

Chapitre II

Convertisseur de fréquence

II.1 INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est utilisé le plus souvent pour des entraînements à vitesse variable. Les variateurs de ces moteurs sont construits à base de convertisseurs de fréquence. Parmi ces convertisseurs de fréquence l'onduleur autonome qui est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connections entre l'entrée et la sortie, et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté, cela conduit à distinguer:

- ✓ les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue,
- ✓ les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

Nous envisageons dans ce chapitre l'étude des onduleurs de tension ainsi que leurs différents modes de commande à savoir.

- ✓ Commande à hystérésis,
- ✓ commande MLI (modulation de largeur d'impulsion).

II.2 DESCRIPTION DE L'ONDULEUR TRIPHASE.

La figure II.1 représente un onduleur de tension triphasé, il est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court-circuit de la source et d'assurer une continuité du courant de la charge.[14]

Chaque interrupteur est formé d'un semi-conducteur contrôlable (IGBT, GTO,.....etc.) et une diode connectés en anti-parallèle, les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source.

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 est équilibrée liée en étoile avec neutre isolé.

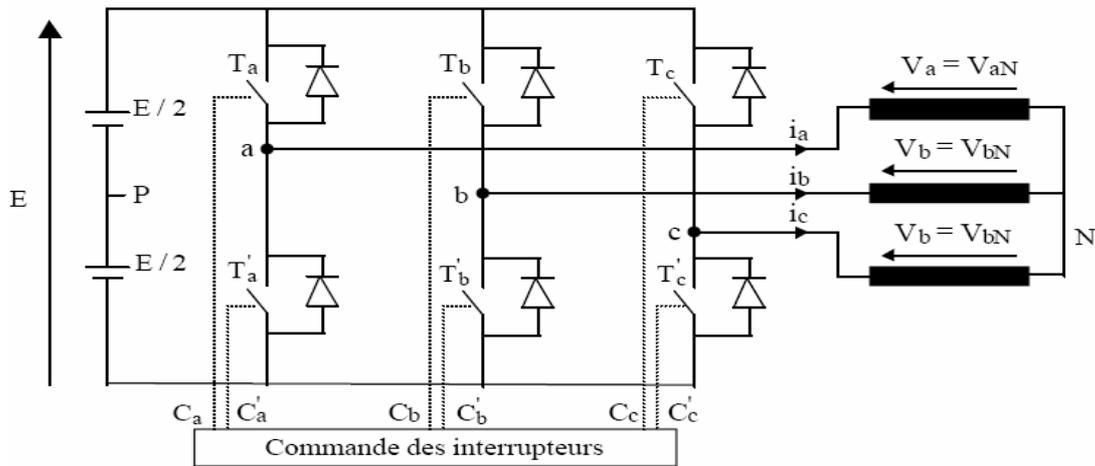


Fig.II.1 Onduleur de tension triphasé.

II.3 COMMANDE PAR HYSTERESIS

II.3.1 PRINCIPE

Cette méthode fait appel à des régulateurs à hystérésis qui un système de contrôle des courants (flux), les sorties des correcteurs sont directement les ordres de commutations de l'onduleur.

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure suivante :

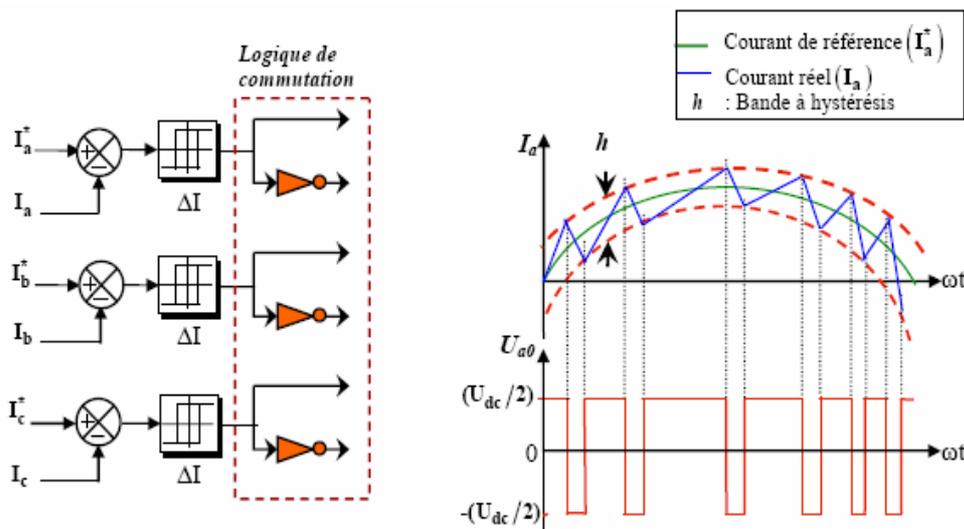


Fig.II.2. Schéma de principe de la commande par hystérésis

II.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

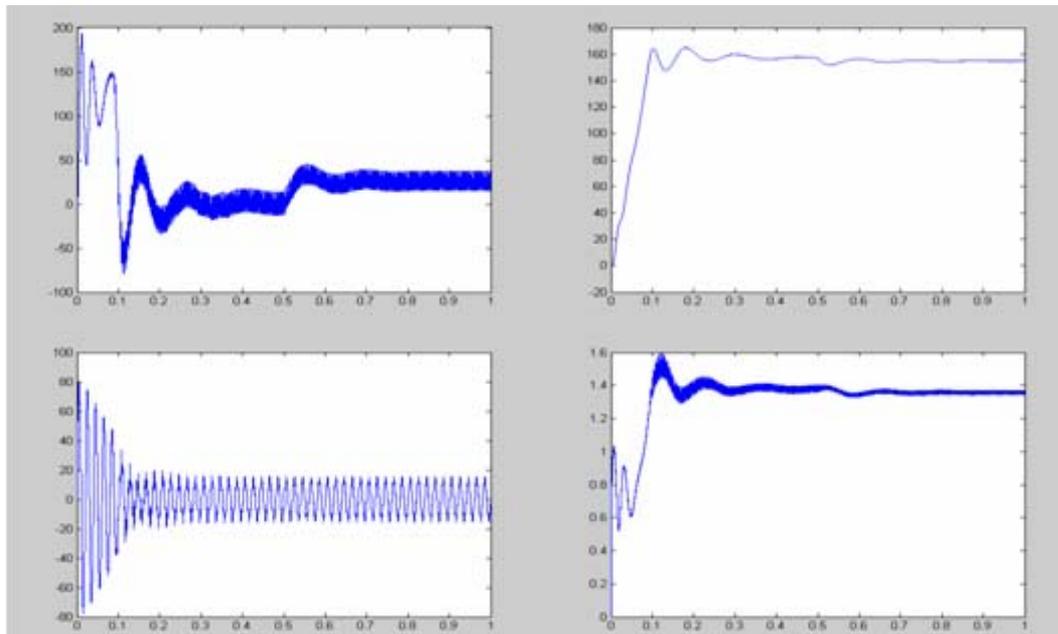


Fig.II.3 Démarrage direct Mas commandé par hystérésis (couple, vitesse, courant, flux)

On remarque que : le couple présente des oscillations au démarrage et même en régime Permanent.

la vitesse présente des fluctuations

le flux présente des oscillations au démarrage

un fort appel de courant pendant le démarrage

II.4 COMMANDE PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION (MLI)

Les tensions des phases statoriques du moteur asynchrone sont fonction des différentes combinaisons des interrupteurs de l'onduleur de tension.

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

- ✓ $S_i=1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.
- ✓ $S_i=0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Les différentes combinaisons de ces grandeurs nous donnent 8 vecteurs tensions dont 6 actifs et 2 vecteurs nuls. Ces vecteurs sont représentés ci-dessous :

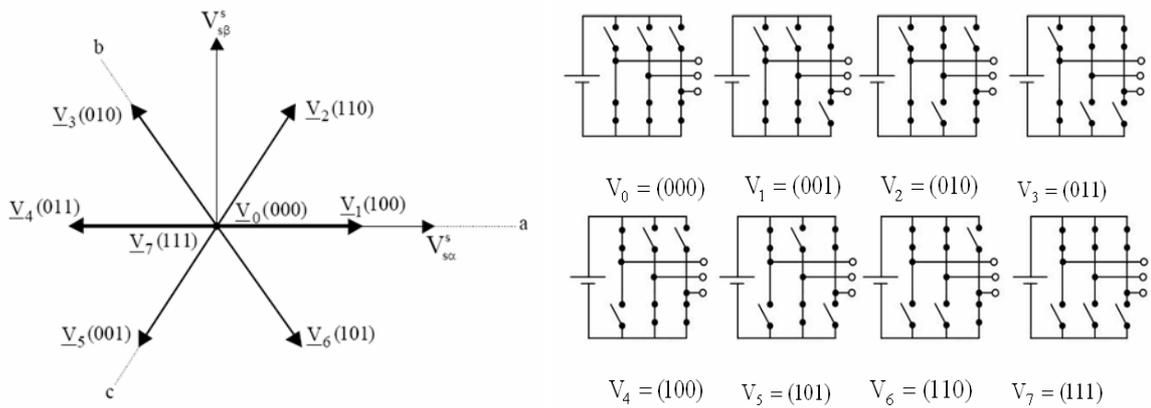


Fig.II.4. Etat des interrupteurs et tensions correspondantes dans le plan complexe

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions des phases en se référant au neutre fictif (0), en fonction du vecteur de commande S_i . [11]

$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} - \frac{U_c}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	(II.3)
--	--------

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} sont données par les relations suivantes :

$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{\acute{a}c} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned}$	(II.4)
---	--------

On peut également écrire les tensions de sortie de l'onduleur en fonction des tensions simples de la charge en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point neutre fictif (o).

$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{\acute{a}c} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned}$	(II.5)
---	--------

La charge est considérée équilibrée, il en résulte :

$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$	(II.6)
--------------------------------	--------

La somme membre à membre des trois équations (II.5) en tenant compte de la relation (II.6) nous donne:

$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})$	(II.7)
--	--------

Le système d'équations (II.5) peut être écrit sous la forme suivante:

$\begin{aligned} V_{an} &= V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} &= V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} &= V_{co} - V_{no} \end{aligned}$	(II.8)
---	--------

En tenant compte de la relation (II.8) nous pouvons écrire :

$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned}$	(II.9)
---	--------

Le système d'équations (II.9) peut être mis sous forme matricielle comme suit :

$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}$	(II.10)
---	---------

En tenant compte de la relation (II.5), nous pouvons écrire:

$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$	(II.11)
--	---------

Les tensions simples du moteur asynchrone (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) sont fonction des trois grandeurs booléennes (S_a , S_b , S_c).

La matrice de transfert est donnée par:

$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$	(II.12)
---	---------

II.4.1 MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS SINUS TRIANGLE

II.4.1.1 PRINCIPE

Cette technique est très populaire dans l'industrie. Le principe de cette technique est expliqué dans la figure suivante. La comparaison d'une onde sinusoïdale de fréquence f_r et d'amplitude A_r appelée onde de référence avec une autre onde triangulaire de fréquence f_p nettement supérieur à f_r et d'amplitude A_p nous donne les points d'intersections qui déterminent les instants de commutation des interrupteurs. La modulation est caractérisée essentiellement par deux facteurs:[11]

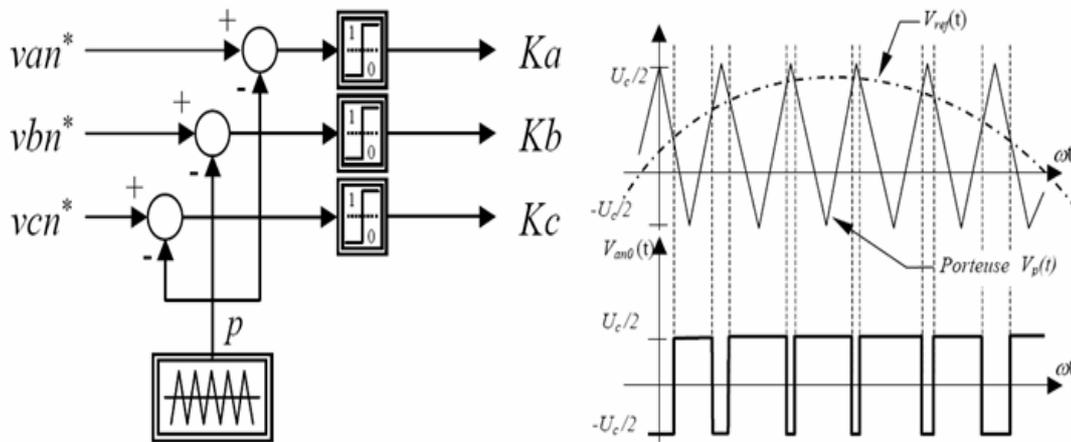


Fig.II.4 Modulation sinus triangulo.

- ◆ indice de modulation $m = \frac{f_p}{f_r}$
- ◆ coefficient de réglage $r = \frac{A_r}{A_p}$ ($0 \leq r \leq 1$)

L'onduleur dans ce cas peut être considéré comme un amplificateur de gain G donné par:

$$G = \frac{0,5rV_d}{V_r} = \frac{0,5V_d}{V_p}$$

V_d : tension redressée à l'entrée de l'onduleur.

V_p : amplitude de la porteuse.

V_r : amplitude de la tension de référence.

Si $r=1$, le maximum d'amplitude du fondamentale est égale à $0,5V_d$ qui représente 78,55% de l'amplitude de la tension du réseau ($4V_d/2\pi$).

Par action sur r , on peut théoriquement faire croître l'amplitude du fondamental de 0 jusqu'au maximum.

L'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage.

La variation de m est pratiquement limitée par les temps de commutation des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.

Cette MLI est particulièrement bien adaptée à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique.

II.4.1.2 RESULTATS DE SIMULATION

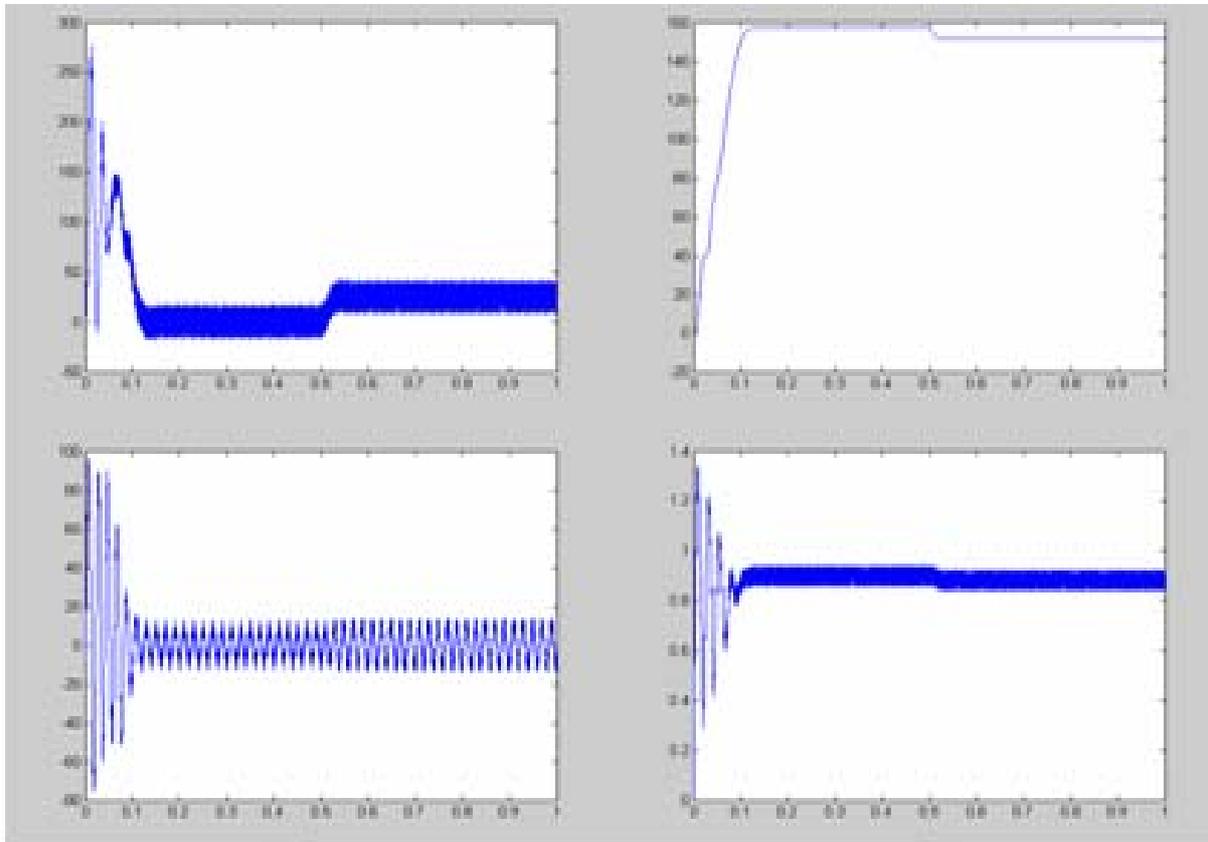


Fig.II.5. Démarrage direct du Mas par MLI sinus-triangle

On remarque que le couple et le flux présentent des oscillations lors des deux régimes permanent et transitoire.

Un fort appel de courant au démarrage et la vitesse est quasi linéaire en régime transitoire

II.6.2 MODULATION VECTORIELLE

II.6.2.1 PRINCIPE

La MLI vectorielle s'appuie sur le calcul d'un vecteur tension globale de référence.

Ce vecteur est approché sur une période de modulation T_m par l'application temporaire des deux vecteurs tension d'état adjacents V_i et V_{i+1} et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

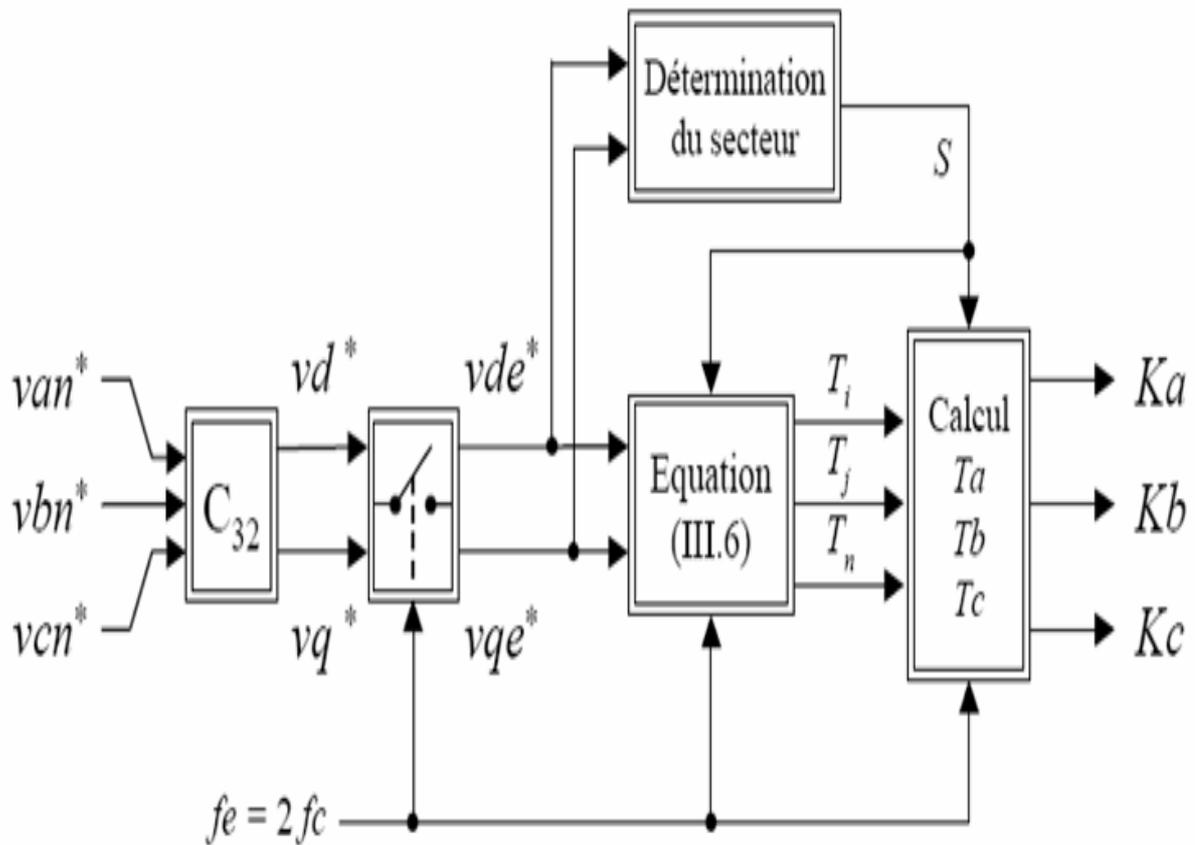


Fig.II.6. Schéma de principe de la modulation vectorielle

II.6.2.2 CALCUL DES TEMPS DE COMMUTATIONS

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur de tension permet de calculer les vecteurs tensions $\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Le vecteur tension $\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$ en fonction des états des interrupteurs est donné par la relation

(II.11). Les résultats sont résumés le tableau suivant : [1]

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{na}	V_{nb}	V_{nc}	V_α	V_β	Vecteur d'état
0	0	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$2\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}U_c$	0	\vec{V}_1
0	1	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$2\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U_c$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_3
1	1	0	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$2\frac{U_c}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}U_c$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
0	0	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$-\frac{U_c}{3}$	$2\frac{U_c}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}U_c$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_5
1	0	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{3}$	$2\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}U_c$	$\frac{U_c}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_6
0	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$-\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$\frac{U_c}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}U_c$	0	\vec{V}_4
1	1	1	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	$\frac{U_c}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau. II.1. Détermination des vecteurs tensions d'état de l'onduleur

V_α et V_β prennent un nombre fini de valeurs définissant les limites de 6 secteurs dans le plan (α, β) .

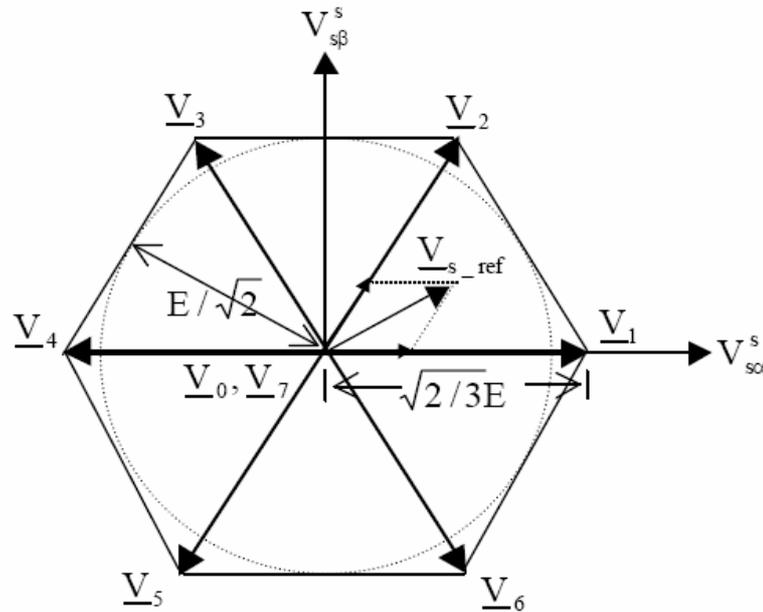


Fig.II.6. MLI Vectorielle

La modulation vectorielle nécessite une connaissance de la position du vecteur tension de référence dans le plan α, β ainsi que le secteur où il se trouve.

Il s'agit alors de déterminer les temps d'application des vecteurs tensions adjacents (T_i et T_{i+1}) et des vecteurs tensions nuls V_0 et V_7 .

Si le vecteur tension de référence se trouve dans le secteur I, on peut alors calculer les temps T_1, T_2 et T_0 comme suit:

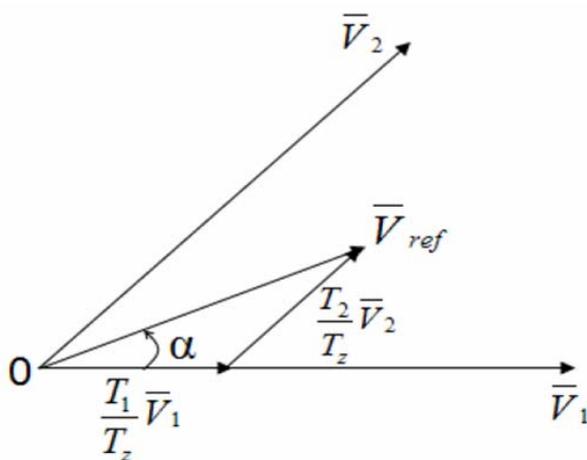


Fig.II.7. Vecteur de référence dans le secteur 1

$V \sin(\gamma) = V_2 \frac{T_2}{T_m} \cos(30^\circ) = V_2 \frac{T_2}{T_m} \frac{\sqrt{3}}{2}$ $V \sin(\gamma) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_c \frac{T_2}{T_m} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{U_c}{\sqrt{2}} \frac{T_2}{T_m}$	(II.14)
$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{U_c} V \sin(\gamma) T_m$	(II.15)

Et.

$V \sin(60^\circ - \gamma) = \cos(30^\circ) V_1 \frac{T_1}{T_m}$	(II.16)
$\text{Donc } T_1 = \frac{\sqrt{2}}{U_c} V \sin(60^\circ - \gamma) T_m$	(II.17)

En effectuant le même calcul pour les autres secteurs restants et on déduit les formules généralisées suivantes :[2]

$T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(i \frac{\pi}{3} - \gamma\right)$ $T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} r T_m \sin\left(\gamma - (i-1) \frac{\pi}{3}\right)$ $T_0 = T_m - (T_i + T_{i+1})$	(II.18)
---	---------

i désigne le numéro du secteur et T_i , T_{i+1} les temps d'application des vecteurs tensions lorsque le vecteur tension de référence se trouve dans le secteur i .

Il est intéressant de réduire, si possible, le nombre de commutations de chaque bras.

Parmi les 2 vecteurs adjacents, il y a toujours :

1 vecteur d'état impair

1 vecteur d'état pair

$$\vec{V}_1 \Leftrightarrow (1, 0, 0)$$

$$\vec{V}_2 \Leftrightarrow (1, 1, 0)$$

$$\vec{V}_3 \Leftrightarrow (0, 1, 0)$$

$$\vec{V}_4 \Leftrightarrow (0, 1, 1)$$

$$\vec{V}_5 \Leftrightarrow (0, 0, 1)$$

$$\vec{V}_6 \Leftrightarrow (1, 0, 1)$$

Comme il y a le choix pour la réalisation d'un vecteur nul, celui-ci est sélectionné de la manière suivante :

$$\vec{V}_0 \Leftrightarrow (0,0,0) \text{ est utilisé avant et après } \vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_5$$

$$\vec{V}_7 \Leftrightarrow (1,1,1) \text{ est utilisé avant et après } \vec{V}_2, \vec{V}_4, \vec{V}_6$$

Dans ce cas, un bras ne commute que 2 fois pendant la période de commutation T_m .

La fréquence de commutation est donc égale à : $f_m = \frac{1}{T_m}$

Chaque période de commutation T_m est décomposée en deux demi-période $T_m/2$ symétriques.

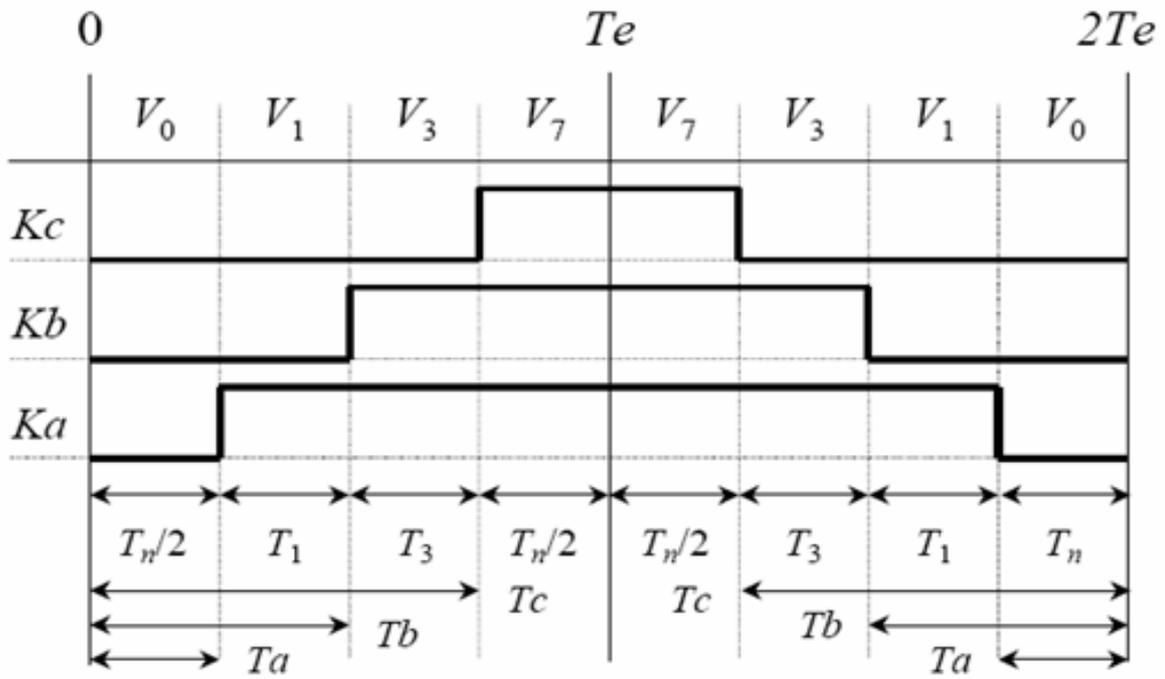


Fig.II.8. Séquence d'application des vecteurs sur une période $T_m=2T_e$
 Dans le secteur 1

II.6.2.3 RESULTATS DE SIMULATION

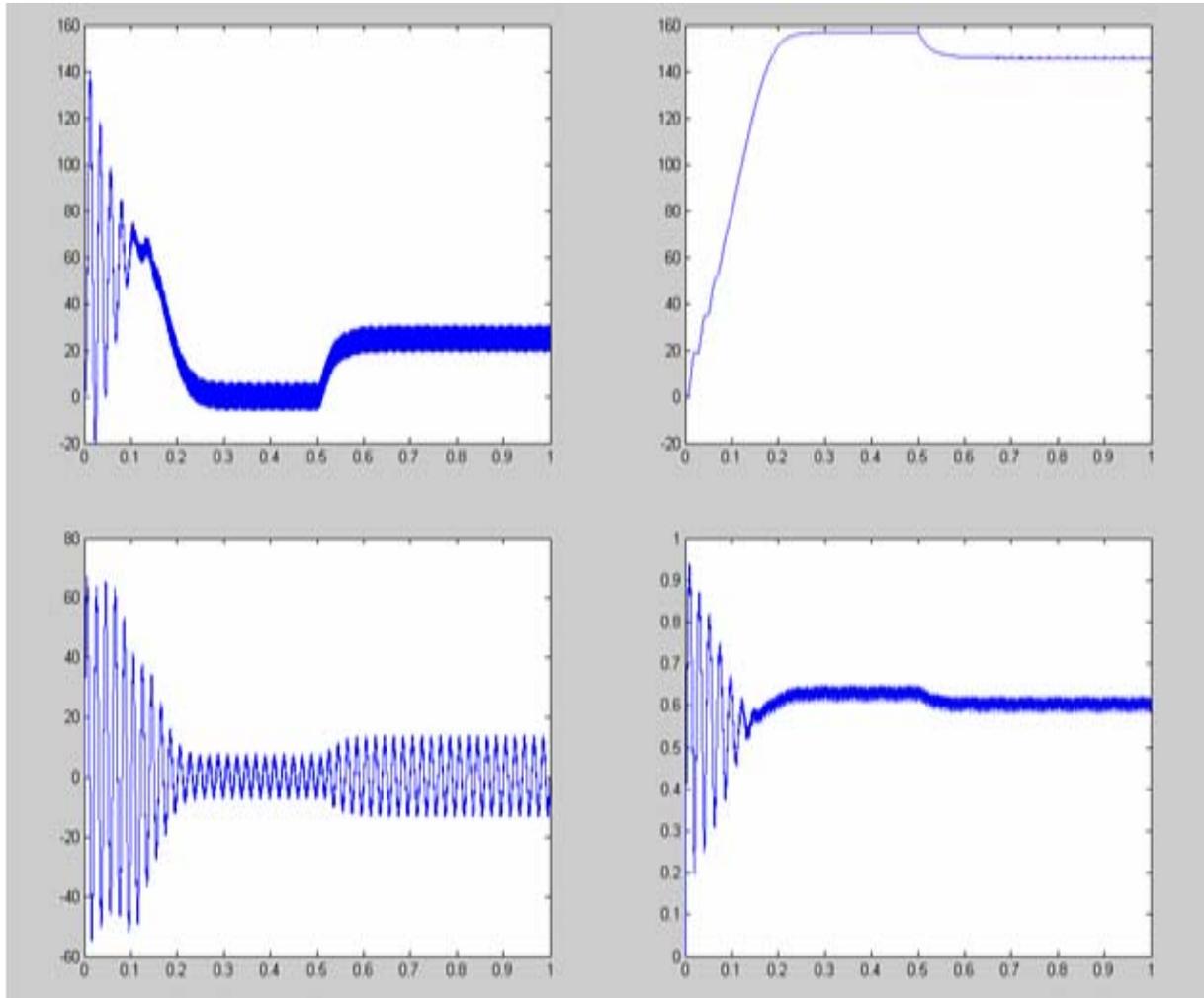


Fig.II.9. Démarrage direct de la MAS par MLIV

(Couple, vitesse, courant, flux)

On remarque un fort appel de courant lors de démarrage, le couple et le flux présentent des oscillations aussi bien en régime transitoire qu'en régime établi.

La vitesse est quasi linéaire en régime transitoire

II.7 CONCLUSION

Dans ce deuxième chapitre on a présenté la modélisation du convertisseur de fréquence Commandé par les différentes techniques les plus fréquentes.

Les techniques MLI permettent la reconstitution des tensions désirées, en amplitude et en fréquence, à la sortie de l'onduleur. Cependant, ces techniques sont imparfaites car elles présentent des harmoniques générés par ces onde MLI qui entraînent des pertes dans la ligne (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes Joule, fer et par courants de Foucault) ainsi que des pulsations du couple de la charge. Ces harmoniques sont généralement repoussés vers des fréquences élevées ce qui facilite leurs filtrages. Donc, pour avoir des performances élevées, il est nécessaire d'installer des filtres à la sortie de l'onduleur.