

## II.1 Introduction

Il est constaté que les convertisseurs alternatif-continu à thyristors sont les plus utilisés. Ces convertisseurs présentent un facteur de puissance qui diminue lorsque l'angle d'amorçage des thyristors augmente et injectent des courants harmoniques dans le réseau d'alimentation.

Le développement technologique des semi-conducteurs et l'apparition des nouvelles techniques de commande, en particulier la technique de modulation de largeur d'impulsions ont encouragé plusieurs chercheurs à orienter leurs travaux vers ce domaine, dans le but de concevoir des convertisseurs plus performants. L'étude présentée dans ce chapitre commence par l'analyse des caractéristiques du redresseur à MLI. Nous examinerons par la suite la stabilité du convertisseur et ses limites de fonctionnement et nous étudierons en détails ses phases de commutation. [11]

Dans ce chapitre, nous allons également faire une analyse harmonique des stratégies de modulation de largeur d'impulsions. Nous examinons l'influence des paramètres de la modulation sur la formation du spectre harmonique dans le cas d'une modulation sinusoïdale.

Actuellement, l'apparition de charges non linéaires complexes caractérisées par des exigences technologiques très particulières a permis l'élaboration de plusieurs techniques pour la commande des convertisseurs statiques, en particulier la commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI). La MLI permet suivant un processus analogique ou numérique d'avoir une forme d'onde formée de plusieurs créneaux, l'objectif étant est d'avoir le moins d'harmoniques, de minimiser le nombre de commutation et de pouvoir contrôler facilement la tension. [11]

Nous présentons à la fin de ce chapitre le principe et les performances de la modulation calculée et du technique delta.

## II.2 Description du redresseur

### II.2.1 Redresseur monophasé

Dans la suite de ce travail, nous nous intéresserons plus particulièrement à la structure tension.

L'ensemble source – redresseur - charge est représenté par la *figure (II.1)*.

La *figure (II.1)* montre le schéma de principe et indique les notations adoptées. Le redresseur est formé de quatre interrupteurs  $K_i$  ( $i=1,4$ ) commandés bidirectionnels en courant. Chacun contient un transistor IGBT  $T_i$  et une diode  $D_i$  montée en antiparallèle avec le transistor de manière à assurer la continuité des courants de source. Le redresseur est connecté directement à la sortie du transformateur d'entrée.[2]

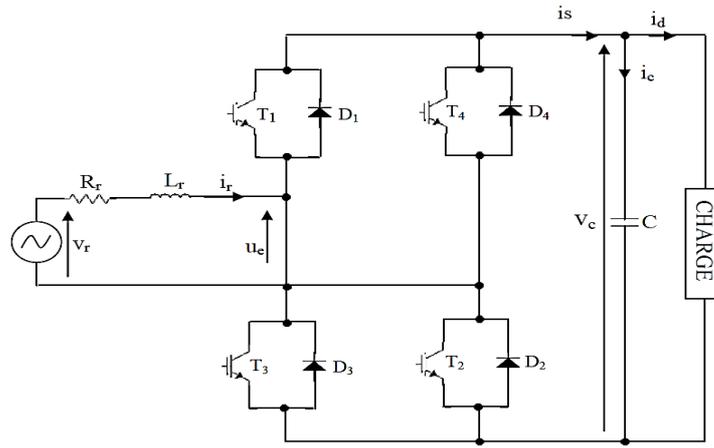


Figure. II. 1: Schéma de principe du redresseur monophasé de structure tension

Le réseau est modélisé par une source de tension monophasée sinusoïdale  $V_r$  en série avec une résistance  $R_r$  et une inductance  $L_r$  représentant l'inductance du réseau en série avec l'inductance de fuites du transformateur ramenées au secondaire.

Du côté continu ; on trouve une capacité  $C$  de filtrage de tension  $V_c$  en parallèle avec la charge caractérisant ainsi une source de tension.

La présence de l'inductance  $L_r$  indique que le redresseur est alimenté par une source de courant. [2]

### II.2.2 Redresseur triphasé

Le redresseur représenté par la *figure (II.2)* est de type pont de Graëtz et est constitué de transistors IGBT comprenant chacun une diode en antiparallèle d'une manière à assurer la continuité des courants de source.

Les transistors IGBT et les diodes constituant le pont sont supposés idéaux, c'est-à-dire, que l'on néglige les pertes par commutation ainsi que les pertes par conduction.

Le redresseur est connecté directement à la sortie du transformateur d'entrée.

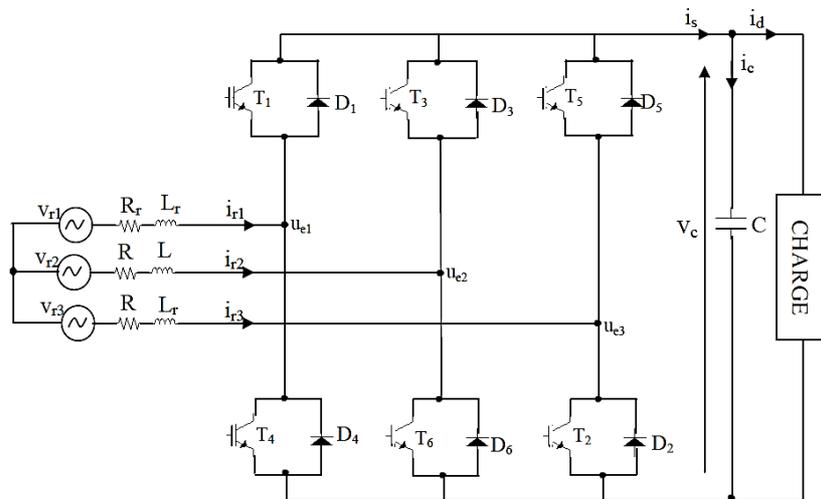


Figure. II. 2: Schéma de principe du redresseur triphasé de structure tension

La source est composée d'une Fem triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance  $R_r$  et une inductance  $L_r$  sur chaque phase.

Le réseau est supposé parfaitement équilibré. Les impédances des trois phases sont identiques. Les trois tensions de réseaux sont données par la relation : [2]

$$\begin{aligned} v_{r1} &= V_{r\max} \sin(\omega t) \\ v_{r2} &= V_{r\max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{r3} &= V_{r\max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

On note par  $u_{ei}$  les tensions simples (par rapport au neutre de la source) aux bornes de chaque phase.

La charge continue est constituée d'une résistance  $R_d$ , en série avec une inductance  $L_d$ .

### II.2.3 Caractéristiques statiques du redresseur monophasé

La relation entre la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_{CO}$  et la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée  $U_{e1}$ , peut être exprimée en fonction du coefficient de réglage  $r$  qui varie de 0 à 1 et du facteur  $K_{dt}$  qui définit le déchet de tension produit par la modulation de largeur d'impulsions. Ce facteur dépend de la stratégie de modulation utilisée et de la fréquence des commutations effectuées. Dans le cas de la stratégie triangulo-sinusoïdale avec un indice de modulation  $m$  supérieur à 6 le facteur  $K_{dt}$  est égal à l'unité. Par contre, lorsque l'harmonique de rang 3 de la tension d'entrée  $u_e$  est important, ce facteur est supérieur à 1 ( $K_{dt} = 1.155$ ).

En conséquence, la relation entre  $U_{e1}$  et  $V_{CO}$  peut être donnée par :

$$U_{e1} = \frac{r K_{dt} V_{co}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.2})$$

Etant donné que  $r$  est inférieur ou égal à 1, donc :

$$V_{co} \geq \frac{\sqrt{2} U_{e1}}{K_{dt}} \quad (\text{II.3})$$

Cette expression montre que  $V_{CO}$  est supérieur à  $U_{e1}$  Cela nous permet de conclure que : Contrairement aux convertisseurs classiques qui fonctionnent en abaisseur de tension, ce convertisseur fonctionne en redresseur élévateur de tension.

L'expression de la valeur moyenne du courant de sortie  $I_S$  en fonction de la valeur efficace du Courant d'entrée  $I_r$  se déduit de la conservation de la puissance active entre l'entrée et la sortie du convertisseur. [13]

En supposant que le convertisseur est parfait (convertisseur sans pertes), On peut écrire :

$$U_{e1} I_{r \cos} (j - d) = \bar{I}_s V_{co} \tag{II.4}$$

A partir de cette équation et tenant compte de l'inégalité (II-3), la valeur moyenne  $I_s$  peut être

Exprimée par :

$$\bar{I}_s \leq \frac{I_r}{\sqrt{2}} \tag{II.5}$$

Cette expression montre que le courant de sortie a une valeur moyenne inférieure à la valeur efficace du courant d'entrée. Ce convertisseur est un abaisseur de courant. [5]

### II.3 Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé

Dans cette analyse, nous supposons que :

- Toutes les variables alternatives sont sinusoïdales.
- Toutes les variables continues sont assimilées à leurs valeurs moyennes.

L'indice de modulation a une valeur suffisante pour que l'harmonique de rang 3 de  $u_e$  soit négligeable. Cela nous permet de poser  $K_{dt} = 1$  .

Soit  $V_r, U_{e1}, \hat{i}_r$  les représentations complexes des  $V_r, U_{e1}$  et  $i_r$  respectivement. En négligeant  $R_r \hat{i}_r$  devant  $L_r \omega \hat{i}_r$ , l'équation électrique à l'entrée du convertisseur peut être écrite sous forme :

$$V_r = U_{e1} + jL_r \omega \hat{i}_r \tag{II.6}$$

Cette équation traduit le diagramme vectoriel représenté à la **figure (II.3.a,b)**.

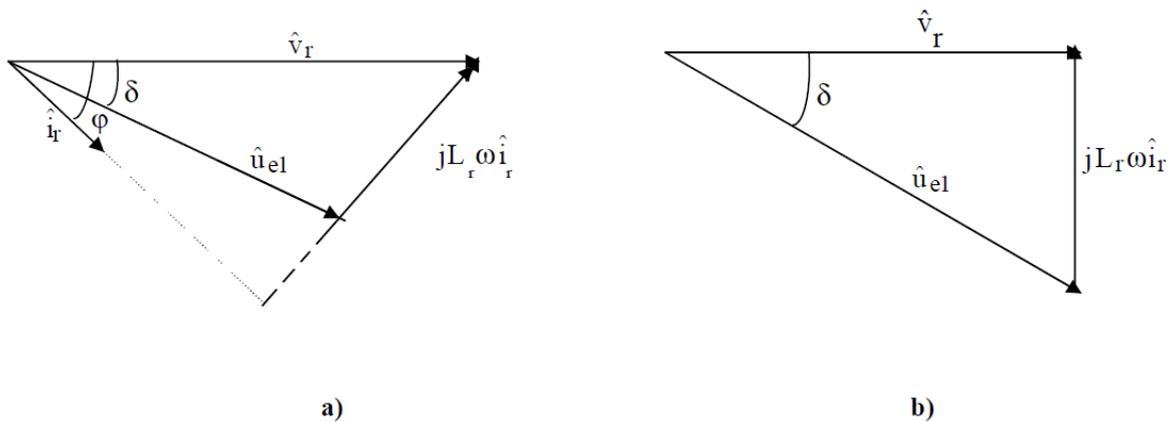


Figure.II. 3: diagramme vectoriel

D'ordinaire, on cherche à faire en sorte que le courant d'entrée  $i_r$  soit en phase avec la tension de réseau  $V_r$ , le diagramme vectoriel devient alors celui de la **figure (II.3-b)**.

Dans ce cas, nous avons : [9]

$$U_{e1} = \sqrt{V_r^2 + (L_r \omega I_r)^2} \tag{II.7}$$

L'angle  $\delta$  qui désigne le déphasage du fondamental de la tension d'entrée  $u_{e1}$  par rapport à la tension de réseau  $v_r$  est donné par la relation.

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{L_r \omega I_{r1}}{V_r} \quad (\text{II.8})$$

Pour une commande en modulation de largeur d'impulsions,  $\delta$  représente le déphasage de la référence servant à déterminer les instants de commutation des interrupteurs, par rapport à la tension d'alimentation.

Le sens de déphasage dépend du sens d'écoulement de la puissance :

- Il s'agit d'un déphasage arrière si la source fournit de la puissance à la charge à travers le convertisseur.
- Il s'agit d'un déphasage avant lorsque la charge renvoie de la puissance à la source (fonctionnement onduleur).

Le courant  $\hat{i}_r$  peut être exprimé en fonction de ses composantes réelle et imaginaire par : [9]

$$\hat{i}_r = I_{réel} + jI_{imag} \quad (\text{II.9})$$

En se basant sur le diagramme vectoriel donné par la *figure (II.3.a)*,

On peut déduire

L'expression de  $I_{réel}$  et  $jI_{imag}$  par :

$$\begin{cases} I_{réel} = \frac{U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \\ I_{imag} = \frac{V_r - U_{e1} \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La puissance active  $P_e$  et réactive  $Q_e$  à l'entrée du convertisseur peuvent être données par :

$$\begin{cases} P_e = V_r I_{réel} \\ Q_e = V_r I_{imag} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

En substituant les expressions de  $I_{réel}$  et  $jI_{imag}$  données par (II.10) dans l'équation (II.11).

Les expressions de  $P_e$  et  $Q_e$  deviennent alors :

$$\begin{cases} P_e = \frac{V_r U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \\ Q_e = \frac{V_r^2}{L_r \omega} - \frac{V_r U_{e1} \sin \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Par la combinaison de ces deux expressions, on obtient l'équation :

$$\text{Avec } \begin{cases} P_e^2 + (Q_e - Q_{e0}) = \left( \frac{U_{e1} V_r}{L_r \omega} \right)^2 \\ Q_{e0} = \frac{V_r^2}{L_r \omega} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

### II.3.1 Fonctionnement à tension de sortie constante

En remplaçant  $U_{e1}$  par son expression donnée par (II.2) et en posant  $(P_e)_{\max} = \frac{V_r V_{co}}{\sqrt{2} L_r \omega}$ ,

l'équation (II-13) devient :

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = r^2 (P_e)_{\max}^2 \quad (\text{II.14})$$

Dans le plan (P, Q), cette expression traduit l'équation d'un cercle de centre  $(0, Q_{e0})$  et de rayon égal à  $(r(P_e)_{\max})$ . Lorsqu'on fait varier  $r$  de 0 à et  $\delta$  de 0 à  $2\pi$ , tous les points décrits par ce cercle présentent un fonctionnement stable du convertisseur dans les quatre quadrants (*Figure (II-4)*).

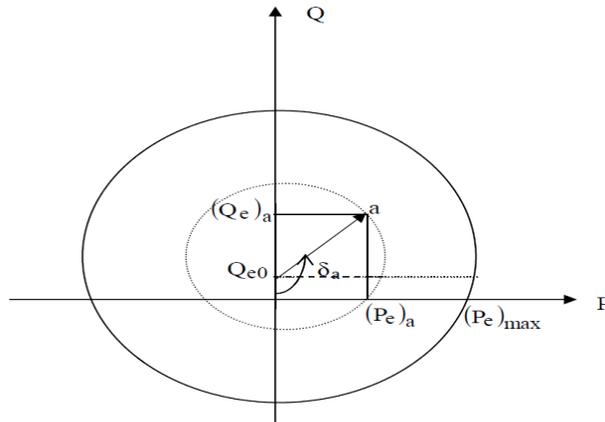


Figure. II. 4: Fonctionnement à Vco constante

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, la puissance réactive  $Q_e$  est nulle.

A partir de l'équation (II.14), on peut déterminer la largeur de l'intervalle de la puissance réactive pour lequel ce type de fonctionnement est possible. Cette largeur est égale à : [15]

$$r = 2(P_e)_{\max} \sqrt{r^2 - \frac{Q_{eo}^2}{(P_e)_{\max}^2}} \quad (\text{II.15})$$

A partir de cette expression, nous remarquons que :

- Ce type de fonctionnement est possible si  $Q_{eo}$  est inférieure à  $(P_e)_{\max}$  .
- Plus  $Q_{eo}$  est inférieur à  $(P_e)_{\max}$  , plus la largeur de l'intervalle est grande.

La puissance réactive exprimée par l'équation (II.12) peut être réécrite sous la forme :

$$Q_e = Q_{eo} - r(P_e)_{\max} \cos \delta \quad (\text{II.16})$$

Cette expression nous permet de déterminer la relation entre l'angle  $\delta$  et le rapport cyclique  $r$   
Par :

$$r \cos \delta = \frac{Q_{eo}}{(P_e)_{\max}} \quad (\text{II.17})$$

La relation(II.17) peut être considérée comme une loi de commande du convertisseur fonctionnant à facteur de puissance unitaire et contrôlée par la stratégie triangulo-sinusoidale

Pour le fonctionnement en compensateur, la puissance active est nulle.

A partir de l'équation (II.12), cette puissance peut être exprimée par :

$$P_e = r(P_e)_{\max} \sin \delta \quad (\text{II.18})$$

Cette expression est égale à 0 lorsque  $\sin \delta$  est nul. D'où :

$$\begin{cases} \cos \delta = 1 & \text{Pour } Q_e < Q_{eo} \\ \cos \delta = -1 & \text{Pour } Q_e > Q_{eo} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Le terme  $Q_{eo}$  est toujours positif, ce qui montre que ce convertisseur produit plus d'énergie réactive qu'il en absorbe. [15]

### II.3.2 Fonctionnement avec charge résistive

Notons par  $R_d$  la résistance de la charge. En tenant compte du fait que le convertisseur est parfait, la puissance active à l'entrée du convertisseur est totalement transférée à sa sortie et vaut :

$$P_e = \frac{V_{co}^2}{R_d} \quad (\text{II.20})$$

En substituant cette dernière équation dans (II.12), les expressions de  $P_e$  et  $Q_e$  deviennent :

$$\begin{cases} P_e = \left( \frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d r^2 \sin^2 \delta \\ Q_e = Q_{e0} - \left( \frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d r^2 \sin \delta \cos \delta \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

En posant :  $(P'_e)_{\max} = \left( \frac{V_r}{\sqrt{2}L_r\omega} \right)^2 R_d$  l'équation (II.21) peut être mise sous la forme :

$$\begin{cases} P_e = r^2 (1 - \cos 2\delta) \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \\ Q_e = Q_{e0} - r^2 \sin 2\delta \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Par la combinaison de ces deux expressions, on obtient la nouvelle équation du cercle qui définit ce type de fonctionnement. Cette équation est donnée par :

$$(Q_e - Q_{e0})^2 + \left( P_e - r^2 \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \right)^2 = \left( r^2 \frac{(P'_e)_{\max}}{2} \right)^2 \quad (\text{II.23})$$

Ce cercle à  $(r^2 (P'_e)_{\max} / 2, Q_{e0})$  comme centre variable et  $(r^2 (P'_e)_{\max} / 2)$  comme rayon. Il est situé uniquement dans les deux quadrants du plan (P, Q), comme le montre la **figure (II.5)**.

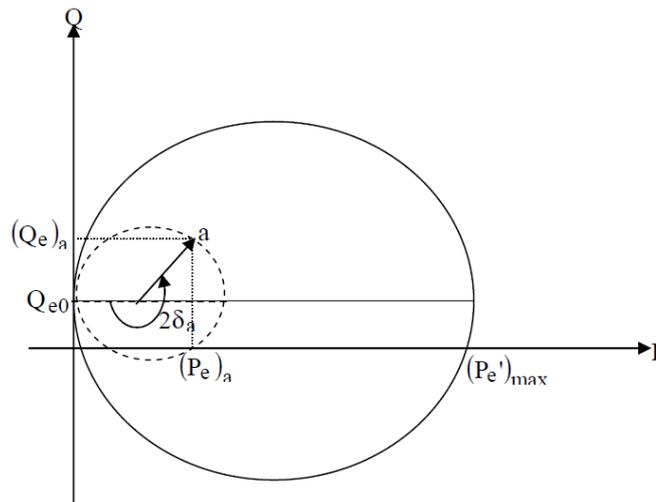


Figure. II. 5: Fonctionnement avec charge résistive

A partir du diagramme de la **figure (II.5)**, nous remarquerons que :

- Tous les points délimités par ce cercle de rayon maximal égal à  $(P'_e)_{\max} / 2$  sont en fonction de  $2\delta$ .
- Pour un rapport cyclique  $r$  fixe, le cercle à un rayon égal à l'abscisse de son centre.

- Pour ce type de charge, le fonctionnement en mode compensateur seul est impossible. Cependant, le convertisseur fonctionne en redresseur et en compensateur simultanément. [15]

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire pour ce type de charge est possible si  $Q_{eo}$  est inférieure à  $((P_e')_{\max} / 2)$ .

En substituant l'expression de  $Q_{eo}$  et de  $(P_e')_{\max}$  on peut déterminer à partir de cette condition

La résistance qu'il faut mettre pour assurer un tel fonctionnement.

Cette résistance doit vérifier :

$$R_d \geq 16L_r \omega$$

La largeur de l'intervalle de la puissance active pour ce type de fonctionnement est obtenue à partir de l'équation (II-23), en posant  $Q_e = 0$ . Ainsi, cette largeur vaut :

$$r^2 (P_e')_{\max} \sqrt{1 - \frac{2Q_{eo}^2}{r^4 (p_e')_{\max}^2}} \tag{II.24}$$

A partir de l'expression de la puissance réactive (équation (II.22)), on détermine la relation entre le rapport cyclique  $r$  et l'angle  $\delta$  par :

$$r^2 \sin 2\delta = \frac{2Q_{eo}}{(p_e')_{\max}} = Cte \tag{II.25}$$

Cette relation peut être prise comme une loi de commande pour ce type de fonctionnement. [15]

### II.4 Etude de la commutation

Lorsqu'on utilise la commande MLI, chaque interrupteur commandé est fermé puis ouvert

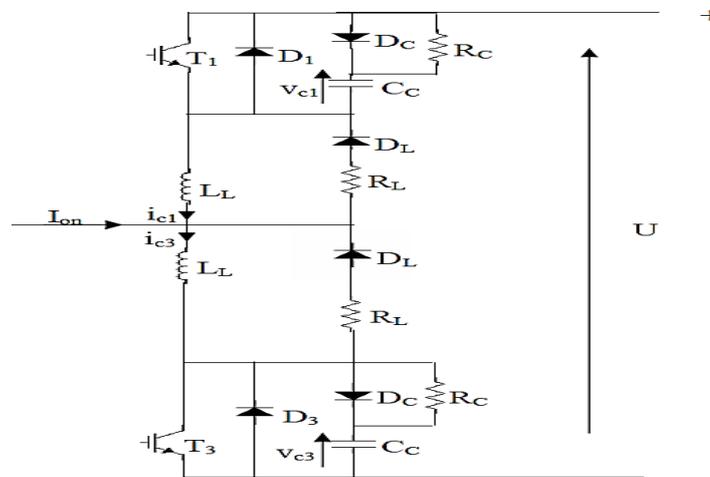


Figure. II. 6: Un bras du convertisseur

Plusieurs fois au cours d'une même alternance du courant d'entrée  $i_r$ .

Dans la **figure (II.6)**, Le transistor  $T_3$  écoule le courant  $i_r$  quand celui-ci est positif, et la diode  $D_1$  écoule le reste de l'alternance positive de  $i_r$ .

Pratiquement toutes les commutations se font à courant  $i_r$  non nul, et chaque transistor doit être protégé à la fois contre les  $di/dt$  et les  $dv/dt$  excessifs. Chaque demi-pont se présente alors comme l'indique la **figure (II.6)**. Les transistors sont protégés contre les  $dv/dt$  par des circuits  $R_C, C_C, D_C$  et contre les  $di/dt$  par des circuits  $R_L, L_L, D_L$ . [15]

#### II.4.1 Commutation à la fermeture

On étudie la commutation  $D_1 \rightarrow T_3$  provoquée par la commande de la fermeture de  $T_3$  alors

Que le courant  $i_r$  est positif. On admettra que la commutation est assez brève pour que le courant  $i_r$  ne varie pas durant son déroulement, on négligera la chute de tension aux bornes des transistors et des diodes quand ils conduisent. La commutation s'effectue en quatre étapes.

On suit l'évolution des grandeurs qui ne peuvent subir de discontinuité à savoir ;

- Les tensions  $V_{c1}$  et  $V_{c3}$  aux bornes des condensateurs de même capacité  $C_C$ .
- Les courants  $i_{c1}$  et  $i_{c3}$  dans les inductances de même valeur  $L_L$ . [13]

Les expressions de ces quatre grandeurs permettent d'obtenir à chaque instant, le courant et la tension à n'importe quelle branche du circuit. [14]

A l'état initial, lorsque la diode  $D_1$  conduit seule, on a :  $V_{c3} = U, V_{c1} = 0, i_{c3} = 0, i_{c1} = -I_{on}$

#### II.4.2 Commutation à l'ouverture

On étudie le passage de la conduction  $T_3$  à celle de  $D_1$ , provoquée par la disparition du signal de commande sur la base de  $T_3$ , alors que le courant  $i_r$  est positif. On désigne par  $I_{off}$  la valeur de  $i_r$  supposée constante pendant la commutation qui se déroule en quatre phases. [15]

A l'état initial, on a  $V_{c3}(0) = 0, V_{c1}(0) = U, i_{c1}(0) = I_{off}, i_{c3}(0) = 0$

#### II.5 Principe de la modulation de largeur d'impulsions

La modulation de largeur d'impulsions (en anglais. *Pulse Width Modulation*) consiste à former chaque alternance de la tension désirée de plusieurs créneaux de largeurs convenables.

La multiplication du nombre des impulsions formant chaque alternance d'une tension présente deux avantages importants :

- Elle repose vers les fréquences les plus élevées d harmoniques de la tension d'entrée,

ce qui facilite le filtrage ;

- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension. [15]

L'essor de la modulation de largeur d'impulsions est lié aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance. Avec des composants très rapides fonctionnant à des fréquences élevées, on peut augmenter le nombre de commutations sans introduire des pertes excessives. [15]

Le plus souvent, on détermine en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique, ou en faisant simultanément appel à ces deux techniques. [15]

La détermination de ces instants est obtenue par l'utilisation des intersections d'ondes de fréquences différentes. Dans certaines applications, on calcul et on mémorise au préalable les instants de commande. Les interrupteurs sont ensuite commandés par microprocesseur.

## II.6 Modulation sinusoïdale

### II.6.1 Caractéristiques de la modulation

Pour une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation  $m$ , égal au rapport  $f'/f$  des fréquences de la porteuse et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension  $r$ , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation. [15]

D'ordinaire, la modulation est synchrone, c'est-à-dire  $f'$  est multiple de  $f$ . La tension d'entrée  $u_e$  est alors vraiment périodique et a bien une période  $T = 1/f$ .

Pour le cas du convertisseur, pour que les deux alternances de la tension d'entrée soient identiques au signe près, il faut que  $m$  soit pair.

On désigne par  $P = \frac{m}{2} - 1$  le nombre d'impulsions par alternance.

- la figure (II-13) illustre les angles de commutation  $\theta_i (i=1; 6)$ ,  $U_e$  ou la tension d'entrée du convertisseur en supposant que la tension de sortie  $V_c$  est constante et égale à  $U$  et la forme du courant de sortie  $i_s$  en supposant que le courant d'entrée  $i_r$  est sinusoïdal pour II.6.2 Etude de la tension d'entrée[15]

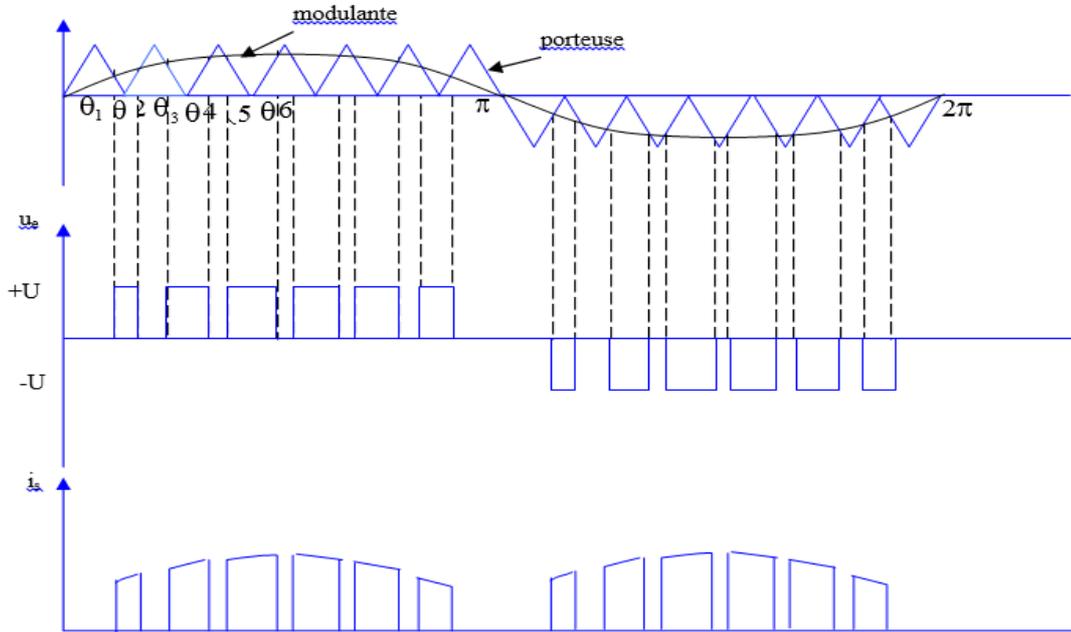


Figure. II. 7: Forme d'onde du courant de sortie  $i_s$  et de la tension d'entrée  $u_e$

En se basant sur la forme d'onde de la tension  $u_e$ , on peut obtenir son développement en série de fourrier par : [15]

$$u_c = \sum_{h=1}^{\infty} (A_h \sin(h\omega t) + B_h(h\omega t)) \tag{II.26}$$

Avec :

$$\begin{cases} A_h = \frac{2}{T} \int_0^T u_e \sin(h\omega t) dt \\ B_h = \frac{2}{T} \int_0^T u_e \cos(h\omega t) dt \end{cases} \tag{II.27}$$

Comme  $u_e$  est impaire et symétrique alors  $B_h$  est nul et  $u_e$  peut s'écrire sous la forme :

$$u_e \begin{cases} u_{ep} & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi \\ -u_{ep} & \text{si } \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \tag{II.28}$$

Tel que  $\theta = \omega t$  et  $u_{ep}$  est la partie de  $u_e$  correspondant à l'alternance positive. Dans ce cas, l'expression de  $A_h$  devient :

$$A_h = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\pi} u_{ep} \sin(h\theta) d\theta - (-1)^h \int_0^{\pi} u_{ep} \sin(h\theta) d\theta \right] \tag{II.29}$$

Si  $h$  est pair,  $A_h = 0$

Si  $h$  est impair alors :

$$A_h = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u_{ep} \sin(h\theta) d\theta \quad (\text{II.30})$$

Sachant que  $u_e$  est symétrique par rapport à  $\frac{\pi}{2}$ , le calcul de  $A_h$  se ramène à l'expression

Suivante :

$$A_h = \frac{4U}{h\pi} \left[ \cos(h\theta_1) - \cos(h\theta_2) + \cos(h\theta_3) \dots \dots \dots (-1)^p \cos(h\theta_p) \right], \quad (\text{II.31})$$

D'où la valeur efficace de l'harmonique d'ordre  $h$  :

$$U_{eh} = \frac{2\sqrt{2}U}{h\pi} \left[ \cos(h\theta_1) - \cos(h\theta_2) + \cos(h\theta_3) \dots \dots \dots (-1)^p \cos(h\theta_p) \right], \quad (\text{II.32})$$

### II.6.2.1 Fondamentales et déchets de tension

Nous avons montré au chapitre précédent que lorsque l'indice de modulation  $m$  est suffisant pour que l'harmonique d'ordre 3 de la tension  $u_e$  soit négligeable, la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée  $u_e$  peut être donné par :

$$U_{e1} = \frac{1}{\sqrt{2}} rU \quad (\text{II.33})$$

La valeur maximale que peut prendre  $r$  est 1 ce qui correspond à :

$$(U_{e1})_{\max} = \frac{U}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.34})$$

Dans le cas de la commande pleine onde, la valeur efficace du fondamental est :

$$U_{e10} = \frac{2\sqrt{2}U}{\pi} \quad (\text{II.35})$$

Le rapport entre ces deux valeurs efficaces donne :

$$\frac{U_{e1}}{U_{e10}} = \frac{\pi}{4} = 0.785$$

Donc la M.L.I produit un déchet de tension de 21,46%. [15]

En réalité, si on tient compte de la largeur minimale à donner à chaque créneau de tension, on doit limiter  $r$  à une valeur inférieure à l'unité. Sa valeur maximale est donnée quand  $P$  est grand par :

$$i_{\max} = 1 - \frac{P\Delta\theta}{\pi} = 1 - \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (\text{II.36})$$

D'où la nouvelle expression du déchet de tension.

$$\left(\frac{U_{e1}}{U_{e10}}\right)_{\max} = \frac{\pi}{4} \left[ 1 - \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \right] \quad (\text{II.37})$$

A  $m$  donnée, le déchet de tension croît en fonction de  $\theta$ .

Mais il apparaît une valeur minimale de  $r$  et donc de  $U_{e1}$ . Elle correspond à la largeur minimale  $\Delta\theta$  des intervalles à  $u_e$  nulle.

Le déchet minimal est :

$$\left(\frac{U_{e1}}{U_{e10}}\right)_{\max} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{m}{2} - 1\right) \frac{\Delta\theta}{\pi} \quad (\text{II.38})$$

Par conséquent, l'augmentation du déchet de tension, au fur et à mesure que  $m$  croît est l'une des raisons qui conduit à limiter la valeur de  $m$ .

### II.6.2.2 Taux d'harmoniques et harmoniques restants

On peut calculer le taux d'harmoniques par l'expression suivante :

$$THD = \frac{1}{U_{e1}} \left[ \sum_{K=1}^{\infty} U_2^2 K + 1 \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{U_{e1}} \sqrt{U_e^2 - U_{e1}^2} \quad (\text{II.39})$$

$U_e$  est la valeur efficace de la tension d'entrée  $u_e$ .

La **figure (II-8)** montre la variation du taux d'harmoniques en fonction de l'indice de modulation  $m$  pour plusieurs valeurs du rapport  $r$ . [14]

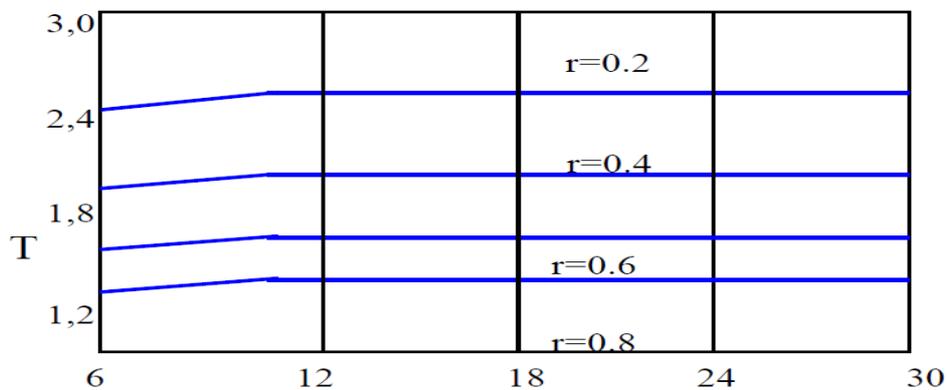
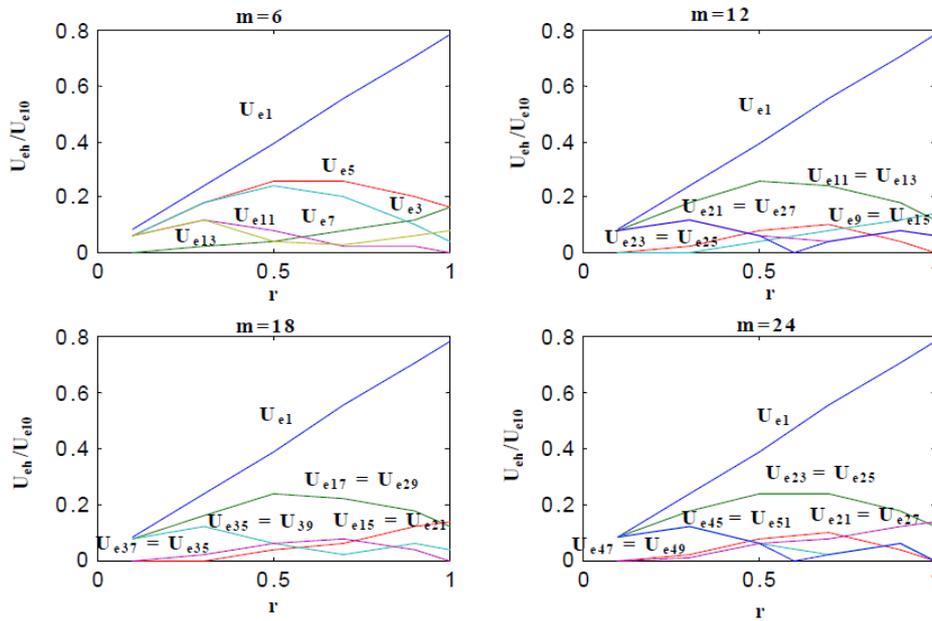


Figure. II. 8: Le taux d'harmoniques pour une modulation sinusoïdale

On remarque que la modulation de largeur d'impulsion ne réduit pas le taux d'harmoniques, celui-ci est pratiquement indépendant de  $m$ , mais elle permet de pousser les harmoniques vers les fréquences les plus élevées, ce qui facilite leur filtrage. [14]

Pour voir l'influence des deux paramètres  $m$  et  $r$  sur le contenu harmonique de la tension d'entrée, on a tracé à la **figure (II-9)** la variation des premiers harmoniques dominants en fonction de  $r$  pour quatre valeurs de  $m$ . (toutes les valeurs sont rapportées à  $2\sqrt{2}U / \pi$ ).[14]



**Figure. II. 9: Variation des premiers harmoniques de Ue**

Les courbes représentées par cette figure montrent que :

Lorsque  $m$  est fixe :

- Le fondamental est proportionnel à  $r$ ,
- Au fur et à mesure que  $r$  augmente certains harmoniques qui étaient nuls apparaissent.

Lorsque  $r$  est fixe:

- La variation de  $m$  n'influe pas sur le fondamental (amplitude),
- Pour les faibles valeurs de  $m$  ( $m=6$ ), la tension  $u_e$  contient des harmoniques non nuls d'ordre faible (5,7). L'harmonique 3 devient non nul pour des valeurs élevées de  $r$ ,
- Lorsque  $m$  augmente, cela permet d'éliminer les premiers harmoniques (3, 5, 7, 9 pour  $m=12$ ) et (3, 5, 7, ...19 pour  $m=18$ ) mais certains harmoniques d'ordre plus élevés apparaissent. [14]

### II.6.3 Etude du courant de sortie

Comme le montre la **figure (II-7)**, le courant  $i_s$  à la sortie du convertisseur a une fréquence double de celle des grandeurs d'entrée. La valeur de ces diverses composantes se déduit de la conservation de la puissance instantanée entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

Sa valeur moyenne est donnée par : [15]

$$\bar{I}_s = \frac{U_e I_r}{U} \cos(\varphi - \delta) \tag{II.40}$$

Tel que  $I_r$  est la valeur efficace du courant d'entrée supposé sinusoïdal. Si on tient compte de l'égalité (II.40) on obtient :

$$\bar{I}_s = \frac{1}{\sqrt{2}} r I_r \cos(\varphi - \delta) \tag{II.41}$$

Le maximum de cette valeur est égal à  $I_r / \sqrt{2}$ , alors que sans MLI il était  $2\sqrt{2}I_r / \pi$ .

Le maximum est donc divisé par  $4/\pi$ , cela est dû au déchet de tension.

Le fondamental de la tension d'entrée donne dans le courant de sortie un terme de fréquence  $2f$ . Si  $m$  est suffisant, l'harmonique d'ordre 2 du courant de sortie est dû au seul fondamental de  $u_e$  et a pour valeur efficace :

$$I_{s2} = \frac{1}{2} r I_r \tag{II.42}$$

### II.7 Analyse des performances de la technique delta

La modulation delta est une variation d'un code en impulsions employée dans le réseau de télécommunication, elle est la simple méthode connue pour convertir un signal analogique à un signal logique .

Dans sa forme simple **figure (II.10)**, un signal d'entrée analogique  $y(t)$  est transformé en impulsions par un modulateur «delta », ces impulsions sont par la suite transformées en un signal analogique  $y(t)$  par un intégrateur dans la boucle de retour. En Suit,  $y(t)$  sera extrait de  $y(t)$  pour former l'erreur  $(y(t) - \tilde{y}(t))$ . Cette erreur est quantifiée à deux niveaux possibles  $\pm\Delta$  . [15]

La boucle de retour assure que la polarité des impulsions est ajustée par le signe de l'erreur. Quand

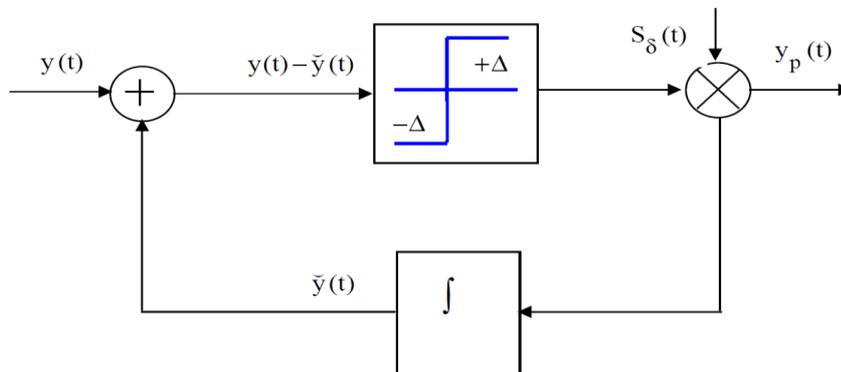


Figure. II. 10: Schéma fonctionnel de la technique DELTA

$y(t)$  est inférieur à  $y(t)$  l'impulsion a le niveau  $+\Delta$ , lorsque cette impulsion est intégrée, elle

produit un changement au niveau de  $y(t)$  d'ordre  $\Delta$ .

Ce processeur continue jusqu'à ce que  $y(t)$  dépasse  $y(t)$  ce qui cause une impulsion négative.

La **figure (II.11)** montre la méthode avec laquelle on peut obtenir le signal  $u_e$ .

Pour cette technique,  $i_r$  est une estimation d'un signal sinusoïdal, il peut osciller à l'intérieur d'une bande définie de largeur  $h$  de part et d'autre d'un signal de référence  $i_{ref}$  sinusoïdale.

Les impulsions sont obtenues à l'intersection du courant réel avec la référence diminuée ou augmentée de la largeur de la bande d'hystérésis [14]

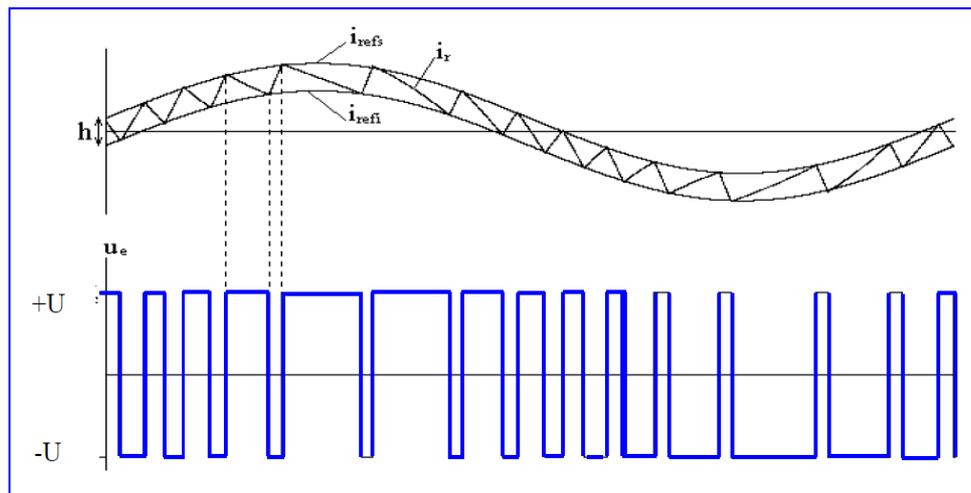


Figure. II. 11: Principe de la technique delta

## II.8 Conclusion

Ce chapitre a été consacré sur la modélisation de redresseur monophasé et triphasé commandé que on a effectué la technique de PWM (modulation de largeur d'impulsion) pour ajuster les commutations des interrupteurs, étudier régulation la tension et le courant pour variation la tensions de sorte du redresseur