

## **I.1 Introduction**

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

## **I.2 Définition de l'Onduleur**

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

## **I.3 Classification des Onduleurs**

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

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance » [1].

### **I.3.1 Onduleurs non autonome**

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [2].

### **I. 3.2 Onduleur autonome**

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des thyristors ou les autres semi-conducteurs dans ce cas nous commandons la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie [3].

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

- Les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courants.

#### **I.3.2.1 Les Onduleurs (autonomes) de tension**

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension «  $u$  » n'est pas affecté par les variations du

courant «  $i$  » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

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

### **I. 3.2.2 Les onduleurs (autonome) de courants**

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant «  $i$  » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension «  $u$  » à ses bornes [5].

### **I.3.3 Les onduleurs à résonance**

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

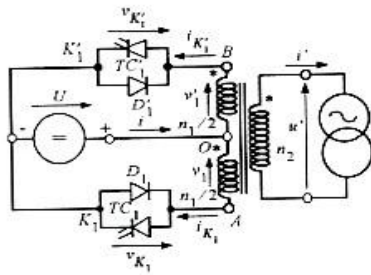
## **I.4 Types d'onduleurs autonomes de tension**

### **I.4.1 Les onduleurs monophasés**

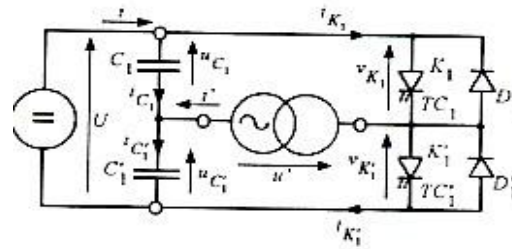
Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur pushpull (Fig.I.1).
- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont. (Fig.I.2).

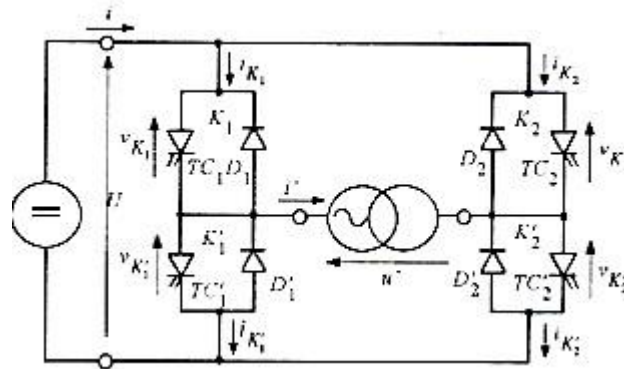
Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (Fig.I.3) [4].



**Figure I.1 :** Onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu.



**Figure I.2 :** Onduleur monophasé avec diviseur capacitif.



**Figure I.3 :** Onduleur monophasé en pont.

### I.4.2 Les onduleurs triphasés

On peut réaliser un onduleur triphasé en regroupant, en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-point) et commander les interrupteurs de chacun pour obtenir à la sortie trois phases décalées de  $120^\circ$ . En effet, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représenté par la figure I.4 dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue  $U$  ne soit jamais en court-circuit et pour que les circuits des courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  ne soient jamais ouverts. Afin que les interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quel que soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaires, des IGBTs ou des GTOS associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [7].

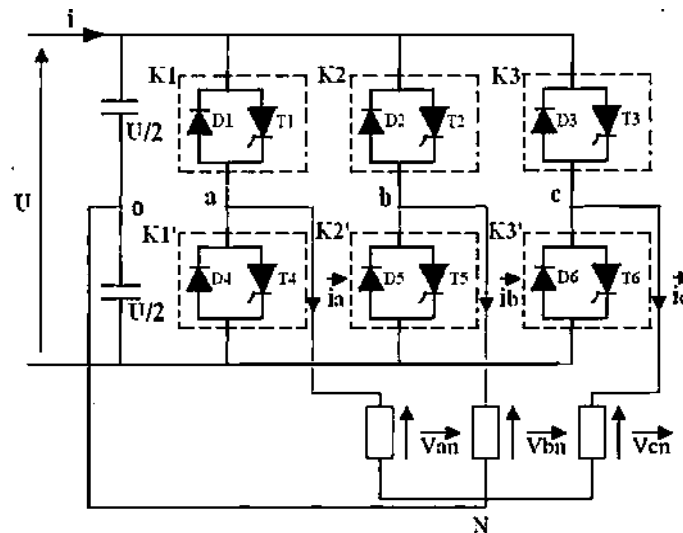


Figure I.4 : Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé.

### I.4.3 Les onduleurs multi niveaux

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [5], on peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie. Cette dernière est souvent obtenue par une modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée ( $> 5000$  tr/mn).

La technique de la modulation de largeur d'impulsion est la plus appropriée à la commande des moteurs asynchrone. Car l'atténuation des harmoniques avec cette technique est remarquable [9].

### I.4.4 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig. I.4). Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

Les couples d'interrupteurs ( $K_a$  et  $K'_a$ ), ( $K_b$  et  $K'_b$ ), ( $K_c$  et  $K'_c$ ) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les six diodes antiparallèles sont des diodes de

roue libre assurant la protection des transistors. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne[8] :

$S_{a,b,c} = 1$ : Interrupteur du demi-bras **haut** (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$ : Interrupteur du demi-bras **bas** (a, b ou c) Ouvert.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$  et  $U_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Tel que  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Sachant que :

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  sont les tensions simple de la charge, et  $V_{no}$  est la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif « o ».

$$V_{jo} = V_j - V_o = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_j \text{ fermé} (S_j = 1) \\ -\frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K'_j \text{ fermé} (S_j = 0) \end{cases} \quad (\text{I-3})$$

Le système  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I-4})$$

La substitution de (I-4) dans (I-2) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I-5)$$

En remplaçant (I-5) dans (I-2), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I-6)$$

L'équation (I-5) peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \text{ Soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (I-7)$$

Nous avons exprimés  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice [T].

En substituant les valeurs de  $V_{jo}$  de (I-3) dans le système (I-7) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} [V_{jn}] = U_{dc} [T][S_j] \quad (I-8)$$

## I.5 Stratégies de commande

On distingue les stratégies de commande suivante :

- 1) Commande pleine onde (dite 180°).
- 2) Commande décalée.
- 3) Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

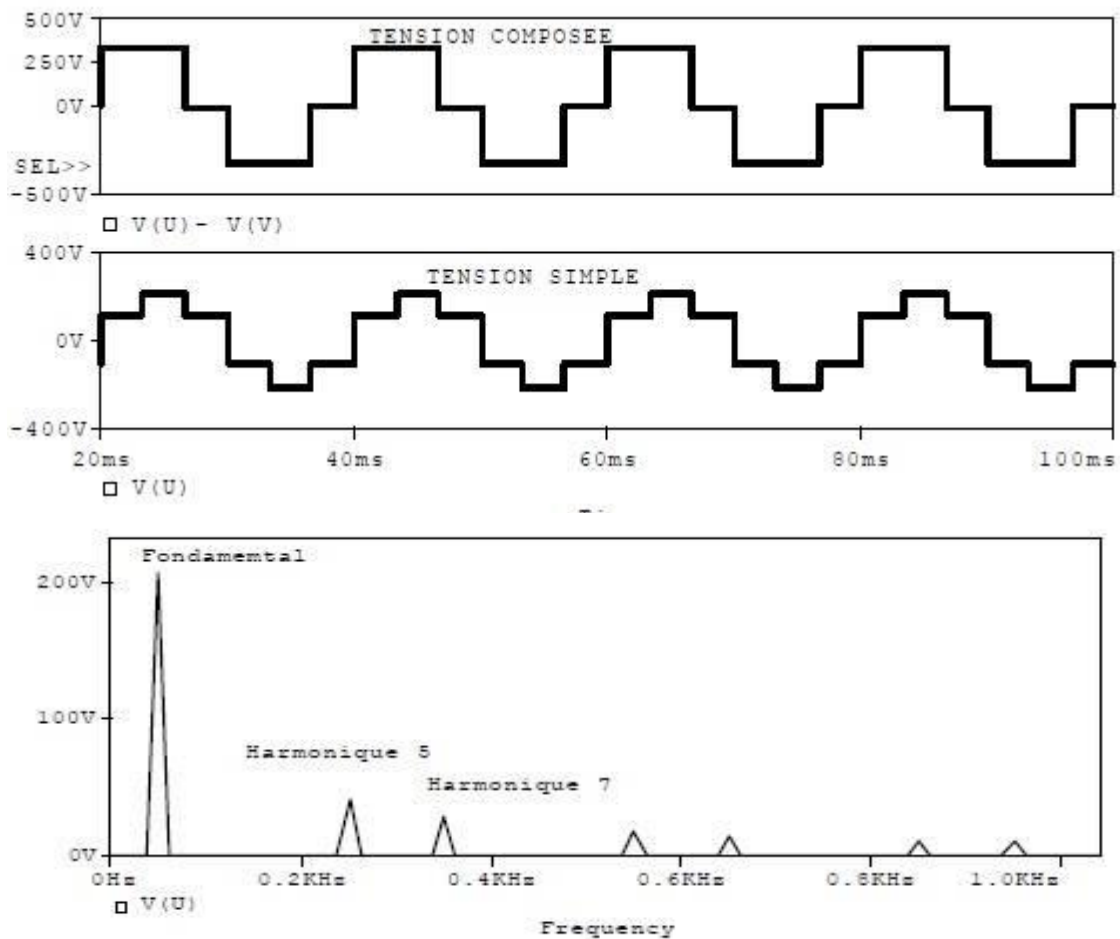
La tension générée par les stratégies (a, b) à une forme rectangulaire, sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmoniques.

Pour une commande  $180^\circ$ , la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par [8] :

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^a \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left( n \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right) \quad (\text{I-9})$$

Les tensions  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  sont décalée par rapport à  $V_{ab}$  respectivement de  $120^\circ$  et  $240^\circ$ .

La représentation du spectre d'harmonique (fig.I.6) des tensions simples et composées montre la présence des harmoniques d'ordre  $K = 6n \pm 1$ , avec  $k$  : entier



**Figure I.5 :** Forme d'onde de tension simple, tension composée et spectre d'harmonique pour une commande  $180^\circ$ .

Cet inconvénient disparaît si l'onduleur est alimenté à tension constante et si le réglage de la tension de sortie se fait par un découpage approprié qui neutralise les harmoniques de rang bien spécifique.

## I.6 La Modulation de largeur d'impulsion

Nous avons dit auparavant (I.7) que les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riches en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou de courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer (L'harmonique 3 ou 5) a une fréquence très voisine de celle du fondamental.

La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne neutralisation de l'onde de sortie.

### I.6.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative.

Le transfert d'énergie est contrôlé par le rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude  $A_r$  et de fréquence  $f$ , avec un signal appelé porteuse d'amplitude  $A_p$  et de fréquence  $f_p$  très élevée. (Fig.I.6)

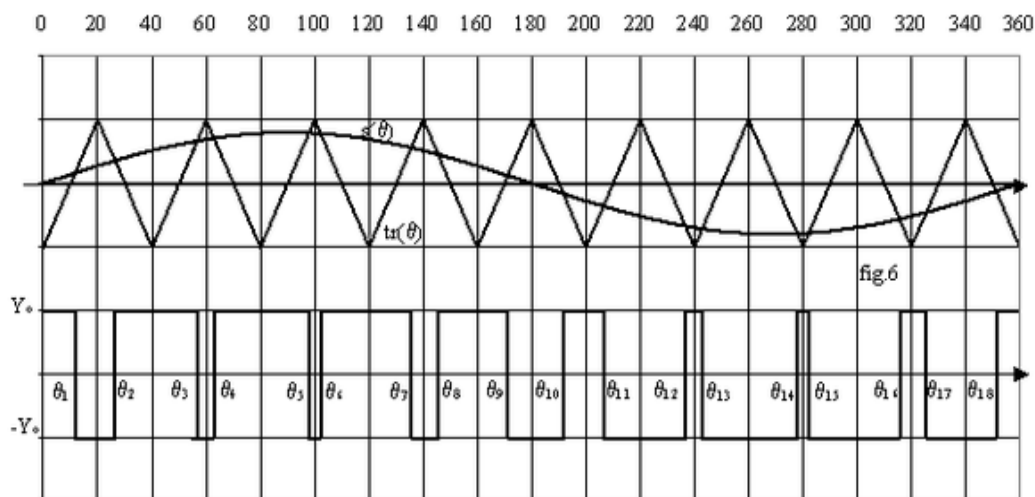


Figure I.6 : Principe de la modulation de largeur d'impulsion.

### I.6.2 Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- La fréquence de la modulation :  $f_p$



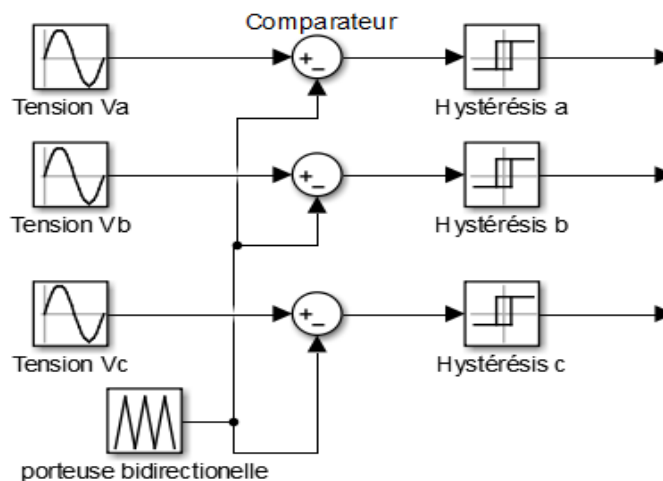
- L'indice de modulation :  $m = \frac{f_p}{f_r}$  où  $f_r$  est la fréquence de la référence
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  :  $r = \frac{A_r}{A_p}$

$A_r$  : Amplitude de la référence.

$A_p$  : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus « m » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de  $r$  la plus élevée possible [9].

- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une Tension de sortie « U' » qui se reproduit identiquement à elle-même tous les T Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation  $f_p$
- Donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.
- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente [9].
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.
- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donné par la figure I.7



**Figure I.7** : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphasé).

Un générateur d'onde délivre l'onde triangulaire aux trois phases (porteuse commune), par contre la référence est propre à chaque phase, les trois références étant déphasées de 120°.

### **I.6.3 Types de Modulation**

Il existe deux types de modulation :

- Modulation naturelle.
- Modulation régulière.

#### **I.6.3.1 Modulation naturelle**

Cette technique utilise le principe général de la commande MLI qui consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence.

Il est important de noter que la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant ou le basculement à lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Ceci à deux conséquences importantes :

- Les centres des impulsions dans le signal MLI résultant ne sont pas équidistants.
- Il n'est pas possible de définir les largeurs d'impulsions en utilisant des expressions analytiques.

#### **I.6.3.2 Modulation Régulière**

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulo-sinusoidale. Elle consiste donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence.

On distingue :

1. Technique à échantillonnage régulier symétrique.
2. Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
3. Technique à échantillonnage régulier modifié.

### **I.7 Technique de production d'onde MLI**

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisées pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi-conducteurs par exemple ; impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux au même temps.

#### **I.7.1 Technique analogique**

Cette technique est basée sur la comparaison entre une porteuse triangulaire et la référence, la comparaison est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel (Fig.I.8).

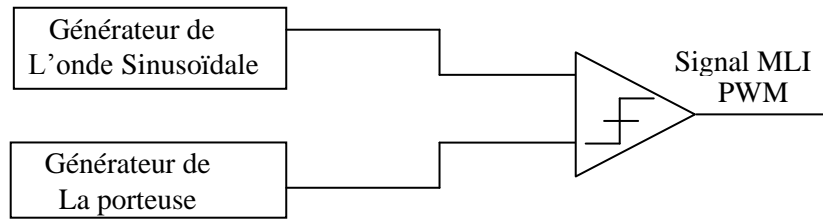


Figure I.8 : Technique analogique.

### I.7.2 Technique numérique

Elle est basée sur l'utilisation des microprocesseurs qui assurent la génération des impulsions en se servant d'un programme définissant les angles d'amplitudes calculés au préalable. Cette technique a apporté une grande amélioration significative en matière de simplicité et performance du circuit de commande (Fig.I.9).

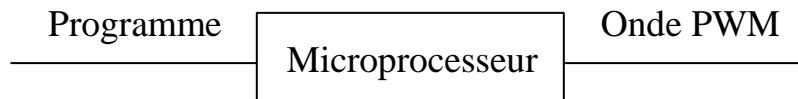


Figure I.9 : Technique Numérique.

### I.7.3 Technique hybride

Elle consiste à combiner les deux techniques précédentes analogique et numérique. L'onde de référence est obtenue d'une manière numérique (programmer sa fonction), par contre l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique, La comparaison entre les deux signaux se fait par un comparateur analogique (Fig.I.10).

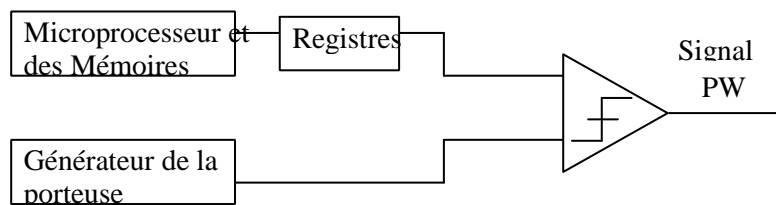


Figure I.10 : Technique Hybride.

## I.8 Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, parmi lesquelles on peut citer :

### I.8.1 La modulation linéaire multiple (UPWM)

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales (Fig. I.11).

Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi-période [10].

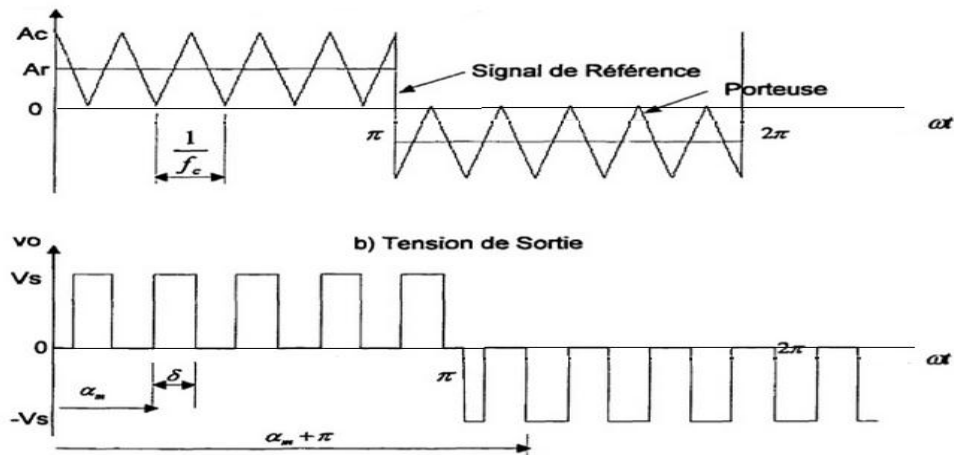


Figure I.11 La modulation de largeur d'impulsions multiples.

### I.8.2 La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM)

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoïdal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable (Fig.I.12).

Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [10], [11]. Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avéré la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques.

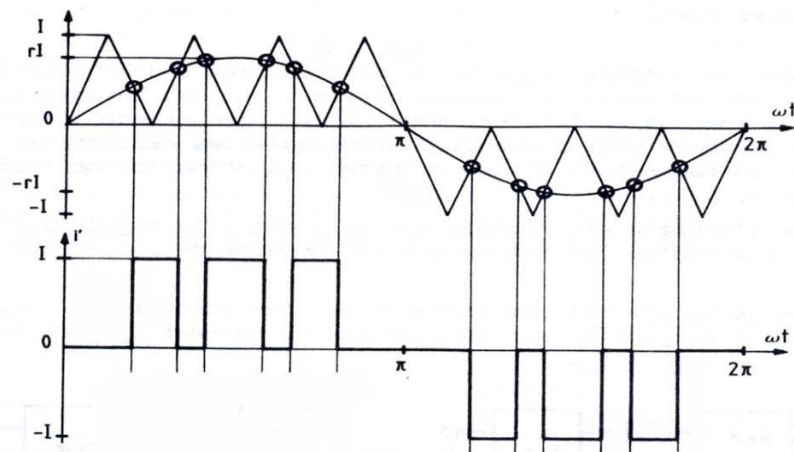


Figure I.12 : MLI sinusoïdale triangulaire unipolaire.

### I.8.3 La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM)

Le signal de référence est toujours sinusoïdal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Fig.I.13).

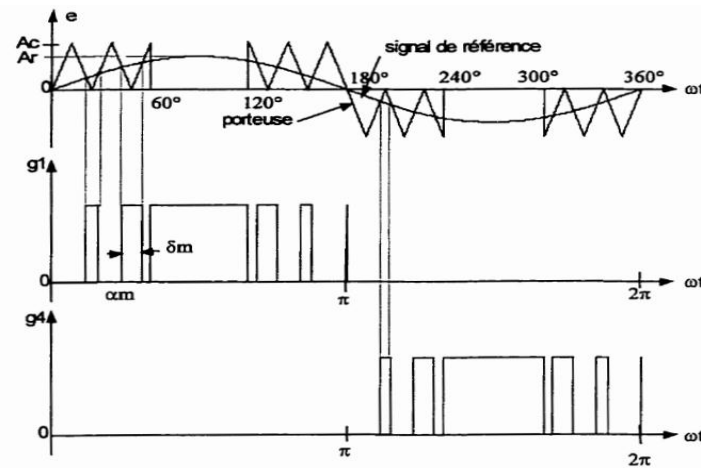


Figure I.13 La modulation sinusoïdale modifiée.

### I.8.4 La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

Le principe de cette technique est le même que celui de la modulation sinusoïdale, sauf que la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (bipolaire), (Fig.I.6).

#### I.8.4.1 Signaux de référence

Ce sont des signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° et sont caractériser par l’amplitude  $A_r$  et sa fréquence  $f$

$$\begin{aligned}
 V_{ref\ a} &= A_r \sin(2.\pi.f.t) \\
 v_{ref\ b} &= A_r \sin\left(2.\pi.f.t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 v_{ref\ c} &= A_r \sin\left(2.\pi.f.t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{I.10}$$

#### I.8.4.1 La porteuse

La porteuse triangulaire caractérisée par l’amplitude  $A_p$  et la fréquence  $f_p$  (Fig.I.14) est calculée par

$$Vp(t) = \begin{cases} V_p (4f_p.t - 1) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p (-4f_p.t + 3) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}
 \tag{I.11}$$

Avec :  $f_p = \frac{1}{T_p}$

Les intersections entre les tensions de références et la porteuse donnent les instants d’ouverture et de fermeture des interrupteurs.

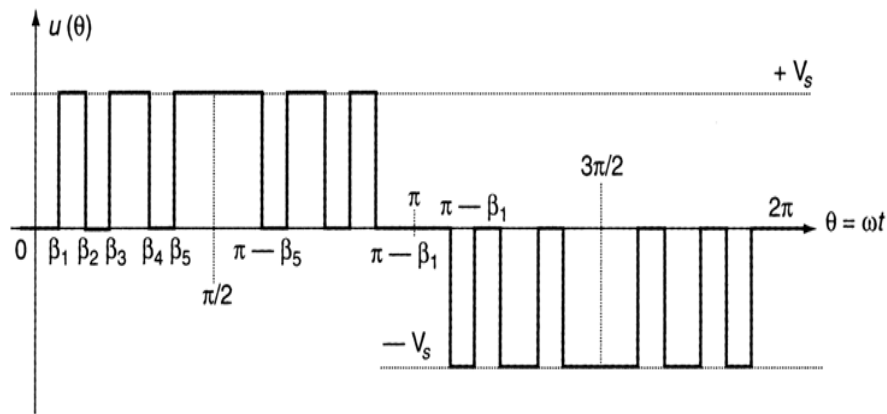


Figure I.14 Tension composée pour un MLI calculé.

### I.8.5 La modulation calculée

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur [10] [12].

Les critères usuellement retenus sont :

- Élimination d'harmoniques de rangs spécifiés.
- Élimination d'harmoniques dans une bande spécifiée.
- Minimisation d'un critère harmonique global.

### I.9 La Modulation vectorielle

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles des convertisseurs est représentés par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forment le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur [13].

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commande sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur.

Cette technique sera traitée en détail dans le chapitre 2.

### I.10 Principaux avantages de la MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.

- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

### **I.11 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie sur les onduleurs, sa constitution physique élémentaire, son fonctionnement et les différents types de commande.

Nous avons consacré notre étude aux onduleurs de tension et principalement ceux en pont triphasé et ces différentes stratégies de commande.

D'après ce que nous avons vu, la commande MLI est le choix le plus performant et le plus optimal.