

H/621.734

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur  
Et de la Recherche Scientifique  
Université 08 mai 1945 Guelma  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrotechnique et Automatique



Mémoire de fin d'étude  
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique  
Domaine : Science Et Technique  
Filière : Génie Electrique  
Spécialité : Protection et Contrôle des Réseaux électriques

---

**Modélisation et Simulation d'un Onduleur de Tension  
Utilisant Différentes Stratégies de Modulation  
de Largeur d'Impulsion (MLI)**

---

Présenté par :

M<sup>elle</sup> KEDJADJA Warda

M<sup>elle</sup> BEKHAKHECHA Hana



Sous la direction : M<sup>r</sup> Chams-eddine FERAGA

Juin 2012

# Remerciement

*Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont  
aide de près ou de*

*Loin à élaborer ce modeste mémoire, particulièrement  
à notre encadreur*

*M. « Feraga Chems eddine » qui nous dirigé avec volonté sérénité  
et patience, et pour*

*Nombreux conseils qui et  
donné.*

*En guise de ne connaissance et gratitude nous tenons à  
remercier tous nos*

*Pour tous ceux qui ont contribué de près de loin  
à la réalisation de ce mémoire.*

72/1793  
جامعة 08  
مطبعة  
الطب والصيدلة  
والعلوم الصحية

# Dédicace

*Aux Nom du dieu le cléments le miséricordieux*

*Pour le pouvoir qui a donnée à fin de réalisé ce modeste travail ;*

*-je dédie ce travail particulièrement à mes chères parents avec toutes mes*

*Affections et mes respects. que dieux les bénisse et les garde.*

*-A mes frères: Yacine , Kadir , Imed ,Abdelghani .*

*- A mes amies: Ali , Souad, Fadia ,Sana, Farida, Leila, Alima*

*-A mes collèges de travail: Hana*

*Sons oublier tout la famille-Kedjadja*

*A toute promotion 2011-2012*

**Warda**



# Dédicace

*Aux Nom du dieu le cléments le miséricordieux*

*Pour le pouvoir qui a donnée à fin de réalisé ce modeste travail ;*

*-je dédie ce travail particulièrement à mes chères parents avec toutes me*

*Affections et mes respects. que dieux les bénisse et les garde.*

*-A mes frères: Mohamed , Badreddine , Sofiene*

*- A mes sœurs: Bouchra , Salima*

*- A mes amies: Souad , Fadia , Leila , Farida ,  
Hassen , Djamel , Abdelaziz , Noura , Ghanya .*

*-A mes collègues de travail: Warda*

*Sons oublier tout la famille. Bekhakhecha*

*A toute promotion 2011-2012*

**Hana**



# Sommaire

Introduction générale .....	01
-----------------------------	----

## Chapitre I

### Etude de l'onduleur de tension

Introduction .....	03
I.1 Onduleur monophasé en demi – pont .....	03
I.1.1 Etude de la tension de sortie .....	04
I.2 Onduleur monophasée en pont.....	08
I.2.1 Etude de la tension de sortie.....	08
I.3 Onduleur triphasé en pont.....	10
I.3.1 Principe de fonctionnement.....	11
I.4 Paramètres de performances .....	17
I.4.1 Facteur harmonique du n <sup>ième</sup> harmonique $HF_n$ .....	17
I.4.2 Distorsion harmonique totale THD.....	17
I.5 Modélisation de l'Onduleur triphasé en pont.....	18
Conclusion .....	20

## Chapitre II

### Etude des différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI

Introduction.....	21
II.1 Modulation de largeur d'impulsion mono (uni).....	21
II.1.1 Caractéristique de la tension de sortie.....	22
II.2. Modulation de largeur d'impulsion multiple .....	24

II.2.1. Caractéristique de la tension de sortie.....	26
II.3. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.....	28
II.3.1. Caractéristique de la tension de sortie.....	29
II.4. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdal modifié.....	32
II.5. Réductions des harmoniques (M.L.I précalculé) .....	34
II.6. Modulation avec injection d'harmonique.....	38
Conclusion.....	40

## Chapitre III

### Simulation numérique

Introduction.....	41
III.1. Simulation de l'onduleur de tension MLI.....	41
III.2 Interprétation des résultats de simulation (MLI) .....	48
III.3 Simulation de la technique d'injection d'harmonique 3.....	49
III.4 Interprétation des résultats de simulation (Injection d'harmonique.....)	50
III.5 Simulation de la technique d'injection harmonique 3 et 9.....	51
III.6 Interprétation des résultats de simulation (Injection d'harmonique).....	52
Conclusion.....	53
Conclusion générale .....	54
Bibliographie .....	55



### **Introduction générale**

L'électronique de puissance a apporté une plus grande souplesse d'emploi et des économies d'énergie. Son usage connaît depuis quelques années un grand développement, celui-ci est d'autant plus remarquable que les puissances des convertisseurs progressent elles aussi. Ces accroissements peuvent poser de sérieux problèmes aux distributeurs d'énergie électrique qui voient ces convertisseurs comme des sources polluantes.

Les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues, il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une absorption de courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmonique. Leurs conséquences sont néfastes sur le réseau car ces perturbations sont à l'origine de la déformation de sa tension, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes dans les différents éléments le constituant.

L'évolution rapide des composants de puissances accompagnés de l'apparition de nouveaux composants contrôlables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO (Gate Turn Off Thyristor) et les IGBT (Intégrate Gate Bipolar Transistor) ainsi que l'évolution des ressources micro-informatiques a permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables et puissants ainsi que le développement de nouvelles techniques de commandes, qui apportent des solutions de conversion de l'énergie de plus en plus performantes.

Dans ce contexte ce présent travail traite la modélisation et simulation d'un onduleur de tension utilisant différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans le premier chapitre nous présentons l'étude des onduleurs autonomes de tension monophasée et triphasée. Dans la partie du 2<sup>ème</sup> chapitre le principe

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion.

Enfin, le troisième chapitre, traite la simulation des différentes techniques MLI étudiées précédemment.



# Chapitre I

## Etude de l'onduleur de tension

**Introduction :**

L'onduleur autonome est un convertisseur statique qui permet la conversion continu-alternatif.

Il est, comme tous les convertisseurs constitué de commutateur intercalés entre la source et le récepteur [1].

La fréquence de la tension ou du courant au niveau du récepteur étant liée à la commande des commutateurs, on dit que cet onduleur est **autonome**.

Le choix des commutateurs dépend des caractéristiques de la source et du récepteur. Une manière d'aborder cette étude consiste à distinguer deux types d'onduleurs suivant précisément les caractéristiques de la source et du récepteur [2,7,8].

- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continue.
- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue pour lesquels notre étude est consacrée.

**I.1 Onduleur monophasé en demi – pont :**

Le principe d'un onduleur monophasé peut être expliqué par la figure (I.1.a).

Le montage est constitué de deux hacheurs. Quand le transistor  $Q_1$  est amorcé pendant une durée  $\frac{T_0}{2}$ , la tension instantanée de la charge est  $v_0$

égale à  $\frac{V_s}{2}$ . Si le transistor  $Q_2$  est allumé seul, durant un temps  $\frac{T_0}{2}$ , la

tension  $-\frac{V_s}{2}$  apparaît aux bornes de la charge. Pour qu'il y est

fonctionnement propre de l'onduleur il faut respecter la condition que  $Q_1$  et  $Q_2$  ne doivent pas être amorcé en même temps.



La figure (I.2b) montre la forme d'onde de la tension de sortie et le courant dans le transistor pour une charge résistive.

Cet onduleur est nommé onduleur en demi pont.

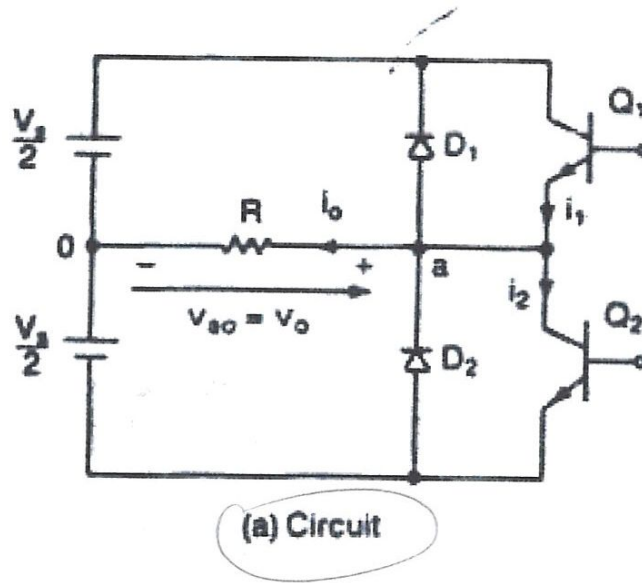


Figure (I.1.a) : Schéma de principe de l'onduleur monophasé (en demi-pont).

### I.1.1 Etude de la tension de sortie :

La valeur efficace de la tension de sortie peut être exprimée par :

$$V_0 = \left( \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2} \quad (I.1)$$

La décomposition en série de Fourier de la tension de sortie instantanée est donnée par l'expression suivante :

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (I.2)$$

$$= 0 \quad \text{pour } n = 2, 4, \dots$$

Où :  $\omega = 2\pi f_0$  est la fréquence de la tension de sortie en rad/s.

Pour  $n = 1$  l'équation (I.2) donne la valeur efficace du fondamental :

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0,45 \cdot V_s \quad (I.3)$$

Pour une charge inductive, le courant de charge ne change pas immédiatement avec la tension de sortie. Quand  $Q_1$  est amorcé à l'instant  $t = \frac{T_0}{2}$ , le courant de charge continue à passer à travers  $D_2$ , la charge et la moitié basse de la source continue jusqu'à ce que le courant s'annule.

De manière analogue, quand  $Q_2$  est ouvert à l'instant  $t = T_0$ , le courant de charge circule à travers  $D_1$ , la charge et la demi - partie supérieure de la source de tension continue.

Quand la diode  $D_1$  et  $D_2$  conduit, l'énergie est renvoyée à la source continue et ces deux diodes sont appelées diodes de roue libre ou diode de récupération, la figure (I.2c) montre que le courant de charge et l'intervalle de conduction des interrupteurs statiques pour une charge purement inductive. Notant que pour ce genre de charge, le transistor conduit pendant  $\frac{T_0}{2}$  ou  $90^\circ$ . Comme la durée de conduction dépend du facteur de puissance de la charge.

La période de conduction du transistor varie de  $90^\circ$  à  $180^\circ$ .

Le transistor peut être remplacé par un GTO ou un thyristor à commutation forcée. [1,3]

Pour une charge RL le courant de charge instantané  $i_0$  est exprimé par :

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \cdot \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (\text{I.4})$$

$$\text{où : } \theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$$

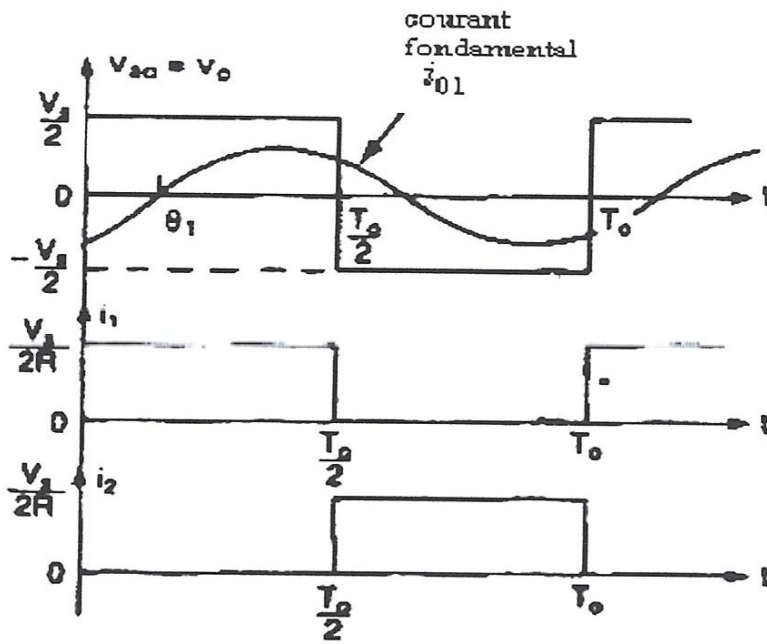
Si  $I_{01}$  est la valeur efficace du fondamental du courant de charge, la puissance de sortie fondamentale pour  $n = 1$  est définie par l'expression suivante :

$$P_{01} = V_1 I_{01} \cos\theta_1 = I_{01}^2 \cdot R \quad (\text{I.5})$$

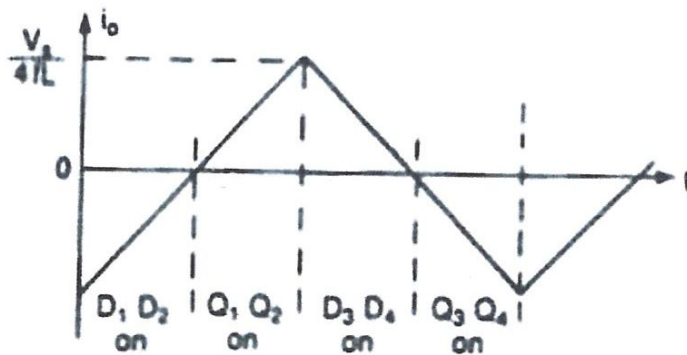
$$P_{01} = \left[ \frac{2V_s}{\sqrt{2} \pi \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}} \right]^2 \cdot R \quad (\text{I.5a})$$

Dans toutes les applications (exemple vitesse variable) la puissance de sortie due au courant fondamental est généralement la puissance utilisée et la puissance due aux composants harmoniques est dissipée par effet joule et augmente la température de la charge.





(b) forme d'onde pour une charge resistive



(c) courant de charge pour une charge fortement inductive

Figure (I.2) : Forme d'onde d'un onduleur monophasé (en demi-pont).

## I.2 Onduleur monophasée en pont :

L'onduleur monophasé en pont est montré sur la figure (I.3). Il est constitué de quatre hacheurs.

Quand les transistor  $Q_1$  et  $Q_2$  sont amorcés simultanément la tension de sortie  $V_s$  apparaît aux bornes de la charge. Si les transistors  $Q_3$  et  $Q_4$  sont allumés, la tension aux bornes de la charge s'inverse et égale à  $-V_s$ .

La forme d'onde de la tension de sortie est représentée à la figure (I.4b).

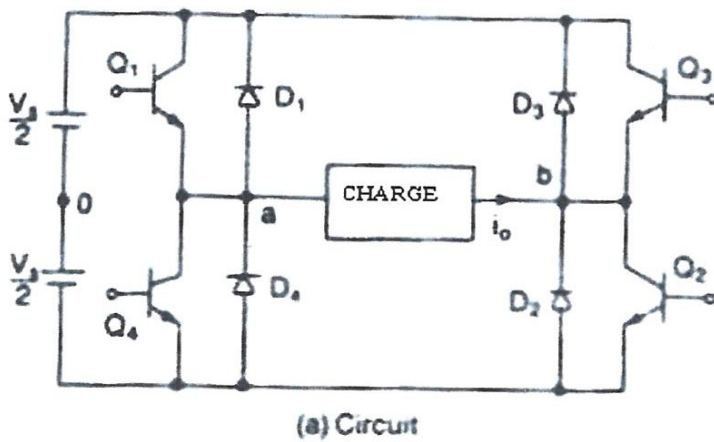


Figure (I.3) : Schéma de principe de l'onduleur monophasé en pont.

### I.2.1 Etude de la tension de sortie :

La valeur efficace de la tension de sortie est exprimée comme suit :

$$V_0 = \left( \frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (I.6)$$

L'équation (I.2) peut être étendue pour exprimer la tension de sortie instantanée en série de Fourier.

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (\text{I.7})$$

Pour  $n = 1$  l'équation (I.7) donne la valeur efficace du fondamental :

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0,90V_s \quad (\text{I.8})$$

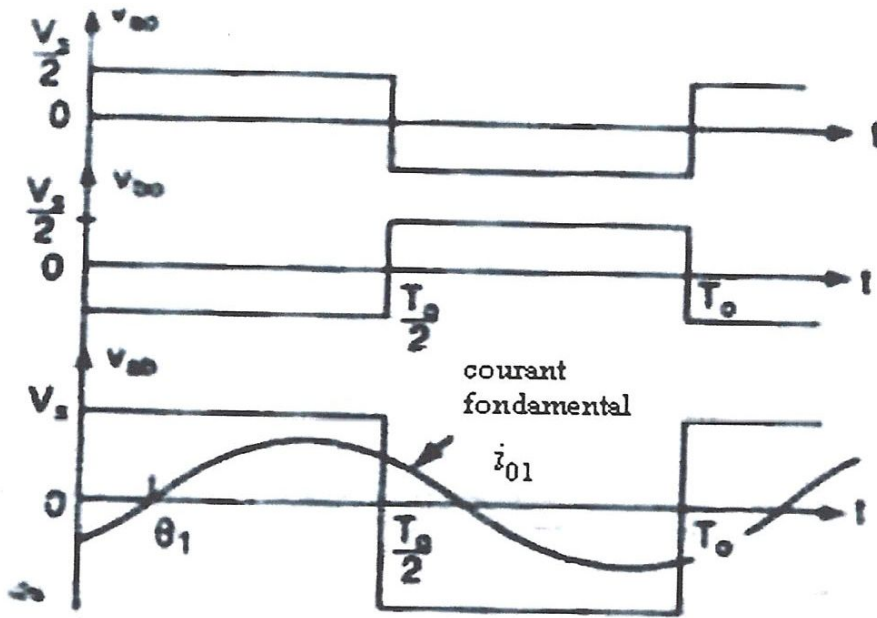
En utilisant l'équation (I.4) le courant de charge instantané  $i_0$  pour une charge R.L devient :

$$i_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta_n) \quad (\text{I.9})$$

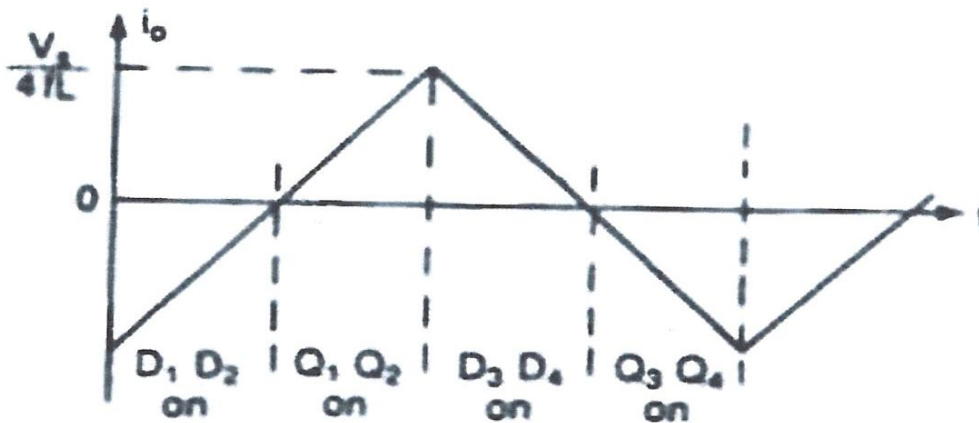
où :  $\theta_n = \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$

Quand les diodes  $D_1$  et  $D_2$  conduisent, l'énergie est envoyée à la source continue et elles sont appelées diode de récupération. La figure (I.4c) montre le courant de charge pour une charge inductive pure.





(b) formes d'ondes



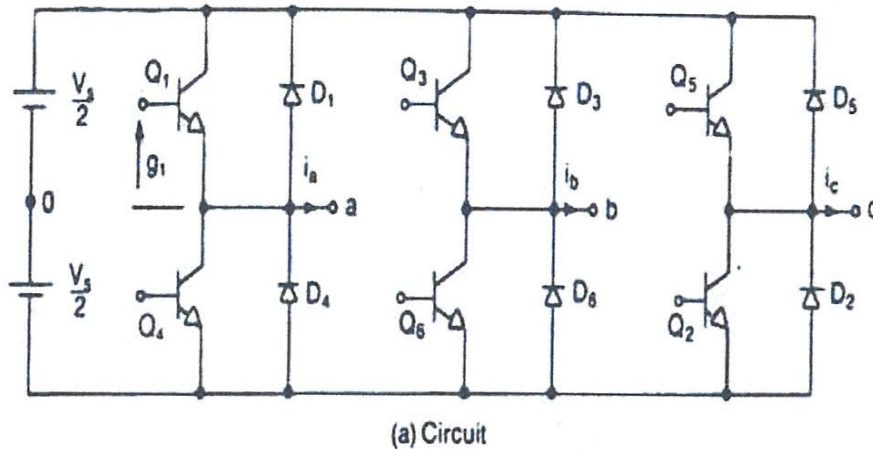
(c) courant de charge pour une charge purement inductive

Figure (I.4) : Forme d'onde d'un onduleur monophasée (en pont).

### I.3 Onduleur triphasé en pont :

L'onduleur triphasé est normalement utilisé pour des applications de grandes puissances. Les signaux d'amorçages des interrupteurs statiques doivent être décalé de  $120^\circ$  afin d'obtenir un système de tension (fondamentales) triphasé équilibré.[4,5]

Un système de tension triphasé peut être obtenu à partir de la configuration représentée à la figure (I.5) où six transistors et six diodes sont utilisés. Deux types de contrôles des transistors peuvent être appliqués à savoir conduction  $180^\circ$  ou conduction  $120^\circ$ .



*Figure (I.5) : Schéma de principe d'un onduleur triphasé (en pont).*

### I.3.1 Principe de fonctionnement :

Considérons la conduction des interrupteurs statique à  $180^\circ$ . Trois transistors reste amorcés à n'importe quel instant du cycle. Lorsque le transistor  $Q_1$  est fermé, la sortie (a) de l'onduleur est connectée à la polarité positive de la tension continue d'entrée.

Si le transistor  $Q_4$  est conducteur, la sortie (a) est reliée à la partie négative de la source continue.

Il y a six modes de fonctionnement dans un cycle et la durée de chaque mode est  $60^\circ$ .

Les transistors sont amorcées selon les séquences suivantes : 123, 234, 456, 561, 612, 123, ....

Les signaux d'amorçage montrés à la figure (I.6) sont décalés entre eux d'un angle de  $60^\circ$  pour obtenir un système de tension (Fondamental) triphasé équilibré.

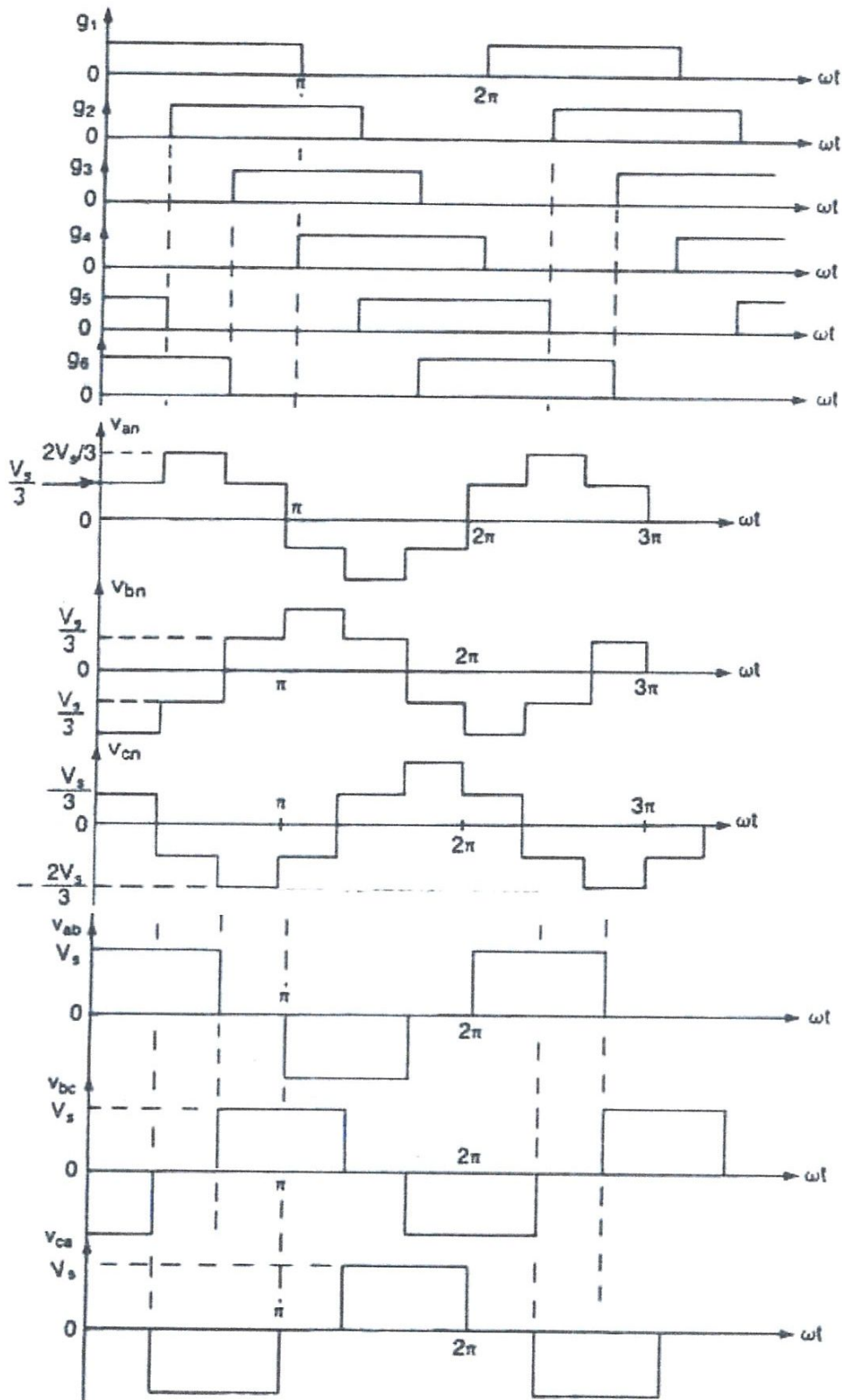


Figure (I.6) : Forme d'onde d'un onduleur triphasé (en pont) pour une commande  $180^\circ$ .



Dans un demi cycle il y a trois modes de fonctionnements et les circuits équivalents (pour une charge connectée en étoile) pour chaque mode sont représentés comme suit :

**Durant le mode 1 :**

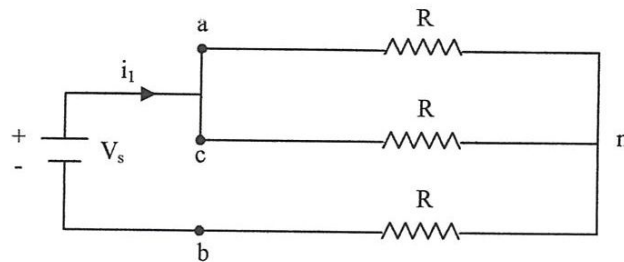
Pour  $0 \leq \omega t < \pi/3$

$$R_{eq} = R + R/2 = 3/2R$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2}{3} \frac{V_s}{R}$$

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{bn} = -i_1 R = -\frac{2V_s}{3}$$



**Mode 1**

**Durant mode 2 :**

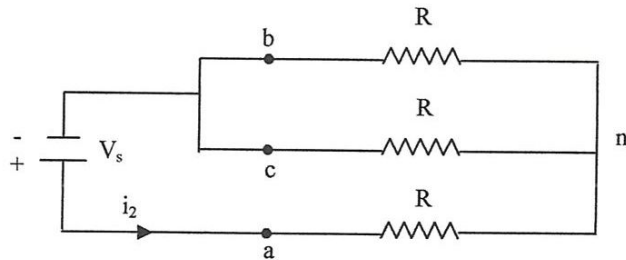
Pour :  $\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3}$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = -\frac{V_s}{3}$$



**Mode 2**

**Durant mode 3 :**

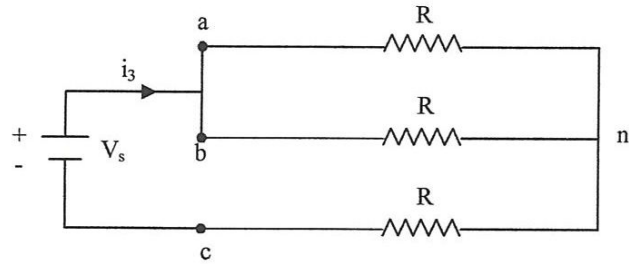
Pour :  $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \pi$

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2}$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$v_{an} = v_{bn} = i_3 \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$v_{cn} = i_3 R = \frac{2V_s}{3}$$



**Mode 3**

Les tensions simples et composées sont montrées sur la figure (I.6). La tension instantanée composée  $v_{ab}$  peut être exprimé par la série de Fourier suivante, en admettant que  $v_{ab}$  est décalé de  $\frac{\pi}{6}$  et les harmoniques pairs sont nulles.

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (I.14)$$

$v_{bc}$  et  $v_{cb}$  sont déterminées à partir de l'équation (I.14) en introduisant respectivement un retard de  $120^\circ$  et  $240^\circ$ .

$$v_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (I.15)$$

$$v_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left( \omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (I.16)$$

On peut en déduire à partir des équation (I.15) et (I.16) que les harmoniques multiples de trois ( $n = 3, 9, 15\dots$ ) sont nulles dans les tensions composés de sortie.

La valeur efficace de la tension composée peut être déduite par :

$$V_{L_1} = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_s = 0,8165 V_s \quad (I.17)$$

de l'équation (I.14), la valeur efficace du nième harmonique de la tension composée de sortie est :

$$V_{L_n} = \frac{4V_s}{\sqrt{2n\pi}} \cos \frac{n\pi}{6} \quad (I.18)$$

Pour  $n = 1$ , le fondamental de la tension composée de sortie est :

$$V_{L_1} = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} \cos 30^\circ = 0,7797 V_s \quad (I.19)$$

La valeur efficace de la tension simple de sortie :

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}V_s}{3} = 0,4714 \cdot V_s \quad (I.20)$$

avec une charge résistive, les diodes branchées aux bornes des transistors n'ont pas de fonctions, par contre, si la charge est inductive, le courant dans chaque bras de l'onduleur est retardé par rapport à la tension figure (I.7). Quand le transistor  $Q_4$  de la figure (I.5) est ouvert, seule la partie négative du courant de ligne  $i_a$  circule à travers  $D_1$ .



**I.4 Paramètres de performances :**

La sortie des onduleurs contient des harmonique, la qualité d'un onduleur est normalement évaluée selon les paramètres de performances suivants [6] :

**I.4.1 Facteur harmonique du n<sup>ième</sup> harmonique HF<sub>n</sub> :**

Le facteur harmonique (du n<sup>ième</sup> harmonique), qui mesure la contribution individuel de l'harmonique, est définie comme suit [5] :

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (I.22)$$

où  $V_1$  est la valeur efficace du fondamental et  $V_n$  est la valeur efficace du n<sup>ième</sup> harmonique.

**I.4.2 Distorsion harmonique totale THD :**

Le facteur de distorsion harmonique qui mesure le rapprochement dans l'allure entre la forme d'onde et son fondamental est définit comme suit :

$$THD = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (I.23)$$

### I.5 Modélisation de l'Onduleur triphasé en pont :

En groupant trois demi-ponts monophasés, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs dont le schéma est présenté à la figure (I.8)[1,2].

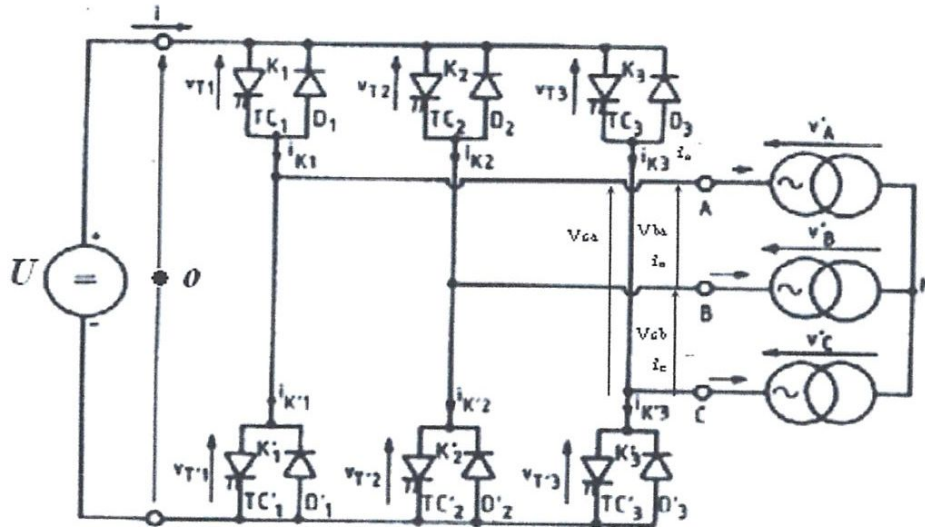


Figure (I.8) :schéma de l'onduleur triphasé.

Pour une charge équilibrée couplée en étoile :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{I.24}$$

Les tensions fournies par les trois demis- ponts sont :

$$V_a - V_0 = \frac{U}{2} \quad \text{quand } K_1 \text{ est fermé ;}$$

$$V_a - V_0 = -\frac{U}{2} \quad \text{quand } K'_1 \text{ est fermé ;}$$

$$V_B - V_0 = \frac{U}{2} \quad \text{quand } K_2 \text{ est fermé ;}$$

$$V_B - V_0 = -\frac{U}{2} \quad \text{quand } K_2 \text{ est fermé ;}$$

$$V_c - V_0 = \frac{U}{2} \quad \text{quand } K_3 \text{ est fermé ;}$$

$$V_c - V_0 = -\frac{U}{2} \quad \text{quand } K_3 \text{ est fermé ;}$$

De ces tensions on déduit les tensions composées entre les bornes de sortie :

$$V_{ab} = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) \quad \text{I.25}$$

$$V_{bc} = (V_b - V_0) - (V_c - V_0) \quad \text{I.26}$$

$$V_{ca} = (V_c - V_0) - (V_a - V_0) \quad \text{I.27}$$

Sachant aussi que

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad \text{I.28}$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad \text{I.29}$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad \text{I.30}$$

$$\begin{aligned} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} &= V_{an} - (-V_{an} - V_{cn}) = 2V_{an} + V_{cn} = 3V_{an} + V_{ca} \\ &\Rightarrow V_{a0} - V_{b0} = 3V_{an} + V_{c0} - V_{a0} \\ &\Rightarrow V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \end{aligned} \quad \text{I.31}$$

d'une manière analogue on déduit  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$

$$V_{bn} = \frac{1}{3}(2 V_{b0} - V_{a0} - V_{c0}) \quad \text{I.32}$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3}(2 V_{c0} - V_{b0} - V_{a0}) \quad \text{I.33}$$

Selon la conduction des contacteurs statiques ou des diodes dans une branche onduleur, les tensions de branches  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  peuvent être égales soit à  $U$  ou à  $0$ .

### Conclusion

Dans ce chapitre à travers l'étude du fonctionnement de l'onduleur de tension ; les tensions et les courants obtenus ne sont pas parfaitement sinusoïdales ils sont donc très riches en harmoniques ; cela est lié au fonctionnement propre de l'onduleur. Ces harmoniques dégradent les performances de la source et la charge par l'introduction de pertes et d'échauffements excessifs dans l'installation. Dans le chapitre suivant nous présentons la méthode utilisée pour palier à ce problème.



## Chapitre II

Etude des différentes

techniques de modulation de largeur d'impulsion MLI

### **Introduction**

Il existe une multitude de techniques pour varier le gain de l'onduleur. La méthode la plus efficace employée pour le contrôle du gain est celle qui incorpore la modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) dans les onduleurs [5,8].

Cette technique consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

Généralement, les techniques les plus utilisées dans les applications industrielles sont :

- Modulation de largeur d'impulsion mono.
- Modulation de largeur d'impulsion multiple.
- Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.
- Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale modifiée.
- Modulation avec injection d'harmoniques.

Dans ce contexte, ce présent chapitre présente l'étude de ces diverses stratégies de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

### **II.1 Modulation de largeur d'impulsion mono (uni) :**

Dans le contrôle par modulation de largeur d'impulsion mono, la tension de sortie de l'onduleur est composée d'une seule impulsion par demi cycle et le contrôle de la tension de sortie de l'onduleur se fait par la variation de la largeur de la pulsation. La figure (II.1) montre la génération du signal de gâchette ainsi que la tension de sortie d'un onduleur monophasé en pont.

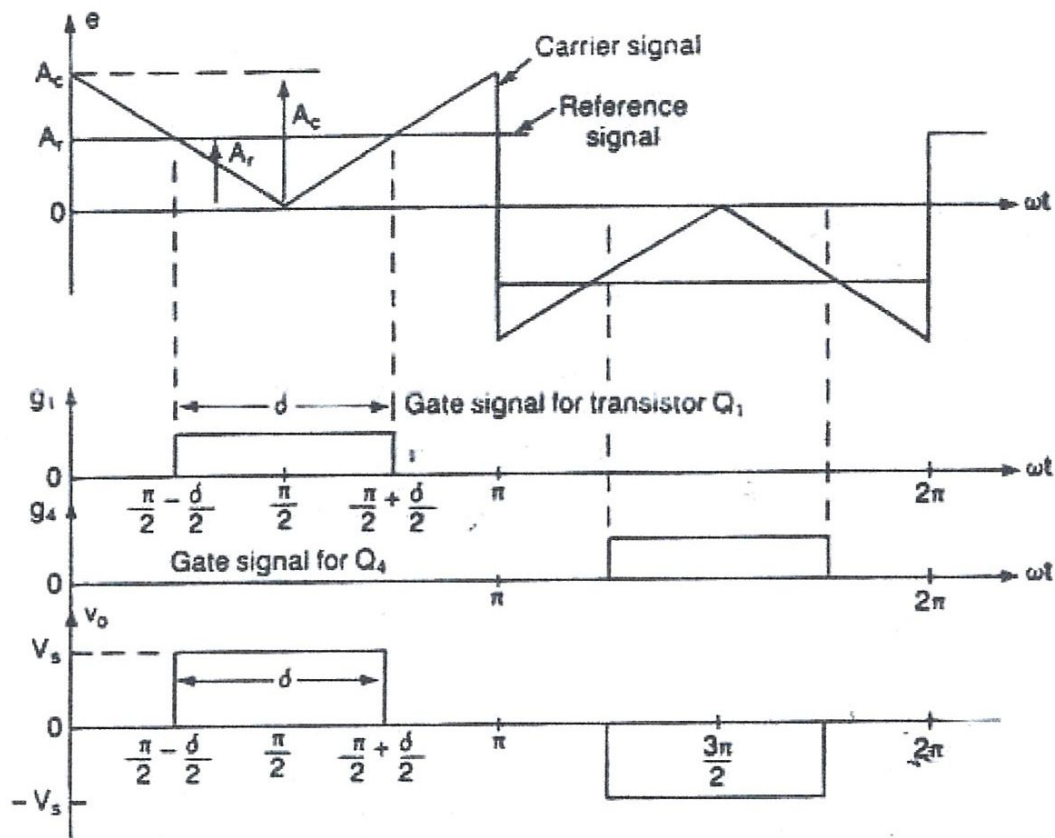


Figure (II.1) : Diagramme de tension :  
Principe de modulation mono.

### II.1.1 Caractéristique de la tension de sortie :

La génération des signaux d'amorçage se fait par la comparaison d'un signal rectangulaire de référence, d'amplitude  $A_r$ , avec une onde porteuse triangulaire d'amplitude  $A_c$ .

La fréquence de signal de référence détermine la fréquence du fondamental de la tension de sortie désirée.

Par la variation de coefficient  $A_r$  de zéro à  $A_c$ , la largeur d'impulsion  $\delta$ , varie de zéro à  $180^\circ$ .

Le rapport de  $A_r$  sur  $A_c$  est la variable de commande et définit comme indice de modulation.

L'indice de modulation est donné par :

$$r = \frac{Ar}{Ac} \quad (\text{II.1})$$

La tension efficace de sortie peut être exprimé par :

$$V_0 = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (\text{II.2})$$

La tension de sortie représentée à la figure (II.1) peut être décomposée en série de Fourier et donnée par l'expression suivante :

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (\text{II.3})$$

La figure (II.2) montre la profile des harmoniques en fonction de la variation de l'indice de modulation  $r$

L'harmonique le plus dominant est le troisième et le facteur de distorsion augmente considérablement pour des basses tensions de sortie.



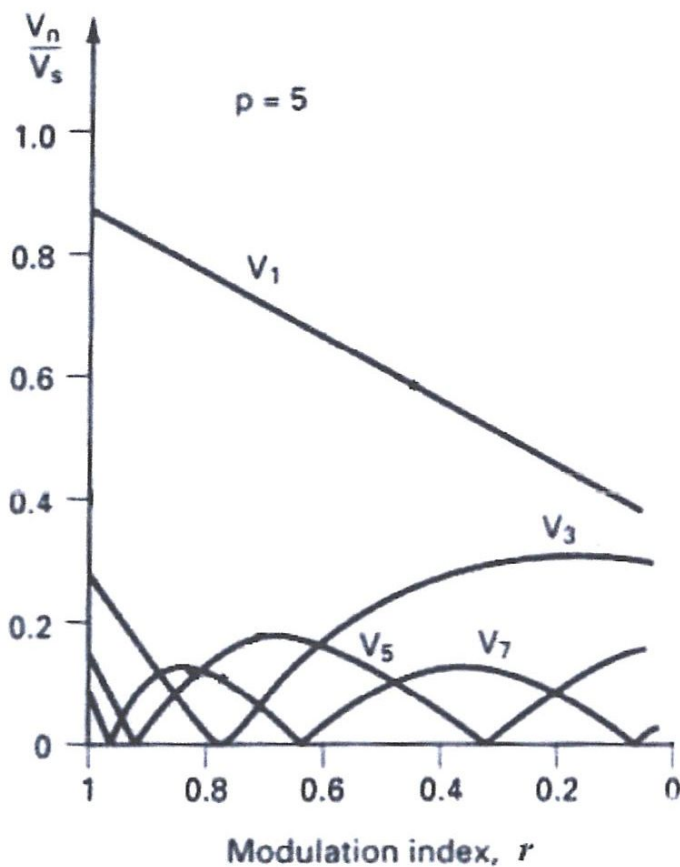


Figure (II.2) : Diagramme de profil des harmoniques de modulation mono.

## II.2. Modulation de largeur d'impulsion multiple :

La tension de sortie délivrée par un onduleur étant riche en harmoniques. En effet, les harmoniques contenus dans le signal de sortie peuvent être réduits en utilisant une tension de sortie constituée de plusieurs pulsations par demi-cycle.

La technique de génération de signal de commande des interrupteurs statiques qui constitue ses intervalles de fermeture et d'ouverture est montrée à la figure (II.3). Elle s'obtient par comparaison d'un signal de référence à une onde porteuse.

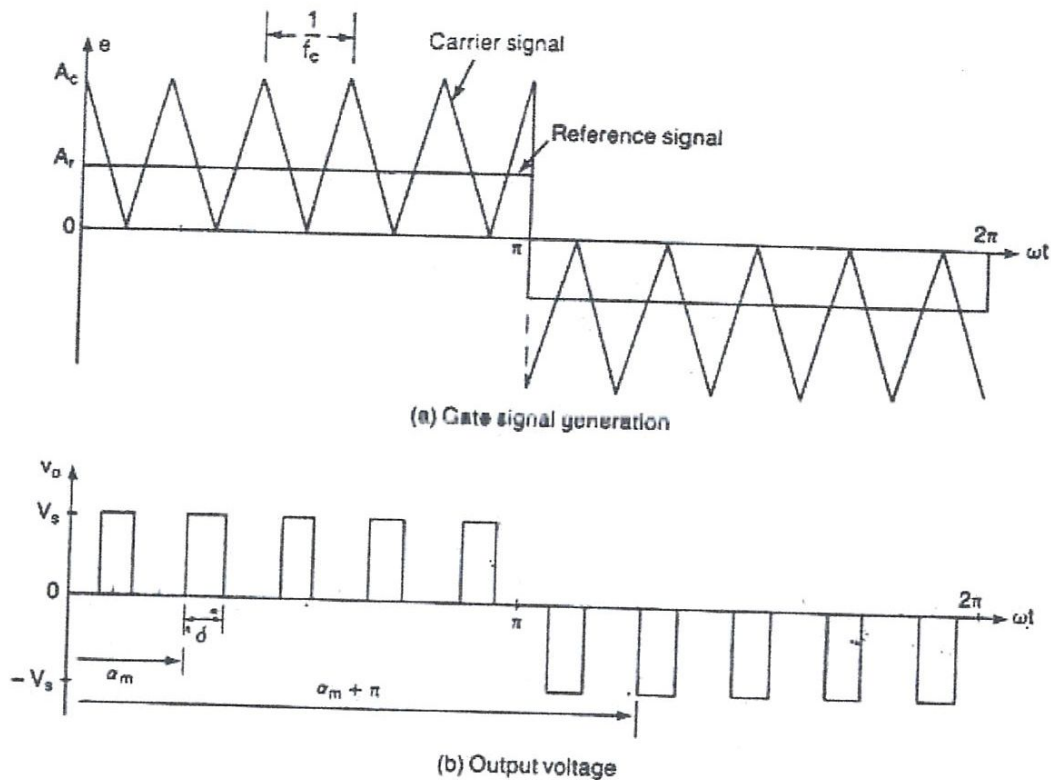


Figure (II.3) : Diagramme des tensions :  
Principe de modulation multiple.

La fréquence du signal de référence règle la fréquence de sortie  $f_0$  et la fréquence de porteuse  $f_c$ , détermine le nombre de pulsation par demi-cycle  $P$ . L'indice de modulation contrôle la tension de sortie. Ce type de modulation est aussi appelé : Modulation de largeur d'impulsion uniforme (M.L.I.U).

Le nombre de pulsation par demi-cycle est donnée par :

$$P = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{m}{2} \quad (\text{II.4})$$

où :

$m = \frac{f_c}{f_0}$  est définit comme le rapport de fréquence de modulation.

**II.2.1. Caractéristique de la tension de sortie :**

La variation de l'indice de modulation  $M$  de zéro à 1 varie la largeur de pulsation de zéro à  $\pi/P$ , ainsi que la tension de sortie varie de zéro à  $V_s$ .

La figure (II.3.b) représente la tension de sortie d'un onduleur monophasé en pont utilisant la stratégie de modulation de largeur d'impulsion multiple (M.L.I.U).

Si  $\delta$  est la largeur de chaque pulsation, la valeur efficace de la tension de sortie peut être déterminée à partir de l'expression suivante :

$$V_0 = \left[ \frac{2P}{2\pi} \int_{\left(\frac{\pi}{P}-\delta\right)/2}^{\left(\frac{\pi}{P}+\delta\right)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{P\delta}{\pi}} \quad (\text{II.5})$$

La forme générale de la tension de sortie instantanée est donnée par la série de Fourier suivante:

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin n\omega t \quad (\text{II.6})$$

Le coefficient  $B_n$  dans l'équation (II.6) peut être déterminé en considérant une pair de pulsation de manière que la pulsation positive de durée  $\delta$  commence à l'instant  $\omega t = \alpha$  et la pulsation négative de même largeur débute à l'instant  $\omega t = \pi + \alpha$  (Figure II.3.b).

Les effets de toutes les pulsations sont combinés ensemble pour obtenir la valeur efficace de la tension de sortie.

Si la pulsation positive de la  $m^{\text{ième}}$  paire commence à l'instant  $\omega t = \alpha m$  et se termine à l'instant  $\omega t = \alpha m + \pi$ .

Il découle immédiatement, le coefficient de Fourier pour la pair de pulsation qui est donné par l'expression :

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[ \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta} \cos n\omega t d(\omega t) - \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta} \cos n\omega t d(\omega t) \right] \quad (\text{II.7})$$

$$b_n = \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right]$$

Il vient alors, le coefficient  $B_n$  de l'équation (II.6), qui se déduit de la sommation de l'effet globale de toutes les pulsations :

$$B_n = \sum_{m=1}^P \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta}{2} \right) \right] \quad (\text{II.8})$$

Le profile des harmoniques en fonction de la variation de l'indice de modulation pour cinq pulsations par demi-cycle est montrée à la figure (II.4). L'ordre des harmoniques est identique à celui trouvé dans la modulation de largeur d'impulsion mono.

Le facteur de distorsion est réduit considérablement comparé à celui de la technique de modulation singulière.

Cependant, du fait que le nombre de commutation à l'ouverture et à la fermeture du transistor de puissance est important, les pertes de commutation augmente.

Pour des grandes valeurs de  $P$ , l'amplitude des harmoniques d'ordre inférieur devient basse, par contre, l'amplitude de quelques harmoniques d'ordre supérieur va augmenter.

Cependant, ce genre d'harmoniques d'ordre supérieur produisent des ondulations négligeables et peuvent être filtrées facilement.



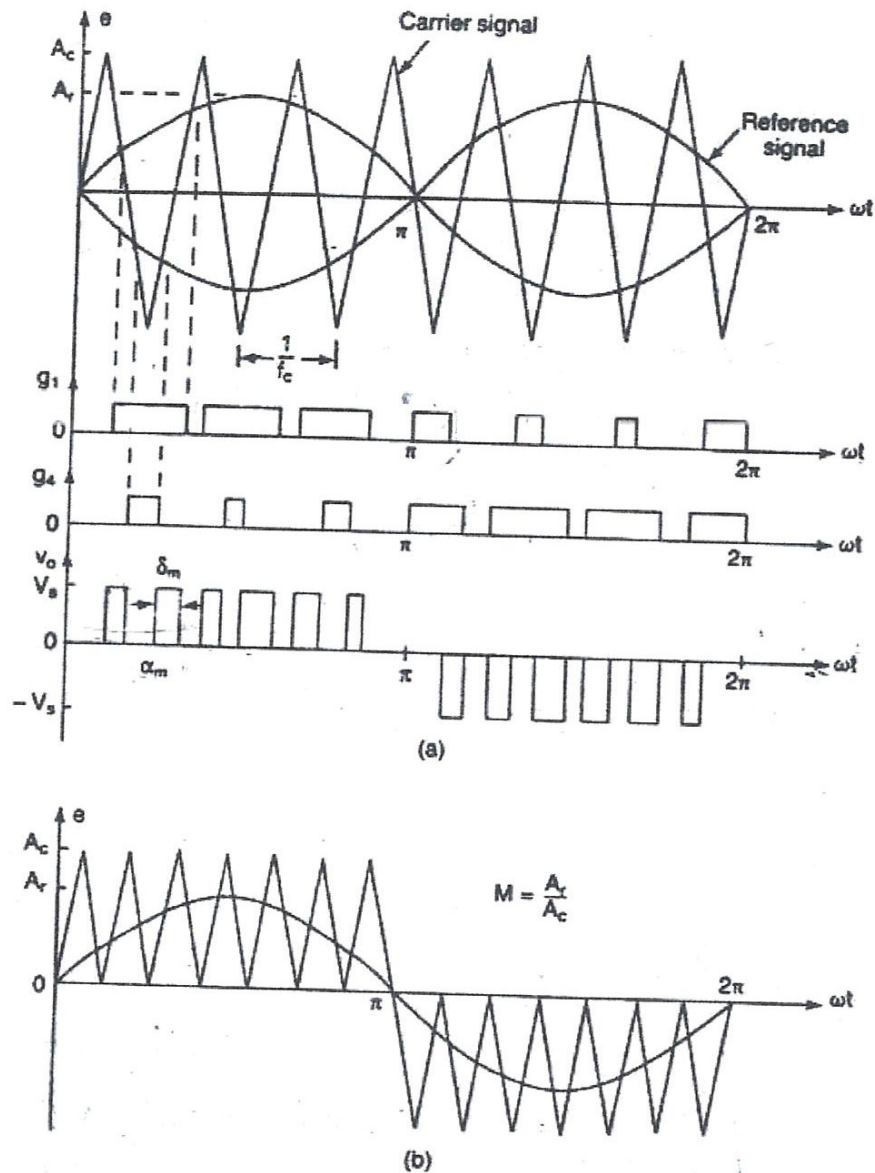


Figure (II.5) : Diagramme des tensions :  
Principe de modulation sinusoïdale.

### II.3.1. Caractéristique de la tension de sortie :

En respectant la contrainte de fonctionnement où deux interrupteurs statiques du même bras ( $Q_1$  et  $Q_4$ ) ne doivent pas conduire en même temps, la tension de sortie instantanée est montrée à la figure (II.5.a). Le même signal de commande peut être généré en utilisant une onde porteuse unidirectionnelle triangulaire (Figure II.5.b).

La valeur efficace de la tension de sortie peut être varié par la variation de l'indice de modulation  $r$ . Si  $\delta_m$  est la largeur de la  $m^{\text{ième}}$  pulsation l'équation (II.5) peut être étendue pour trouver la valeur efficace de la tension de sortie.

$$V_0 = V_s \left( \sum_{m=1}^P \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (\text{II.9})$$

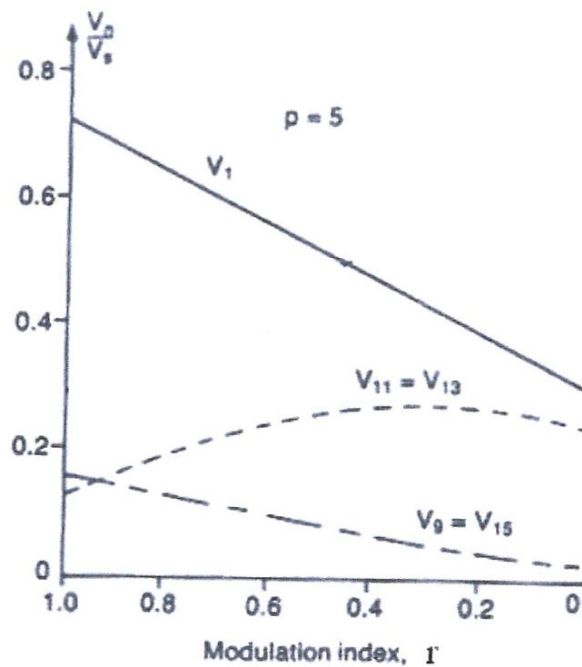
L'équation (II.8) peut être aussi appliqué pour déterminer le coefficient de Fourier de la tension de sortie.

$$B_n = \sum_{m=1}^P \frac{2V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta_m}{2} \left[ \sin n \left( \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) - \sin n \left( \pi + \alpha_m + \frac{\delta_m}{2} \right) \right] \quad (\text{II.10})$$

pour  $n = 1, 3, 5, \dots$

Le profile des harmoniques est montré à la figure (II.6) pour cinq pulsations par demi-cycle. Le facteur de distorsion est considérablement réduit comparativement à celui de la modulation multiple.

Ce type de modulation élimine tout les harmoniques inférieurs ou égaux à  $2P - 1$ . Pour  $P = 5$ , l'harmonique le plus bas est le neuvième.



*Figure (II.6) : Diagramme de profile des harmoniques de modulation sinusoïdale.*

Le pic du fondamental de la tension de sortie de la technique de modulation de largeur d'impulsion et la modulation sinusoïdale peut être approximativement déterminé par :

$$V_{m1} = dV_s \text{ pour } 0 \leq d \leq 1.0 \quad (\text{II.11})$$

Pour  $d = 1$ , le pic maximum de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie est :

$$V_{m1}(\text{max}) = V_s \quad (\text{II.12})$$

En se référant à l'équation (II.6),  $V_{m1}(\text{max})$  peut être aussi élevée que :

$$\frac{4V_s}{\pi} = 1,278.V_s \text{ pour un signal carré de sortie.}$$

Pour augmenter la valeur du fondamental de la tension de sortie, le facteur  $d$  doit varier entre 0 et 1.

La variation de  $d$  au-delà de la valeur  $d = 1$  est appelée surmodulation.

La valeur de  $d$  à laquelle correspond [4, 6, 7] :

$V_1(\text{max}) = 1,278V_s$  dépend du nombre de pulsations par demi-cycle qui est approximativement ( $d = 3$ ) pour ( $p = 7$ ) (Figure II.7).

La surmodulation mène à une opération sous forme d'onde carré et ajoute d'autres harmoniques comme comparé à l'opération dans la zone linéaire avec :  $d \leq 1.0$

La surmodulation est normalement évitée dans les applications exigeant basse distorsion.

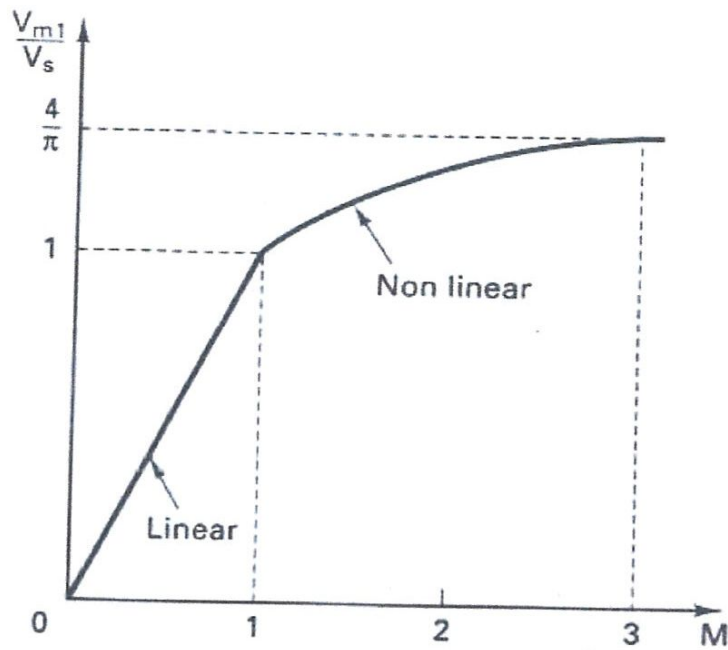


Figure (II.7) : Diagramme de pic du fondamental de la tension de sortie.

#### II.4. Modulation de largeur d'impulsion sinusoïdal modifié :

La figure (II.5) montre que la largeur des pulsations près du pic de l'onde sinus ne change pas d'une manière significative avec la variation de l'indice de modulation. Cela est dû à la caractéristique de l'onde sinus, ainsi la technique M.L.I.S peut être modifiée par conséquent l'onde porteuse est appliquée durant les premiers et les derniers intervalles de  $60^\circ$ , par demi-cycle (exemple :  $0$  à  $60^\circ$  et  $120^\circ$  à  $180^\circ$ ).

Ce type de modulation est connu comme modulation sinusoïdale modifiée et représentée à la figure (II.8).



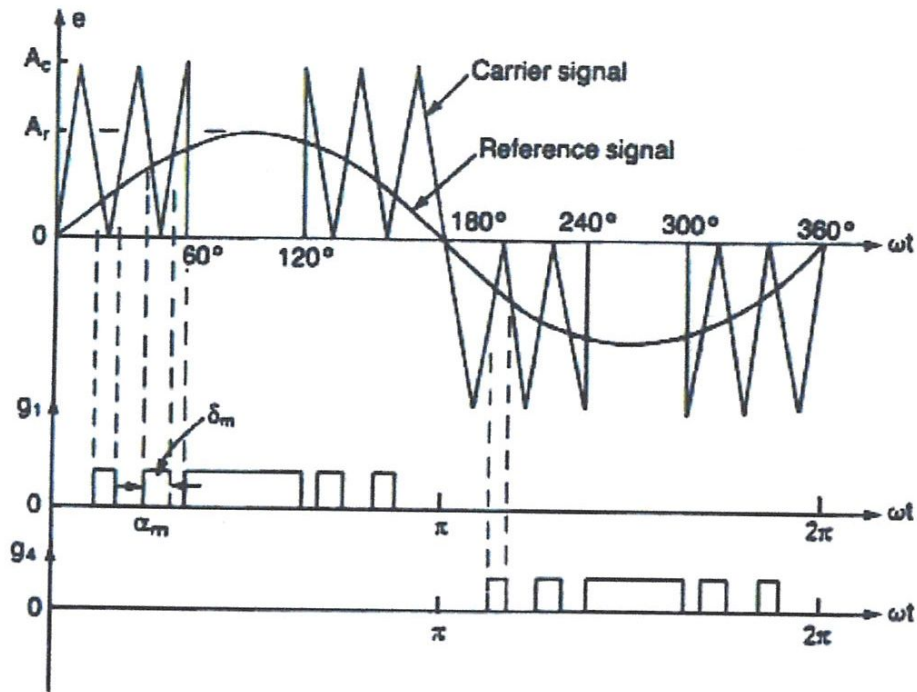


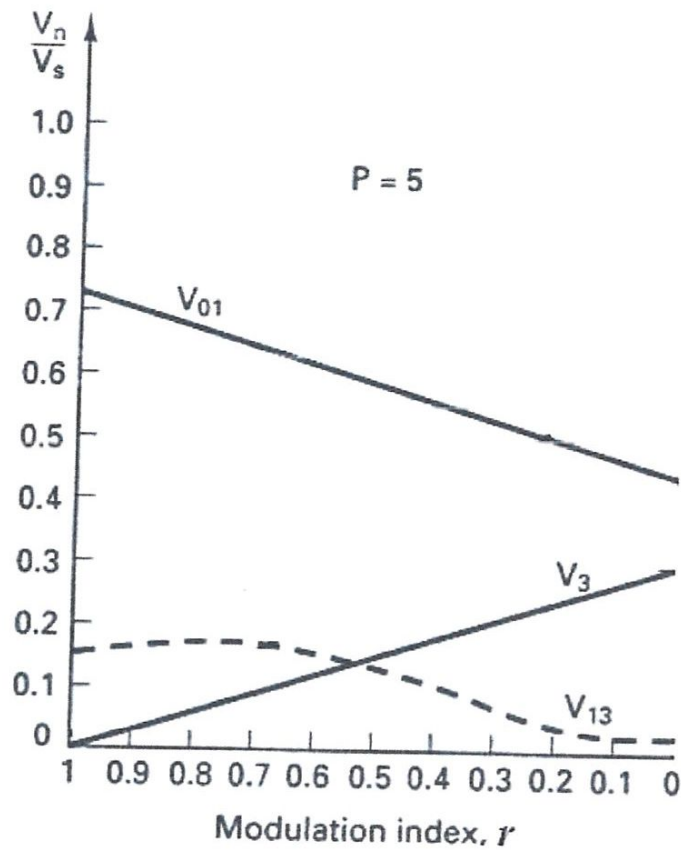
Figure (II.8) : Diagramme des tensions :  
Principe de modulation sinusoïdale.

Le fondamental augmente et ces caractéristiques harmoniques sont améliorées. Ceci réduit le nombre de commutation des composants de puissances et réduit aussi les pertes de commutation.

Le profil harmonique est montré à la figure (II.9) pour cinq pulsations par demi-cycle.

Le nombre de pulsation  $q$  dans la période de  $60^\circ$  et liée normalement au rapport de fréquence, en particulier dans l'onduleur triphasé, il est déterminée par l'expression suivante :

$$\frac{f_c}{f_0} = 6q + 3 \quad (\text{II.13})$$



Figure( II.9) : Diagramme de profil des harmoniques de modulation sinusoïdale modifiée.

### II.5. Réductions des harmoniques (M.L.I précalculé) :

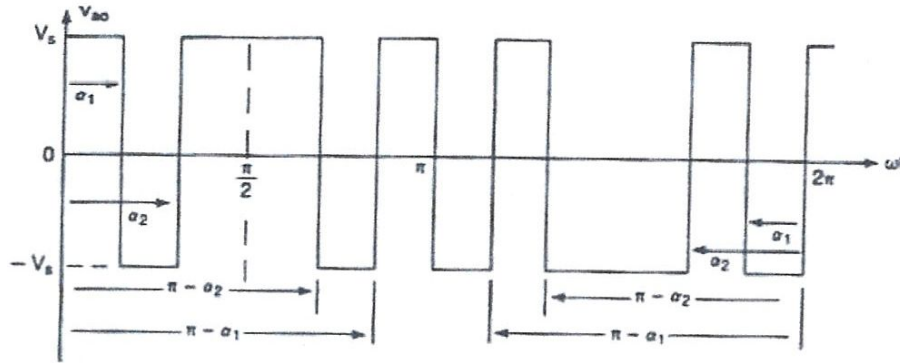
L'équation (II.19) indique que la  $n^{\text{ième}}$  harmonique peut être éliminé par un choix particulier de l'angle de décalage  $\beta$ , si :

$$\sin \frac{n\beta}{2} = 0$$

et 
$$\beta = \frac{360^\circ}{n} \tag{II.20}$$

Ainsi le troisième harmonique est éliminé si :  $\beta = \frac{360^\circ}{3} = 120^\circ$ . Une pair d'harmoniques non désirées dans la tension de sortie d'un onduleur monophasé peut être éliminée.

Par l'introduction d'une pair d'encoches de tension bipolaires placée symétriquement comme représenté à la figure (II.11).



*Figure (II.11) : Diagramme de tension de sortie avec deux encoches bipolaires par demi-cycle.*

La série de Fourier de la tension de sortie peut être exprimée par l'expression ci-dessous.

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} B_n \sin n\omega t \quad (\text{II.21})$$

où :

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_2}^{\pi/2} \sin n\omega t d(\omega t) \right] \quad (\text{II.22})$$

$$= \frac{4V_s}{\pi} \cdot \frac{1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2}{n}$$

L'équation (II.22) peut être étendue à m encoches par quart – onde:

$$B_n = \frac{4V_s}{n\pi} (1 - 2 \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2 - 2 \cos n\alpha_3 + 2 \cos n\alpha_4 \dots) \quad (\text{II.23})$$

Le troisième et le cinquième harmonique sont éliminés si  $B_3 = B_5 = 0$ .

Et l'équation (II.22) donne les équations nécessaires à résoudre :

$$1 - 2 \cos 3\alpha_1 + 2 \cos 3\alpha_2 = 0 \quad \text{ou} \quad \alpha_2 = \frac{1}{3} \cos^{-1}(\cos 3\alpha_1 - 0,5)$$

$$1 - 2 \cos 5\alpha_1 + 2 \cos 5\alpha_2 = 0 \quad \text{ou} \quad \alpha_1 = \frac{1}{5} \cos^{-1}(\cos 5\alpha_2 + 0,5)$$

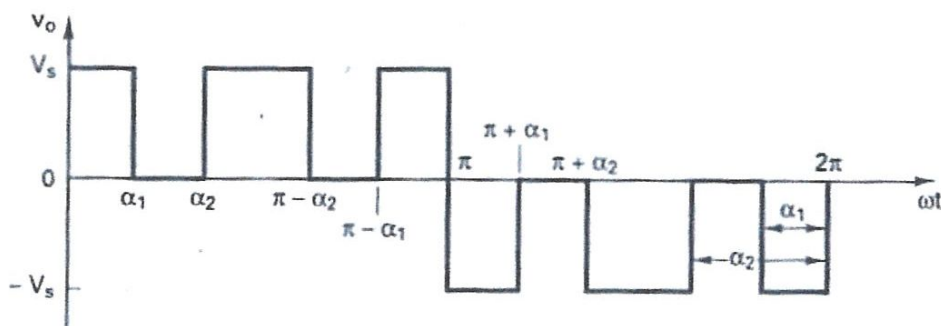
Ces équations peuvent être résolues itérativement en posant initialement  $\alpha_1 = 0$  et répétant les calculs pour  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$ .

Le résultat obtenu dans ce cas est  $\alpha_1 = 23,62^\circ$  et  $\alpha_2 = 33,3^\circ$ .

Avec des encoches de tensions bipolaires comme décrit à la figure (II.12), le coefficient  $B_n$  est donné par :

$$B_n = \frac{4V_s}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t d(\omega t) + \int_{\alpha_1}^{\pi/2} \sin n\omega t d(\omega t) \right] \quad (\text{II.24})$$

$$= \frac{4V_s}{\pi} \cdot \frac{1 - \cos n\alpha_1 + \cos n\alpha_2}{n}$$



**Figure (II.12) :** Diagramme de tension de sortie avec deux encoches unipolaire par demi-cycle.



Le troisième harmonique et le cinquième sont éliminés si :

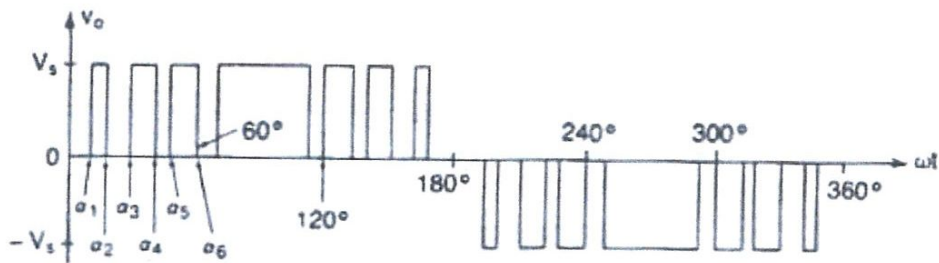
$$1 - \cos 3\alpha_1 + \cos 3\alpha_2 = 0$$

$$1 - \cos 5\alpha_1 + \cos 5\alpha_2 = 0$$

en résolvant les équations itérativement, on obtient [4] :

$$\alpha_1 = 17,83^\circ \text{ et } \alpha_2 = 37,97^\circ$$

La technique de modulation sinusoïdale modifiée peut être appliquée pour générer des encoches qui peuvent éliminer certains harmoniques d'une manière efficace dans la tension de sortie, comme il est montré à la figure (II.13).



*Figure (II.13) : Diagramme de tension :  
Principe de modulation sinusoïdale modifiée.*

### **II.6. Modulation avec injection d'harmonique :**

Le signal de modulation est généré par injection de l'harmonique sélectionné dans l'onde sinus.

Il en résulte une forme d'onde constituée de sommet de forme droite, ainsi qu'une réduction de l'amplitude de la surmodulation.

Cette technique permet d'avoir une amplitude élevée du fondamental de la tension de sortie et un facteur de distorsion bas.

Le signal de modulation est généralement composé de :

$$v_r = 1,15\sin\omega t + 0,27\sin 3\omega t - 0,029\sin 9\omega t$$

Le signal de modulation avec injection de l'harmonique trois et neuf est représenté à la figure (II.14).

Si l'harmonique trois est injecté seul dans la modulation  $v_r$  est donné par :

$$v_r = 1,15\sin\omega t + 0,19\sin 3\omega t$$

L'amplitude du fondamental est approximativement 15 % supérieur au fondamental de la technique MLI sinusoïdale. [4]

L'injection de l'harmonique trois n'affecte pas la qualité de la tension de sortie, du fait que les tensions de sortie d'un onduleur triphasé ne contiennent pas l'harmonique trois et multiple de trois. [6]

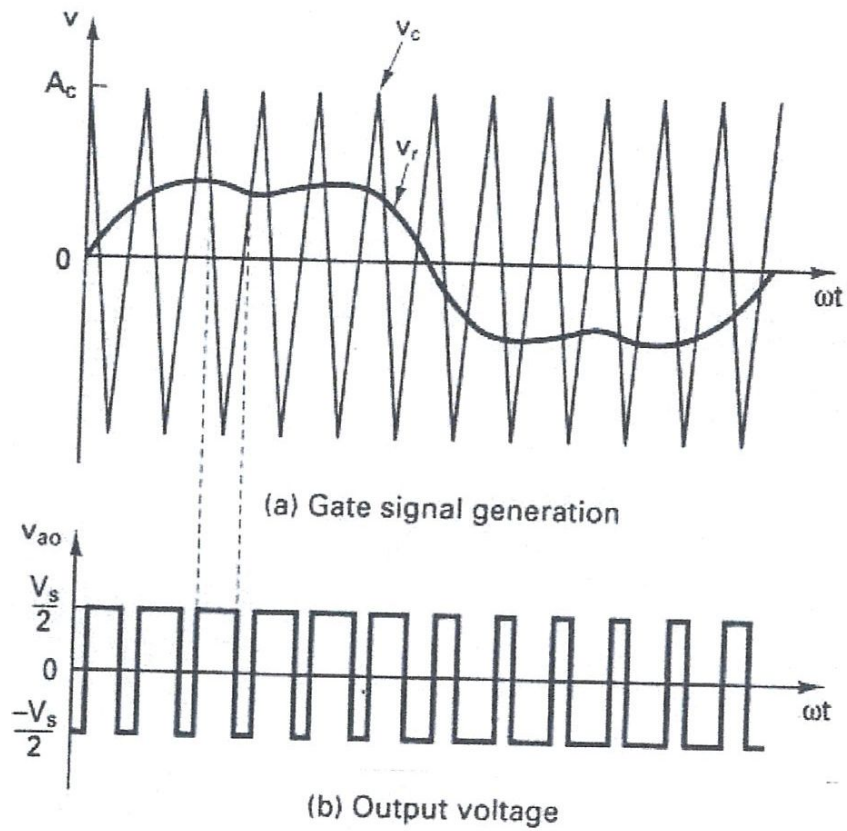


Figure (II.14) : Diagramme des tensions :  
Principe de la technique d'injection d'harmonique.

### **Conclusion**

L'étude de ce chapitre montre que la technique MLI sinusoïdale de par ses caractéristiques à savoir :

Qualité de tension, taux d'harmonique s'avère la plus séduisante quant aux applications industrielles. Elle est également la plus utilisée dans l'industrie.

Par ailleurs, le choix d'une technique parmi d'autre existante doit répondre aux exigences du cahier de charges de l'utilisateur.



# Chapitre III

## Simulation numérique

**Introduction**

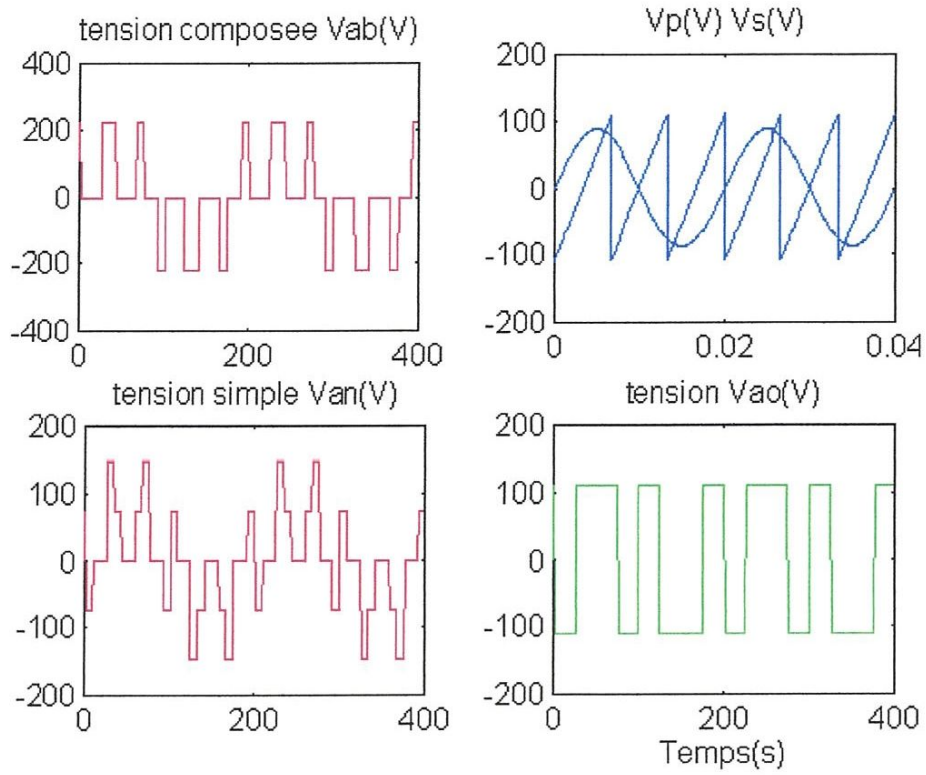
Pour visualiser clairement le comportement dynamique du système modéliser une étude par simulation numérique s'avère indispensable.

En effet, dans cette partie, on traite par simulation numérique le convertisseur statique à savoir l'onduleur de tension utilisant les stratégies MLI traitées dans le chapitre précédent.

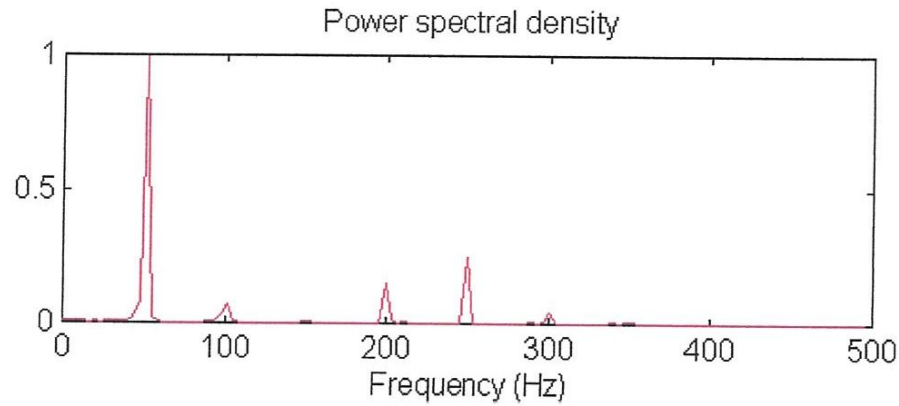
**III.1. Simulation de l'onduleur de tension MLI**

A l'aide du logiciel MATLAB, nous avons obtenus la série de tests de simulation suivant :

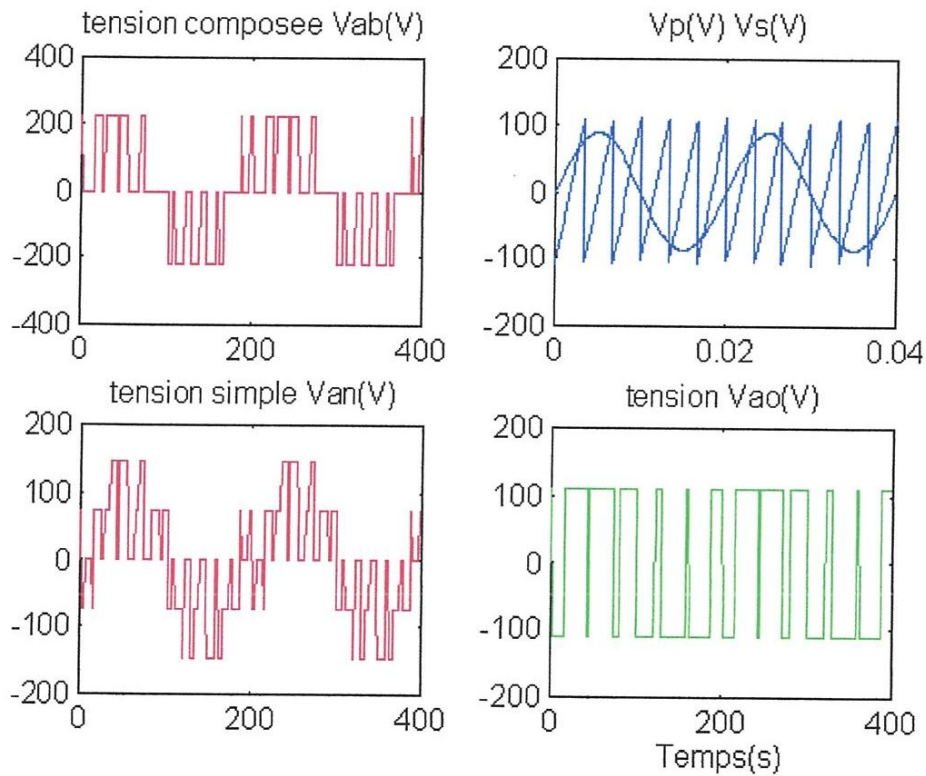
Pour différents indice de modulation  $m$ .



**Figure (III.1a)** : Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour:  $f_p=150\text{Hz}$ ,  $m = 3$ ,  $r=0.8$ .  
- Tensions de sortie.

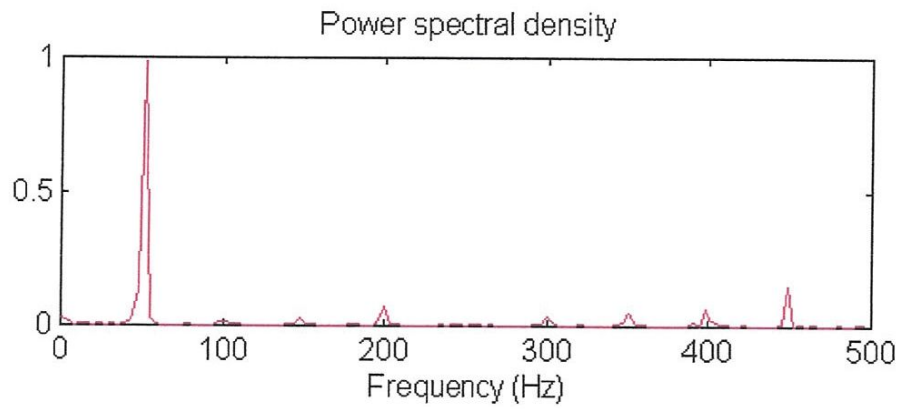


**Figure (III.1b) :** Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $f_p=150\text{Hz}$ ,  $m=3$ ,  $r=0.8$ .  
- Spectre de la tension de sortie simple  $V_{an}$ .

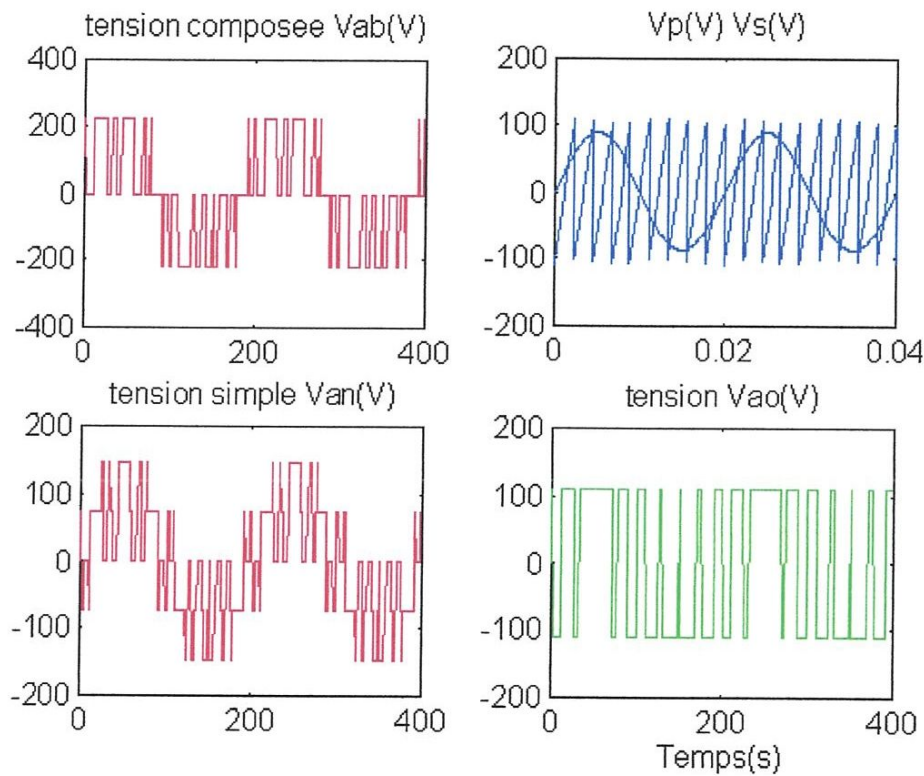


**Figure (III.2a) :** Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $f_p=300\text{Hz}$ ,  $m=6$ ,  $r=0.8$ .  
- Tensions de sortie.

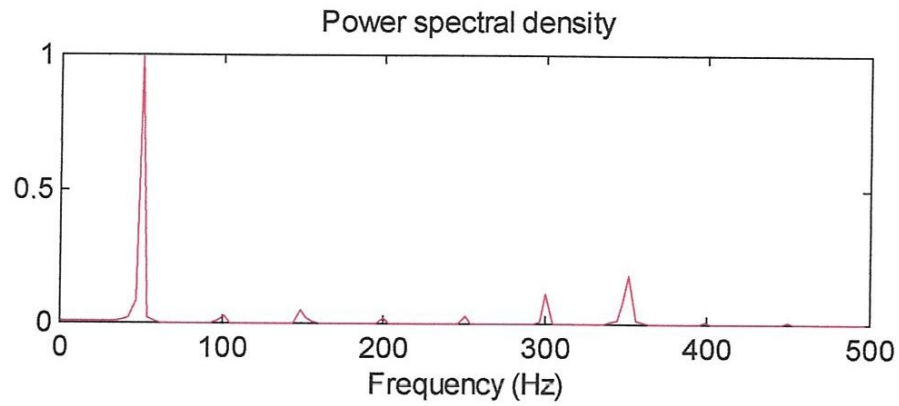




**Figure (III.2b) :** Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $f_p=300\text{Hz}$ ,  $m=6$ ,  $r=0.8$ .  
- Spectre de la tension de sortie simple  $V_{an}$ .

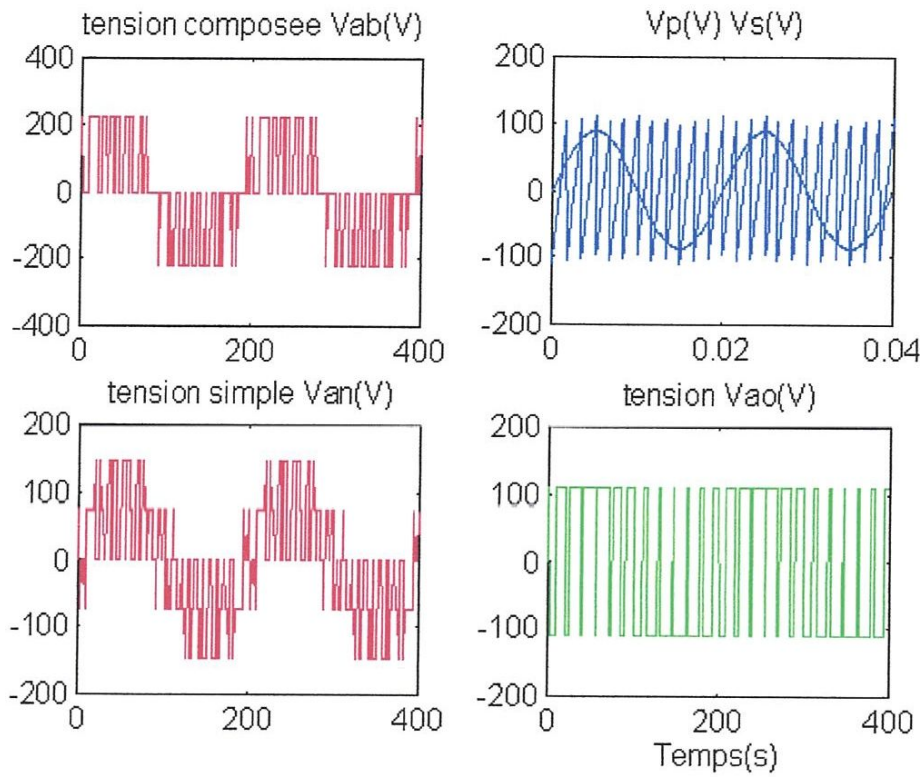


**Figure (III.3a) :** Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $f_p=450\text{Hz}$ ,  $m=9$ ,  $r=0.8$ .  
- Tensions de sortie.

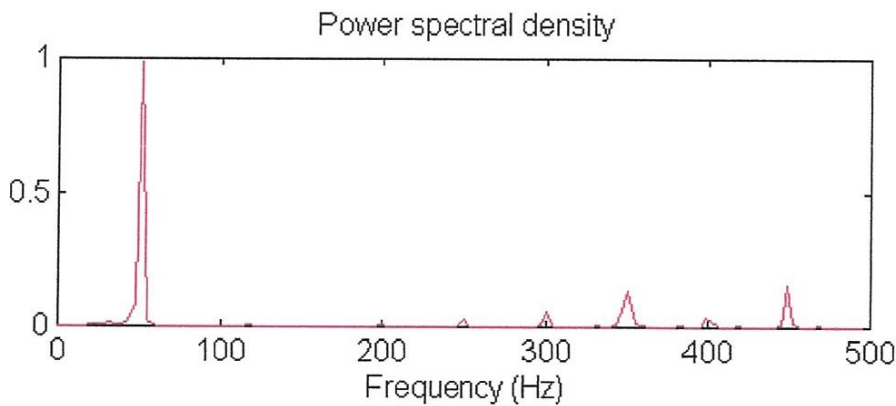


$f_p=450$   $m=9$   $r=0.8$  fréquence (Hz)

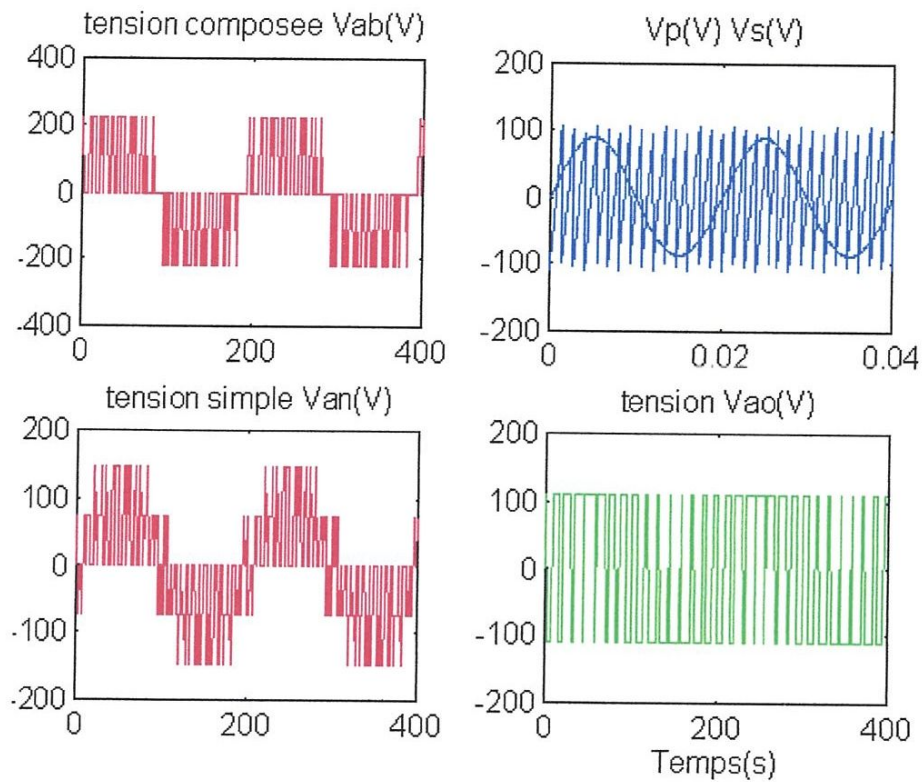
*Figure (III.3b) : Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $m = 9$   
- Spectre de la tension de sortie simple Van.*



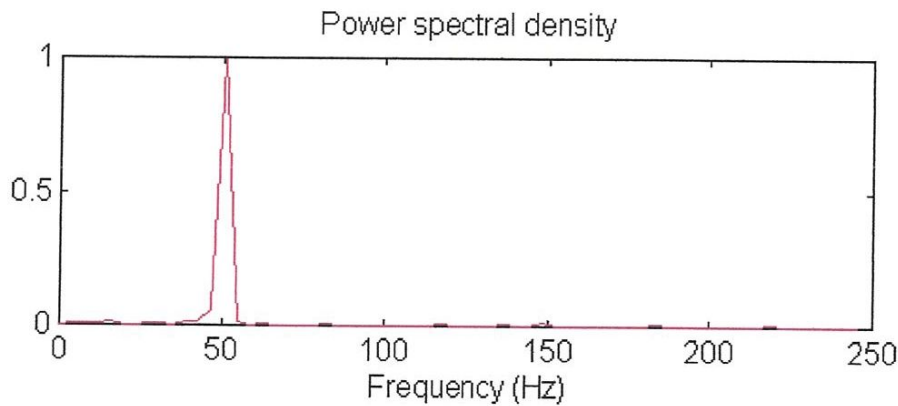
**Figure (III.4a) :** Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $f_p=600\text{Hz}$ ,  $m=12$ ,  $r=0.8$ .  
- Tensions de sortie.



**Figure (III.4b) :** Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $m=12$   $f_p=600$   $m=12$   $r=0.8$  fréquence(Hz)  
- Spectre de la tension de sortie simple  $V_{an}$ .



**Figure (III.5a) :** Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $f_p=750\text{Hz}$ ,  $m=15$ ,  $r=0.8$ .  
- Tensions de sortie.



**Figure (III.5b) :** Résultats de simulation de l'onduleur de tension MLI pour  $f_p=750\text{Hz}$ ,  $m=15$ ,  $r=0.8$ .  
- Spectre de la tension de sortie simple  $V_{an}$ .



### III.2 Interprétation des résultats de simulation (MLI)

Les figures (III. 1- III. 5) représentent les tensions de sortie délivrées par l'onduleur de tension MLI à savoir la tension de branche ( $V_{ao}$ ); la tension simple ( $V_{an}$ ) et la tension composée ( $V_{ab}$ ).

L'onde de la modulatrice  $V_s$  est échantillonnée par l'onde porteuse triangulaire  $V_p$ . Ce qui donne une tension de branche rectangulaire ( $V_{ao}$ ), formé par une succession de créneaux d'amplitudes égales à :  $\frac{V_s}{2}$ ,  $-\frac{V_s}{2}$  et ceci résulte de la superposition des deux signaux. On obtient un découpage de la tension de sortie.

Notons que le nombre de pulsation de tension de branche ( $V_{ao}$ ) varie proportionnellement avec l'augmentation de l'indice de modulation ( $m = 3, 6, 9, 12, 15$ ).

Ainsi, au fur et à mesure que l'indice de modulation  $m$  augmente, les harmoniques sont repoussées efficacement vers les hautes fréquences. Toute fois les harmoniques d'ordre supérieurs subsistent, ces derniers ne sont pas nuisibles.

De plus que les harmoniques d'ordre élevés peuvent être filtré facilement. Cet état de fait entraîne une amélioration de la qualité de la tension de sortie.

Ceci est bien vérifié à travers l'examen des résultats de simulation (Figures III. 1- III.5) qui montrent que les formes d'onde de tension de sortie sont presque sinusoïdal pour un indice de modulation supérieur ( $m = 15$ ).

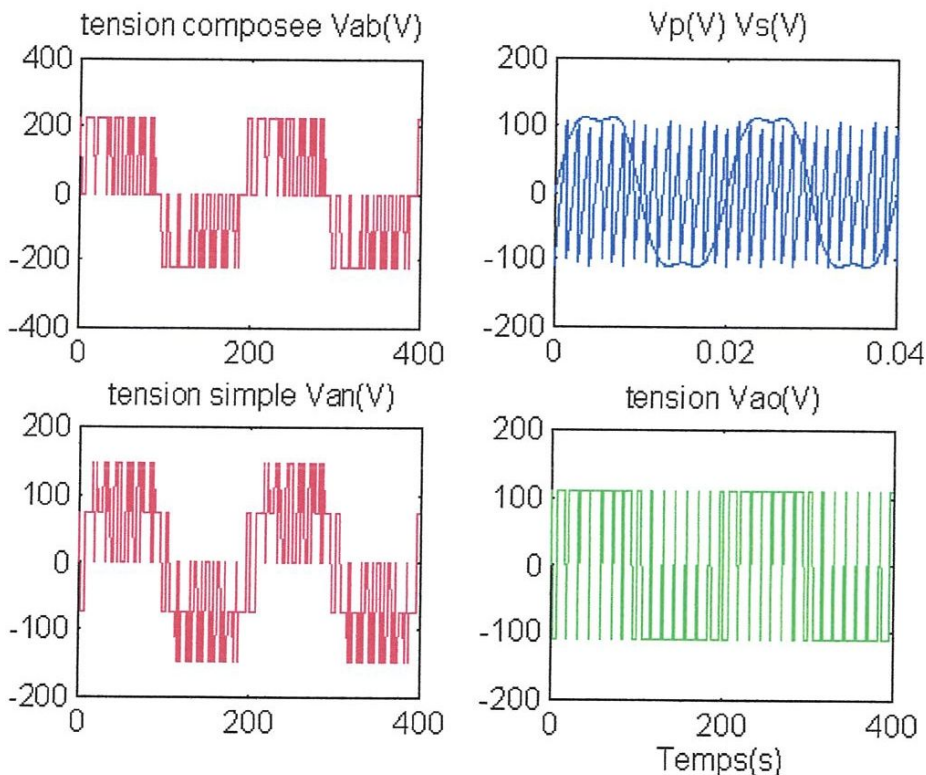
Ces observations sont justifiées par le spectre harmonique et révèle la réduction en amplitude de ces harmoniques; ce qui se traduit par un faible coût du filtre de sortie.

Ces résultats sont très intéressants dans la mesure où il nous est facile de filtrer ces hautes fréquences.

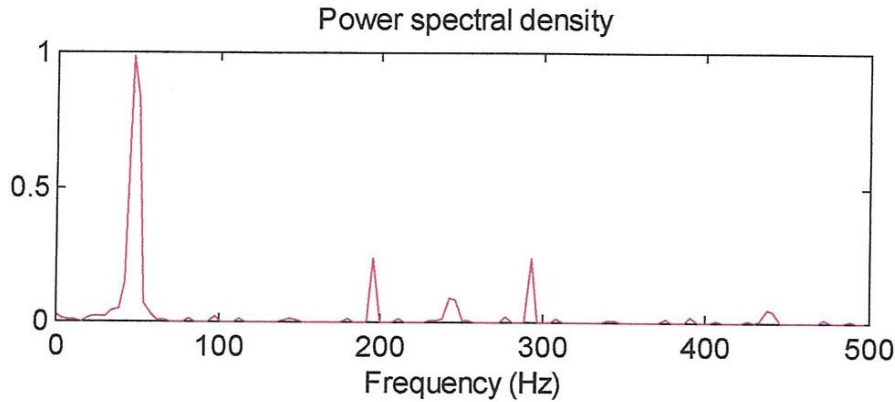
### III.3 Simulation de la technique d'injection d'harmonique 3 :

A l'aide du logiciel MATLAB, nous avons obtenu la série de tests de simulation suivant :

Pour  $m = 15$ .



**Figure (III.6a) :** Résultats de simulation de la technique d'injection d'harmonique 3.  $f_p=750\text{Hz}$ ,  $m =15$ ,  $r=0.8$ .  
- Tensions de sortie



**Figure (III.6b) :** Résultats de simulation de la technique d'injection d'harmonique 3.  $f_p=750\text{Hz}$ ,  $m=15$ ,  $r=0.8$ .  
- Spectre de tension de sortie simple  $V_{an}$ .

### III.4 Interprétation des résultats de simulation

#### (Injection d'harmonique 3) :

La figure (III.6a) représente l'onde de modulation; elle est constituée de sommet de forme droite. Cela est dû à l'injection de l'harmonique 3, on observe aussi que l'échantillonnage de l'onde de référence par la porteuse (pour  $m = 15$ ); donne une tension de branche ( $V_{ao}$ ) formé de créneaux très serrés.

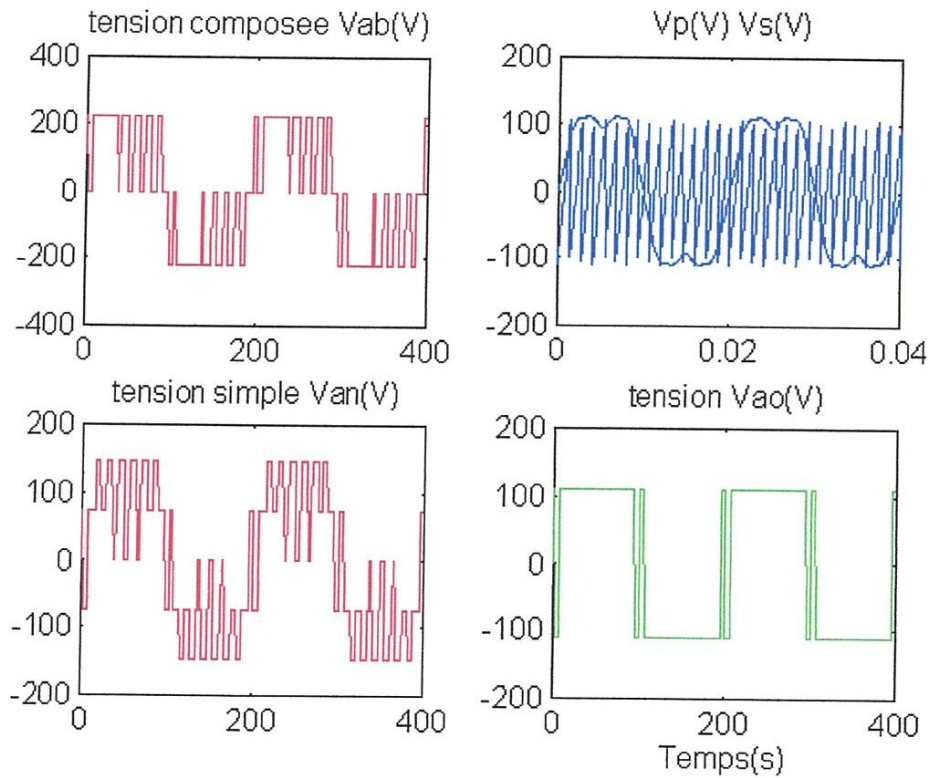
Il en résulte qu'à travers l'examen de la figure (III.6a) l'augmentation du fondamental des tensions de sortie composées ( $V_{ab}$ ) et simple ( $V_{an}$ ) comparativement à ceux représentés dans la figure (III.5a) de la technique MLI normal ( $m = 15$ ).

Le spectre de la tension simple de la figure (III.6b) est riche en harmonique comparativement à celui de la figure (III.5b).

### III.5 Simulation de la technique d'injection harmonique 3 et 9

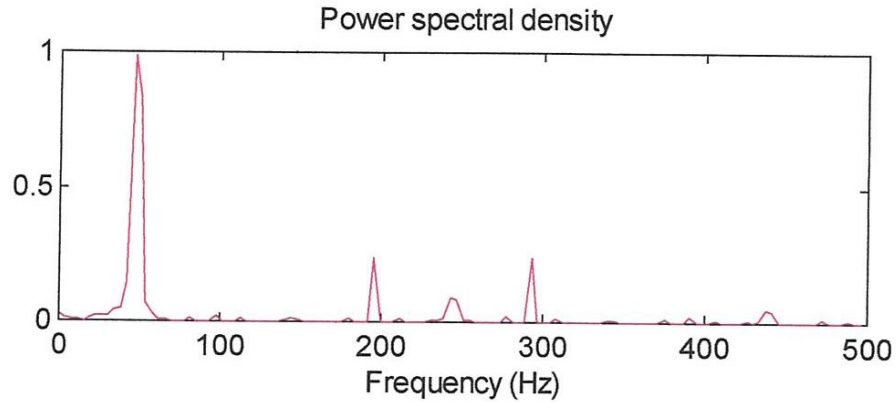
A l'aide du logiciel MATLAB, nous avons obtenu la série de tests de simulation suivant :

Pour  $m = 15$



**Figure (III.7a) :** Résultats de simulation de la technique d'injection d'harmonique 3 et 9.  $f_p=750\text{Hz}$ ,  $m=15$ ,  $r=0.8$ .  
- Tensions de sortie





*Figure (III.7b) : Résultats de simulation de la technique d'injection d'harmonique 3 et 9.  
- Spectre de la tension de sortie simple  $V_{an}$ .*

### III.6 Interprétation des résultats de simulation (Injection d'harmonique)

L'allure des tensions de sorties est représentée sur la figure (III.7a), on observe que la tension de branche  $V_{ao}$  est constituée d'une pulsation centrée de largeur presque égale à  $120^\circ$ , encadré par deux pulsations de très faible largeur par demi-cycle. Il en découle un fondamental de la tension de sortie à valeur efficace élevée comparativement à la technique d'injection d'harmonique 3.

L'examen du spectre à travers la figure (III.7b) montre un spectre de tension simple similaire à celui de la figure (III.6b).