

Chapitre I- Les Différents Stratégies de Modulation

I.1 Introduction

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivants plusieurs stratégies. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera a 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 gardent la source continu constante.

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

- Commande en pleine onde.
- Commande sinus triangle.
- Commande par hystérésis.
- Commande à MLI vectorielle.

II.2 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.

Dans ce type de commande chaque transistor conduit pendant (180°).

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 déplace l'un de l'autre de (60°).

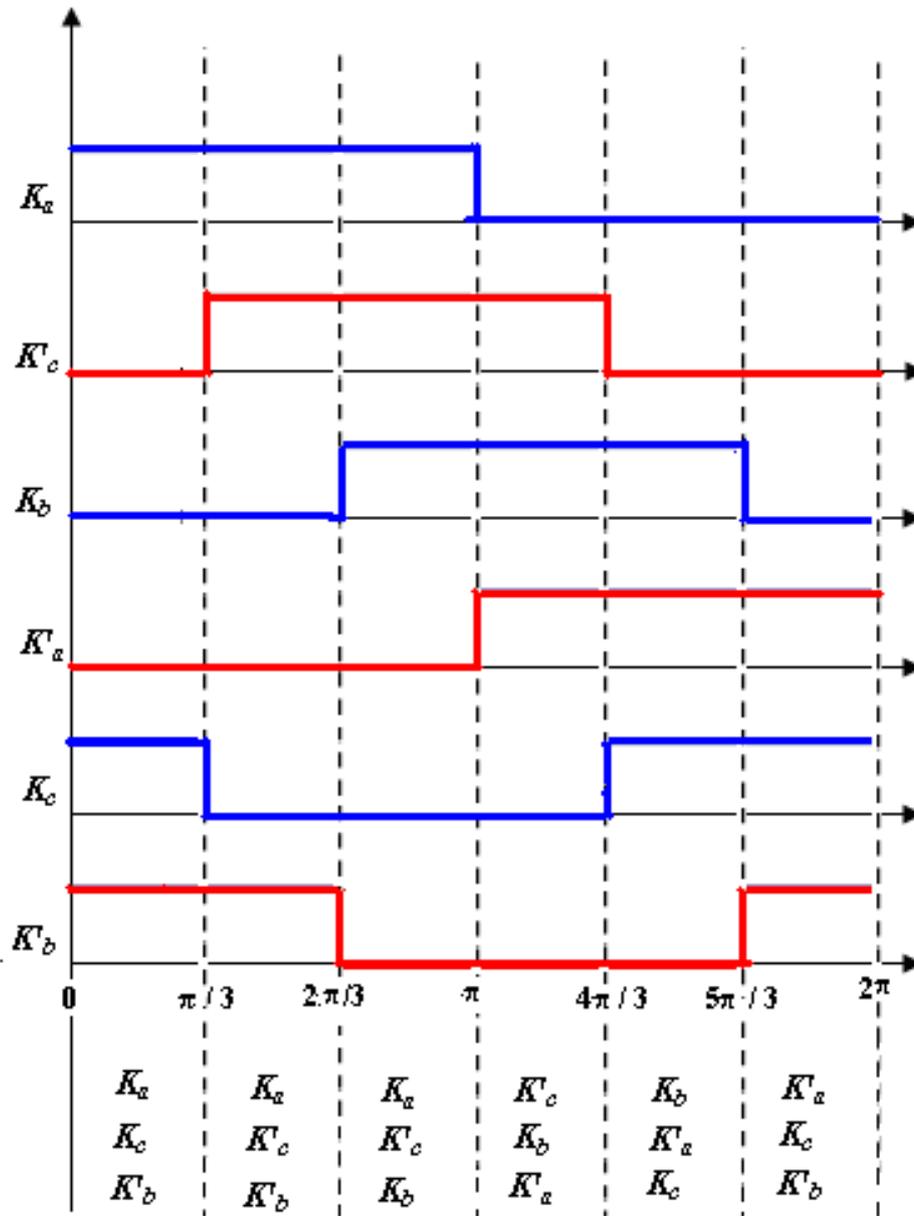
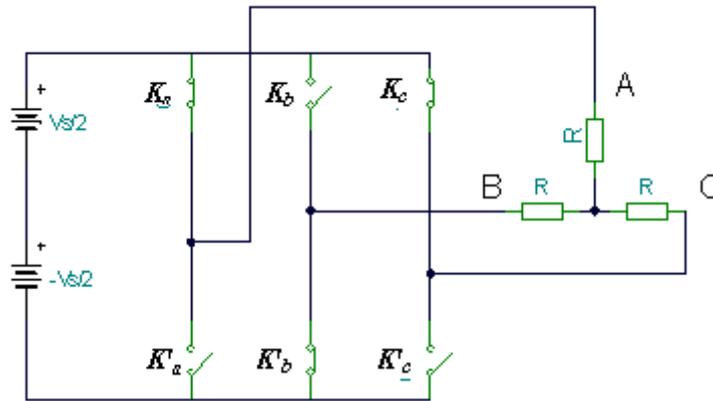


Figure (I-1) : Les signaux de commande en pleine onde (180°)

II-2-1 Mode I: $wt = [0-60^\circ]$

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



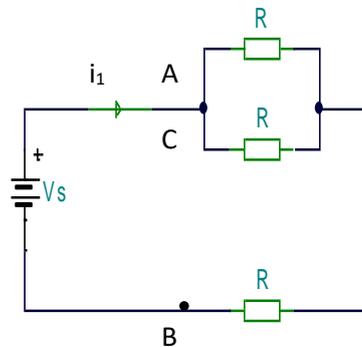
$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R} = \frac{2}{R} \Rightarrow R' = \frac{R}{2}$$

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

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

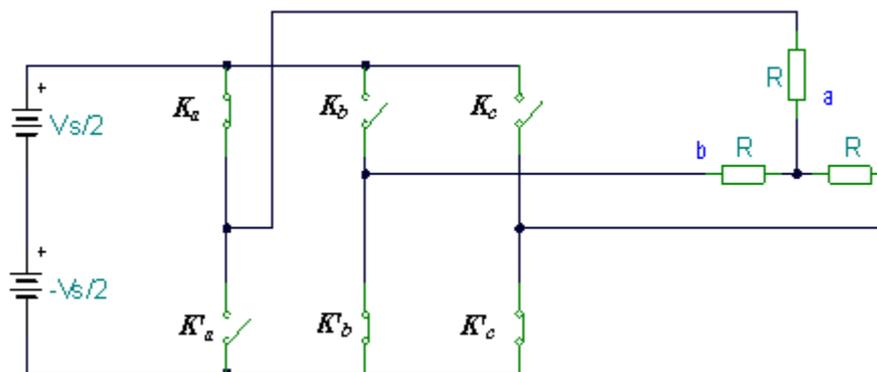
$$V_{an} = V_{cn} = i_1 \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

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



II-2-2 Mode II: $wt = [60^\circ-120^\circ]$

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

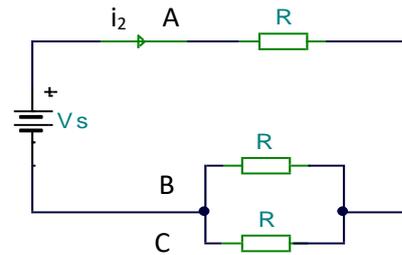


$$R_{eq} = \frac{R}{2} + R = \frac{3}{2} R$$

$$i_2 = V_s / R_{eq} = 2V_s / 3R$$

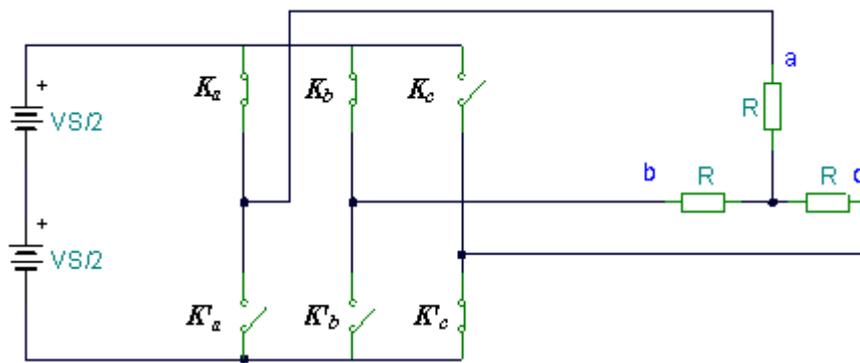
$$V_{an} = i_2 \cdot R = 2V_s / 3$$

$$V_{bn} = V_{cn} = -i_2 \cdot R / 2 = -V_s / 3$$



II-2-3 Mode III: $wt = [120^\circ-180^\circ]$

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

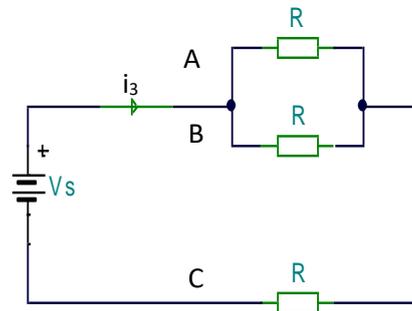


$$R_{eq} = \frac{R}{2} + R = \frac{3}{2} R$$

$$i_3 = V_s / R_{eq} = 2V_s / 3R$$

$$V_{an} = V_{bn} = i_3 \cdot R_{eq} = V_s / 3$$

$$V_{cn} = -i_3 \cdot R = -2V_s / 3$$



La tension instantanée composée V_{ab} est exprimé en série de Fourier sachant que V_{ab} est déplacé de $\pi/6$, les termes $\cos nwt = 0 \rightarrow an = 0$ parce que l'équation est symétrique.

La courbe est symétrique donc $an = 0$ et on peut intégrer dans la moitié de la période ou le quart de la période :

$$V_{ab} = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)$$

$$b_n = \frac{2 \times 4}{T} \int_0^{T/4} V_s \sin n\omega t dt = \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi / 6$$

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi / 6 \sin n(\omega t + \pi / 6)$$

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi / 6 \sin n(\omega t - \pi / 2)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi / 6 \sin n(\omega t - 7\pi / 6)$$

Il est noté que d'après l'équation de V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} que les harmoniques multiple de 3 sont égale à zéro. Pour les tensions composées la valeur efficace de la tension composée est :

$$V = \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\infty} V_s^2 d\omega t \right]^{1/2} = 0.81 V_s$$

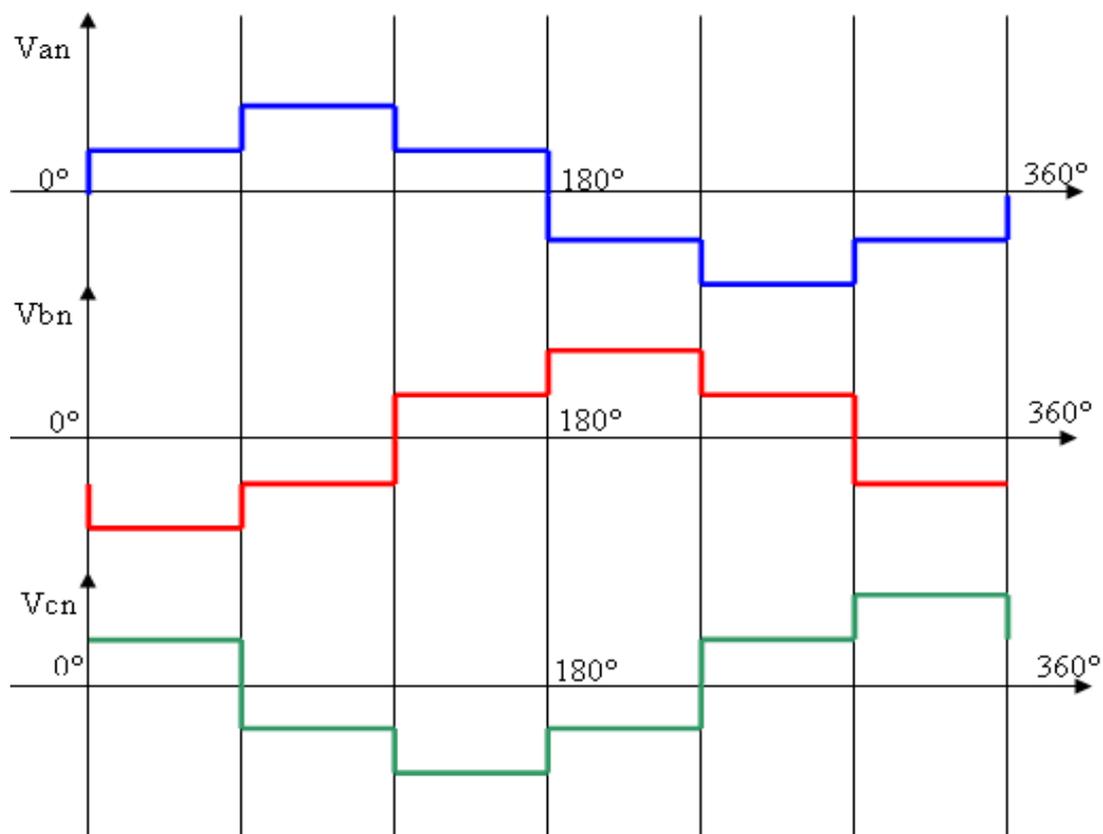


Figure (I-2): Les tensions de sortie de l'onduleur à commande 180°

II.3 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 déphasés de $2\pi/3$ 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.

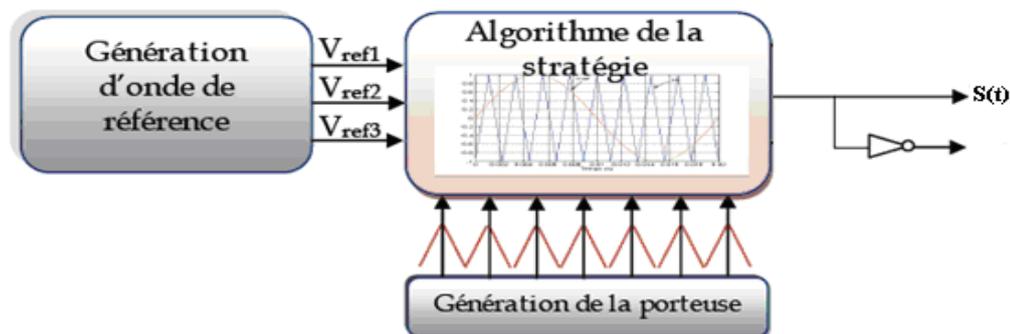


Figure (I-3): Principe de l'MLI Sinus-Triangle

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 signale MLI résultant.

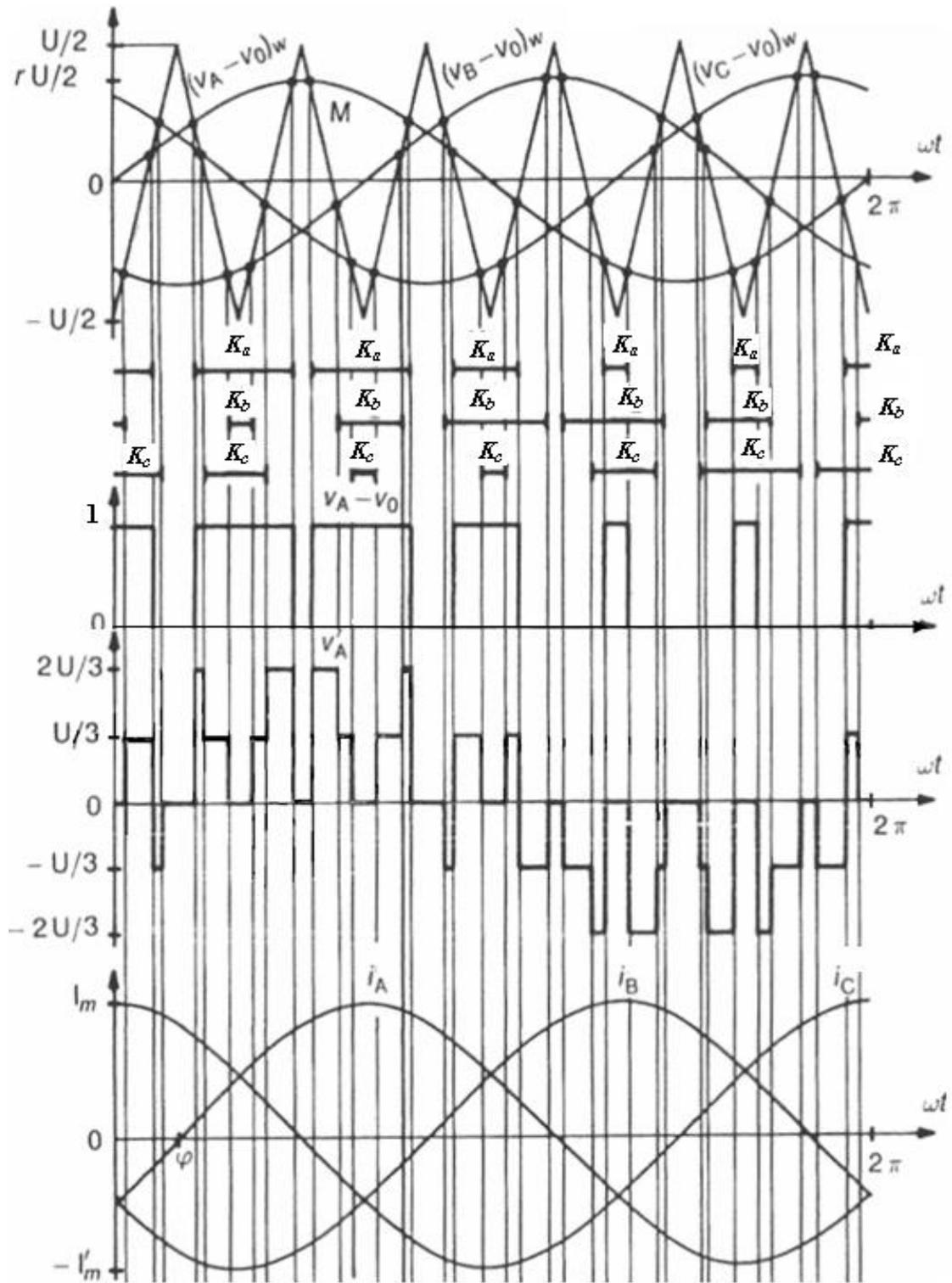


Figure (I-4): La création des signaux des impulsions et des tensions.

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

- L'indice de modulation « m » qui est l'image du rapport de fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de référence f .

$$\left(m = \frac{f_p}{f} = \frac{T_{réf}}{T} \right)$$

- Le taux de modulation (le coefficient de réglage) « r » qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence $V_{mréf}$ sur la tension de la porteuse V_{mp} .

$$\left(\frac{V_{mréf}}{V_{mp}} \right)$$

II.4 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis.

L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence (Fig. III-4), à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence (Figure (I-5)).

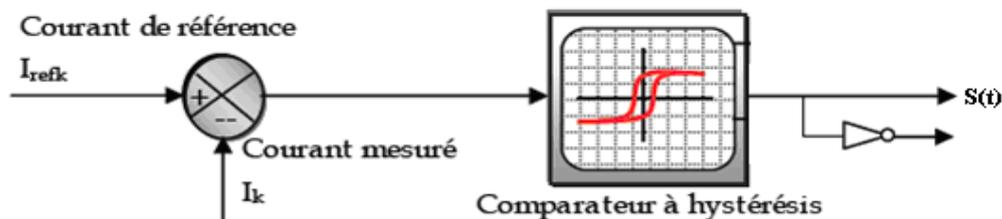


Figure (I-5): Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur

De ce fait, les conditions de commutation des trois Interrupteurs statiques \mathbf{K}_i ($i=a, b, c$) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques correspondants à la façon suivante :

$$\mathbf{K}_i = +1 \quad \text{si} \quad \mathbf{I}_i^* - \mathbf{I}_i > \Delta \mathbf{i}.$$

$$\mathbf{K}_i = 0 \quad \text{si} \quad \mathbf{I}_i^* - \mathbf{I}_i < \Delta \mathbf{i}.$$

$$\mathbf{K}_i = -\mathbf{K}_{i-1} \quad \text{si} \quad \mathbf{I}_i^* = \mathbf{I}_i.$$

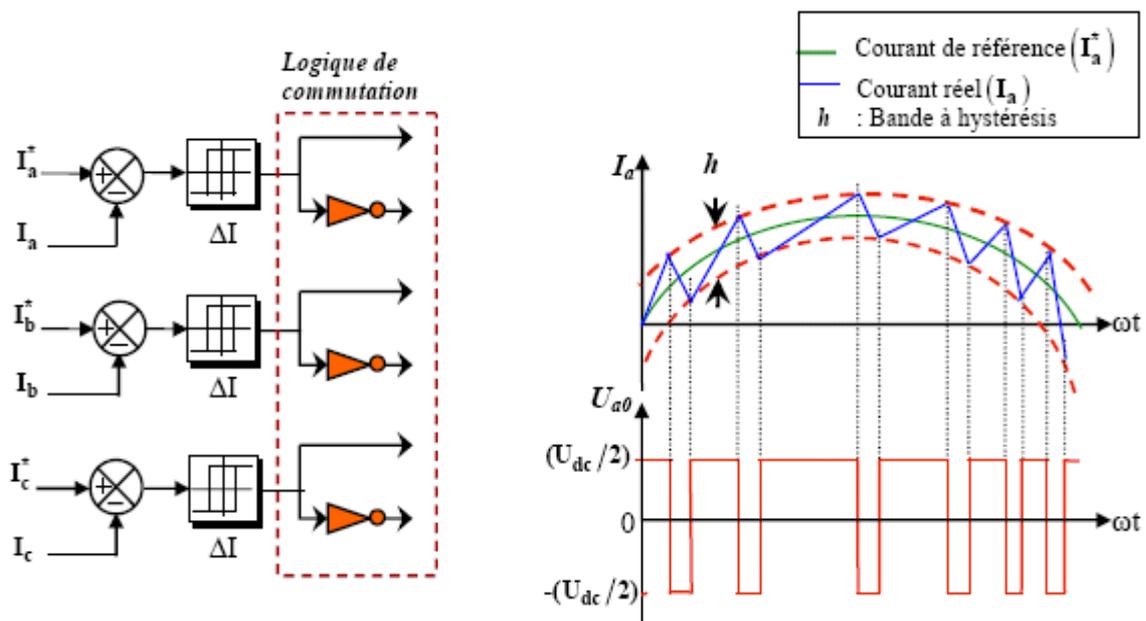


Figure (I-6): Commande par Hystérésis

Tels que :

\mathbf{I}_i ($i = a, b, c$) sont les courants des phases statoriques (I_a, I_b, I_c).

\mathbf{I}_i^* ($i = a, b, c$) sont les courants de références issus des circuits de commande des trois bras.

h : est la bande d'hystérésis, elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs contrôlés et à minimiser suffisamment les harmoniques de courant.

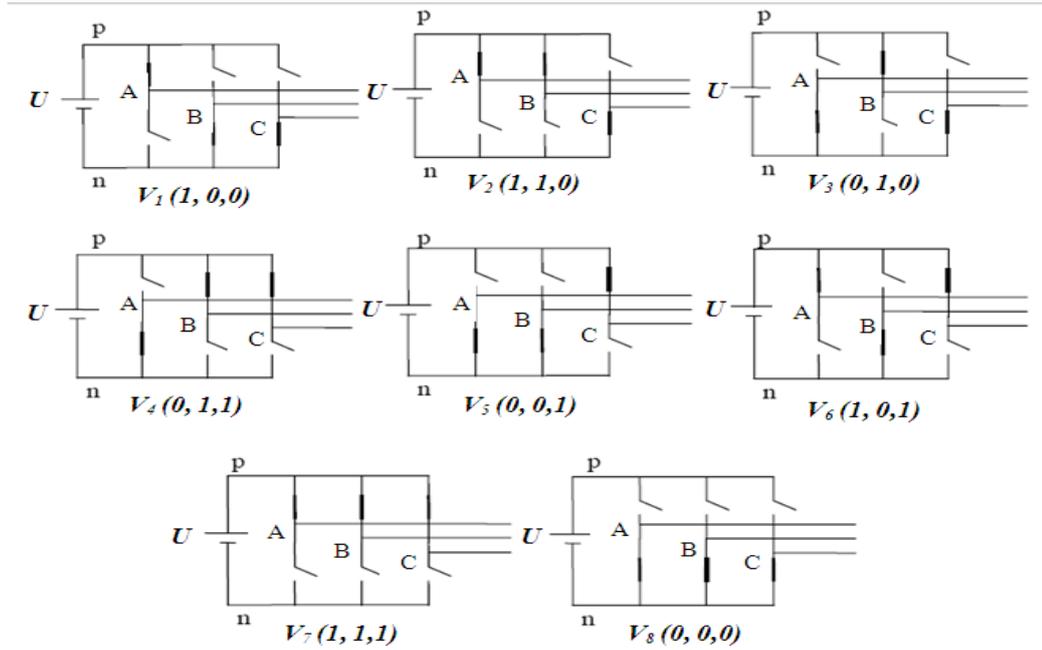


Figure (I-8) les huit états topologies de l'onduleur triphasé.

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma suivant figure (I-9) :

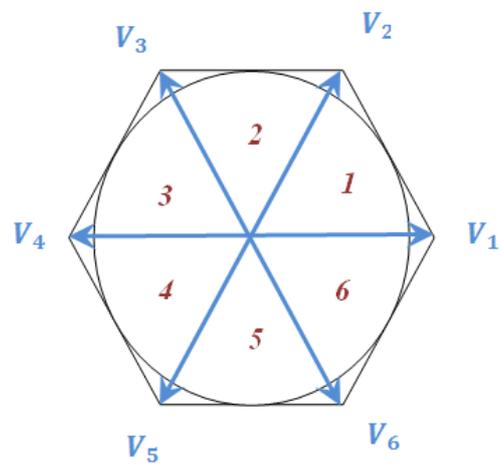


Figure (I-9) Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

Puisque chaque interrupteur a deux états (**ouvert** ou **fermé**), ce qui donne donc $2^3=8$ combinaisons possibles représentées par huit vecteurs :

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actif, la tension est appliquée aux bornes de la charge.
- Deux vecteurs de roues libres (8 et 7) inactif, pas de tension aux bornes de la charge.

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $(\pi/3)$ formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une **séquence** bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

I.5.2 Les vecteurs spatiaux de tension

La modulation des vecteurs spatiaux **SVM** pour un onduleur de tension est basée sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnelle (α, β) .

Considérant la **topologie 1** de la figure (I-8), qui est répétés dans la figure (I-10(a)) :

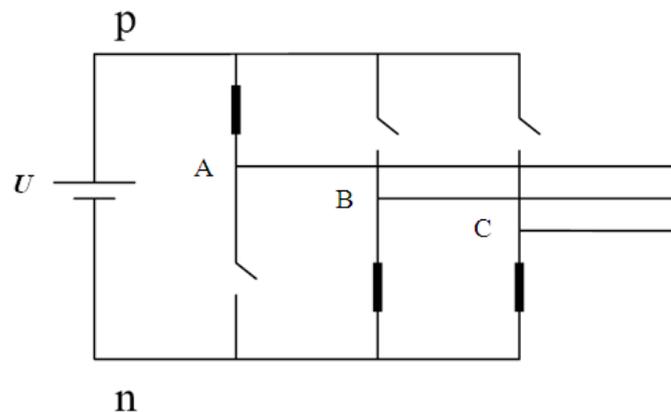


Figure (I-10(a)): Topologie 1 – V1(1,0,0) de l'onduleur triphasé.

Les tensions composées (U_{AB} , U_{BC} , U_{CA}) sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = U \\ U_{BC} = 0 \\ U_{CA} = -U \end{cases} \quad (III - 1)$$

Ces valeurs peuvent être représentés dans la plan (α, β) comme elles sont montrées dans la figure (I-10(b)), où les tensions (U_{AB}, U_{BC}, U_{CA}) sont les vecteurs des tensions composées décalées entre eux de 120° dans l'espace.

Le vecteur efficace de tension produit par cette topologie est représenté comme V_1 (pnn) dans la figure (I-10(b)). Ici le pnn de « notation » se rapporte aux trois bras des phases (a,b,c) étant relié à la **borne positive** de la source de tension continue (p) ou à la **borne négative** de la source de tension continue (n).

Ainsi le pnn indique que la phase (a) étant relié à la **borne positive** (p) et les phases $(b$ et $c)$ étant reliés à la **borne négative** (n).

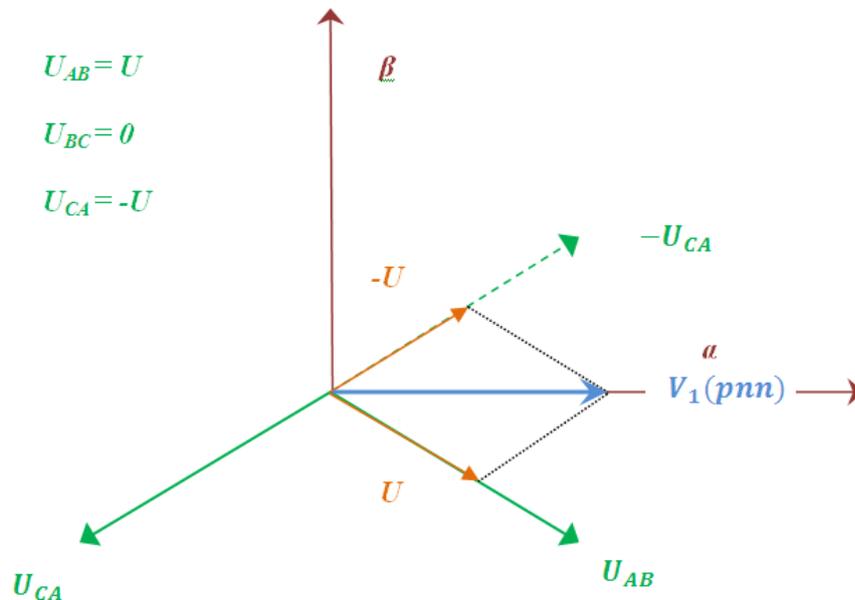


Figure (I-10(b)) Représentation de la topologie 1 dans le plan (α, β) .

La même méthode à suivre pour les autres topologies, les six vecteurs différents de zéro de tension (V_1 à V_6) sont représentés sur les positions montrées dans la figure (I-11-(a)).

Les têtes de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée dans la Fig. (I-11-(a))).

Nous définissons le secteur limité par deux vecteurs adjacents dans l'hexagone, comme **secteur**. Ainsi, il y a six secteurs numérotés de (1 à 6) ;

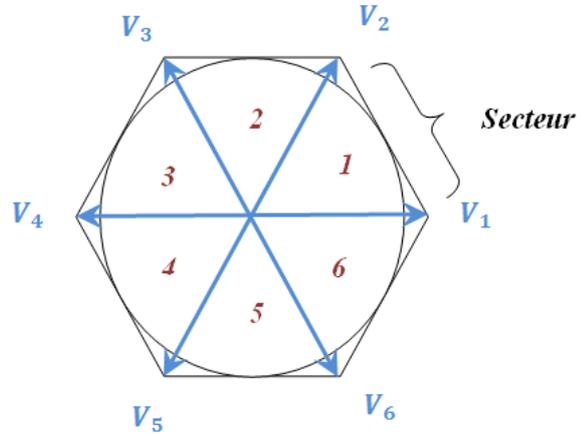


Figure (I-11-(a)) Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α, β) .

Considérant les deux dernières topologies de la figure (I-8) qui sont répétées dans la figure (I-11(b)).

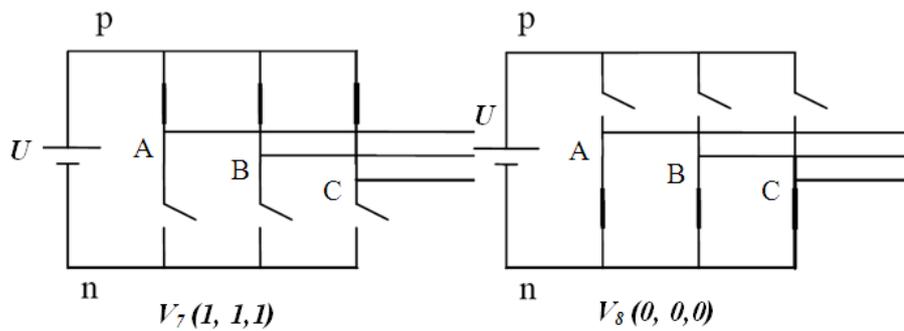


Figure (I-11-(b)): Les deux topologies de l'onduleur V_7 et V_8 .

Les vecteurs des tensions de sortie produit par ces topologie sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = 0 \\ U_{BC} = 0 \\ U_{CA} = 0 \end{cases} \quad (III - 2)$$

Ces vecteurs de tension sont représentés par des vecteur ayant des amplitudes nulles et par conséquent, ils sont désignés sous le nom des vecteurs de tension nulle ou des vecteurs à **roues libres**.

Ils sont positionnés à l'origine du plan (α, β) comme montré sur la figure (I-12).

Les vecteurs (V_1 à V_8) sont appelés les **vecteurs d'état de commutation**.

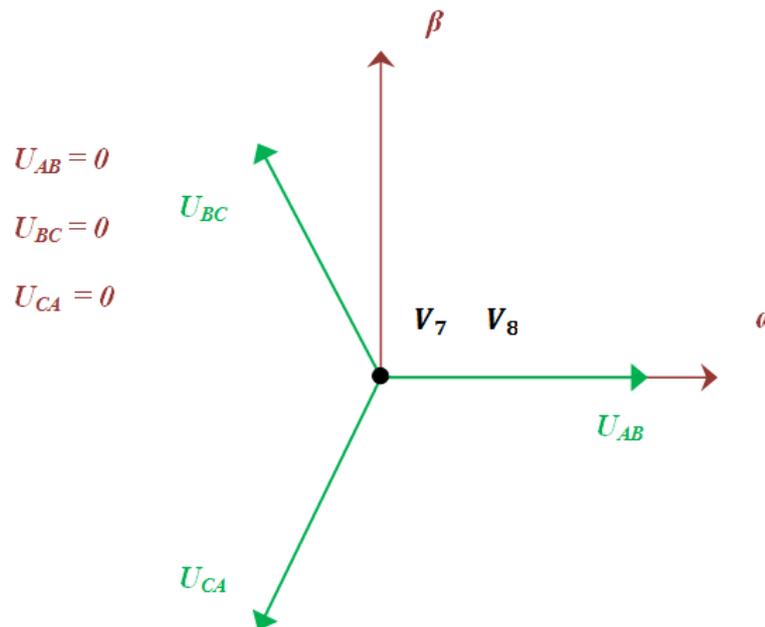


Figure (I-12) Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β) .

I.5.3 Modulation du vecteur spatial

Les trois tensions désirées à la sortie de l'onduleur sont représentées par un vecteur équivalent $V_{réf}$ tournant dans la direction antihoraire comme montré dans la figure (I-13(a)).

L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie figure (I-13(b)) et le temps que ce vecteur prend pour accomplir une rotation complète est identique au temps de la période de la tension fondamentale de sortie.

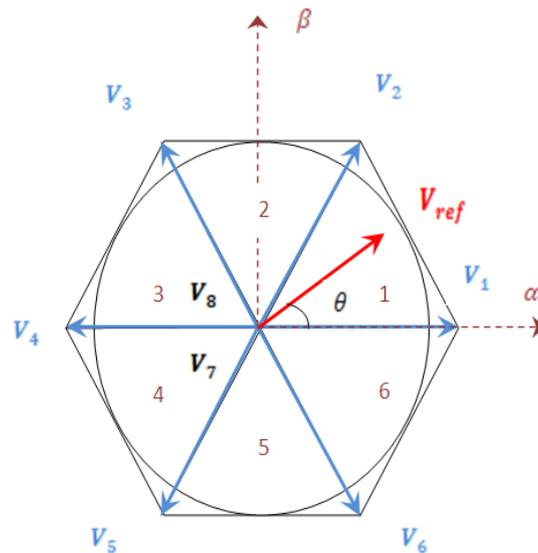


Figure (I-13(a)) Le vecteur de tension de sortie dans le plan (α, β) .

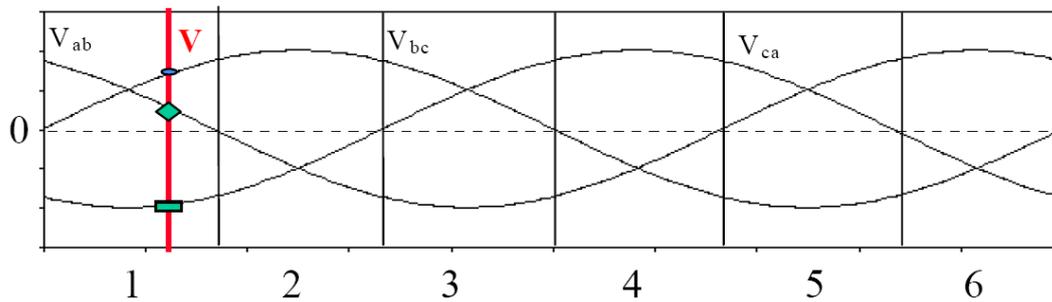


Figure (I-13(b)) L'amplitude de la tension de sortie.

Considérons la situation quand le vecteur de tension composé (tension entre phases) V_{ref} désiré à la sortie de l'onduleur est dans le **secteur 1** comme illustré dans la figure (I-14).

Ce vecteur, peut être synthétisé par la modulation de largeur d'impulsions (**PWM**) des deux vecteurs adjacents (**SSV**) V_1 (pnn) et V_2 (ppn) le temps d'utilisation de chacun étant respectivement T_1 et T_2 , et le vecteur nul (V_7 (nnn) ou V_8 (ppp)) ayant un temps d'utilisation T_0 :

$$T_1 \times V_1 + T_2 \times V_2 + T_0 \times V_0 = T_m \times V_{réf} \quad (III - 3)$$

Avec :

$$V_{réf} = V_\alpha + j V_\beta$$

Et

$$\frac{T_1}{T_m} + \frac{T_2}{T_m} + \frac{T_0}{T_m} = 1$$

Où :

$$T_1 + T_2 + T_0 = T_m \quad (III - 4)$$

θ : l'angle instantané du vecteur de référence.

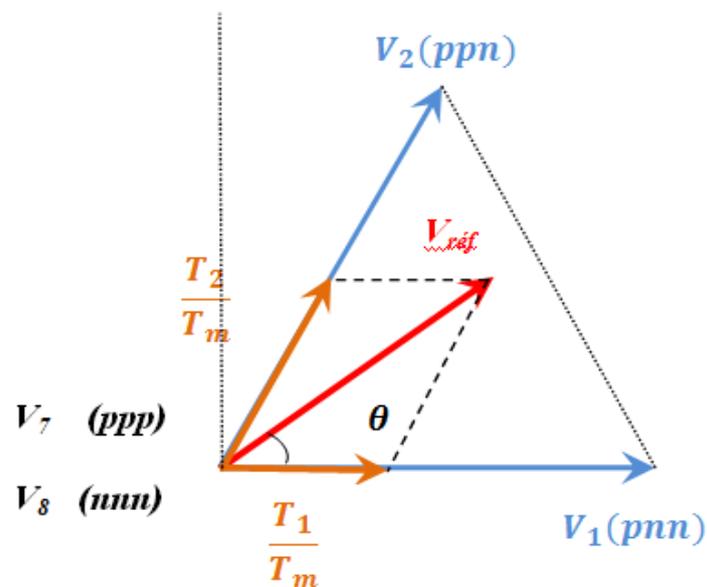


Figure (I-14) Projection du vecteur de tension dans le secteur n°1.

Les coefficients d'utilisation $\frac{T_1}{T_m}$, $\frac{T_2}{T_m}$, $\frac{T_0}{T_m}$, sont déterminés uniquement à partir de la figure (I-14), et les formules (III-3) et (III-4).

Les degrés de libertés que nous avons pour choisir un algorithme de modulation donné sont:

- Le choix du vecteur zéro : si nous voudrions employer V_7 (ppp) ou V_8 (nnn) ou tous les deux en même temps.
- Séquencement des vecteurs.

Quatre algorithmes de modulation de la **M.L.I Vectorielle (SV-PWM)** sont considérés, à savoir :

- La séquence alignée à droite (SVM1) (Right aligned sequence).
- La séquence symétrique (SVM2) (Symmetric Sequence).
- La séquence alternante de vecteur nul (SVM3) (alternating Zero Vector Sequence)
- La séquence non commuté de courant le plus élevé (SVM4) (highest Current Not-Switched Sequence).

I.5.4 Théorie de l'MLI Vectorielle

La Figure (I.15) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le MAS :

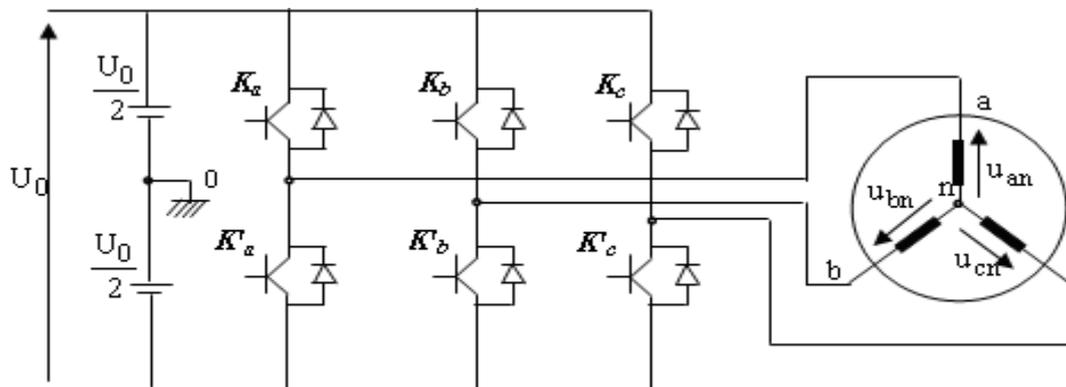


Figure (I-15) schéma Représentatif d'un onduleur de tension triphasé.

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.

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{III-7})$$

La substitution de (III-7) dans (III-6) aboutit à :

$$u_{no} = \frac{1}{3} \cdot (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{III-8})$$

En remplaçant (III-8) dans (III-6), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases}$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = U/3 \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (\text{III} - 8)$$

Par principe, cet onduleur a un fonctionnement discret. Il ne peut prendre que $2^3=8$ état. (Combinaison des trois grandeurs K_a, K_b, K_c).

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions .On utilise la **transformation de Concordia** pour transformer le vecteur de tensions triphasées (V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}) à un vecteur de tensions diphasées(V_α, V_β).

Le matrice de Concordia est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{III} - 9)$$

Cette matrice est normée, elle permet la conservation de puissance. Cependant, les amplitudes des tensions et des courants, dans le système (α, β) sont multipliées par un coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ donc, pour les déterminer dans le système réel, à partir du système (α, β) nous devons les diviser par ce coefficient.

I.5.4.1 principe de la M.L.I vectorielle

Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à reconstruire le vecteur de tension $V_{réf}$ pendant une période d'échantillonnage T_e par les vecteurs tension adjacents V_i, V_{i+1} , correspondants aux huit états possibles de l'onduleur .

A l'aide des expressions (III-8) et (III-9) on peut dresser le tableau de différents états de l'onduleur :

K_a	K_b	K_c	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_α	V_β	vecteur
0	0	0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	$V_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U$
1	1	0	$U/3$	$U/3$	$2U/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U$	0	$V_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}} \times U$
0	0	1	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_5 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U$	$V_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$V_7 = 0$

Tableau (III-1) Les différents états de l'onduleur.

A un instant donné, l'onduleur peut générer seulement huit tensions $V_i = (1, 2, \dots, 8)$ dans le plan de la transformée de Concordia (α, β) dont deux sont nulles V_0 et V_7 , et six ont le module $U \sqrt{\frac{2}{3}}$ et la direction $[\pi/3 (i-1)]$.

Ces vecteurs sont appelés **vecteurs d'espace** et sont donnés par la relation suivante :

$$V_i = U \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3}(i-1) \\ \sin \frac{\pi}{3}(i-1) \end{bmatrix}, i = 1, \dots, 6.$$

Deux vecteurs d'espace successifs V_i et V_{i+1} définissent le secteur i .

Par conséquent, Le fonctionnement de la M.L.I vectorielle se résume par une séquence de traitement :

- Détermination de $V_\alpha, V_\beta, V_{réf}$ et angle (θ) .
- Détermination du secteur « i » contenant le vecteur $V_{réf}$.
- Détermination des durées d'utilisation des interrupteurs T1, T2 et T0.
- Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur (K_a, K_b, K_c , et K_a', K_b' et K_c').

I-5-4-2 Détermination de $V_\alpha, V_\beta, V_{réf}$ et l'angle (θ) :

A partir de la figure (I-16), $V_\alpha, V_\beta, V_{réf}$ et angle (θ) peuvent être déterminés comme suit :

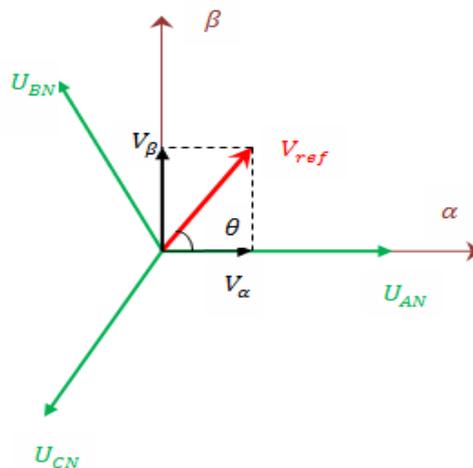


Figure (I-16): projection des vecteurs de tension V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} sur le plan (α, β).

Avec :

$$\begin{cases} V_{AN} = r \times \frac{U}{2} \times \cos(\theta) \\ V_{BN} = r \times \frac{U}{2} \times \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{CN} = r \times \frac{U}{2} \times \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Où :

r : est le coefficient de réglage.

$$V_{\alpha} = V_{AN} - V_{BN} \times \cos(60) - V_{CN} \times \cos(60)$$

$$= V_{AN} - \frac{1}{2} \times V_{BN} - \frac{1}{2} \times V_{CN}$$

$$V_{\beta} = 0 \times V_{AN} + V_{BN} \times \cos(30) - V_{CN} \times \cos(30)$$

$$= 0 \times V_{AN} - \frac{1}{2} \times V_{BN} - \frac{1}{2} \times V_{CN}$$

En respectant le transfert de puissance « **Transformation De Concordia** »,

On aura :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix}$$

$$V_{réf} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2}$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right) = \omega \cdot t = 2\pi f t$$

Où f : est la fréquence fondamentale.

Le vecteur de référence $V_{réf}$ est évalué sur la période de modulation T_m par la génération d'un vecteur moyen déterminé par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls. En utilisant les huit vecteurs disponibles (Tableau III-1)). La figure (III-13) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit :

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

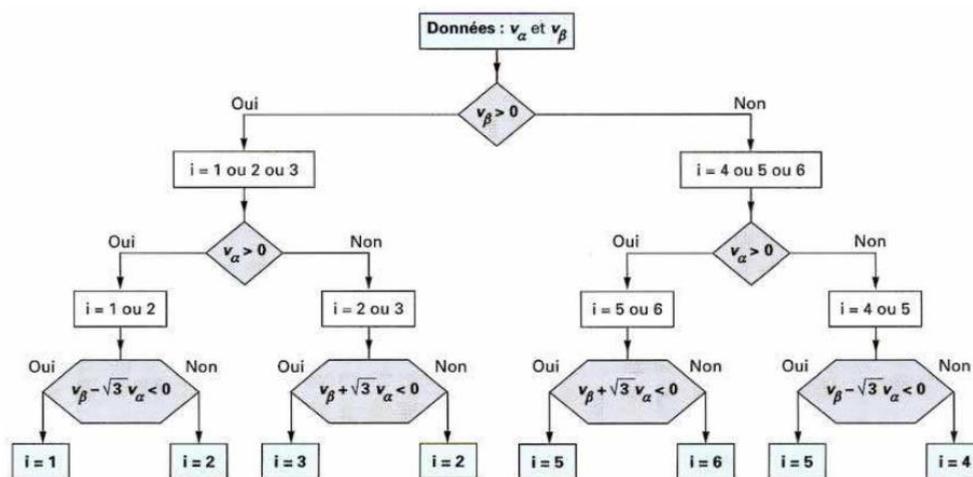
$$V_{réf} = \frac{T_1}{T_m} \times V_1 + \frac{T_2}{T_m} \times V_2 + \frac{T_0}{T_m} \times V_0$$

I-5-4-3 Détermination des secteurs

Il est intéressant d'écrire la tension $V_{réf}$ que l'on veut réaliser sous forme polaire, elle est de module V et d'angle polaire θ .

$$V_{réf} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = U \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}$$

L'algorithme pour déterminer i est décrit ci-dessous :



I-5-4-3 Détermination des instants T_1 et T_2

La Détermination des instants T_1 et T_2 sont données par une simple projection sur les axes α et β figure (I-17) :

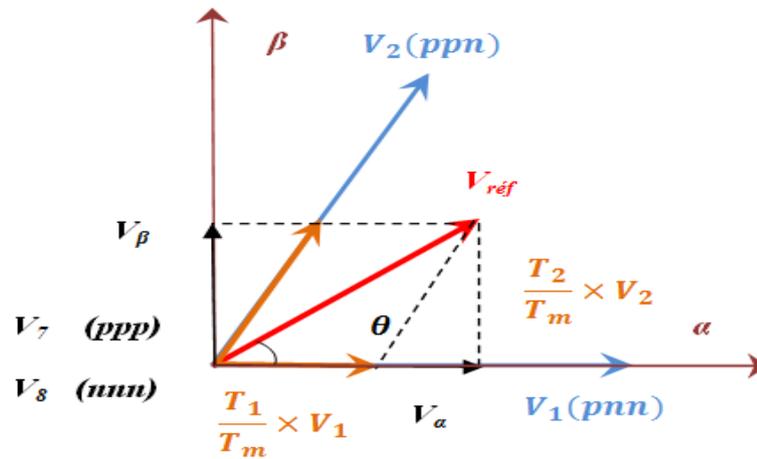


Figure (I-17) Production du vecteur de tension dans le secteur n°1

$$\int_0^{T_m} V_{réf} dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_m} V_0 dt$$

$$T_m \times V_{réf} = (T_1 \times V_1 + T_2 \times V_2) + T_0 \times (V_7 \text{ ou } V_8)$$

Où ($0 \leq \theta \leq 60^\circ$), donc $i=1$:

Alors :

$$T_1 = T_m \times \frac{|V_{réf}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} \times U} \times \frac{\sin(\pi/3 - \theta)}{\sin(\pi/3)}$$

$$T_2 = T_m \times \frac{|V_{réf}|}{\sqrt{\frac{2}{3}} \times U} \times \frac{\sin(\theta)}{\sin(\pi/3)}$$

Pour le reste de la période on applique le vecteur nul :

$$T_0 = T_m - (T_1 + T_2)$$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur.

I-5-4-4 Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur

Les impulsions durant une période d'échantillonnage T_m est présentée dans le chronogramme de la Fig. (III-13).

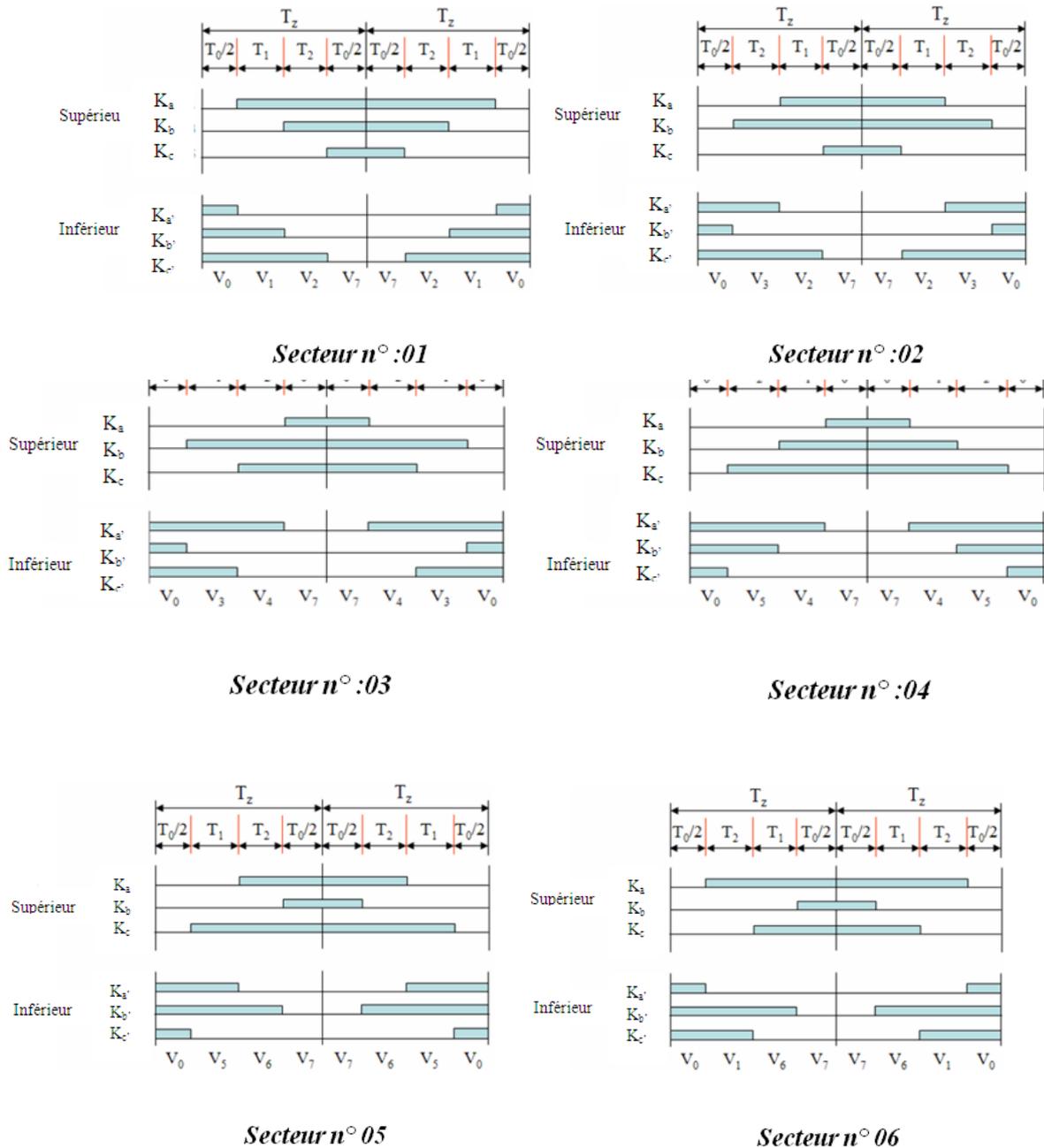


Figure (I-19) : Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.

Calcul du temps de commutation dans chaque secteur se fait comme suit :

Secteur	Commutateur supérieur (K_a, K_b et K_c)	Commutateur inférieur ($K_{a'}, K_{b'}$ et $K_{c'}$)
1	$K_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_c = T_2 + T_0/2$ $K_{b'} = T_0/2$	$K_b = T_0/2$ $K_{a'} = T_1 + T_0/2$ $K_{c'} = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$K_a = T_1 + T_0/2$ $K_c = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_{b'} = T_0/2$	$K_{a'} = T_0/2$ $K_{c'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_b = T_2 + T_0/2$
3	$K_a = T_0/2$ $K_c = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_{b'} = T_2 + T_0/2$	$K_{a'} = T_0/2$ $K_{c'} = T_1 + T_0/2$ $K_b = T_1 + T_2 + T_0/2$
4	$K_a = T_0/2$ $K_c = T_1 + T_0/2$ $K_{b'} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$K_{a'} = T_2 + T_0/2$ $K_{c'} = T_1 + T_0/2$ $K_b = T_1 + T_2 + T_0/2$
5	$K_a = T_2 + T_0/2$ $K_c = T_0/2$ $K_{b'} = T_1 + T_2 + T_0/2$	$K_{a'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_{c'} = T_0/2$ $K_b = T_1 + T_0/2$
6	$K_a = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_c = T_0/2$ $K_{b'} = T_1 + T_0/2$	$K_{a'} = T_1 + T_2 + T_0/2$ $K_{c'} = T_2 + T_0/2$ $K_b = T_0/2$

Tableau (III-2) Calcul du temps de commutation pour chaque secteur.

Chapitre III- Principes de Compensation des harmoniques

II.1 Harmoniques et inter harmoniques

Un harmonique est une composante sinusoïdale d'une onde périodique ou d'une quantité possédant une fréquence qui est multiple entier de fréquence fondamentale.

Les inter harmoniques sont superposés à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des inter harmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de contrôle-commande.

II.2 Décomposition d'un signal périodique

Un signal déformé se compose généralement de plusieurs harmoniques. Les courbes de la figure (figure (II.1)) nous montrent la décomposition d'un signal périodique en série de Fourier.

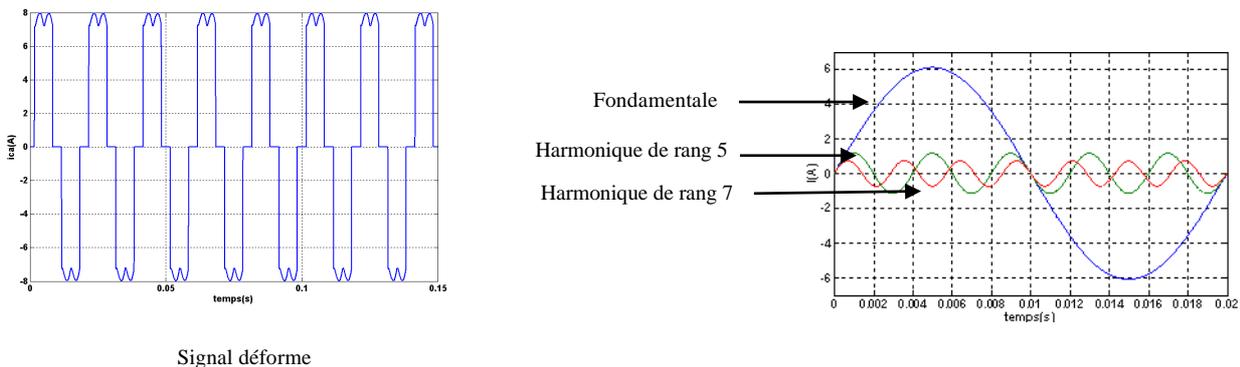


Fig (II.1) : Décomposition d'un signal périodique

II.3 Origines des harmoniques

L'augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique du réseau électrique est une conséquence de la prolifération des convertisseurs statiques. En effet, ces convertisseurs sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques. Ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peuvent entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

II.4 Grandeurs caractéristiques

II.4.1 Grandeur harmonique

C'est l'une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental [5].

II.4.2 Rang de l'harmonique

C'est le rapport de sa fréquence f_n à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz) :

$$n = f_n / f_1 \quad (\text{I.1})$$

Par principe, le fondamental f_1 a le rang un [5].

II.4.3 Série de Fourier

Ceci revient à dire que : « tout signaux, périodique de période $T=1/f$, peut se décomposer en une somme infinie de termes sinus et cosinus de fréquences multiples de f ». Mathématiquement, cela s'écrit :

$$s(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (\text{I.2})$$

la valeur a_0 représente la valeur moyenne de $s(t)$.

On calcule les coefficients a_n et b_n avec les formules suivantes :

$$a_n = \left(\frac{2}{T}\right) \cdot \int f(t) \cdot \cos(n\omega t) dt \quad \text{et} \quad b_n = \left(\frac{2}{T}\right) \cdot \int f(t) \cdot \sin(n\omega t) dt \quad (\text{I.3})$$

De plus, il existe quelques pré-requis qui permettent de ne pas faire de calculs inutiles :

- si la fonction est symétrique par glissement , la valeur a_0 est nulle
- si la fonction est paire, les coefficients b_n sont nuls.
- si la fonction est impaire, les coefficients a_n sont nuls.
- si la fonction possède une symétrie sur ses deux demi-périodes, les termes d'indice pairs sont nuls .

II.4.4 Valeur efficace d'une grandeur alternative

Il y a identité entre l'expression usuelle de cette valeur efficace calculée à partir de l'évolution temporelle de la grandeur alternative ($y(t)$) et l'expression calculée à partir de son contenu harmonique :

$$Y_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T Y^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2} \quad (I.4)$$

Notons qu'en présence d'harmoniques, les appareils de mesure doivent avoir une bande passante élevée (> 1 kHz).[10]

II.4.5 Taux de distorsion

Le taux de distorsion est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative .

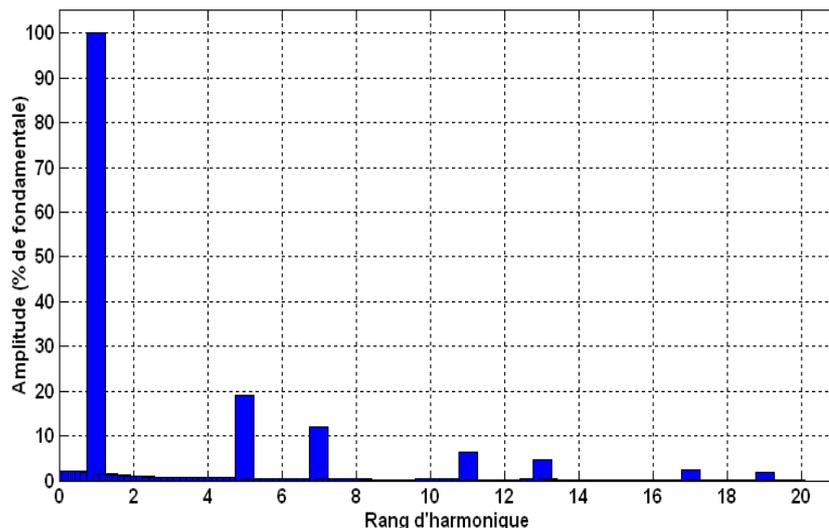
$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n Y_n^2}}{Y_1} \times 100 \quad (I.5)$$

Y_1 : La valeur efficace de la composante fondamentale (du courant ou de la tension)

Y_n : Les valeurs exactes des différentes composantes harmoniques (du courant ou de la tension).

II.4.6 Spectre d'harmonique (de fréquence)

C'est la représentation de l'amplitude des harmoniques en fonction de leur rang, la valeur des harmoniques étant généralement exprimée en pourcentage du fondamental par un histogramme (figure (I.2)) [10].



Fig(II.2) : Le spectre des harmoniques du courant de charge polluante.

II.4.7 Charges linéaires et non linéaires

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

- Les récepteurs linéaires (ou charges linéaires),
- Les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).

Une charge est dite linéaire si, alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal. Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés. Les charges linéaires couramment utilisées sont constituées de résistances, de capacités et d'inductances.

Une charge est dite non-linéaire si l'on alimente une charge non linéaire par une tension sinusoïdale, le courant circulant dans cette charge n'est plus sinusoïdal. Ce courant peut être décomposé en une composante fondamentale et des harmoniques.

II.5 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques, qui se propagent dans les réseaux électriques, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par les mêmes réseaux. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types [12] :

- ✘ Les effets instantanés
- ✘ Les effets à terme

II.5.1 Effets instantanés

Ils apparaissent immédiatement dans certains appareillages :

- ❖ Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques: en présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils, dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électrique peuvent être affectés.
- ❖ Trouble fonctionnel des micro-ordinateurs: les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires, des moteurs d'entraînement de disque.
- ❖ Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électriques : certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesures et des erreurs de lecteur supplémentaires en présence des harmoniques.
- ❖ Vibrations et bruits: les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques.

II.5.2 Effets à terme.

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet le plus important est de nature thermique, Il se traduit par un échauffement Il conduit a une fatigue prématurée du matériel des lignes et amènent a un déclassement des équipements :

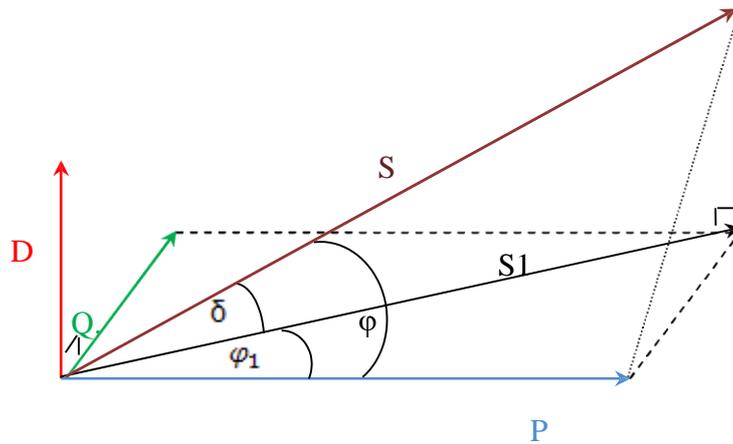
- ❖ Echauffement des câbles et des équipement: ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures)ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être , le siège du au sur échauffements du neutre et les éléments bobinées (transformateurs ,moteurect).
- ❖ Echauffement des condensateurs : l'échauffement est causé par les pertes due au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique, les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques .Ces échauffements peuvent conduire au claquage.
- ❖ Echauffements des pertes supplémentaires des machines et des transformateurs : Echauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétisants) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans les circuits magnétiques.

II.6 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance FP

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par rapport entre la puissance P et puissance apparente S.

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties active P, réactive Q et déformante D, cette dernière est la puissance provoquée par les courants harmoniques, tel que $I=I_f+I_h$.



Fig(II.3) : Diagramme de Fresnel des puissances

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties comme le montre l'équation suivante:

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (\text{I.6})$$

Où Q : la puissance réactive associée au courant fondamental.

D : la puissance déformante due aux harmoniques du courant.

$$\text{Où } P = 3 \cdot U \cdot I_1 \cos(\varphi_1) \quad (\text{I.7})$$

φ_1 : représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension .

$$Q = 3 \cdot U \cdot I_1 \cdot \sin(\varphi_1) \quad (\text{I.8})$$

$$\text{Et, } D = 3 \cdot U \cdot I_1 \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2} \quad (\text{I.9})$$

Finalement le facteur de puissance F_p est donné par l'expression[9]:

$$F_p = \frac{P}{S} = F_{dis} \cdot \cos(\varphi_1) = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.10})$$

Où F_{dis} représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît.

II.7 Les solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation.[12].

II.7.1 Transformateur à couplage spécial

Il s'agit de limiter la circulation des courants harmoniques à une partie aussi petite que possible de l'installation à l'aide de transformateurs à couplage approprié. L'utilisation d'un transformateur d'isolement, de rapport 1/1 à couplage triangle-étoile ou triangle zigzag, empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et leurs multiples circulant dans le neutre, ce procédé n'a aucun effet sur les autres rangs harmoniques.

II.7.2 Pont dodécaphasé

La structure dodécaphasé présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle hexaphasée. Cependant, le nombre de semi-conducteurs utilisés et le transformateur à deux enroulements au secondaire rendent cette solution onéreuse.

Un convertisseur composé de (m_C) convertisseur triphasé élémentaire à indice de pulsation p , sera à indice de pulsation n tel que $n = m_C.p$, si les convertisseurs élémentaires sont alimentés par des tensions dont les déphasages sont en progression arithmétique de $\frac{2.\pi}{m_C.p}$.

La figure (I.4) illustre un exemple pour $p = 6$ (pont de graëtz) et $m_C = 2$, soit un convertisseur à indice de pulsation égale à 12. Ce convertisseur appelé dodécaphasé, est le plus utilisé (cas des puissances importantes) dans la mesure où le déphasage de $\pi/6$ est facilement obtenu par un couplage étoile-triangle et étoile-étoile d'un transformateur à double enroulement au secondaire.

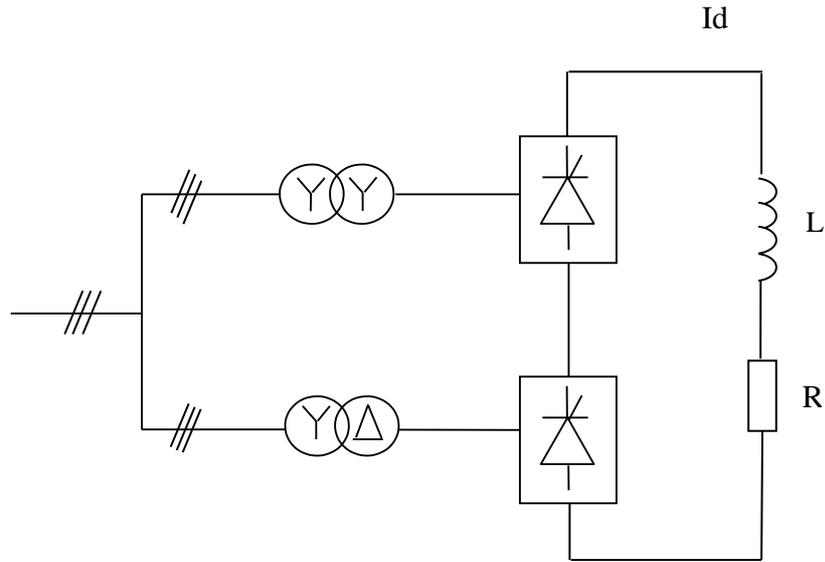


Fig (II.4) : Structure du pont dodécaphasé

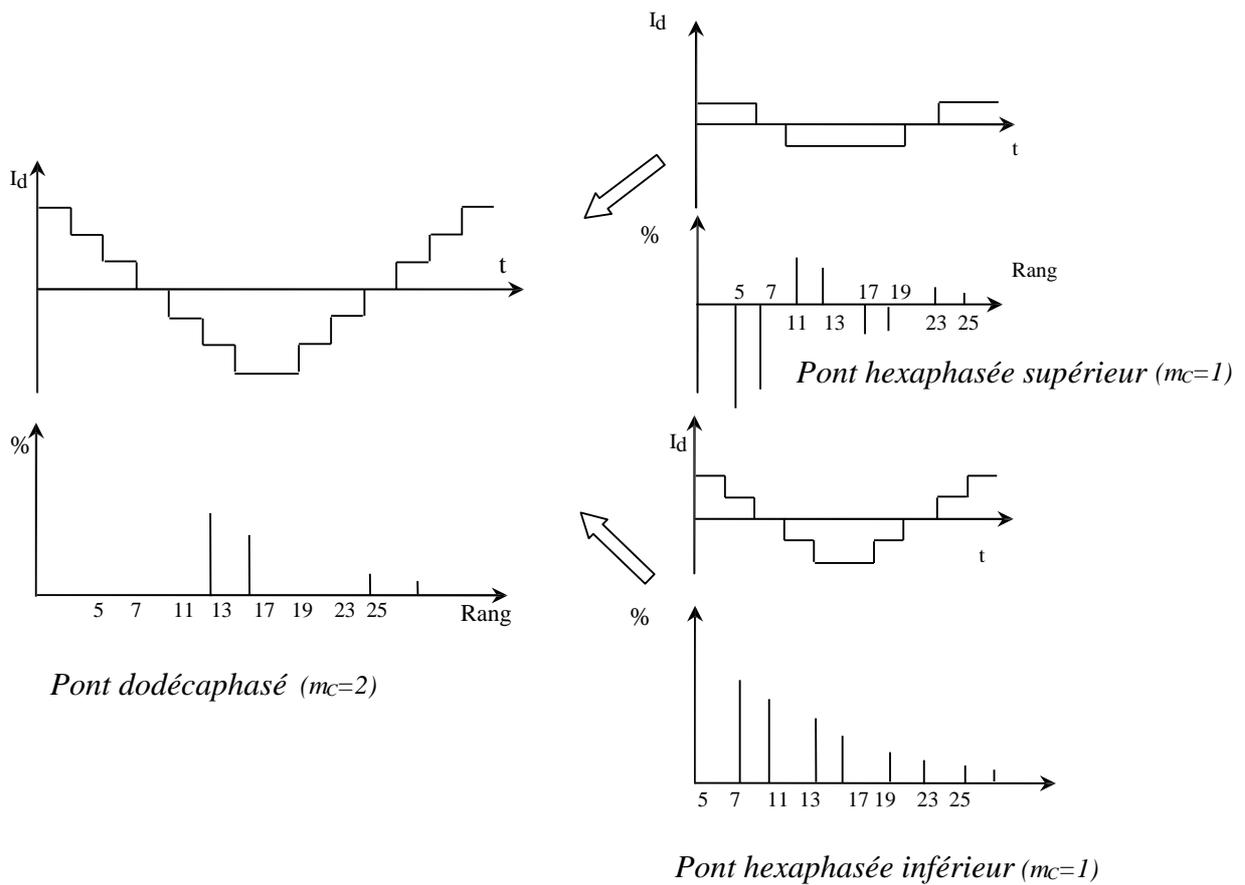


Fig (II.5) : Forme des courants et rang des harmoniques

Cette solution provoque un encombrement lors de la commande ce qui limite son utilisation.

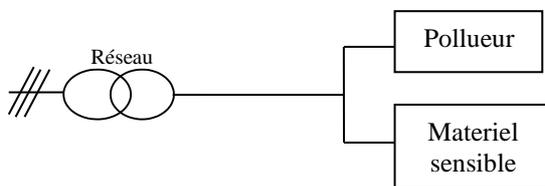
II.7.3 Surdimensionnement des installations électriques

Cette stratégie consiste à surdimensionner les équipements du réseau de telle sorte à supporter les surtensions produites par les harmoniques [7].

II.7.4 Agir sur la structure de l'installation

Il faut éviter de connecter un récepteur sensible en parallèle avec un pollueur (figure (I.6)). Une alimentation par câble distinct est préférable [10].

a) Solution à éviter



b) Solution à préconiser

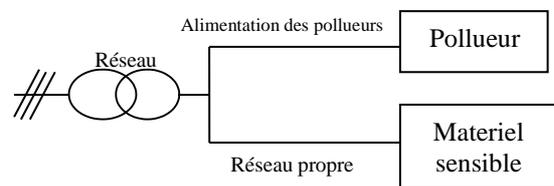


Fig (II.6) : Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

I.7.5 Utilisation une inductances (selfs) série

Cette solution, utilisée pour les entraînements à vitesse réglable (variateurs de vitesse) et les redresseurs triphasés, consiste à introduire une inductance série en amont d'une charge non linéaire. La self a cependant efficacité limitée. Il faut en installer une par charge non linéaire. La distorsion en courant est divisée approximativement par deux.

II.7.6 Filtres passifs d'harmoniques

Le principe est de « piéger » les courants harmoniques dans des circuits LC, accordés sur les rangs d'harmoniques à filtrer, donc il se comporte comme un court-circuit pour l'harmonique considéré. Un filtre comprend donc une série de « gradins » qui correspondent tous à un rang d'harmonique. Les rangs 5 et 7 sont les plus couramment filtrés. On peut installer un filtre pour une charge ou pour un ensemble de charges.

Sa conception nécessite une étude approfondie du réseau électrique et un travail de conception de bureau d'étude. Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source d'énergie [10].

Cette solution est la plus simple et la moins chère mais sans doute, elle n'est pas la plus efficace. L'efficacité de ces filtres se trouve dégradée par la présence de certains facteurs :

- ❖ Insuffisante habilité à couvrir une large bande de fréquence qui nécessite l'installation de plusieurs filtres.
- ❖ Naissance de résonances séries et parallèles avec le réseau qui conduit à l'amplification de tout harmonique à fréquence voisine de celle de la résonance.
- ❖ La forte dépendance de l'impédance et de la fréquence du réseau.
- ❖ Equipements volumineux [9].

II.7.6.1 Filtre résonant

Il est constitué par la mise en série d'une inductance, d'une résistance, et d'un condensateur la figure (I.7.a).

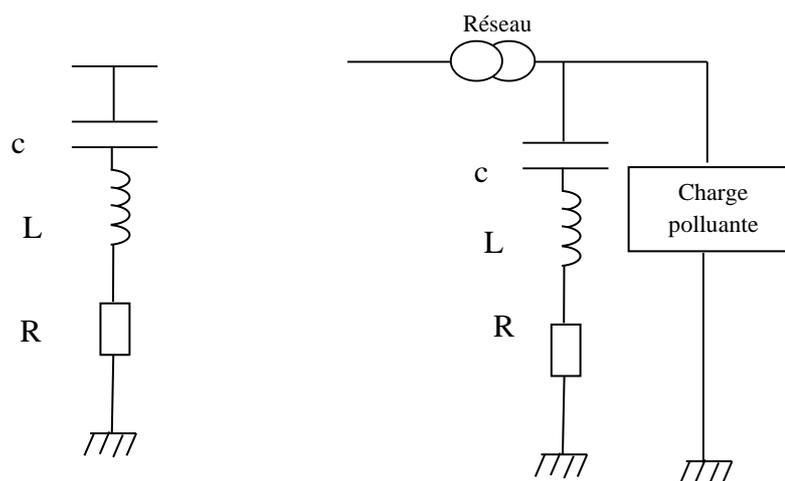


Fig (I.7.a) : Structure du filtre résonant

Ce type de filtre est caractérisé par l'emplacement de trois filtres, deux pour les harmoniques d'ordre inférieurs et un filtre pour les harmoniques d'ordre supérieurs, c'est-à-dire pour un pont triphasé nous avons besoin d'un filtre passe bas pour le cinquième et l'autre pour le septième harmonique et d'un filtre passe haut pour tous les harmoniques au-delà de 11^{ème} [14].

II .7.6.2 Filtre amorti

La figure (I.7.b) montre le montage de ce type de filtre, ainsi que son impédance en fonction de la fréquence. En plus de difficulté de dimensionnement des filtres et à coût global donné, ce type n'est efficace que si le rang d'harmonique à éliminer est suffisamment élevé (à partir de $h=13$) [10].

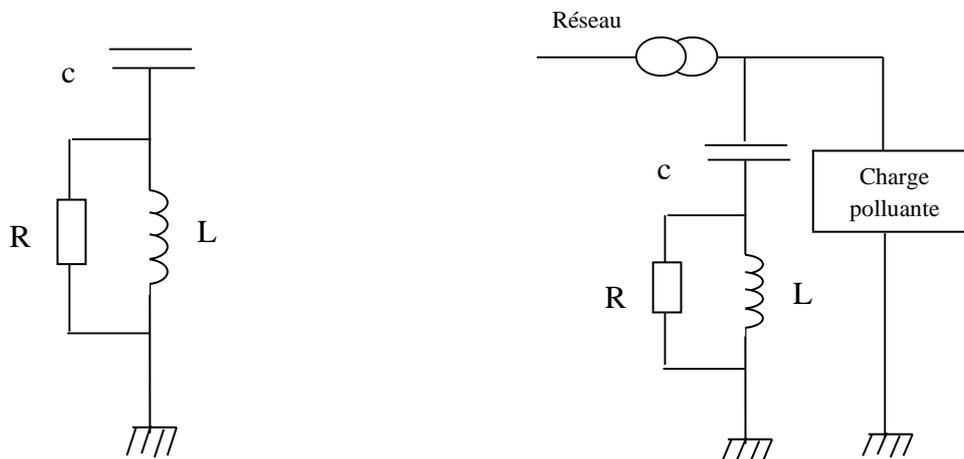


Fig (I.7.b) :Structure du filtre amorti

II.8 Solutions modernes de dépollution

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs et les redresseurs MLI sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques.

En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [6].

II.8.1 Filtrage actif

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent pas plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. En effet, les méthodes dites "classiques" de filtrage ou de dépollution des réseaux électriques présentent un certain nombre d'inconvénient. Le plus important d'entre eux est sans doute le fait d'être sensible aux évolutions de l'environnement. Ils voient leur efficacité baisser avec les variations des perturbations (variation des fréquences et des amplitudes des harmoniques).

La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveau composant à commutation forcée, comme les transistors bipolaires, les thyristors GTO et les transistors IGBT qui ont permis de réaliser de nouvelles structures qui permettent le contrôle de la forme d'onde de la phase du courant d'entrée. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques. Ainsi le filtrage actif tend à annuler les courants harmoniques en injectant dans la source perturbatrice des courants harmoniques d'amplitudes identiques, mais en opposition de phase à l'aide d'un pont onduleur. A cet effet, une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant à fournir.

Nous citerons configurations possibles des filtres actifs

- ✘ Le filtre actif parallèle (FAP) : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive;
- ✘ Le filtre actif série (FAS): conçu pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension;
- ✘ La combinaison parallèle série actif : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

II.8.1.1 Filtre actif parallèle

Il est appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution figure (I.8). Il est habituellement commandé comme un générateur de courant. Son principe est d'injecter dans le réseau électrique des courants harmoniques I_{inj} égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau I_s soit sinusoïdale et en phase avec la tension simple correspondante. Ainsi, il empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Par conséquent, Il améliore le taux de distorsion en courant et en tension [13].

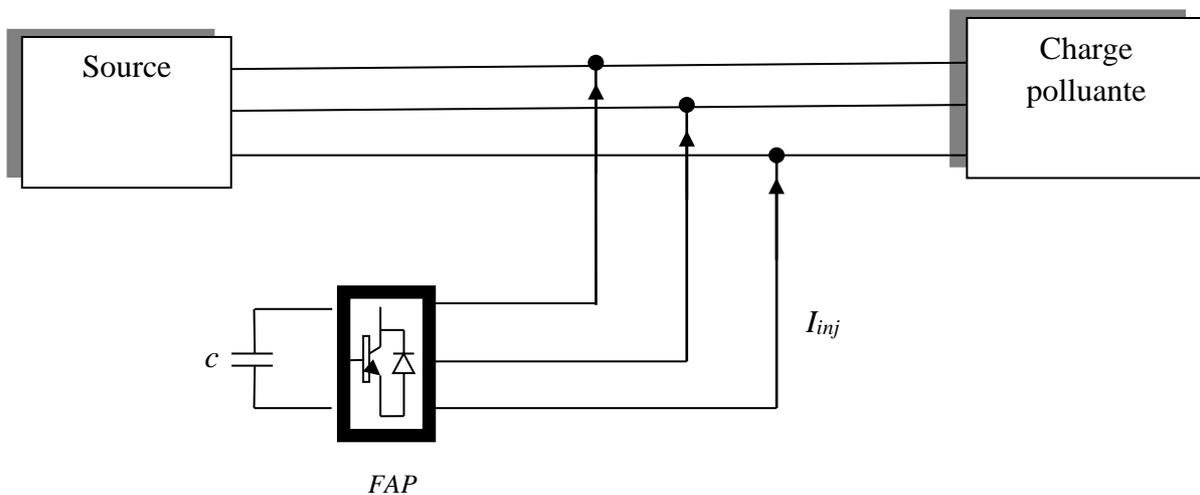
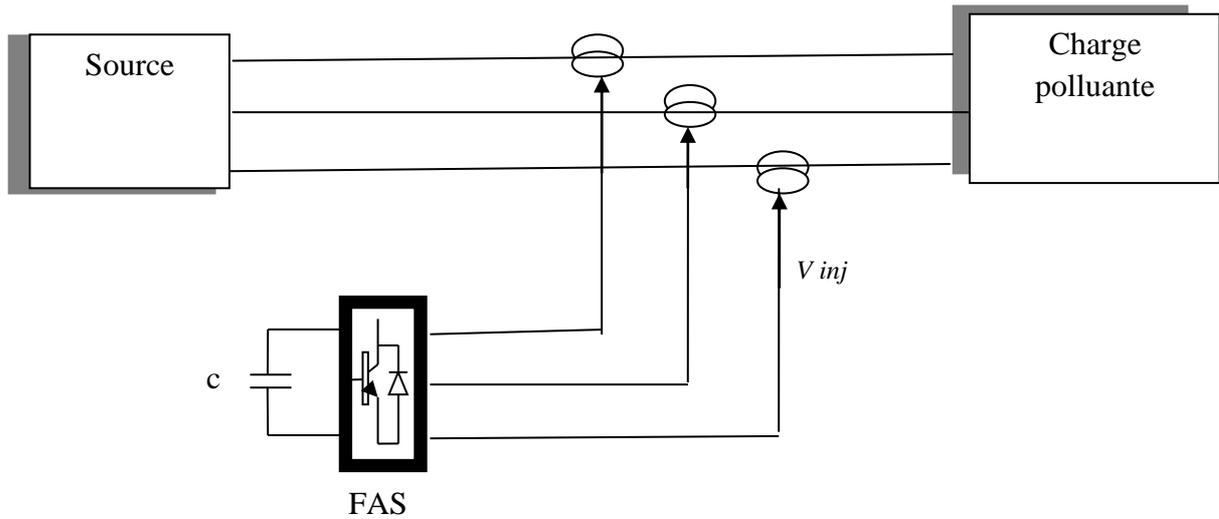


Fig (I .8) : Montage d'un filtre actif parallèle

II.8.1.2 Filtre actif série

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau le montré la figure (I.9). Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale.

Il est destiné à protéger les installations qui sont sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibrés) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre, elle ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge.

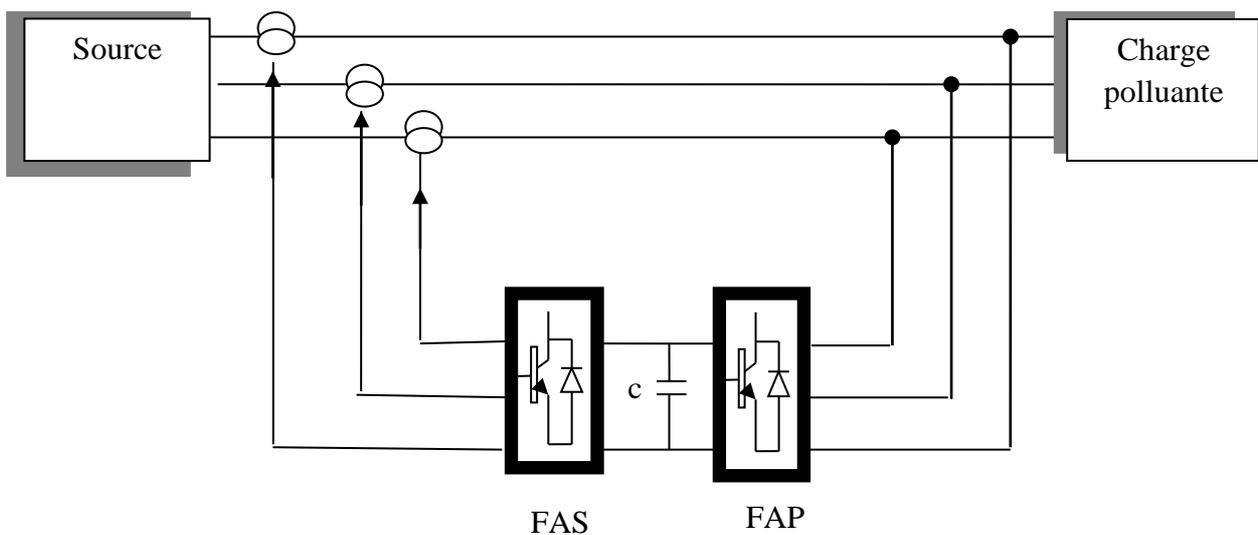


Fig(I.9) :Montage du filtre actif en série

II.8.1.3 Combinaison parallèle série actif

C'est une solution de compensation universelle basée sur le fonctionnement simultané des filtres actifs parallèle et série figure (I.10). Donc, elle possède les avantages cumulés des filtres actifs parallèles et série. Cette nouvelle topologie est appelée combinaison parallèle série actif ou en anglais *Unified Power Quality Conditioner(UPQC)*.

Un filtre actif série placé en amont du filtre actif parallèle, comme il est montré ci-dessous, permet de dépolluer la source des tensions perturbatrices; or s'il est placé en aval, il permet d'isoler la charge de la source perturbée [6], [9].



Fig(I.10) : Combinaison parallèle –série actif (UPQC)

II.8.1.4 Filtrage hybride

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature [15], les plus étudiées étant:

- *Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.*
- *Le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles.*
- *Le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.*

II.8.2 Les redresseurs MLI

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants à commutation forcée tels que les IGBT ou les thyristors GTO. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives.

On distingue deux structures, la structure courant et la structure tension. Elles sont développées dans les paragraphes ci-après.

II.8.2.1 Redresseur de tension

Son schéma de principe est présenté sur la figure (I.11). Les composants de puissance disponibles (IGBT, GTO) étant unidirectionnels en courant, le courant I_d le sera également. La réversibilité en puissance s'effectue par l'inversion de la tension redressée U_d . Le contrôle de la puissance réactive est obtenu par action sur la phase du courant réseau par rapport à la tension [16].

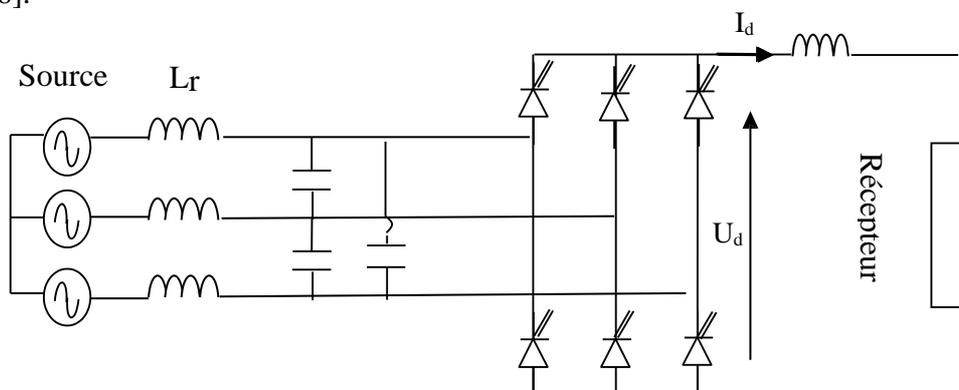


Fig (I.11) : Redresseur de tension

II.8.2.2 Redresseur de courant

La tension U_d étant unidirectionnelle, la réversibilité de la puissance active est assurée par le courant I_d , qui est bidirectionnel. Le contrôle de la puissance réactive est réalisé par action indirecte sur la phase du fondamental de courant du réseau.

Les inductances L_r servent dans la figure (I.12) à découpler le convertisseur de réseau car les deux réseaux alternatifs et continus sont tous deux sources de tension. [10].

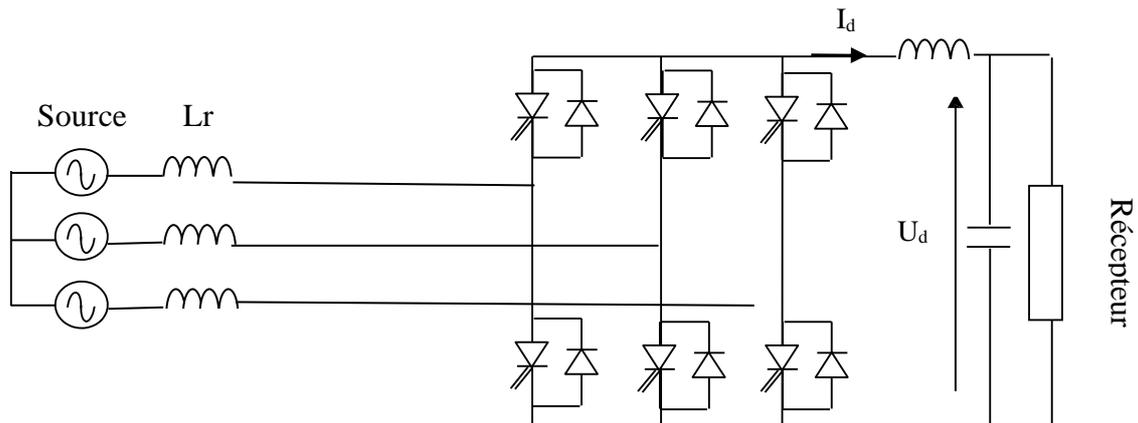


Fig (I.12) : Redresseur de courant

II.1 Introduction

Avec le développement de l'électronique de puissance et des composants à semi-conducteurs, les onduleurs multi niveaux représente un domaine de recherche important, ce dernier liée également à des tensions plus élevées. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant une meilleure définition, c'est-à-dire présentent un contenu harmonique réduit. Il existe plusieurs topologies de la conversion multiniveaux. La première topologie a été initialement proposée par A.Nabac en 1981 pour la génération de plusieurs niveaux de tension.

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs supplémentaires alimenté chacun par une source de tension continue distincte.

Le travail présenté dans ce chapitre porte en premier lieu sur l'étude détaillé de l'onduleur de tension à trois et cinq niveaux de type NPC, sa structure et son principe de fonctionnement [1].

II.2 Onduleur à trois niveaux type NPC

II.2.1 Structure

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté par un bras sur la figure II.1. Le bus continu d'entrée est composé de deux sources continues en série (E_1 et E_2), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut E ; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux sources qui possèdent alors une tension ($E/2$) à leurs bornes. Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (K_1, K_2, K_3 et K_4 .. pour le bras a) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle [2].

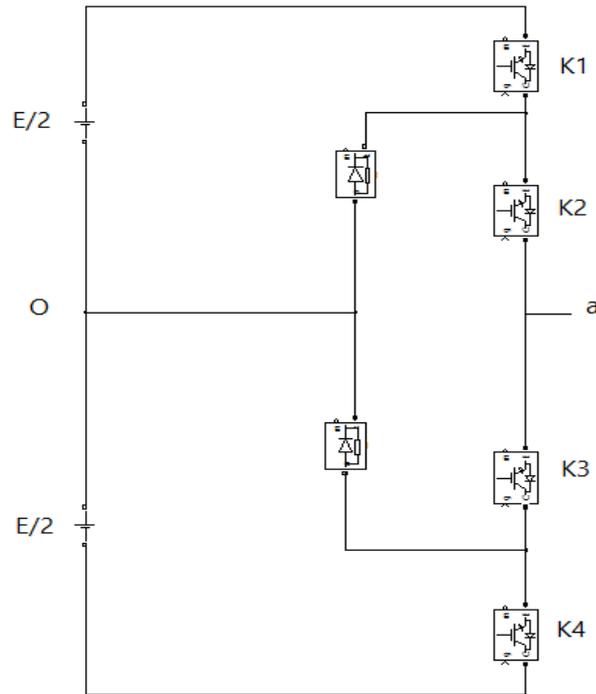


Figure II.1 Bras d'un onduleur NPC a 3 niveaux

II.2.2 Principe de fonctionnement

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, voir figure II.1. L'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre les tensions pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions. Et en particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnent:

- Séquences 1 : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs K1, K2 sont passants et K3, K4, sont bloqués .et la tension de sortie est $V_{ao} = + E/2$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs K3, K4 vaut $V_{k3}=V_{k4}=+E/2$.

- Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire

Les interrupteurs K2, K3 sont passants et K1, K4 sont bloqués, dans ce cas le point a est relié directement au point 0 à travers l'une des diodes de maintien. Et la tension de sortie

V_{ao} est donc nulle, $V_{ao} = 0$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs K1, K4 vaut $V_{K1} = V_{K4} = + E/2$

- Séquences 3 : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs K1, K2 sont bloqués et K3, K4 sont passants. Et la tension de sortie V_{ao} est: $V_{ao} = - E/2$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs K1, K2 vaut: $V_{K1} = V_{K2} = + E/2$

Le schéma du circuit électrique de l'onduleur trois niveaux triphasé alimente une charge résistif montée en étoile est présente sur la figure II.3.

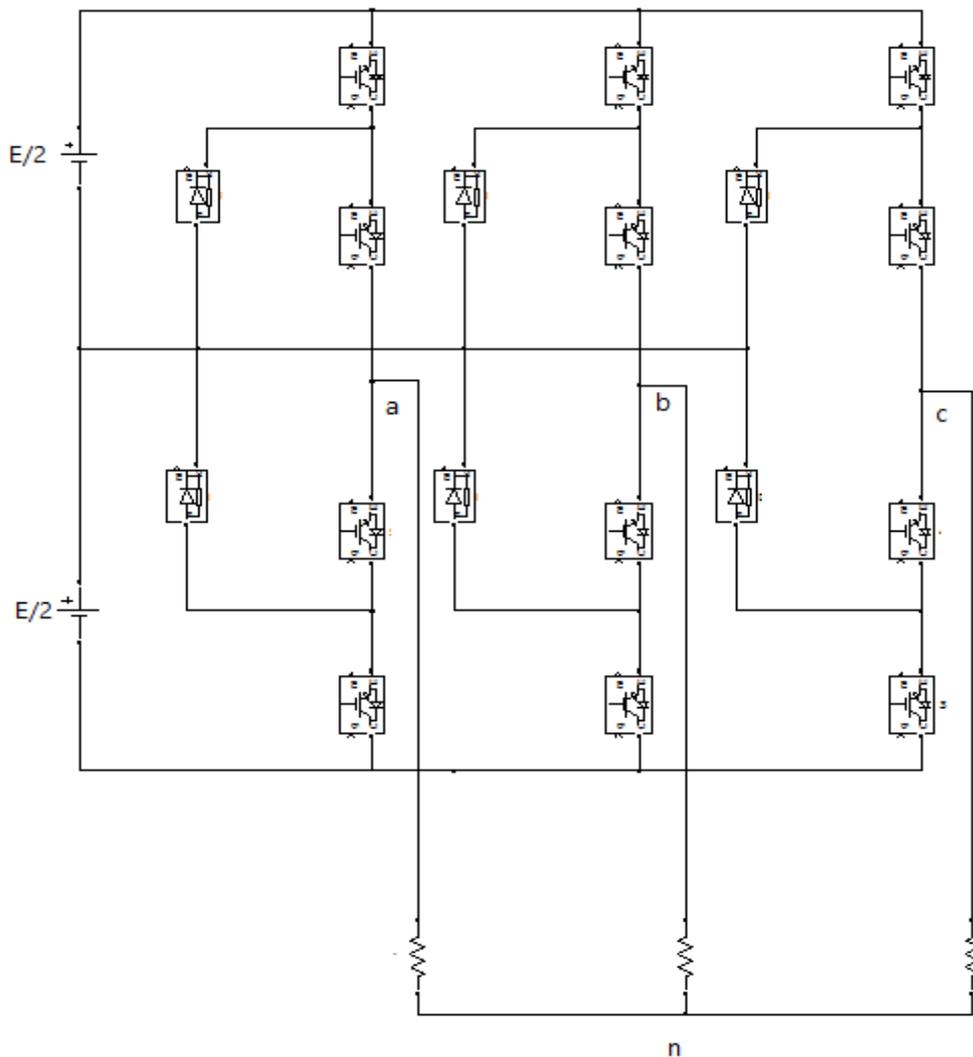


Figure II.2 Schéma triphasé d'un onduleur NPC a trois niveaux

Les 3 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau II.1.

K1	K2	K3	K4	Vao
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

Tableau II.1 : Etats possibles de l'onduleur NPC a 3 niveaux

Les signaux de commande de transistor utilise dans l'onduleur sont présente sur la figure II.4. On note que les transistors ont un temps de fonctionnement réduit que celui d'un onduleur classique. La tension entre la phase a de la charge et le point milieu de la source (V_{ao}) a trois niveaux ($E/2$, 0, $-E/2$) comme montre la figure II.5. La figure II.6 illustre la tension simple de sortie V_{an} .

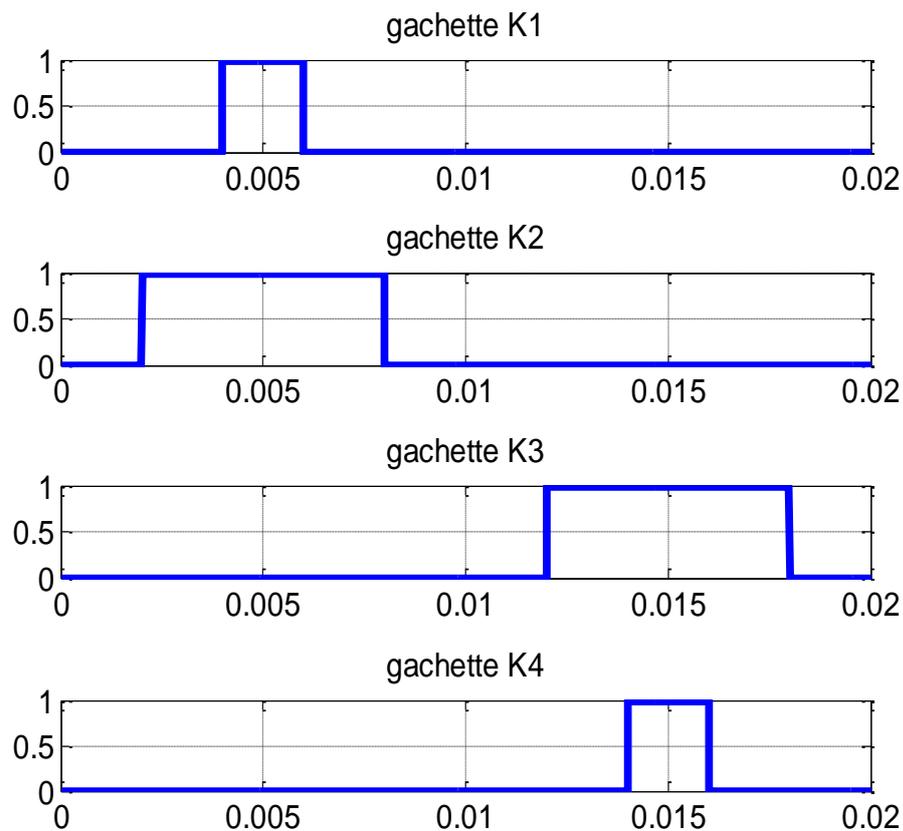


Figure II.3 Signaux de commande des transistors d'un bras d'onduleur type NPC à trois niveaux

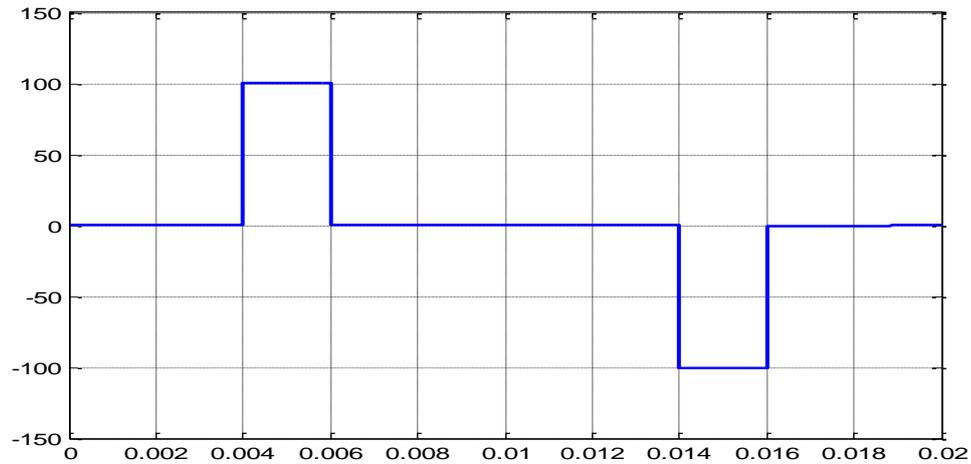


Figure II.4 Tension V_{ao} d'un onduleur type NPC à trois niveaux

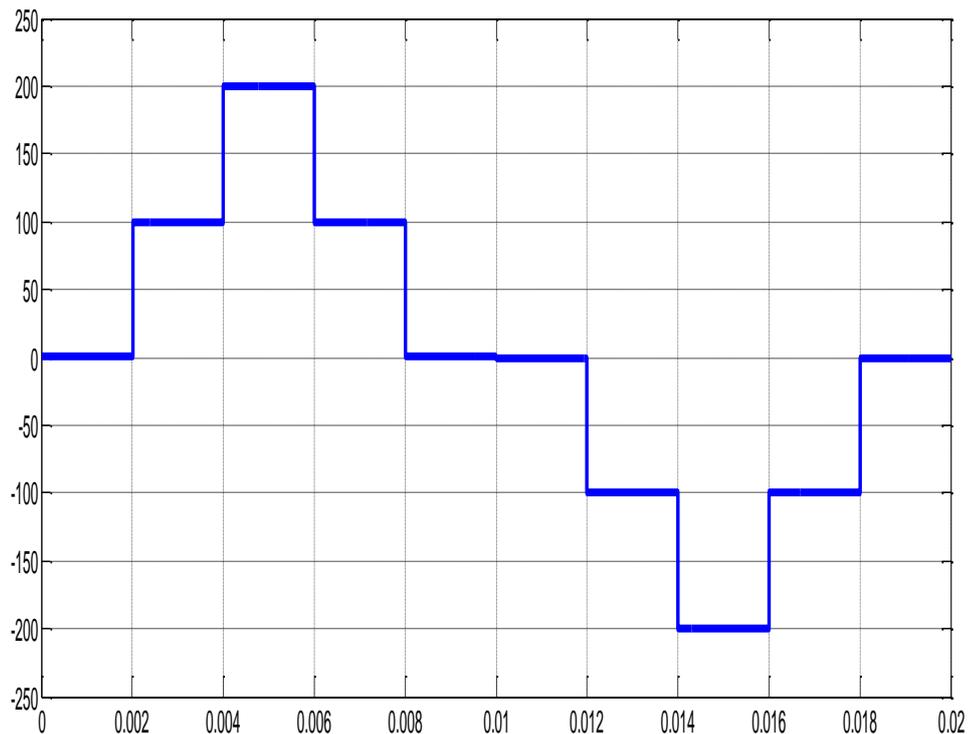


Figure II.5 Tension simple V_{an} d'un onduleur type NPC à trois niveaux

Nous remarquons que le temps de conduction de chaque interrupteur est réduit par rapport à celui des interrupteurs d'un convertisseur classique à deux niveaux, chaque interrupteur bloque une tension de $E/2$ dans le cas NPC à trois niveaux au lieu de E pour l'onduleur classique deux niveaux. A chaque changement de niveau de tension, on a deux interrupteurs qui commutent.

II.3 Onduleur à cinq niveaux de type NPC

II.3.1 Structure

Chaque phase de l'onduleur triphasé NPC à cinq niveaux de tensions est Composée de huit interrupteurs commandés qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant (il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle) et de six diodes de maintien connectées tout au long du bus continu. L'onduleur est alimenté par quatre sources continues (E_1, E_2, E_3, E_4) de valeurs égales $E/4$. La structure d'un bras d'un onduleur NPC à cinq niveaux de tensions est présentée sur la figure II.7.

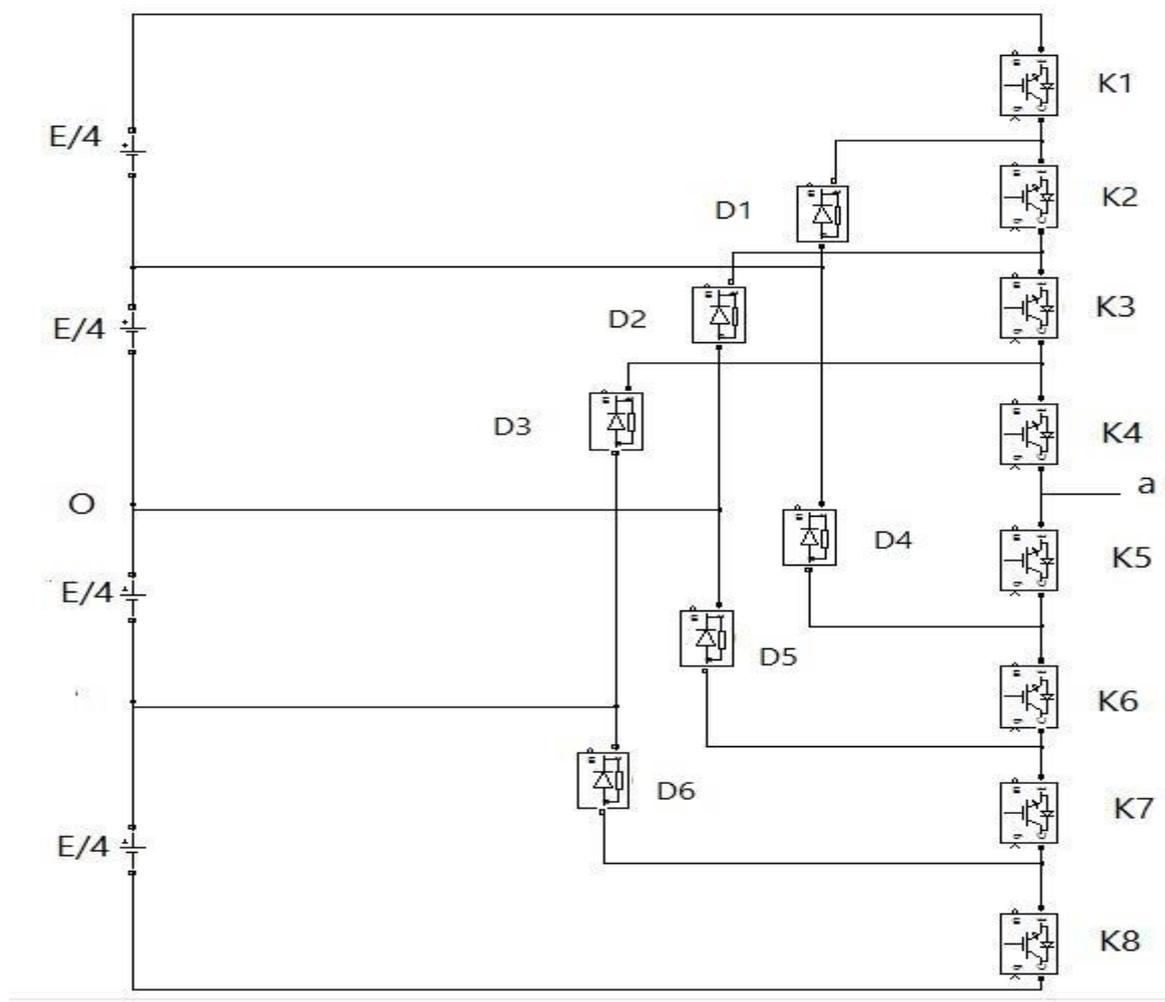


Figure II.6 Schéma d'un bras d'onduleur NPC a cinq niveaux

II.3.2. Principe de fonctionnement

Nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de cinq niveaux, figure II.7. L'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre les tensions pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs [5]. Dans ce cas, nous avons cinq séquences de fonctionnement possible :

- Séquence 1: K1, K2, K3 et K4 sont passants et K5, K6, K7 et K8 sont bloqués :
Alors, le point a est reliée directement à la borne positive du premier étage de tension $E/4$ et le point 0 est relié à la borne négative du deuxième étage de tension $E/4$ ce qui implique que la tension de sortie vaut: $V_{ao} = + E/2$
- Séquence 2 : K2, K3, K4 et K5 sont passants et K6, K7, K8 et K1 sont bloqués, la tension de sortie est: $V_{ao} = +E/4$
- Séquence 3: K3, K4, K5 et K6 sont passants et K7, K8, K1 et K2, sont bloqués, la tension de sortie est $V_{ao} = 0$
- Séquence 4: K4, K5, K6 et K7 sont passants et K8, K1, K2 et K3 sont bloqués, la tension de sortie est $V_{ao} = -E/4$
- Séquence 5: K5, K6, K7 et K8 sont passants et K1, K2, K3 et K4, sont bloqués, la tension de sortie est $V_{ao} = -E/2$

Le schéma du circuit électrique de l'onduleur multiniveaux triphasé alimente une charge résistif montée en étoile est présente sur la figure II.8.

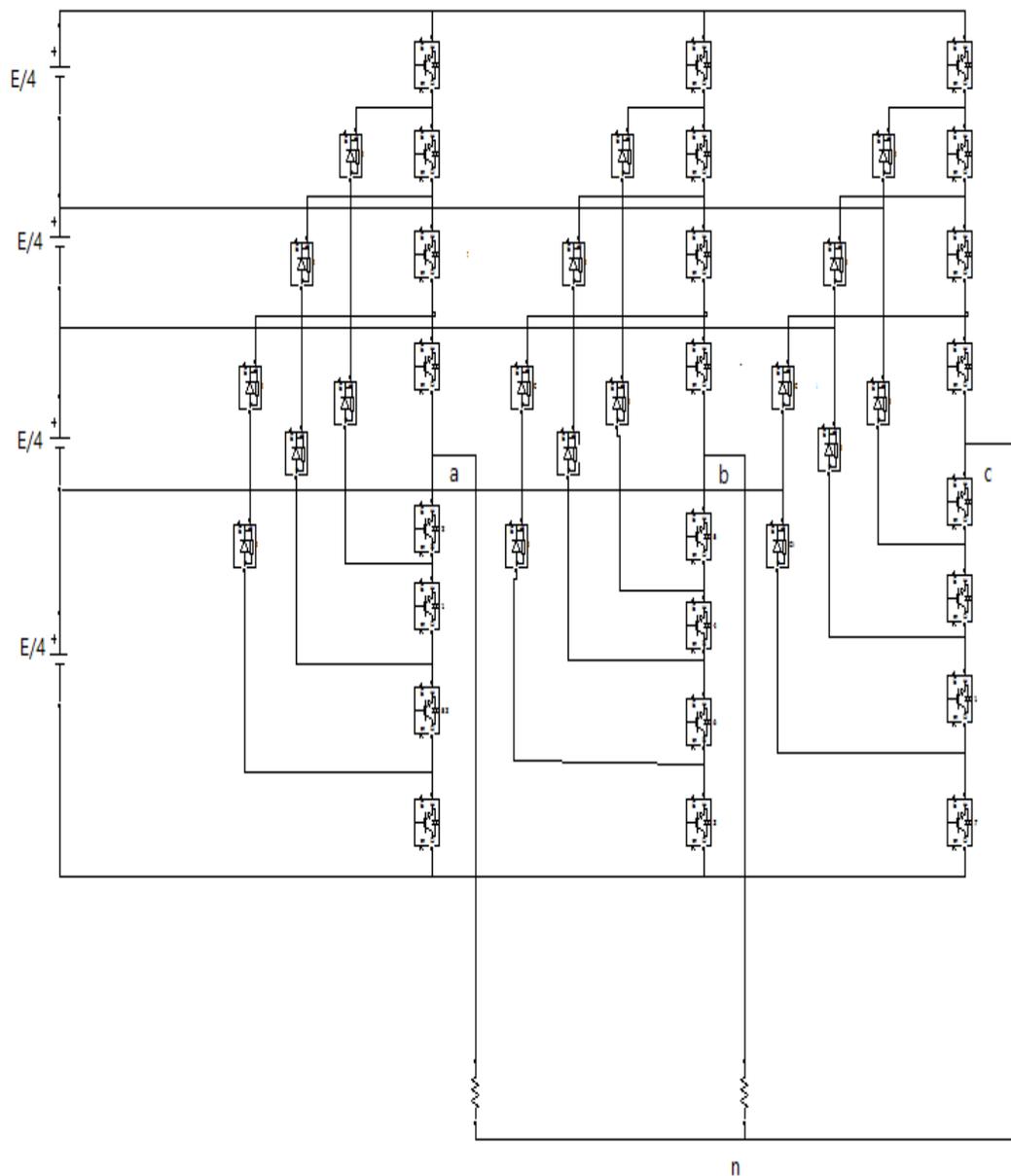


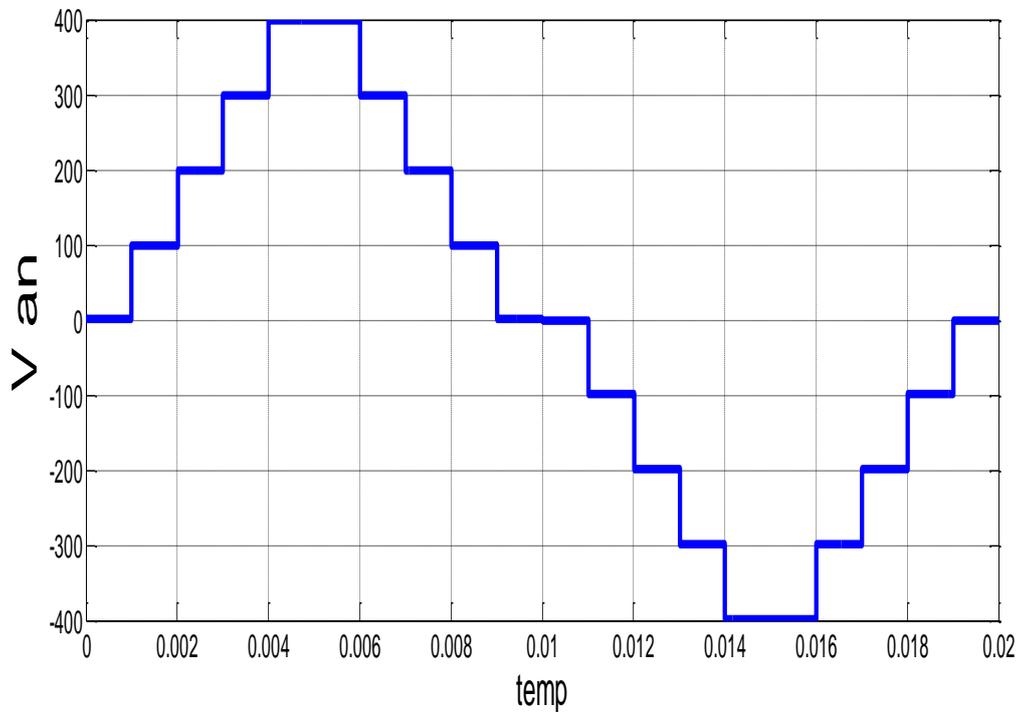
Figure II.7 Schéma triphasé d'un onduleur NPC a cinq niveaux

Les différents états des interrupteurs commandés sont regroupés dans le tableau II.2

K1	K2	K3	K4	K5	K6	K7	K8	V _{ao}
1	1	1	1	0	0	0	0	E/2
0	1	1	1	1	0	0	0	E/4
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	-E/4
0	0	0	0	1	1	1	1	-E/2

Tableau II.2 Etats de la commande des interrupteurs.

Les signaux de commande de chaque interrupteur de l'onduleur cinq niveaux sont illustrés sur la figure II.11. Les tensions V_{an} et V_{ao} sont présentées respectivement sur les figures II.9 et II.10.

Figure II.8 Forme de tension V_{an} d'un onduleur type NPC à cinq niveaux

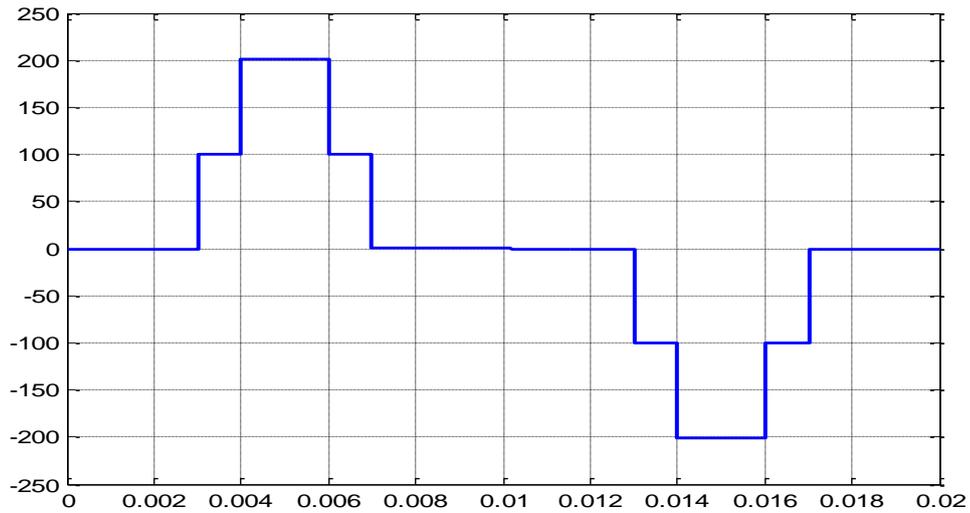


Figure II.9 Forme de tension V_{ao} d'un onduleur type NPC à cinq niveaux

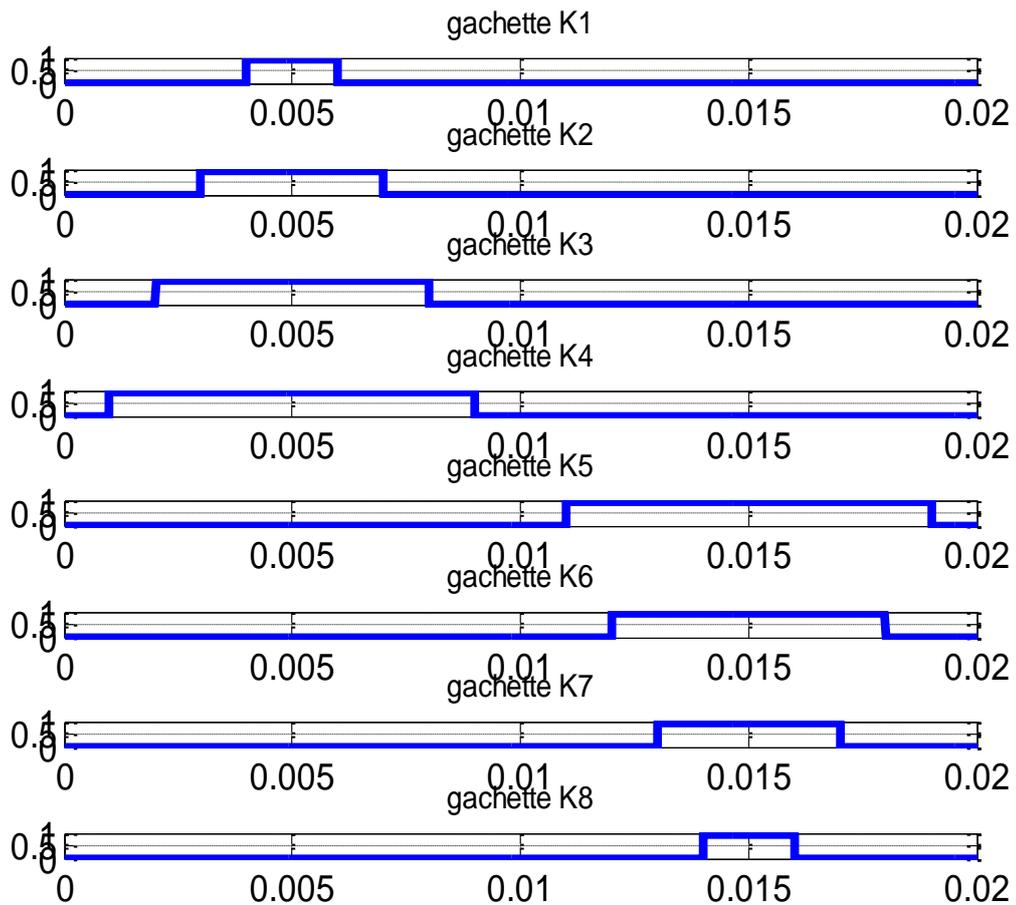


Figure II.10 Formes d'ondes d'un bras d'onduleur type NPC à cinq niveaux

II.4. Généralisation de la structure NPC à N niveaux de tension

II.4.1. Structure :

En se basant sur l'étude faite sur les onduleurs de tension de type NPC à trois et à cinq niveaux, on peut étendre notre étude à des convertisseurs à N niveaux de tensions de type NPC. La figure II.12 montre un schéma possible de brancher d'onduleur NPC constitué de N étages. Les condensateurs C_i à C_n permettent de diviser la tension d'entrée, les interrupteurs K_1 à K_n font circuler les courants entrant avec les diodes D_1 à D_n ... L'ensemble forme ainsi une cellule de commutation. Pour un onduleur à N niveaux, le nombre des éléments constituant sa topologie, notamment les condensateurs C, les interrupteurs K (par phases) et les diodes de bouclage ou de maintien D (par phase) sont régis par les relations suivantes:

$$C = N - 1$$

$$K = 2(N - 1)$$

$$D = 2(N - 2)$$

II.4.2. Principe de fonctionnement:

Pour un convertisseur NPC à N niveaux de tension, nous avons N-1 interrupteurs commandés complémentaires par phases, voir la figure II.12. Et nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions comme le montre le tableau II.3.

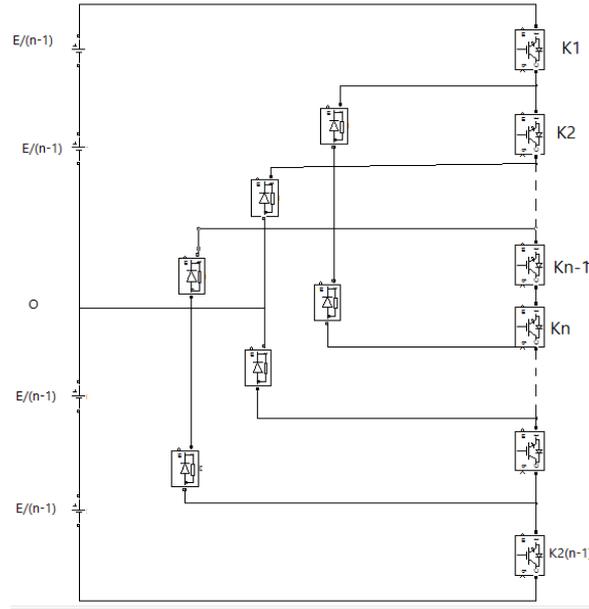


Figure II.11 Bras d'onduleur NPC a N niveaux de tension

K1	K2	..	$K(N+1)/2$..	$K(N-1)$	KN	..	$K3(N-1)/2$..	$K2N-3$	$K2(N-1)$	Vao
1		1	0	0	$-\frac{E}{2}$
0	1	1	0	0	$\frac{N-3}{2(N-1)}E$
.	0										
												$\frac{E}{N-1}$
		0	1	1	0	0	0
			0	1					1	0	0	$-\frac{E}{N-1}$
											
0	...	0			1	1	0	$-\frac{N-3}{2(N-1)}$
0			0	1	1	$-\frac{E}{2}$

Tableau II.3 Etats des interrupteurs commandés

La m ème séquence de fonctionnement correspondra à l'état où, les interrupteurs K_m jusqu'à K_{n+m-2} sont fermés et les autres interrupteurs ouverts.

II.5 Conclusion

On note que plus le nombre de niveaux augmente, la tension de sortie en forme d'escalier possède de paliers. Ceci permet de mieux approcher la sinusoïde. Donc la tension de sortie du convertisseur NPC cinq niveaux est meilleure du point de vue taux de distorsion harmonique que celle d'un NPC à trois niveaux. Un autre avantage du NPC à cinq niveaux les interrupteurs commandés bloque une tension ($V_{ki} = E/4$) deux fois plus faible que celle bloquée par les interrupteurs du convertisseur à trois niveaux ($V_{ki} = E/2$). On a deux commutations à chaque changement de niveau de la tension de sortie. Le temps de fonctionnement des interrupteurs de puissance est réduit par rapport à un NPC trois niveaux.

Chapitre IV- Principe du filtrage actif parallèle

III.1 Introduction

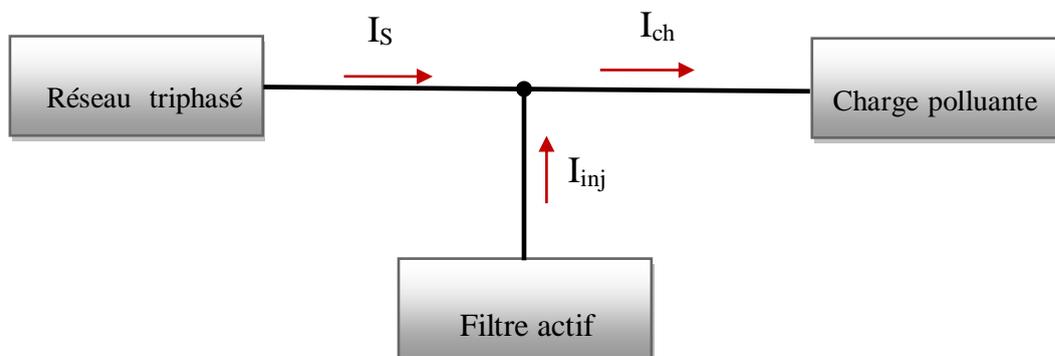
Le filtrage actif parallèle de puissance (FAP) est une solution moderne et adéquate permettant de remédier aux perturbations en courant. Ce compensateur peut être utilisé pour compenser les courants harmoniques, les courants déséquilibrés et le fondamental réactif. Il s'insère entre le réseau et la charge non linéaire. Les performances d'un filtre actif parallèle dépendent en grande partie du type de modulation mis en œuvre pour la commande des interrupteurs, du dimensionnement des éléments de couplage au réseau et du système de stockage (généralement capacitif), de la dynamique des algorithmes d'extraction et de contrôle des courants.

Les objectifs de ce chapitre sont de comprendre la structure du filtre actif parallèle ainsi que son fonctionnement général. Nous examinerons le rôle des multiples éléments le composant et aussi, nous nous ferons présenter ces principaux types de commande.

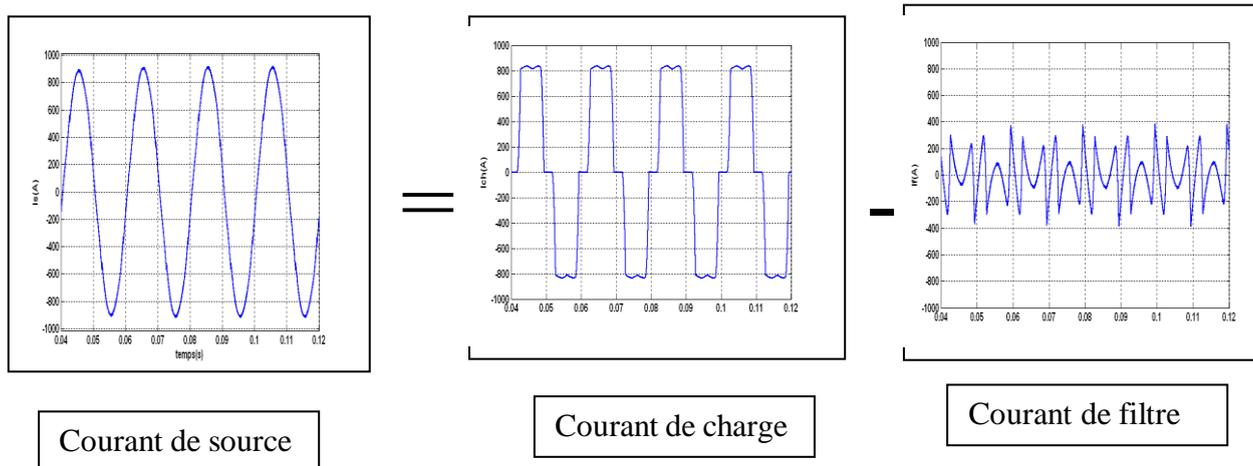
III.2 Principe de filtre actif parallèle

Ce filtre est le plus souvent commandé comme un générateur de courant, il génère des courants harmoniques, en opposition de phase avec le réseau, afin que la somme avec ceux-ci soit nulle. On obtient alors des courants alternatifs au niveau du réseau. Il permet donc de supprimer au point de raccordement tous les harmoniques de courants de charge non linéaire.

En générale, le filtre actif parallèle est utilisé pour la dépollution des réseaux BT et MT. Son impédance totale vis à vis de la source et de la charge lui confère une bonne auto-adaptabilité avec les performances appréciables [10]. Sa structure est la suivante :



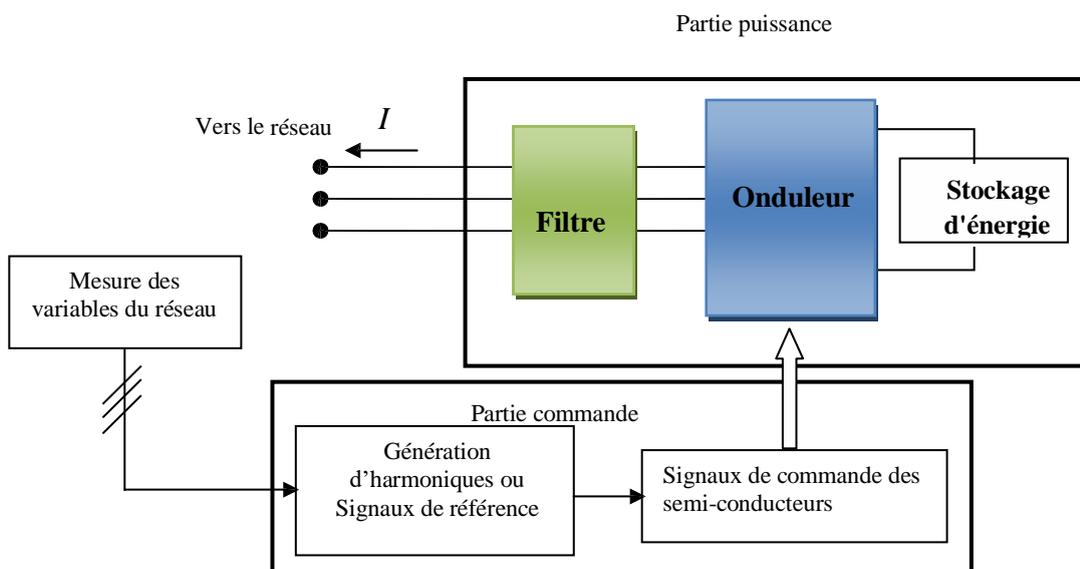
Fig(II.1) : Principe du filtre actif parallèle



Fig(II.2) : Courant de source, charge et filtre.

Nous distinguons donc deux types de filtres actifs parallèles, le filtre actif à structure tension et le filtre actif à structure courant. Nous nous intéressons uniquement au filtrage actif parallèle à structure tension.

Le filtre actif se compose de deux parties distinctes: La partie puissance et la partie commande. La partie puissance est constituée d'un élément de stockage d'énergie, d'un pont onduleur triphasé et d'un filtre de sortie généralement du premier ordre. Pour la partie commande, on a le bloc d'identification des courants de références, le contrôle des courants injectés au réseau ainsi que la commande des interrupteurs.



Fig(II.3) : schéma synoptique d'un filtre actif parallèle

III.3 La partie puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension

Le schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension est donné sur la figure (II.4) On y distingue trois éléments :

- un onduleur de tension.
- un filtre de découplage.
- un élément de stockage capacitif.

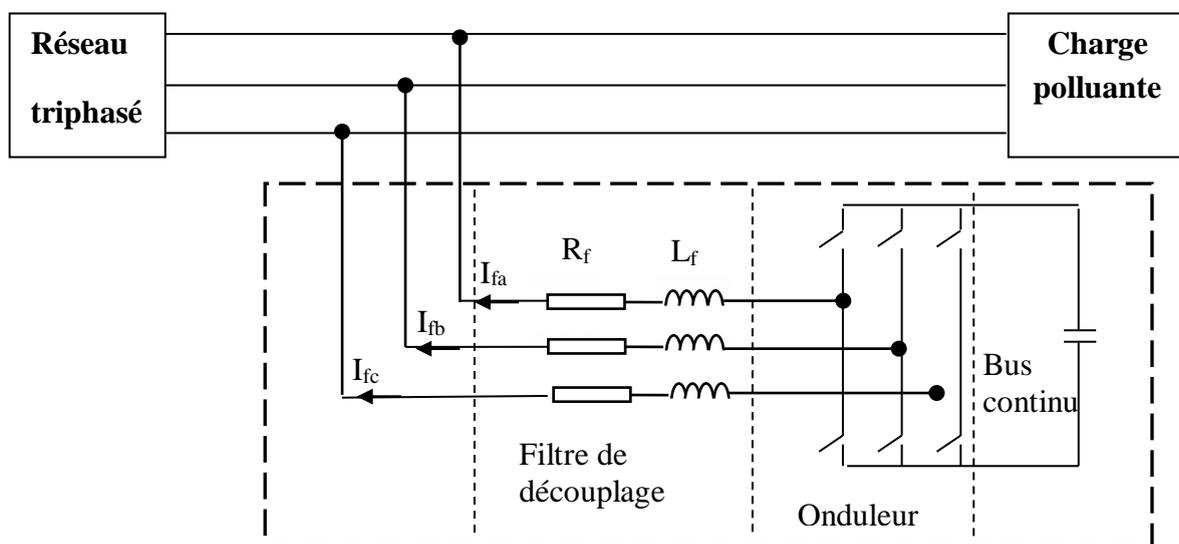


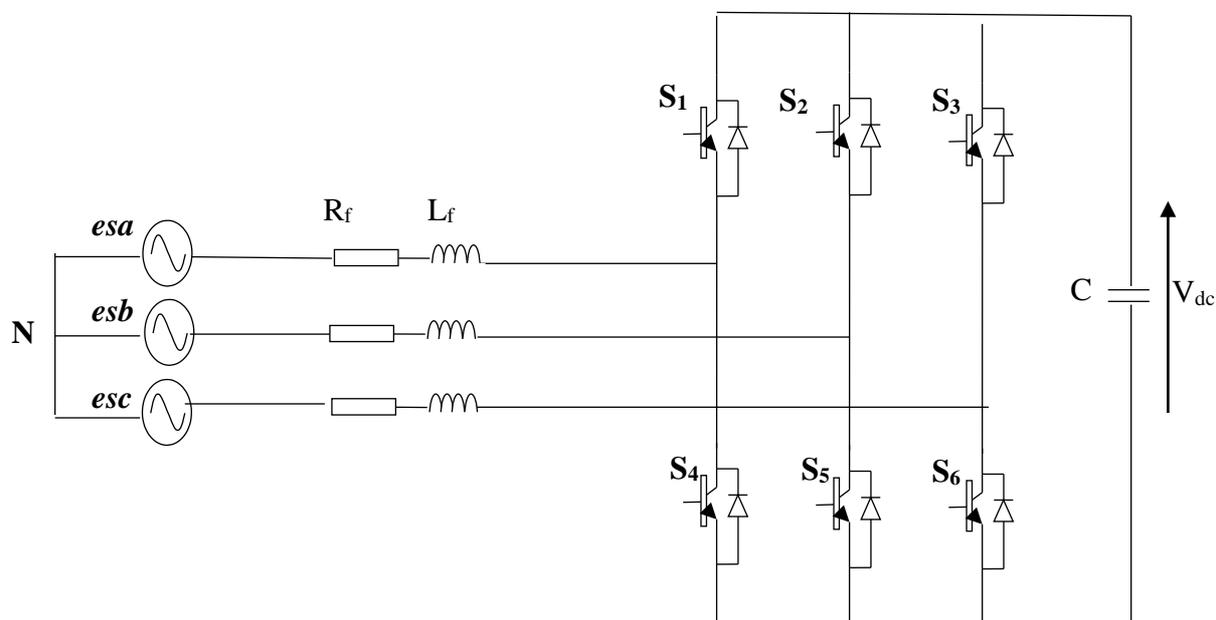
Fig (II.4) : schéma du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle à structure tension

La figure (II.5) présente le filtre actif à structure tension où l'onduleur de tension est connecté en parallèle sur le réseau via un filtre de découplage (L_f, R_f). La capacité C se comporte comme une source de tension continue. La tension V_{dc} aux bornes du condensateur doit être positive et maintenue constante par la commande. Ses fluctuations doivent être faibles d'une part pour ne pas dépasser la limite en tension des semi-conducteurs constituant les interrupteurs et d'autre part pour ne pas dégrader les performances du filtre actif.

III.4. 1 L'onduleur de tension

L'onduleur triphasé est constitué d'interrupteurs bidirectionnels en courant. Ils sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture (de type IGBT dans la majorité des cas) montés en antiparallèle avec une diode. Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes :

- A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension,
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la mets-en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs.



Fig(II.5) : Filtre actif à structure tension

En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de la figure(II.5) dépendent de l'état de trois signaux de commande (T_1 , T_2 , T_3), définis ci-dessous :

$$T_1 = \begin{cases} 1 & S_1 \text{ fermé et } S_4 \text{ ouvert} \\ 0 & S_4 \text{ fermé et } S_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$T_2 = \begin{cases} 1 & S_2 \text{ fermé et } S_5 \text{ ouvert} \\ 0 & S_5 \text{ fermé et } S_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$T_3 = \begin{cases} 1 & S_3 \text{ fermé et } S_6 \text{ ouvert} \\ 0 & S_6 \text{ fermé et } S_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps afin d'éviter de court-circuiter la source de tension ; il faut donc générer un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande au blocage d'un interrupteur et la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras. Ainsi, à partir des états des interrupteurs présentés par les variables T_1 , T_2 et T_3 , on obtient huit cas possibles pour les 3 tensions de sortie du filtre actif V_{fi} (référencées par rapport au point de mi-tension continue), comme le montre le Tableau (II.1).

V_{fa}	V_{fb}	V_{fc}	T_1	T_2	T_3	Cas N°
0	0	0	0	0	0	0
$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	1	0	0	1
$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	0	1	0	2
$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	1	1	0	3
$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	0	1	4
$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	1	0	1	5
$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	0	1	1	6
0	0	0	1	1	1	7

Tableau (II.1): Tensions en sortie de l'onduleur.

III.4.2 Filtre de découplage

Le but du filtre de découplage est de permettre la connexion de l'onduleur de tension au réseau électrique qui est très souvent considéré comme une source de courant qui génère des courants harmoniques à partir de la différence des tensions entre la sortie du pont onduleur et le réseau [4]. Ce filtre est un filtre qui limite certes la dynamique du courant mais réduit en même temps la propagation sur le réseau électrique des composantes dues aux commutations.

Dans ce travail, nous avons utilisé un filtre entre l'onduleur et le réseau électrique qui se compose d'une inductance L_f de résistance interne R_f , comme le montre la figure (II.5). Notons toutefois que des filtres de découplage du troisième ordre, de type L-C-L, pourraient également être utilisés. Dans notre étude, nous emploierons ce filtre du premier ordre.

III.4.3 Système de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} . Le choix des paramètres du système de stockage (V_{dc} et C_{dc}) se répercute sur la dynamique et sur la qualité de compensation du filtre actif parallèle. En effet, une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. De plus, les ondulations de la tension continue V_{dc} , causées par les courants engendrés par le filtre actif et limitées par le choix de C_{dc} , peuvent dégrader la qualité de compensation du filtre actif parallèle. Ces fluctuations sont d'autant plus importantes que l'amplitude du courant du filtre est grande et que sa fréquence est faible. Le condensateur du côté continu a deux fonctionnalités principales :

Maintenir la tension avec un faible taux d'ondulation en régime permanent, être un réservoir qui sert à fournir la différence d'énergie de la charge et la source durant le régime transitoire.

En régime permanent, la puissance active fournie par la source doit être égale à la puissance active absorbée par la charge plus une faible puissance active qui sert à compenser les pertes dans le filtre. La tension du côté continu peut être maintenue à une valeur de référence désirée.

Néanmoins, quand les conditions de charge changent, la puissance transite entre la source et la charge est perturbée et la différence d'énergie est compensée par le condensateur du côté continu ce qui éloigne cette tension de sa référence. Pour satisfaire les fonctionnalités du filtre actif, la valeur maximale du courant de référence doit être ajustée proportionnellement à l'énergie fournie par la source. Si la tension aux bornes du condensateur a été régulée et a atteint sa tension de référence, l'énergie fournie par la source est supposée être égale à l'énergie consommée par la charge. La valeur maximale du courant de référence est obtenue par régulation de la tension cotée continue.

III.5 Contrôle des courants du filtre actif (partie commande)

Les performances du filtre actif et notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux performances de la génération des références de courants harmoniques, mais dépendent également de la stratégie de commande de l'onduleur de tension (poursuite des références de courant).

Pour maintenir le courant à la sortie du filtre actif autour de sa référence, trois techniques de commande peuvent être utilisées :

- La commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- La commande par MLI vectorielle .

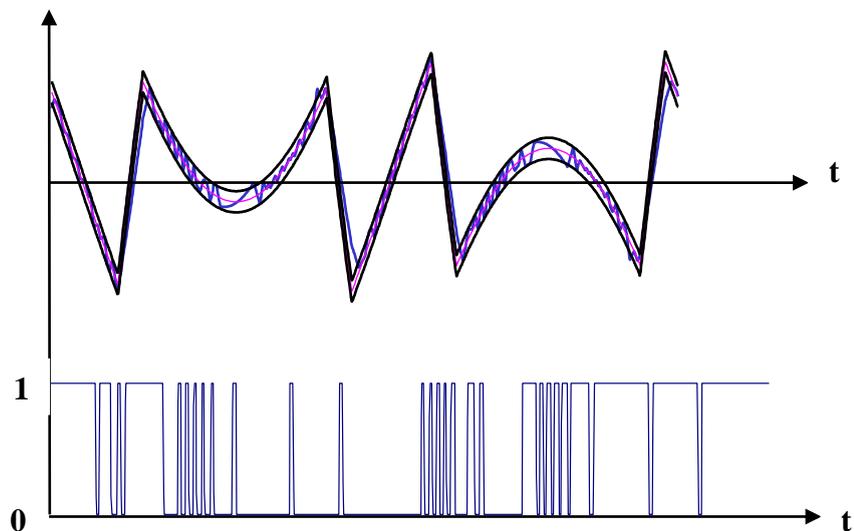
L'objectif de la commande, que se soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence.

III.5.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis appelée tout ou rien, utilise l'erreur existante entre le signal de référence et la mesure du signal de sortie. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis ,une règle pratique consiste à la prendre à 5% du courant nominal . Chaque sortie de ce gabarit entraîne un changement de configuration des interrupteurs figure (II.7). Ce système de contrôle est caractérisé par une fréquence de commutation variable. La mise en œuvre de cette stratégie de contrôle est relativement simple.

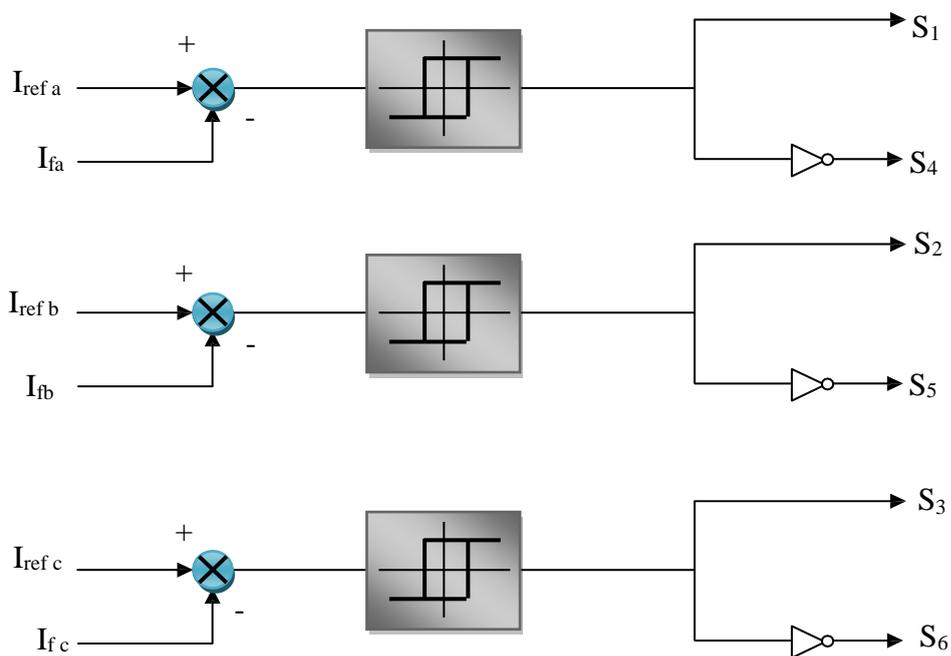
Le choix de la bande d'hystérésis doit tenir compte d'un certain nombre de condition liées au fonctionnement de l'onduleur, parmi lesquelles la fréquence de commutation admissible pour les composants semi-conducteurs.

Dans notre mémoire on va utilise ce type de commende car les performances de compensation par la commande hystérésis sont meilleures, en dynamique et en statique.



Fig(II.6) : Bande d’hystérésis et signal de commande d’un interrupteur

Le schéma synoptique de la commande des courants du filtre actif par des régulateurs à hystérésis est donné par la figure (II.7) :

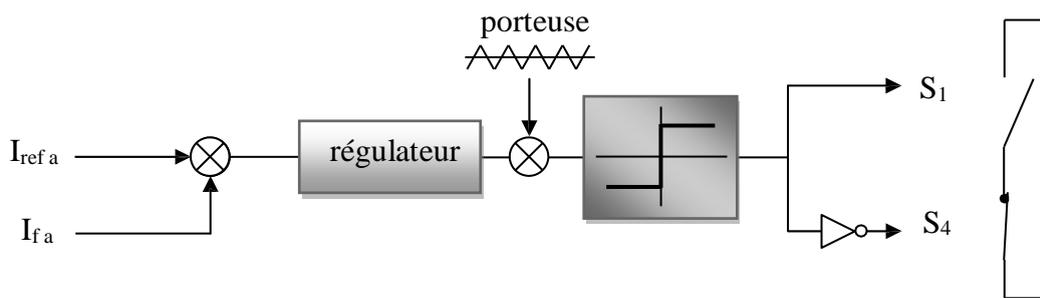


Fig(II.7) : Principe de la commande du courant par hystérésis.

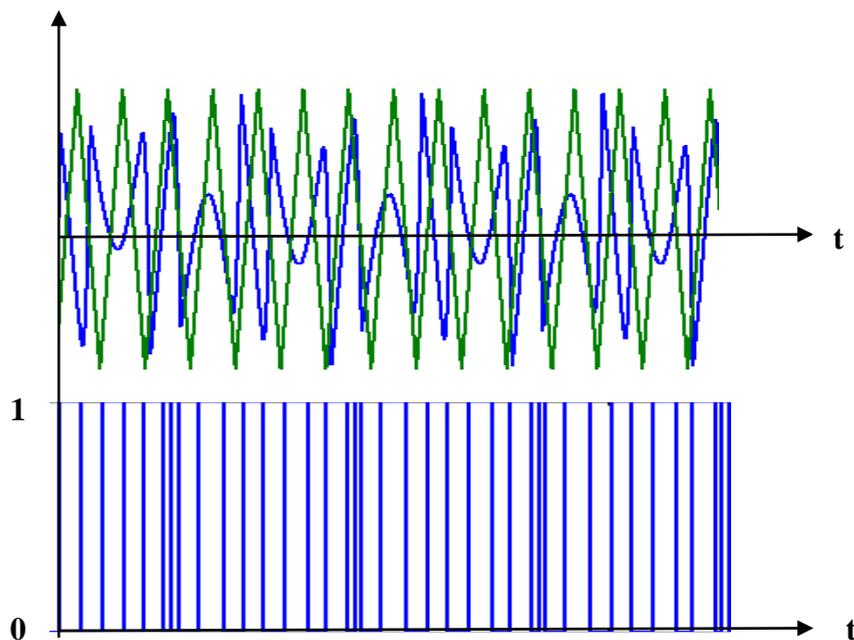
III.5.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La technique de commande par MLI : *la commande par modulation de largeur d'impulsion* **d'impulsion** résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation en fonctionnant avec une fréquence fixe facile à filtrer en aval de l'onduleur.

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite *MLI intersective*. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le Schéma de principe est donné par la figure (II.8).



Fig(II.8) : Principe de commande par MLI



Fig(II.9) : Signal de commande et référence

III.6 Calcul des paramètres du système (réseau-filtre actif-charge polluante):

Le réseau a pour puissance apparente nominale S_n et tension efficace simple V_n (la tension efficace composée $U_n = \sqrt{3} V_n$).

$$\text{Le courant nominale } I_n \text{ est égal donc à: } I_n = \frac{S_n}{\sqrt{3} U_n} = \frac{S_n}{3V_n} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{L'impédance nominale du réseau est donnée par : } Z_n = \frac{U_n^2}{S_n} \quad (\text{II.2})$$

L'impédance Z_{cc} de court-circuit du réseau est généralement égal à 2% de Z_n cette impédance exprimée complexe nous donne: $Z_{cc} = R_{cc} + jL_{cc}\omega$ (II.3)

La résistance de court-circuit R_{cc} a pour valeur 10% de La réactance du court-circuit $L_{cc}\omega$.

$$Z_{cc} = R_{cc} + jL_{cc}\omega = R_{cc} + j10 \cdot R_{cc} = R_{cc} \cdot (1 + j10) \quad (\text{II.4})$$

En module:

$$|Z_{cc}| = \sqrt{101} R_{cc} \Rightarrow R_{cc} = \frac{1}{\sqrt{101}} |Z_{cc}|$$

(II.5)

Et par la suite:

$$L_{cc}\omega = 10 \cdot \frac{1}{\omega\sqrt{101}} |Z_{cc}| \quad (\text{II.6})$$

Avec: $\omega = 2\pi \cdot f$

f : est la fréquence du fondamental ($f = 50$ HZ).

Les simulations montrent que pour obtenir une bonne THD et une meilleure dynamique, Z_f doit varier entre 4 et 8 fois Z_{cc}

$$Z_f = 4 Z_{cc} = R_f + jL_f\omega \quad (\text{II.7})$$

De (II.3), (II.5), (II.6) et (II.7). On déduit les valeurs de R_f et L_f

$$R_f = 4 R_{cc} = 4 \frac{1}{\sqrt{101}} |Z_{cc}| \quad (\text{II.8})$$

$$L_f = 4 L_{cc} = 4.10 \frac{1}{\omega \sqrt{101}} |Z_{cc}|. \quad (\text{II.9})$$

La capacité du condensateur est donnée par :

$$C_f = \frac{I_h}{\varepsilon V_{dc} \omega_h} \quad (\text{II.10})$$

Où:

I_h : l'amplitude du courant harmonique le plus faible à compenser .

ε : le taux d'ondulation de la tension V_{dc} , généralement égal à 5% .

ω_h : la pulsation de l'harmonique du rang le plus élevé à compenser .

La tension redressée par le redresseur constituée des diodes mises en antiparallèle avec les IGBTs est donnée par :

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{6}V_{eff}}{\pi} \quad (\text{II.11})$$

La tension de référence doit être légèrement supérieure à V_{dc} que le filtre puisse débiter sur le réseau.

