contribution au contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur multiniveaux » mémoire magister UNIVERSITE M'Hamed bougera de boumer dace 2009
- [25] -Wikipédia

[26]-KAHLAOUI Imed Eddine « Simulation de couplage d'un moteur asynchrone avec un onduleur Multi-niveaux alimenté par un générateur photovoltaïque » mémoire magister UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA 2016

[27]-Multilevel Power Electronic Converters for Electrical Motor Drives Richard Lund Norwegian University of Science and Technology

# Annexe

## IGBT ?

Le sigle IGBT signifie Insulated Gate Bipolar Transistor.

Ce nouveau composant, de dimensions légèrement supérieure à celles d'un transistor courant, a été conçu par TOSHIBA et HITACHI qui se sont fixés pour objectif la réalisation d'un composant répondant aux caractéristiques suivantes:

- Supporter une tension élevée de Collecteur (il existe des IGBT pouvant supporter des tensions de l'ordre de 1000 V).
- Accepter un courant élevé (il existe des IGBT supportant jusqu'à 400 A).
- Assurer des commutations rapides (certains IGBT sont capables de commuter 12 A en moins de 15 ns).
- Ne nécessiter pour sa commande qu'un courant faible résultat d'une attaque en haute impédance.
- Dissiper à performances égales moins de chaleur que les autres semi-conducteurs.

Les IGBT font figure de transistors géants comparés aux transistors traditionnels. En réalité leur dimensions sont plus que raisonnables en égard à leur performances.

En figure 1, il vous est montré les dimensions réelles d'un IGBT que vous pouvez comparer au MOSFET, et de transistors de moyenne et basse puissance.

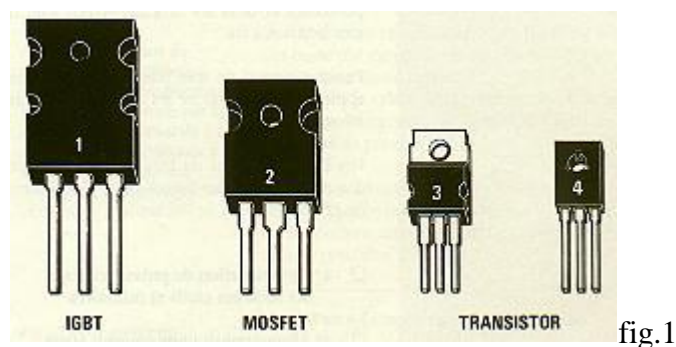


fig.1

Les trois pattes de l'IGBT sont dénommées G (Gate), E (Emetteur), C (Collecteur).

En théorie on peut considérer un IGBT comme un composant hybride, car il est formé de plusieurs semi-conducteurs associés (voir fig. 2).

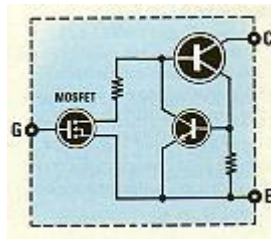


fig.2

- Sur le schéma, on découvre un MOSFET placé de façon à commander à partir d'un signal de très basse puissance, un transistor final de puissance qui contrôle lui-même la base d'un second transistor.
- Sur les schémas électroniques, l'IGBT est représenté comme en fig. 3. On remarque que la base est double. Le sens de la flèche de l'émetteur indique qu'il s'agit d'un canal N ou d'un canal P.

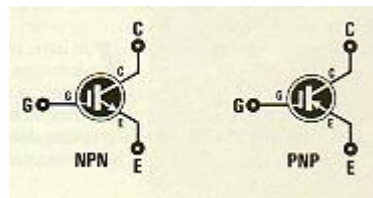


fig.3

Tous les IGBT de moyenne puissance conviennent pour réaliser des amplificateurs de puissance, des alimentations, etc... Ceux-ci sont en boîtier plastique de 20 x 25 mm.

- Il existe certains IGBT de basse puissance de dimensions plus réduite ainsi que des IGBT de plus haute puissance de dimensions bien plus imposantes, semblables à de gros relais de puissance et dont les broches (GEC) sont de gros borniers à vis.

Les IGBT trouvent de très vastes domaines d'application dans les branches les plus diverses de l'électronique et de l'industrie.

1°) Commutation de puissance dans les secteurs civils et militaires.

2°) Alimentation pour courant élevé.

3°) Appareillage médical.

4°) Contrôle des moteurs en robotique.

5°) Amplificateur de puissance HI-FI.

6°) Four à induction magnétique.

7°) Charge dynamique de puissance.

8°) Alimentation à découpage.



## 9°) Soudure électrique à l'arc.

La liste n'est pas exhaustive, mais ces domaines d'application concernent peu les amateurs qui font de l'électronique leur hobby. En effet, nous nous verrions assez mal vous proposer des applications pour l'aéronautique ou l'armement.

Actuellement, il n'existe pas d'IGBT utilisable en haute fréquence (la fréquence maximale d'utilisation étant généralement comprise entre 1 à 2 MHz ; temps de commutation moyen de 0,5  $\mu$ s). Pour l'instant, leur domaine d'application privilégié concerne la basse fréquence et la commutation.

### Autres renseignements utiles

- l'IGBT est un semi-conducteur qui est piloté en tension comme l'est le MOSFET ou le FET et non en courant, contrairement aux transistors bipolaires (PNP-NPN)

Une particularité très importante de l'IGBT est la tension de polarisation de la Gate, puisque la moindre variation de tension peut faire monter brusquement le courant collecteur.

- Se référant à la figure 4, on peut observer que pour une tension d'environ 2 V sur la Gate (cette tension est d'ailleurs une caractéristique des IGBT), l'IGBT entre en conduction, ce seuil dépassé, et l'on obtient brusquement une variation importante du courant collecteur.

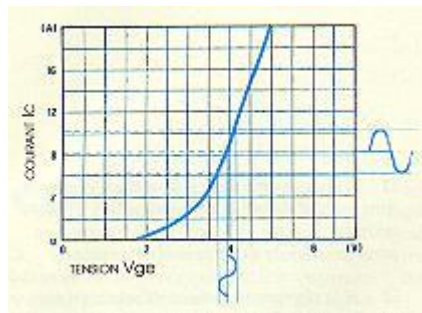


fig.4

Si nous appliquons sur l'entrée un signal sinusoïdal d'une amplitude de 0,5 V, il est possible d'obtenir sur le collecteur un courant d'environ 4 à 10 A.

Par comparaison, un transistor de puissance (voir graph. 5) doit nécessairement être piloté en courant, et pour obtenir sur le collecteur une variation de courant de 3 à 5 A, il faut appliquer sur la base un courant de 40 à 80 mA.

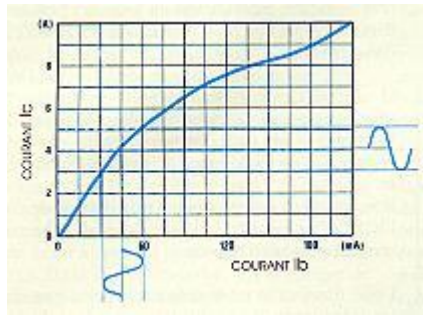


fig.5

- Pour un MOSFET de puissance (voir graph. 6), noter que la courbe résultante est quasi analogue à celle d'un IGBT, avec la seule différence que la tension de seuil sur la Gate se situe aux environs de 4 V.

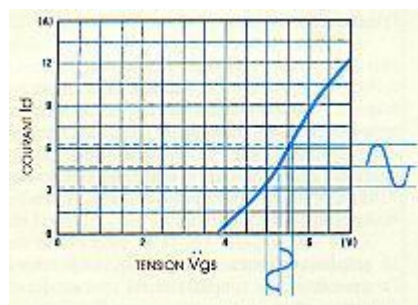


fig.6

La courbe du FET (fig. 7) se distingue forcément de celle du transistor, des MOS de puissance et des IGBT puisqu'il n'existe pas actuellement de FET de puissance. En fait une variation minimale de tension sur la Gate du FET entraîne une petite variation du courant sur son Drain.

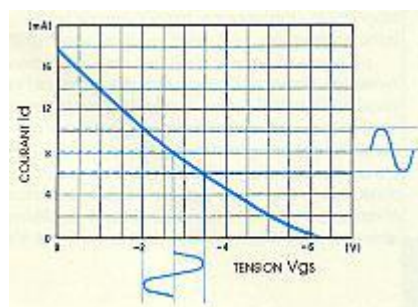


fig.7

- Une autre caractéristique des IGBT est leur très basse résistance interne Emetteur/Collecteur en condition de saturation. Comparons la valeur de la résistance interne des IGBT par rapport aux MOSPOWER et aux transistors de puissance :

Amenons à saturation ces trois semi-conducteurs sur une charge qui puisse absorber 4 A, nous pourrions ainsi comparer la dissipation de chaleur pour chacun d'eux :

$$P = \frac{I^2}{R}$$

$16 \times 8.10^{-3} = 120 \text{ mW}$  pour l'IGBT

$16 \times 1,1 = 17,6 \text{ W}$  pour le MOSPOWER

$16 \times 3 = 48 \text{ W}$  pour le transistor

Comme vous pouvez le constater, alors que le transistor de puissance est déjà en surchauffe, le MOSPOWER est tiède, tandis que l'IGBT restera pratiquement froid.

La basse résistance de saturation nous fait donc obtenir un bon facteur d'amortissement sur les charges inductives, relais, moteurs, haut-parleur, etc... Pour expliquer ce qu'est le facteur d'amortissement, notion souvent évoquée lorsque l'on parle d'un final de puissance audio, servons-nous d'un exemple :

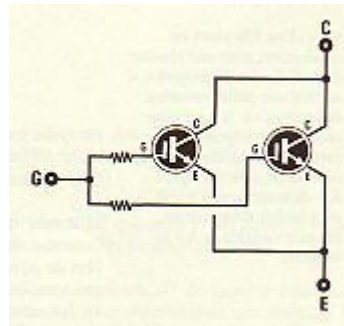


fig.8

- Si nous injectons une impulsion électrique dans un haut-parleur, sa membrane sera instantanément projetée en avant pour retourner à sa position initiale le plus rapidement possible.
- Si la résistance émetteur/collecteur est élevée, la membrane ne stoppera pas sur la position de départ, mais continuera à osciller pendant un temps très bref modifiant le son qu'il doit reproduire.
- Utilisant les IGBT, nous avons une basse résistance émetteur /collecteur, ainsi l'oscillation de la membrane sera immédiatement amortie, n'apportant plus de modification au son à reproduire.

Nous pouvons encore ajouter au palmarès de l'IGBT l'immunité à l'effet d'avalanche contrairement aux transistors.

L'effet d'avalanche est le défaut commun à tous les transistors. Ce problème surgit lors de l'augmentation de la température du boîtier.

Plus cette température croît, plus le courant de collecteur augmentera, et il faudra ajouter aux étages en cause un circuit de compensation en température et un radiateur de refroidissement adéquat afin d'éviter la destruction de leur jonction. Cet inconvénient n'existe pas avec les IGBT puisque leur boîtier peut supporter de très hautes températures.

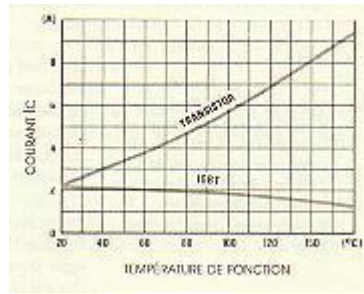


fig.9

Le graphique figure 9 permet de comparer l'augmentation de température du courant de collecteur entre un transistor et un IGBT par rapport à la croissance en température de leurs boîtiers respectifs.

Ajoutons encore qu'il est possible d'associer en parallèle deux IGBT pour doubler le courant de sortie. L'unique conseil que l'on peut donner est d'insérer en série sur la Gate (voir fig. 8) une résistance d'une valeur comprise entre 47 et 220  $\Omega$  pour éviter l'auto-oscillation.

## ملخص:

في هذا العمل . قمنا بدراسة بنية موج ثلاثي الطور متعدد المستويات الذي يقوم بتقليل الضغط على قاطعات القدرة. تعديل التوتر المستمر التقليل من التيارات التوافقية عند المدخل, هذا ما يسمح بتحسين عامل قوة منبع التغذية باستغلال الطاقة عالية التحكم في هذا المحول , باستعمال تقنية التحكم بالأشعة و التي تعد ملائمة للتطبيقات الرقمية. و تعطي نتائج قياسية لهذا النوع من المحولات. الدراسة عن طريق المحاكاة باستعمال البرنامج « Simulink/Matlab » بينت لنا ان تقنية هذا التحكم تمنح فعالية معتبرة لتشغيل هذا المحول المتعدد المستويات هذا المحول يسمح باعطاء طاقة عالية وثابتة دون وجود تلوث عند المدخل .

## Résumé :

Dans ce travail, nous avons étudié une structure del'onduleur triphasémulti niveaux offrant la diminution des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance, la régulation de la tension du bus continu de sortie et la diminution des courants harmoniques à l'entrée, ce qui permet d'améliorer le facteur de puissance de la source d'alimentation avec exploitation d'une puissance relativement importante. La commande de ce convertisseur est assurée par la technique MLI vectorielle qui semble la plus prometteuse, parce qu'elle est bien adaptée pour une implémentation numérique et montre des performances supérieures pour ce type de convertisseurs. L'étude en simulation à l'aide du logiciel Matlab/Simulink nous a montré que la technique de commande MLI vectorielle développée dans le cadre de ce travail offre une grande efficacité pour le fonctionnement de ce convertisseur à multi niveaux. Ce convertisseur permet de fournir une tension continue stable sans pollution harmonique à son entrée.

## Summary:

In this work, we have studied a three-phase multi-level inverter structure that reduces the voltage constraints on the power switches, regulates the output DC bus voltage and reduces harmonic currents at the input. Which makes it possible to improve the power factor of the power source with operation of a relatively large power. The control of this converter is ensured by the vectorial MLI technique which seems the most promising because it is well suited for a digital implementation and shows superior performances for this type of converters. The simulation study using the Matlab /Simulink software showed us that the vectorial MLI control technique developed in this work offers a high efficiency for the operation of this multi-level converter. This converter makes it possible to provide a stable DC voltage without harmonic pollution at its input.