

# CHAPITRE

2

**LES CONVERTISSEURS CONTINUS /ALTERNATIFS**

**LES ONDULEURS AUTONOMES**

## LES CONVERTISSEURS CONTINUS /ALTERNATIFS

### LES ONDULEURS AUTONOMES

#### 1-INTRODUCTION

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la transformation continu – alternatif pour alimenter des récepteurs fonctionnant en courant alternatif.

Contrairement à l'onduleur non autonome ou relié à un réseau alternatif qui lui impose la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie, l'onduleur autonome détermine lui-même la fréquence et la forme d'onde de la tension alternative fournie au récepteur.

Parmi les nombreux domaines d'emplois des onduleurs autonomes, on trouve principalement les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée qui sont alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulation, ils jouent le rôle d'une alimentation de sécurité, ainsi que les onduleurs à fréquence variable à commutation forcée qui sont alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent des tensions variables en fréquence et en amplitude.

Les onduleurs autonomes sont constitués par des interrupteurs de puissance (MOSFET, IGBT, thyristors...) qui sont pilotés par des différents types de commande en vue d'obtenir des formes des tensions et des courants qui sont proches de la forme sinusoïdale.

Dans ce chapitre on va étudier les différentes stratégies de commande d'un onduleur monophasé et triphasé et d'analyser les formes d'ondes de sortie pour chaque type de commande.

Nous distinguerons trois structures de principe.

- Les onduleurs de tension que l'on retrouve dans l'alimentation des moteurs à courant alternatif et dans les alimentations alternatives de secours.
- Les onduleurs de courant ou commutateurs de courant.
- Les onduleurs à résonance qui se partagent en deux familles
- les onduleurs série ou à résonance de tension,
- les onduleurs parallèles ou à résonance de courant.

## 2-LES ONDULEURS MONOPHASÉS

### 2-1- Les différents types d'un onduleur autonome

#### 2-1-1- Onduleur en demi-pont (à diviseur capacitif)

##### a)- Schéma de principe

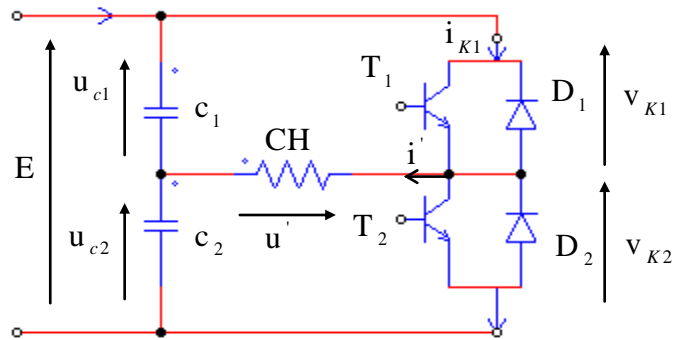


Figure 29 : Schéma d'un onduleur en demi-pont

##### b)- Principe de fonctionnement

On dispose d'une source unique de tension et le point milieu est réalisé par la mise en série de deux capacités à valeur élevée. Ces deux capacités sont traversées par les courants de la charge, lorsque le transistor  $T_1$  conduit, la capacité  $C_1$  se décharge et la capacité  $C_2$  se charge, la tension  $u = E/2$ . De même lorsque le transistor  $T_2$  conduit la capacité  $C_2$  se décharge et la capacité  $C_1$  se charge, la tension  $u = -E/2$ .

#### 2-1-2- L'onduleur en pont

##### a)- Schéma de principe

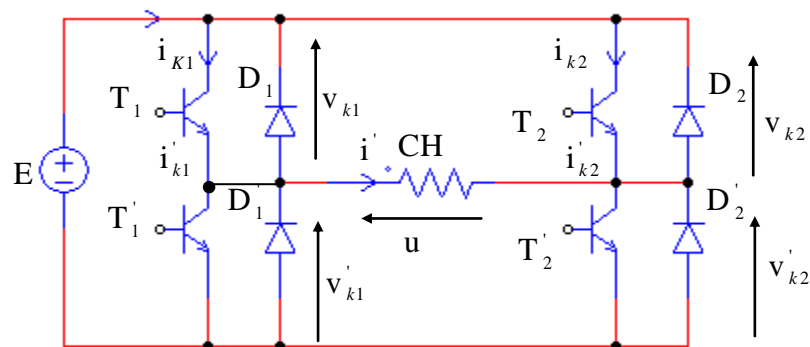


Figure 30 : Schéma d'un onduleur en pont

##### b)- Principe de fonctionnement

Nous supposons que les interrupteurs  $T_1$  et  $T_2'$  sont fermés pendant la première demi-période rendant la tension  $u$  égale  $+E$ , les interrupteurs  $T_1'$  et  $T_2$  sont fermés pendant l'autre demi-

période rendant  $u$  égale à  $-E$ . cette commande s'appelle la commande symétrique. Il existe d'autres types de commande tels que, la commande décalée et la commande MLI.

### 2-1-3- Onduleur avec transformateur à point milieu ou onduleurs PUSH-PULL

#### a)1- Schéma de principe

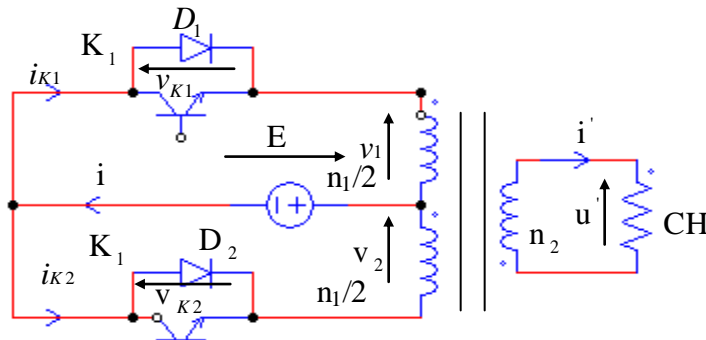


Figure 31 : Schéma d'un onduleur PUSH-PULL

#### b)- Principe de fonctionnement

Le principe de base de cette configuration, est que chaque enroulement est sollicité alternativement par la tension  $E$ . lorsque le transistor 1 ou la diode 1 conduit, le transistor 2 voit une tension  $2 E$  à ses bornes. Si le rapport de transformateur est 1, la tension alternative apparaissant au secondaire est une tension rectangulaire de valeur  $\pm E$ .

### 2-2- les différents types de commande de l'onduleur monophasé

Au cours de ce chapitre, on se limitera à l'étude de l'onduleur monophasé en pont dont la structure est donnée par la figure 32.

#### 2-2-1- la commande symétrique

##### a)-Principe:

Cette commande consiste à commander les interrupteurs d'un onduleur monophasé  $T_1$  et  $T_4$  à la fermeture pendant une demi-période puis de commander  $T_2$  et  $T_3$  durant la deuxième demi-période.

Les états des interrupteurs  $T_1$ ,  $T_4$  et  $T_2$ ,  $T_3$  doivent être complémentaires pour permettre la circulation du courant  $i_c$  sans court-circuiter la source de tension continue  $E$ .

Cet onduleur est constitué de 4 interrupteurs ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  et  $T_4$ ), de 4 diodes ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  et  $D_4$ ), d'une charge inductive ( $R$ ,  $L$ ) et d'une source de tension continue de valeur ( $E$ ).

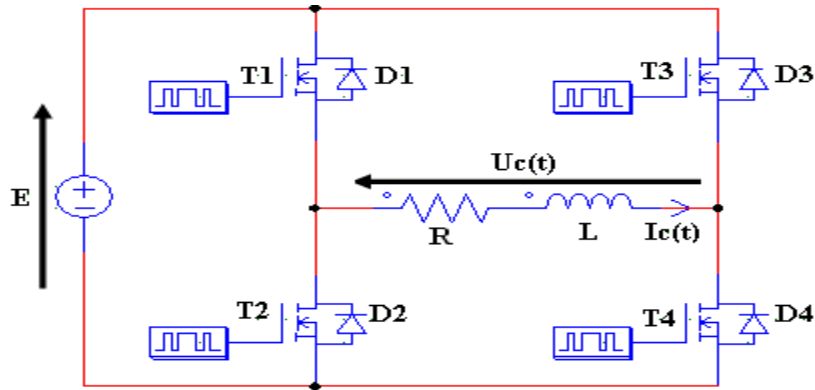


Figure 32 : Onduleur monophasé en pont.

**b)- Formes d'ondes de sortie**

Pour comprendre les régimes de fonctionnement, on a procédé par une simulation du montage sous le logiciel PSIM. Pour ce faire on a pris les valeurs suivantes :  $E = 24 \text{ V}$ ,  $R = 10 \Omega$ ,  $L = 4 \text{ mH}$ .

Notre simulation consiste à déterminer l'allure de la tension ( $u_c$ ) et le courant ( $i_c$ ) de la charge ainsi que les commandes des interrupteurs et le spectre de la tension de la sortie pour chaque type de commande.

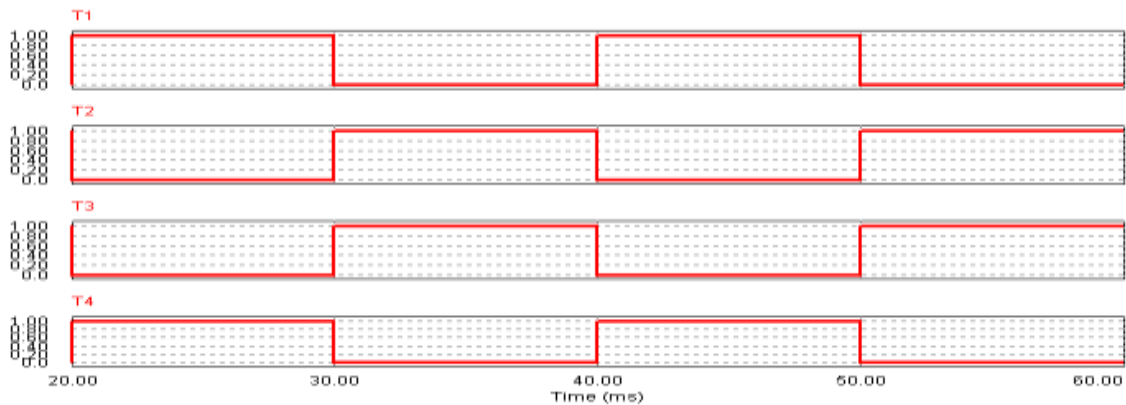


Figure 33 : État des interrupteurs.

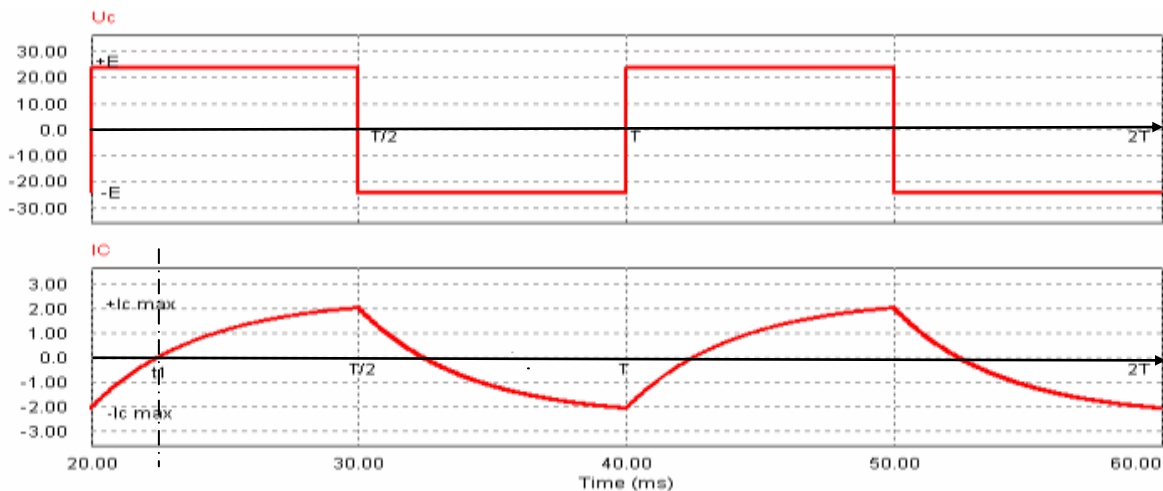


Figure 34 : Allure de la tension et du courant de la charge.

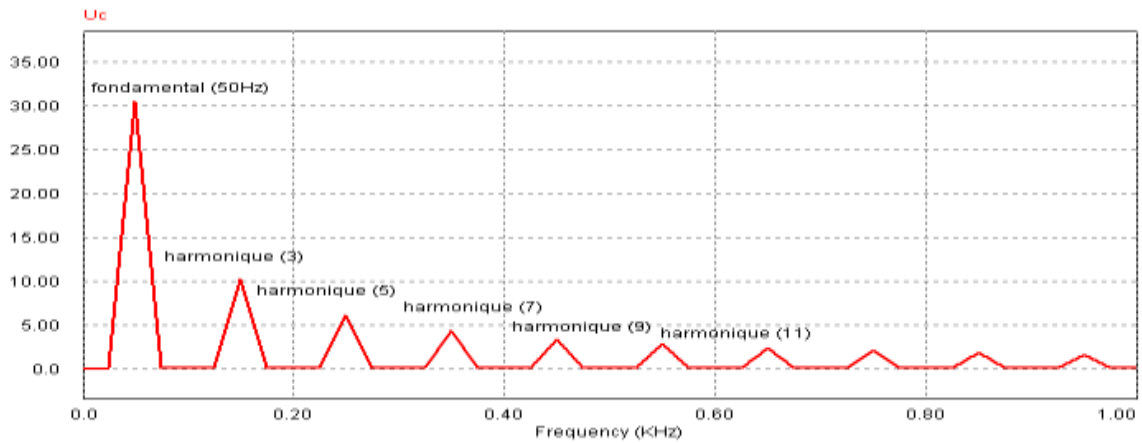


Figure 35 : Spectre de la tension de la charge.

La figure 35 montre qu’avec ce type de commande, la tension de sortie est riche en harmoniques. En effet la décomposition en série de Fourier de la tension de sortie permet d’écrire:

$$u_c(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t \quad \text{avec } k \in \mathbb{N}$$

Ce type de commande est le plus simple à mettre en œuvre, mais le filtrage de la tension de sortie est difficile.

### c)-Régimes de fonctionnement

Au cours d’une période de fonctionnement, on distingue les séquences suivantes :

- Pour  $0 < t < t_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  sont ouverts,  $T_1$  et  $T_4$  sont commandés à la fermeture. Le courant  $i_c(t)$  étant négatif à  $t = 0$ ,  $T_1$  et  $T_4$  ne peuvent pas conduire. Ce sont donc les diodes  $D_1$  et  $D_4$  qui conduisent le courant  $i_c(t)$ .

On a donc:

|  |                             |
|--|-----------------------------|
| $u_c(t) = E = R i_c(t) + L \frac{di_c}{dt} \quad \text{d'où} \quad i_c(t) = \frac{E}{R} + (-I_{cm} - \frac{E}{R}) e^{\frac{-t}{\tau}}$ | Avec $\tau = \frac{L}{R}$ . |
|--|-----------------------------|

À  $t = t_1$ ,  $i_c(t)$  s’annule.

- Pour  $t_1 < t < \frac{T}{2}$ ,  $T_1$  et  $T_4$  se mets à conduire tandis que  $D_1$  et  $D_4$  se bloquent. Les équations donnant  $i_c(t)$  et  $u_c(t)$  restent les mêmes que précédemment.
- Pour  $T/2 < t < (t_1 + \frac{T}{2})$ ,  $T_1$  et  $T_4$  sont commandés à l’ouverture et se bloquent,  $T_2$  et  $T_3$  sont commandés à la fermeture. Le courant  $i_c(t)$  étant positif à  $t = T/2$ , égale  $I_{cm}$ ,  $T_2$  et  $T_3$  ne peuvent pas conduire, ce sont donc les diodes  $D_2$  et  $D_3$  qui conduisent, on a donc :

$$u_c(t) = -E = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt}, \quad \text{D'où} \quad i_c(t) = -\frac{E}{R} + (I_{cm} + \frac{E}{R}) e^{\left(-\frac{2t-T}{2\tau}\right)}$$

À  $t = \frac{T}{2} + t_1$ ,  $i_c(t)$  s'annule.

- Pour  $(t_1 + \frac{T}{2}) < t < T$ ,  $T_2$  et  $T_3$  conduisent,  $D_2$  et  $D_3$  sont bloquées. Les équations donnant  $u_c(t)$  et  $i_c(t)$  restent les mêmes que précédemment.

**d)-Calcul de la valeur maximale du courant ( $I_{cm}$ )**

- Pour  $0 < t < \frac{T}{2}$ , L'équation différentielle permettant de donner l'allure de  $i_c(t)$  s'écrit :

$$E = R i_{c1}(t) + L \frac{di_{c1}(t)}{dt} \text{ donc } i_{c1}(t) = \left(\frac{E}{R}\right) + (-I_{cm} - \frac{E}{R}) e^{\left(\frac{-t}{\tau}\right)}$$

L'indice «1» correspond à l'intervalle de temps  $0 < t < \frac{T}{2}$

- Pour  $\frac{T}{2} < t < T$ , on a :

$$-E = R i_{c2}(t) + L \frac{di_{c2}}{dt} \text{ donc } i_{c2}(t) = -\frac{E}{R} + (I_{cm} + \frac{E}{R}) e^{\left(\frac{-2t+T}{2\tau}\right)}$$

L'indice «2» correspond à l'intervalle de temps  $\frac{T}{2} < t < T$

En régime permanent, le courant  $i_c(t)$  étant périodique de période T on écrit alors :

$$i_{c1}(0) = -I_{cm} = i_{c2}(T) = -\frac{E}{R} + (I_{cm} + \frac{E}{R}) e^{\left(\frac{-T}{2\tau}\right)}$$

$$-I_{cm} = \frac{E}{R} (-1 + e^{\left(\frac{-T}{2\tau}\right)}) + I_{cm} e^{\left(\frac{-T}{2\tau}\right)}$$

$$\text{D'où } I_{cm} (1 + e^{\left(\frac{-T}{2\tau}\right)}) = \frac{E}{R} (1 - e^{\left(\frac{-T}{2\tau}\right)}) \text{ ce qui donne } I_{cm} = \frac{E}{R} [(1 - e^{\left(\frac{-T}{2\tau}\right)}) / 1 + e^{\left(\frac{-T}{2\tau}\right)}]$$

**e)-Calcul de la valeur efficace de la tension**

$$U_{eff} = \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(t)^2 dt\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(\int_0^{\pi} E^2 dt + \int_{\pi}^{2\pi} (-E)^2 dt\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$U_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left(2 \int_0^{\pi} E^2 dt\right)^{\frac{1}{2}} \Rightarrow \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2\pi}} \left(\int_0^{\pi} E^2 dt\right)^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} (\pi E^2)^{\frac{1}{2}}$$

$$U_{eff} = E \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{\pi}} = E \Rightarrow U_{eff} = E$$

**2-2-2-La commande décalée**

**a)-Principe** : Cette commande, plus améliorée dans sa conception, est une première étape vers l'obtention d'un courant sinusoïdal. Avec la commande symétrique, nous avons vu que la

tension, ainsi que le courant sont riches en harmoniques ce qui pose des problèmes pour une utilisation avec des charges.

La commande décalée permet d'éliminer en partie ces harmoniques. Au niveau de la commande, il suffit de décaler la fermeture de différents interrupteurs dans un ordre précis.

**b)-Formes d'ondes de sortie**

La structure électrique est identique à celle de l'onduleur en pont à commande symétrique. La commande des transistors présente un décalage de durée  $t_0$ .

La simulation de la commande décalée est faite avec PSIM.

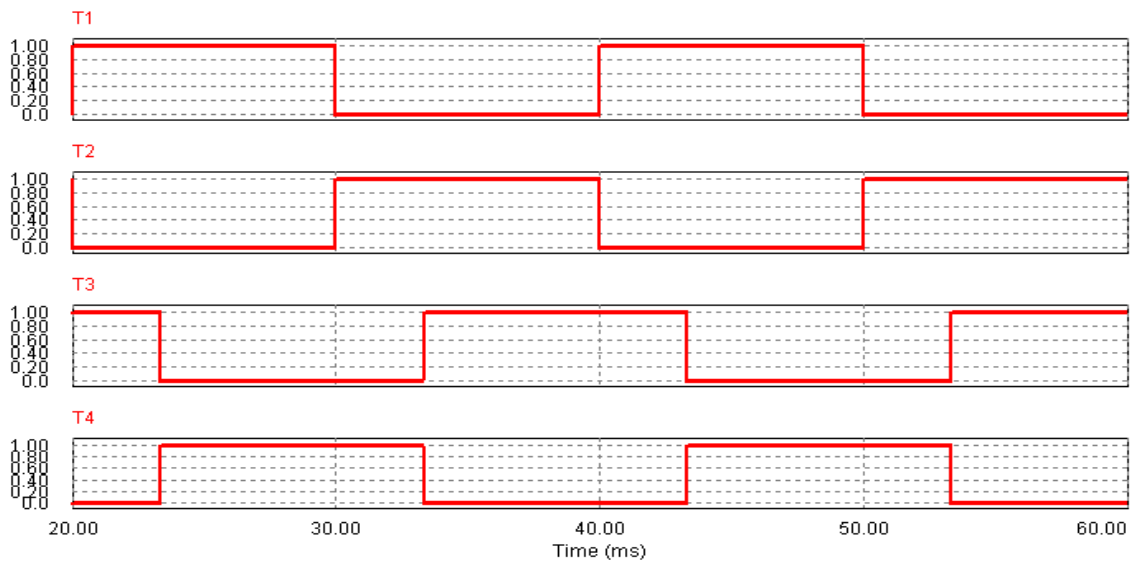


Figure 36 : État des interrupteurs.

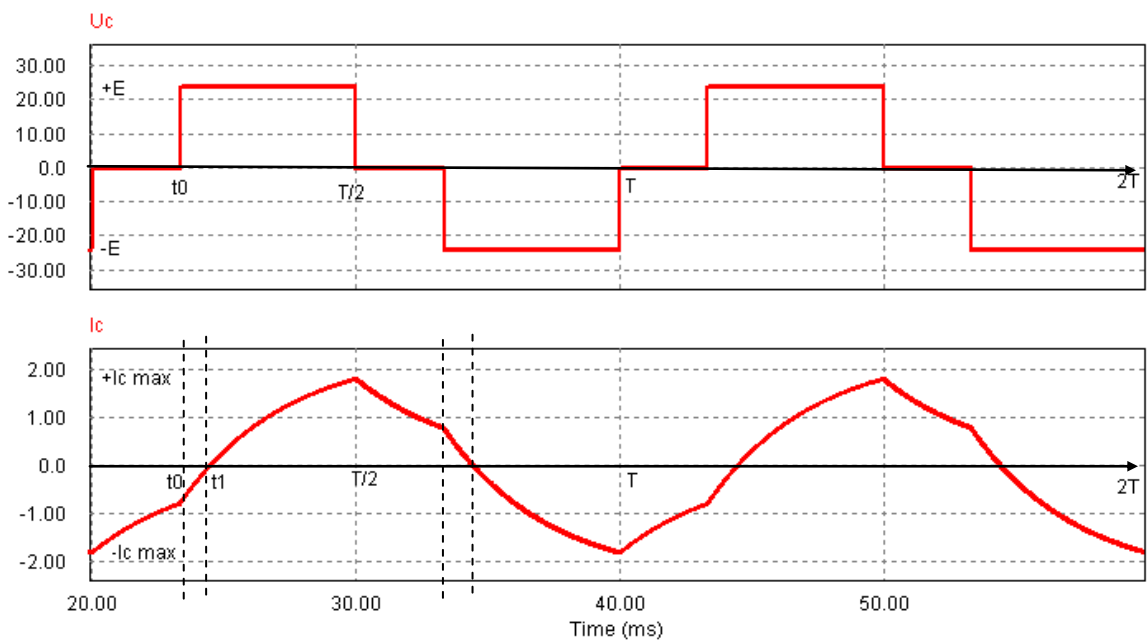
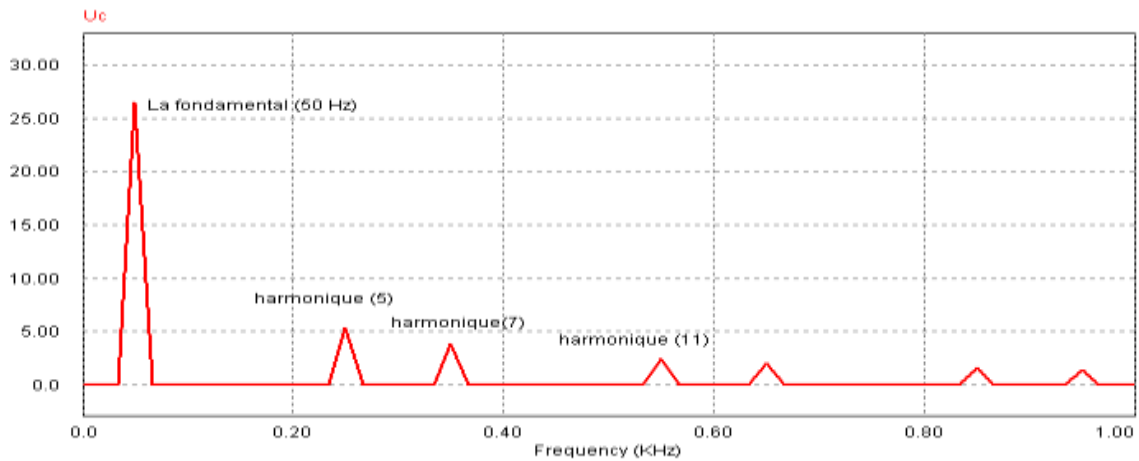


Figure 37 : Allure de la tension et du courant de la charge.





**Figure 38** : Spectre de la tension de la charge.

Cette commande permet d'éliminer les harmoniques d'ordre (3) et (9) comme le montre la figure 38. En effet la décomposition en série de Fourier de la tension de sortie s'écrit :

$$U_c(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos[(2k+1)\omega t_0] \cdot \sin[(2k+1)\omega t] ; \text{ avec } k \in \mathbb{N}$$

**c)-Régimes de fonctionnement**

La commande des transistors présente un décalage de durée  $t_0$ .

- De 0 à  $t_0$  : les interrupteurs  $T_1$  et  $T_3$  sont commandés et  $U_c = 0$  V donc  $i_c$  tend vers zéro, mais il est encore négatif. Le courant passe donc par  $D_1$  et  $T_3$ . C'est la phase de roue libre (l'énergie est dissipée dans la résistance). La tension de la charge s'écrit :  $u_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = 0$ .

La solution de cette équation différentielle est  $i_c(t) = -I_{cm} e^{-\frac{t}{\tau}}$ .

- De  $t_0$  à  $t_1$  :  $T_1$  et  $T_4$  sont commandés et  $U_c = +E$  donc  $i_c$  augmente, mais il est encore négatif. Le courant passe donc par les diodes  $D_1$  et  $D_4$ . C'est la phase de récupération (l'énergie est renvoyée vers la source).

$$u_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = +E \text{ d'où } i_c(t) = \frac{E}{R} + (i_c(t_0) - \frac{E}{R}) e^{-\frac{t-t_0}{\tau}}$$

- De  $t_1$  à  $T/2$  :  $T_1$  et  $T_4$  sont toujours commandés et  $U_c = +E$ , Le courant  $i_c$  est devenu positif, Les transistors  $T_1$  et  $T_4$  sont conducteurs ( $D_1$  et  $D_4$  se bloquent). C'est la phase d'alimentation (l'énergie est fournie par la source). L'expression de la tension de charge est  $u_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = +E$

$$\text{d'où } i_c(t) = \frac{E}{R} + (i_c(t_1) - \frac{E}{R}) e^{-\frac{t-t_1}{\tau}}$$

- De  $T/2$  à  $(T/2) + t_0$  :  $T_2$  et  $T_4$  sont commandés et  $U_c = 0$  V donc  $i_c$  tend vers 0, mais il est encore positif. Le courant passe donc par  $D_2$  et  $T_4$ .

$$u_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = 0 \quad \text{d'où} \quad i_c(t) = i_c\left(\frac{T}{2}\right) e^{-\frac{(t-T/2)}{\tau}}$$

C'est la phase de roue libre (l'énergie est dissipée dans la résistance).

- De  $(T/2) + t_0$  à  $(T/2) + t_1$  :  $T_2$  et  $T_3$  sont commandés,  $U_c = -E$  donc  $i_c$  diminue, mais il est encore positif. Le courant passe donc par les diodes  $D_2$  et  $D_3$ .

$$u_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = -E \quad \text{d'où} \quad i_c(t) = -\frac{E}{R} + \left(i_c\left(\frac{T}{2} + t_0\right) + \frac{E}{R}\right) e^{-\frac{(t-(T/2+t_0))}{\tau}}$$

C'est la phase de récupération (l'énergie est renvoyée vers la source).

- De  $(T/2) + t_1$  à  $T$  :  $T_2$  et  $T_3$  sont toujours commandés, Le courant  $i_c$  est devenu négatif. Les transistors  $T_2$  et  $T_3$  sont conducteurs ( $D_2$  et  $D_3$  se bloquent).

C'est la phase d'alimentation (l'énergie est fournie par la source) et les expressions de tension et de courant de la charge sont :

$$u_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = -E \quad \text{et} \quad i_c(t) = -\frac{E}{R} + \left(i_c\left(\frac{T}{2} + t_1\right) + \frac{E}{R}\right) e^{-\frac{(t-(T/2+t_1))}{\tau}}$$

#### d)-Calcul de la valeur efficace de la tension

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{E^2\left(\frac{T}{2} - t_0\right) + (-E)^2\left(T - \left(\frac{T}{2} + t_0\right)\right)}{T}} = \sqrt{\frac{2E^2\left(\frac{T}{2} - t_0\right)}{T}} \Rightarrow U_{eff} = E \sqrt{1 - \frac{2t_0}{T}} \quad . \quad \text{Si on note}$$

$$\beta = \omega t_0 \quad U_{eff} = E \sqrt{1 - \frac{2\omega t_0}{\omega T}} = E \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}$$

D'après ce calcul on remarque que la valeur efficace de la tension dépend du décalage entre les interrupteurs.

### 2-3-La commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

#### 2-3-1-Principe

La structure électronique est toujours la même (pont à 4 transistors et 4 diodes).

Le but principal de cette technique est de régler la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie et de rejeter les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

La commande est plus complexe, il s'agit d'une commande symétrique présentant un grand nombre de commutations par période avec des ouvertures et des fermetures d'interrupteurs de durées modulées.

La commande MLI ne permet non seulement de régler la valeur efficace et la fréquence de la tension alternative, mais aussi de lui donner un taux d'harmoniques réduit.

La modulation de largeur d'impulsion est une technique de découpage de la tension ou de courant permettant de générer des formes quasi sinusoïdales.

On distingue deux types de commande à modulation de largeur d'impulsion qui sont la MLI naturelle (ou modulation par onde triangulaire et onde sinusoïdale) et la MLI calculée. Dans chacune d'elle, on distingue la MLI bipolaire, et la MLI monopolaire.

### 2-3-2-MLI naturelle

#### 2-3-2-1-MLI bipolaire

La commande MLI bipolaire génère une tension de sortie comprise entre + E et -E.

Le procédé est de type analogique et consistait à comparer une onde "modulante", généralement sinusoïdale, de fréquence  $f_0$  et d'amplitude réglable, à une onde "porteuse" triangulaire de fréquence  $f$  en principe très supérieure à  $f_0$ , les instants de commutation étant déterminés par les points d'intersection de ces deux ondes comme il est indiqué par la figure 39.

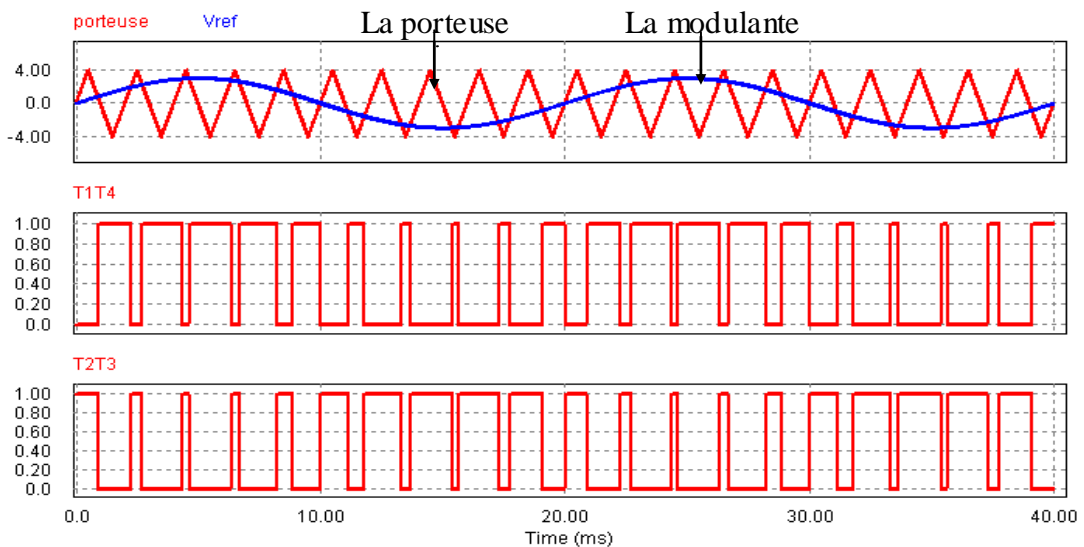


Figure 39 : État des interrupteurs.

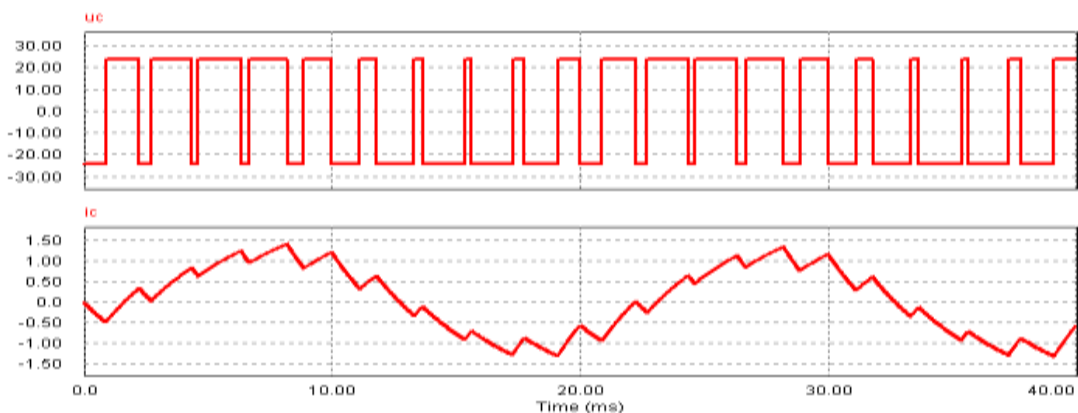


Figure 40 :Allure de la tension et du courant de la charge.

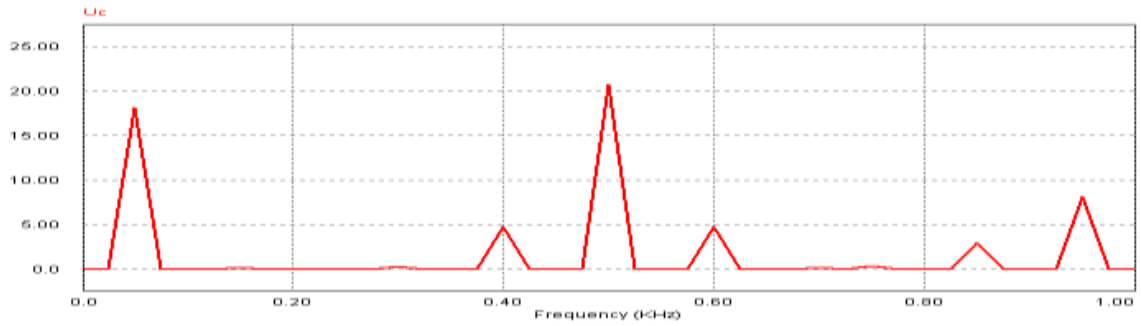


Figure 41 : Spectre de la tension de la charge.

Avec ce type de commande les harmoniques sont rejetés vers les hautes fréquences ce qui simplifie le filtrage de la tension de sortie.

### 2-3-2-2-MLI monopolaire

La tension de la charge est comprise entre 0 et  $-E$  pour l'alternance négative et 0 et  $+E$  pour l'alternance positive.

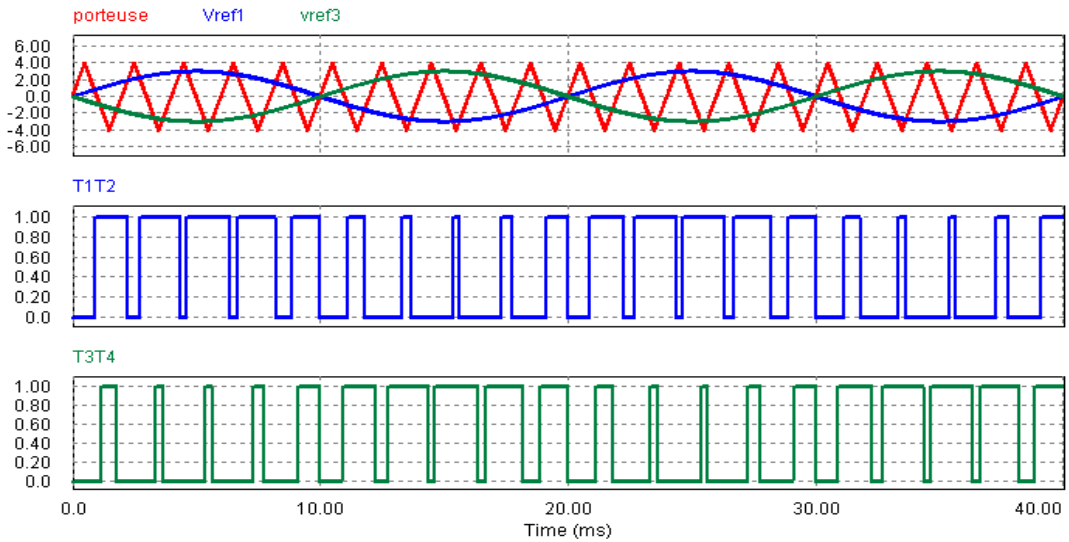


Figure 42 : État des interrupteurs.

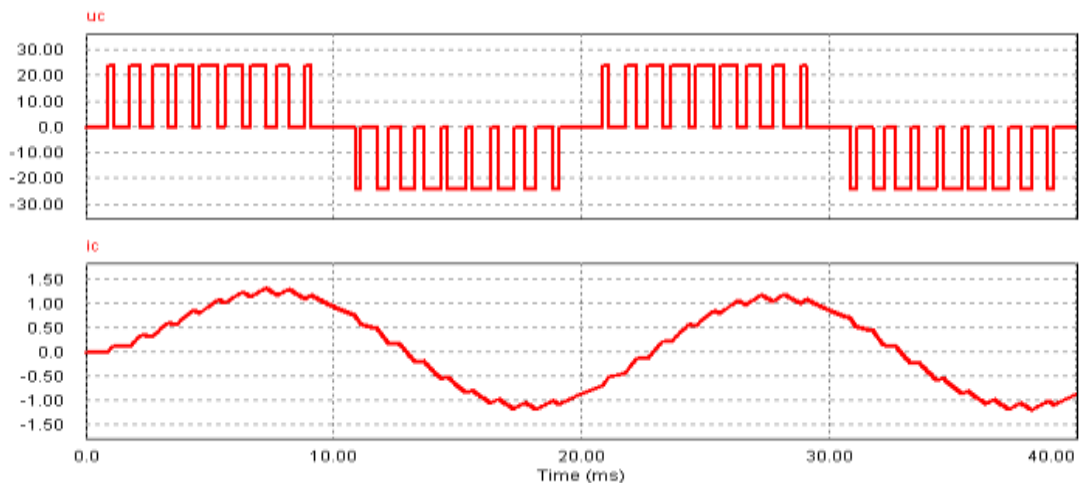
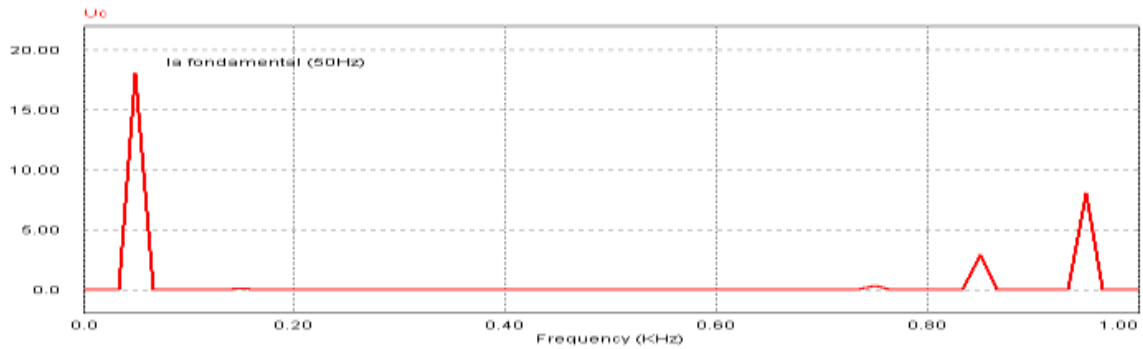


Figure 43 : Allure de la tension et du courant de la charge.



**Figure 44** : Spectre de la tension de la charge.

Avec ce type de commande, le filtrage de la tension de sortie sera facile.

### 2-3-3-MLI calculé

La tension de sortie est composée de créneaux de tension de largeur variable. Les angles de commutations sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmoniques. Considérons le signal unipolaire pour lequel on raisonne ici sur l'angle électrique  $\theta = \frac{2\pi t}{T}$ . Les formes d'onde telles que celles représentées ci-dessus étant périodiques, on peut calculer les expressions théoriques de leur développement en série de Fourier. Celles-ci dépendant en particulier des instants des différentes commutations, on conçoit qu'il est possible de les choisir en fonction des harmoniques à fixer ou à éliminer.

Le fait de disposer de cinq angles permet d'éliminer cinq harmoniques. En choisissant par exemple d'éliminer les harmoniques 3, 5, 7, 9 et 11 on obtient un système homogène à cinq inconnus.

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \alpha_4 < \alpha_5 < \pi/2.$$

$$\text{Et } v_3 = v_5 = v_7 = v_9 = v_{11} = 0.$$

La tension  $v(t)$  est une fonction  $2\pi$  périodique, impaire et présente une symétrie par rapport à

$\frac{\pi}{2}$  on intègre  $v(t)$  jusqu'à  $\frac{\pi}{2}$  et on multiplie  $a_n$  par 4 en effet :

$$V(t) = \sum_{n \geq 1} v_n \sin(n\omega t).$$

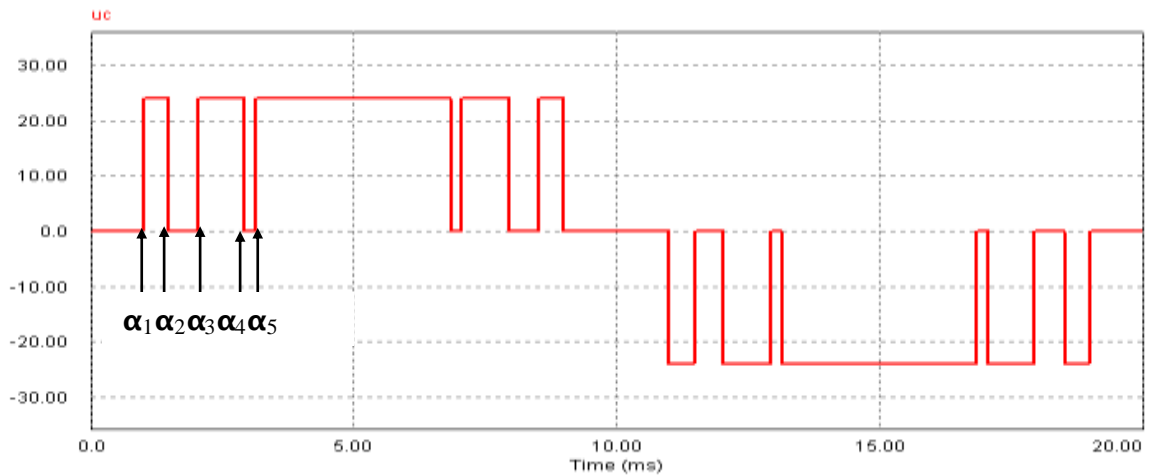


Figure 45: Tension de sortie de MLI calculée

$$v_n = \left(\frac{4}{\pi}\right) \left[ \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} v(\theta) \sin(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_3}^{\alpha_4} v(\theta) \sin(n\theta) d\theta + \int_{\alpha_5}^{\pi/2} v(\theta) \sin(n\theta) d\theta \right].$$

Où  $\theta = \omega t$

$$v_n = \left(\frac{4}{\pi}\right) E \left[ \left[ \left(-\frac{1}{n}\right) \cos(n\theta) \right]_{\alpha_1}^{\alpha_2} + \left[ \left(-\frac{1}{n}\right) \cos(n\theta) \right]_{\alpha_3}^{\alpha_4} + \left[ \left(-\frac{1}{n}\right) \cos(n\theta) \right]_{\alpha_5}^{\pi/2} \right].$$

$$v_n = -\left(\frac{4}{n\pi}\right) E [\cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_4) - \cos(n\alpha_3) + \cos\left(n\frac{\pi}{2}\right) - \cos(n\alpha_5)]; \text{ avec}$$

$$n=2p+1 \text{ et } p \in \mathbb{N}. v_n = \left(\frac{4}{n\pi}\right) E [\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4) + \cos(n\alpha_5)].$$

$$D'où V_{neff} = \frac{V_n}{\sqrt{2}} = (2\sqrt{2} E/n\pi) [\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_3) - \cos(n\alpha_4) + \cos(n\alpha_5)].$$

$$\begin{cases} v_3 = 0 & \cos(3\alpha_1) - \cos(3\alpha_2) + \cos(3\alpha_3) - \cos(3\alpha_4) + \cos(3\alpha_5) = 0 \\ v_5 = 0 & \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) - \cos(5\alpha_4) + \cos(5\alpha_5) = 0 \\ v_7 = 0 & \Rightarrow \cos(7\alpha_1) - \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) - \cos(7\alpha_4) + \cos(7\alpha_5) = 0 \\ v_9 = 0 & \cos(9\alpha_1) - \cos(9\alpha_2) + \cos(9\alpha_3) - \cos(9\alpha_4) + \cos(9\alpha_5) = 0 \\ v_{11} = 0 & \cos(11\alpha_1) - \cos(11\alpha_2) + \cos(11\alpha_3) - \cos(11\alpha_4) + \cos(11\alpha_5) = 0 \end{cases}$$

La résolution de ce réseau d'équation nous donne les valeurs des angles suivants :  $\alpha_1 = 18.17^\circ$ ,  $\alpha_2 = 26.64^\circ$ ,  $\alpha_3 = 36.87^\circ$ ,  $\alpha_4 = 52.9^\circ$ ,  $\alpha_5 = 56.69^\circ$ . Les angles  $(\alpha_1, \dots, \alpha_5)$  permet d'éliminer les harmoniques 3, 5, 7, 9, 11 d'ou le nom de MLI calculée.

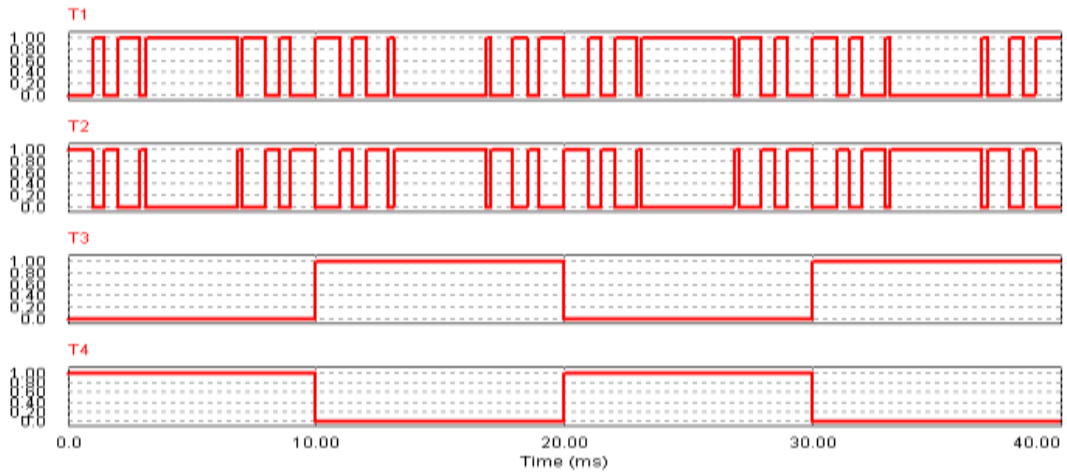


Figure 46 : État des interrupteurs.

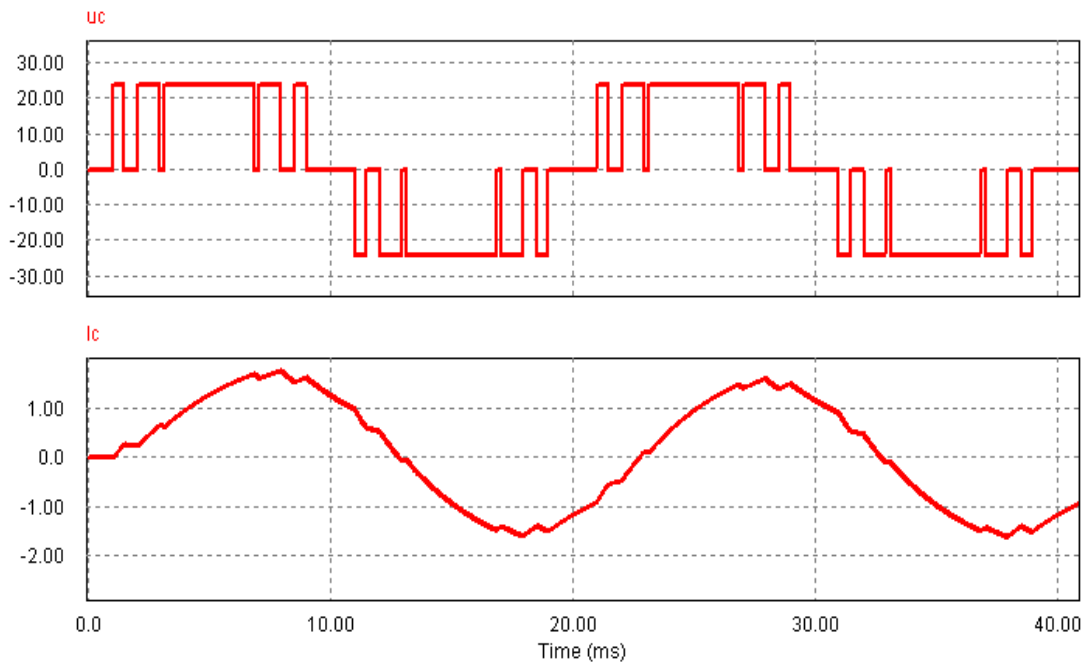


Figure 47: Allure de la tension et du courant de la charge.

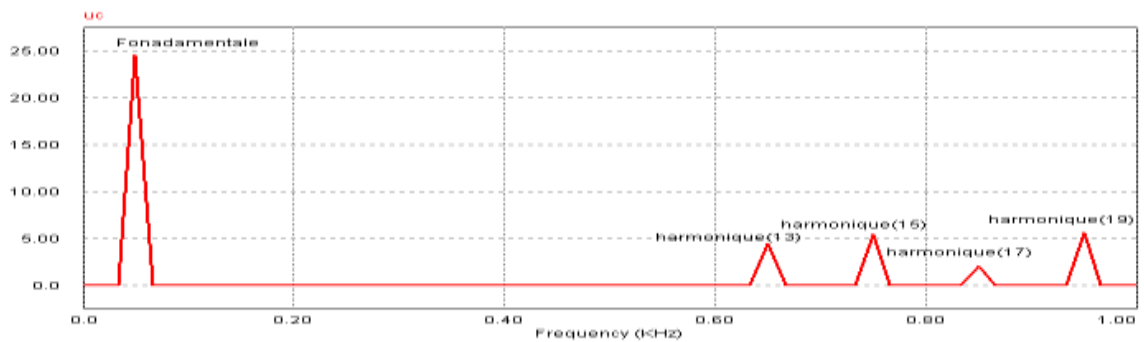


Figure 48 : Spectre de la tension de la charge.

D'après la figure 48 on constate que les harmoniques 3, 5, 7, 9 et 11 sont éliminés par les instants de commutations des interrupteurs. La forme du courant s'approche de la sinusoïde

comme la montre la figure 47. Un simple filtrage L C permet de diminuer les restes d'harmoniques.

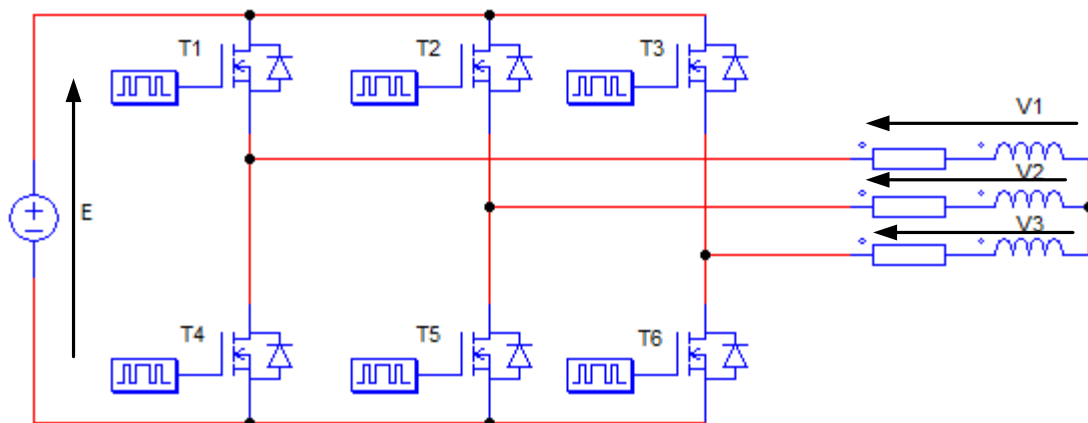
### 3-LES ONDULEURS TRIPHASÉS

#### 3-1- Présentation

La commande en vitesse des machines à champ tournant (machines synchrones et asynchrones) s'effectue le plus souvent en faisant varier la vitesse de rotation du champ tournant. Pour ce faire, on agit sur la fréquence  $f$  de la tension d'alimentation, ce qui nécessite d'alimenter la machine par l'intermédiaire d'un onduleur autonome.

Comme la plupart des machines sont triphasées, on utilise des onduleurs triphasés pour réaliser la variation de vitesse. En pratique, les machines étant des récepteurs inductifs fonctionnent comme des sources de courant, l'onduleur réalise donc la conversion source de tension continue en source de courant alternatif. Ces machines sont alimentées par un onduleur de tension, à commande simple ou à modulation de largeur d'impulsions (MLI). Dans cette partie nous allons traiter que la commande simple comme exemple.

#### 3-1- Schéma de principe



Le montage est constitué d'une source de tension continue  $E$  réversible en courant. La charge est généralement une machine à champ tournant et, de ce fait, se comporte comme une source triphasée de courants alternatifs (éventuellement supposés sinusoïdaux).

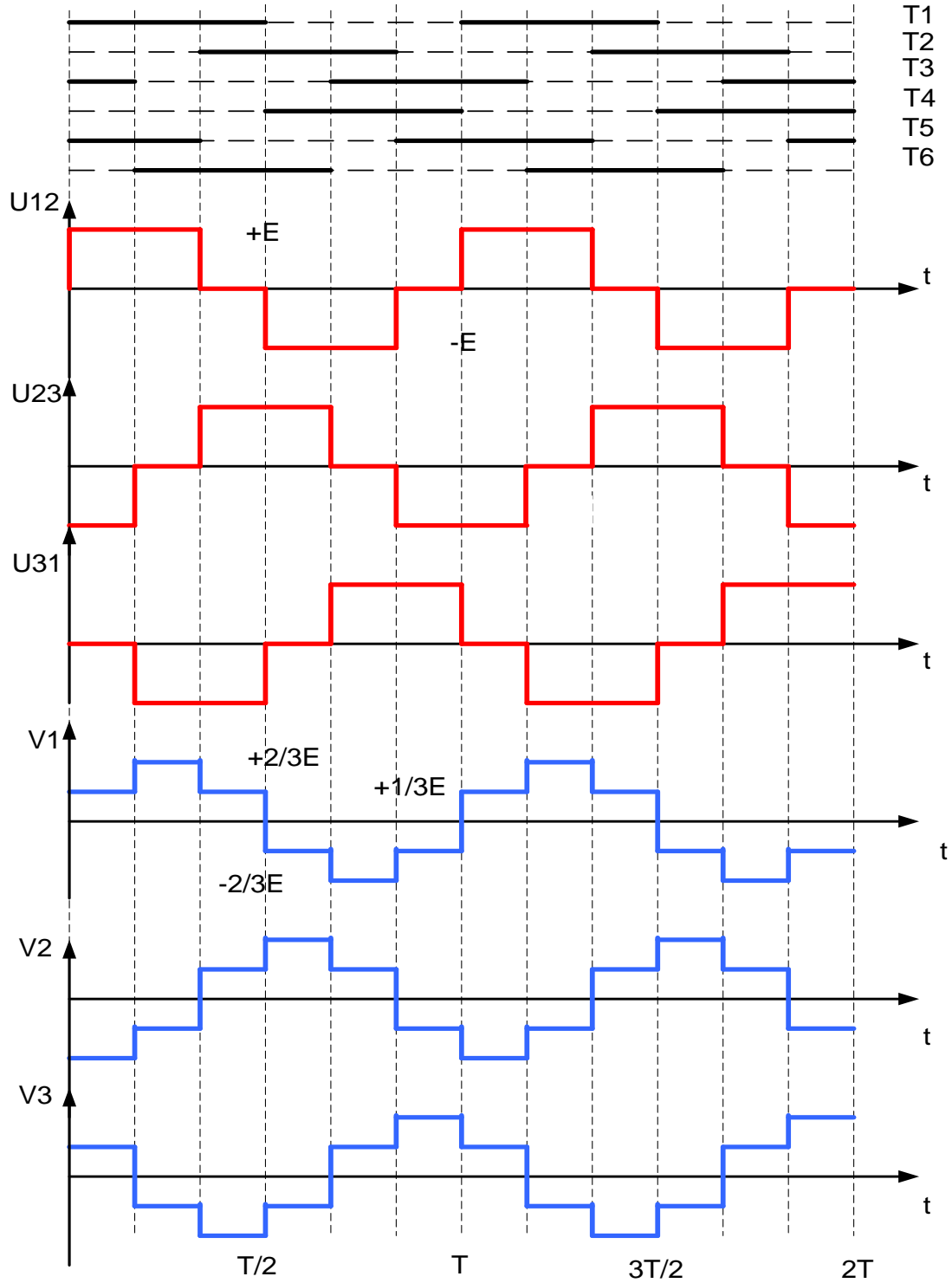
L'onduleur de triphasé de tension permet le transfert de puissance entre une source de tension continue et une source de courant alternatif, triphasé.

L'onduleur triphasé est constitué de 3 branches d'onduleur comportant deux interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture et de deux diodes branchées en antiparallèle de ces interrupteurs permettant la bidirectionnalité du courant.



### 3-2- La commande simple

La commande simple (ou « 1/3 – 2/3 », ou « commande à 120° ») consiste à fermer les interrupteurs de la manière suivante, ce qui impose la forme d'onde des tensions composées de sorties :



### 3-3- Justification de la forme d'onde des tensions simples

:

Si le système est équilibré on a  $v_1(t) + v_2(t) + v_3(t) = 0$  quelque soit  $t$ . En conséquence, il n'y a jamais d'harmonique 3 et multiple de 3 dans les tensions.

De plus,

$$u_{12}(t) = v_1(t) + v_2(t)$$

$$u_{23}(t) = v_2(t) + v_3(t)$$

$$u_{31}(t) = v_3(t) + v_1(t)$$

Calculons  $u_{12}(t) - u_{31}(t) = v_1(t) - v_2(t) - v_3(t) + v_1(t) = 2v_1(t) - (v_2(t) + v_3(t))$

Soit, en remplaçant :

$$v_1(t) = \frac{1}{3}[u_{12}(t) - u_{31}(t)]$$

$$v_2(t) = \frac{1}{3}[u_{23}(t) - u_{12}(t)]$$

$$v_3(t) = \frac{1}{3}[u_{31}(t) - u_{23}(t)]$$

## **BIBLIOGRAPHIE**

-Gy.Seguir : (1995) : **Les convertisseurs de l'électronique de puissance Tom 3** (TEC&DOC)

-Gy.Seguir : (1995) : **Les convertisseurs de l'électronique de puissance Tom 4**  
(TEC&DOC)

-Francis Milsant (1995) : **Machines synchrones et asynchrones Commande électronique**  
(ellipses)

-Jean Louis DALMASSO : **Electronique de puissance - commutation.** (DIA-BELIN)

-A.Cunière, G.Feld, M.Lavabre :(2012) : **Electronique de Puissance** (Casteilla)

-Jacques Laroche :(2005) : **Electronique de Puissance Convertisseur** (Dunod)

-Lavabre.M (2001) : **Electronique de puissance conversion de l'énergie** (Casteilla) -

Gy .Seguir : (1999) : **Electronique de puissance 7<sup>em</sup>** édition (Dunod)

-Alain Hebert, Claude Naudet et Michel Pinard (1997) : **Machines Electriques  
Electronique de Puissance** (DUNOD)

-Gy.Chateiger, Michel Boès, Daniel Bouix, Jaque Vaillant (2006) : **Manuel de Génie  
Electrique**(Dunod)

## ***Nétographie***

Fabrice Sincère ; version 2.0 <http://perso.orange.fr/fabrice.sincere>