

République Algérienne Démocratique Et Populaire



*Ministère de L'enseignement Supérieur
Et De La Recherche Scientifique*



Centre Universitaire D' EL-OUED

Département d'Electrotechnique

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état

En Électrotechnique

Option: Réseaux électriques

Thème :

*Commande D'un Onduleur De
Tension Triphasé Par M.L.I
Vectorielle*

Rédigé Par :

Mr. BOUDJELKHA M^{ed} Laid
Mr. DJENHANI Nour-eddine

Encadré par :

Mr . ZELLOUMA Laid

Année Universitaire : 2008 - 2009

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur: **ZELLOUMA Laid** pour nous avoir d'abord proposé ce thème et pour le suivi continue tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'Electrotechnique qui ont contribué à notre formation par ailleurs.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...



CHAPITRE 01

Onduleur Autonome

I.1. Introduction

Dans l'industrie, les entraînements électriques exigent des vitesses variables, le développement de l'électronique de puissance à permet de développer des convertisseurs statiques qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces convertisseurs on cite les onduleurs en modulation de largeurs d'impulsion (M.L.I), et plus récemment commandé en M.L.I Vectorielle.

I.2. Les différents types d'onduleurs

On distingue deux classes d'onduleurs :

I-2-1 Onduleur non autonome

Un onduleur est dit non autonome si la forme d'onde et la fréquence sont imposées par le réseau.

I-2-2 Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome si le temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs entre l'entrée et la sortie dépend seulement de la commande des semi-conducteurs.

On distingue deux types d'onduleurs autonomes :

a- Onduleur autonome de courant

Ce type est utilisé pour les moteurs à faible puissance où la source de l'entrée possède une impédance assez grande pour que le courant ne soit pas affecté par la variation de la tension U .

b- Onduleur autonome de tension

On appelle onduleur de tension un onduleur alimenté par une source de tension continue c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur est donc à sa sortie.

I.3. Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension

I-3-1 Onduleur de tension monophasé

L'onduleur en demi-pont représenté à la figure (I-1) ne comporte que deux interrupteurs K_a et $K_{a'}$, mais nécessite deux générateurs de tension identiques $U/2$, la charge est un dipôle de courant. Les contraintes de fonctionnement des dipôles utilisés conduisent à la relation logique entre le commutateur : $K_a = \overline{K_{a'}}$

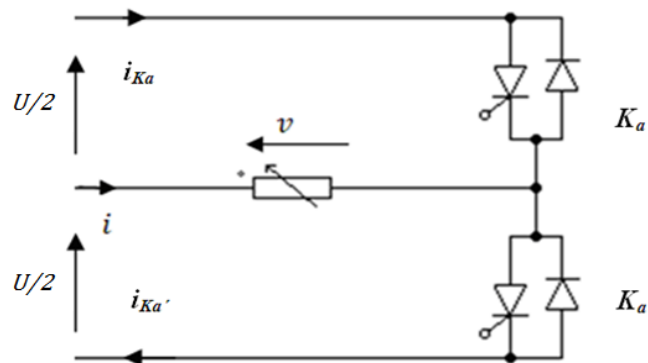


Figure (I-1) : Onduleur en demi-pont.

Chaque commutateur conduit pendant une demi-période, ainsi, la tension $v(t)$ est à valeur moyenne nulle.

I-3-2 Onduleur de tension triphasé

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlable sont des transistors **IGTB** ou du thyristor **GTO** et une diode en antiparallèle, son application consiste en alimentation de moteur asynchrone à fréquence variable, dans ce cas il faut que la tension alternative soit pratiquement proportionnelle à la fréquence.

L'onduleur de tension triphasé est l'assemblage de trois demi-ponts monophasés formé chacun de deux interrupteurs en série, K_a et $K_{a'}$, K_b et $K_{b'}$, K_c et $K_{c'}$. Les interrupteurs d'un même demi - pont doivent être complémentaires pour que la source de tension U ne soit jamais en court-circuit, pour que les circuits des courants i_A , i_B , i_C ne soient jamais ouverts.

La figure (I-2) donne le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé alimentant le stator du moteur asynchrone.

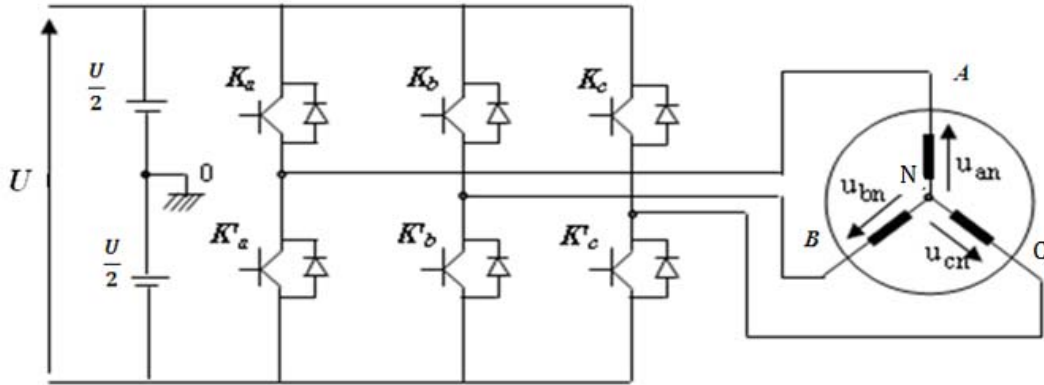


Figure (I-2) : Un onduleur de tension branché sur un moteur asynchrone.

Les diodes $D_i=1, 2, 3, \dots, 6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

I-3-2-1 Les relations générales de tension

Quels que soient les courants, les interrupteurs fermés imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu O (fictif) de la source de tension continue.

$$\begin{aligned}
 V_{AO} = V_A - V_O &= \begin{cases} U/2 & \text{Quand } K_a \text{ est fermé.} \\ -U/2 & \text{Quand } K_{a'} \text{ est fermé.} \end{cases} \\
 V_{BO} = V_B - V_O &= \begin{cases} U/2 & \text{Quand } K_b \text{ est fermé.} \\ -U/2 & \text{Quand } K_{b'} \text{ est fermé.} \end{cases} \\
 V_{CO} = V_C - V_O &= \begin{cases} U/2 & \text{Quand } K_c \text{ est fermé.} \\ -U/2 & \text{Quand } K_{c'} \text{ est fermé.} \end{cases}
 \end{aligned}$$

Les interrupteurs imposent donc aussi les tensions composées aux bornes des phases réceptrices.

$$U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} = \begin{cases} U & \text{Quand } K_a \text{ est fermé, } K_b \text{ ouvert} \\ 0 & \text{Quand } K_a \text{ est fermé, } K_b \text{ fermés} \\ -U & \text{Quand } K_a \text{ est ouvert, } K_b \text{ fermé} \\ 0 & \text{Quand } K_a \text{ est ouvert, } K_b \text{ ouvert} \end{cases}$$

Et de même pour :

$$U_{BC}, \text{ égale à } V_{BO} - V_{CO}$$

Et pour :

$$U_{CA} \text{ égale à } V_{CO} - V_{AO}.$$

I-3-2-2 Les relations générales de courant

Des courants i_A, i_B, i_C côté alternatif, on passe au courant i coté continu par :

$$i = i_A + i_B + i_C$$

Avec

$$\begin{array}{ll} i_A & \text{Quand } K_a \text{ conduit.} \\ i_B & \text{Quand } K_b \text{ conduit.} \\ i_C & \text{Quand } K_c \text{ conduit.} \end{array}$$

Résumé

Le tableau (I-1) donne, pour les huit configurations que peut donner au montage l'état fermé (F) ou ouvert (O) des interrupteurs K_a, K_b, K_c , les expressions :

- Des tensions de sortie V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} en fonction de la tension d'entrée U .
- Du courant d'entrée i en fonction des courants de sortie i_A, i_B, i_C

K_a	K_b	K_c	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	i_{Ka}	i_{Kb}	i_{Kc}	i
F	F	F	$U/2$	$U/2$	$U/2$	0	0	0	i_A	i_B	i_C	0
F	O	F	$U/2$	$-U/2$	$U/2$	$U/3$	$-2U/3$	$U/3$	i_A	0	i_C	$-i_B$
F	F	O	$U/2$	$U/2$	$-U/2$	$U/3$	$U/3$	$-2U/3$	i_A	i_B	0	$-i_C$
F	O	O	$U/2$	$-U/2$	$-U/2$	$2U/3$	$-U/3$	$-U/3$	i_A	0	0	i_A
O	F	F	$-U/2$	$U/2$	$U/2$	$-2U/3$	$U/3$	$U/3$	0	i_B	i_C	$-i_A$
O	O	F	$-U/2$	$-U/2$	$U/2$	$-U/3$	$-U/3$	$2U/3$	0	0	i_C	i_C
O	F	O	$-U/2$	$U/2$	$-U/2$	$-U/3$	$2U/3$	$-U/3$	0	i_B	0	i_B
O	O	O	$-U/2$	$-U/2$	$-U/2$	0	0	0	0	0	0	0

Tableau (I-1) : Les tensions et les courants de sortie d'un onduleur de tension triphasé.

I.4. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée U (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminées par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement.

A titre indicatif, les transistors **MOSFET**, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors **MOSFET** mais davantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors **IGBT** sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors **GTO** commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture, ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur boolienne:

- $K_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi - bras haut A, B ou C fermé.
- $K_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi - bras bas A, B ou C fermé.

La Figure (I.3) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant moteur asynchrone :

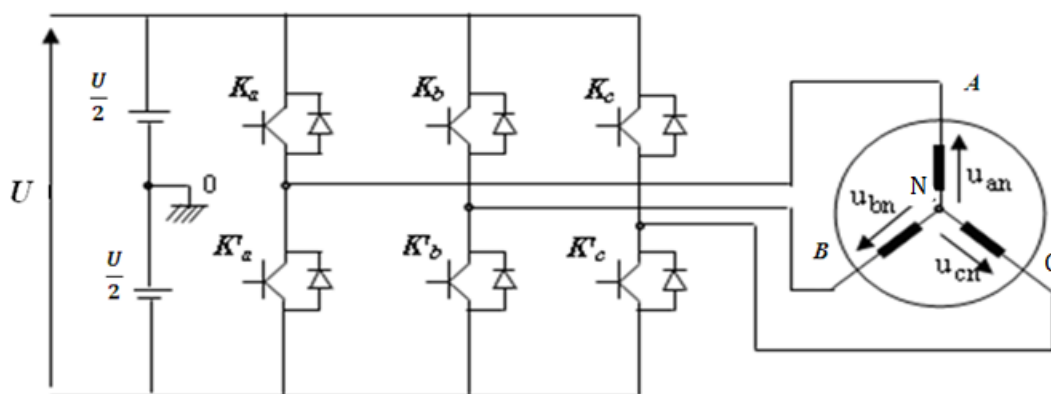


Figure (I-3): Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le moteur asynchrone.

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 :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ U_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ U_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad (\text{I} - 1)$$

U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} 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:

$$\begin{cases} V_{AO} = V_{AN} - V_{NO} \\ V_{BO} = V_{BN} - V_{NO} \\ V_{CO} = V_{CN} - V_{NO} \end{cases} \quad (\text{I} - 2)$$

V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} sont les tensions simples de la machine et V_{NO} est la tension fictive entre le neutre de la machine asynchrone et le point fictif d'indice « O ».

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

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0 \quad (\text{I} - 3)$$

La substitution de (I-3) dans (I-2) aboutit à :

$$V_{NO} = \frac{1}{3} (V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (\text{I} - 4)$$

En remplaçant (I-4) dans (I-2), on obtient :

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{2}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} V_{CO} \\ V_{BN} = -\frac{1}{3} V_{AO} + \frac{2}{3} V_{BO} - \frac{1}{3} V_{CO} \\ V_{CN} = -\frac{1}{3} V_{AO} - \frac{1}{3} V_{BO} + \frac{2}{3} V_{CO} \end{cases} \quad (\text{I} - 5)$$

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

$$\begin{cases} V_{AN} = \frac{U}{3} (2K_a - K_b - K_c) \\ V_{BN} = \frac{U}{3} (-K_a + 2K_b - K_c) \\ V_{CN} = \frac{U}{3} (-K_a - K_b + 2K_c) \end{cases} \quad (\text{I} - 6)$$

I-5 La qualité du signal

Plusieurs expressions peuvent être utilisées pour quantifier la déformation d'un signal, on utilise dans ce travail le taux de distorsion harmonique (T_{HD}).

$$T_{HD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} V_n^2}}{V_1} \quad (I - 7)$$

I.6. Les avantages et les inconvénients de l'onduleur de tension triphasé

Pour alimenter un moteur triphasé, l'onduleur de tension est d'ordinaire un pont à six interrupteurs. Il est précédé d'un filtre qui corrige l'imperfection de la source qui l'alimente et qui réduit l'ondulation du courant pris à cette source.

Si on utilise des semi-conducteurs rapides, on peut fonctionner à une fréquence de commutation élevée.

L'onduleur de tension est réversible, c'est-à-dire permet le freinage par récupération du moteur. Mais cela suppose la réversibilité en courant de la source qui l'alimente. Or, un redresseur est réversible en tension et non en courant. La réversibilité amène à compliquer l'alimentation de l'onduleur dans les équipements alimentés par le réseau industriel.

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention de la tension non sinusoïdale à sa sortie, cela provoque un échauffement excessif aux niveaux des enroulements des moteurs. Ces tensions de sortie sont très riches en harmoniques, donc il est nécessaire de les réduire, cela est l'un des objectifs de notre travail.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons expliqué les notions de base des onduleurs tels que le principe de fonctionnement et les différents types des onduleurs. Le chapitre suivant sera consacré à l'étude des différentes stratégies de commande d'un onduleur de tension triphasé.

CHAPITRE 02

Les Différentes Stratégies De Commande

II.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 à la fréquence de la tension désiré à la sortie, et la source continue 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 continue constante.

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

- *Commande en pleine onde.*
- *Commande sinus triangle.*
- *Commande par hystérésis.*
- *Commande à M.L.I 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 déphase l'un de l'autre de (60°).

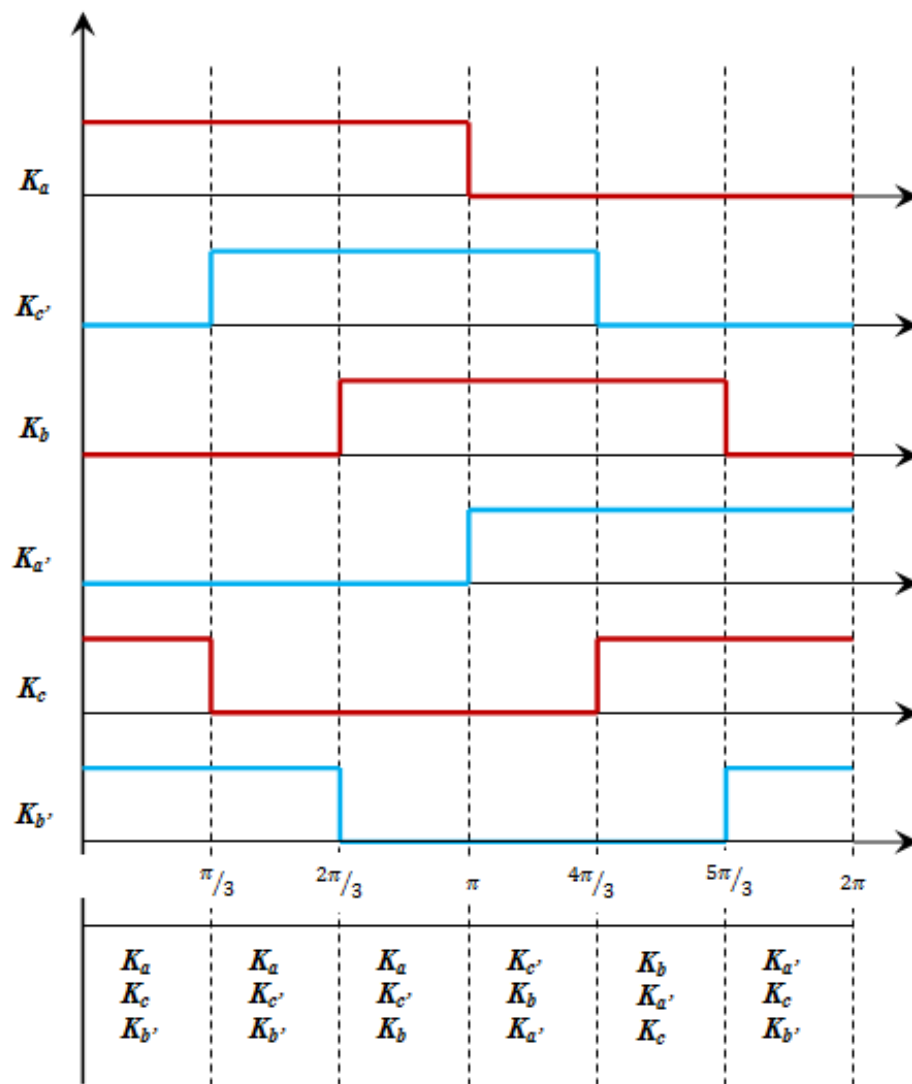
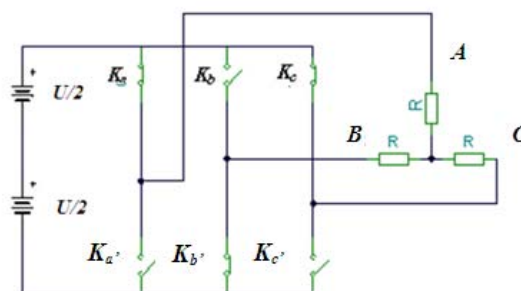


Figure (II-1) : Les signaux de commande en pleine onde (180°)

II-2-1 Mode I:

wt = [0-60°] : Les transistors en conduction sont : K_a , K_c , K_b'



D'après la simplification du schéma, nous avons les relations suivantes :

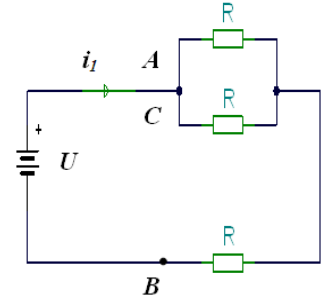
$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R} = \frac{2}{R} \Rightarrow R' = \frac{R}{2}$$

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

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

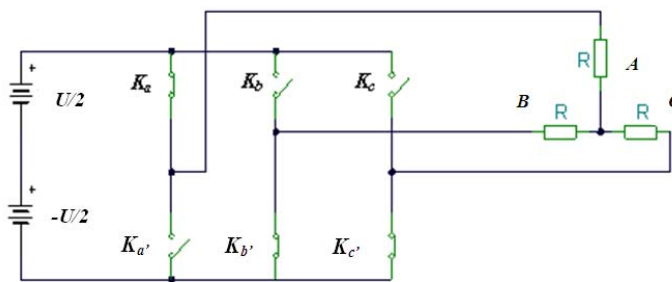
$$V_{AN} = V_{CN} = i_1 \frac{R}{2} = \frac{U}{3}$$

$$V_{BN} = -i_1 \times R = \frac{-2U}{3}$$



II-2-2 Mode II:

wt = [60°-120°] : Les transistors en conduction sont : K_a, K_c', K_b' .



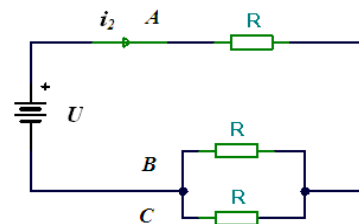
Alors :

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

$$i_2 = \frac{U}{R_{eq}} = \frac{2U}{3R}$$

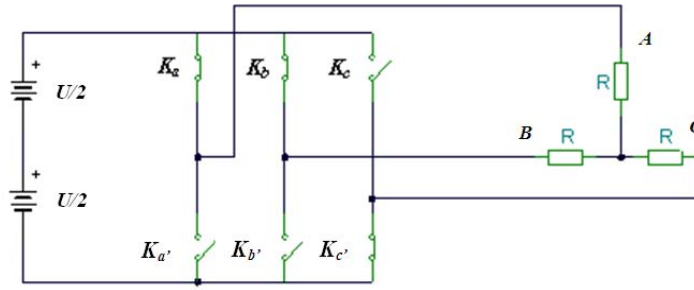
$$V_{AN} = i_2 \cdot R = \frac{2}{3}U$$

$$V_{BN} = V_{CN} = -i_2 \cdot \frac{R}{2} = -\frac{U}{3}$$



II-2-3 Mode III:

wt = [120°-180°] : Les transistors en conduction sont : K_a, K_c', K_b .



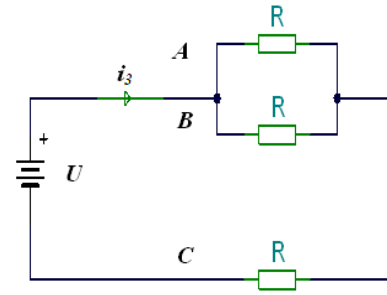
Donc :

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

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

$$V_{AN} = V_{BN} = i_3 \cdot R_{eq} = U/3$$

$$V_{CN} = -i_3 \cdot R = -2U/3$$



Après déterminer les tensions simples V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} montrés dans la Figure (II-2), la tension instantanée composée U_{AB} est exprimé en **Série de Fourier**, sachant que U_{AB} est déplacé de $\pi/6$, les termes $\{ \cos(n\omega t) = 0 \text{ et } a_n = 0 \}$, 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 :

$$\begin{cases} U_{AB} = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \\ b_n = \frac{2 \times 4}{T} \int_0^{T/4} U \sin(n\omega t) dt = \frac{4U}{n\pi} \cos(n\pi/6) \end{cases}$$

Alors,

$$\begin{cases} U_{AB} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U}{n\pi} \cos(n\pi/6) \sin n(\omega t + \pi/6) \\ U_{BC} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U}{n\pi} \cos(n\pi/6) \sin n(\omega t - \pi/2) \\ U_{CA} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4U}{n\pi} \cos(n\pi/6) \sin n(\omega t - 7\pi/6) \end{cases}$$

Il est noté que d'après l'équation de U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} que les harmoniques multiples de 3 sont égales à zéro. Pour les tensions composées la valeur efficace de la tension composée est :

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

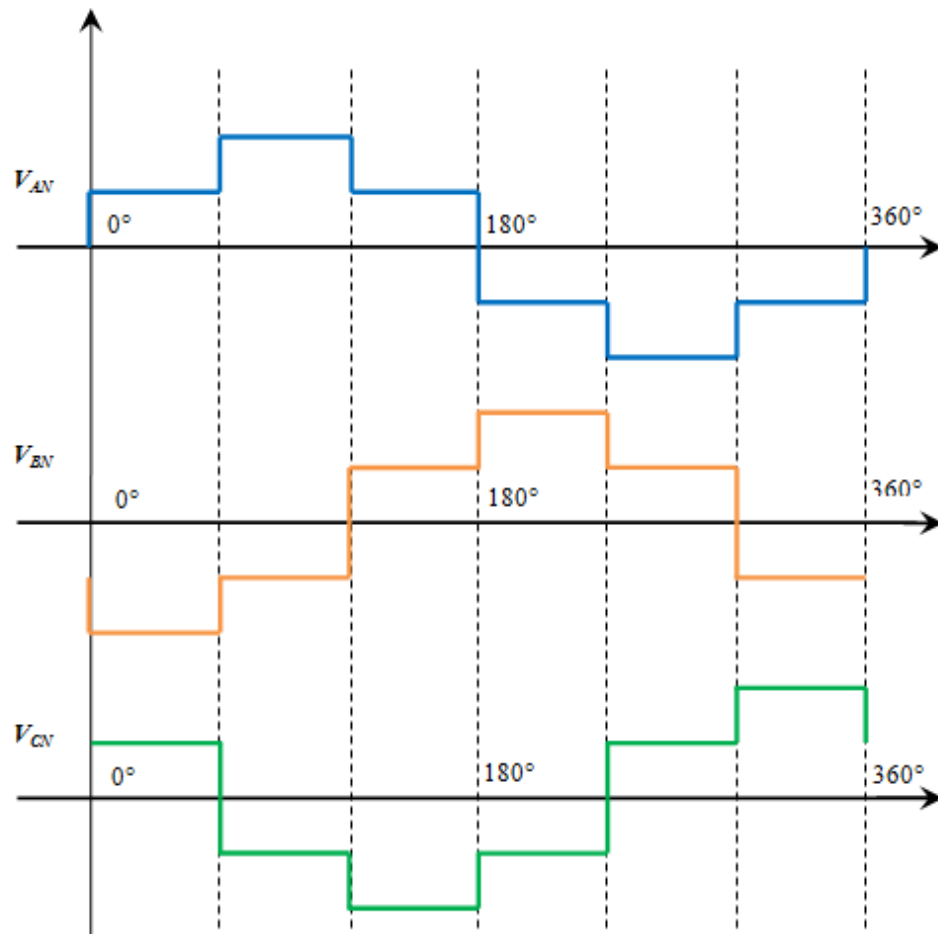


Figure (II-2): Les tensions de sortie de l'onduleur à commande 180°.

II.3 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle

La technique **M.L.I sinusoïdale** est une technique très utilisée en industrie et est largement passée en revues dans la littérature.

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal de **référence** (modulante) à une **porteuse**, Figure (II-3).

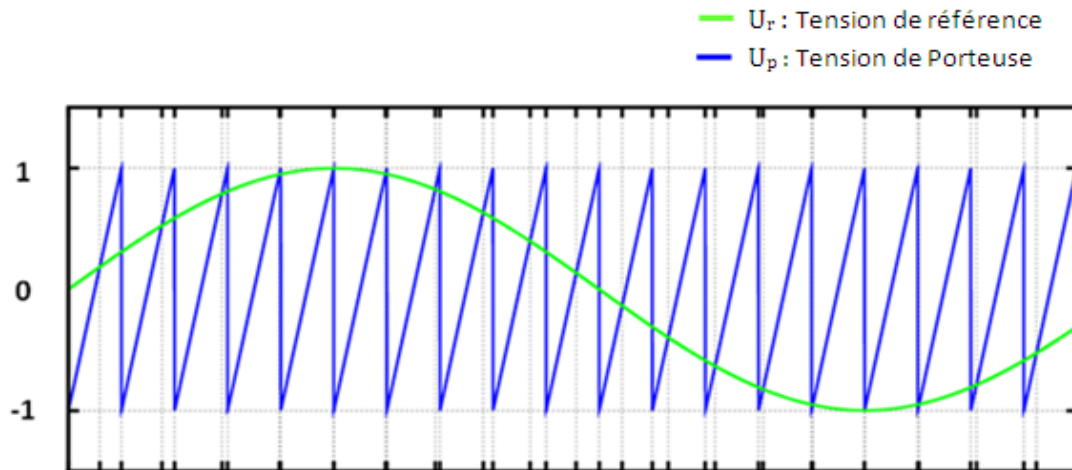


Figure (II-3) : Principe de la M.L.I sinusoïdale

Le signal de référence représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence. Quant à la porteuse, elle définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

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 M.L.I sert à remédier à 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.

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

$$\begin{cases} \text{Si } U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1 \\ \text{Si non} \quad \quad \quad S(t) = 0 \end{cases}$$

Avec :

U_r : Tension de référence.

U_p : Tension de porteuse.

$S(t)$: le signal M.L.I résultant.

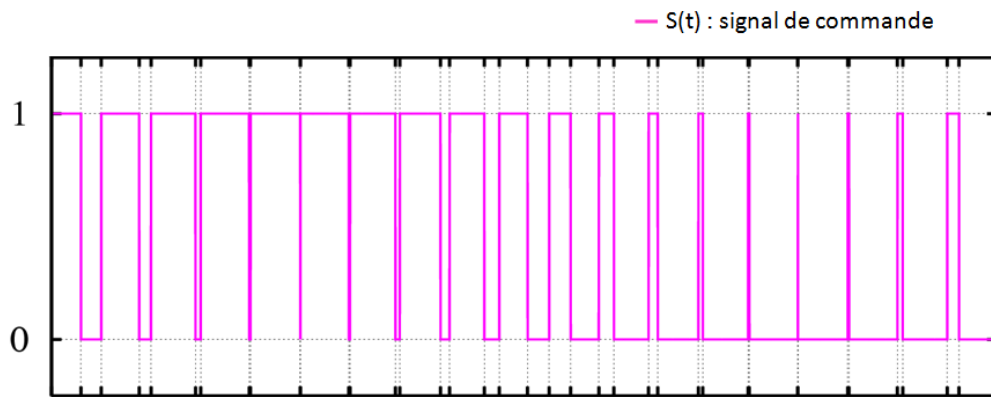


Figure (II-4): La création des signaux des impulsions et des tensions.

Si la référence est sinusoïdale, on utilise deux paramètres caractérisant la M.L.I :

- 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 $V_{réf}$ sur la tension de la porteuse V_{mp} .

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

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, Figure (II-5), 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.

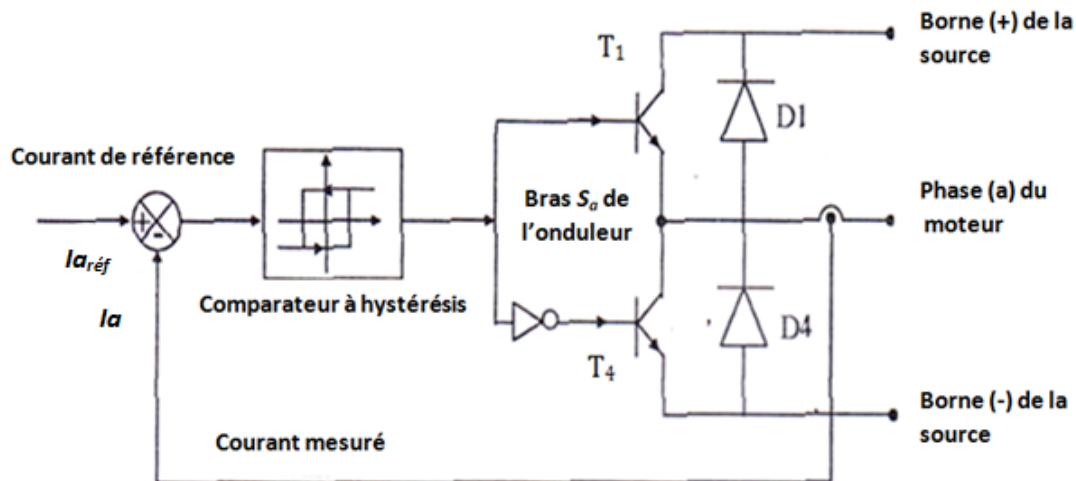


Figure (II-5): Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

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 :

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

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

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

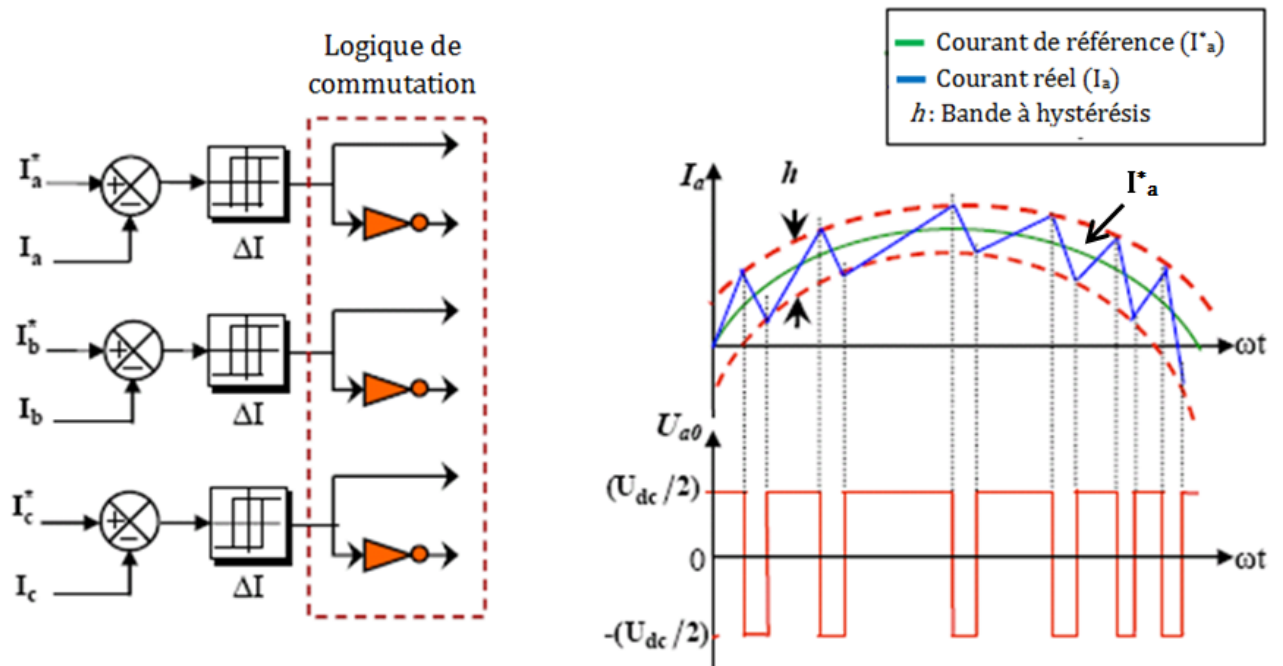


Figure (II-6): Commande Par Hystérésis

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.

II.5 Modulation Par M.L.I Vectorielle

Cette modulation est utilisée par la commande moderne des machines à courant alternatif. Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à reconstruire le vecteur de tension $V_{réf}$ à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Pour simplifier la mise en œuvre de la commande, nous utiliserons la transformation triphasé-diphasé ou la transformation de **Concordia** définie par :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (II-7)

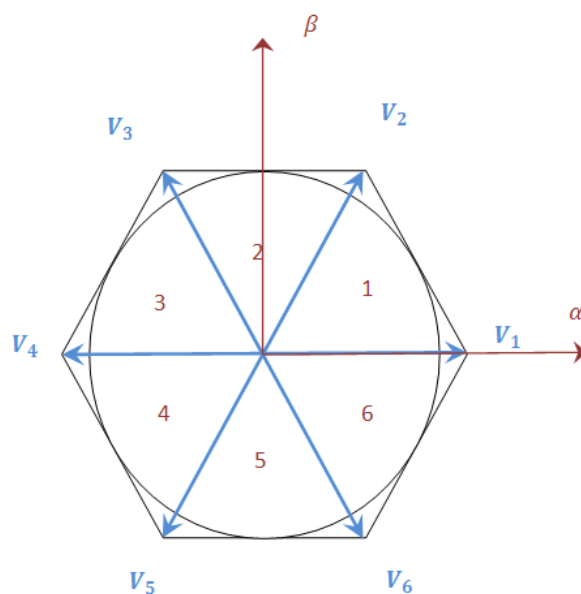


Figure (II-7): Tensions générées dans le plan (V_α, V_β) .

II.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, les différentes stratégies de commande de l'onduleur, **M.L.I sinusoïdale**, **hystérésis** et la plus récente **M.L.I vectorielle**.

La commande par hystérésis est très simple et très rapides mais sa fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable.

La M.L.I sinusoïdale demande de déterminer les instants de commutations des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur séparément, par contre L'M.L.I vectorielle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence.

CHAPITRE 03

Modélisation De La Commande M.L.I Vectorielle De L'onduleur Triphasé

III-1 Introduction:

Actuellement dans un moteur à courant alternatif, un certain nombre de critères sont mis au point pour aider à choisir la méthode de commande des onduleurs, qui soit favorable à l'application souhaitée. Parmi ces critères, on cite:

- *Le taux d'harmoniques du courant:*
Qui affecte les pertes fer et par conséquent le rendement.
- *Les ondulations du couple :*
Fonction directe du taux d'harmoniques des courants.
- *La fréquence de commutation :*

Une valeur élevée de cette fréquence est toujours souhaitable. Toutefois, on ne peut l'augmenter délibérément au-dessus d'un certain seuil afin de limiter les pertes dans les semi-conducteurs. Pour les **transistors bipolaires**, ce seuil est de quelques Kilohertz, pour les **IGBT s** il est autour de 10 KHz alors que pour les **GTO s** il ne dépasse pas les centaines de Hertz.

- *Les performances dynamiques :*

Elles dépendent du temps de réponse des courants. En effet, parfois, on a besoin d'utiliser le filtrage pour réduire les harmoniques d'ordre élevé ce qui affecte directement le temps de réponse des courants.

Dans ce qui suit, on a le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension donnée par la figure (III-1).

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

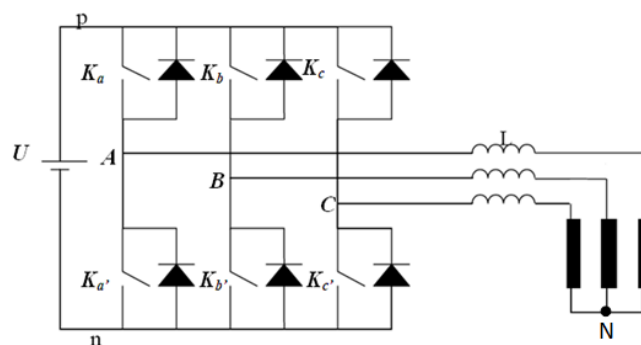


Figure (III-1) : La topologie d'un onduleur triphasé de tension.

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin des trois signaux logiques (K_a , K_b et K_c) pour commandé 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 . Lorsque le signal logique est à **1**, l'un des interrupteurs K_j' est fermé, alors que, s'il est à **0**, c'est l'un des interrupteurs K_j qui est fermé.

La figure (III-2) fait le lien entre les différentes **séquences**, les vecteurs de tensions et L'état des interrupteurs formant l'onduleur :

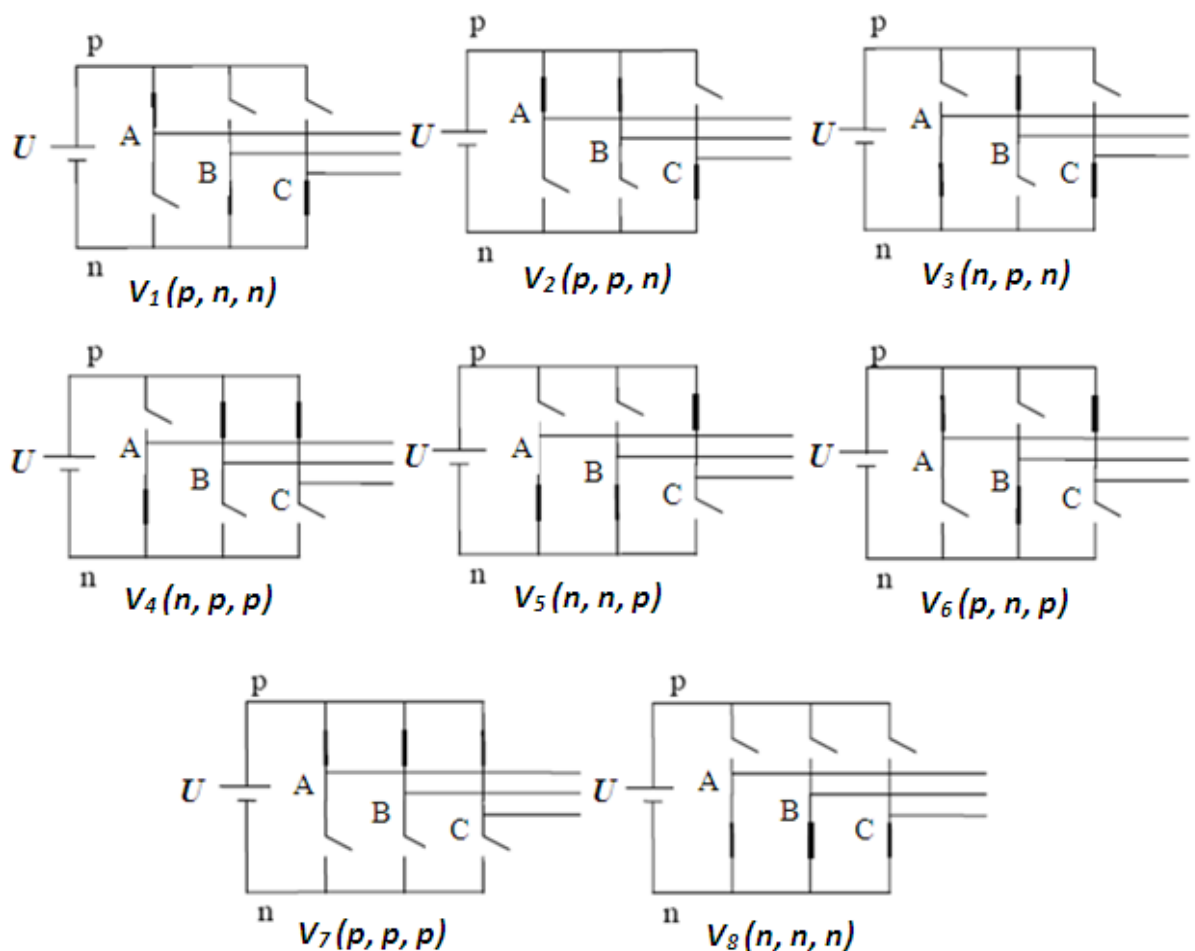


Figure (III-2) : les huit états topologies de l'onduleur triphasé.

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma suivant figure (III-3) :

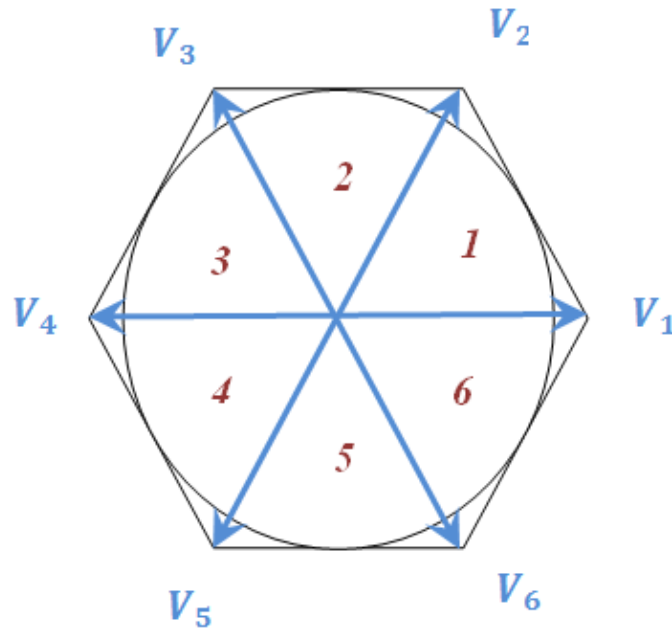


Figure (III-3) : Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

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 du moteur.
- Deux vecteurs de roues libres (8 et 7) inactif, pas de tension aux bornes du moteur.

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.

Par exemple, le vecteur V_1 est lié çà la **séquence(100)** ce qui correspond à la situation où les interrupteurs (K_a , K_b et K_c) sont fermés.

III-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 (III-2), qui est répétée dans la figure (III-4(a)) :

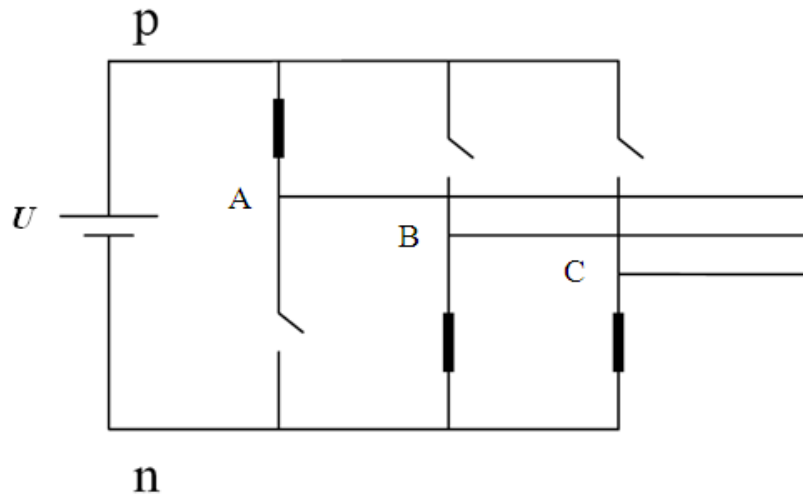


Figure (III-4(a)) : Topologie 1 – $V_1 (1, 0, 0)$ de l'onduleur triphasé.

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 (III-4(b)), où les tensions (U_{AB} , U_{BC} , U_{CA}) sont les vecteurs des tensions composées décalées entre eux de 120° dans l'espace.

Les vecteurs efficaces de tension produit par cette topologie est représenté comme $V_1 (pnn)$ dans la figure (III-4(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).

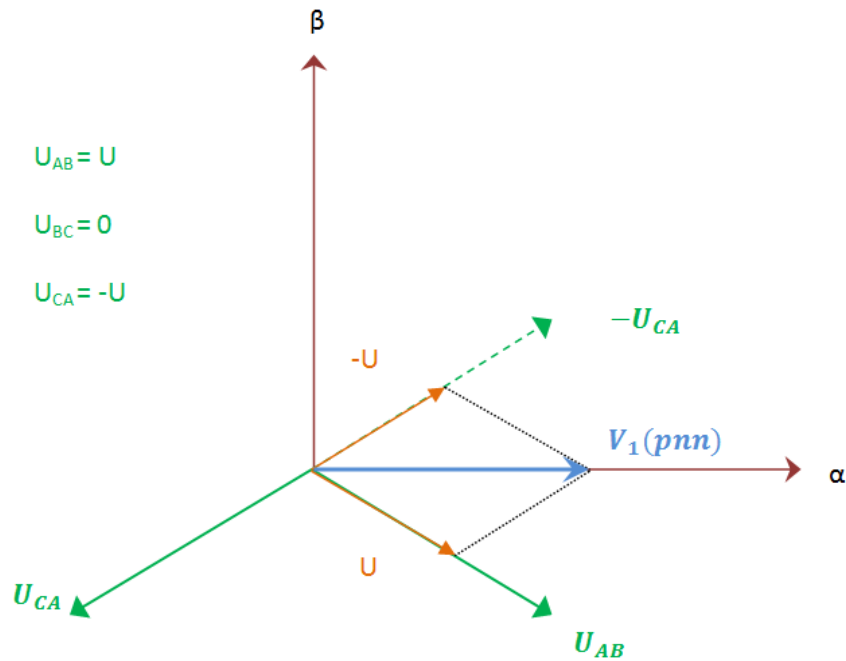


Figure (III-4(b)) : Représentation de la topologie 1 dans le plan (α, β) .

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 (III-5). Les têtes de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée dans la figure (III-5)).

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

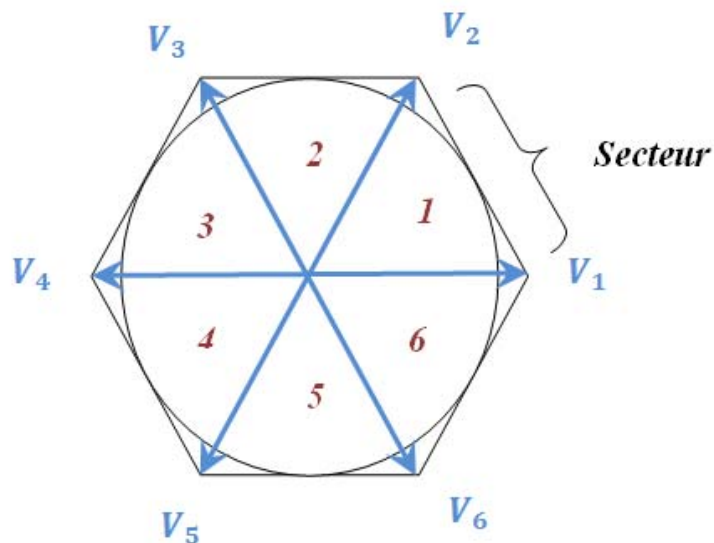


Figure (III-5) : Représentation des vecteurs de tension différents de zéro.

Considérant les deux dernières topologies de la figure (III-2) qui sont répétées dans la figure. (III-6-(a)) les vecteurs des tensions de sortie produit par ces topologie sont données par :

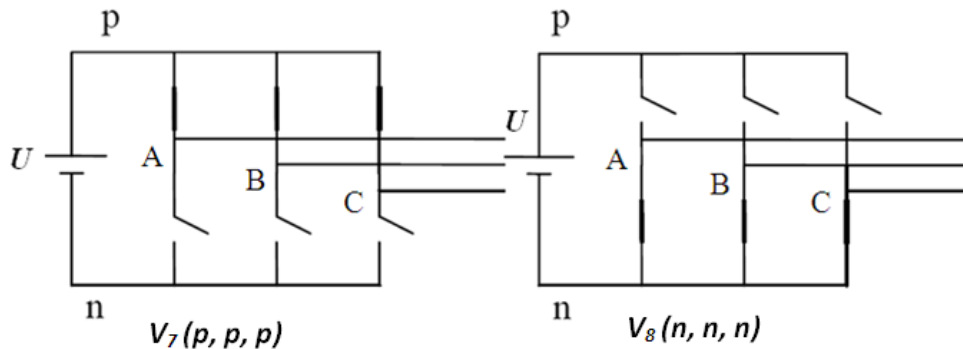


Figure (III-6-(a)) : Les topologies des vecteurs nuls de tension de sortie de l'onduleur

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

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 (III-6-(b)).

Les vecteurs (V_1 à V_8) sont appelés les **vecteurs d'état de commutation (SSVs : switching state vectors)**.

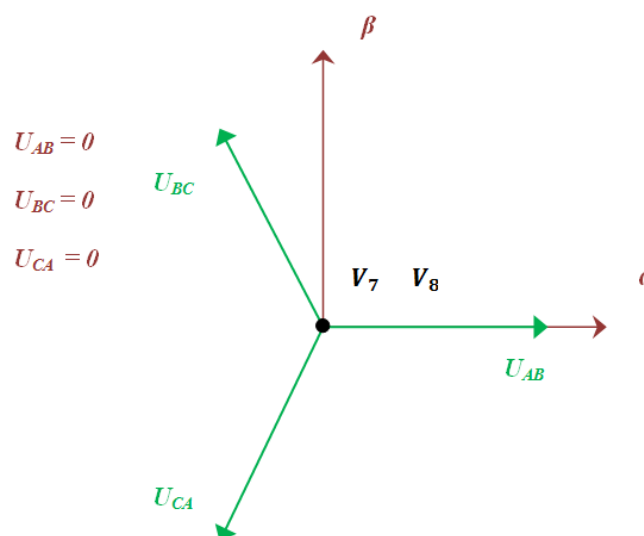


Figure (III-6-(b)) : Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β)

III-3 Modulation du vecteur spatial (Space Vector Modulation) :

Les trois tensions désirées à la sortie de l'onduleur sont représentées par un vecteur équivalent V_{ref} tournant dans la direction antihoraire comme montré dans la figure (III-7(a)).

L'amplitude de ce vecteur est liée à l'amplitude de la tension de sortie figure (III-7(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.

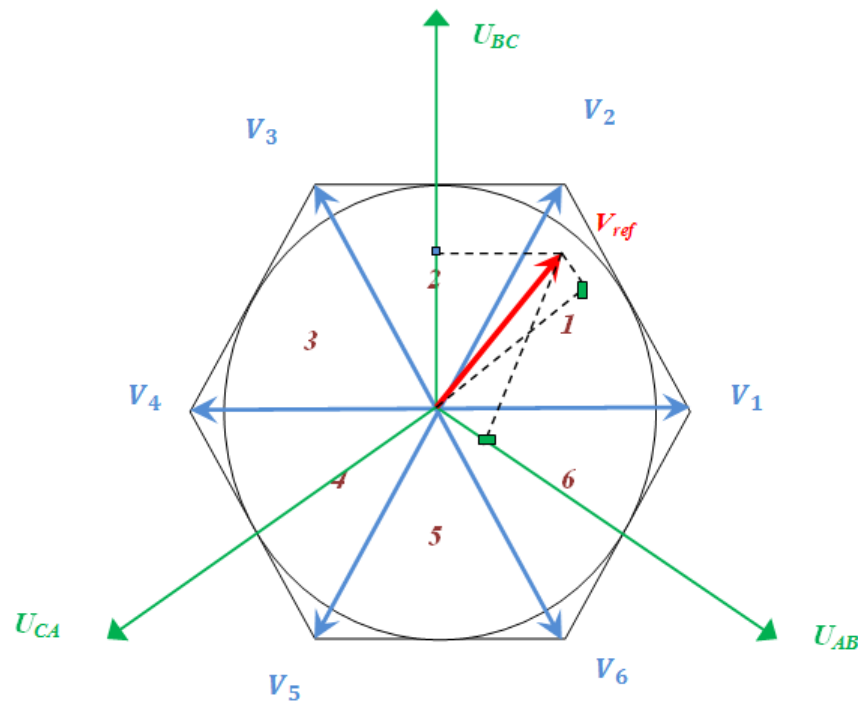


Figure (III-7(a)) : Le vecteur de tension de sortie dans le plan (α, β) .

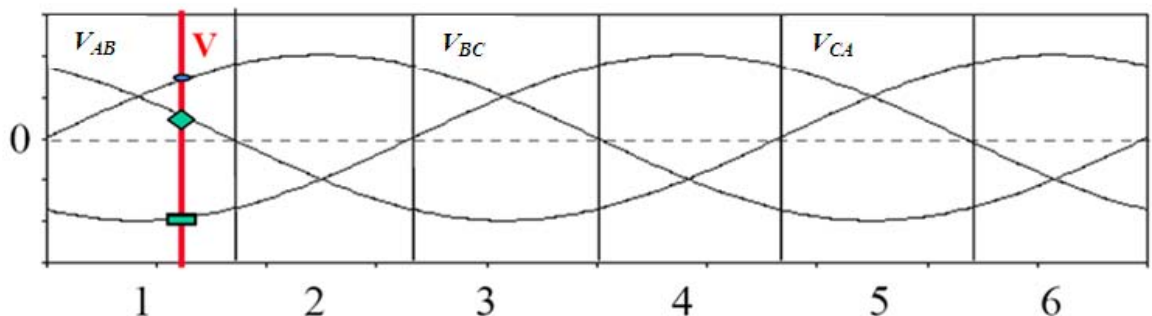


Figure (III-7(b)) : L'amplitude de la tension de sortie.

Considérons la situation quand le vecteur de tension composé (tension entre phases) $V_{réf}$ désiré à la sortie de l'onduleur est dans le **secteur 1** comme illustré dans la figure (III-8).

Ce vecteur, peut être synthétisé par la modulation de largeur d'impulsions (**PWM**) des deux vecteurs adjacent (**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 :

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

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 :

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

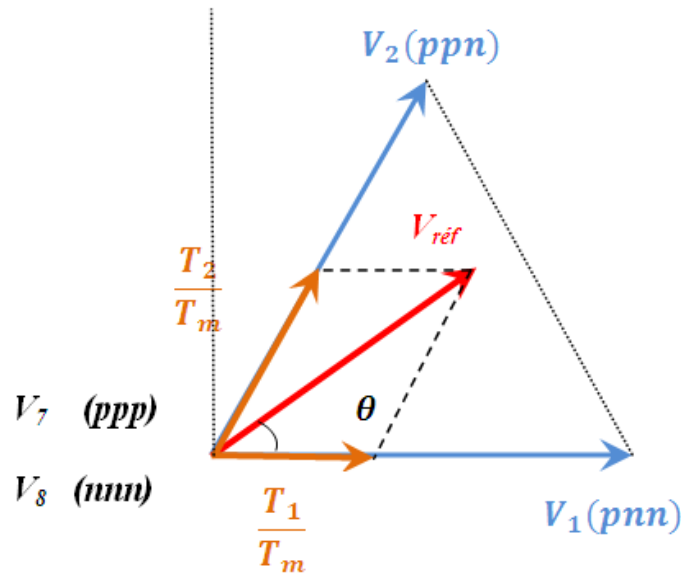


Figure (III-8) : Projection du vecteur de tension dans le secteur $n^{\circ}1$.

θ : l'angle instantanée du vecteur de référence.

Tous les schémas de modulation du vecteur spatial et la plupart des **algorithmes de M.L.I Vectorielle**, utilisent les formules (III-3) et (III-4) pour déterminer la tension de sortie de l'onduleur.

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 (III-8), 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).*

Les schémas de modulation décrivent le cas quand le vecteur de référence est dans le secteur n° 1, tout les autres cas sont symétriques.

III-4 Théorie de l'MLI Vectorielle

Nous s'appuyons sur le schéma de la figure (III-9) Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

- *La source d'entrée est parfaitement continue.*
- *La commutation des interrupteurs est instantanée.*
- *La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.*

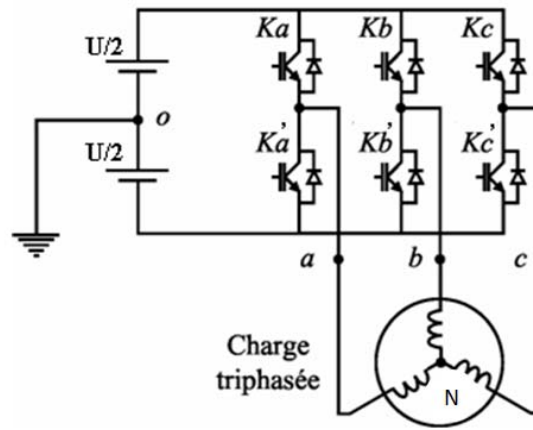


Figure (III-9) : Schéma Représentatif d'un onduleur de tension.

On suppose que la commande de chacun des trois branches de l'onduleur est complémentaire, ce qui permet de les remplacer par des interrupteurs statiques à deux positions.

En s'appuyant sur la notion de vecteur tournant expliquée dans le paragraphe précédent, on peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur de tension.

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(V_{AN} + V_{BN} \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{CN} \times e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{III} - 5)$$

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande K_j ($j=a, b, c$) telle que :

- ✓ $K_j = 1$: Si la phase a est connectée à la borne positive de la source continu U .
- ✓ $K_j = 0$: Si la phase a est connectée à la borne négative de la source continu U .

La même chose pour les autres phases.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions des phases V_{jN} en fonction des signaux de commande K_j telle que :

$$V_{jN} = K_j \times U - U/2 \quad (\text{III} - 6)$$

On peut alors écrire :

$$V_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \times \left(K_a + K_b \times e^{j\frac{2\pi}{3}} + K_c \times e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \times \frac{U}{2} \quad (\text{III} - 7)$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (K_a, K_b, K_c) permettent de générer les huit positions du vecteur V_{ref} dont deux correspondent au vecteur nul comme le montre la figure (III-10) :

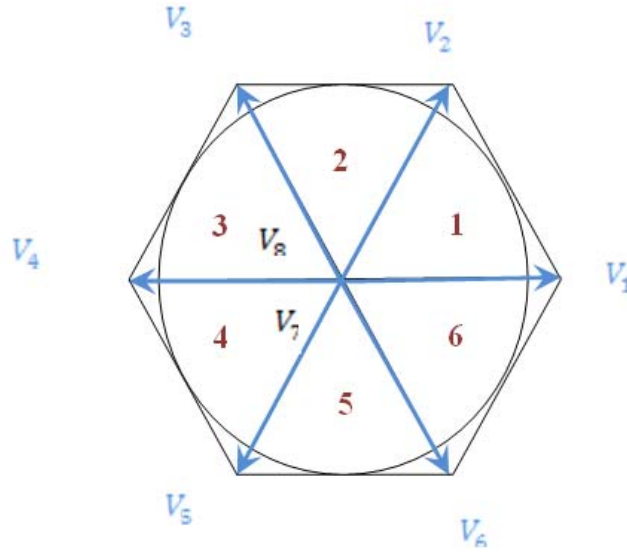


Figure (III-10) : les vecteurs de tension de l'onduleur dans le plan (α, β) .

$$V_8 \Leftrightarrow (K_a, K_b, K_c) = (0, 0, 0), V_7 \Leftrightarrow (K_a, K_c) K_b = (1, 1, 1)$$

L'utilisation de l'expression (III-6) permet d'établir les équations instantanées des tensions en fonction des grandeurs de commandes.

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

Par principe, cet onduleur a un fonctionnement discret. Il ne peut prendre que $2^3=8$ états, (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.

III-4-1 Principe de la M.L.I vectorielle

L'onduleur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type V_i . On ne peut réaliser une tension quelconque souhaitée qu'en valeur moyenne sur une période d'échantillonnage T_m .

Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à reconstruire le vecteur de tension $V_{réf}$ pendant une période d'échantillonnage T_m par les vecteurs tension adjacents V_i , V_{i+1} , V_0 et V_8 ($i=1, \dots, 6$) 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 V_i
0	0	0	0	0	0	0	0	$V_8 = 0$
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	$V_7 = 0$

On met : $V_8 = V_7 = V_0 = 0$

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

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (III-11) :

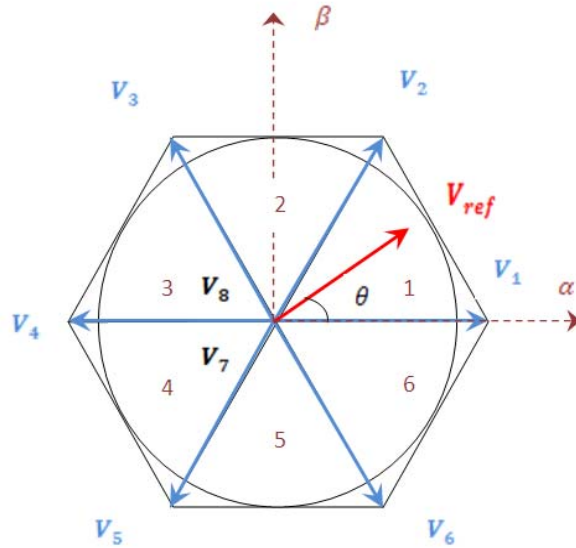


Figure (III-11) : Représentation des vecteurs de tension l'état de l'onduleur et le vecteur de référence dans le repère stationnaire

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 est V_7 et V_8 , 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_α , V_β , V_{ref} et angle (θ) .
- Détermination du secteur « i » contenant le vecteur V_{ref} .
- Détermination des durées d'utilisation des interrupteurs T_1 , T_2 et T_0 .
- Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur (K_a , K_b , K_c , et K_a' , K_b' et K_c').

III-5-1-1 Détermination de $V_\alpha, V_\beta, V_{réf}$ et angle (θ) :

A partir de la figure (III-12), $V_\alpha, V_\beta, V_{réf}$ et angle (θ) peuvent être déterminés comme suit :

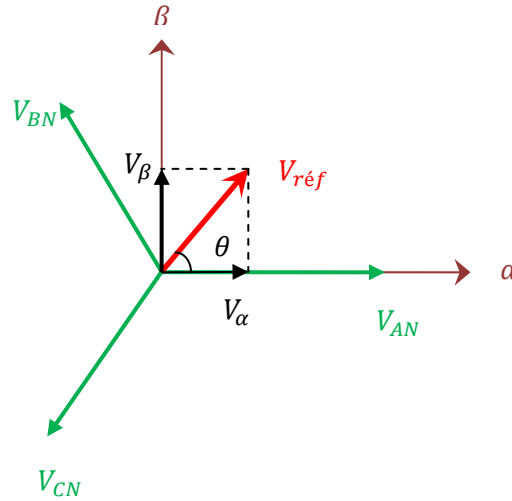


Figure (III-12): Projection des vecteurs de tension V_{AN}, V_{BN}, V_{CN} sur le plan (α, β)

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 :

$$T_m = T_1 + T_2 + T_0$$

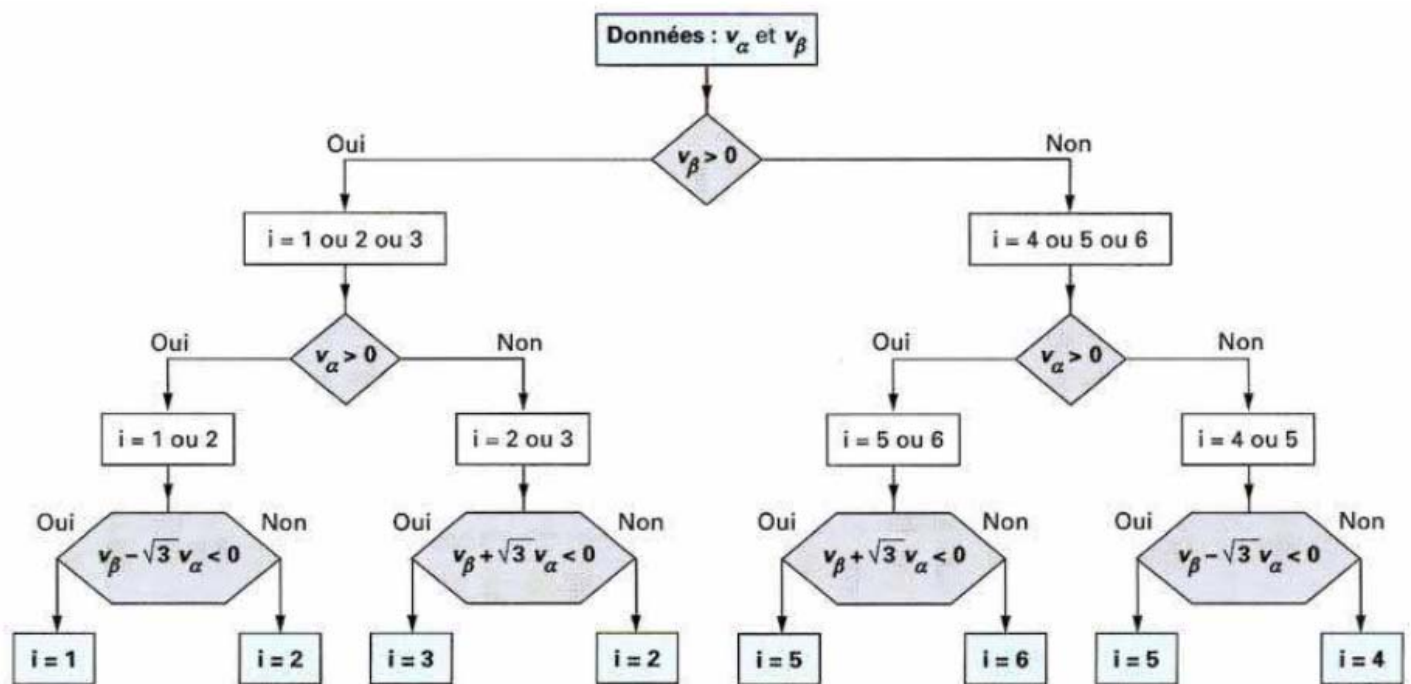
$$V_{réf} = \frac{T_1}{T_m} \times V_1 + \frac{T_2}{T_m} \times V_2 + \frac{T_0}{T_m} \times V_0$$

III-5-1-2 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 le secteur « i » est décrit ci-dessous :



III-5-1-3 Détermination des instants T_1 , T_2 et T_0

La Détermination des instants T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur les axes α et β figure (III-13) :

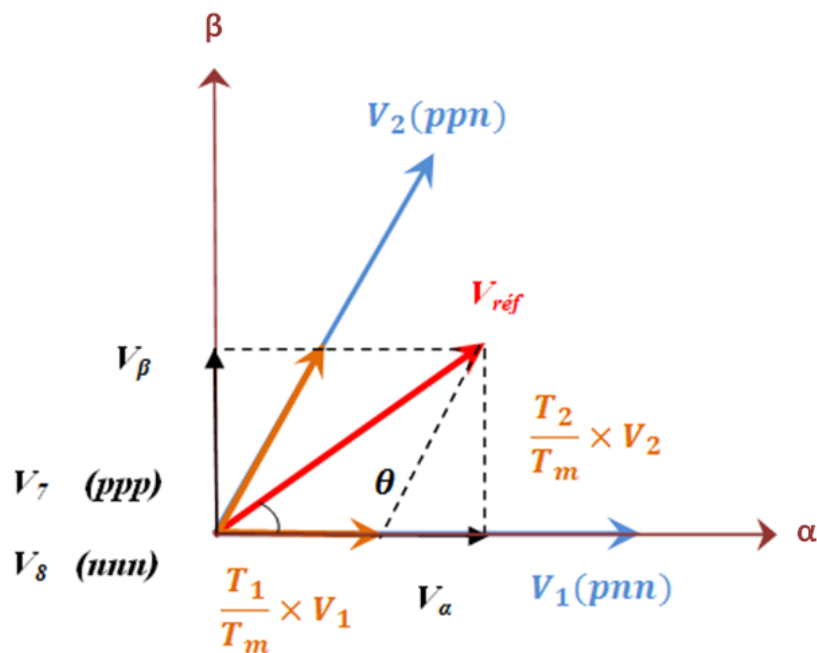


Figure (III-13) : Production du vecteur de tension dans le secteur n°1

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

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

Une fois la décomposition de $V_{réf}$ suivant les deux vecteurs adjacents V_i et V_{i+1} est faite, il nous reste uniquement la détermination des durées T_i et T_{i+1} :

$$T_m \times |V_{réf}| \times \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} = T_1 \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times U \times \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix}$$

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

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.

III-5-1-2 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 figure (III-14) :

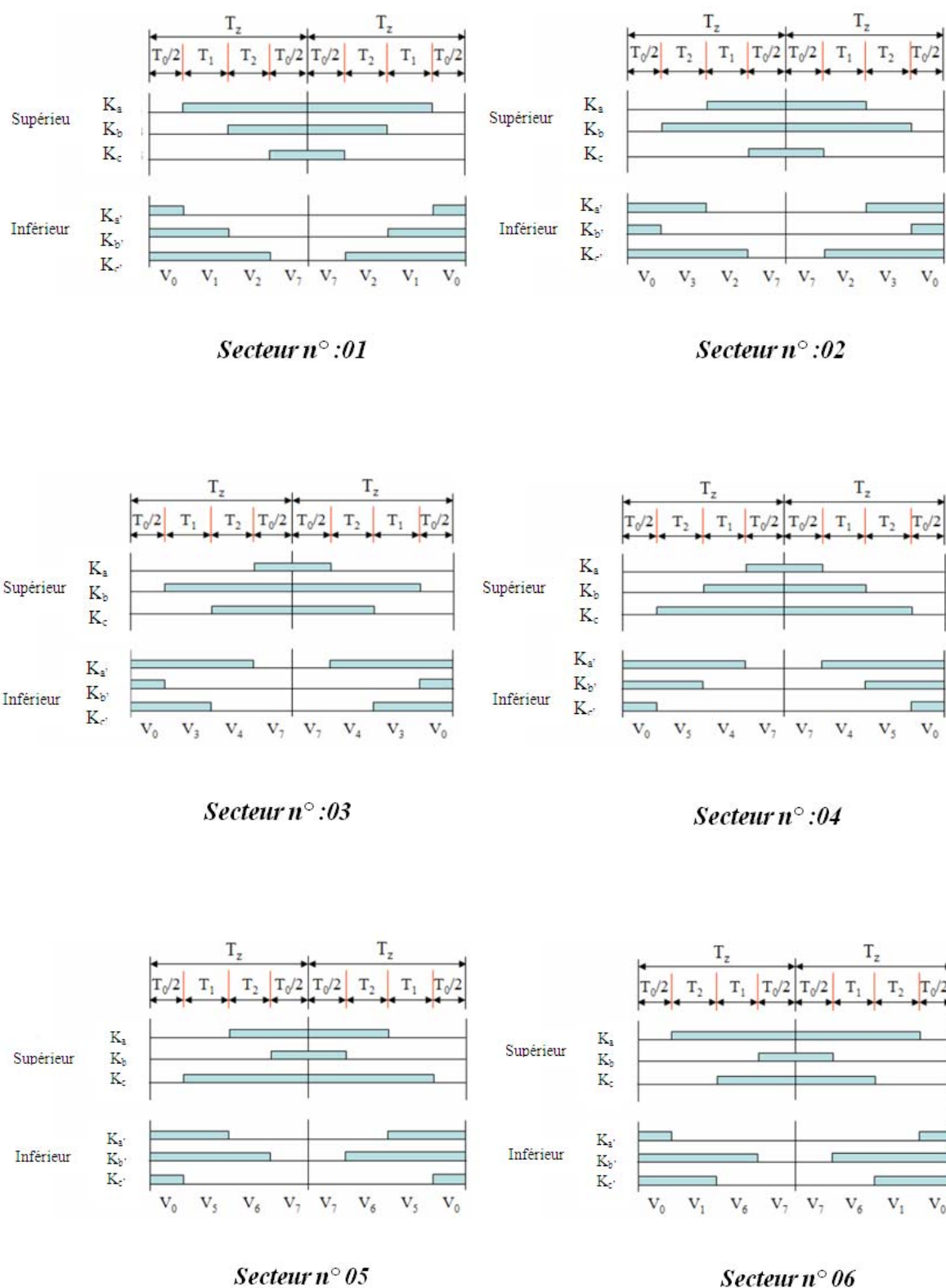


Figure (III-14) : Les temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur

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.

III- 6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce troisième chapitre la modulation vectorielle de l'onduleur de tension triphasé.

En choisir la M.L.I vectorielle comme stratégie de commande à cause de ses performances vis-à-vis la M.L.I sinusoïdale.

Le chapitre suivant sera consacré au développement de cet algorithme et à la simulation, dans le but de faire une étude comparative entre la commande en M.L.I vectorielle et M.L.I sinusoïdale.

CHAPITRE 04

Programmation et simulation

IV-1 Introduction

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tension ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de **modulation de largeur d'impulsions (M.L.I)** permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La M.L.I permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Foucault). Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple; des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il faut donc minimiser ces harmoniques.

Donc, deux catégories de M.L.I ont été développées :

- *La modulation sinus-triangle.*
- *La modulation vectorielle.*

IV-2 - M.L.I. Sinusoïdal

La **M.L.I. Sinus-Triangle** est réalisée par la comparaison d'une référence sinusoïdale de fréquence f_r , appelée **modulante** et un signal triangulaire de haute fréquence f_m , appelée la **porteuse**, pour déterminer les instants de commutation. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Nous avons pris l'amplitude des signaux de référence (**0.866*10**) avec une porteuse qui a les caractéristiques suivantes :

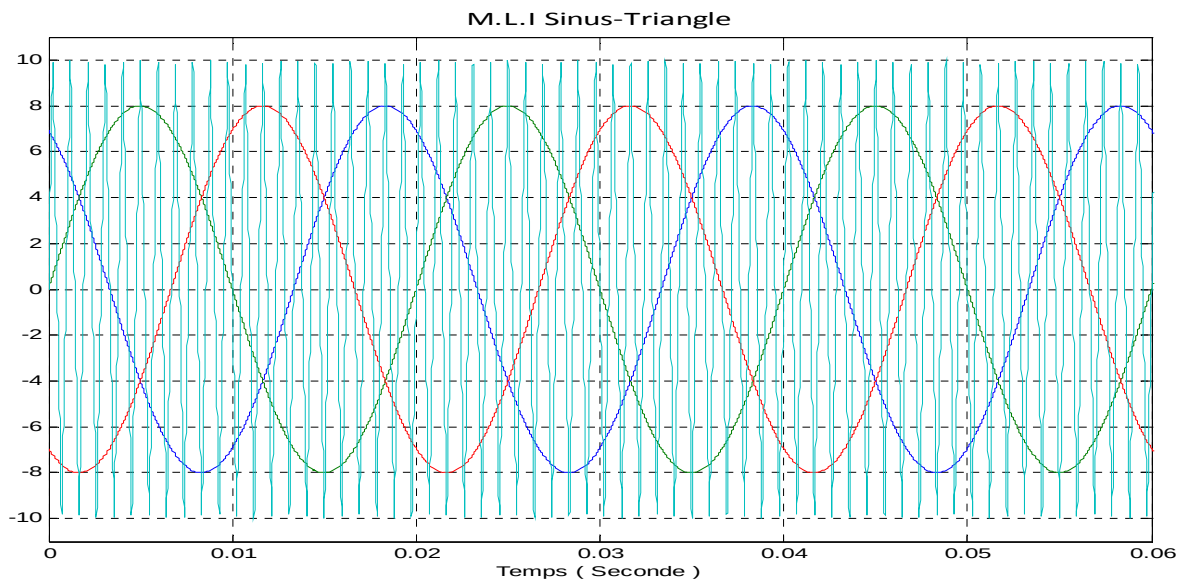
- *Les valeurs du temps (période) :* $[0 \quad 0.02/(4*48) \quad 0.02/(4*48)+0.02/(2*48) \quad 0.02/48]$.
- *Les valeurs des coordonnées (amplitude du signal) :* $[0 \quad 10 \quad -10 \quad 0]$.
- *L'indice de modulation :* $m=48$.

En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $(2\pi/3)$ à la même fréquence f_s .

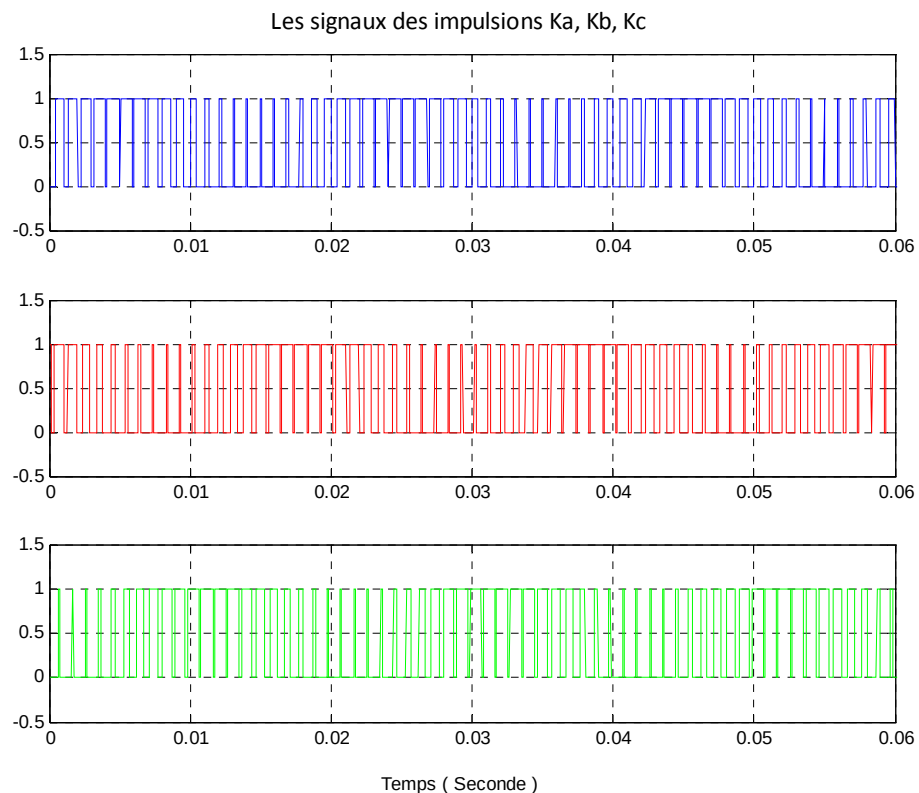
Pour cette stratégie de commande, on visualise le schéma représentative de la M.L.I sinus-triangle, les signaux de l'impulsions K_a , K_b , et K_c , les tensions de phase V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} et les tensions composé U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} , ainsi que son spectre d'harmoniques.

IV -2 -1 Résultats de simulation

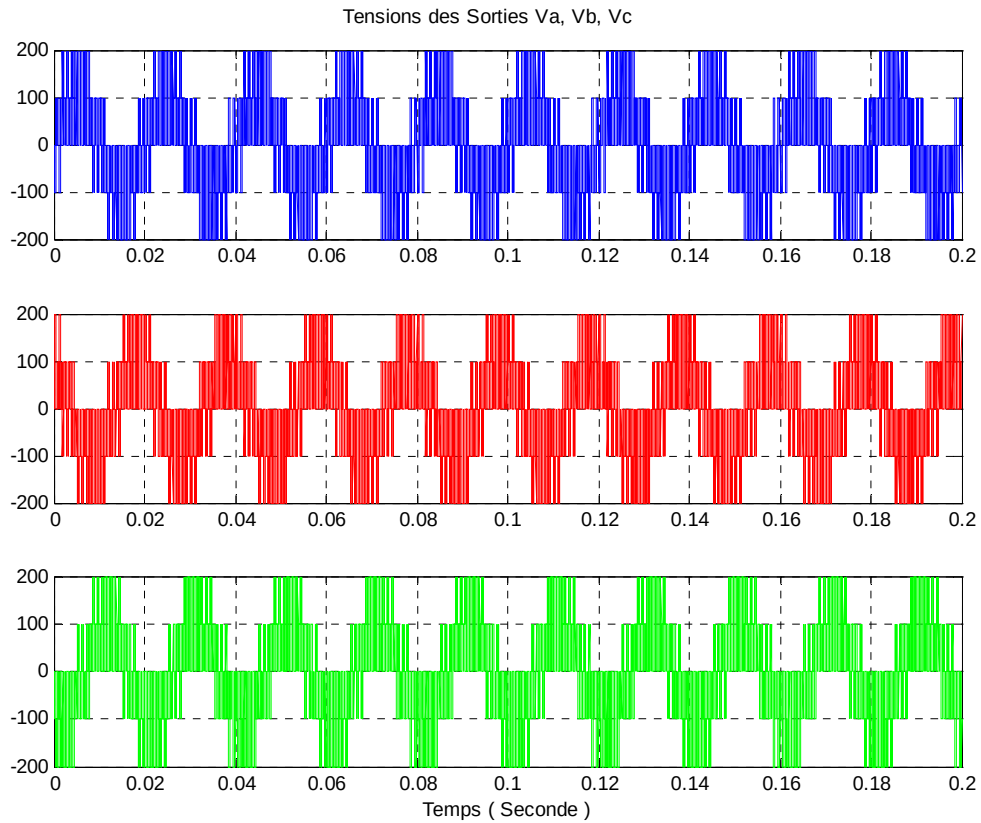
a-Schéma représentative de la M.L.I Sinusoïdale :



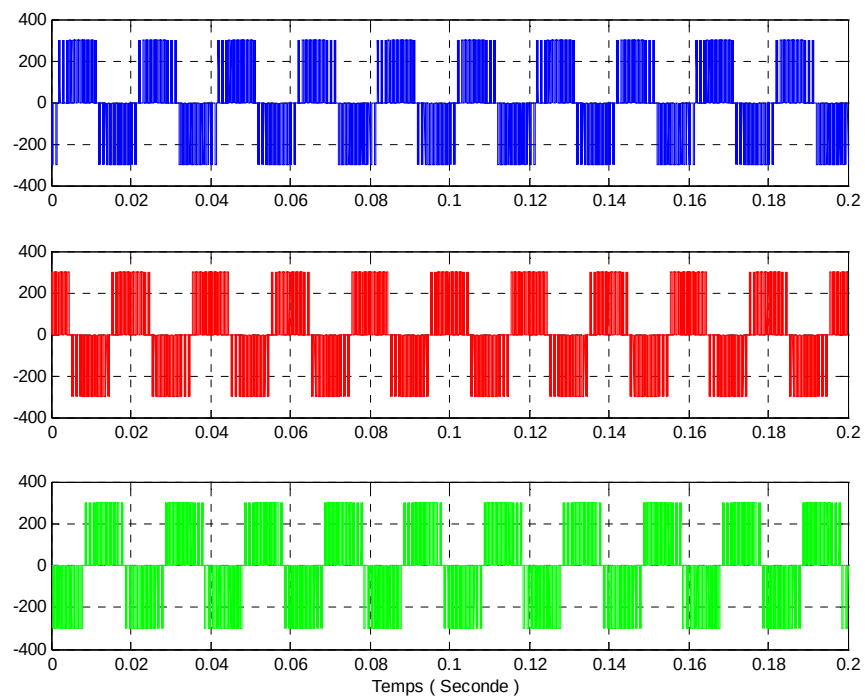
b- Les signaux des impulsions K_a , K_b , K_c de l'onduleur :



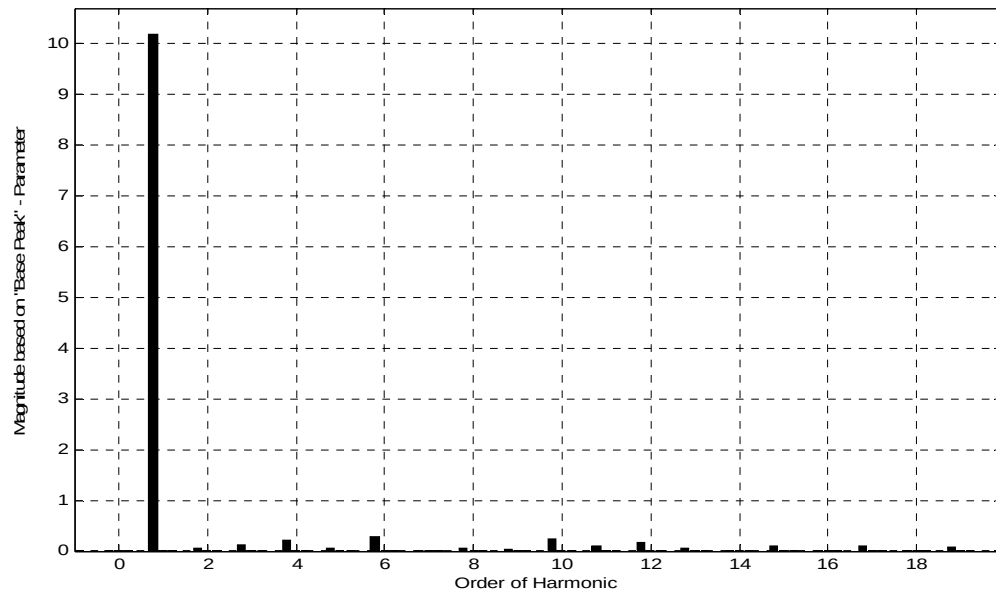
c- Les tensions simples V_A , V_B et V_C à la sortie de l'onduleur



d- Les tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur



e-Analyse spectrale du courant



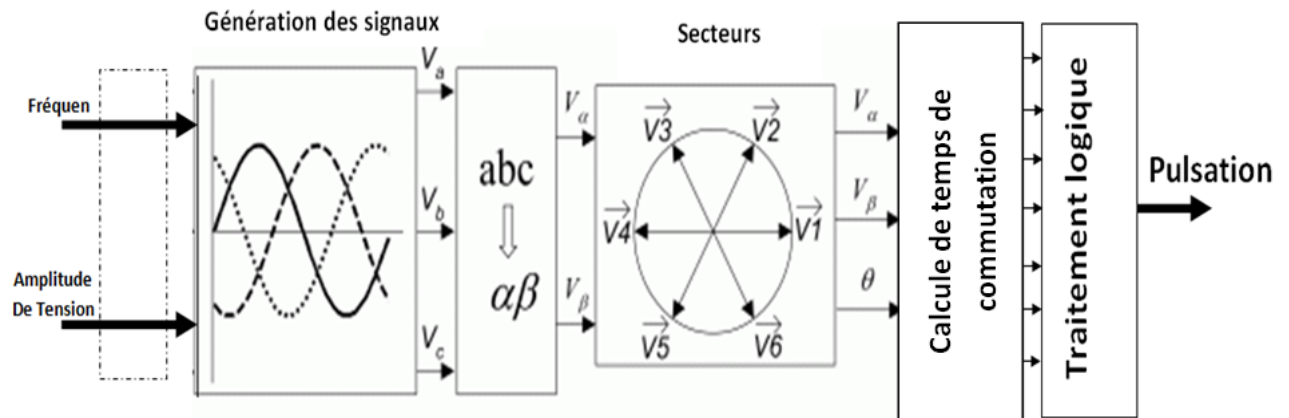
IV -2 -2 Interprétation des courbes

- Les six impulsions de commande sont décalées entre elles de $(\pi/3)$.
- Les tensions V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} à la sortie de l'onduleur commandé par M.L.I sinusoïdale forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles de un tiers de période.
- La valeur de distorsion totale des harmoniques est $T_{HD} (M.L.I \text{ sinusoïdale}) = 7.39\%$

IV -3 M.L.I. Vectorielle

Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé.

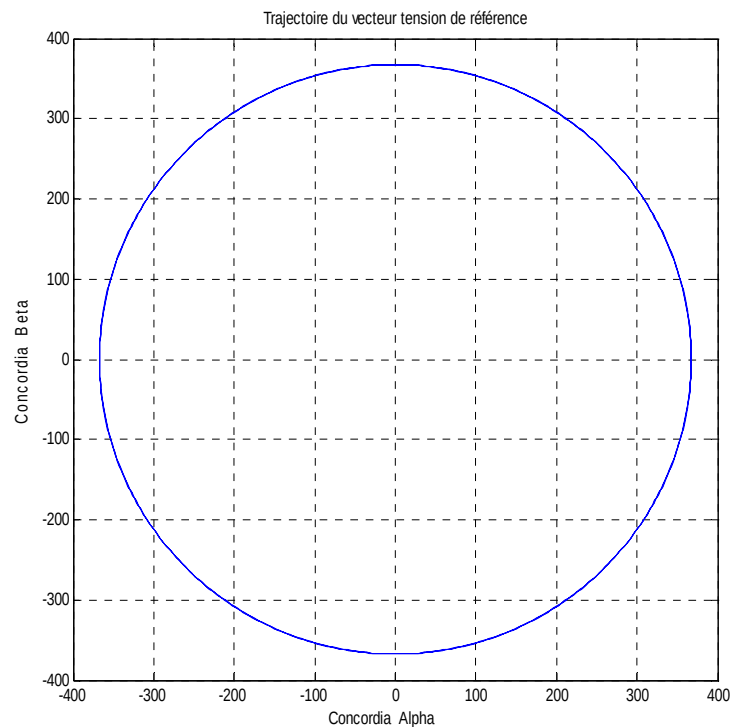
Pour ces raisons, nous avons développé un algorithme, qui sera ultérieurement un programme en « Matlab ». Les différentes étapes sont représentées dans le schéma suivant :



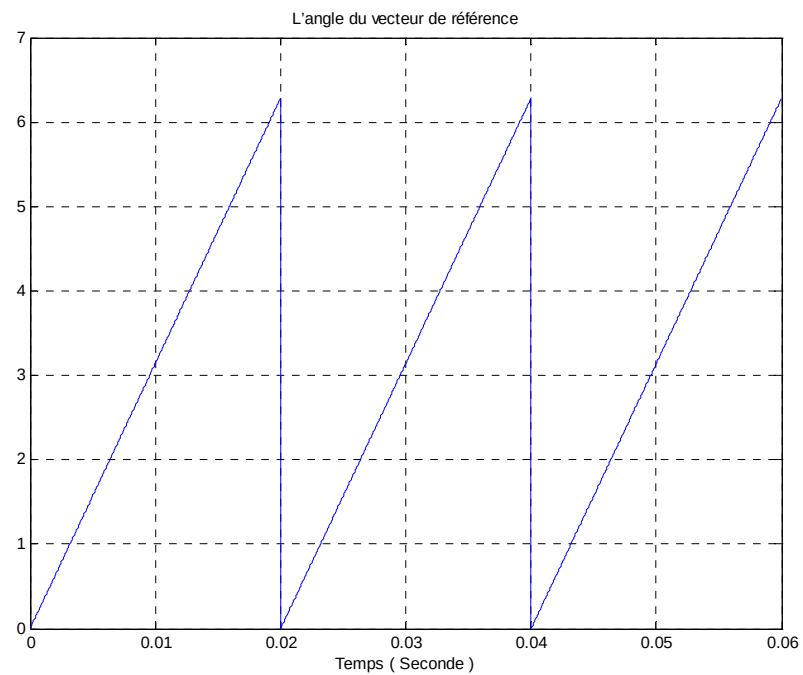
Pour cette stratégie de commande, on visualise d'abord la trajectoire du vecteur tension de référence, l'angle du vecteur de référence, la détection des secteurs, et l'évolution des rapports cycliques. Ensuite, on visualise les signaux d'impulsion K_a, K_b et K_c , les tensions des phases V_a, V_b, V_c ainsi que les tensions composées U_{AB}, U_{BC}, U_{CA} et spectre d'harmoniques, pour une fréquence $f = 50 \text{ Hz}$ et une valeur de fréquence d'échantillonnage ($f_m = 2.4 \text{ kHz}$). Les résultats de simulation sont représentés sur les figures suivantes.

IV -3-1 Résultats de simulation

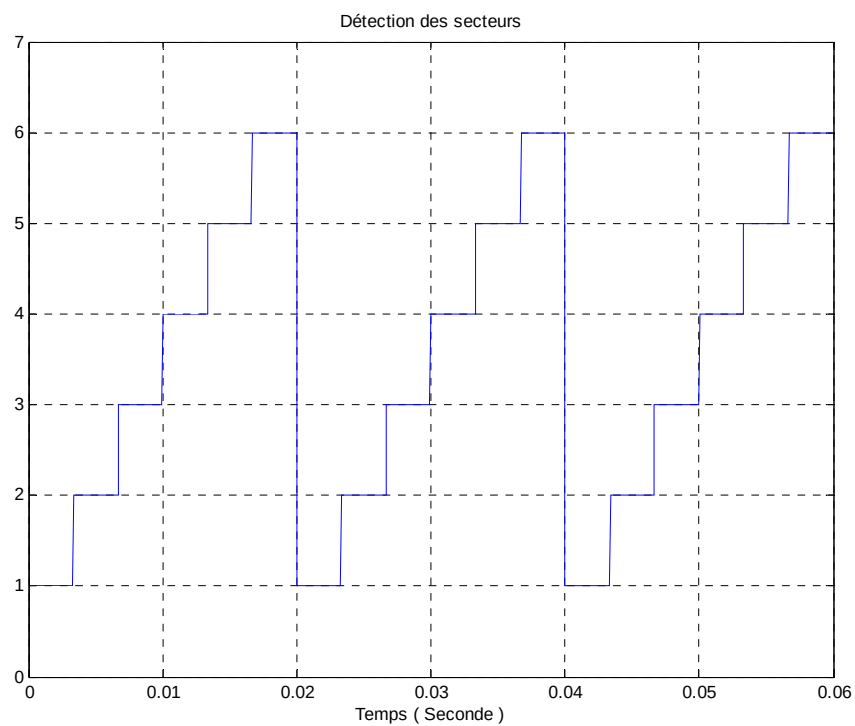
a- Trajectoire de la vectrice tension de référence



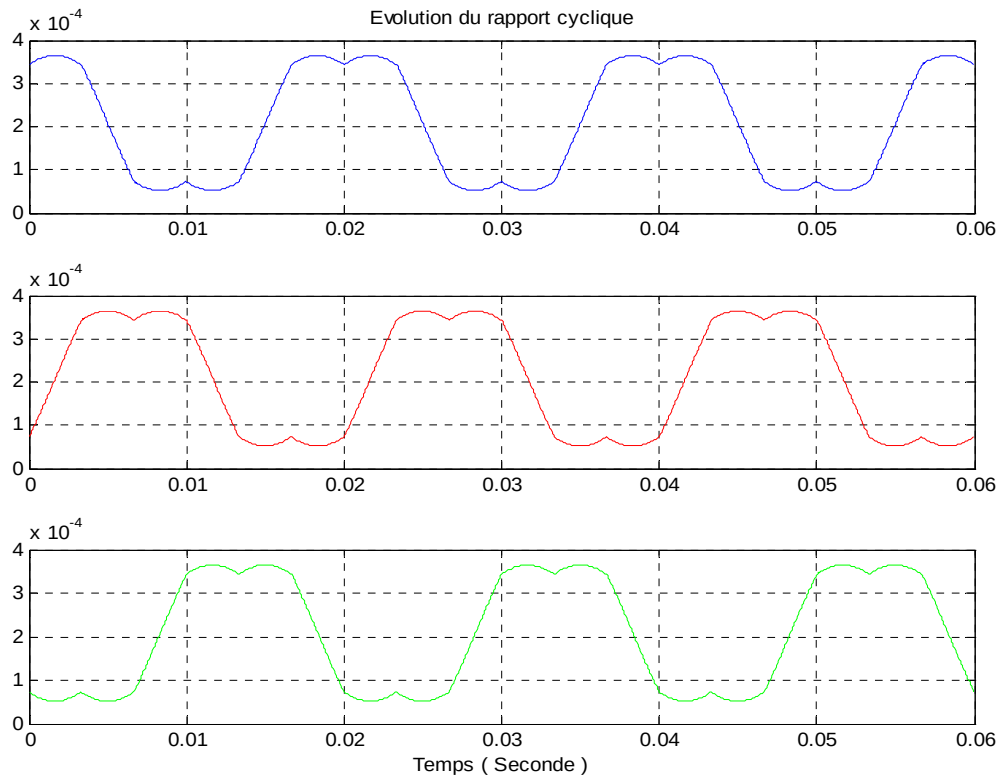
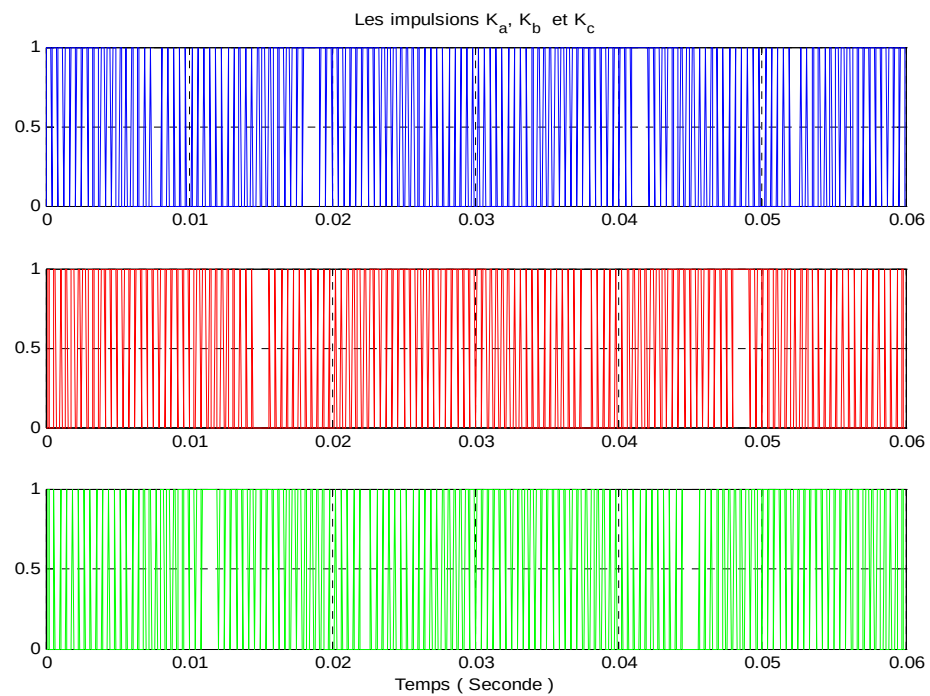
b- L'angle du vecteur de référence



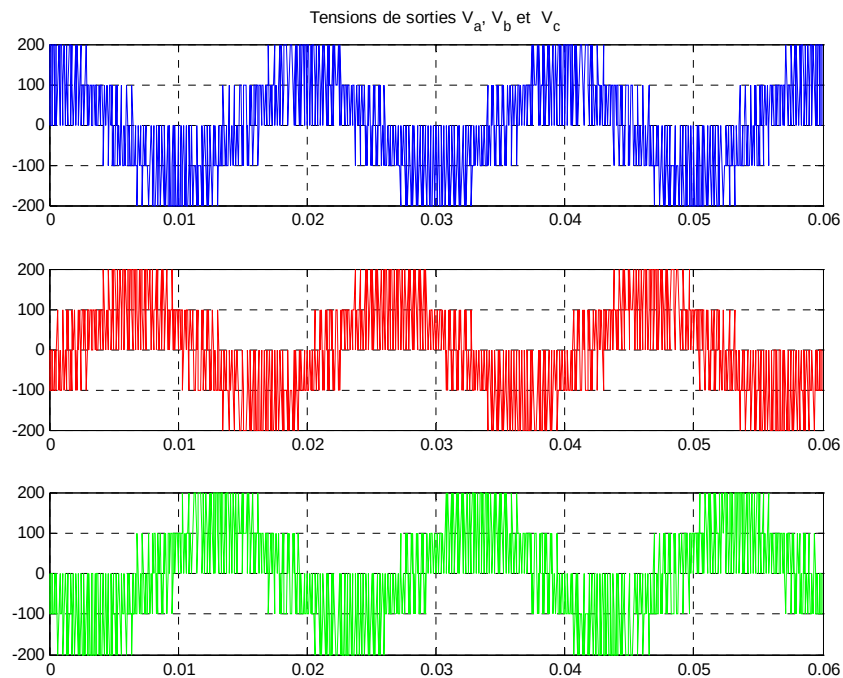
c- Détection des secteurs



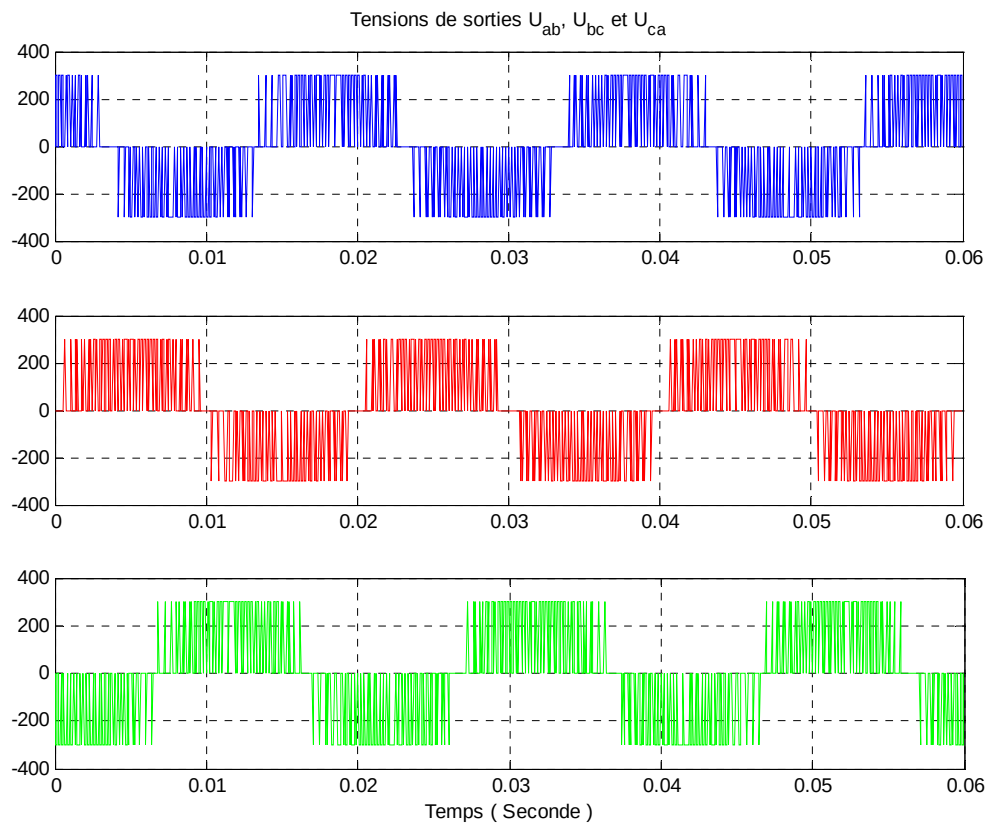
d- La variation de largeur d'impulsion des trois interrupteurs supérieurs

e- Les impulsions K_a , K_b et K_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur

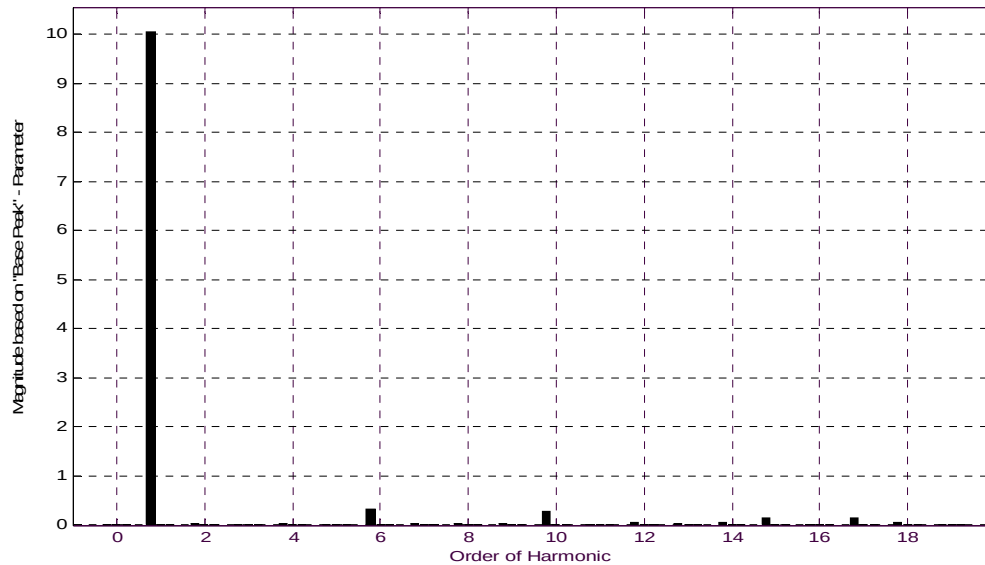
f- Les tensions simples V_A, V_B, V_C à la sortie de l'onduleur



g- Les tensions composées U_{AB}, U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur



h- Analyse spectrale du courant



IV -3-2 Interprétation des courbes

Pour le principe de *M.L.I vectorielle*,

- La trajectoire du vecteur tension de référence est bien un cercle qui tourne autour de l'origine.
- La détection des secteurs se fait un par un et on voit la variation de largeur d'impulsion.
- La forme de la tension simple est peu différente de celle de la *M.L.I sinusoïdale*,
- Seulement que le spectre d'harmoniques est meilleur que celui de la *M.L.I sinusoïdale* pour une fréquence d'échantillonnage égale à 2.4 kHz.
- La valeur de distorsion totale des harmoniques est :

$$T_{HD} (\text{M.L.I vectorielle}) = 4.80 \% < T_{HD} (\text{M.L.I sinusoïdale}) = 7.39\%$$

IV -4 Conclusion

Il est aujourd'hui bien connu que la technique de la modulation en largeur d'impulsion (*M.L.I*) offre un nombre d'avantages par rapport aux autres techniques de commande, les développements récents de la micro-électronique et des composants de l'électronique de puissance ont éliminé plusieurs contraintes conditionnées par l'application de la commande en **M.L.I vectorielle**.

Introduction générale

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car ils sont utiles pour les entraînements à vitesse variable.

Un onduleur de tension est un convertisseur statique alimenté soit par une source continue soit par un réseau redressé et soit par une batterie d'accumulateur pour fournir une tension ou courant alternatifs soit de fréquence fixe (le cas des alimentations sans interruption) soit de fréquence variable (le cas des moteurs à courant alternatif).

L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention d'une tension non sinusoïdale (riche en harmoniques) à la sortie ce qui provoque une dégradation du régime de fonctionnement de certaines charges surtout les machines électriques.

Dans le cadre de la recherche des méthodes de réduction des harmoniques, plusieurs travaux ont été réalisés sur deux axes. Le premier été l'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur surtout pour les puissances très élevées, le second été de commander l'ouverture et la fermeture des semi-conducteurs formant l'onduleur.

L'utilisation des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs réduit considérablement les harmoniques. La modulation par hystérésis est souvent utilisable alors que sa fréquence n'est pas contrôlable.

La M.L.I sinusoïdale est la meilleure technique de commande de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs mais elle nécessite la connaissance des temps de commutation à chaque instant de modulation.

La M.L.I vectorielle est la méthode de modulation la plus récente, elle génère les temps de commutation des interrupteurs automatiquement avec la rotation du vecteur de référence pendant une période similaire à celle du fondamentale.

Notre système étudié est composé d'un onduleur de tension commandé par M.L.I vectorielle à séquence symétrique.

Le travail présenté est composé de quatre chapitres sont donnés ci-après :

Dans le premier chapitre, nous avons décrit le principe de fonctionnement, les différentes topologies et la modélisation de l'onduleur triphasé.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présentés les différentes stratégies de commande de l'onduleur, telles que la commande par hystérésis, la M.L.I sinusoïdale et la M.L.I vectorielle.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé la théorie ; la modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I) vectorielle.

Dans le quatrième chapitre, nous avons programmé l'algorithme de M.L.I vectorielle sous « *MATLAB* ». Les résultats obtenus sont interprétés et discutés.

Conclusion générale

Le travail exposé dans le présent mémoire consiste à définir la technique de modulation de la largeur d'impulsion vectorielle comme étant la meilleure technique de modulation pour réduire les harmoniques et les pertes due aux commutations des semi-conducteurs en réduisant le nombre d'ouvertures et de fermetures de ces derniers.

Le système étudié est composé d'un bloc de modulation vectorielle à base d'un algorithme de séquence aligné à droite qui génère des signaux de gâchette de chaque IGBT de l'onduleur à des temps bien déterminées.

Les résultats obtenus après plusieurs essais de simulation sous « MATLAB » nous montrent l'efficacité de l'algorithme de commande de M.L.I vectorielle utilisé puisque la distorsion totale d'harmonique du courant à la sortie de l'onduleur est égale à **4.80%** avec un indice de modulation **M = 48** et un indice de réglage **r = 0.86**.

Les résultats obtenus avec la M.L.I sinusoïdale sont : la distorsion totale d'harmonique du courant à la sortie de l'onduleur est égale à **7.39%** avec les mêmes valeurs des indices de modulation et de réglage. Il est clair que la M.L.I vectorielle donne des résultats meilleurs sur le plan T_{HD} et temps de réponse.

Concernant les futurs travaux, il est recommandé de considérer les aspects suivants :

- Réaliser l'onduleur de tension commandé par la technique M.L.I vectorielle, en implantant cet algorithme dans un **DSP** ou un **Microcontrôleur**.
- Étudier les onduleurs multi-niveaux qui nous permettent de contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage des principaux semi-conducteurs de puissance.

Références

[01] ZELLOMA. Laid, Filtrage actif parallèle du courant généré par un pont redresseur triphasé non commandé, Mémoire de Magister, Département de l'électrotechnique, Université de Annaba 2006.

[02] Carlos Canudas de Wit, Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones, Paris 2000.

[03] Application Note , An Introduction to Space Vector Modulation using NEC's 8-bit Motor Control Microcontrollers, Document No. U16699EE1V1AN00, Date Published May 2004

[04] Christopher Roff, Application Note: Space Vector Pulse-Width-Modulation For use with Inverters, Department of Computer and Electrical Engineering Michigan State University East Lansing, MI, March 30, 2005.

[05] GUERFI Youcef, ZAAMOUCHE Fares, Amélioration de l'alimentation du moteur asynchrone par l'utilisation de l'onduleur MLI, Département de l'électromécanique, Université de Annaba, juin 2006.

[06] BOUDACHE Addelkrim, GAGOUL Fayçal, Etude par simulation d'un filtre actif parallele, Département électrotechnique, Université M'SILA, 2006.

[07] DEHEB Abdelghani, RECHDANE Abdelkader, REHOUMA Messaoud, Amélioration de l'alimentation du moteur asynchrone par l'utilisation de l'onduleur MLI, département électrotechnique, Université d'EL-OUED, juin 2008.

[08] GUY grelllet, GUY clerc, Actionneurs électriques, Principes / Modèles / Commande.

[09] Mr. Messaoudi Mourad, Mr. Lebriki Salim, Commande Vectorielle directe et indirecte d'une machine à induction alimenté par un onduleur à MLI. Département électrotechnique, Université de Batna, 2008.

[10] A/M. Bendaikha, « Réduction des harmoniques a la sortie de l'onduleur de tension triphasé commandé par mli vectorielle », Mémoire de Magister, Université d'Annaba 2006.

[11] ACHOURI Radouane, HIDOUCHE Mohamed, Commande vectorielle de la machine asynchrone, Ecole Nationale Polytechnique département de Génie électrique, Juin 2007.

[12] Jin-Woo Jung, Ph.D Student, Mechactronic Systems Laboratory Departement of Elctrical and Computer Engineering the Ohio State University, February 20,2005.

[13] S.Rafa, H.Zeroug, L.Houcine, K.Boudjit, Simulation sur Matlab/Simulink et implementation sur DSP/FPGA de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (PMSM) alimenté par un onduleur de tension a modulation vectorielle (SVM), Université de la technologie Houari Boumedienne.

Sommaire

Introduction Générale.

Chapitre I :

I.1. Introduction	2
I.2. Les différents types d'onduleurs	2
I-2-1 Onduleur non autonome	2
I-2-2 Onduleur autonome	2
a- Onduleur autonome de courant	2
b- Onduleur autonome de tension	2
I.3. Principe de fonctionnement de l'onduleur de tension	3
I-3-1 Onduleur de tension monophasé	3
I-3-2 Onduleur de tension triphasé	3
I-3-2-1 Les relations générales de tension	4
I-3-2-2 Les relations générales de courant	5
Résumé	5
I.4. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	6
I-5 La qualité du signal	8
I.6. Les avantages et les inconvénients de l'onduleur de tension triphasé	8
I.7. Conclusion	8

Chapitre II :

II.1 Introduction	10
II.2 Commande en pleine onde	10
II-2-1 Mode I:	11
II-2-2 Mode II:	12
II-2-3 Mode III:	12
II.3 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle	14
II.4 Commande par hystérésis	16
II.5 Modulation Par M.L.I Vectorielle	18
II.6 Conclusion	19

Chapitre III :

III-1 Introduction:.....	22
III-2 les vecteurs spatiaux de tension	25
III-3 Modulation du vecteur spatial (Space Vector Modulation) :.....	28
III-4 Théorie de l'MLI Vectorielle	30
III-4-1 Principe de la M.L.I vectorielle	33
III-5-1-1 Détermination de $V_\alpha, V_\beta, V_{réf}$ et angle (ϑ) :	35
III-5-1-2 Détermination des secteurs	36
III-5-1-3 Détermination des instants T_1, T_2 et T_0	37
III-5-1-2 Détermination de la période de commutation de chaque interrupteur .	38
III- 6 Conclusion	40

Chapitre IV:

IV-1 Introduction	43
IV-2 - M.L.I. Sinusoïdal	43
IV -2 -1 Résultats de simulation	44
a-Schéma représentative de la M.L.I Sinusoïdale :	44
b- Les signaux des impulsions K_a, K_b, K_c de l'onduleur :.....	44
c- Les tensions simples V_A, V_B et V_C à la sortie de l'onduleur	45
d- Les tensions composées U_{AB}, U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur.....	45
e-Analyse spectrale du courant.....	46
IV -2 -2 Interprétation des courbes.....	46
IV -3 M.L.I. Vectorielle	46
IV -3-1 Résultats de simulation	47
a- Trajectoire de la vectrice tension de référence	47
b- L'angle du vecteur de référence	48
c- Détection des secteurs	48
d- La variation de largeur d'impulsion des trois interrupteurs supérieurs.....	49
e- Les impulsions K_a, K_b et K_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur	49
f- Les tensions simples V_A, V_B, V_C à la sortie de l'onduleur	50
g- Les tensions composées U_{AB}, U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur	50
h- Analyse spectrale du courant	51
IV -3-2 Interprétation des courbes.....	51
IV -4 Conclusion	51

Conclusion Générale.