

Chapitre III : Techniques de commande des convertisseurs statiques

I.1 Introduction

L'objectif de la commande ou de génération des signaux de contrôle des convertisseurs statiques est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, de sorte que la tension créée par le convertisseur soit la plus proche de la tension de référence.

Un onduleur triphasé de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désiré à la sortie, et la source continu doit être réglable. A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continu constante.

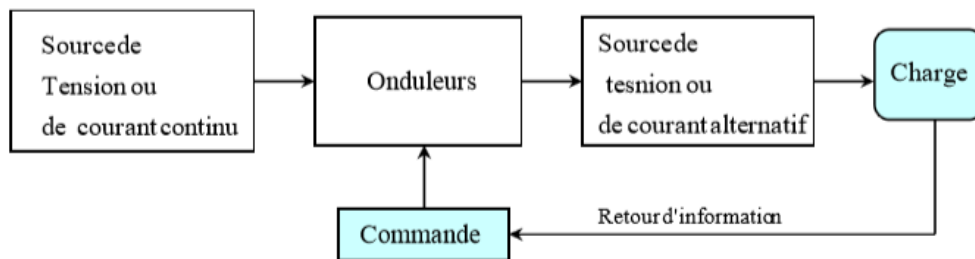


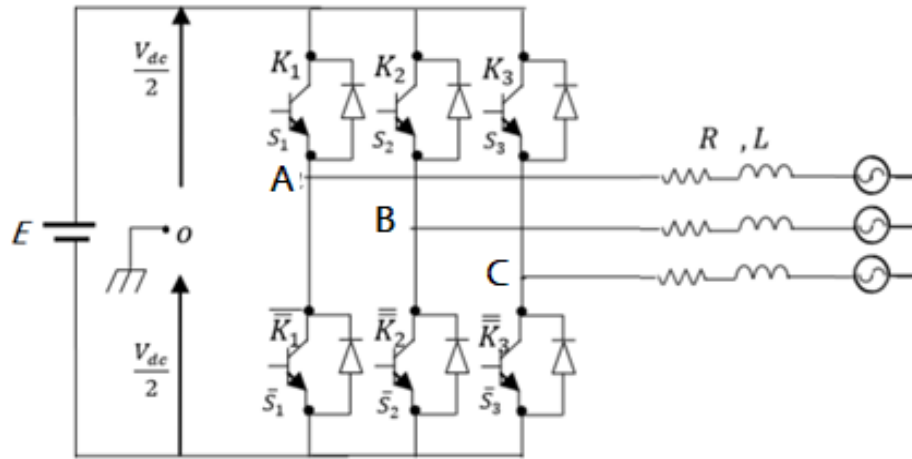
Figure (III-1) : Structure générale d'un convertisseur DC-AC

II.2 Convertisseur de tension DC-AC triphasé :

Les onduleurs triphasés assurent la conversion d'une tension continue en trois tensions alternatives équilibrées, déphasées de 120° . Ils sont constitués de 3 bras et chaque bras constitué de deux interrupteurs bidirectionnels en courant. Chaque interrupteur est réalisé par un semi-conducteur commandable à l'ouverture et à la fermeture monté en anti-parallèle avec une diode. Les semi-conducteurs utilisés pour les onduleurs sont sélectionnés selon plusieurs critères ; en fonction de la puissance, de la fréquence, de la charge et du type de commande. En faible et moyenne puissances, les transistors BJT, MOSFET, et IGBT sont utilisés et en fortes puissances se sont bien les GTO, et les thyristors avec circuit d'extinction qui sont généralement utilisés.

On doit respecter les contraintes suivantes :

- Il est nécessaire de commander les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension,
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible, d'où la mise en anti-parallèle de diodes au niveau des interrupteurs.



L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état de trois signaux de commande (S_1 , S_2 , S_3), définis comme suit :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & K_1 \text{ ON et } \bar{K}_1 \text{ OFF} \\ 0 & K_1 \text{ OFF et } \bar{K}_1 \text{ ON} \end{cases}$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & K_2 \text{ ON et } \bar{K}_2 \text{ OFF} \\ 0 & K_2 \text{ OFF et } \bar{K}_2 \text{ ON} \end{cases}$$

$$S_3 = \begin{cases} 1 & K_3 \text{ ON et } \bar{K}_3 \text{ OFF} \\ 0 & K_3 \text{ OFF et } \bar{K}_3 \text{ ON} \end{cases}$$

II.3 Techniques de génération des signaux de contrôle

A fine de produire de tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension. Nous étudions les stratégies suivantes :

- Commande en pleine onde.
- Modulation de largeur d'impulsion (MLI) calculée
- Modulation de largeur d'impulsion (MLI) triangulo-sinusoïdale.
- Commande par hystérésis.
- Modulation de largeur d'impulsion vectorielle (Space Vector Modulation : SVM).

II.3.1 Commande en pleine onde

Pour illustrer le fonctionnement de l'onduleur, il est intéressant d'étudier le comportement en pleine onde (180°). Ce fonctionnement nous permet de mieux comprendre les autres stratégies de commandes. Cette commande est appelée aussi la commande à six étapes.

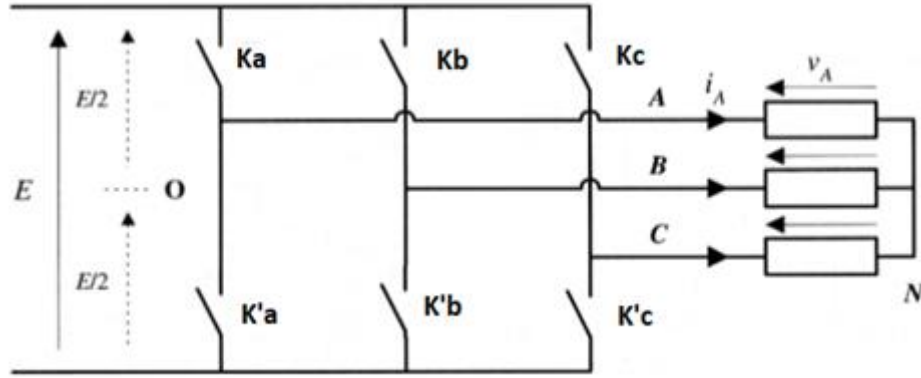


Figure (III-3) : Onduleur triphasé sans neutre (charge triphasée équilibrée)

Dans ce type de commande chaque transistor conduit pendant (180°), les demi-ponts fonctionnent avec des décalages respectifs d'un tiers de période et les commutateurs de chaque demi-pont doivent être commandés d'une manière complémentaire.

Pour un système équilibré on a :

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0 \\ v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

Les tensions composées de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{AB} = v_{AN} - v_{BN} = v_1 - v_2 \\ U_{BC} = v_{BN} - v_{CN} = v_2 - v_3 \\ U_{CA} = v_{CN} - v_{AN} = v_3 - v_1 \end{cases} \quad (2)$$

Et on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{cases} v_{AN} = v_1 = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \\ v_{BN} = v_2 = \frac{1}{3}(U_{BC} - v_{AB}) \\ v_{CN} = v_3 = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \end{cases} \quad (3)$$

Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode duré (60°) les transistors sont numérotés de la manière dans laquelle ils reçoivent les séquences de déplacement l'un de l'autre de (60°).

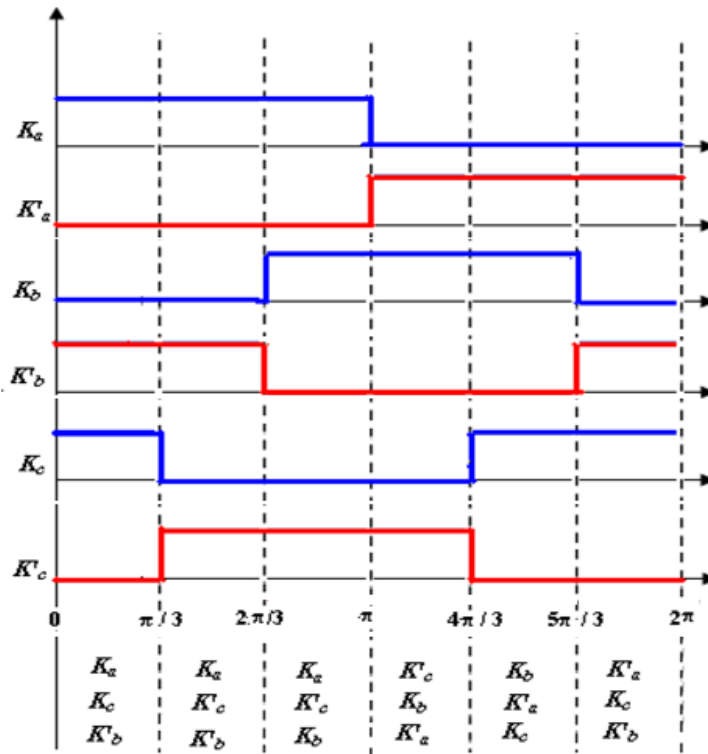
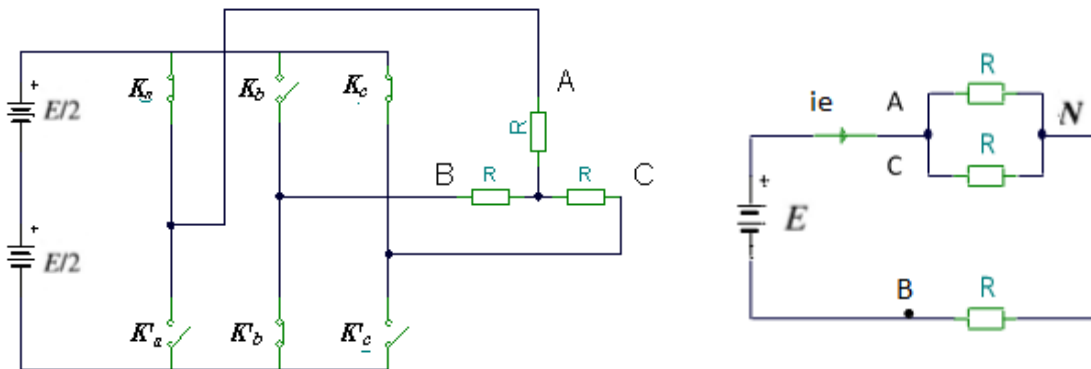


Figure (III-3) : Les signaux de commande en pleine onde (180°)

Mode I: $\theta = [0^\circ, 60^\circ]$

Les transistors en conduction sont : K_a, K_c, K'_b .



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

$$i_e = \frac{E}{R_{eq}} = \frac{2E}{3R}$$

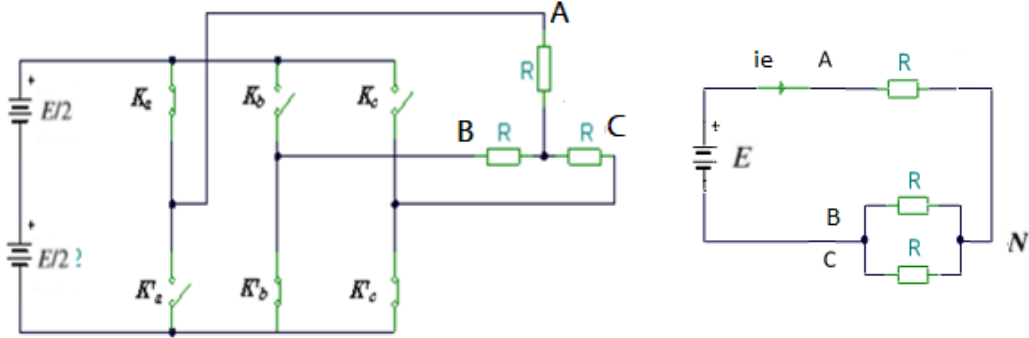
$$V_{AN} = V_{CN} = i_e \cdot \frac{R}{2} = \frac{2E}{3R} \cdot \frac{R}{2} = \frac{E}{3},$$

$$V_{BN} = -V_{NB} = -\left(E - \frac{E}{3}\right) = -\frac{2E}{3}$$

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{E}{3} \\ V_{BN} = -\frac{2E}{3} \\ V_{CN} = \frac{E}{3} \end{cases}$$

Mode II: $\theta = [60^\circ, 120^\circ]$

Les transistors en conduction sont : K_a, K'_b, K'_c .



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

$$i_e = \frac{E}{R_{eq}} = \frac{2E}{3R}$$

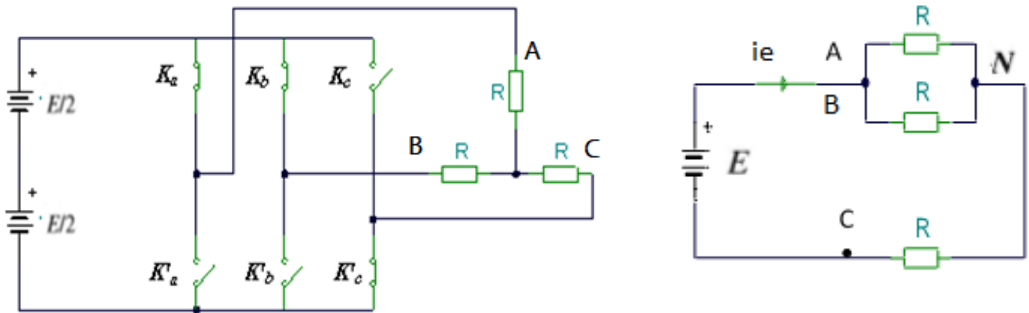
$$V_{AN} = i_e \cdot R = \frac{2E}{3R} \cdot R = \frac{2E}{3},$$

$$V_{BN} = V_{CN} = -i_e \cdot \frac{R}{2} = -\frac{2E}{3R} \cdot \frac{R}{2} = -\frac{E}{3}$$

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2E}{3} \\ V_{BN} = -\frac{E}{3} \\ V_{CN} = -\frac{E}{3} \end{cases}$$

Mode III: $\theta = [120^\circ, 180^\circ]$

Les transistors en conduction sont : K_a, K_b, K'_c .



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

$$i_e = \frac{E}{R_{eq}} = \frac{2E}{3R}$$

$$V_{AN} = V_{BN} = i_e \cdot \frac{R}{2} = \frac{2E}{3R} \cdot \frac{R}{2} = \frac{E}{3}, \quad V_{CN} = -i_e \cdot R = -\frac{2E}{3R} \cdot R = -\frac{2E}{3}$$

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{E}{3} \\ V_{BN} = \frac{E}{3} \\ V_{CN} = -\frac{2E}{3} \end{cases}$$

De même façon on peut trouver les tensions pour le reste de la période :

Mode IV: $\theta = [180^\circ, 240^\circ]$ **Mode V:** $\theta = [240^\circ, 300^\circ]$ **Mode VI:** $\theta = [300^\circ, 360^\circ]$

$$\begin{cases} V_{AN} = -\frac{E}{3} \\ V_{BN} = \frac{2E}{3} \\ V_{CN} = -\frac{E}{3} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{AN} = -\frac{2E}{3} \\ V_{BN} = \frac{E}{3} \\ V_{CN} = \frac{E}{3} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{AN} = -\frac{E}{3} \\ V_{BN} = -\frac{E}{3} \\ V_{CN} = \frac{2E}{3} \end{cases}$$

➤ **Chronogrammes des tensions simples de l'onduleur (v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}):**

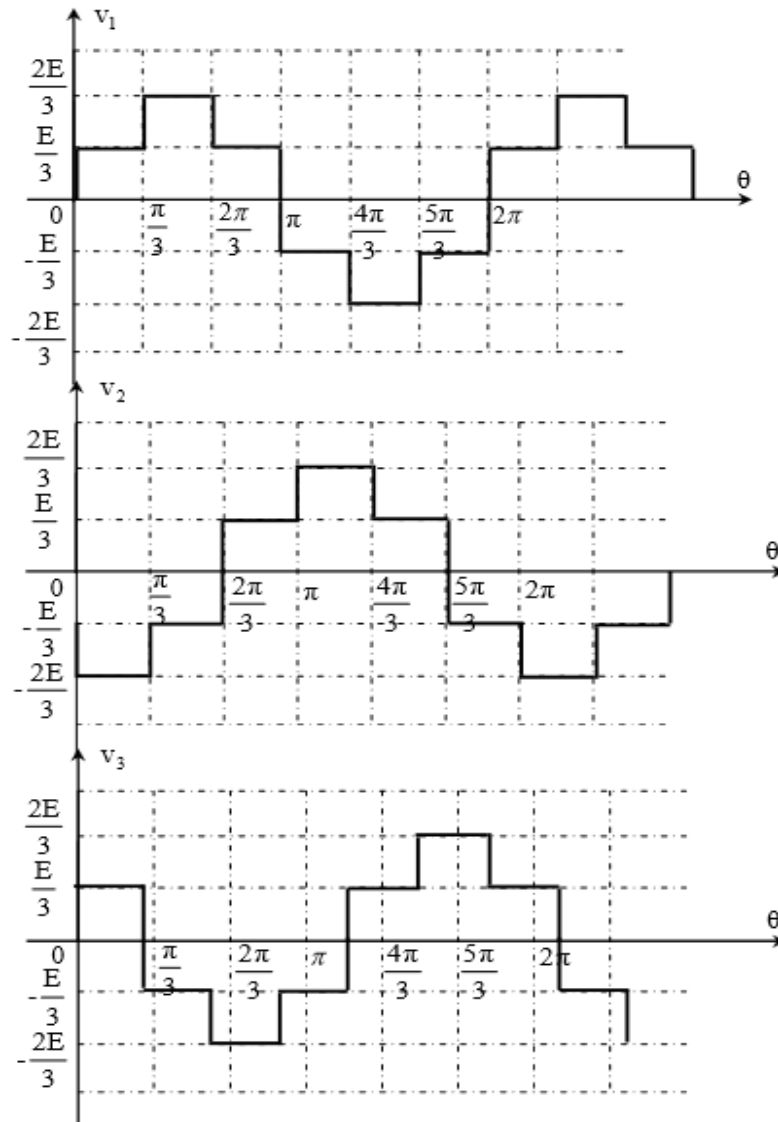


Figure (III-4) : Allures des tensions v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}

➤ Chronogrammes des tensions composées de l'onduleur (U_{AB} , U_{BC} , U_{CA})

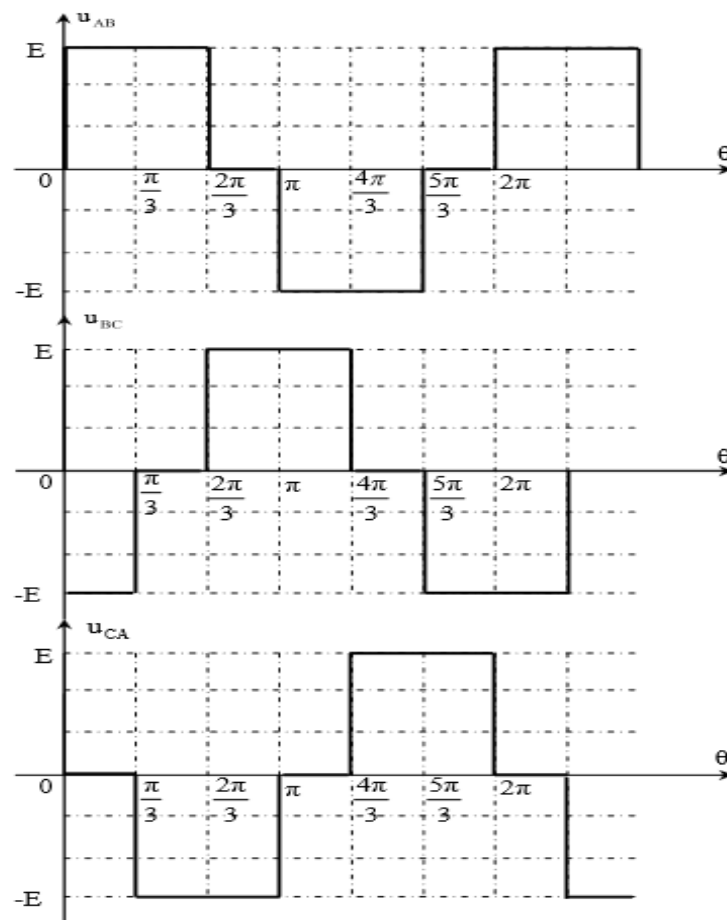


Figure (III-5) : Allures des tensions U_{AB} , U_{BC} , U_{CA}

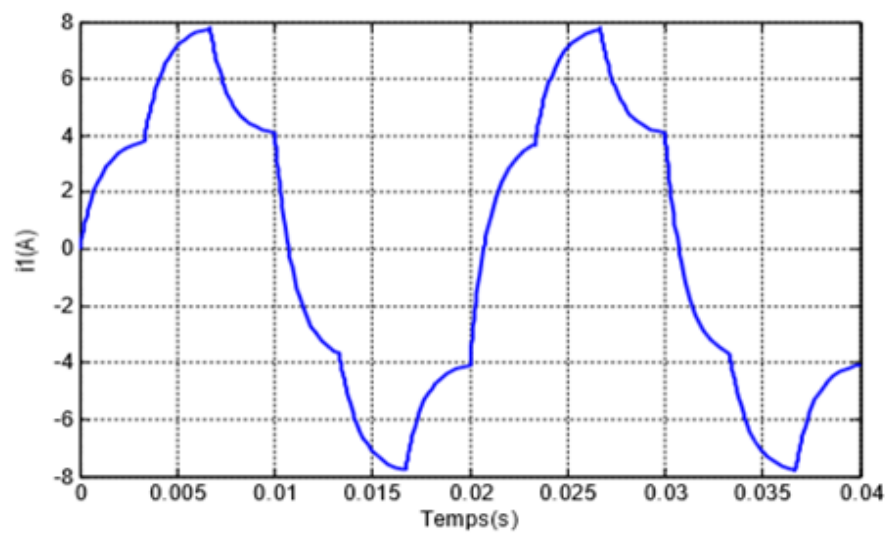


Figure (III-6) : Allure du courant i_1 dans la phase 1.

➤ Valeurs caractéristiques :

- Tension moyenne : $\langle U_{AB} \rangle = 0$, $\langle v_1 \rangle = 0$.
- Tension efficace : $(U_{AB})_{eff} = \sqrt{\frac{2}{3}}E$, $(v_1)_{eff} = \sqrt{2}\frac{E}{3}$
- Développement en série de Fourier :

On peut exprimer les tensions instantanées composées (U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}) en série de Fourier. Puisque les courbes sont symétriques donc les coefficients a_{n1}, a_{n2}, a_{n3} sont nuls :

$$b_{n1} = b_{n2} = b_{n3} = \frac{2}{T} \int_0^T U_{AB} \cdot \sin(n\omega t) dt = \frac{4E}{n\pi} \left[\cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \right] \text{ avec } n \text{ impaire}$$

$$U_{AB} = \frac{4E}{\pi} \sum_{n \geq 1} \frac{1}{n} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)\right)$$

$$U_{BC} = \frac{4E}{\pi} \sum_{n \geq 1} \frac{1}{n} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n \geq 1} \frac{1}{n} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right)$$

$$U_{CA} = \frac{4E}{\pi} \sum_{n \geq 1} \frac{1}{n} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n\left(\omega t + \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3}\right)\right) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n \geq 1} \frac{1}{n} \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)\right)$$

Et on peut trouver les expressions des tensions simples :

$$v_1 = \frac{8E}{3\pi} \sum_{n \geq 1} \frac{1}{n} \cdot \cos^2\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin(n(\omega t))$$

$$v_2 = \frac{8E}{3\pi} \sum_{n \geq 1} \frac{1}{n} \cdot \cos^2\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$v_3 = \frac{8E}{3\pi} \sum_{n \geq 1} \frac{1}{n} \cdot \cos^2\left(\frac{n\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(n\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right)$$

II.3.2 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f . Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette MLI sert à remédier ces problèmes et elle a les avantages suivantes :

1. Variation de la fréquence de la tension de sortie.
2. Elimination de certaines harmoniques de tension.

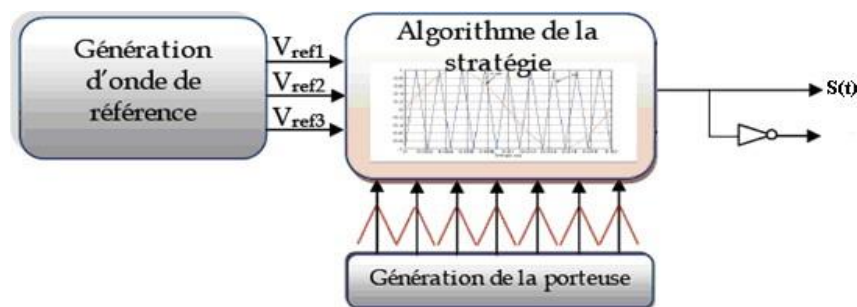


Figure (III-7) : Principe de l'MLI Sinus-Triangle

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1 \text{ si non } S(t) = 0$$

Avec :

U_r : Tension de référence.

U_p : Tension de porteuse.

$S(t)$: est le signal MLI résultant.

Si la référence est sinusoïdale, on utilise deux paramètres caractérisant la MLI :

- Indice de modulation :

$$m = \frac{f_p}{f_m}$$

- Le taux de modulation :

$$r = \frac{V_m}{V_p}$$

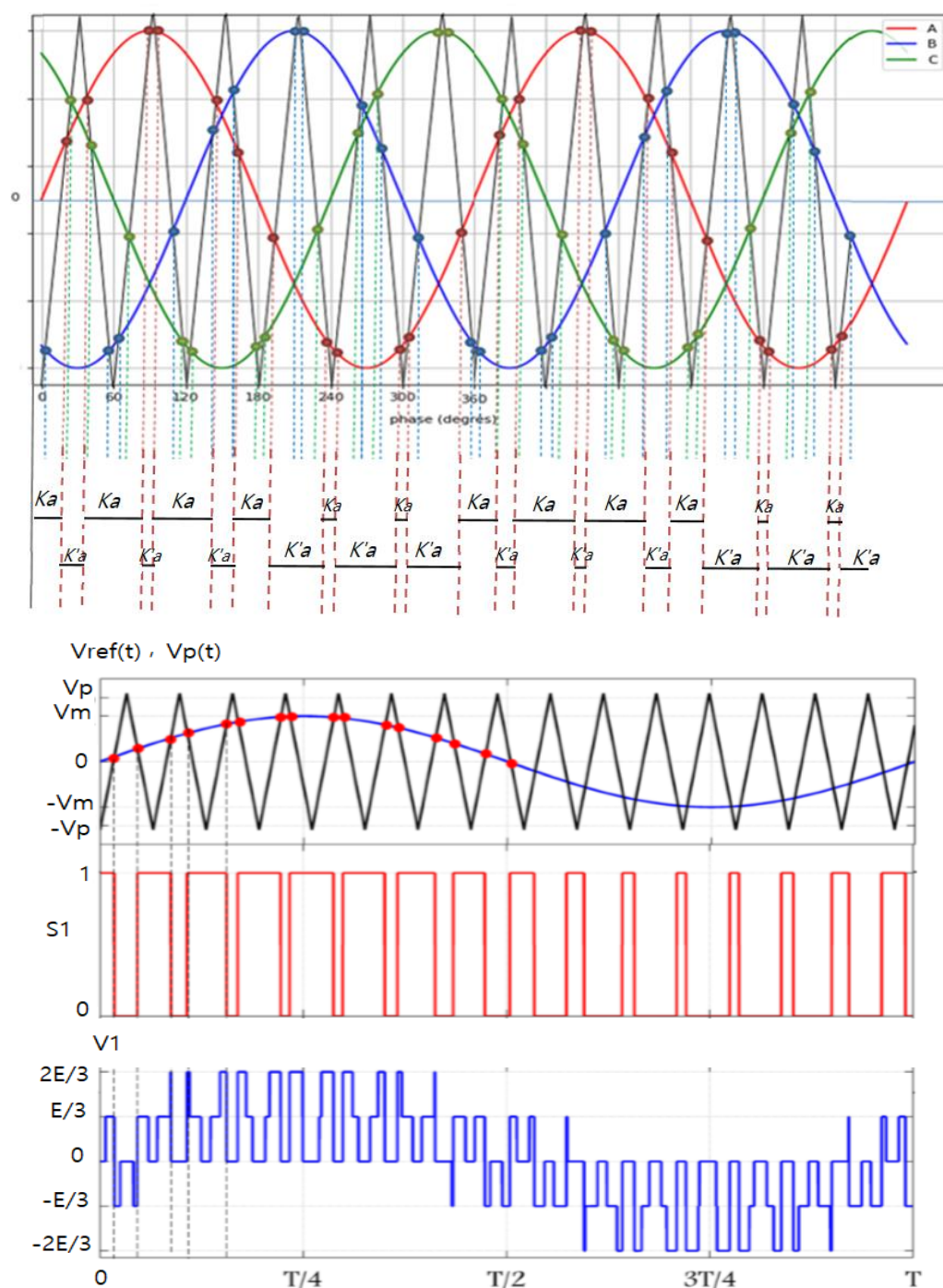


Figure (III-8) : La création de signal d'impulsion S_1 et la tension V_1 .

Principaux avantages d'une porteuse à haute fréquence

- **Meilleure qualité de la tension de sortie** : Lorsque la porteuse a une fréquence bien supérieure à la fréquence fondamentale désirée, le signal de sortie moyenné est plus proche d'une sinusoïde idéale, avec moins de distorsion.
- **Déplacement des harmoniques vers des fréquences élevées** : Les harmoniques générées par les commutations se situent à des fréquences bien supérieures à la

fondamentale, ce qui les rend plus faciles à filtrer (filtres LC, inductance de moteur, etc.)

III.3.3 Génération des signaux de contrôle par MLI calculée

La commande calculée est une technique de commande utilisée dans les hacheurs et les onduleurs afin de générer des signaux de sortie (tension ou courant) dont la valeur moyenne suit une référence imposée. Contrairement à la MLI classique basée sur une comparaison en temps réel (sinus-triangle), la MLI calculée repose sur le calcul préalable des durées ou instants de commutation.

Dans chaque période de découpage T_d , on calcule la largeur d'impulsion nécessaire pour que la valeur moyenne de la tension ou du courant de sortie corresponde à la valeur moyenne du signal de référence pendant la même période. Chaque interrupteur du convertisseur conduit alors durant un temps égal à cette largeur d'impulsion calculée.

Les étapes de la stratégie MLI calculée :

1. Définir la valeur de référence (tension ou courant).
2. Diviser le temps en périodes de découpage T_d .
3. Calculer la valeur moyenne du signal de référence durant T_d .
4. Déduire la largeur d'impulsion $T_{on} = \alpha \times T_d$ où α est le rapport cyclique calculé.
5. Appliquer T_{on} dans chaque bras ou chaque interrupteur du convertisseur.

Donc pour cette technique de commande, chaque phase $k \in \{a, b, c\}$ on met :

$$\langle V_k \rangle_{T_d} = \langle V_{ref-k} \rangle_{T_d}$$

Dans chaque bras, l'interrupteur supérieur conduit pendant T_{on_k} , tandis que l'interrupteur inférieur conduit pendant $(T_d - T_{on_k})$. Ainsi, les trois largeurs T_{on_a} , T_{on_b} et T_{on_c} sont appliquées simultanément sur les trois bras.

Par exemple si on désire générer une tension de forme sinusoïdale d'amplitude V_m et de fréquence $f = \frac{1}{T_{ref}}$ par le premier bras l'onduleur on va considérer l'onduleur monophasé en demi-pont suivant :

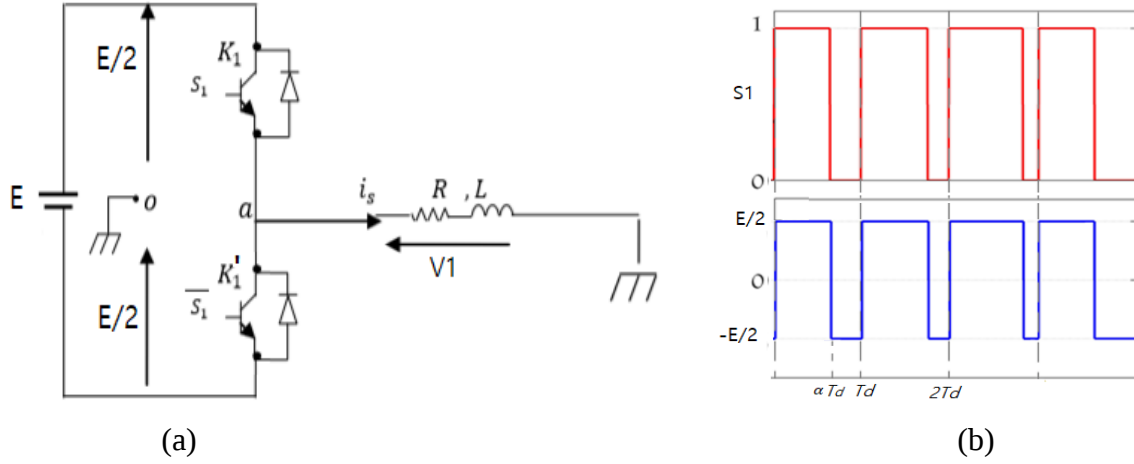


Figure (III-9) : (a) : Onduleur monophasé en demi-pont, (b) signal de commande et tension de sortie V_1

La période de découpage est donné par : $T_d = \frac{T_{ref}}{n}$.

Ou n est le nombre de découpage par période.

Et on peut calculer la valeur moyenne de de tension de sortie $\langle V_1 \rangle$ en fonction de rapport cyclique $\alpha \in [0,1]$ pendant une période de découpage :

$$\langle V_1 \rangle_{Td} = \frac{E}{2} (2\alpha - 1) = \langle V_{ref-k} \rangle_{Td} \quad (1)$$

La valeur moyenne de la tension de sortie V_1 peut être réglée dans l'intervalle $\left[-\frac{E}{2}, \frac{E}{2}\right]$ par le réglage de la largeur des signaux de commande.

Exemple d'application :

Soit : $E = 600V, V_{m-ref} = 220V, f_{ref} = 50Hz, f_d = 12.f_{ref}$.

$$\begin{aligned} \text{Donc } T_d &= \frac{T_{ref}}{12} = \frac{2\pi}{12} = \frac{\pi}{6} \text{ rad} \\ &= \frac{1}{50 \cdot 12} = 0.0017s. \end{aligned}$$

D'après l'équation (1) on trouve :

$$\alpha = \frac{\langle V_{ref-k} \rangle_{Td}}{E} + \frac{1}{2}$$

On va calculer $\langle V_{ref-k} \rangle_{Td}$ pour les trois première périodes de découpage, et on suit on peut déduire le reste de période facilement parce que la courbe sinusoïdale est symétrique.

- Pour la 1^{ère} période de découpage $T_{d1} = \left[0, \frac{2\pi}{12}\right] = \left[0, \frac{\pi}{6}\right]$

$$\langle V_{ref-k} \rangle_{Td1} = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_{d1}} V_m \sin\theta \cdot d\theta = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} V_m \sin\theta \cdot d\theta = \frac{6V_m}{\pi} \left[-\cos\frac{\pi}{6} + \cos 0 \right]$$

$$= \frac{6V_m}{\pi} \left[-\frac{\sqrt{3}}{2} + 1 \right] = 56.3V$$

Et on trouve :

$$\alpha = \frac{56.3}{600} + \frac{1}{2} = 0.59 \approx 0.6$$

- Pour la 2^{ème} période de découpage $T_{d2} = \left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3} \right]$

$$\langle V_{ref-k} \rangle_{Td2} = \frac{6}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/3} V_m \sin\theta \cdot d\theta = \frac{6V_m}{\pi} \left[-\cos\frac{\pi}{3} + \cos\frac{\pi}{6} \right] = \frac{6V_m}{\pi} \left[-\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] = 154V$$

Et on trouve :

$$\alpha = \frac{154}{600} + \frac{1}{2} = 0.76$$

- Pour la 3^{ème} période de découpage $T_{d3} = \left[\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2} \right]$

$$\langle V_{ref-k} \rangle_{Td3} = \frac{6}{\pi} \int_{\pi/3}^{\pi/2} V_m \sin\theta \cdot d\theta = \frac{6V_m}{\pi} \left[-\cos\frac{\pi}{2} + \cos\frac{\pi}{3} \right] = \frac{6V_m}{\pi} \left[0 + \frac{1}{2} \right] = 210.4V$$

Et on trouve :

$$\alpha = \frac{210.4}{600} + \frac{1}{2} = 0.85$$

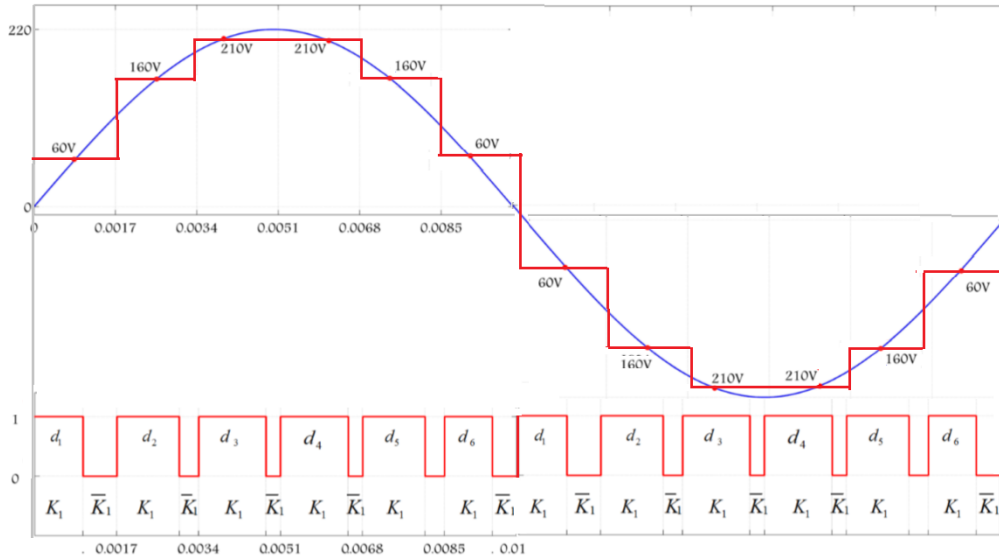


Figure (III-10) :

III.3.4 Génération des signaux de contrôle par hystérésis

La commande par hystérésis, souvent désignée comme commande « tout ou rien », est une technique non linéaire qui repose sur l'écart entre le courant de référence et le courant réellement fourni par l'onduleur. Cet écart est comparé à une bande d'hystérésis.

Le principe consiste à utiliser un comparateur à hystérésis pour confronter le courant de phase mesuré au courant de référence. Ce comparateur génère alors les signaux de commande mise en conduction ou blocage des interrupteurs de l'onduleur de manière à maintenir le courant de phase à l'intérieur de la bande d'hystérésis entourant la valeur de référence.

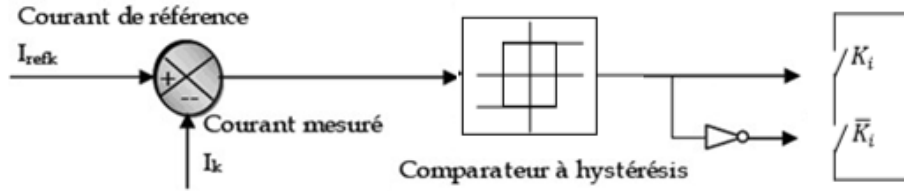


Figure (III-11) : Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

Nous désignons par ε_i l'écart entre le courant de référence i_{ref_i} et le courant réel mesuré de la phase i_{Ki} tel que :

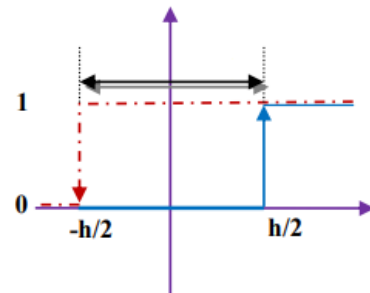
$$\varepsilon_i = i_{ref_i} - i_{Ki} \quad (i = a, b, c)$$

Et par h la largeur de la bande d'hystérésis.

Les conditions de commutation des trois interrupteurs statiques K_i de l'onduleur sont définies en termes d'états logiques de la manière suivante :

L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit :

$$\begin{cases} si \ i_{Ki} < i_{ref_i} - \Delta i \rightarrow S = 1 \\ si \ i_{Ki} > i_{ref_i} + \Delta i \rightarrow S = 0 \end{cases} \Rightarrow$$



$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon_i > \frac{h}{2} \rightarrow S = 1 \\ \text{si } \varepsilon_i < -\frac{h}{2} \rightarrow S = 0 \end{cases}$$

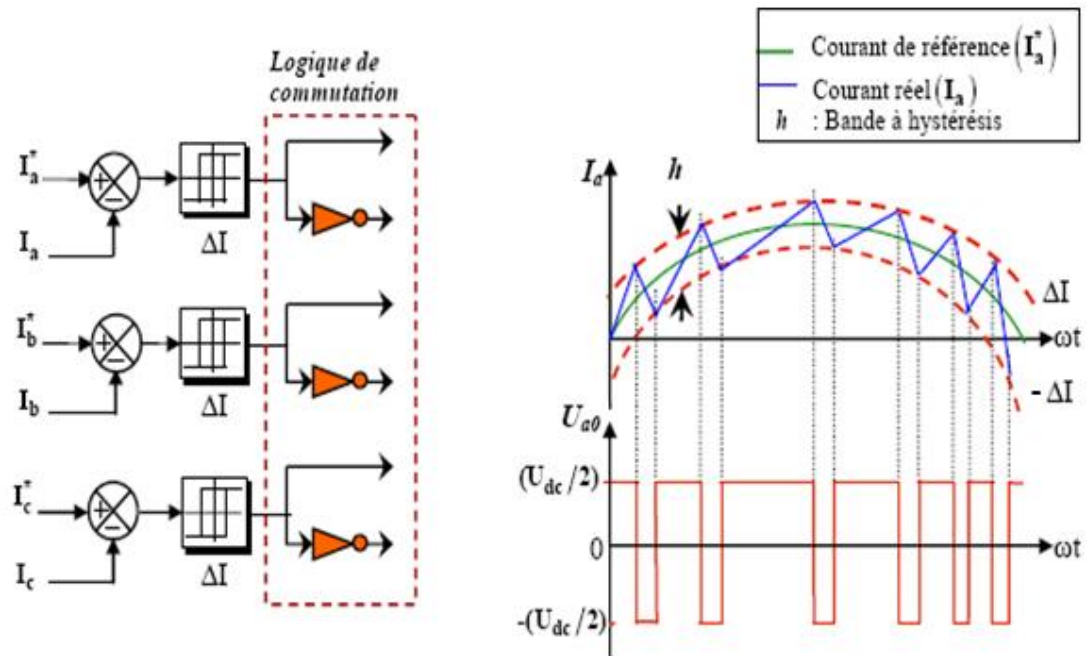


Figure (III-12) : Commande par Hystérésis