

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 se la manière dans laquelle ils reçoivent les séquences de déplace l'un de l'autre de (60°).

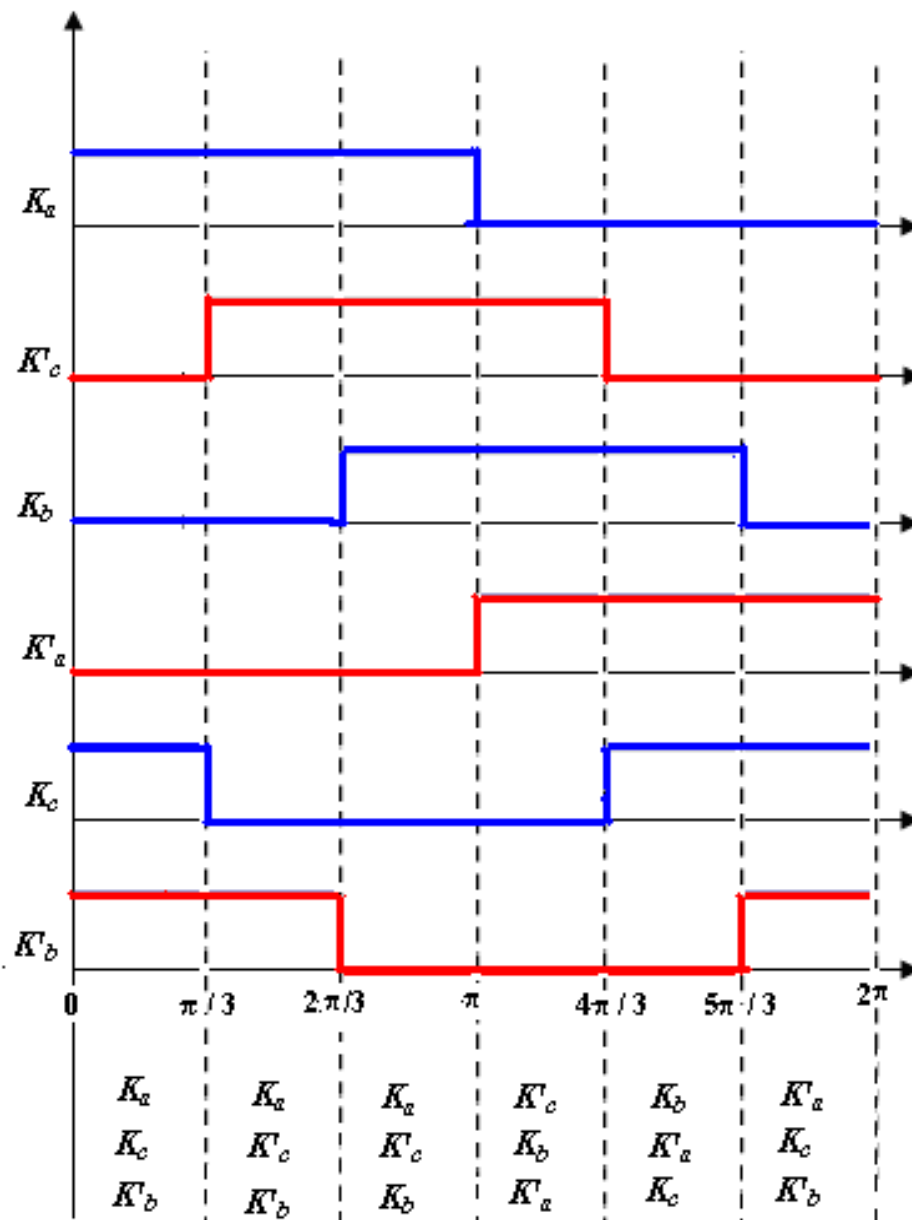
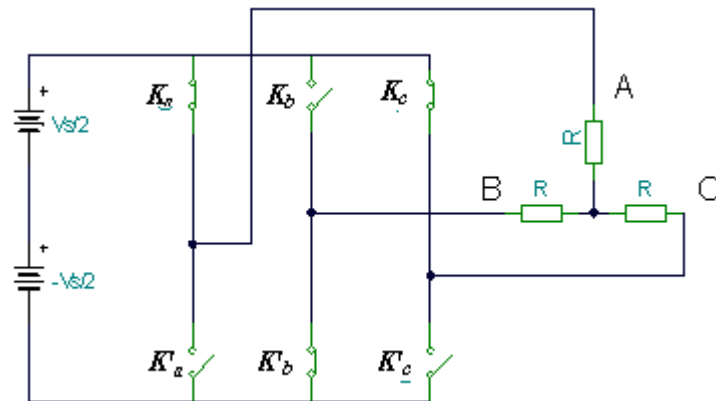


Figure (I-1) : Les signaux de commande en pleine onde (180°)

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

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



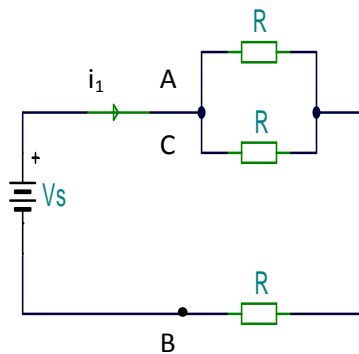
$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R} = \frac{2}{R} \Rightarrow R' = \frac{R}{2}$$

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

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

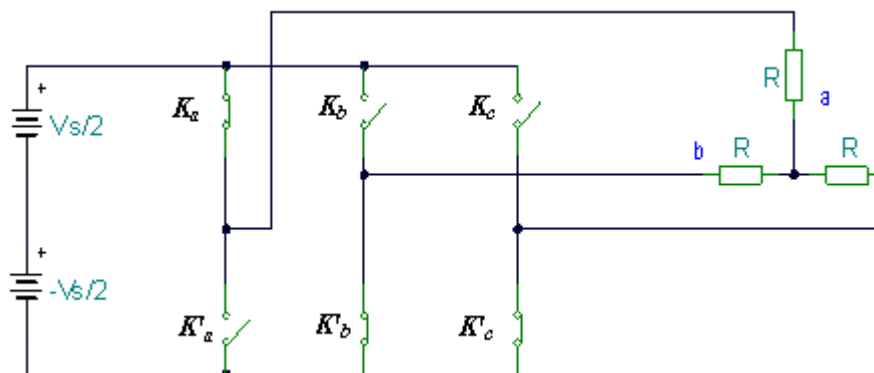
$$V_{an} = V_{cn} = i_1 \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

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



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

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

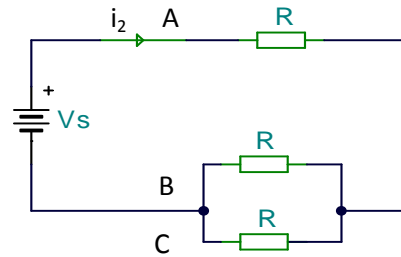


$$R_{eq} = \frac{R}{2} + R = \frac{3}{2} R$$

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

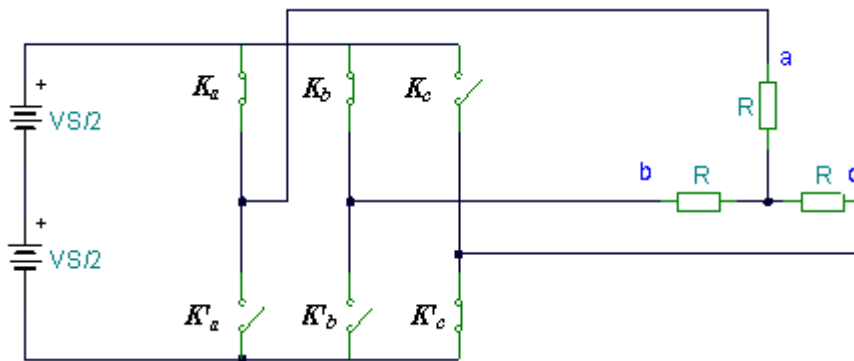
$$V_{an} = i_2 \cdot R = 2V_s / 3$$

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



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

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

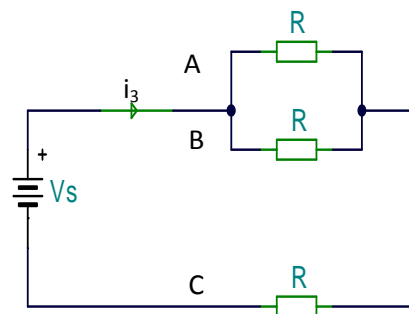


$$R_{eq} = \frac{R}{2} + R = \frac{3}{2} R$$

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

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

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



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

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

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

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

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

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

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

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 :

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

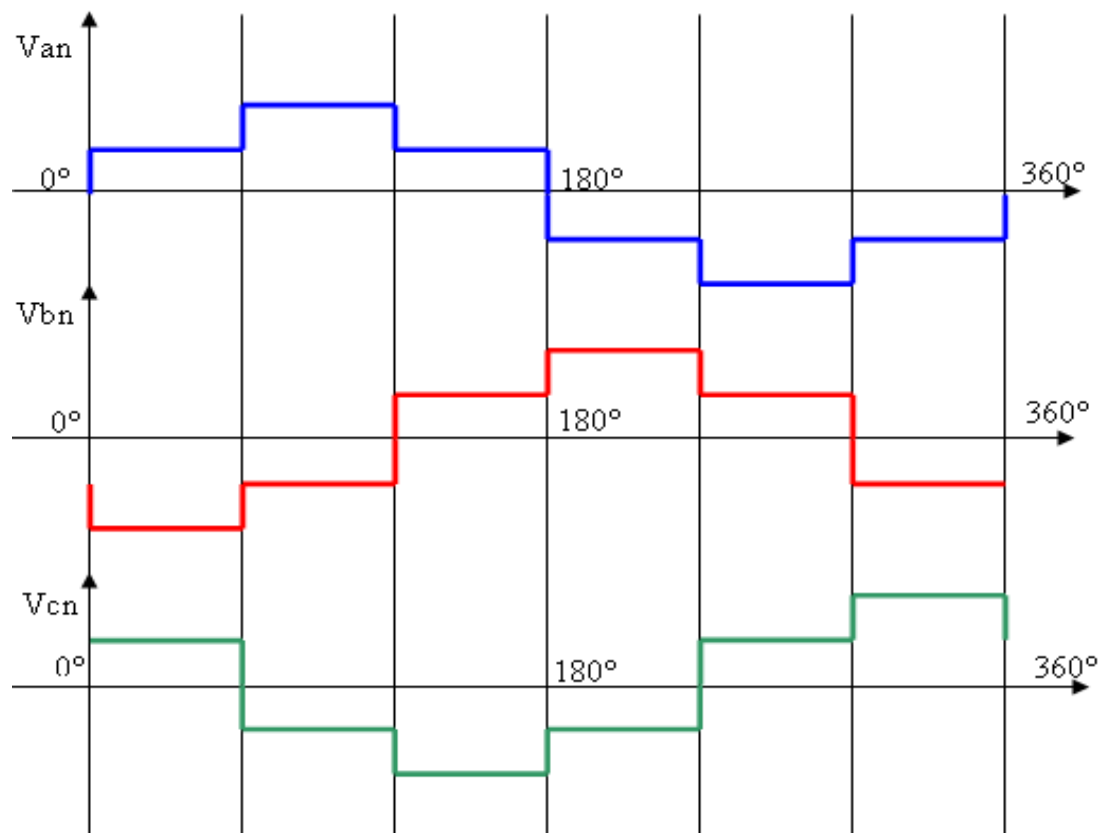


Figure (I-2): Les tensions de sortie de l'onduleur à commande 180°

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 $\frac{2\pi}{3}$ 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.

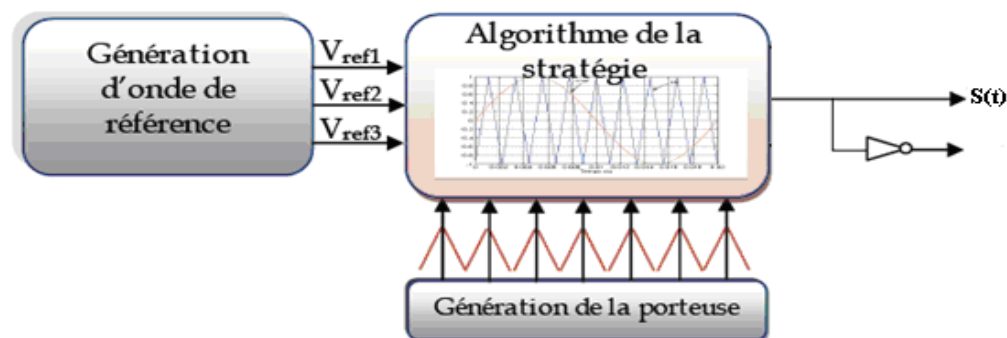


Figure (I-3): Principe de l'MLI Sinus-Triangle

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 signal MLI résultant.

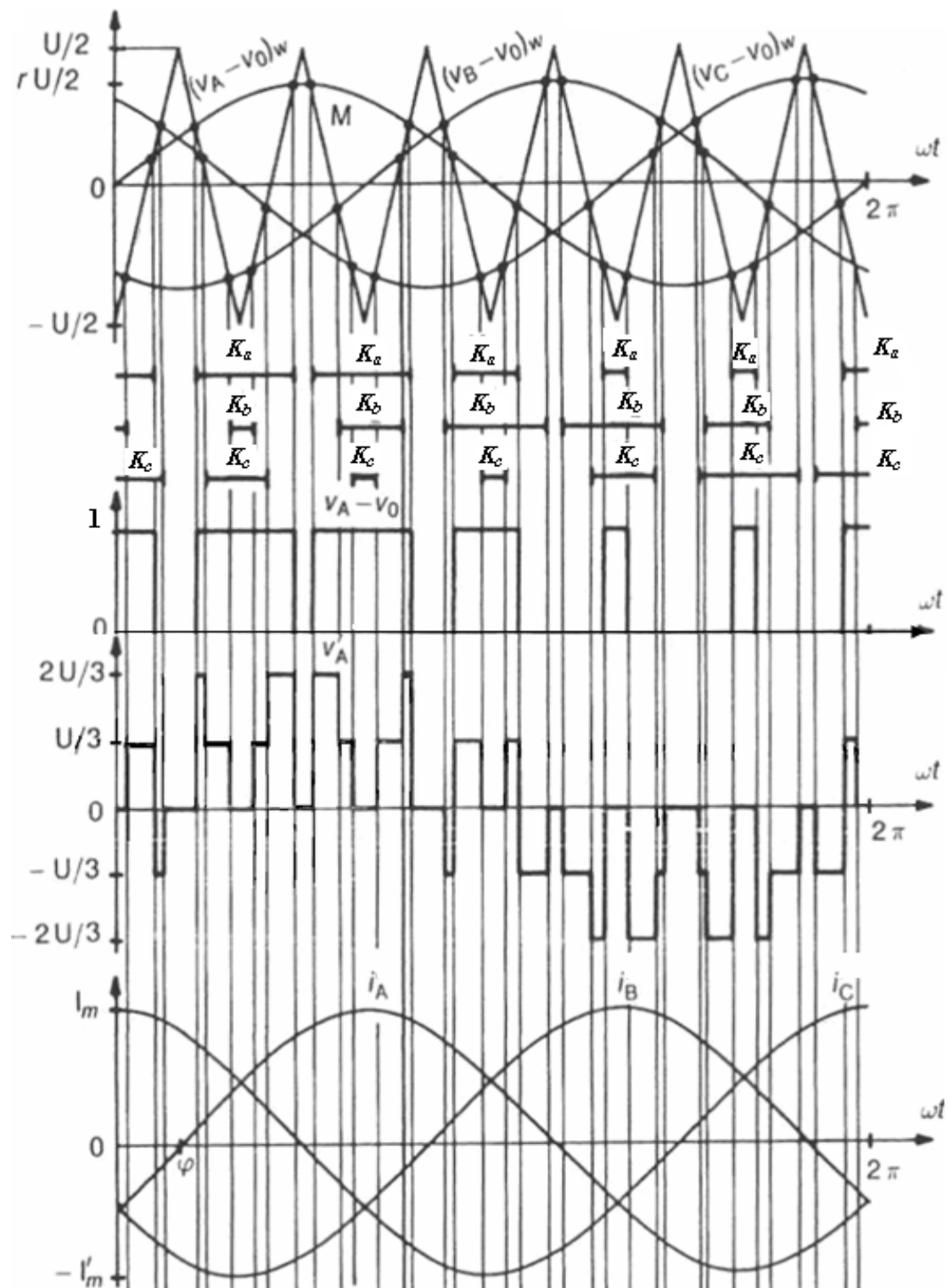


Figure (I-4): La création des signaux des impulsions et des tensions.

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 .

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

- 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)).

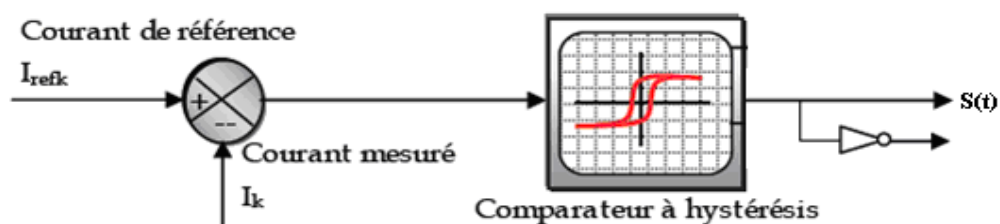


Figure (I-5): Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur

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

$$K_i = +1 \quad \text{si} \quad I_i^* - I_i > \Delta i.$$

$$K_i = 0 \quad \text{si} \quad I_i^* - I_i < \Delta i.$$

$$K_i = -K_{i-1} \quad \text{si} \quad I_i^* = I_i.$$

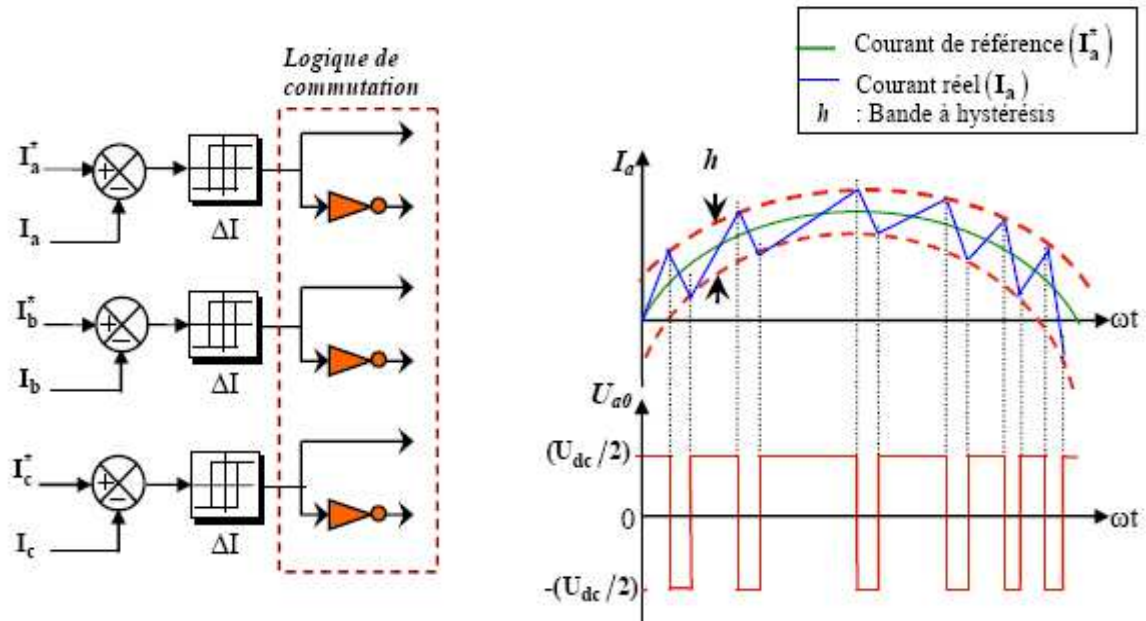


Figure (I-6): Commande par Hystérésis

Tels que :

I_i ($i = a, b, c$) sont les courants des phases statoriques (I_a, I_b, I_c).

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.

I.5 Modulation Par MLI Vectorielle

I.5.1 Introduction

Dans ce qui suit, on a le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension donnée par la figure (I-7).

On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles : fermé (**off**) ou ouvert (**on**).

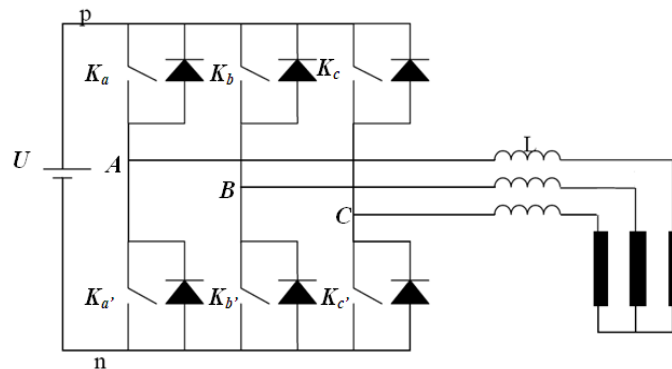


Figure (I-7) La topologie d'un onduleur triphasé de tension.

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques (K_a , K_b et K_c) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur.

Toutefois, dans la pratique il faut prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source U .

La figure (I-8) fait le lien entre les différentes **séquences**, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur :

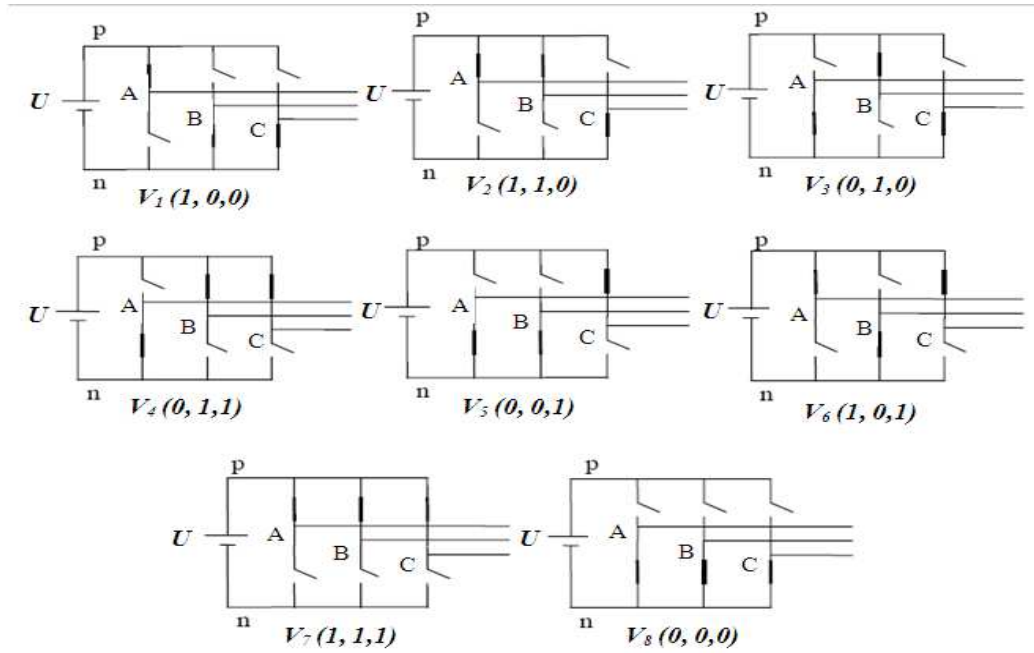


Figure (I-8) les huit états topologies de l'onduleur triphasé.

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

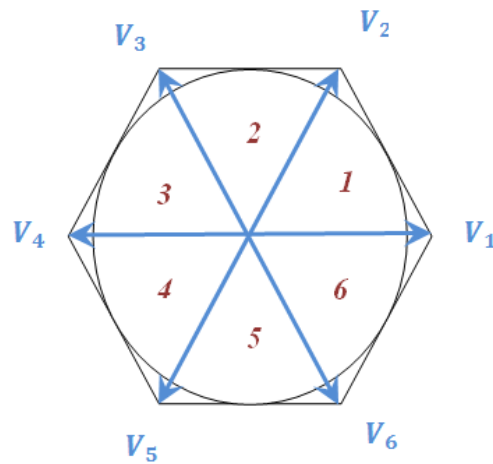


Figure (I-9) Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

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 répétée dans la figure (I-10(a)) :

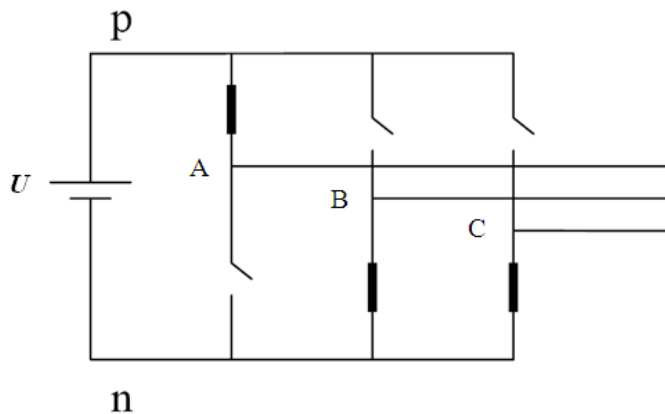


Figure (I-10(a)): Topologie 1 – V1(1,0,0) de l'onduleur triphasé.

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 $(b \text{ et } c)$ étant reliés à la **borne négative** (**n**).

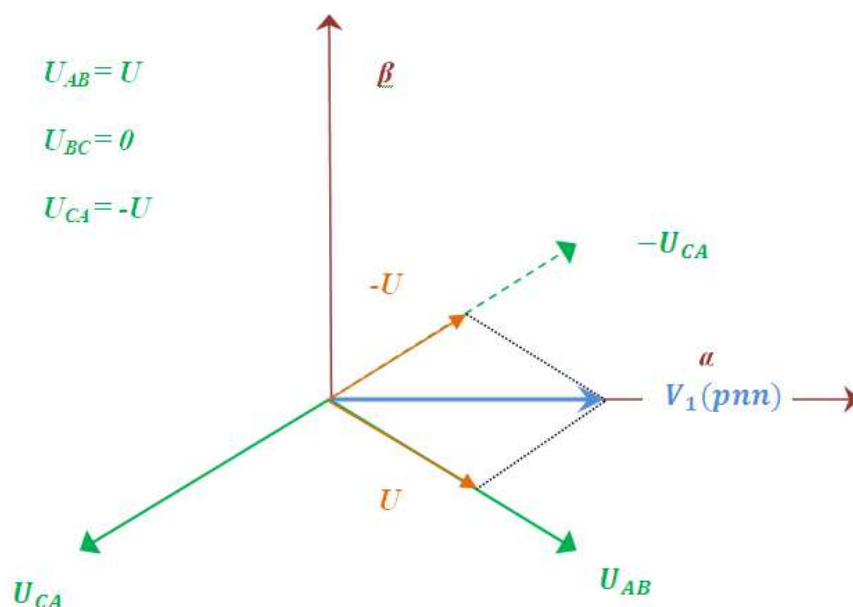


Figure (I-10(b)) Représentation de la topologie 1 dans le plan (α, β) .

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) ;

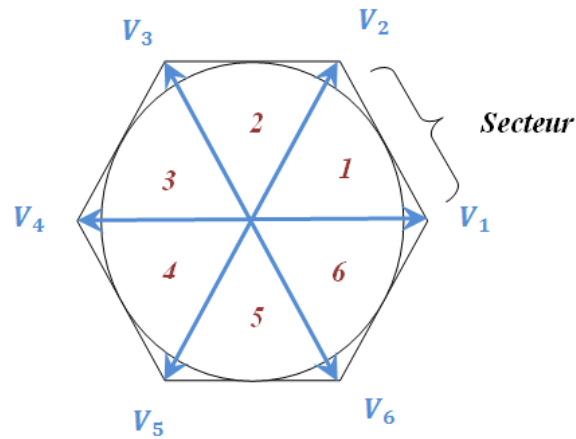


Figure (I-11-(a)) Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α, β) .

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

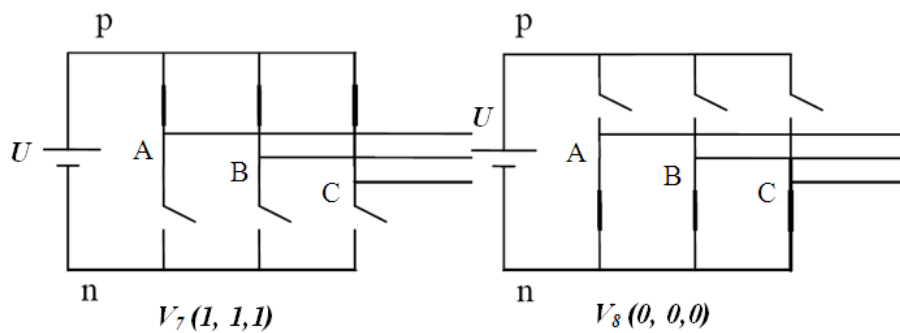


Figure (I-11-(b)): Les deux topologies de l'onduleur V_7 et V_8 .

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

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

Ces vecteurs de tension sont représentés par des vecteur ayant des amplitudes nulles et par conséquents, 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**.

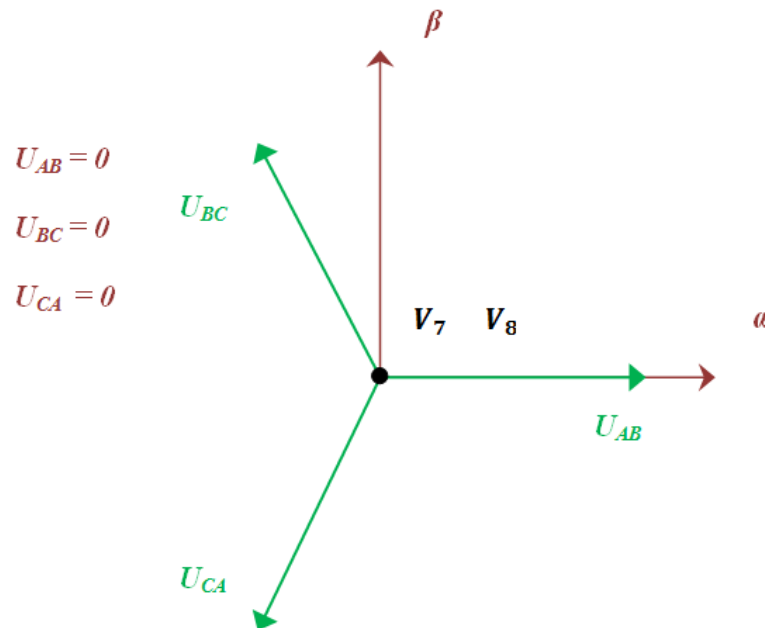


Figure (I-12) Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β) .

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.

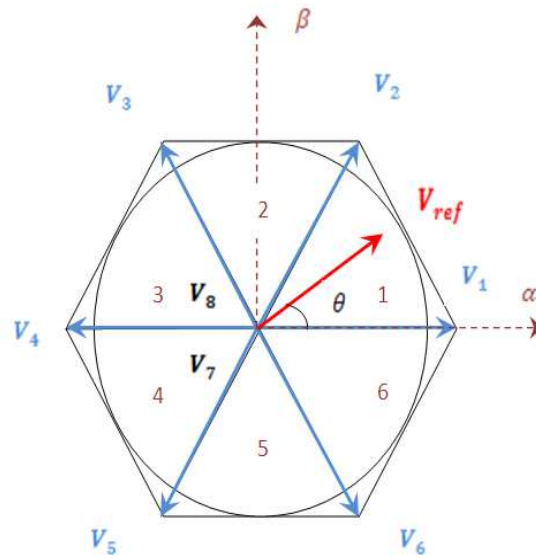
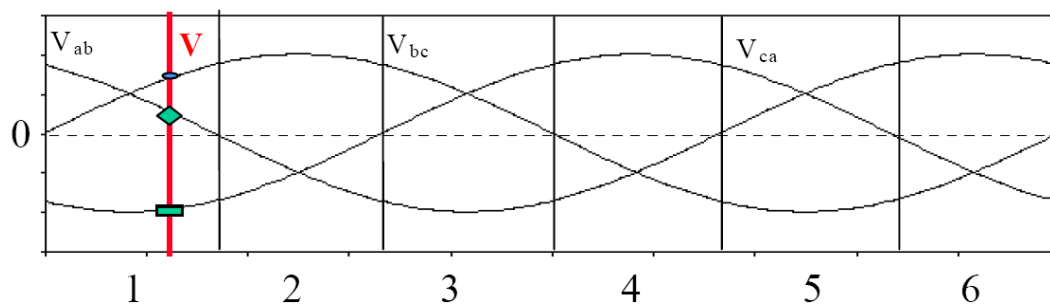
Figure (I-13(a)) Le vecteur de tension de sortie dans le plan (α, β) .

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.

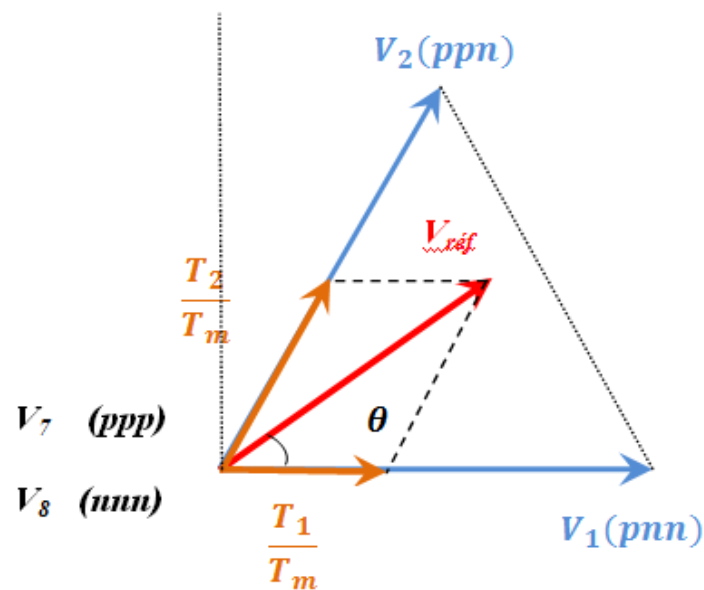


Figure (I-14) Projection du vecteur de tension dans le secteur n°1.

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 commutée 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 :

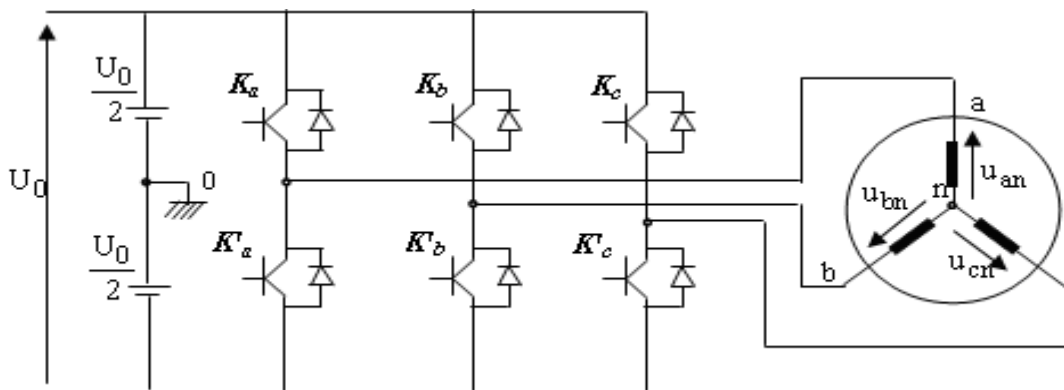


Figure (I-15) schéma Représentatif d'un onduleur de tension triphasé.

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:

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

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 :

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

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 $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$ et angle (θ) .
- Détermination du secteur « i » contenant le vecteur V_{ref} .
- 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 $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$ et l'angle (θ) :

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

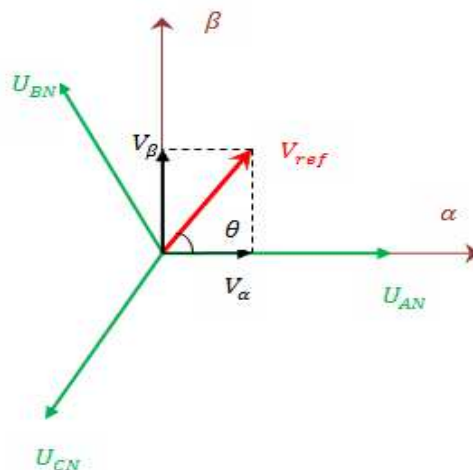


Figure (I-16): projection des vecteurs de tension V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} sur le plan (α, β).

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 :

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

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

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

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 :

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

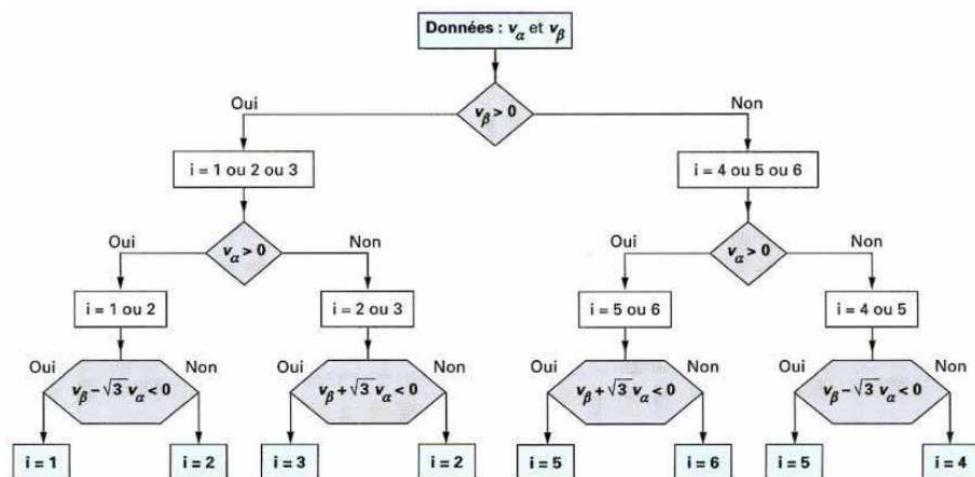
$$V_{ref} = \frac{T_1}{T_m} \times V_1 + \frac{T_2}{T_m} \times V_2 + \frac{T_0}{T_m} \times V_0$$

I-5-4-3 Détermination des secteurs

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

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

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) :

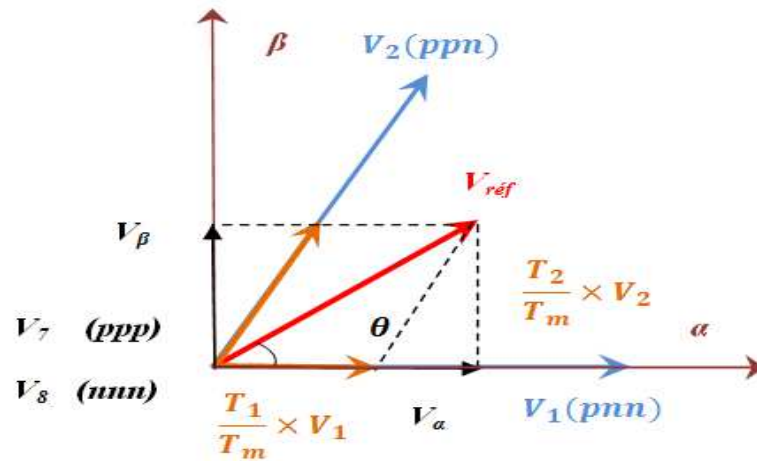


Figure (I-17) Production du vecteur de tension dans le secteur n°1

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

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

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

Alors :

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

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

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).

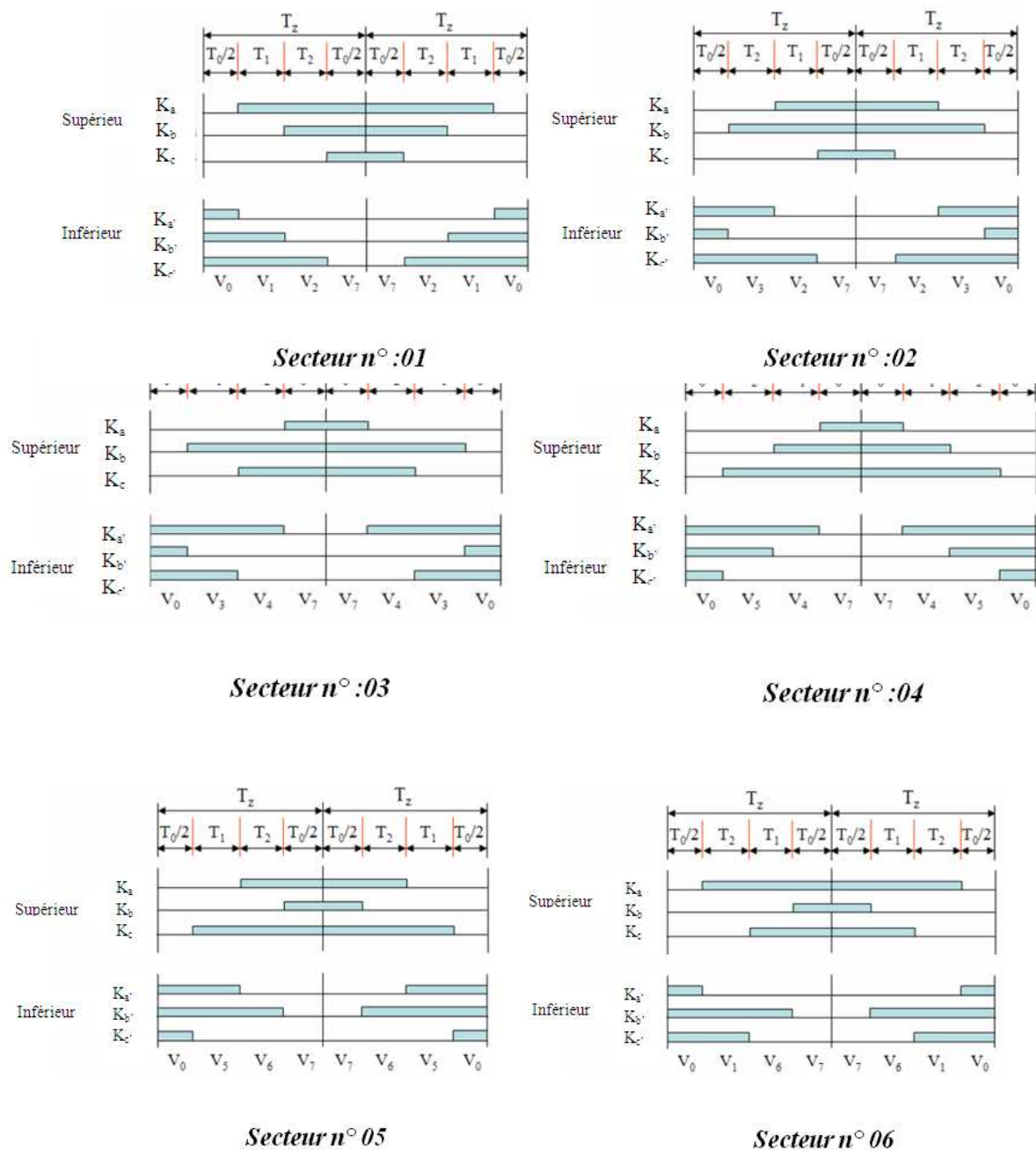


Figure (I-19) : Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.

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.