

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

*Université Mohammed Seddik Ben Yahia - JIJEL
Faculté des Sciences de la technologie
Département d'Électrotechnique*



*Mémoire de fin d'études
Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master
Filière : Électrotechnique
Option : Commandes Électriques*

*Thème
Commande d'un Onduleur Triphasé par les Techniques
de Modulation de Largeurs d'Impulsions à Élimination
Sélective d'Harmoniques*

Présenté par :

*HAMEURLAINE Sid-Ali
ZELILEF Hamza*

Encadré par :

MAKHLOUF Badr

2017 / 2018

Remerciements

Nous remercions tout d'abord Allah le tout puissant, pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années et pour réaliser ce mémoire.

*Ainsi nous tenons à remercier notre promoteur **MAKHLOUF Badr** pour l'encadrement de ce travail, la disponibilité constante, ses conseils précieux, et ses remarques constructives.*

Nous tenons aussi à présenter notre remerciement aux membres de jury qu'ils veillent pour lire et juger notre travail.

Enfin, nous remercions ce qui a contribué de près ou de loin pour le bon déroulement de ce travail.

Sid-Ali

et

Hamza

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

Au symbole de douceur, de tendresse, d'amour et affection, et grâce au sens de devoir et aux sacrifices immenses qu'elle a consentis: ma mère j'ai pu arriver à réaliser ce travail.

A ce qu'est toujours mon meilleur exemple dans la vie : mon père, pour les sacrifices qu'il a consentis pour mon éducation et pour l'avenir qu'il n'a cessé d'offrir.

A ce qui m'a souhaitée de la chance mes frères et mes sœurs.

A ceux qui m'ont aidé, encouragé, apprécié mon effort et crée le milieu favorable, l'ambiance joyeuse et l'atmosphère joviale.

Sid -Ali

et

Hamza

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Généralité sur les Onduleurs et leurs Commandes

Introduction.....	3
-------------------	---

<i>I</i> Classification des onduleurs.....	3
--	---

<i>I.1</i> Onduleurs non autonome.....	3
--	---

<i>I.2</i> Onduleur autonome.....	3
-----------------------------------	---

<i>I.2.1</i> Onduleur de tension.....	4
---------------------------------------	---

<i>I.2.2</i> Onduleur de courant.....	4
---------------------------------------	---

<i>I.3</i> Onduleurs autonomes de tension.....	4
--	---

<i>I.3.1</i> Onduleurs monophasés.....	6
--	---

<i>I.3.2</i> Onduleur triphasé.....	6
-------------------------------------	---

<i>I.3.2.1</i> Fonctions de commutation.....	7
--	---

<i>I.3.2.2</i> Etats d'un bras de l'onduleur.....	8
---	---

<i>I.3.2.3</i> Etats de l'onduleur.....	8
---	---

I.3.2.4 Tensions de sortie de l'onduleur.....	8
I.3.2.5 Commande de l'onduleur triphasé.....	9
I.4 Simulation de différentes techniques de commande.....	9
I.4.1 Technique de commande pleine onde.....	9
I.4.1.1 Résultats de simulation.....	10
I.4.2 Technique de commande par la modulation de largeurs d'impulsion MLI triangulo – sinusoïdale.....	10
I.4.2.1 Indice de modulation.....	11
I.4.2.2 Taux de modulation.....	11
I.4.2.3 Résultats de simulation.....	11
I.4.3 MLI triangulo-sinusoïdale avec injection de l'harmonique d'ordre trois.....	13
I.4.3.1 Optimisation du taux d'injection.....	13
I.4.3.2 Résultats de simulation.....	14
I.4.4 MLI vectorielle.....	16
I.4.4.1 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel.....	16
I.4.4.2 Vecteur tension de référence.....	16

<i>I.4.4.3</i> Période d'échantillonnage.....	19
<i>I.5.4.4</i> Séquence des états de l'onduleur.....	19
<i>I.5.4.5</i> Résultat de simulation.....	23
<i>I.6</i> Conclusion.....	25
Chapitre II : Commande de l'Onduleur Triphasé par la stratégie d'élimination sélective d'harmonique	
Introduction.....	26
<i>II.1</i> Principe de la stratégie.....	26
<i>II.1.1</i> Série de Fourier	27
<i>II.1.2</i> Coefficients de Fourier.....	29
<i>II.2</i> La modulation de largeurs d'impulsions par élimination sélective d'harmoniques bipolaire (MLI-ESH-B).....	29
<i>II.2.1</i> La symétrie par rapport au quart et à la demi-période.....	30
<i>II.2.2</i> La symétrie par rapport à la demi-période.....	33
<i>II.2.3</i> Résolution d'un système d'équations non linéaires	33
<i>II.3.1</i> La stratégie MLI-ESH avec la méthode des tableaux (MLI-ESH-LUT).....	36
<i>II.4</i> Conclusion.....	39

**Chapitre III : Simplification mathématique des trajectoires des angles de
Commutation**

Introduction.....	40
<i>III.1</i> La stratégie MLI-ESH à échantillonnage régulier (MLI-ESH-ER).....	40
<i>III.2</i> La stratégie MLI-ESH linéarisant (MLI-ESH-L).....	40
<i>III.3</i> Conclusion.....	45
Conclusion générale.....	50
Bibliographie	51

INTRODUCTION
GENERALE

Introduction générale

L'énergie électrique, entre sa production initiale et son utilisation finale, doit très souvent subir de multiples conversions afin de s'adapter aux besoins du consommateur. Vu son faible coût et son rendement élevé, l'électronique de puissance constitue, de plus en plus, la solution optimale. Ainsi, une des branches de l'électrotechnique ayant subi une évolution technologique importante, est celle des convertisseurs statiques qui ont vu une nette amélioration de leur rendement [1].

Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leur prix qui est moins chers par rapport aux onduleurs multi niveaux, ils sont plus économiques, et d'où un forte demande du côté commercial. Ils sont aussi plus faciles du côté de la commande [2].

La qualité de la tension de sortie de ces onduleur triphasé dépend fortement de la technique de commande appliquée pour l'objectif de générer une tension de sortie ayant le moins d'harmoniques possibles [1]. Il existe plusieurs stratégies de la commande de l'onduleur par la commande pleine onde ; les différent technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), telles que : la MLI triangulo- sinusoïdale, la MLI triangulo-sinusoïdale avec injection d'ordre trois, et la MLI vectorielle.

Ces techniques sont caractérisées par une fréquence de commutation très élevée. Pour les applications de moyenne tension avec un onduleur à deux niveaux, les composants de puissance sont limités en fréquence de commutation et en tension inverse. Pour remédier cet inconvénient, la technique de MLI par élimination sélective d'harmoniques (MLI-ESH) est la plus adaptée par l'avantage de faible fréquence de commutation, ce qui permet d'augmenter la durée de fonctionnement des composants de puissance, et de réduire le dimensionnement des composants du filtre utilisé et par conséquent son coût.

La MLI- ESH a été introduite pour la première fois par *Turnbull* en 1967 puis développée par *Patel* et *Hoft* en 1973 pour l'onduleur triphasé Cette technique permet l'annulation des harmoniques de bas ordre tout en contrôlant le fondamental [3].

La principale difficulté de cette MLI à élimination d'harmoniques réside dans la résolution de système d'équations non linéaires pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs. D'autres méthodes sont basées sur la recherche d'une relation mathématique de la variation de la trajectoire des angles en fonction du taux de modulation. La stratégie MLI-ESH à

Introduction générale

échantillonnage régulier (MLI-ESH-ER) est définie par des équations mathématiques sur des intervalles bien déterminés suivant les allures des trajectoires des angles de commutation obtenus par la MLI-ESH ,cette technique est applicable pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période bipolaire avec un nombre pair d'harmoniques à éliminer pour un onduleur monophasé et triphasé [4], [5], [6], [7]. Par contre la technique MLI-ESH linéarisant (MLI-ESH-L) repose sur la linéarisation des trajectoires des angles de commutation obtenus pour la MLI-ESH par des équations du premier ordre, avec le cas d'une symétrie par rapport au quart et à la demi-période unipolaire et un nombre impair d'harmoniques à éliminer, pour un onduleur monophasé[8].

Dans le premier chapitre, nous présentons une généralité sur les types des onduleurs et les différentes techniques de commande. Nous commençons par la commande la plus simple jusqu'à la plus difficile.

La modulation de largeurs d'impulsions par élimination sélective d'harmoniques, fait l'objet du deuxième chapitre.

Le troisième chapitre traite principalement la simplification mathématique par deux méthodes les trajectoires des angles de commutation.

CHAPITRE I

*Généralité sur les
Onduleurs et leurs
Commandes*

Introduction

Les onduleurs constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance présente dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement de composants à semi conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). L'objectif dans ce chapitre est de présenter l'architecture et les techniques de commande de ces onduleurs, leurs principales applications, des plus classiques aux plus récentes [9].

I Classification des onduleurs

I.1 Onduleurs non autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, l'énergie est 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 [2].

I.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 [2].

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

- Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continue.
- La nature de la source continue impose celle du récepteur alternatif :
- Un onduleur de tension continue alimente un récepteur de courant alternatif.
- Un onduleur de courant continu alimente un récepteur de tension alternatif.

I.2.1 Onduleur de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « v » 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 [2].

I.2.2 Onduleur de courant

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 « v » à ses bornes [2].

I.3 Onduleurs autonomes de tension

I.3.1 Onduleurs monophasés

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 :

- l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull (figure (I.1)).
- l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi pont. (figure (I.2)).
- Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est l'onduleur monophasé en pont (figure (I.3)).

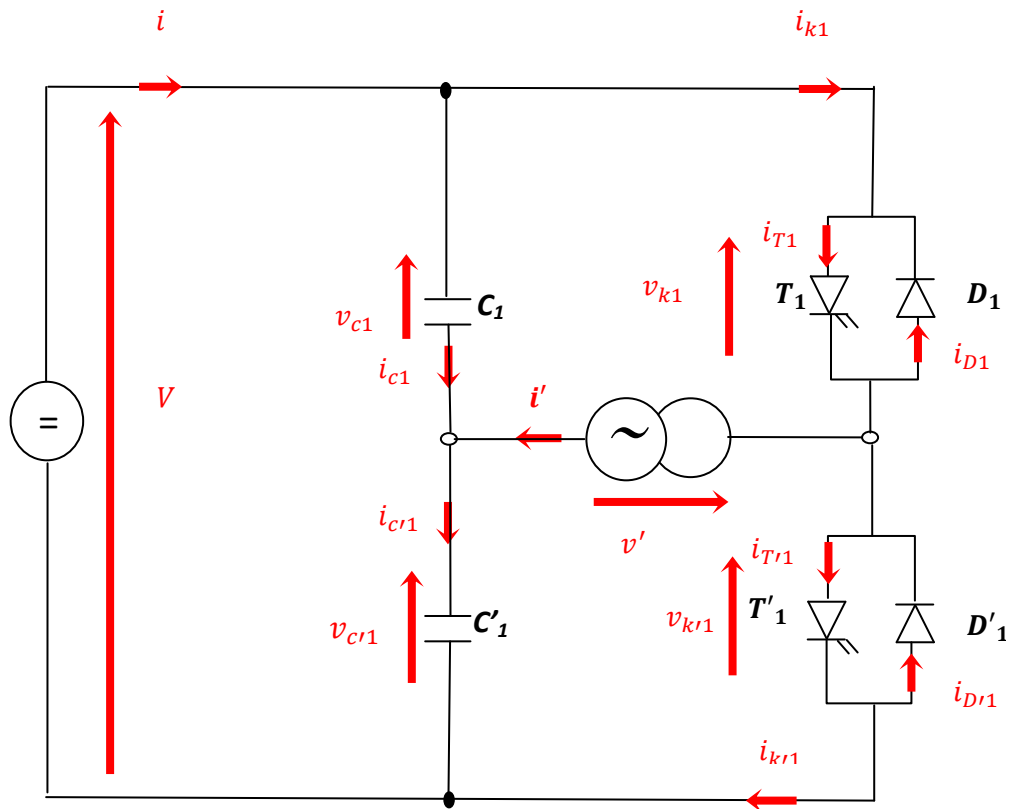


Figure (I.1) : Onduleur monophasé avec diviseur capacitif

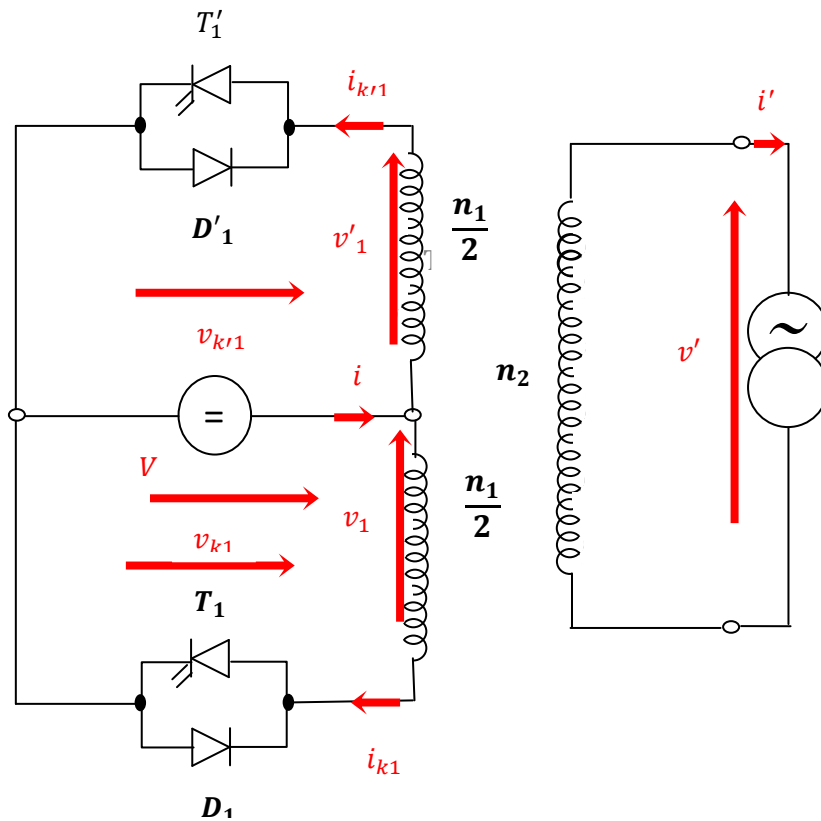


Figure (I.2) : Onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu

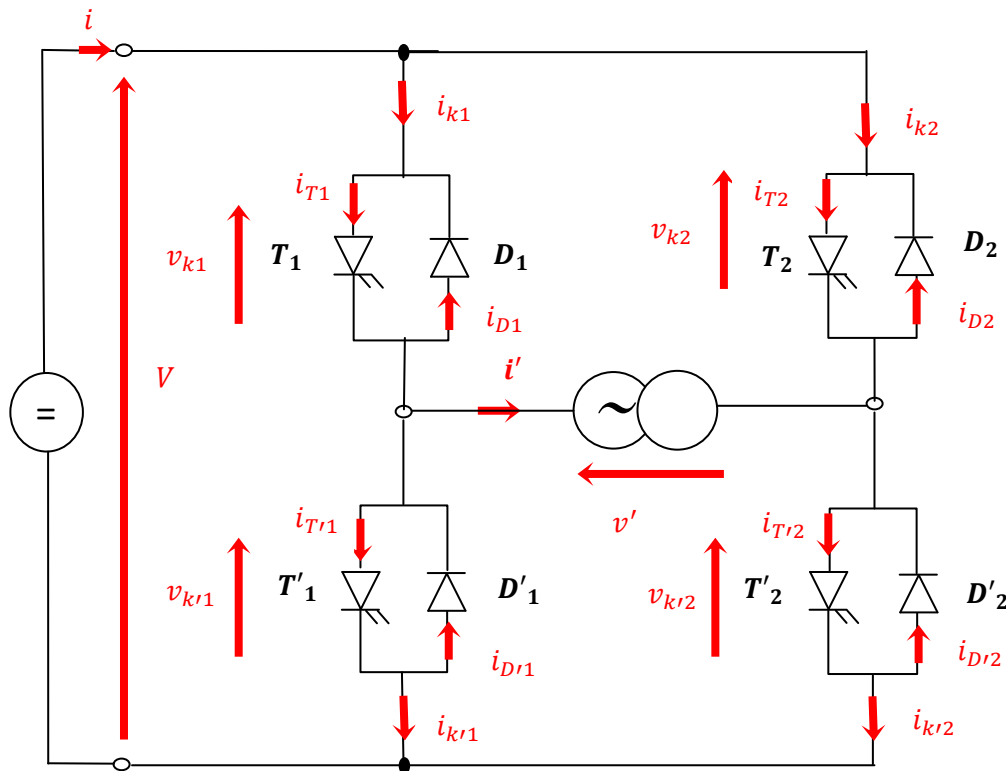


Figure (I.3) : Onduleur monophasé en pont

I.3.2 Onduleur triphasé

L'onduleur de tension triphasé est composé de trois bras. Chaque bras a deux interrupteurs bidirectionnels, qui fonctionnent de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source de tension continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge de l'onduleur considérée comme une source de courant (figure (I.4)). L'interrupteur bidirectionnel peut être réalisé par un transistor de puissance en antiparallèle avec une diode de puissance. La source de tension continue à l'entrée de l'onduleur peut être obtenue à la sortie d'un redresseur lié à un réseau alternatif, en passant par un filtre capacitif. La charge de l'onduleur est un moteur asynchrone [10].

I.3.2.1 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur S_{ij} ($i=1,2, j=1, 2, 3$), on définit une fonction de commutation $F_{ij}[\theta]$:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } s_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } s_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (I.1)$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante:

$$F_{2j} = 1 - F_{1j} \quad , \quad j = 1 - 3 \quad (I.2)$$

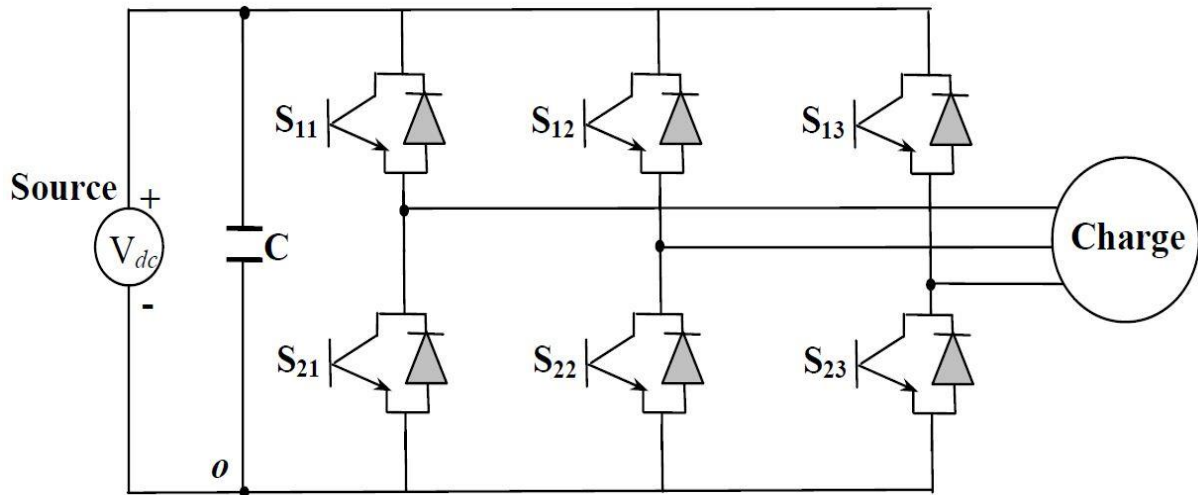


Figure (I.4) : Structure de l'onduleur triphasé

I.3.2.2 États d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles :

Etat P: L'interrupteur du haut S_{1x} ($x=1,2$ ou 3) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{2x} ($x=1,2$ ou 3) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est V_{dc} .

Etat N: L'interrupteur du bas S_{2x} ($x=1,2$ ou 3) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{1x} ($1,2$ ou 3) est ouvert. La tension de sortie par rapport au neutre (o) de la source est $0V$

Le tableau (I.1) donne la correspondance entre les états des bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie [10].

Etat	Bras 1		Bras 2		Bras 3		Tension de sortie		
	F_{11}	F_{21}	F_{12}	F_{22}	F_{13}	F_{23}	v_{1o}	v_{2o}	v_{3o}
P	1	0	1	0	1	0	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}
N	0	1	1	0	1	0	0	0	0

Tableau (I.1): Etats d'un bras de l'onduleur

I.3.2.3 États de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états: PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ($v_{1o} = E$), le deuxième est à l'état N ($v_{2o} = 0$) et le troisième est à l'état N ($v_{3o} = 0$).

I.3.2.4 Tensions de sortie de l'onduleur

Les tensions triphasées de sortie par rapport à la référence de la source continue (o) peuvent être exprimées par [I0] :

$$\begin{pmatrix} v_{1o} \\ v_{2o} \\ v_{3o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{12} \\ F_{13} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (I.3)$$

V_{dc} : étant la tension continue d'alimentation de l'onduleur.

Les tensions composées entre les phases sont données par:

$$\begin{pmatrix} v_{12} \\ v_{23} \\ v_{31} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1o} - v_{2o} \\ v_{2o} - v_{3o} \\ v_{3o} - v_{1o} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{11} - F_{12} \\ F_{12} - F_{13} \\ F_{13} - F_{11} \end{pmatrix} V_{dc} \quad (I.4)$$

En supposant que la charge triphasée est équilibrée, on déduit les tensions triphasées de sortie par rapport au point neutre de la charge triphasée:

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} v_{12} - v_{31} \\ v_{23} - v_{12} \\ v_{31} - v_{23} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2F_{11} - F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} + F_{12} - F_{13} \\ -F_{11} - F_{12} + 2F_{13} \end{pmatrix} \cdot V_{dc} \quad (I.5)$$

A partir des équations (I.3), (I.4) et (I.5), on déduit que:

- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la source v_{1o}, v_{2o} et v_{3o} peuvent prendre deux valeurs : V_{dc} et 0 , ce qui est à l'origine de l'appellation : onduleur triphasé à deux niveaux.
- Les tensions composées v_{12}, v_{23} et v_{31} peuvent prendre trois valeurs $-V_{dc}, V_{dc}$ et 0 .
- Les tensions triphasées par rapport au neutre de la charge v_1, v_2 et v_3 peuvent prendre cinq valeurs : $-2/3V_{dc}, -1/3V_{dc}, 0, 1/3V_{dc}$ et $2/3V_{dc}$.

I.3.2.5 Commande de l'onduleur triphasé

Pour découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir sur la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance car c'est elle qui détermine le type de commande, il existe la commande pleine onde, MLI triangulo-sinusoïdale, MLI triangulo-sinusoïdale avec injection d'harmonique d'ordre trois, modulation vectorielle.

I.4 Simulation de différentes techniques de commande

Sous Matlab/Simulink l'onduleur utilisé pour simuler les différentes techniques de commande et représenter par la figure ci-dessous.

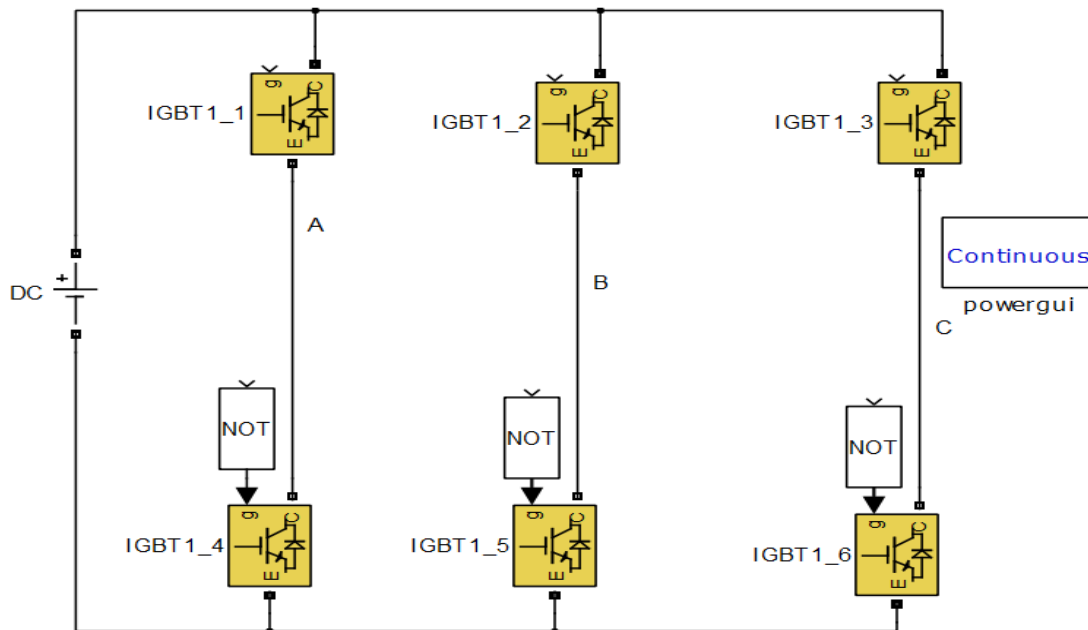


Figure (I.5) : Structure d'un Onduleur triphasé sous Matlab

I.4.1 Technique de commande pleine onde

La commande en pleine onde est une commande classique souvent utilisée pour la commande des onduleurs, et que les interrupteurs de deux bras consécutifs ne sont pas fermés en même temps sur un élément de la charge, une telle commande, génère un très grand nombre d'harmoniques de tension et de courant ce qui augmente la complexité et le coût des filtres.

I.4.1.1 Résultats de simulation

La tension continue $E = 400$ V, la fréquence des tensions de sortie $f = 50$ Hz.

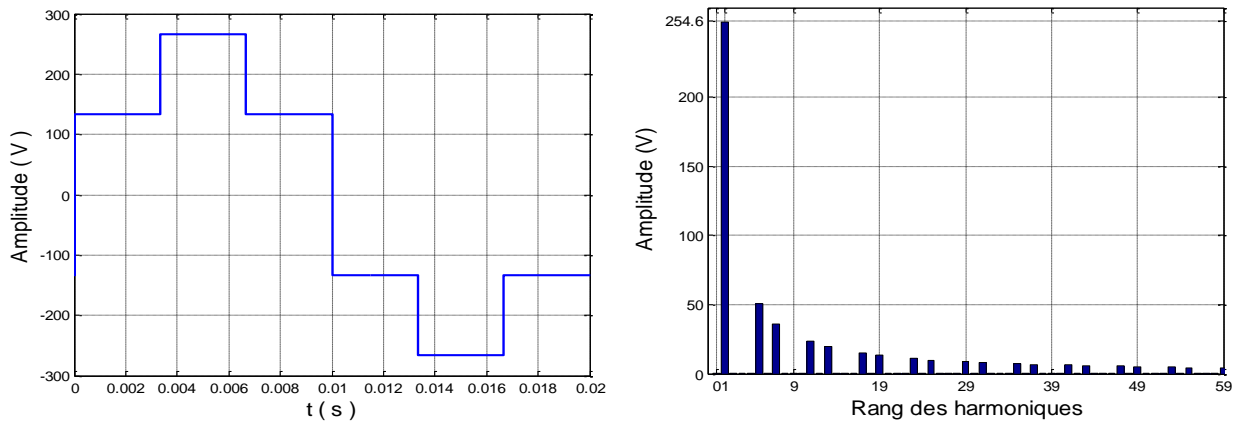


Figure (I.6) : Tension de sortie de la première phase et son spectre d'harmoniques

D'après résultat de simulation

- La représentation du spectre d'harmonique figure (I.6) des tensions simple montre la présence des harmoniques d'ordre $K = 6n \pm 1$, avec n : entier.
- On constate que l'harmonique 3 et ses multiples ont des amplitudes nulles. Le spectre contient les harmoniques 5, 7, 11 et 13...etc.

I.4.2 Technique de commande par la modulation de largeurs d'impulsion MLI triangulo - sinusoïdale

La commande par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale est la plus courante pour les onduleurs triphasé. Son principe consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence, appelée aussi modulante (généralement sinusoïdale et qui représente l'image de la tension désirée), avec une porteuses. La forme de la porteuse est souvent triangulaire, d'où l'appellation triangulo - sinusoïdale [3].

La figure (I.7) présente les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale.

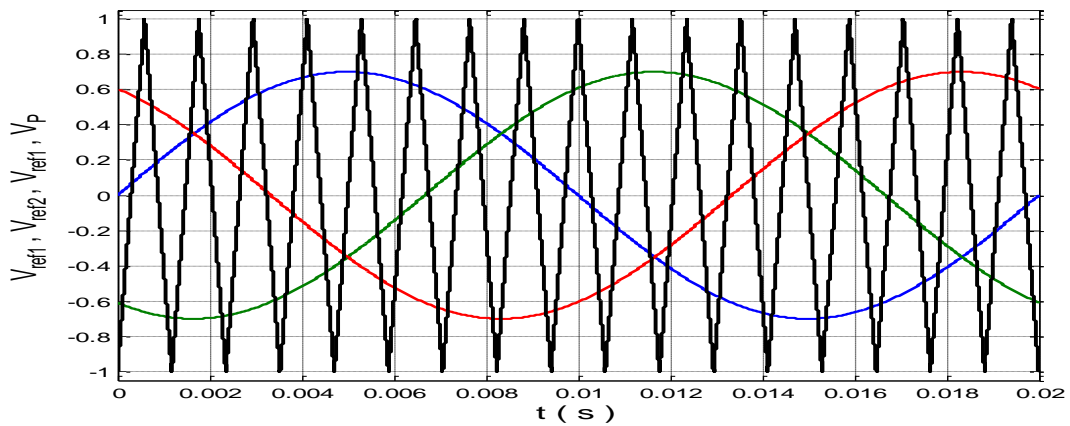


Figure (I.7) : Différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

I.4.2.1 Indice de modulation m : égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence :

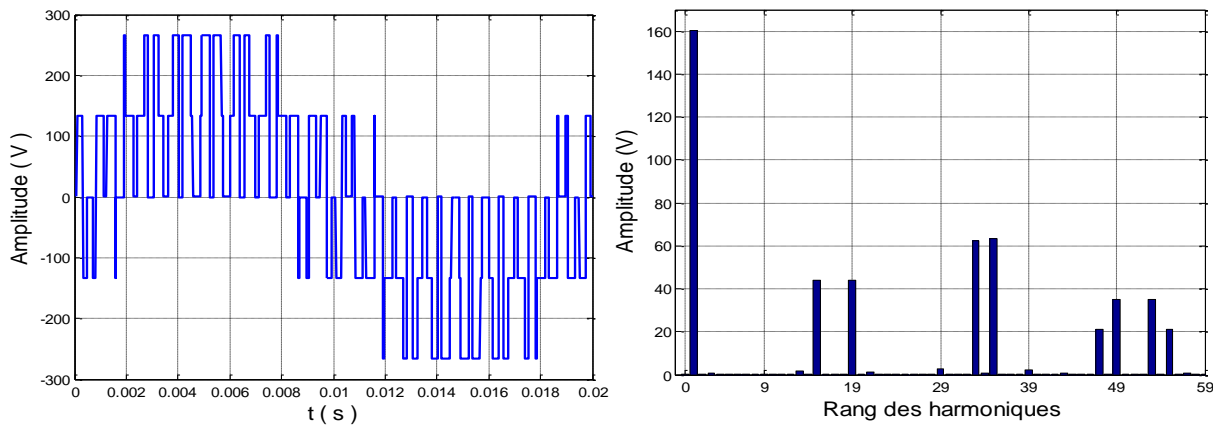
$$m = \frac{f_p}{f_r} \tag{I.6}$$

I.4.2.2 Taux de modulation r : égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_{ref} à la valeur crête U_{pm} de la porteuse :

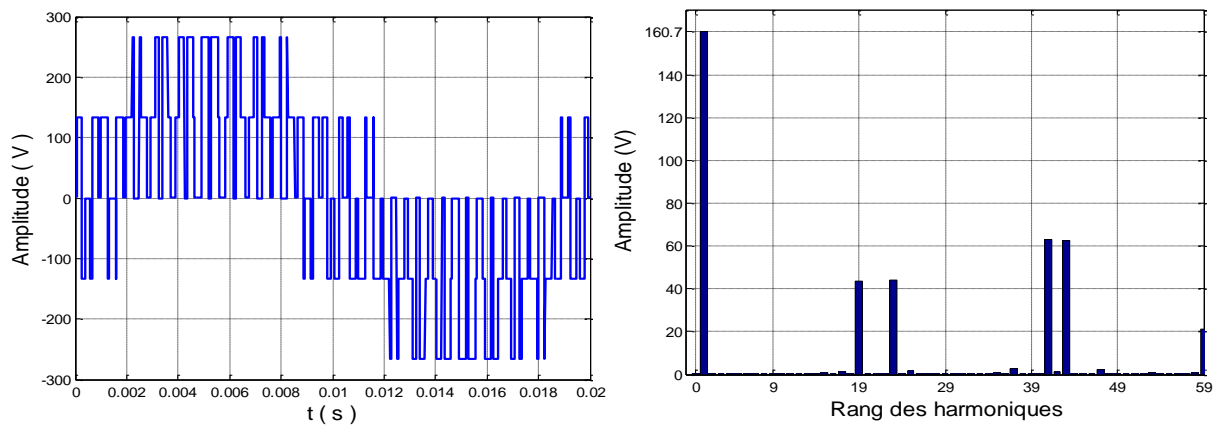
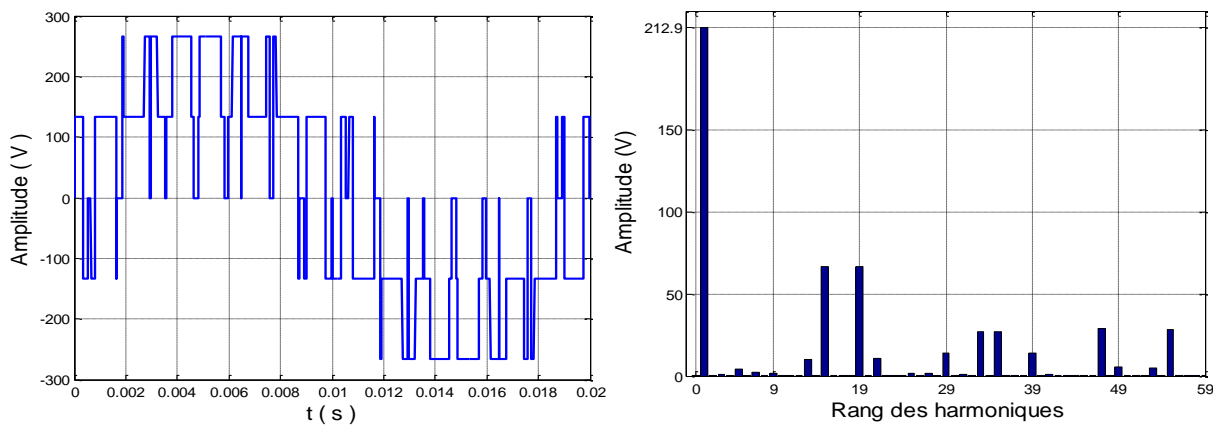
$$r = \frac{V_{ref}}{U_{pm}} \tag{I.7}$$

I.4.2.3 Résultats de simulation

La tension continue $E = 400$ V, la fréquence des tensions de sortie $f = 50$ Hz.



(a) : $r = 0.8$ et $m = 17$

(b) : $r = 0.8$ et $m = 21$ (c) : $r = 1.1$ et $m = 17$ **Figure (I.8) :** Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

D'après les résultats de simulation

- Pour $r = 0.8$ l'amplitude du fondamental égal à : $r \cdot \frac{E}{2} = 160 \text{ V}$ (la variation dans la zone linéaire $r \in [0, 1]$). Par contre pour $r = 1.1$ l'amplitude du fondamental égal à 212.9 V au lieu de 220 V (c'est la variation non linéaire $r > 1$).
- Les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont nuls.
- La tension de sortie de l'onduleur a une allure alternative qui contient des harmoniques. Ces harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées se qui facilite leur filtrage.

- Avec une valeur du taux de modulation $r = 1.1$ permet de diminuer l'amplitude des harmoniques de la deuxième et la troisième famille, en par contre celle de la première famille augmente.

I.4.3 MLI triangulo-sinusoidale avec injection de l'harmonique d'ordre trois

Il est possible d'étendre la zone linéaire c.-à-d. $r > 1$ de réglage en injectant les harmoniques multiples de trois dans les tensions de référence. Il faut noter que cette injection n'affecte pas la qualité de la tension simple ou composée du fait que la tension de sortie de l'onduleur triphasé ne contient pas des harmoniques multiples de trois.

Si on injecte seulement le troisième harmonique avec un taux « a », les nouvelles tensions de référence seront donc [I1] :

$$v'_{refk} = v_{refk} + aV_m \sin(6\pi f_r t), \quad k = 1, 2, 3 \quad (I.8)$$

I.4.3.1 Optimisation du taux d'injection

Afin d'augmenter le taux de modulation, le taux d'injection devrait être correctement choisi pour assurer une bonne utilisation de la capacité en tension de l'onduleur sans affecter le THD.

- La référence de la première phase devient comme suit :

$$v'_{ref1} = V_m \sin(\omega_r t) + aV_m \sin(3\omega_r t) \text{ avec } , \omega_r = 2\pi f_r \quad (I.9)$$

-Le calcul de la valeur maximale de la tension V'_{ref1} passe par le calcul de sa dérivée par rapport à $\omega_r t$:

$$\frac{dv'_{ref1}}{d(\omega_r t)} = V_m \cos(\omega_r t) + 3aV_m \cos(3\omega_r t) = 0 \quad (I.10)$$

-La solution de l'équation (I.10) conduit à :

$$\cos(\omega_r t) = \pm \sqrt{\frac{9a-1}{12a}} \quad (I.11)$$

-La tension de référence V'_{ref1} mise aussi sous la forme :

$$v'_{ref1} = (1 + 3a)V_m \sin(\omega_r t) - 4aV_m \sin^3(\omega_r t) \quad (I.12)$$

-En substituant (I.11) dans (I.12), il vient :

$$v_{ref1}^{max} = 8a V_m \left(\frac{3a+1}{12a} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (I.13)$$

-La valeur optimale du taux d'injection « a » est égale à la valeur maximale v_{ref1}^{max} , tel que :

$$dv_{ref1}^{max} = V_m \left(\frac{3a+1}{12a} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{6a-1}{3a} = 0 \quad (I.14)$$

-La tension de référence V'_{ref1} mise aussi sous la forme :

$$v'_{ref1} = (1 + 3a)V_m \sin(\omega_r t) - 4aV_m \sin^3(\omega_r t) \quad (I.15)$$

La valeur $a = -1/3$ est exclue du fait qu'elle annule v_{ref1}^{max} ceci nous conduit à la valeur optimale du taux d'injection $a = 1/6$.

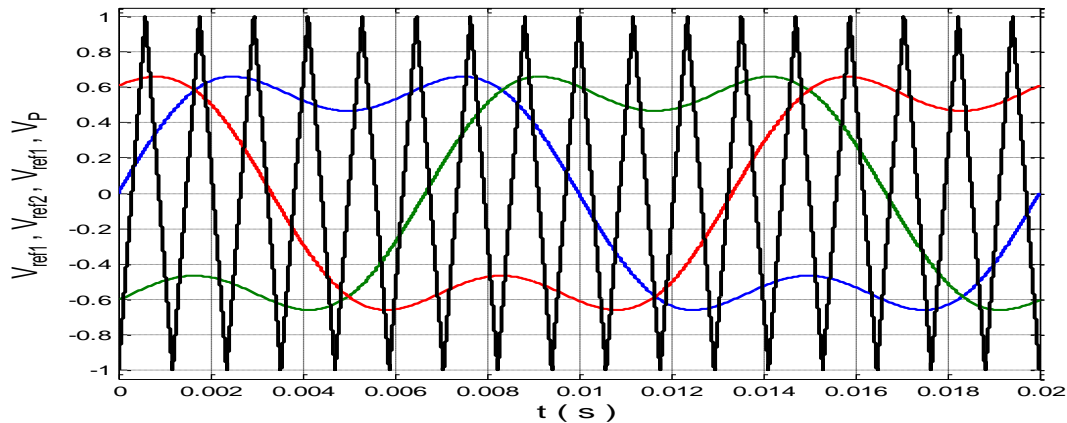
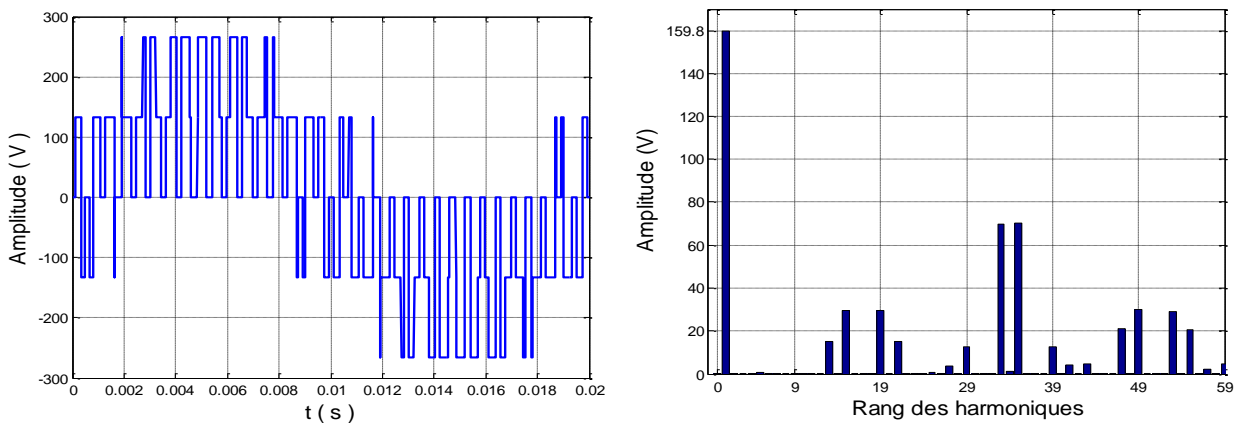


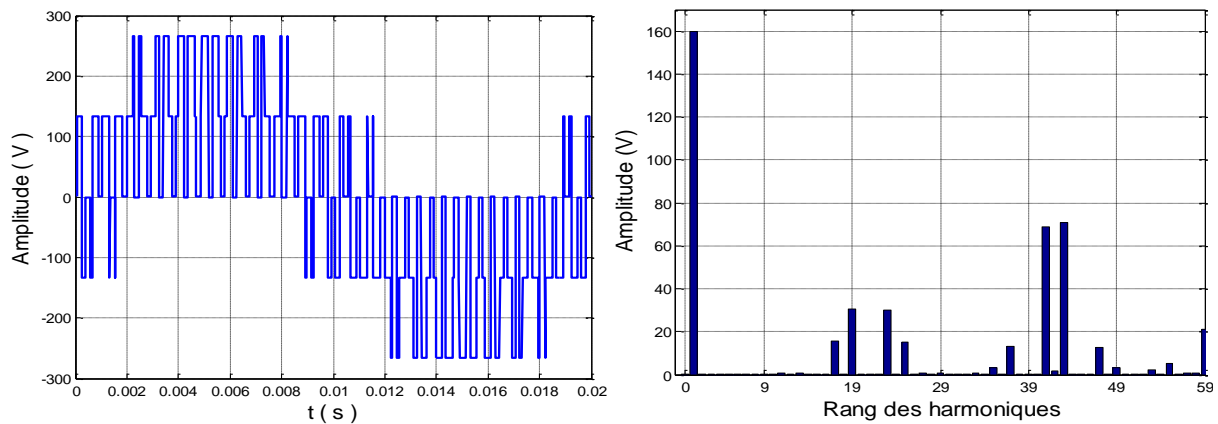
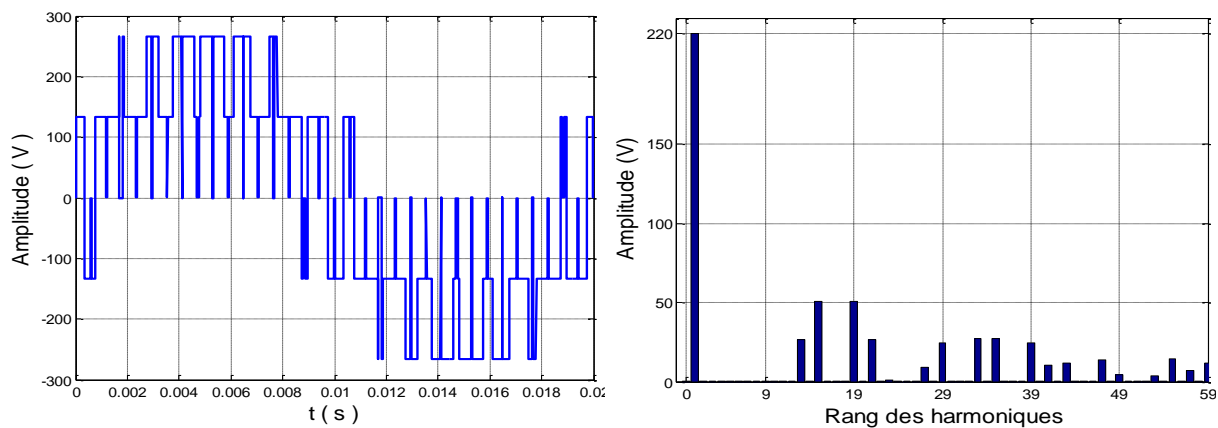
Figure (I.9) : Différents signaux de la stratégie MLI triangulo-sinusoidale avec injection d'harmonique d'ordre trois

I.4.3.2 Résultats de simulation

La tension continue $E = 400$ V, la fréquence des tensions de sortie $f = 50$ Hz.



(a) : $r = 0.8$ et $m = 17$

(b) : $r = 0.8$ et $m = 21$ (c) : $r = 1.1$ et $m = 17$ **Figure (I.10)** : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

D'après les résultats de simulation

La figure (I.10) présente la tension simple de la première phase de l'onduleur triphasé accompagnée de son spectre d'harmonique pour différents valeurs de taux de modulation r et indice de modulation m .

- On remarque bien que avec $r = 1.1$ l'amplitude du fondamental égal à $r \cdot \frac{E}{2} = 220V$, ce qui montre l'extension de la zone linéaire.
- Nous constatons bien l'absence des harmoniques pairs et ceux impairs de rang multiple de trois. les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse.

I.4.4 MLI vectorielle

L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de commutation) qui doivent être alloués à chaque vecteur de tension durant une période d'échantillonnage T_s elle sera appliquée sur un onduleur triphasé.

Les principes fondamentaux de la modulation vectorielle :

- Les tensions de référence v_s^* sont les tensions simples désirées.
- Les tensions de référence sont échantillonnées à l'intervalle régulier T_s .
- Tous les interrupteurs d'un même demi- pont ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période.
- Chacun des bras de l'onduleur va réaliser une impulsion de tension dont la largeur est calculée de tels sorts que les valeurs moyens des tensions simples aux borne de la charge soient égales aux valeurs des tensions de référence à l'instant d'échantillonnage
- La modulation est synchronisée sur les trois phases de l'onduleur [I2].

I.4.4.1 Vecteur tension de sortie et diagramme vectoriel

On définit le vecteur tension de sortie v_s par [I10] :

$$v_s = v_{10} \cdot e^{j0} + v_{20} \cdot e^{-j2\pi/3} + v_{30} \cdot e^{j2\pi/3} \quad (I.16)$$

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire d-q :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{10} \\ v_{20} \\ v_{30} \end{pmatrix} \quad (I.17)$$

Dans le repère stationnaire $d-q$, le vecteur v_s s'écrit:

$$v_s = v_d + jv_q \quad (I.18)$$

Ce vecteur prend huit positions discrètes dans le plan d-q. Ces positions correspondent aux huit états de l'onduleur: six positions à tensions non nulles, correspondantes aux états PNN, PPN, NPN, NPP, NNP et PNP, et deux positions à tensions nulles correspondantes aux états PPP et NNN. Les positions du vecteur v_s dans le plan d-q sont représentées sur le diagramme vectoriel de la figure (I.11). Les six positions à tensions non nulles divisent le plan d-q en six secteurs triangulaires égaux de largeur 60° .

I.4.4.2 Vecteur tension de référence

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_1, v_2 et v_3

aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_1^* , v_2^* et v_3^* .

Pour atteindre cet objectif, à partir des tensions de référence v_1^* , v_2^* et v_3^* . on définit le vecteur tension de référence v_s^* par l'équation suivante:

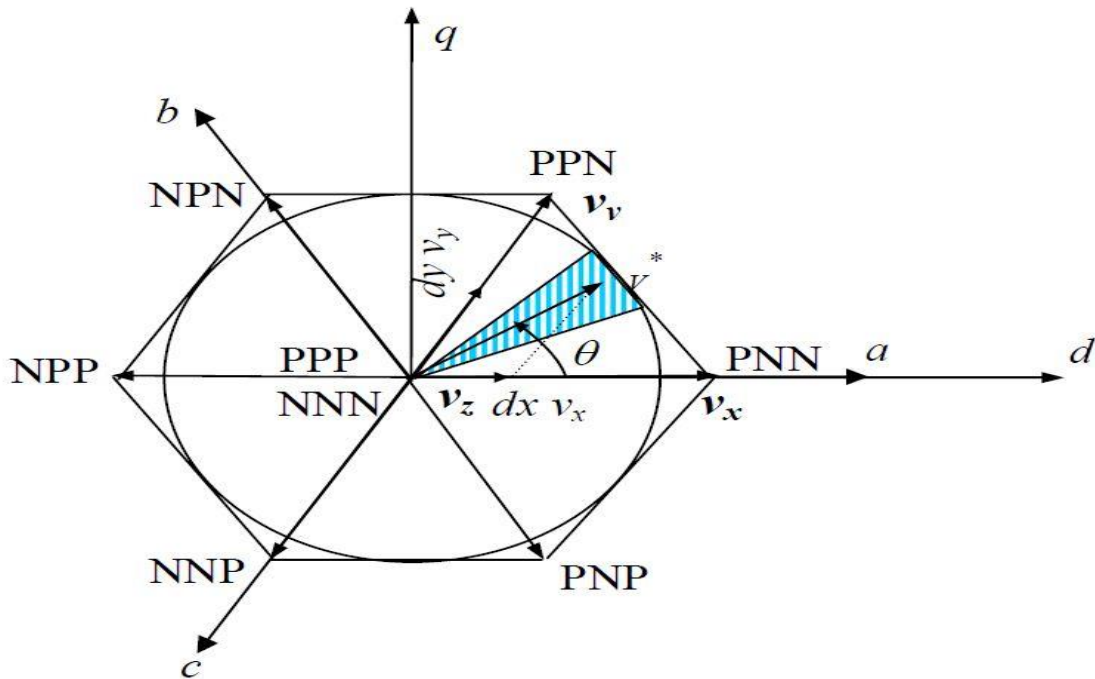


Figure (I.11) : Diagramme vectoriel

$$\begin{aligned}
 v_s^* &= v_1^* \cdot e^{j0} + v_2^* \cdot e^{-j2\pi/3} + v_3^* \cdot e^{j2\pi/3} \\
 &= v_d^* + j \cdot v_q^* \\
 &= r \cdot V_{max} \cdot e^{j\theta}
 \end{aligned}
 \tag{I.19}$$

avec :

v_d^* , v_q^* : composantes du vecteur v_s^* dans le plan d-q ;

r : taux de modulation ($0 \leq r \leq 1$);

θ : position angulaire du vecteur v_s^* .

Le vecteur v_s^* tourne dans le plan $d-q$ à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions v_1^* , v_2^* et v_3^* . Sur le diagramme de la figure (I.11), on a représenté une position arbitraire du vecteur v_s^* et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante:

$$s = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta < \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta < 2.\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2.\pi/3 \leq \theta < \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta < 4.\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4.\pi/3 \leq \theta < 5.\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5.\pi/3 \leq \theta < 2.\pi \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Les interrupteurs de l'onduleur doivent être commandés de sorte que le vecteur tension de référence v_s^* coïncide avec la moyenne, sur la période d'échantillonnage de l'onduleur T_s , du vecteur tension de sortie, généré par les trois vecteurs v_x, v_y et v_z , représentant les sommets du secteur triangulaire contenant le vecteur v_s^* :

$$\overline{v_s} = v_s^* = dx.v_x + dy.v_y + dz.v_z \quad (\text{I.21})$$

avec :

α : position angulaire du vecteur v_s^* à l'intérieur du secteur : $\alpha = [\theta \pi/3]$.

$$dx = T_x/T_s, \quad dy = T_y/T_s, \quad dz = T_z/T_s$$

T_s : période d'échantillonnage de l'onduleur;

T_x, T_y, T_z : durées d'application des vecteurs v_x, v_y et v_z respectivement à la sortie de l'onduleur.

On a:

$$T_x + T_y + T_z = T_s \quad \text{et} \quad d_x + d_y + d_z = 1 \quad (\text{I.22})$$

Dans ces conditions, l'ensemble des lieux possibles pour le vecteur v_s^* constitue la forme hexagonale délimitée par les six positions discrètes du vecteur tension de sortie v_s figure (I.II). Pour éviter les harmoniques de tension résultantes de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur v_s^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone, comme indiqué sur la figure (I.II). Ainsi, le module maximal admissible du vecteur v_s^* est :

$$V_{max} = V_{dc} \cos \frac{\pi}{6} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (\text{I.23})$$

L'amplitude de la tension simple de sortie de l'onduleur se déduit du module V_{max} par l'expression $V_{max}/1.5\sqrt{2}$ ce qui donne $nV_{dc}/\sqrt{6} \approx 0.408 V_{dc}$. l'amplitude de la tension composé est : $V_{dc}/\sqrt{2} \approx 0.707V_{dc}$.

I.4.4.3 Période d'échantillonnage

La période d'échantillonnage T_s représente une fraction minime de la période des tensions de référence v_1^* , v_2^* et v_3^* . Elle correspond à un intervalle de largeur $(T_s/T) \cdot 2\pi$ sur le diagramme vectoriel, appelé intervalle d'échantillonnage. Cet intervalle est représenté par la partie hachurée de la figure (I.11)

La fréquence d'échantillonnage ($1/T_s$) est beaucoup plus grande que la fréquence de la tension et du courant de sortie ($1/T_s$). La qualité de la tension de sortie de l'onduleur s'améliore proportionnellement à la fréquence de commutation. En revanche, l'augmentation exagérée de la fréquence de commutation provoque des pertes excessives dans les interrupteurs de l'onduleur. Ainsi, on doit faire un compromis entre la qualité de la tension de sortie et la limitation des pertes dans les interrupteurs de l'onduleur.

I.5.4.4 Séquence des états de l'onduleur

Les vecteurs v_x , v_y et v_z utilisés pour décomposer le vecteur de sortie dépendent de la position du vecteur de référence v_s^* dans le plan $d-q$. Par exemple, pour le cas représenté à la figure (I.11), le vecteur v_s^* est contenu dans le premier secteur ($S=1$ dans l'équation (I.20)), ce qui signifie que le vecteur v_x est celui généré par l'état PNN (appelé alors état X), le vecteur v_y est celui généré par l'état PPN (appelé état Y) et le vecteur v_z est celui généré par l'état PPP (appelé Z_1) ou l'état NNN (appelé Z_2). la figure (I.12) indique les états X, Y et Z pour chacun des six secteurs.

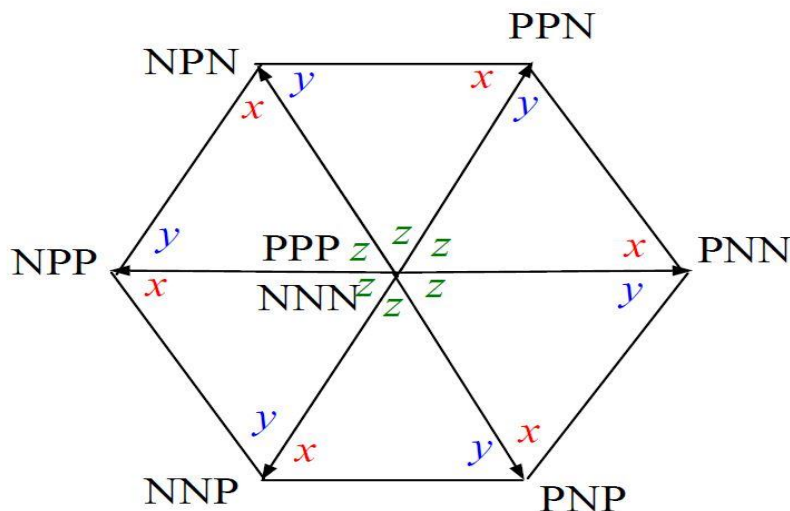


Figure (I.12) : Etats X, Y et Z pour chaque secteur

Pour déduire les rapports d_x , d_y et d_z on décompose l'équation (I.19) suivant les deux axes d et q ce qui donne les deux équations suivant :

$$\begin{aligned}\sqrt{3}/2 r \cos \alpha &= d_x + 1/2 d_y \\ \sqrt{3}/2 r \sin \alpha &= \sqrt{3}/2 d_y\end{aligned}\quad (\text{I.24})$$

-La résolution du système des équations (I.22) et (I.24) permet de déterminer d_x , d_y et d_z

$$\begin{aligned}d_x &= r \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ d_y &= r \sin \alpha \\ d_z &= 1 - d_x - d_y\end{aligned}\quad (\text{I.25})$$

L'équation (I.25) s'applique à tous les secteurs composant le diagramme vectoriel, étant donné que le repère stationnaire $d - q$ peut être orienté sur n'importe quelle position discrète du vecteur tension v_s

Ainsi, pour générer des tensions de sortie v_1, v_2 et v_3 aussi proches que possible des tensions de référence v_1^*, v_2^* et v_3^* . durant chaque période d'échantillonnage T_s , on applique l'état X pendant une durée $d_x T_s$, l'état Y pendant une durée $d_y T_s$, et l'état Z pendant le reste de la période $d_z T_s$.

L'état Z peut prendre deux valeurs : $Z_1 = \text{PPP}$ ou $Z_2 = \text{NNN}$. Les deux valeurs génèrent une tension de sortie identique et nulle. On peut choisir alors l'une ou l'autre des deux valeurs (pendant la durée $d_z T_s$) pour générer la tension de sortie. Ce choix peut être géré par plusieurs critères. Un critère qui permet de minimiser le nombre des interruptions par période et d'améliorer la forme de la tension de sortie implique la séquence suivante des états durant chaque période d'échantillonnage :

$$\begin{aligned}|Z_2 - X - Y - Z_1|Z_1 - Y - X - Z_2|L L &\quad \text{SI } s = 1, 3 \text{ ou } 5 \\ |Z_2 - X - Y - Z_1|Z_1 - Y - X - Z_2|L L &\quad \text{SI } s = 2, 4 \text{ ou } 6\end{aligned}\quad (\text{I.26})$$

Cette succession des états consiste à :

- appliquer les trois états dans un ordre donné durant la demi-période, puis dans l'ordre inverse durant le reste de la période
- d'appliquer les états Z_1 et Z_2 par alternance
- d'utiliser le même état au début et à la fin de la période d'échantillonnage.
- d'inverser l'ordre des états X et Y par alternance entre les six secteurs.

A partir de cette séquence des états, on déduit les fonctions logiques associées aux interrupteurs F_{ij} .

Leurs formes sur une période d'échantillonnage dans les différents secteurs constituant le diagramme vectoriel sont indiquées sur la figure (I.11). On remarque que chaque interrupteur change son état deux fois seulement par période d'échantillonnage.

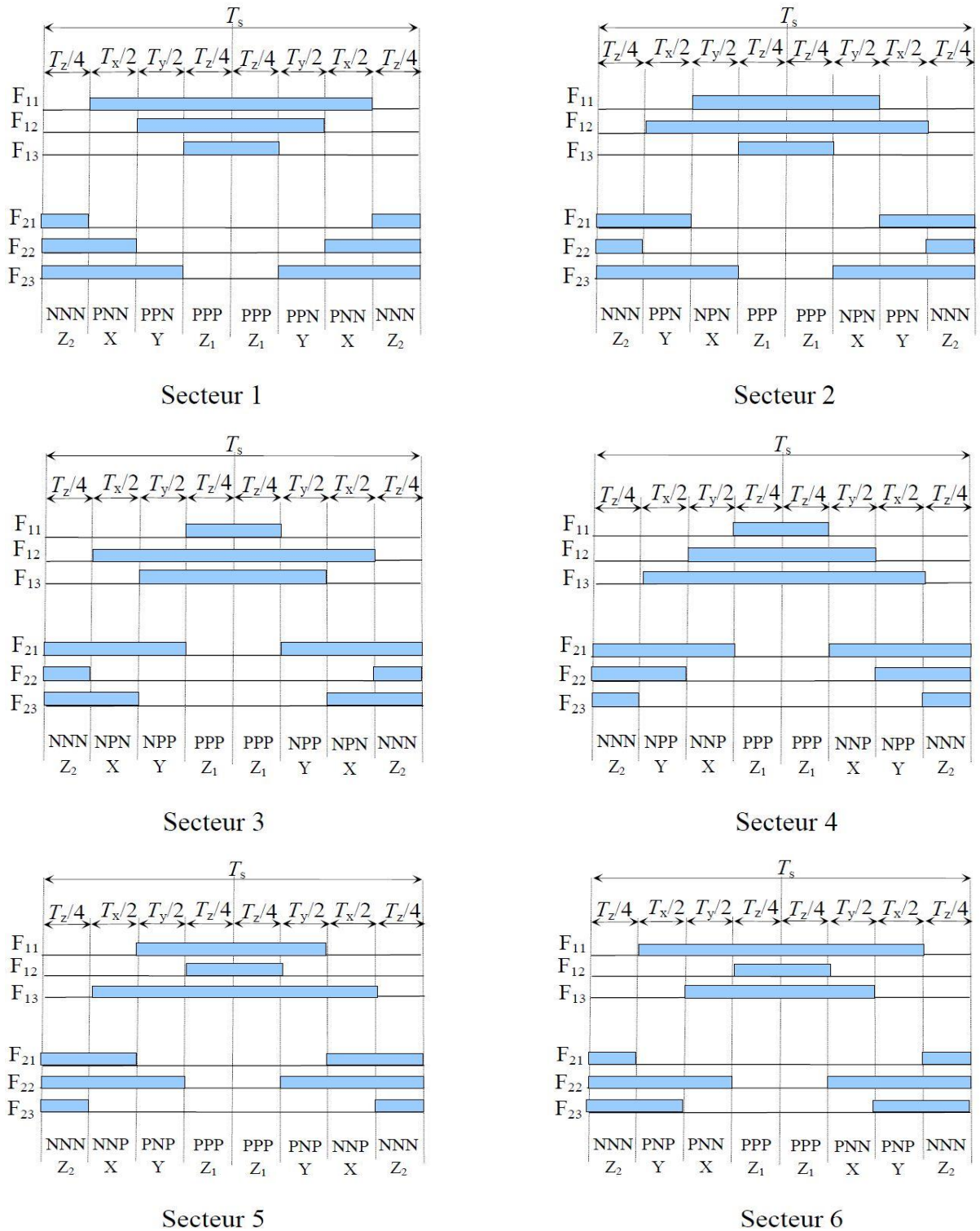


Figure (I.13): Forme des fonctions logiques F_{ij} pour les six secteurs

A partir de la figure (I.13), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_s , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau (I.2).

Secteur	Interrupteurs de haut $S_{11}S_{12}S_{13}$	Interrupteurs de haut $S_{21}S_{22}S_{23}$
1	$S_{11}: T_x + T_y + T_z/2$ $S_{12}: T_y + T_z/2$ $S_{13}: T_z/2$	$S_{21}: T_z/2$ $S_{22}: T_x + T_z/2$ $S_{23}: T_x + T_y + T_z/2$
2	$S_{11}: T_y + T_z/2$ $S_{12}: T_x + T_y + T_z/2$ $S_{13}: T_z/2$	$S_{21}: T_x + T_z/2$ $S_{22}: T_z/2$ $S_{23}: T_x + T_y + T_z/2$
3	$S_{11}: T_z/2$ $S_{12}: T_x + T_y + T_z/2$ $S_{13}: T_y + T_z/2$	$S_{21}: T_x + T_y + T_z/2$ $S_{22}: T_z/2$ $S_{23}: T_x + T_z/2$
4	$S_{11}: T_z/2$ $S_{12}: T_x + T_z/2$ $S_{13}: T_x + T_y + T_z/2$	$S_{21}: T_x + T_y + T_z/2$ $S_{22}: T_x + T_z/2$ $S_{23}: T_z/2$
5	$S_{11}: T_y + T_z/2$ $S_{12}: T_z/2$ $S_{13}: T_x + T_y + T_z/2$	$S_{21}: T_x + T_z/2$ $S_{22}: T_x + T_y + T_z/2$ $S_{23}: T_z/2$
6	$S_{11}: T_x + T_y + T_z/2$ $S_{12}: T_z/2$ $S_{13}: T_y + T_z/2$	$S_{21}: T_z/2$ $S_{22}: T_x + T_y + T_z/2$ $S_{23}: T_x + T_z/2$

Tableau (I.2) : Durées de fermeture des interrupteurs par secteur

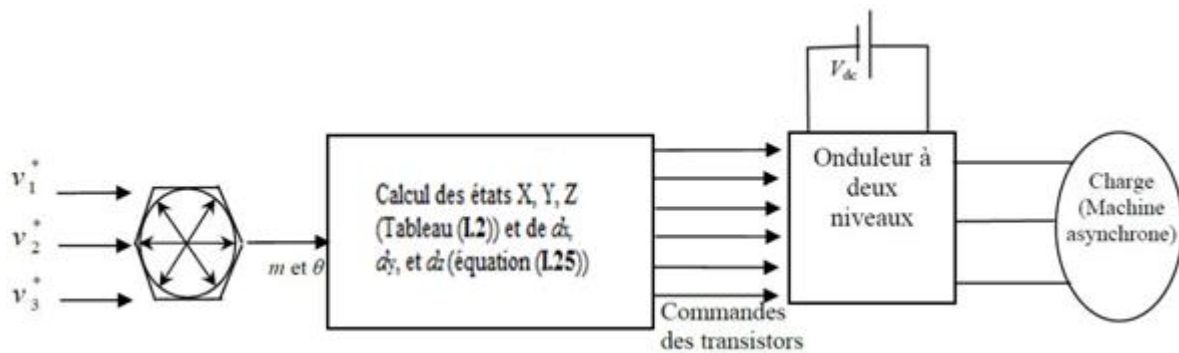
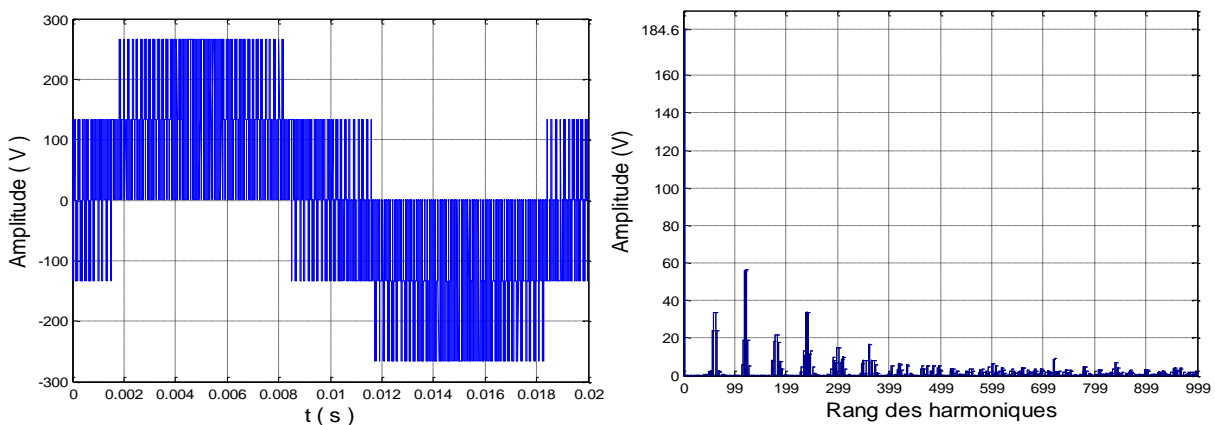


Figure (I.14): Schéma bloc de la modulation vectorielle.

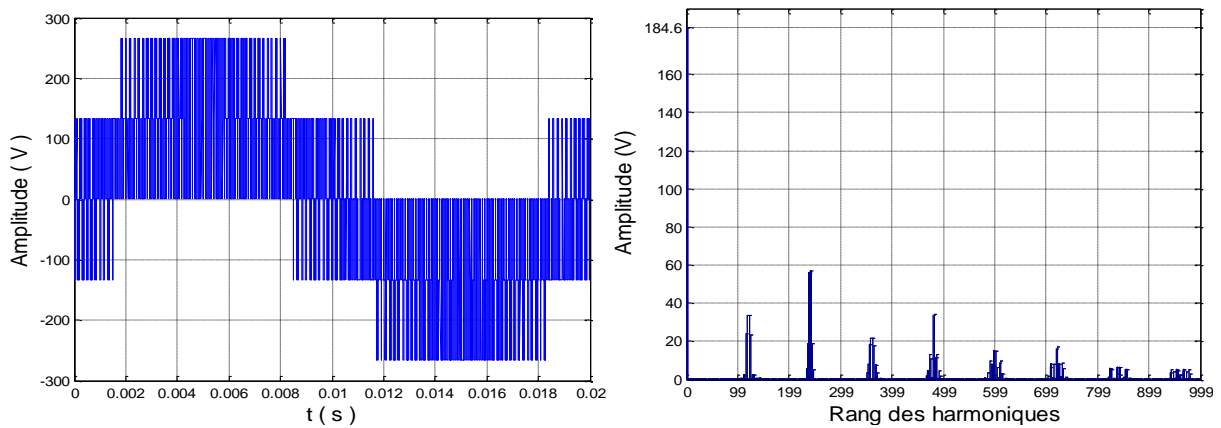
Le schéma bloc de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux est représenté à la figure (I.14). A partir des tensions de références v_1^* , v_2^* et v_3^* on calcule le vecteur de tension référence v_s^* , et on déduit le taux de modulation m et la position angulaire θ dans le diagramme vectoriel (équation (I.19)). On déduit par la suite le secteur S contenant le vecteur de référence (équation (I.20)), et on déduit les états X , Y et Z à appliquer (tableau (I.1)) et leur durées d'application pendant la période d'échantillonnage (équation (I.25)). A partir des états à appliquer, on déduit les états ouvert ou fermé des interrupteurs de chaque bras (section 1.1), Ainsi que leurs durées de fermeture (tableau (I.2)).

1.5.4.5 Résultat de simulation

La tension continue $E = 400$ V, la fréquence des tensions de sortie $f = 50$ Hz.



(a) : $N = 60$



(b) : $N = 120$

Figure (I.15) : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

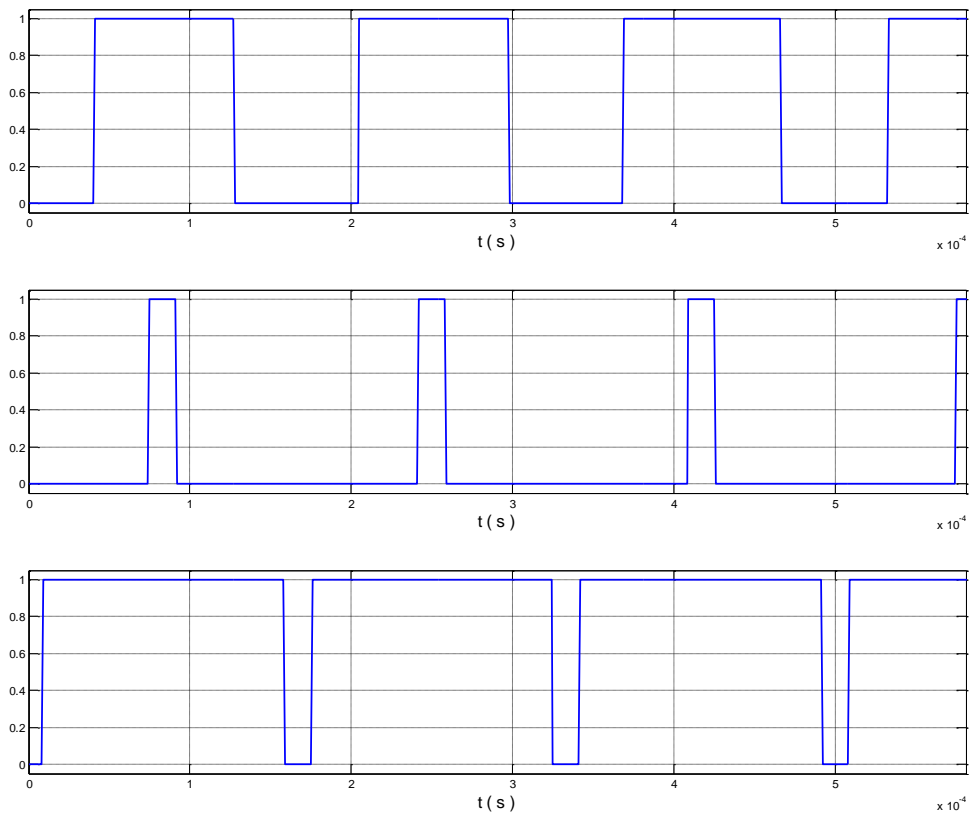


Figure (I.16) : Forme des fonctions logiques

L'analyse d'harmonique de la tension de sortie (figure (I.15)) montre que les harmoniques sont centrées autour des multiples du rapport N entre la période d'échantillonnage et la période de la tension de sortie. Plus ce rapport est grand, plus les harmoniques sont poussées vers des ordres élevés.

L'état des interrupteurs (figure (I.16)) est pour le secteur 5.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'une façon générale un état de l'art sur les onduleurs et leurs commande, (commande pleine onde, MLI triangulo - sinusoïdale, MLI triangulo-sinusoïdale avec injection d'harmonique d'ordre trois, modulation vectorielle). Chaque technique possède, des avantages et des inconvénients.

- L'avantage de la commande pleine onde est le nombre très faible de commutations par période (chaque interrupteur est commuté deux fois par période donc les pertes par commutation sont faibles et l'amplitude élevée du fondamentale par rapport à d'autres types de commande).
- L'inconvénient de la commande pleine onde est le taux d'harmoniques relativement élevée (la tension de sortie contient des harmoniques de faible fréquence qui ont des amplitudes élevées par rapport au fondamentale).
- La MLI triangulo-sinusoïdale permet de faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie : elle contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences les plus élevées.
- Le spectre d'harmonique de la tension de phase de la commande MLI triangulo-sinusoïdale avec injection d'harmonique d'ordre trois, est amélioré par rapport à la MLI triangulo-sinusoïdale pour un taux de modulation supérieur à 1.
- La modulation vectorielle permet d'améliorer la forme de la tension de sortie et d'augmenter la valeur de l'amplitude fondamentale.

CHAPITRE II

*Commande de l'Onduleur
Triphasé par la stratégie
d'élimination sélective
d'harmonique*

Introduction

Afin que la tension délivrée par l'onduleur soit proche de la forme sinusoïdale idéale et avec un faible taux d'harmoniques, une nouvelle stratégie est appliquée pour les onduleurs triphasés. Il s'agit de la stratégie MLI élimination sélective d'harmoniques (MLI-ESH) ou programmée. L'objectif est de calculer les instants adéquats d'ouverture et de fermeture des interrupteurs du convertisseur, pour annuler les harmoniques indésirables (de rang 5, 7, 11,...) et de contrôler le fondamental. En effet, la présence de tels harmoniques dans une source de tension alimentant une charge provoque plusieurs contraintes : création des pertes au niveau des équipements, perturbation des performances de charge, diminution du facteur de puissance.

Cette technique offre donc plusieurs avantages :

- Réduction du coût des filtres.
- Réduction des pertes par commutation aux bornes des interrupteurs.
- Augmentation de la durée de vie des composants.
- Amélioration de la fiabilité du système (convertisseur - machine).

Dans ce chapitre nous avons présenté d'une façon détaillée de la MLI-ESH pour deux symétries [3].

II.1 Principe de la stratégie

La tension à la sortie de l'onduleur triphasé est formée de plusieurs créneaux de tension continue, dont les instants de commutation sont calculés.

Le principe de la stratégie MLI-ESH consiste à imposer ces instants de sorte que le spectre d'harmonique correspondant soit dépourvu de certain nombre d'harmoniques indésirables.

En génie électrique, les harmoniques de bas ordre constituent les harmoniques les plus gênants et les plus difficiles à éliminer.

Par ailleurs, la mise en œuvre de la MLI-ESH nécessite d'abord d'imposer un profil de la tension du bras ayant une symétrie par rapport au quart de la période ou la demi-période. Ensuite, il faut extraire l'expression générale de l'amplitude des harmoniques en fonction des angles de commutation α_i en se servant de la série de Fourier. La dernière étape consiste à imposer la valeur du fondamental à sa valeur désirée et annuler certains harmoniques [13].

II.1.1 Série de Fourier

Le principe des séries de Fourier est introduit par *Jean Baptiste Joseph Fourier*. Les séries de Fourier sont des séries de fonctions périodiques. L'objectif est de décomposer un signal périodique en somme de sinus et de cosinus de fréquences égales à, et multiples de, la fréquence du signal de base. Ceci peut être exprimé d'une manière mathématique par la relation suivante [3] :

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

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

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

La fonction $f(t)$ est donc une superposition continue de sinusoides dont les fréquences prennent leur valeur dans l'intervalle $[0, \infty]$.

II.1.2 Coefficients de Fourier

Pour une fonction périodique, continue par morceaux sur l'intervalle $[0, \infty]$, les coefficients a_0, a_n et b_n sont déterminés à partir des relations suivantes [3]:

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

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

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

Avec :

T : la période du signal $f(t)$.

Si la fonction $f(t)$ est à valeurs réelles, les coefficients de Fourier sont aussi des réels.

De l'équation (II.2), il est clair que le coefficient a_0 n'est autre que la valeur moyenne du signal $f(t)$ à décomposer. Cette équation peut être obtenue par une simple intégration de l'expression (II.1) sur une période T :

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

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

$$= a_0 T + 0 \quad (II.7)$$

La relation (II.2), peut être tirée directement de (II.7).

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

$$\int_{t_0}^{t_0+T} f(t) \cos(2\pi k f_0 t) dt = \int_{t_0}^{t_0+T} (a_0 \cos(2\pi k f_0 t)) dt \quad (II.8)$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{t_0}^{t_0+T} (a_n \cos(2\pi n f_0 t) \cos(2\pi k f_0 t)) dt$$

$$+ \sum_{n=1}^{\infty} \int_{t_0}^{t_0+T} b_n \sin(2\pi n f_0 t) \cos(2\pi k f_0 t) dt \quad (II.9)$$

$$= 0 + a_k \left(\frac{T}{2}\right) + 0. \quad (II.10)$$

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

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

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

II.2 La modulation de largeurs d'impulsions par élimination sélective d'harmoniques bipolaire (MLI-ESH-B)

Pour cette stratégie, la tension de sortie entre le point milieu d'un bras de l'onduleur et le point milieu de la source bascule entre la valeur E et $-E$ ou $-E$ et E , donc la valeur crête-à-crête de cette tension est égale à $2.E$. un inconvénient lié à cette stratégie est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de l'onduleur de la valeur $E(-E)$ à la valeur $-E(E)$, la figure (II.1).

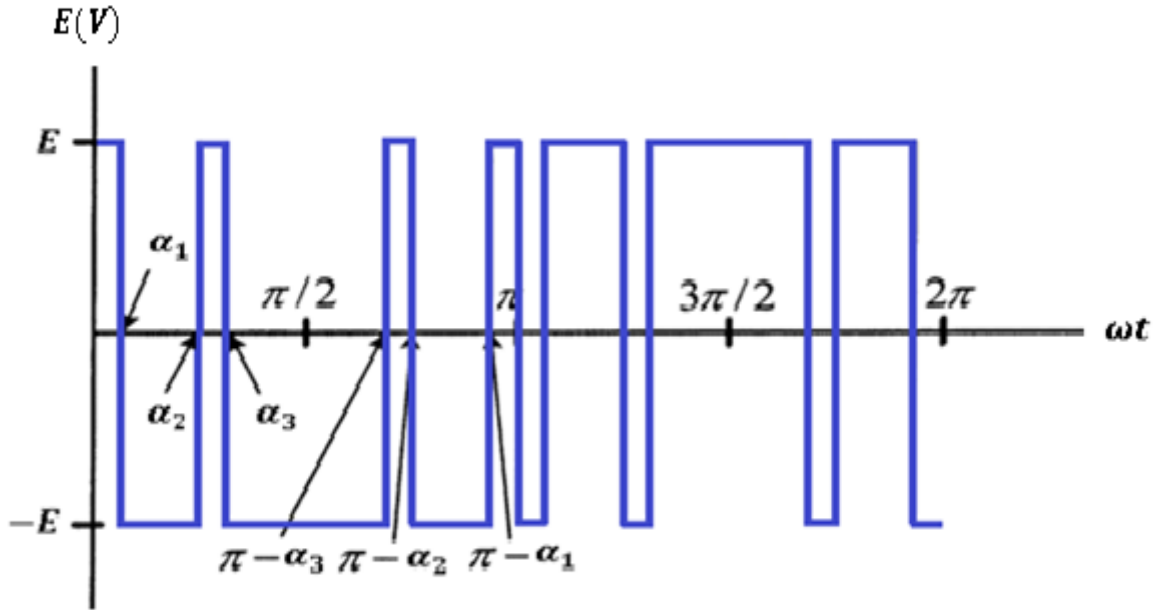


Figure (II.1) : Forme de la tension

II.2.1 La symétrie par rapport au quart et à la demi-période

Dans ce cas les coefficients de Fourier sont les suivants [3] :

$$a_0 = 0 \quad (II.11)$$

$$a_n = 0 \quad \text{Pour tous les } n \quad (II.12)$$

$$\begin{cases} b_n = 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ b_n = \frac{8}{T} \int_0^{T/4} f(t) \sin(2\pi f_0 t) dt & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (II.13)$$

De ces relations on conclure que :

- la valeur moyenne est nulle.
- les termes en cosinus sont tous nuls.
- les termes pairs en sinus sont nuls.
- seuls les termes impairs en sinus existent.

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

Pour annuler $(N-1)$ harmoniques et contrôler le fondamentale, on a besoin de N angles α_i , avec cette forme, la décomposition en série de Fourier de la tension ne contient que les harmoniques impaire en sinus.

L'amplitude de l'harmonique de range n est donnée par l'expression suivante :

$$h_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \cdot \sum_{i=1}^{N+1} (-1)^i \cdot \cos(n\alpha_i) \right] \quad (\text{II.14})$$

Comme exemple, nous considérons que $N = 5$, il est possible d'éliminer quatre harmoniques d'ordre impaire. Pour un onduleur triphasé (avec un récepteur à neutre isolé) les tensions simples et composées ne contiennent pas les harmoniques multiple de trois, donc le rang d'harmonique n prend les valeurs suivantes : 5, 7, 11 et 13. On aboutit à un système d'équations non linéaires suivant (II.15) :

$$\begin{cases} I_1 = 1 + 2 \cdot (-\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \cos(\alpha_5)) - M = 0 \\ I_2 = 1 + 2 \cdot (-\cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) - \cos(5\alpha_5)) = 0 \\ I_3 = 1 + 2 \cdot (-\cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) - \cos(7\alpha_5)) = 0 \\ I_4 = 1 + 2 \cdot (-\cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) - \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) - \cos(11\alpha_5)) = 0 \\ I_5 = 1 + 2 \cdot (-\cos(13\alpha_1) + \cos(13\alpha_2) - \cos(13\alpha_3) + \cos(13\alpha_4) - \cos(13\alpha_5)) = 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \dots \leq \alpha_{N+1} \leq \pi/2 \quad (\text{II.16})$$

$$M = \pi \cdot r / 4$$

II.2.2 La symétrie par rapport à la demi-période

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

$$f(t) = -f\left(t - \frac{T}{2}\right) \quad (\text{II.17})$$

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

$$a_0 = 0 \quad (\text{II.18})$$

$$\begin{cases} a_n = 0 & \text{pour } n \text{ pair} \\ a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(2\pi f_0 t) dt & \text{pour } n \text{ impair} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

La décomposition en série de Fourier de la tension ne contient que les harmoniques impairs en sinus et en cosinus. Il faut noter que chaque harmonique requiert deux angles, c'est-à-dire pour éliminer la partie réelle et la partie imaginaire. Pour annuler $(N-1)$ harmoniques et contrôler le fondamental on a besoin $2N$ angles.

L'amplitude de l'harmonique de rang n est donnée par l'expression suivante :

$$\begin{cases} a_n = \frac{4}{n.\pi} \left[\sum_{i=1}^{2.(N+1)} (-1)^{i+1} . \sin(n.\alpha_i) \right] \\ b_n = \frac{4}{n.\pi} \left[1 + \sum_{i=1}^{2.(N+1)} (-1)^i . \cos(n.\alpha_i) \right] \\ h_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \end{cases} \quad (II.20)$$

Pour le fondamentale ($n+1$) il faut noter aussi qu'il y aura un nombre infini des paires $(a_1 b_1)$ et que l'amplitude (h_1) et la phase (ϕ_1) du fondamental sont calculées comme suit :

$$\begin{cases} h_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \\ \phi_1 = \text{atag}(b_1/a_1) \end{cases} \quad (II.21)$$

Lorsque la phase (déphasage) ne change pas la forme du spectre d'harmoniques ; on peut imposer $b_1 = 0$ par conséquence l'amplitude du fondamental dépend uniquement de a_1 .

Le rang d'harmonique n prend les valeurs suivant : 5, 7, 11 et 13. On aboutit au système d'équations non linéaires suivant :

Avec la contrainte sur les angles :

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \dots \leq \alpha_{N+1} \leq \pi \quad (II.22)$$

Nous considérons le cas pour $N=5$, on a besoin de dix angles.

Le système (II.23) est un système algébrique non linéaire comportant m équations à m inconnues. Les systèmes non linéaires peuvent exhiber de fortes instabilités numériques et en effet leur résolution est délicate.

$$\begin{cases} I_{1_1} = 1 - \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \dots - \cos(\alpha_9) + \cos(\alpha_{10}) - M = 0 \\ I_{1_2} = \sin(\alpha_1) - \sin(\alpha_2) + \sin(\alpha_3) - \sin(\alpha_4) + \dots + \sin(\alpha_9) - \sin(\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_1} = 1 - \cos(5.\alpha_1) + \cos(5.\alpha_2) - \cos(5.\alpha_3) + \cos(5.\alpha_4) - \dots - \cos(5.\alpha_9) + \cos(5.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{2_2} = \sin(5.\alpha_1) - \sin(5.\alpha_2) + \sin(5.\alpha_3) - \sin(5.\alpha_4) + \dots + \sin(5.\alpha_9) - \sin(5.\alpha_{10}) = 0 \\ \vdots \\ \vdots \\ I_{5_1} = 1 - \cos(13.\alpha_1) + \cos(13.\alpha_2) - \cos(13.\alpha_3) + \cos(13.\alpha_4) - \dots - \cos(13.\alpha_9) + \cos(13.\alpha_{10}) = 0 \\ I_{5_2} = \sin(13.\alpha_1) - \sin(13.\alpha_2) + \sin(13.\alpha_3) - \sin(13.\alpha_4) + \dots + \sin(13.\alpha_9) - \sin(13.\alpha_{10}) = 0 \end{cases} \quad (II.23)$$

II.2.3 Résolution d'un système d'équations non linéaires

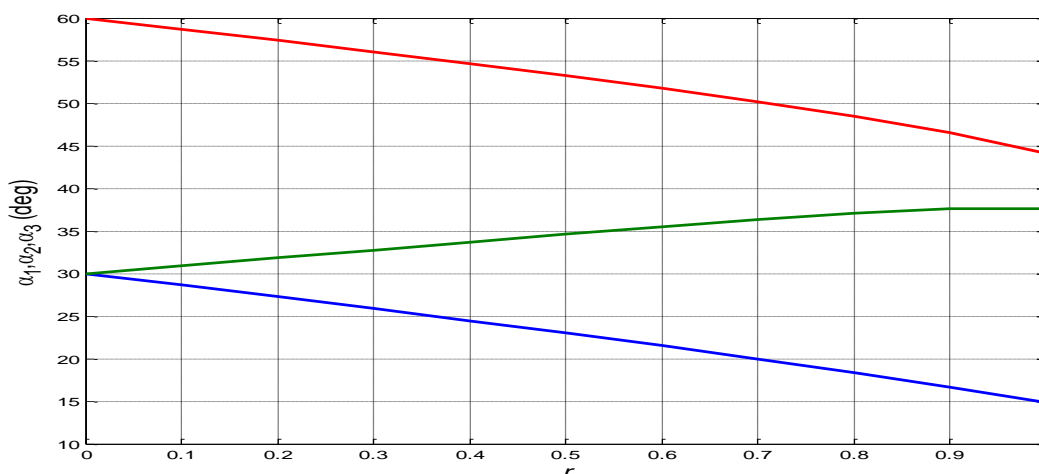
La résolution du système d'équations non linéaires à fonctions trigonométriques dont la complexité s'accroît avec le nombre d'harmoniques à éliminer. De plus, les systèmes non linéaires peuvent exhiber de fortes instabilités numériques, et leur résolution peut s'avérer délicate. La méthode de *Newton-Raphson* est la méthode itérative la plus connue pour résoudre ce genre d'équations.

Néanmoins, cette méthode exige une initialisation très proche de la solution recherchée, ce qui nécessite d'avoir une idée du résultat recherché. Chose qui n'est pas toujours possible et parfois impossible surtout pour les systèmes mal connus. Cette contrainte, d'autre méthode de résolution basée sur les polynômes symétriques. Cette technique permet la détermination de toutes les solutions possibles d'un système non linéaire, sans aucune initialisation au préalable. Ce qui ne peut pas être obtenu par les méthodes itératives [13].

II.3 Résultats de simulation

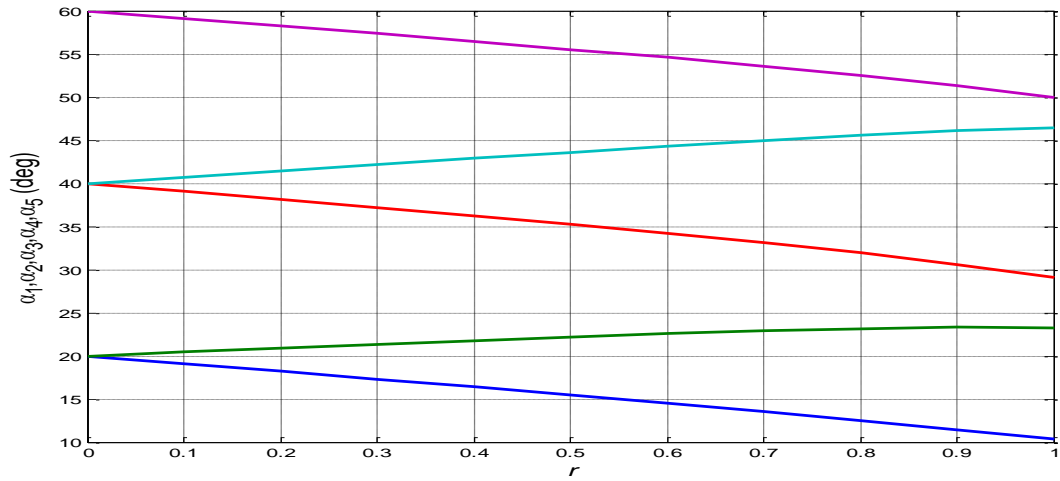
La tension continue $E = 400$ V, la fréquence des tensions de sortie $f = 50$ Hz.

La variation des trajectoires des angles de commutation en fonction de r pour la symétrie par rapport au quart et à la demi-période et pour la symétrie par rapport à la demi-période sont présentés dans les figures II.2 et II.3 et II.4 respectivement [14].

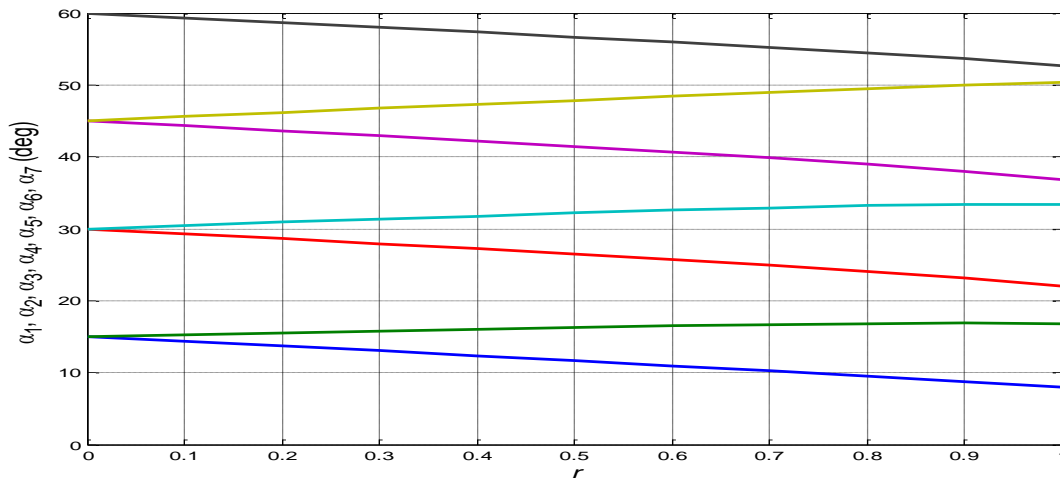


(a) : $N = 3$

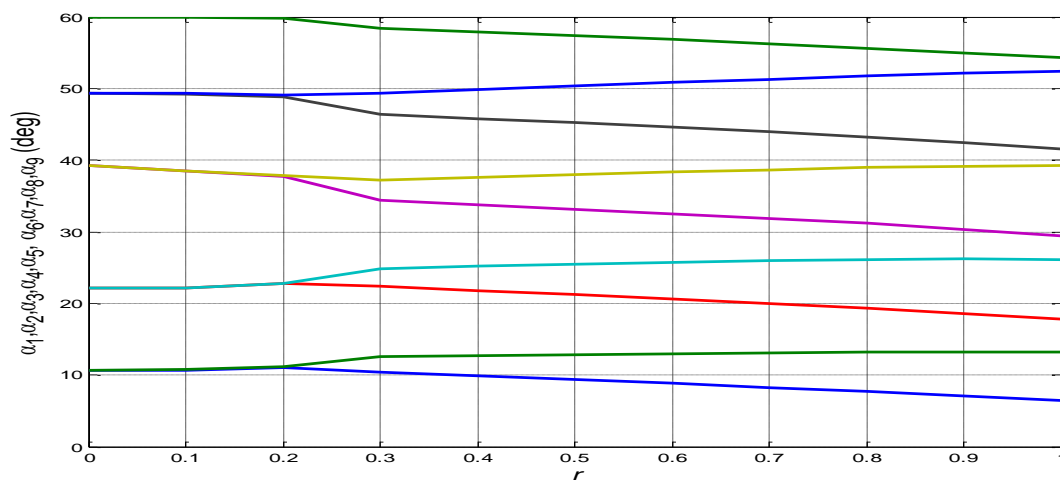
Figure (II.2) : Trajectoire des angles de commutation en fonction de r



(b) : $N = 5$



(c) : $N = 7$



(d) : $N = 9$

Figure (II.3) : Trajectoire des angles de commutation en fonction de r

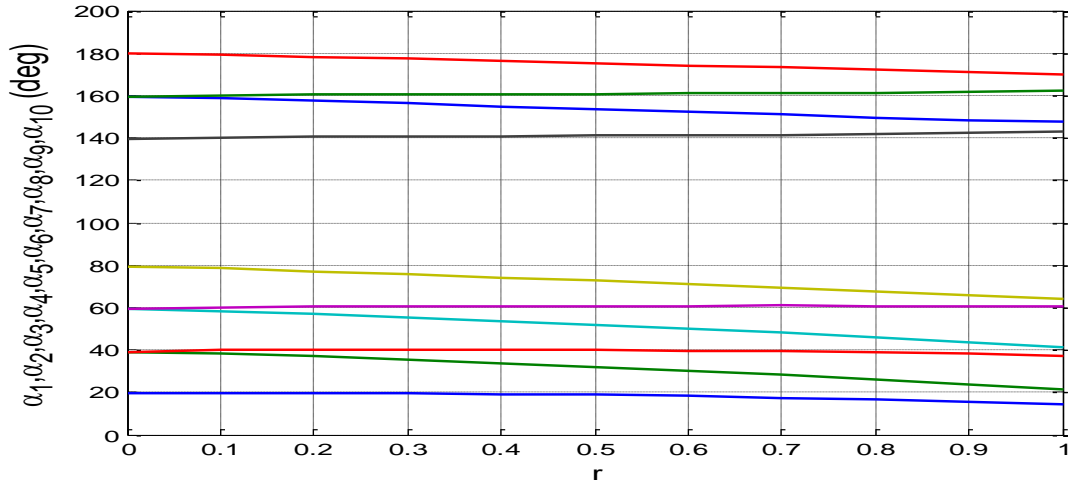
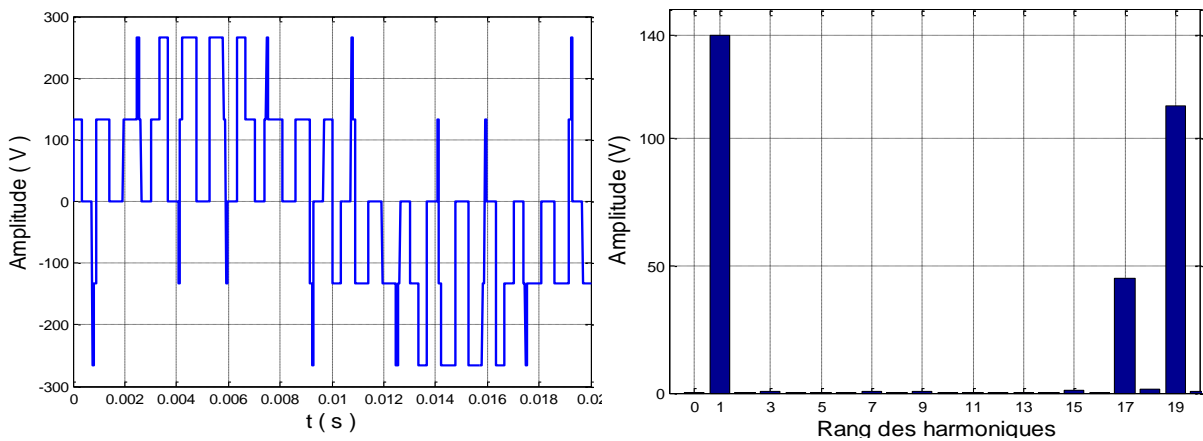
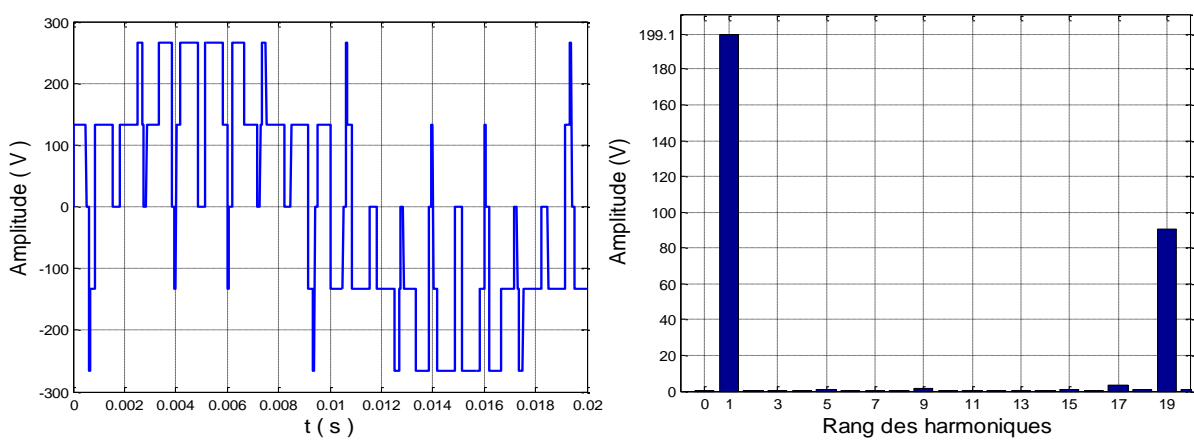


Figure (II.4) : Trajectoire des angles de commutation en fonction de r ($N = 10$)

Les allures des différentes tensions et leurs spectres d'harmoniques sont illustrés à la figure (II.5) pour La symétrie par rapport au quart et à la demi-période ($N = 5$) et à la demi-période ($N = 10$) figure (II.6).



(a): $r = 0.7$, THD = 110.01%



(b): $r = 1$, THD = 72.62%

Figure (II.5) : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques de la 1^{ère} phase

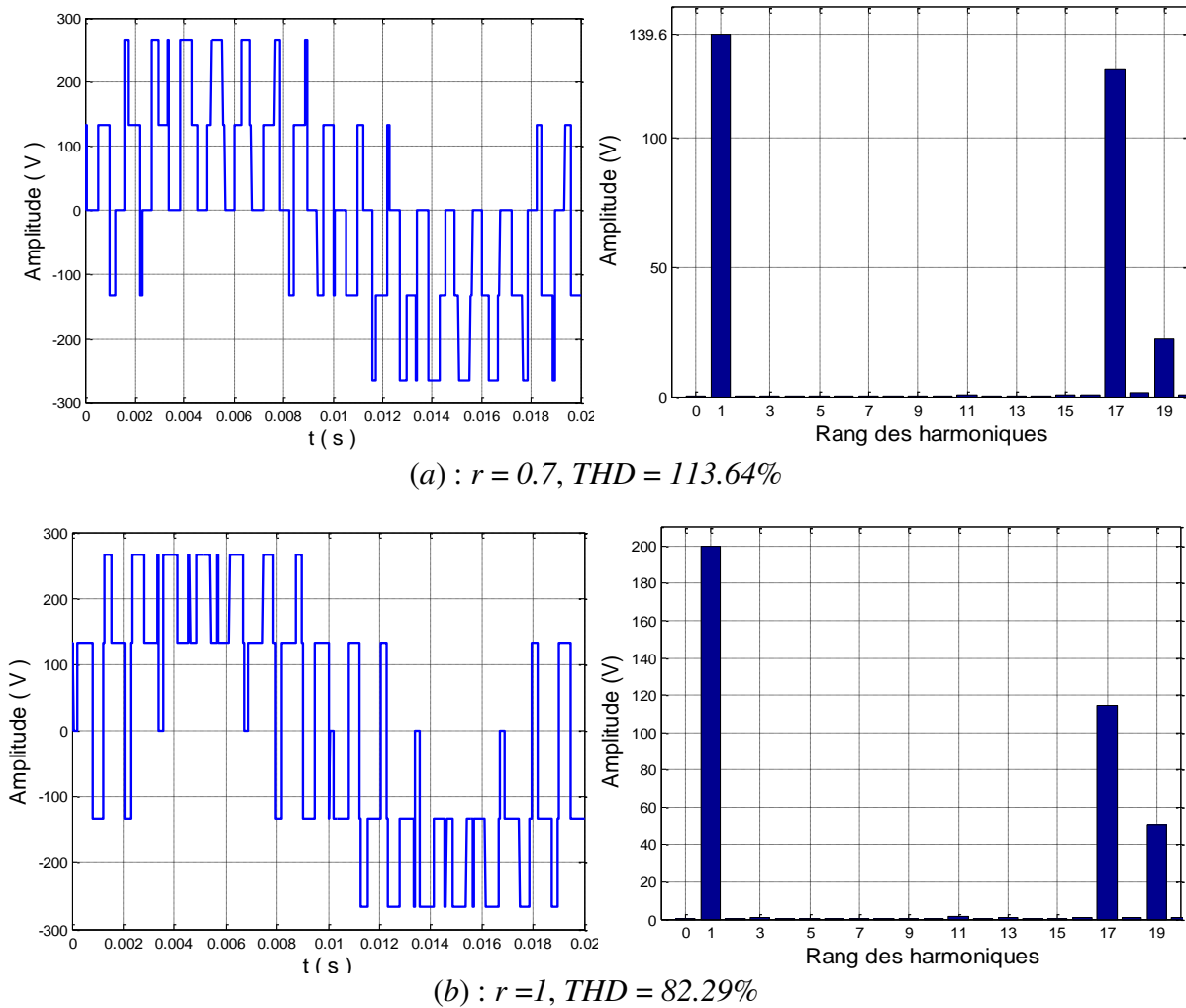


Figure (II.6) : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques de la 1^{ère} phase

L'analyse spectral des différentes tensions montre clairement que les harmoniques d'ordre ciblées (cinq, sept, onze et treize) sont effectivement disparues tout en assurant que le fondamental prend sa valeur désirée $r \cdot \frac{E}{2}$, c.à.d. pour $r = 0.7$ ($r = 1$) l'amplitude du fondamental égale à $140V$ ($199.1V$).

Une remarque importante concernant les harmoniques non éliminés, leurs amplitudes augmente par rapport à la commande pleine onde.

II.3.1 La stratégie MLI-ESH avec la méthode des tableaux (MLI-ESH-LUT)

On prend comme exemple des angles de commutation pour $N = 5$. L'intervalle de variation du taux de modulation $[0, 1]$ est discrétisé avec un pas de 0.1 . Les résultats sont présentés dans le tableau (II.1).

r	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
0.0	20.0000	20.0000	40.0000	40.0000	60.0000
0.1	19.1215	20.4537	39.0881	40.7230	59.1299
0.2	18.2316	20.9053	38.1603	41.4458	58.2504
0.3	17.3289	21.3507	37.2133	42.1671	57.3592
0.4	16.4118	21.7843	36.2426	42.8846	56.4533
0.5	15.4779	22.1986	35.2418	43.5950	55.5281
0.6	14.5242	22.5826	34.2010	44.2928	54.5766
0.7	13.5462	22.9191	33.1049	44.9674	53.5871
0.8	12.5371	23.1789	31.9273	45.5983	52.5370
0.9	11.4855	23.3086	30.6199	46.1367	51.3753
1.0	10.3669	23.1920	29.0769	46.4319	49.9495

Tableau (II.1) : Valeurs numériques des angles de commutation

Dans le but d'obtenir une variation continue du taux de modulation l'implémentation de cette méthode dans le logiciel Matlab/Simulink exige l'utilisation du bloc « Look up Table » pour stocker les différents angles. Dans le cas où la valeur du taux de modulation ne correspond pas aux valeurs dans le tableau, on utilise une méthode d'interpolation linéaire pour les deux points qui limitent le point à chercher.

La figure (II.7) présente un exemple de profil de variation de r .

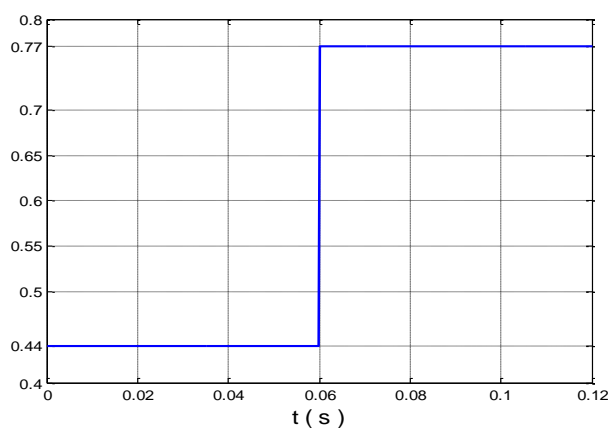


Figure (II.7) : Profil de variation de r

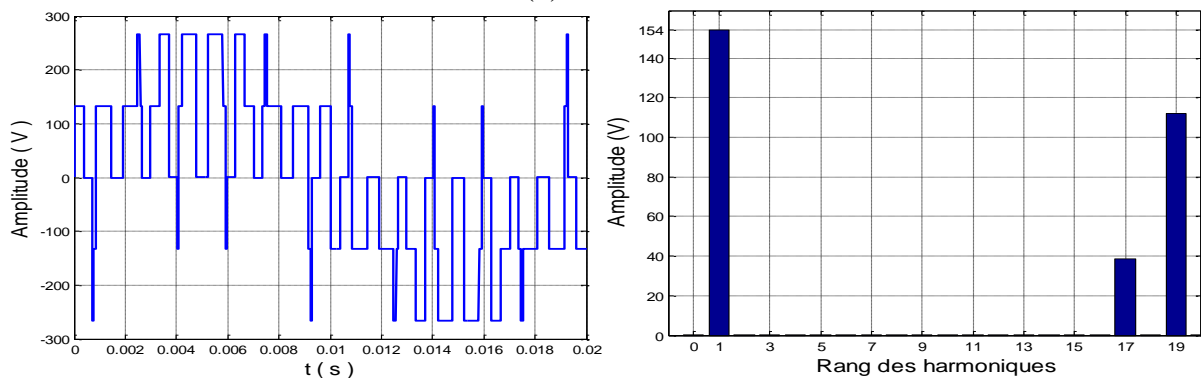
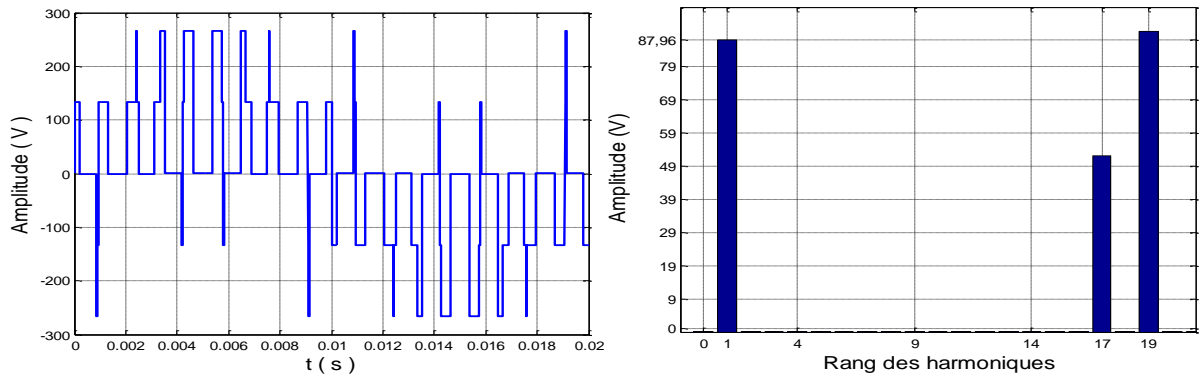


Figure (II.8.a) : La symétrie par rapport au quart et à la demi-période

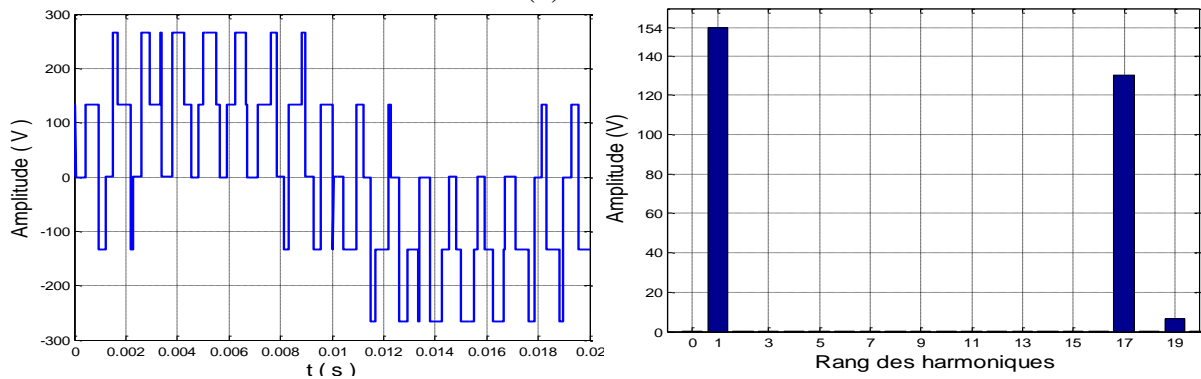
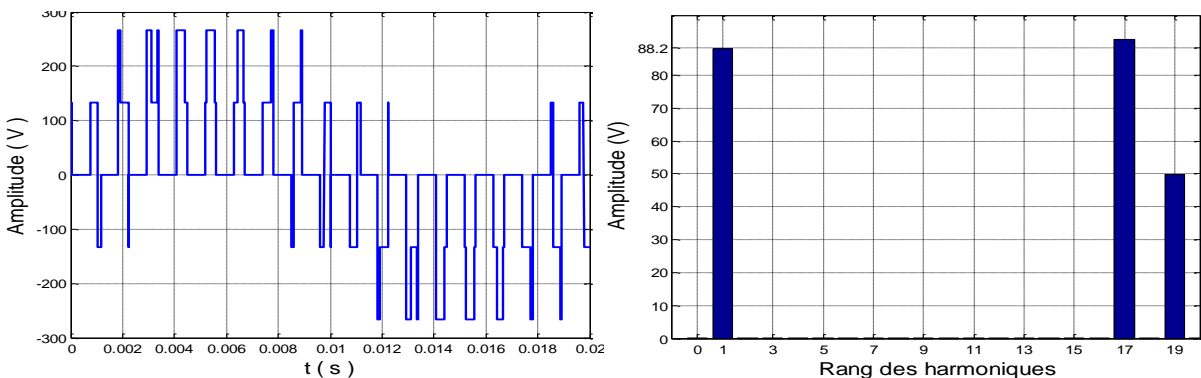


Figure (II.8.a) : La symétrie par rapport à la demi-période

Figure (II.8) : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques de la 1^{ère} phase

La figure (II.8) montre l'analyse spectrale de la tension de sortie, on remarque que les harmoniques 5, 7, 11 et 13 sont nulles, et le fondamental prend la valeur souhaité $r \cdot \frac{E}{2}$.

II.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la technique MLI-ESH pour deux formes de symétrie. Cette stratégie permet, non seulement d'assurer un bon contrôle du fondamental mais aussi d'annuler les harmoniques indésirables présélectionnés. Nous remarquons aussi que cette stratégie amplifie les harmoniques non éliminés.

CHAPITRE III

*Simplification
mathématique des
trajectoires des angles de
commutation*

Introduction

Plusieurs travaux de recherche ont été consacrés à la simplification et l'implémentation de la MLI à élimination sélective d'harmoniques (MLI-ESH). Classiquement l'implémentation de cette technique exige le stockage de tous les angles de commutation obtenus dans des mémoires, la capacité de ces dernières est relative au nombre d'harmoniques à éliminer et aussi au pas d'échantillonnage de l'intervalle de variation de l'indice de modulation. Cette méthode est connue sous le nom la méthode des tableaux (Look up table : LUT) [14].

D'autres méthodes sont basées sur la recherche d'une relation mathématique de la variation de la trajectoire des angles en fonction de l'indice de modulation. La stratégie MLI-ESH à échantillonnage régulier (MLI-ESH-ER) est définie par des équations mathématiques sur des intervalles bien déterminés suivant les allures des trajectoires des angles de commutation obtenus par la MLI-ESH qui varient entre 0° et 60° , c'est-à-dire cette technique est applicable pour une symétrie par rapport au quart et à la demi-période bipolaire avec un nombre pair d'harmoniques à éliminer pour un onduleur monophasé et triphasé [4],[5],[6],[7]. Par contre la technique MLI-ESH linéarisant (MLI-ESH-L) repose sur la linéarisation des trajectoires des angles de commutation obtenus pour la MLI-ESH par des équations du premier ordre, avec le cas d'une symétrie par rapport au quart et à la demi-période unipolaire et un nombre impair d'harmoniques à éliminer, pour un onduleur monophasé [8].

Dans ce chapitre, nous allons démontrer mathématiquement et d'une manière claire les différentes simplifications des trajectoires des angles de commutation calculés par la MLI-ESH. Des résultats de simulation de ces méthodes sont présentés.

III.1 La stratégie MLI-ESH à échantillonnage régulier (MLI-ESH-ER)

Le développement de cette technique s'appuie sur des remarques sur la variation des trajectoires des angles de commutation obtenus par la MLI-ESH. Il est applicable pour les onduleurs triphasé, de plus il est valable pour toute valeur de N impaire (N : nombre

d'angles). Les figures ci-après montrent un exemple des angles de commutation obtenus par la MLI-ESH (figure (III.1)) [14].

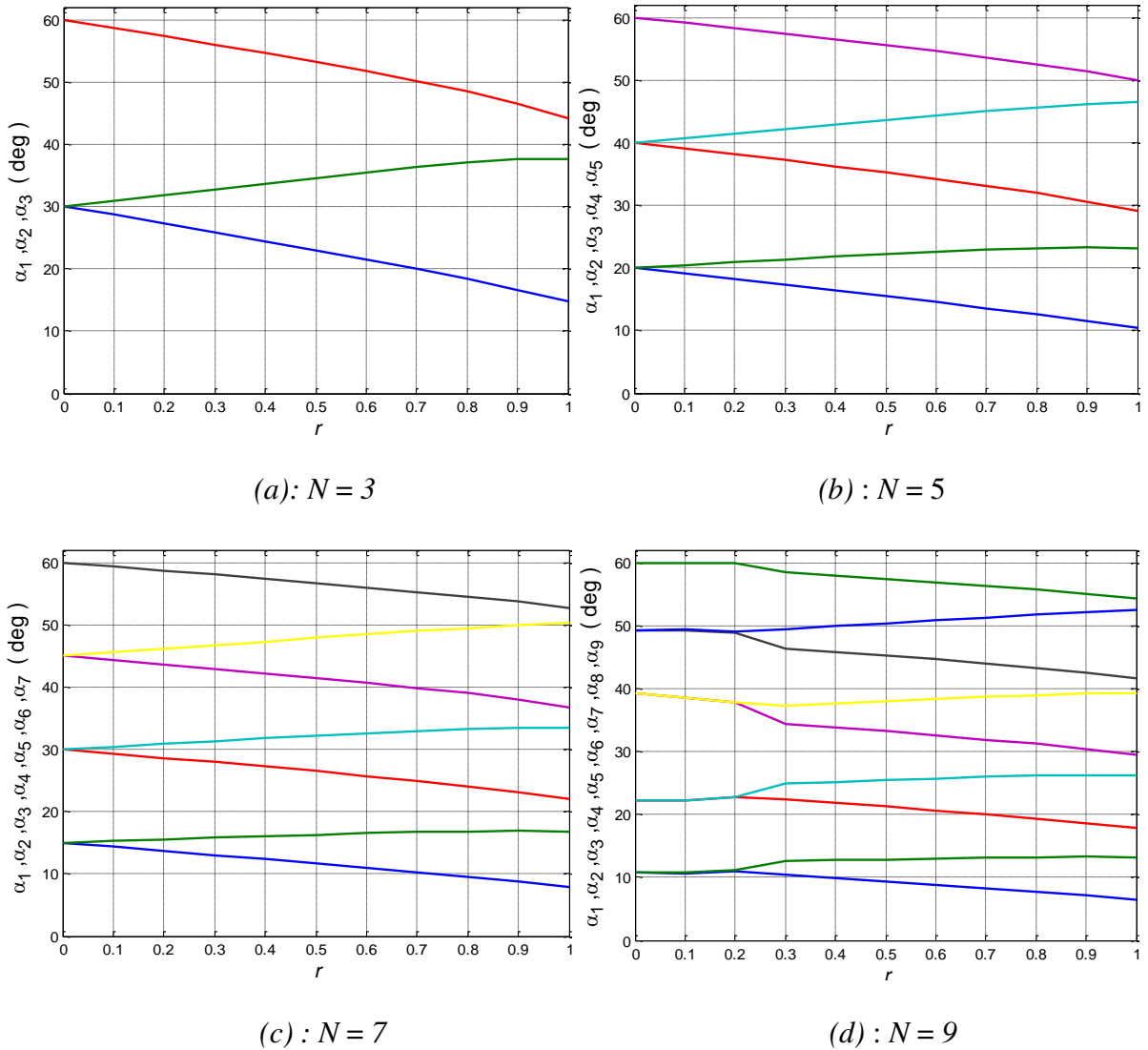


Figure (III.1) : Trajectoire des angles de commutation obtenus par la MLI-ESH

A partir de la figure (III.1) on peut extraire les caractéristiques suivantes [4], [5], [6], [7] :

- Les trajectoires des angles de commutation sont approximativement linéaires dans l'intervalle de variation de taux de modulation [0 0.90].
- Les trajectoires des angles de commutation impaire sont parallèles et ont des pentes négatives. Au contraire ceux qui ont un indice pair sont aussi parallèles mais avec des pentes positives.
- Pour la valeur du taux de modulation nulle, la différence entre deux paires des angles successives pour un onduleur triphasé est donné par la relation suivante :

$$T = \frac{2.\pi}{3.(N+1)} \tag{III.1}$$

La modélisation mathématique de cette stratégie est définie par les équations suivantes :

- Avec un indice des angles impair ($i = 1, 3, 5, \dots, N$)

$$\alpha_i = (i+1)\frac{T}{2} - \frac{r.T}{2} \sin\left((i+1)\frac{T}{2} + \varphi_1\right) \tag{III.2}$$

- Avec un indice des angles pair ($i = 2, 4, 6, \dots, N-1$)

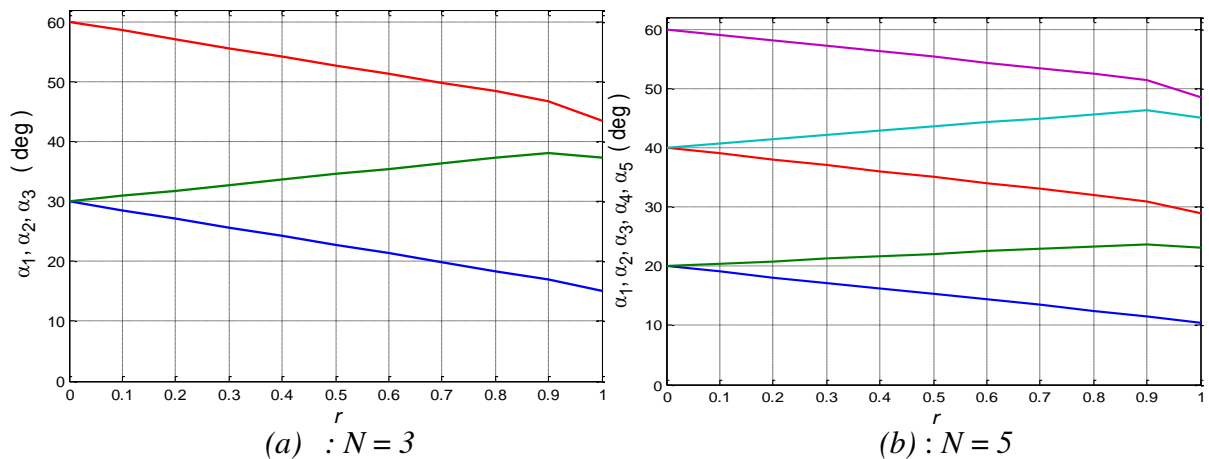
$$\alpha_i = i\frac{T}{2} - \frac{r.T}{2} \sin\left(i\frac{T}{2} + \varphi_2\right) \tag{III.3}$$

Les valeurs des constantes T, φ_1, φ_2 sont présentées au tableau (III.1).

	T	φ_1	φ_2
$0 \leq r \leq 0.8$	$\frac{2.\pi}{3.(N+1)}$	$\frac{N.T}{2}$	$\frac{T}{4}$
$0.8 < r \leq 1.27$	$\frac{\pi}{3.(N+1)} \left(1 + \cos\left(\left(\frac{r-0.8}{0.4}\right)^2 \cdot \frac{\pi}{2}\right)\right)$	$\frac{N.T}{2}$	$\frac{T}{4}$

Tableau (III.1) : Valeurs numériques des constantes T, φ_1, φ_2

A partir des équations (III.1) jusqu'à (III.3), les résultats correspondants à la mise en œuvre de la technique MLI-ESH-ER sont montrés dans les figures (figure III.2) et figure (III.3).



A partir des figures (III.2(a)) et (III.2(b)) on remarque que pour $r \in [0 \ 0.9]$ l'erreur varie dans l'intervalle $[-0.5 \ 0.5]$ degrés, la même chose pour la figure (III.2(c)) l'orsque $r \in [0 \ 0.9]$ l'erreur varie dans l'intervalle $[-0.2 \ 0.2]$ degrés, par contre pour $r \in [0.9 \ 1]$ l'erreur atteint sa valeur maximale de 1.9 degrés. A partir de la figure (III.2(d)) l'orsque $r \in [0, 0.3]$ l'erreur varie dans l'intervalle $[-2.1 \ 3.3]$ degrés, elle est presque nul dans l'intervalle $[0.3 \ 0.9]$, cette erreur atteint sa valeur maximale de 1.9 degrés dans l'intervalle $[0.9 \ 1]$, donc on déduit que les approximations appliquées ne sont pas vraiment fiables surtout dans l'intervalle $[0.9 \ 1]$.

Pour voir l'effet de l'erreur des angles de commutation sur la forme du spectre d'harmoniques de la tension de sortie, on considérant deux valeurs du taux de modulation. Les spectres sont présentés aux figures (III.4).

La tension continue $E = 400 \text{ V}$, la fréquence des tensions de sortie $f = 50 \text{ Hz}$.

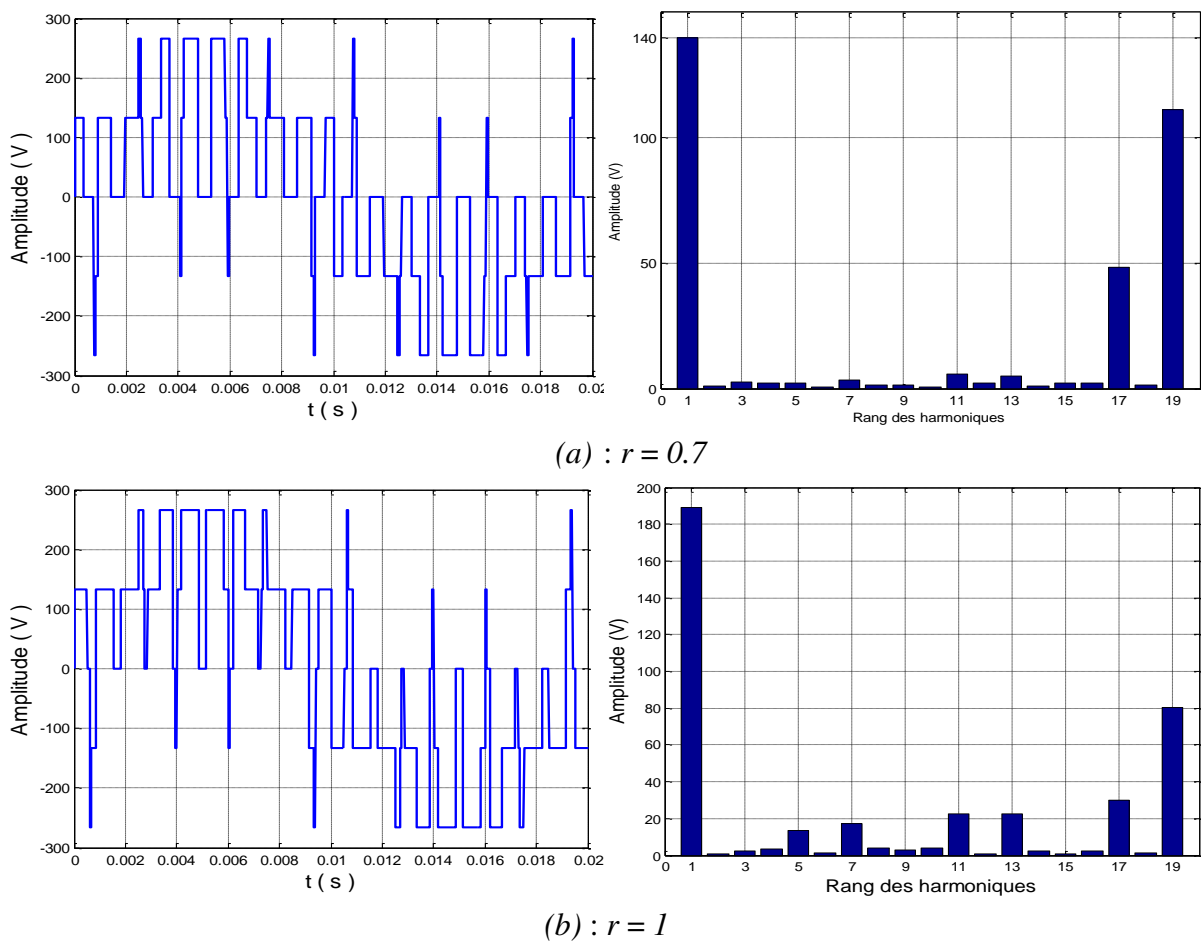


Figure (III.4) : Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

Une légère différence remarquable entre les spectres de la figure (II.5) et les spectres de la figure (III.4) due à l'erreur aux niveaux des angles de commutation.

Avec $N = 5$ et $r = 0.7$ ($r = 1$), le premier harmonique non nul est le 17^{ème} et l'amplitude du fondamental prend la valeur 140V (190 V). On constate que les harmoniques ciblées (3^{ème} jusqu'à 13^{ème}) restent non nuls et présentent une amplitude remarquable surtout pour $r = 1$.

III.2 La stratégie MLI-ESH linéarisant (MLI-ESH-L)

La théorie de cette méthode est basé sur le développement des équations simples du premier ordre, dérivées de la linéarisation des trajectoires des angles de commutation présentée dans la figure (III.1) [8].

Le développement de cette méthode consiste à exploiter les observations sur les allures de la figure (III.1) comme première étape, on peut citer :

Pour $N = 9$ les trajectoires des angles de commutation sont divisées en deux intervalles adéquats, cette segmentation permet une représentation linéaire de ces trajectoires. La première segmentation pour $r \in [0 \ 0.3]$ et la deuxième pour $r \in [0.3 \ 1]$.

Les trajectoires des angles de commutation qui ont un indice impair sont parallèles et ont des pentes négatives. Au contraire que ceux qui ont un indice pair qui sont aussi parallèles mais avec des pentes positives :

- Pour la valeur du taux de modulation nulle, la différence entre deux paires des angles successives est donnée par la relation suivante :

$$T = \frac{2.\pi}{3.(N+1)} \quad (III.4)$$

La deuxième étape est de présenter chaque trajectoire par une équation du premier ordre de la forme [8] :

$$\alpha_K = a.r + b, K = [1 : N] \quad (III.5)$$

Les tableaux (tableau (III.2), tableau (III.3), tableau (III.4), et tableau(III.5)) donnent les valeurs numériques des coefficients a et b de l'équation (III.5). Le calcul de ces coefficients pour chaque trajectoire se fait à partir de la fonction Curve Fitting dans le logiciel MATLAB.

Indice de l'angle K	a	b
1	-15.03	30.29
2	8.1	30.29
3	-15.42	60.51

Tableau (III.2) : Valeurs numérique des coefficients a et b pour $N = 3$

Indice de l'angle K	a	b
1	-9.568	20.15
2	3.467	20.26
3	-10.68	40.33
4	6.662	40.15
5	-9.803	60.24

Tableau (III.3) : Valeurs numérique des coefficients a et b pour $N = 5$

Indice de l'angle K	a	b
1	-6.988	15.09
2	1.975	15.17
3	-7.804	30.21
4	3.613	30.21
5	-7.982	45.25
6	5.424	45.08
7	-7.146	60.14

Tableau (III.4) : Valeurs numérique des coefficients a et b pour $N = 7$

Indice de l'angle K	$r < 0.3$		$r > 0.3$	
	a	b	a	b
1	-0.3937	10.77	-5.679	12.21
2	5.876	10.4	1.02	12.31
3	1.167	22.2	-6.463	24.45
4	8.705	21.72	1.911	24.47
5	-15.63	39.82	-6.902	36.58
6	-7.098	39.29	3.021	36.41
7	-9.22	49.8	-6.755	48.55
8	-0.0037	49.27	4.429	48.12
9	-4.726	60.26	-5.863	60.28

Tableau (III.5) : Valeurs numérique des coefficients a et b pour $N = 9$

Dans le but de réduire le nombre d'équations (car chaque angle (α_K) est représenté par une équation), on va présenter les constantes a et b chacune par une seule équation en fonction des indices des angles (K). Il est préférable de présenter les coefficients a et b par des équations du deuxième ordre. Le calcul des coefficients d , e , l , h , q et v pour chaque trajectoire se fait à partir de la fonction Curve Fitting dans le logiciel MATLAB [8] :

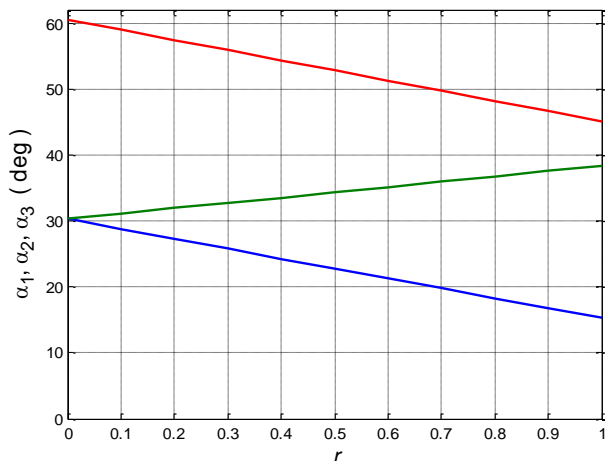
$$a = d.K^2 + e.K + l \quad (III.6)$$

$$b = h.K^2 + q.K + v \quad (III.7)$$

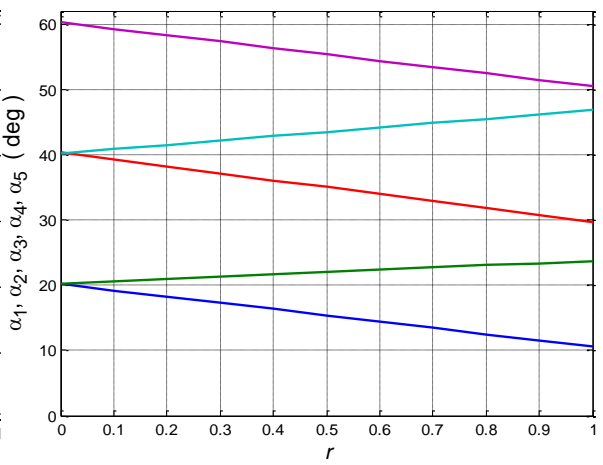
Les valeurs numériques des coefficients d , e , l , h , q et v pour les différentes valeurs de N sont résumées dans le tableau (III.6).

N		d	e	l	h	q	v
3		-23.33	93.11	-84.81	1.408	1.56	16.06
5		-1.965	12.06	-18.56	1.408	1.56	16.06
7		-0.4496	3.82	-8.988	0.3444	4.745	8.581
9	$r \in [0, 0.3]$	0.2678	-3.871	8.503	-0.00329	6.489	1.387
	$r \in [0.3, 1]$	-0.2473	2.209	-4.143	0.1106	4.892	5.749

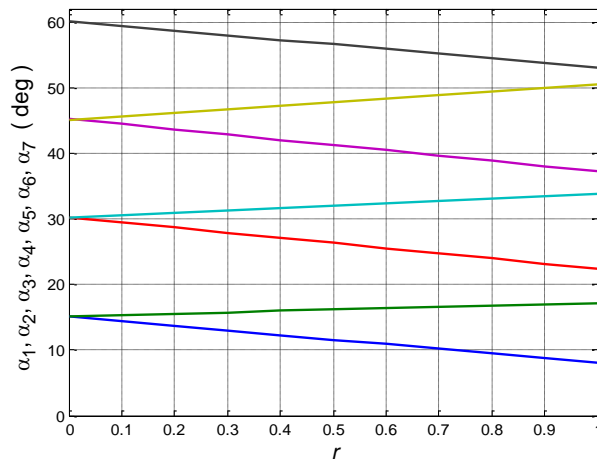
Tableau (III.6) : Valeurs numérique des coefficients d, e, l, h, q, v



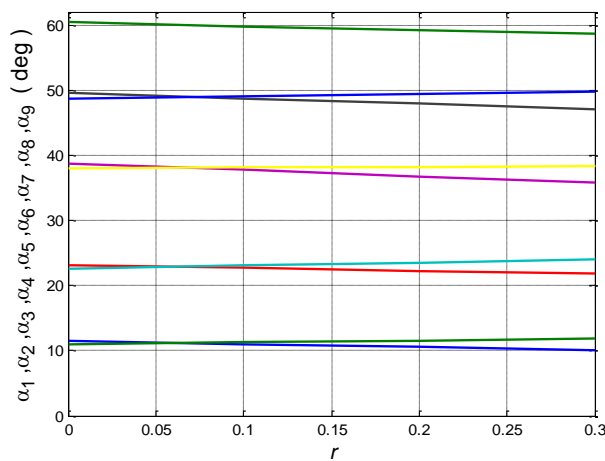
(a) : $N = 3$



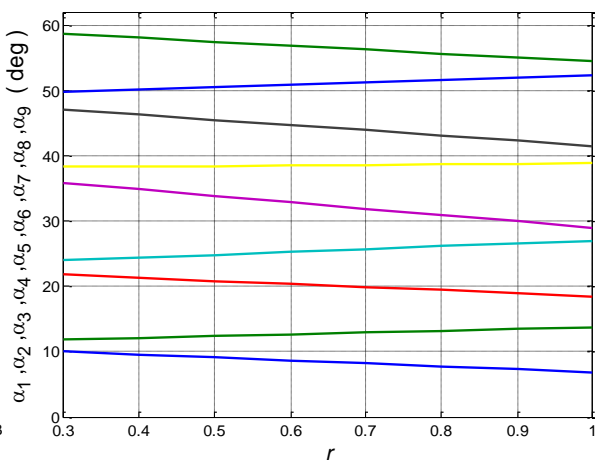
(b) : $N = 5$



(c) : $N = 7$

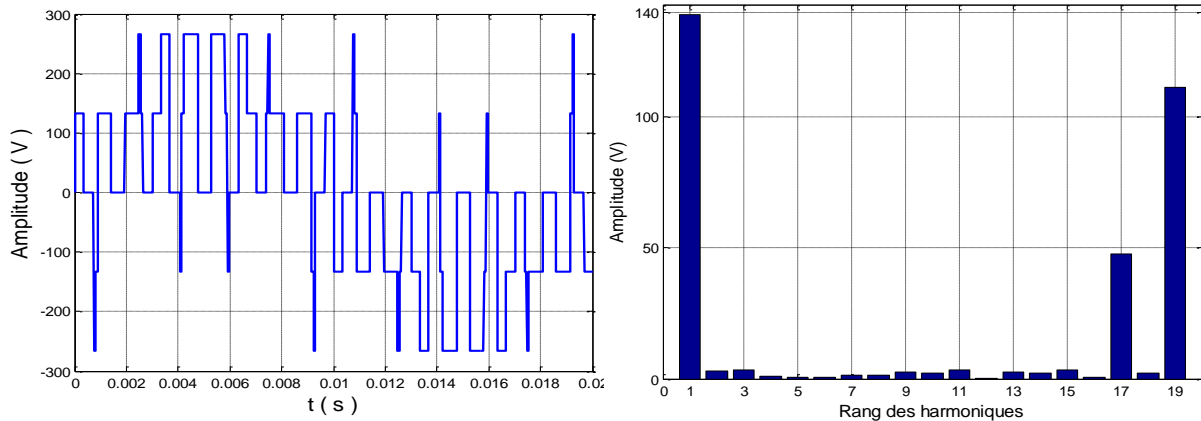
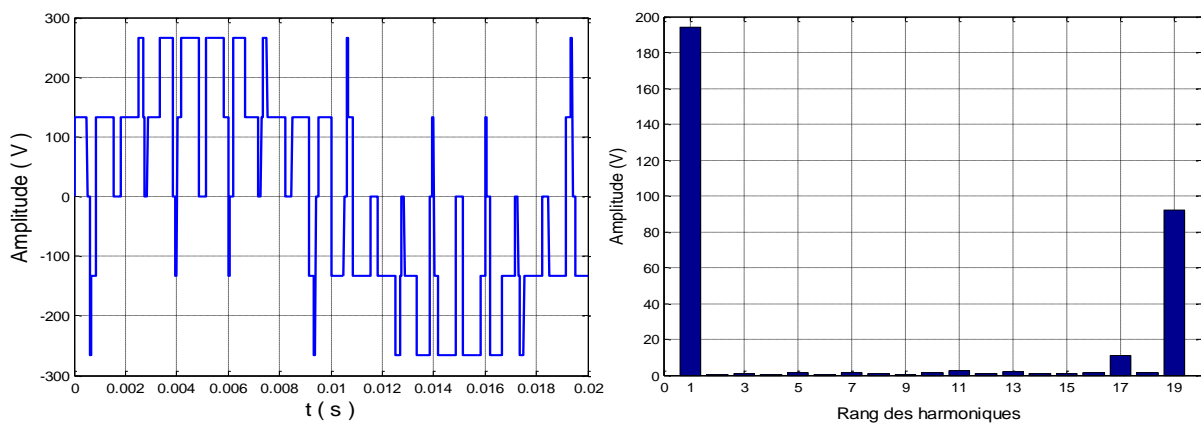


(d) : $N = 9, r \in [0, 0.3]$



(d) : $N = 9, r \in [0.3, 1]$

[-0.5 0.5] degrés. par contre pour $r \in [0.9 \ 1]$ l'erreur atteint sa valeur maximale de -1 degrés. L'erreur dans la figure (III.6(d)) varie dans l'intervalle [-1.45 1.3] degrés l'orsque $r \in [0 \ 0.3]$. Elle s'annule pour $r = 0.7$ degrés, par contre l'orsque $r \in [0.7 \ 0.1]$ l'erreur augmente est prendre une valeur maximal qui varie entre [-0.8 0.5].

(a) : $r = 0.7$ (b) : $r = 1$ **Figure (III.7) :** Tensions de sortie et leurs spectres d'harmoniques

Avec $N = 5$ et $r = 0.7$, ($r = 1$), le premier harmonique non nul est le 17^{ème} et l'amplitude du fondamental prend la valeur 140 V (190V). On constate que les harmoniques ciblées (3^{ème} jusqu'à 13^{ème}) restent non nuls.

III.3 Conclusion

Deux modèles mathématiques d'approximation des angles de commutation sont présentés dans ce chapitre.

Les équations mathématique de MLI-ESH-ER est très compliqué, et on n'aura pas une élimination complète des harmoniques ciblées à cause de l'erreur d'approximation.

La modélisation mathématique correspondante à la MLI-ESH-L est donnée par des équations simples (premier et deuxième ordre) mais le processus du calcul des coefficients du modèle est long. L'analyse harmonique montre l'absence des harmoniques ciblés, ce qui valide l'efficacité de cette technique.

CONCLUSION
GENERALE

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous nous intéressons à la technique de modulation de largeurs d'impulsions à élimination sélective d'harmoniques.

Dans le premier chapitre, nous avons présentés les techniques de modulation de largeurs d'impulsions pour un onduleur triphasé. Ces stratégies sont présentées d'une façon graduelle, nous avons commencé par la plus simple à la plus compliqué. Les résultats de simulation montrent bien que les harmoniques de tension de sortie de l'onduleur se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de la porteuse.

Au deuxième chapitre, nous avons présenté MLI-ESH qui est caractérisée par la forme de symétrie. Nous avons vu que la détermination des angles de commutation revient à la résolution d'un système d'équations non linéaire à fonction trigonométrique. Les angles de commutation présentés dans notre travail sont obtenus à partir des résultats présentés dans des travaux de recherche.

On remarque que pour une symétrie par rapport à la demi-période le nombre d'angles de commutation à chercher devient le double par rapport au quart et à la demi-période pour le même nombre d'harmoniques à éliminer.

L'implémentation de la MLI-ESH est généralement mise en œuvre par la méthode des tableaux pour stocker les angles de commutation.

A travers le troisième chapitre, on a présenté deux méthodes d'approximation des trajectoires des angles de commutation, dans le but de simplifier l'implémentation de la MLI-ESH. Les simplifications ne donnent pas toujours des bons résultats surtout aux niveaux des tensions de sortie à cause de l'apparition des harmoniques de rang qui sont normalement nuls.

Comme perspectives de ce travail, on propose :

- Le calcul des angles de commutation par les méthodes d'intelligence artificiel ;
- L'association onduleur moteur asynchrone

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] NAAMI Abdelatif « La Stratégie MLI Vectorielle Optimisée : Recherche de Toutes les Solutions d'angles de Commutation », mémoire de MAGISTER, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2011.
- [2] BERREZZEK Farid « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone » Mémoire de MAGISTER, Université Badji Mokhter. Annaba 2006.
- [3] IMARAZENE Khoukha « Application des Réseaux de Neurones à la Commande par Elimination d'Harmoniques des Onduleurs Multi niveaux », mémoire de MAGISTER, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2005.
- [4] S. R. Bowes, « Advanced regular-sampled PWM control techniques for drives and static power converters », IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 42, No. 4, pp. 367–373, August 1995.
- [5] S.R. Bowes, S. Grewal, « Novel harmonic elimination PWM control strategies for three-phase PWM inverters using space vector techniques », IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 146, No. 5, September 1999.
- [6] S.R. Bowes, D. Holliday, S. Grewal, « Regular-sampled harmonic elimination PWM control of single-phase two-level inverters », IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 148, No. 4, July 2001.
- [7] S.R. Bowes, D. Holliday, « Comparison of pulse-width-modulation control strategies for three-phase inverter systems », IEE Proc. Electric Power Applications, Vol. 153, No. 4, July 2006.

- [8] N. A Azli, L. Y. Chan, « Development of Equations Through Trajectories Linearization for an HEPWM Inverter », November 28-29, 2006.
- [9] REBAOUI Brahim « Etude du déséquilibre de l'alimentation d'un onduleur multi niveaux», mémoire de Magister, Université Mohammed Boudiaf, Oran 2014.
- [10] Dj. Lalili, « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone. », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2009.
- [11] BARKATI Saïd « Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d'une machine asynchrone », thèse de doctorat en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2008.
- [12] HADJ DIDA Abdelkader « Développement d'une Commande Numérique d'un Moteur à Induction », mémoire de Magister ,Université Mohammed Boudiaf. Oran .
- [13] IMARAZENE Khoukha « Etude de la Commande par Elimination d'Harmoniques des Onduleurs Multi niveaux avec Equilibrage des Tensions du Bus Continu », thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 2011.
- [14] B. Makhoulf «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone avec Optimisation de l'Alimentation», thèse de doctorat, Université de MEDEA, 2015.