République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

**Université Yahia FARES de MEDEA**



**Faculté des sciences et de la technologie**
**Département de Génie Electrique et de l'Informatique**

**Master en Génie électrique**

***Spécialité : Commande et Electronique Industrielle***

# Etude des stratégies de commande du convertisseur à MLI

**Présenté par :**

- Boutaleb Youcef

**proposé et dirigé par :**

Mr. A. MOUALDIA
Mr. O. BOUCHHIDA

2012/2013

# Remerciements


***Nous remercions en premier lieu notre dieu qui nous a donné***

***la santé et la patience***

***pour avoir terminer ce travail.***

*Nous remercions Messieurs A.MOUALDIA et O.BOUCHHIDA qui ont suivi de très près ce travail, pour leur aide, leurs orientations pédagogiques dans l'élaboration de ce mémoire, et tous les conseils qu'ils nous ont prodigués pendant toute la durée de ce travail.*

*Nous adressons nos plus vifs remerciements aux membres du jury qui nous avons honoré pour le jugement de notre travail.*

*Nos remerciements vont également à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.*

*Nous exprimons notre profonde reconnaissance à tout camarades qui nous ont beaucoup aidé et encouragé.*

*Nous exprimons nos sincères remerciements à toute qui nous savoir près ou loin.*

# Dédicace

*Je m'incline devant Dieu tous qui m'ouvert port du savoir m'aidé à la franchir*

*Je dédie mon travail:*

*A ceux qui ont passé des nuits trop longues pour mon bonheur, et qui se sont fatigués pour mon repose Ma mère et Mon père*

*A tous mes frères*

*A tous mes sœurs*

*A tous mes familles*

*A tous les étudiants de 2$^{eme}$ année master électrotechnique*

*PROMOTION 2012-2013*

*A tous mes cher amis de prés au de loin sans exception.*

*Youcef*

# PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

| | |
|---|---|
| Puissance nominale : | Pn=3 kW |
| Tension nominale : | Vn=220/380 V |
| Fréquence nominal | F=50 Hz |
| Résistance d'une phase statorique : | Rs= 29.218 Ω |
| Résistance d'une phase rotorique : | Rr=3Ω |
| Inductance cyclique du statorique : | Ls= 1.48 H |
| Inductance cyclique du rotorique : | Lr= 1.48 H |
| Inductance mutuelle cyclique : | Msr= 1.44 H |
| Moment d'inertie : | j= 0.0024 kg.m |
| Coefficient de frottement : | f= 0.000034 Nm.s/rd |
| vitesse nominale : | Nn=2800 tr/mn |
| Nombre de paire de pôles : | p=1 |

# Listes des SYMBOLES :

| | |
|---|---|
| ias, ibs, ics | Courant simple dans une phase a la sortie de l'onduleur. |
| A, B, C | Les axes des trois phases statoriques |
| Pe | La puissance instantanée |
| Pem | la puissance électromécanique |
| P | nombre de paires de pôles |
| Va, Vb, Vc | Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge |
| $V_{refk}$ | Tension de référence |
| Up | Tension de la porteuse |
| E | Tension d'entrée de l'onduleur |
| m | Indice de modulation |
| r | Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension |
| fp | Fréquence de la porteuse |
| f | Fréquence de la référence |
| PI Kp, Ki | Les paramètres de régulateur |
| Kθ | Le paramètre de régulateur de position P |
| Ls, Lr | Inductances cycliques statorique et rotorique par phase |
| Msr | Inductances mutuelle |
| Rs, Rr | Résistances statorique et rotorique par phase |
| Ce | Couple électromagnétique |
| Cr | Couple résistant |
| j | Moment d'inertie de la partie tournante |
| f | Coefficient de frottement |
| Ts, Tr | Constante de temps statorique et rotorique |
| d, q | Indices correspondants au l'axe direct et quadratique |
| ωs, ωr | Pulsations électriques statorique et rotorique |

| | |
|---|---|
| $\omega g$ | Pulsation électrique de glissement |
| $\Omega$ | Vitesse mécanique du rotor |
| $\Phi r$, $\Phi s$ | Flux rotorique et statorique . |
| $\sigma$ | Coefficient de dispersion |
| MAS | Machine Asynchrone |
| THD | Taux d'Harmoniques |
| MLI (PWM) | Modulation de Largeur l'Impulsion (Pulse Width Modulation) |

# Table des matieres

**Introduction Générale** ……..……..…….. 1

## Chapitre I : La modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction ……4

I.2 Hypothèses simplificatrices……..4

I.3 Modèle de la machine asynchrone triphasée ……..5

I.4 Equations électriques de la machine asynchrone dans le repère triphasé …….5

I.5 Transformation de Park ……..6

I.6 Expression du couple ……..……..10

I.7 Représentation d'état du modèle de la machine ……11

1.8 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension ……12

I.9 Modélisation de l'onduleur et Association onduleur-machine …….……13

I.10 Résultats de simulation et interprétations …….……..14

I.11 Conclusion ……..16

## Chapitre II : les stratégies de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux

II.1 Introduction ……18

II.2 La commande de Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) …….…….……..18

II.2.1 Présentation du principe …….…….……..18

II.2.2.Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD) ……..…19

II.3 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse …….……..19

II.3.1 Algorithme de la stratégie ……...……..20

II.3.2 Résultats de simulation ……...……...20

II.3.3 Interprétation du résultat ……22

II.4 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dent de scie bipolaire ……22

II.4.2 Algorithme de la stratégie ……..22

II.4.3 Résultats de simulation ……..……23

II.4.4 Interprétation du résultat ……24

II.5 Commande MLI vectorielle …….…….25

II.5.1 Principe de la commande MLI Vectorielle ……25

II.5.2 Résultats de simulation ……..….32

II.5.3 Interprétation ……...……...33

II.5.4 Conclusion ……...……..33

## Chapitre III : L'influence de la commande vectorielle sur les stratégies de commande

III.1 Principe de la commande vectorielle ……..……..35

III.2 Description de la commande vectorielle directe …….……..…38

III.3 Expression générale de la commande ……..…38

III.4 Réglage de la vitesse …….…...42

III.5 Réglage de la position ……...……...44

III.6 Résultats de simulation ……..……..44

III.7 L'interprétation ……..……..….46

III.8 Conclusion …….…….…..47

**Conclusion générale** ……...….49

# LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX

Figure I.1 Représentation symbolique de la machine asynchrone……....5

Figure I.2 Repères ( α, β ), (d,q)…….……..8

Figure I.3 Machine asynchrone vue dans le repère d, q …….……....10

Figure I.4 : Schéma de principe de l'onduleur de tension. …….……....13

Figure I.5 : Représentation des interrupteurs …….……..…..…13

Figure I.6 : Comportement dynamique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux à vide ……..…….……..15

Figure I.7 : Comportement dynamique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux en charge (Cr=2 N/m) …….….16

Figure II.8: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ….20

Figure II.9: La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seul porteuse pour différents valeurs de **m**. ……...21

Figure II.10 : La variation du THD et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6, 21, 36) …….…….....21

Figure II.11 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dents de scie (m =6, r =0.8) ……..22

Figure II.12 : La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse dent de scie pour différents valeurs de r ……..…..…23

Figure II.13 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6, 21, 36) …….....…..24

FigureII.14 Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux …….……...25

Figure II.15 Différentes topologies de l'onduleur et vecteur tension Vi ……..…25

FigII.16 : Représentation du polygone de commutation ……28

Figure II.17 Tension référentielle et de ses composantes dans (d, q) …….....29

Fig. II.18 vecteur de référence comme une combinaison de vecteurs adjacents au secteur 1…….31

Figure II.19 la durée du temps de commutation ……..32

Figure II.20 La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie MLI vectorielle ……..…33

Figure. III.21 Flux rotorique orienté sur l'axe d ……35

Figure III.22 : Commande vectorielle directe de flux d'une machine asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux ……...…39

Figure III.23 **:** schéma Bloc de régulation du courant $i_{qs}$ ……..……...……40

Figure III.24 **:** schéma bloc de régulation du flux $\phi_r$ ……..….42

Figure III.25 **:** Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation $\omega_r$ …….……..…..43

Figure III.26 **:** Schéma bloc de régulation de la position.....44

Figure III.27 : Performances de réglage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux Commandée par la stratégie triangulo-sinusuidale …….…..…45

Figure III.28 : Performances de réglage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux Commandée par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dents de scie ……...…..46

Tableau II.1 Calcul des vecteurs de tensions…….……..25

Tableau II.2 Description des séquences de conduction des interrupteurs …….....……31

# Introduction Générale

L'électronique de puissance est l'ensemble des disciplines qui permettent d'adapter une source d'énergie électrique à une charge pour laquelle elle n'est pas adaptée et dans la plupart des cas, de réguler le débit énergétique de façon simple pour l'adapter à un besoin particulier.

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application des plus variés. Dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement de composant à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeurs d'impulsions » (MLI ou pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon). Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI. Entraine des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, pertes fer et par courants de Foucault). Elle génère dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Il faut donc minimiser ces harmoniques.

La machine asynchrone fait l'objet de nombreuses études depuis longtemps, elle est caractérisée par la robustesse, la simplicité de construction et de faible coût. Mais, son utilisation dans les processus industriels était limitée dans les applications qui ne demandent pas de hautes performances dynamiques.

La variation de la vitesse rotorique se fait soit par la variation de la fréquence ou de la tension d'alimentation, soit en intervenant sur les caractéristiques du rotor. Et puisque la machine est non linéaire et fortement couplé, donc, elle est difficile à commander.

Les onduleurs qui alimentent des machines asynchrones de petite puissance peuvent être alimentés par des batteries, mais pour les cas de moyenne et grande puissance il faut utiliser des convertisseurs alternatifs – continus. Ces convertisseurs sont les redresseurs.

Dans le premier chapitre, il est donné le modèle de la machine asynchrone dans un repère de Park, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée comme une machine

biphasée équivalente ; et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, ainsi. Nous étudions l'association de l'onduleur avec la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre est consacré à étudier les différentes stratégies MLI de commande de l'onduleur à deux niveaux. Puis on va situer les point de différence entre ceux stratégies.

Dans le troisième chapitre, nous étudions la commande vectorielle appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension. Ensuite, nous aborderons la commande vectorielle directe, cette méthode, est utilisée pour le réglage de la vitesse et de la position de la machine asynchrone.

L'objectif de ce mémoire est étudier les différents stratégies de commande de l'onduler de tension triphasés.

La mémoire est partagée à trois chapitres définie comme suite :

- Dans le premier chapitre, on traite la modélisation de la machine asynchrone, Cette commande est appliquée pour réaliser le découplage entre le couple et le flux de la MAS.

- Deuxième chapitre est consacrée à l'étude des stratégies de commande de l'onduleur à deux niveaux triphasés.

- Le dernier chapitre présente les performances de la commande vectorielle de la MAS, associée à un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

# Chapitre I
# La modélisation de la machine asynchrone

## 1.1 Introduction

Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire fidèlement un système réel donné. Le modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu sur la modalisation de machines asynchrone triphasée sous forme d'équations d'état en vue de leur commande.

La machine asynchrone est caractérisée par un système d'équations très complexe à étudier. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique de la machine asynchrone est un système à six équations différentielles. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation de la transformation de PARK, sous certaines hypothèses simplificatrices, permet de contourner cette difficulté. Elle permet une représentation biphasée équivalente de la machine triphasée ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques sont ramenées sur un seul repère. Ce repère peut être fixe par rapport au stator ( $\alpha$ , $\beta$ ) soit tournant (d , q). Le repère tournant nécessite la présence d'une variable supplémentaire qui permet de définir sa position. La représentation du modèle complet est mise sous forme d'équation d'état suivant le repère ( $\alpha$ , $\beta$ ) ou (d , q) pour être facilement traitée par une méthode d'intégration numérique. [3]

## I.2 Hypothèses simplificatrices :

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine asynchrone sont

- Une parfaite symétrie de la machine
- Une absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- Une répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétiques le long de l'entrefer
- Une équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal.
- On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée. [8][3]

## I.3 Modèle de la machine asynchrone triphasée :

La machine asynchrone représentée par la figure (I.1) se compose :

- D'un circuit statorique fixe comportant trois phases identiques décalées entre elles de 120°
- D'un circuit rotorique mobile comportant trois phases identiques en court circuits décalées entre elles de 120°

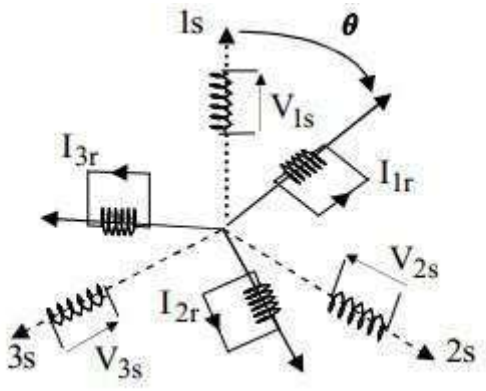



*Figure I.1 Représentation symbolique de la machine asynchrone*

## I.4 Equations électriques de la machine asynchrone dans le repère triphasé

Les équations régissant le fonctionnement électrique de la machine asynchrone (MAS) peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} u_s = |R_s|I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \\ O = |R_r|I_r + \frac{d\varphi_r}{dt} \end{cases} \quad \text{(I.1)}$$

$$\begin{cases} \varphi_s = |L_s|I_s + |M_{sr}|I_r \\ \varphi_r = |L_r|I_r + |M_{rs}|I_s \end{cases} \quad \text{(I.2)}$$

**Avec**

$$\begin{cases} U_s = (\, V_{1s}\, V_{2s}\, V_{3s}\,)^T \\ I_s = (\, I_{1s}\, I_{2s}\, I_{3s}\,)^T \\ U_s = (\, V_{1s}\, V_{2s}\, V_{3s}\,)^T \end{cases} \quad \text{(I.3)}$$

$$\begin{cases} 0 = (\ V_{1r}\ V_{2r}\ V_{3r}\ )^T \\ I_r = (\ I_{1r}\ I_{2r}\ I_{3r}\ )^T \\ I_r = (\ I_{1r}\ I_{2r}\ I_{3r}\ )^T \end{cases} \quad \text{(I.4)}$$

$$R_s = \begin{bmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{bmatrix}; R_r = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix}; L_s = \begin{bmatrix} Ls & ms & ms \\ ms & Ls & ms \\ mr & ms & Ls \end{bmatrix}\ ;\ L_r = \begin{bmatrix} Lr & mr & mr \\ mr & Lr & mr \\ mr & mr & Lr \end{bmatrix} \quad \text{(I.5)}$$

$$|M_{sr}|^T = |M_{rs}| = M' \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad \text{(I.6)}$$

Où $l_s\ (l_r)$ est l'inductance propre d'une phase statorique (rotorique), $m_s\ (m_r)$ est l'inductance mutuelle entre deux phases statorique (rotorique) et M' est l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique. [3]

**I.5 Transformation de Park :**

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. La transformation de Park est une transformation du repère triphasé fixe par rapport au stator dans un repère biphasé. Cette transformation permet de réduire la complexité du système. La position du repère peut être fixée par rapport aux trois référentiels :

- Champ tournant
- Stator
- Rotor

Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice unique (2 x 3) de transformation de Park donnée par : [3] [9] [10]

$$T(\theta) = K \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{(I.7)}$$

Où k est une constante qui peut prendre la valeur $2/3$ pour la transformation avec non conservation de puissance ou la valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour la transformation avec conservation de puissance.

Nous négligeons la composante homopolaire car nous considérons que le système est équilibré. Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}_y = T(\theta)_y \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}_y \qquad y = s \text{ où } r\ (s{:}stator\ ,\ r{:}rotor) \tag{I.8}$$

$$X = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}_y : peut\ etre\ tesion\ ou\ courant\ ou\ flux \tag{I.9}$$

La transformation inverse de Park a pour expression

$$T(\theta)_y]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_y & -\sin\theta_y \\ \cos(\theta_y - 2\pi/3) & -\sin(\theta_y - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_y - 4\pi/3) & -\sin(\theta_y - 4\pi/3) \end{bmatrix} \tag{I.10}$$

D'où la transformation inverse des variables

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}_y = [T(\theta)_y] \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}_y \tag{I.11}$$

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe du repère de Park (d, q)

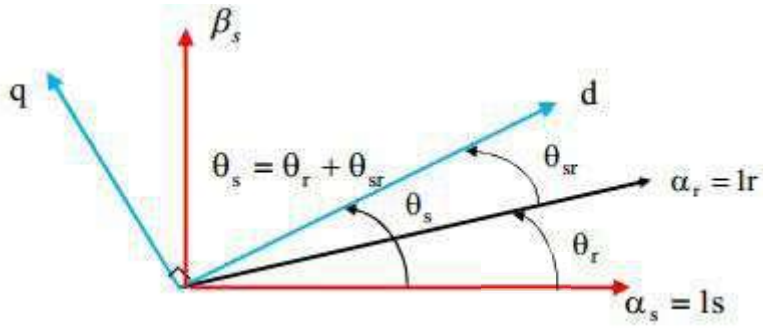



*Figure I.2 Repères $(\alpha,\beta)$, (d,q)*

Les équations (I.1) et (I.2) donnent alors lieu au système suivant

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{(I.12)}$$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_{sr} \\ w_{sr} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{(I.13)}$$

Avec

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad \text{(I.14)}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{qs} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$O\text{ù} \quad L_s = l_s - m_s \; ; \quad L_r = l_r - m_r ; M = \frac{3}{2} M \; ; \quad w_{sr} = w_s - w_r$$

En notation complexe, le système d'équation (I.13) dans le référentiel du champ tournant s'écrit:

$$\begin{cases} \overline{v}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_s + j \overline{w}_s \overline{\phi}_s \\ 0 = \overline{v}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d}{dt} \overline{\phi}_r + j(w_s - w_r) \overline{\phi}_r \end{cases} \qquad \begin{cases} \overline{\phi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \\ \overline{\phi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \end{cases} \quad \text{(I.15)}$$

Où

$$\overline{V}_s = V_{ds} + jV_{qs} \quad \overline{I}_s = I_{ds} + jI_{qs} \quad \overline{\phi}_s = \phi_{ds} + j\phi_{qs} \quad \overline{\phi}_r = \phi_{dr} + j\phi_{qr} \quad \text{(I.16)}$$

Les équations des tensions et des flux du modèle de la machine asynchrone dans un référentiel fixe lié au stator $\alpha\ \beta$ sont :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s\ \overline{I}_s + \frac{d}{dt}\overline{\phi}_s \\ 0 = \overline{V}_r = R_r \overline{I}_r + \frac{d}{dt}\overline{\phi}_r - j\omega_r \overline{\phi}_r \end{cases} \qquad \begin{cases} \overline{\varphi}_s = L_s\ \overline{I}_s + M\,\overline{I}_r \\ \overline{\varphi}_r = L_r\ \overline{I}_r + M\,\overline{I}_s \end{cases} \tag{I.17}$$

Il existe plusieurs choix d'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue:

- Axes solidaires du champ tournant : Ce choix permet d'avoir une pulsation de glissement et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.
- Axes liés au stator : c'est le repère naturel ou stationnaire de la machine asynchrone.

Ce choix permet de simplifier la transformation de Park en celle de Clark dans le cas de non conservation de puissance ou celle de Concordia dans le cas contraire. C'est ce dernier choix qui est utilisé pour la conception de la commande directe du couple. Ces deux référentiels sont les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone.

Le changement de repère triphasé → biphasé (a b c) → ( $\alpha\ \beta$ ) peut être réalisé par la transformation de Concordia :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.18}$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \tag{I.19}$$

La transformation de Concordia (α β ) peut également être obtenue Å partir des composantes de Park (d q) en faisant une rotation de l'angle $\theta_s$. Le passage des composantes de Park Å celles de Concordia se fait par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad \text{(I.20)}$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(I.21)}$$

- Interprétation physique du modèle de Park

Le changement de variable peut être interprété comme une substitution aux enroulements réels, d'enroulements fictifs ( $q_s$ , $d_s$ ) , ( $q_r$ , $d_r$ ) dont les axes magnétiques sont liés aux axes (d , q) de Park.

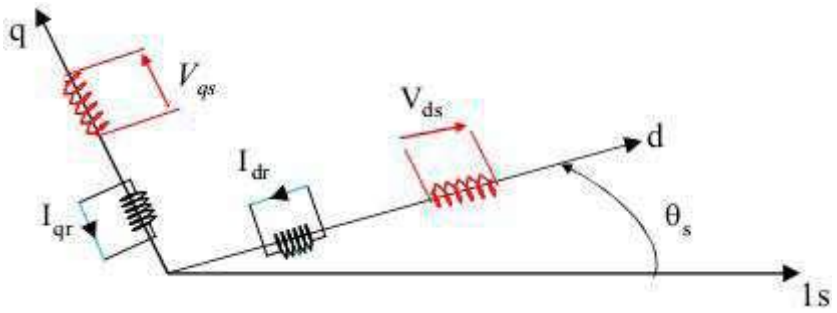



*Figure I.3 Machine asynchrone vue dans le repère d, q*

**I.6 Expression du couple :**

- Equation de la puissance:

La puissance instantanée fournie aux enroulements statorique et rotorique s'écrit

$$P_e = [U_s]^T [I_s] + [U_r]^T [I_r]$$

En appliquant la transformation de Park, elle s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q

$$P_e = (V_{ds}\ V_{qs}) \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + (V_{dr}\ V_{qr}) \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

$$= \frac{3}{2}\left[I_{ds}\frac{d\phi_{ds}}{dt} + I_{qs}\frac{d\phi_{qs}}{dt} + I_{dr}\frac{d\phi_{dr}}{dt} + I_{qr}\frac{d\phi_{qr}}{dt}\right] + \frac{3}{2}\left[(\phi_{ds}\, I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds})\omega_s + (\phi_{qr} I_{dr} - \phi_{dr} I_{qr})\omega_r\right] + \frac{3}{2}\left[R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r(I_{dr}^2 + I_{qr}^2)\right] \quad \text{(I.22)}$$

- Le premier crochet représente variation d'énergie magnétique emmagasinée dans le fer

- Le deuxième crochet représente la puissance électromécanique $P_{em}$ de la machine

- Le troisième crochet représente les pertes joules

En tenant compte des équations des flux (I.2), la puissance électromécanique s'écrit donc

$$P_{em} = \frac{3}{2}\left(\phi_{ds}\, I_{qs} - \phi_{qs}\, I_{ds}\right)\omega_s\Big] + \left(\phi_{qr}\, I_{dr} - \phi_{dr}\, I_{qr}\right)\omega_r \approx \frac{3}{2}\left(\phi_{ds}\, I_{qs} - \phi_{qs}\, I_{ds}\right)\omega_s \quad \text{(I. 23)}$$

La puissance $P_{em}$ est aussi égale à $C_e W_s/p$ pour une machine multipolaire ' p '

L'expression scalaire du couple s'exprime par différentes expressions, de même type quels que soient les axes choisis. Pour le couplet $I_s$, $\emptyset_r$ le couple électromécanique s'écrit:

$$= p\frac{M}{L_r} Im\left[\overline{\phi}_r^{*} \wedge \bar{I}_s\right] = \frac{3}{2} p\frac{M}{L_r}\left(\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}\right) \quad \text{(I.24)}$$

$\overline{\phi}_r^{*}$ : représente le conjugué du vecteur complexe $\bar{\phi}_r$

Im[ ] : représente la partie imaginaire de l'expression entre crochet.

∧: produit vectoriel

- Equation mécanique :

L'équation mécanique est régie par l'équation suivante :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = (C_e - C_r - f_r\Omega_r)/J \quad \text{(I.25)}$$

**I.7 Représentation d'état du modèle de la machine :**

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du repère choisi et du choix des variables d'état pour les équations électriques. Nous écrivons les équations dans le repère (d, q) car c'est la solution la plus générale et la plus simple. Le choix des variables d'état dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation.

Nous donnons dans ce chapitre deux types de modèle de la machine asynchrone qui seront exploités dans les chapitres suivants pour la mise au point de nos lois de commande.

## 1.8 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension :

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statorique ( $V_{ds}$ , $V_{qs}$) et la vitesse du champ tournant $w_s$ sont considérées comme variables de commande, le couple résistant $C_r$ comme perturbation. Nous choisissons dans notre cas, le vecteur d'état suivant :

$$X_u^T = (I_{ds}\ I_{qs}\ \phi_{dr}\ \phi_{qr}) \tag{I.26}$$

Ce choix de variable se justifie d'une part, par le fait que les courants statorique sont mesurables et d'autre part parce que l'on veut contrôler la norme du flux rotorique. Pour mettre sous forme d'équation d'état, le modèle de la machine, nous devons modifier les équations d'état (I.13) en utilisant (I.14) pour les exprimer en fonction des variables du vecteur d'état $X_U^T$. Après simplification et réarrangement du modèle, nous obtenons :

$$\dot{X}_u = A_u X_u + B_u U \tag{1.27}$$

Avec

$$A_u = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K_s}{T_r} & \omega_r K_s \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega_r T_s & \frac{K_s}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B_u = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \tag{I.28}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}\ ;\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\ ; K_s = \frac{M}{\sigma L_s L_r}\ ;\ \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \tag{I.29}$$

Les équations (I.25) et (I.27) peuvent être mises sous un schéma Simulink à base de blocs Fonction. [3]

## I.9 Modélisation de l'onduleur et Association onduleur-machine :

La figure (I.4) représente le schéma de principe de l'onduleur , il est composé de six transistors (T1,T2,T3,$T1'$,$T2'$,$T3'$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération (D1,D2,D3,$D1'$,$D2'$,$D3'$) les semi-conducteurs de l'onduleur sont considères des éléments binaires idéalises

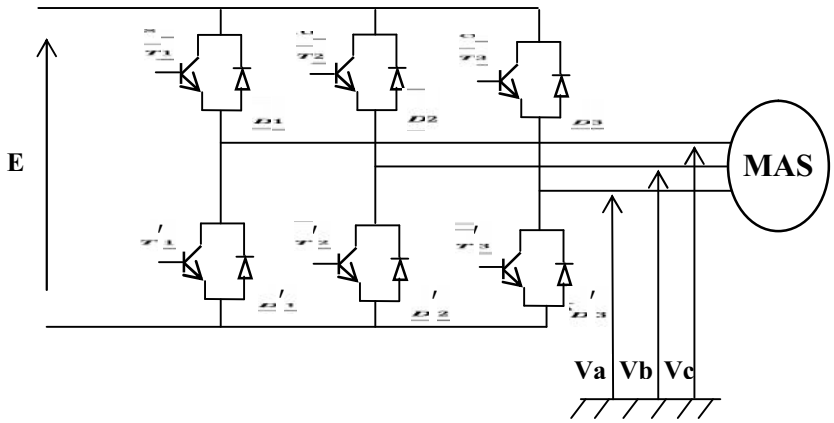



*Figure I.4 : Schéma de principe de l'onduleur de tension.*

Afin de simplifier l'étude, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexions $F_j$ (j=1, 2, 3) (figure I.5) :

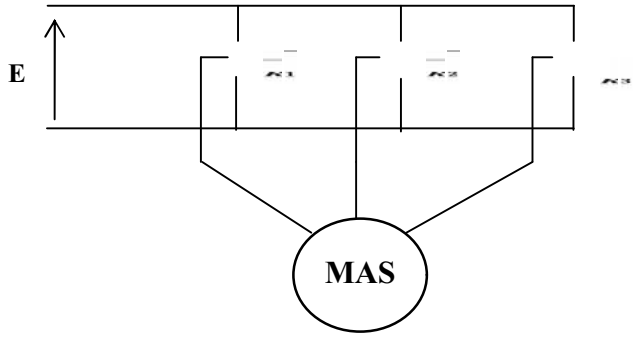



*Figure I.5 : Représentation des interrupteurs.*

Nous définissons les fonctions logiques comme suit :

$$F_j = \begin{cases} 1 \; si \; K_j \; est \; connecté \; à \; la \; borne + de \; la \; source \\ -1 \; si \; K_j \; est \; connecté \; à \; la \; borne - de \; la \; source \end{cases}$$

Les tensions de lignes aiguillées par l'onduleur sont alors :

$$U_{ab} = \frac{E}{2}(F_1 - F_2)$$

$$U_{bc} = \frac{E}{2}(F_2 - F_3) \quad \text{(I.30)}$$

$$U_{ca} = \frac{E}{2}(F_3 - F_1)$$

Du fait que les enroulements du stator de la machine sont à neutre isolé, les tensions de phase vérifient la relation:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad \text{(I..31)}$$

En tenant compte des relations (I.23) et (I.24) les tensions simples sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{6}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad \text{(I.32)}$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques $F_j$. Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

Il y a plusieurs stratégies de commande de l'onduleur parmi lesquelles on trouve, la triangulo-sinusoïdale.

**I.10 Résultats de simulation et interprétations :**

La simulation numérique est bien connue dans le domaine des machines électriques et des entraînements, elle permet aux ingénieurs et aux chercheurs d'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision.

Nous avons utilisé le logiciel « Matlab » pour la simulation de la machine asynchrone.

La figure I.6 présente la simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée par un onduleur commandé par (MLI) dans ce cas le démarrage à vide de la machine permet d'avoir un établissement lent de la vitesse (0.6 s) le couple électromagnétique présente des ondulations du rang supérieur.

Lors de l'application d'une charge de (2 N.m) (Figure I.7), la vitesse de la machine diminue et le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple de charges.

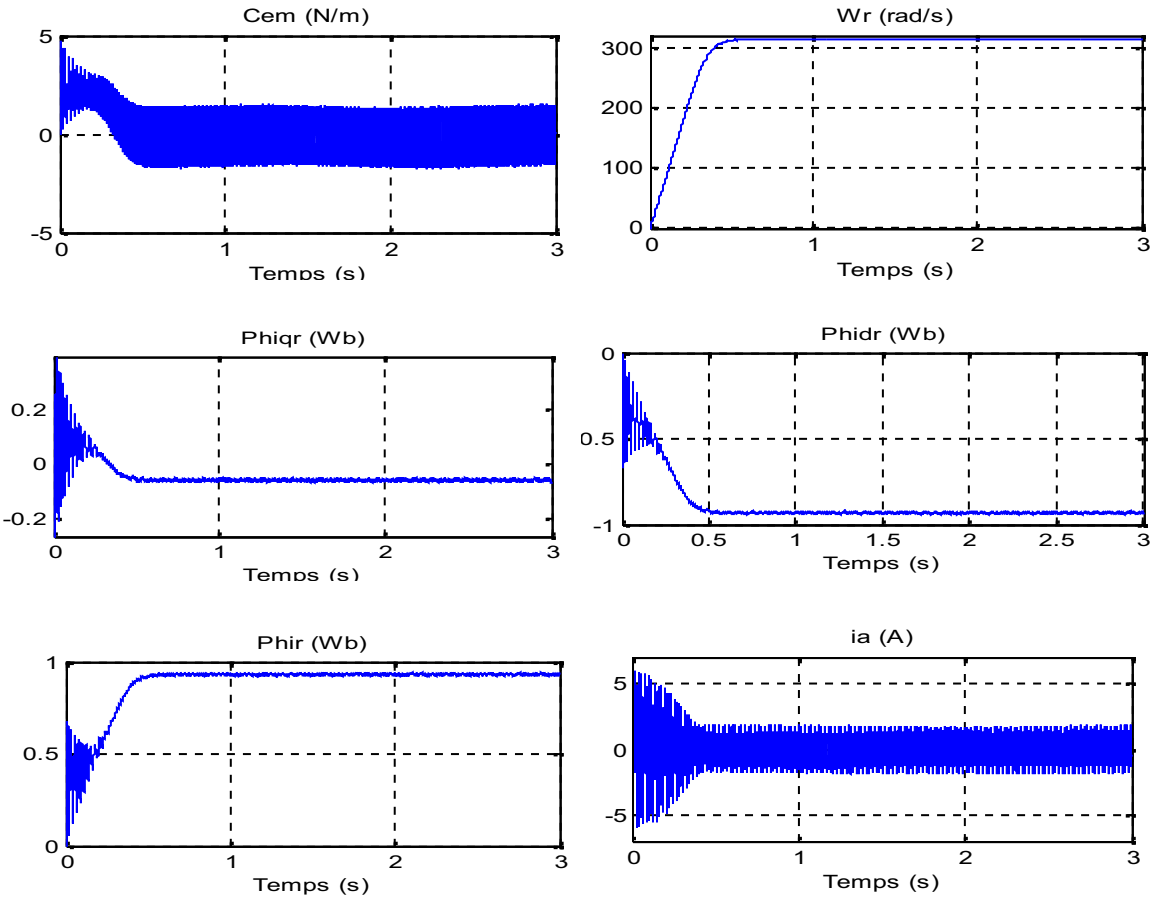



Figure I.6 : Comportement dynamique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux à vide

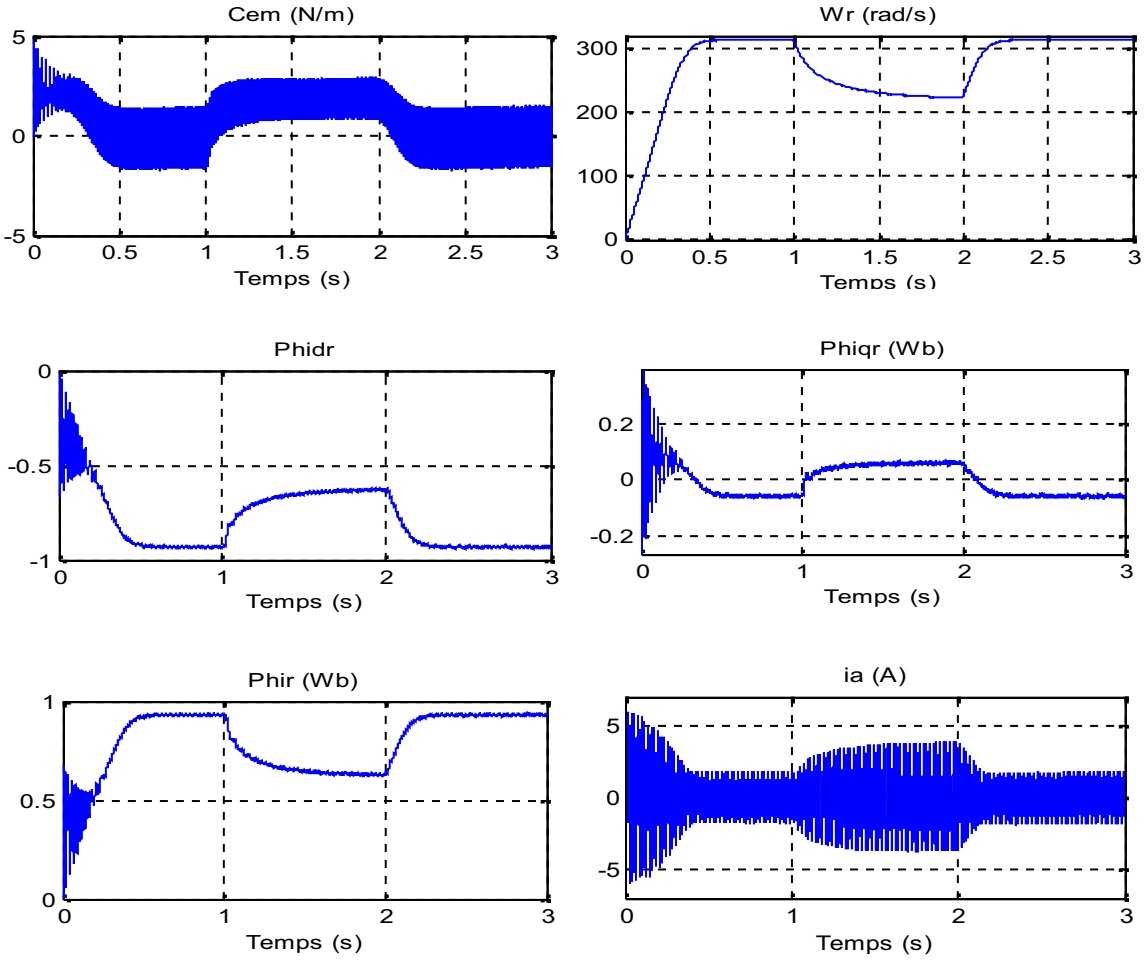



Figure I.7 : Comportement dynamique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux en charge (Cr=2 N.m)

## I.11 Conclusion :

Ce chapitre nous a permis de présenter un modèle de la MAS alimentée en tension dans un référentiel liée au stator.

Nous prestons l'ensemble onduleur-MAS ou l'onduleur étant commandé par la technique triangulo-sinusoïdale.

# Chapitre II
# les stratégies de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux

## II.1 Introduction

Le convertisseur statique est un élément d'interface entre la source d'énergie électrique et le récepteur qui la consomme. C'est un élément très important qui constitue actuellement un axe de recherche très riche en investigation. En effet, le convertisseur d'électronique de puissance est un champ d'investigation très varié et d'actualité. Nous nous sommes intéressés à l'analyse et la commande d'un onduleur à deux niveaux. [1]

## II.2 La commande de Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.)

### II.2.1 Présentation du principe :

La modulation de largeur d'impulsions MLI (en anglo-saxonne PWM (Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortis et chaque alternance d'une tension de sortis est formé d'une succession de créneaux de la largeur convenables

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion on été proposées par différents auteurs on peut citer [2]

- la stratégie MLI vectorielle.
- la stratégie par élimination d'harmoniques.
- la commande par hystérésis en courant.
- la stratégie triangulo-sinusoïdale

L'essor de la modulation de largeur d'impulsions est lie aux progrès sur les semi-conducteurs de puissance; l'augmentation du nombre des commutations entraîne des pertes excessives si on n'avait pas réussi à les réduire à chaque commutation.

Dans ce chapitre nous traiterons la commande MLI avec des stratégies différentes. Ces différentes stratégies traitées sont les suivantes:

- la commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse.
- la commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse en dents de scie.
- la stratégie MLI vectorielle.

Toutes ces stratégies sont appliquées pour la commande d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux. La machine asynchrone est entérinée à vide (Cr=0) avec toutes les stratégies. [1]

**II.2.2.Distorsion totale de l'harmonique de tension (THD) :**

Un facteur important d'évaluation des performances de la MLI est le facteur de distorsion totale des harmoniques de la tension de sortie(THD), défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de tension à la valeur du fondamental de tension.

$$THD = \frac{1}{v1}\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} v_n^2}$$

**II.3 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse bipolaire:**

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsion (MLI) à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la tension de référence sinusoïdale. Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de la tension de référence appelée « modulente » avec un signal triangulaire de haute fréquence appelé « porteuse ». Dans le cas de la MLI triphasé, le principe de modulation est le suivant:

- La porteuse est commune pour les trois phases.
- La modulatrice est propre à chaque phase.

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

- Indice de modulation **m** : égal au rapport de la fréquence $f_p$ de la porteuse à la fréquence $f$ de la référence $m = \frac{f_p}{f}$.
- Taux de modulation, ou coefficient de réglage de la tension $r$ : égal au rapport de l'amplitude de la référence $V_n$ à deux fois la valeur crête $U_{pn}$ de la porteuse $r = \frac{V_m}{2U_{pn}}$ .

La modulation est synchrone quand **m** est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré direct ou inverse, ainsi que la porteuse triangulaire sont données par les équations (II.33) et (II.34) [1]

$$\begin{cases} Vref1 = Vm.\sin(\omega t) \\ Vref2 = Vm.\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ Vref3 = Vm.\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad \text{(II.33)}$$

$$Up(t) = \begin{cases} 2U_{pm}\frac{t}{T_p} \\ 2U_{pm}\left(t - \frac{t}{T_p}\right) \end{cases} \quad \text{(II.34)}$$

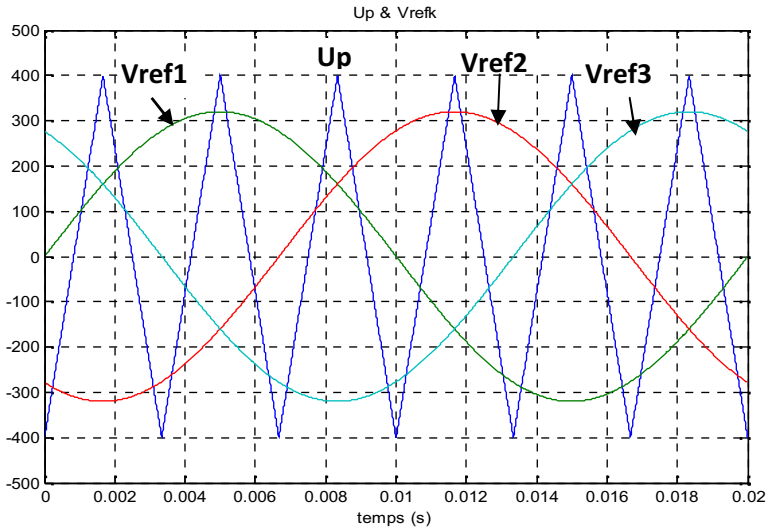


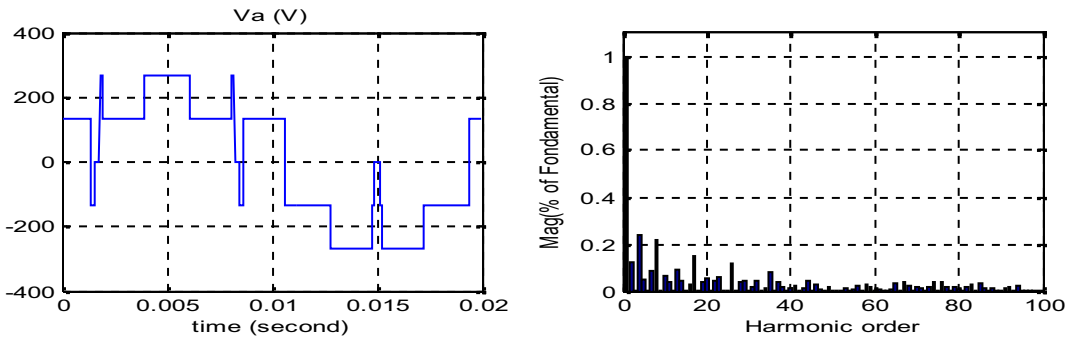

Figure II.8: Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse (m=6, r = 0.8).

### II.3.1 Algorithme de la stratégie :

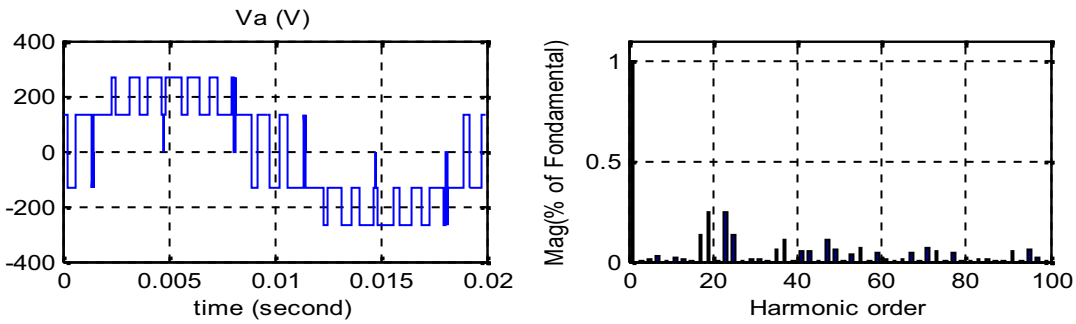
L'algorithme de la stratégie pour un bras **k** de cet onduleur est le suivant :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq u_{p1} & \Rightarrow \quad F_1 = 1 \\ V_{refk} < u_{p1} & \Rightarrow \quad F_1 = 0 \end{cases} \quad \text{(II.35)}$$

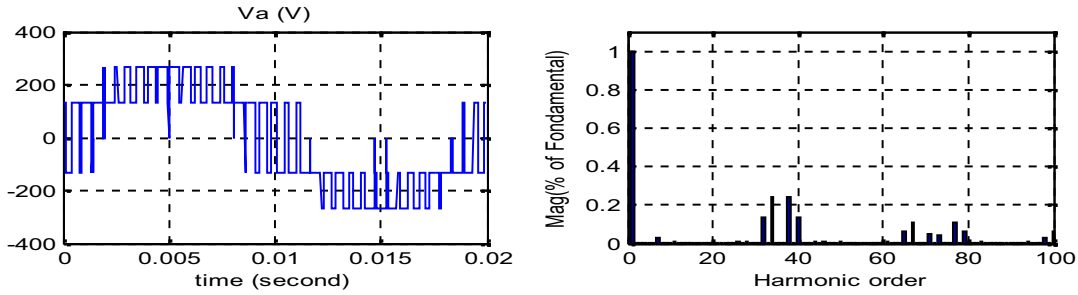
### II.3.2 Résultats de simulation:




**m = 6, r = 0.8**




**m = 21, r = 0.8**




**m = 36, r = 0.8**

Figure II.9: La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seul porteuse pour différents valeurs de **m**.

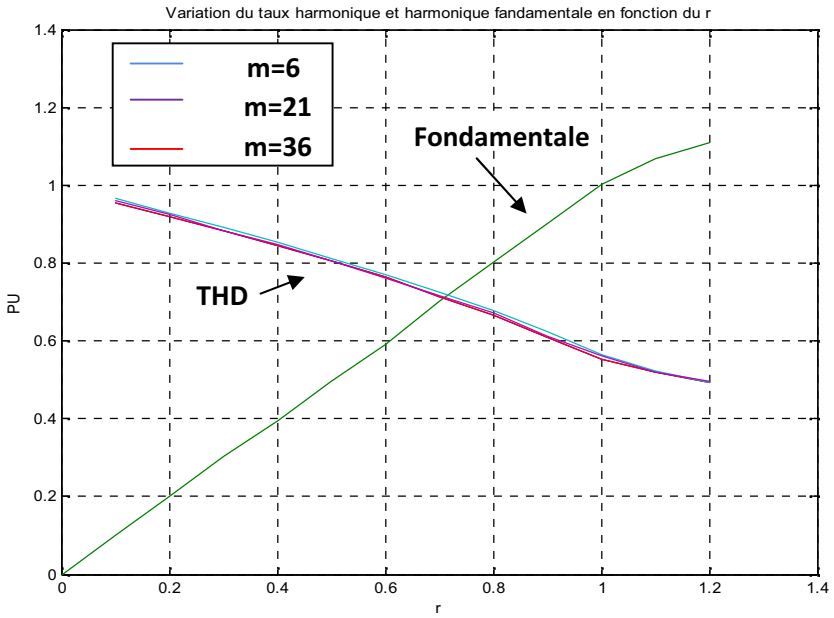



Figure II.10 : La variation du THD et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6, 21, 36)

### II.3.3 Interprétation du résultat:

La (figure II.9) représente la tension simple $V_A$ d'un bras d'onduleur à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse. On constate pour cette stratégie que :

- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences ***m.f***.
- L'augmentation de l'indice de modulation ***m*** permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.
- Le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de **r** (Figure II.10).

## II.4 Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dent de scie bipolaire :

Comme pour la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse, cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation **m**, et le taux de modulation **r**. [1]

### II.4.1 Equation de la porteuse :

$$\mathrm{Up(t)} = \mathrm{U_{pm}}\left(\frac{2t}{T_p} - 1\right) \qquad \text{avec } 0 \leq \mathrm{t} \leq \mathrm{T}_p \qquad \text{(II.36)}$$

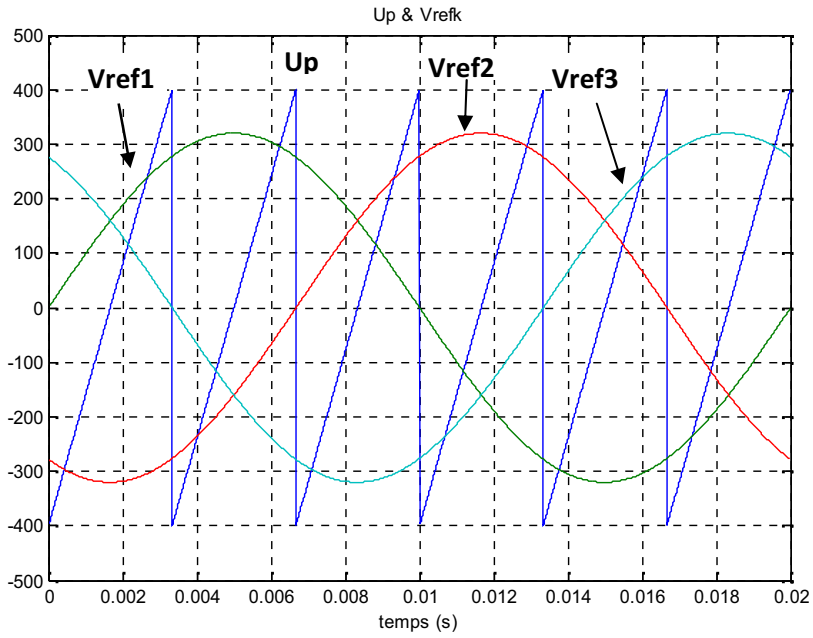


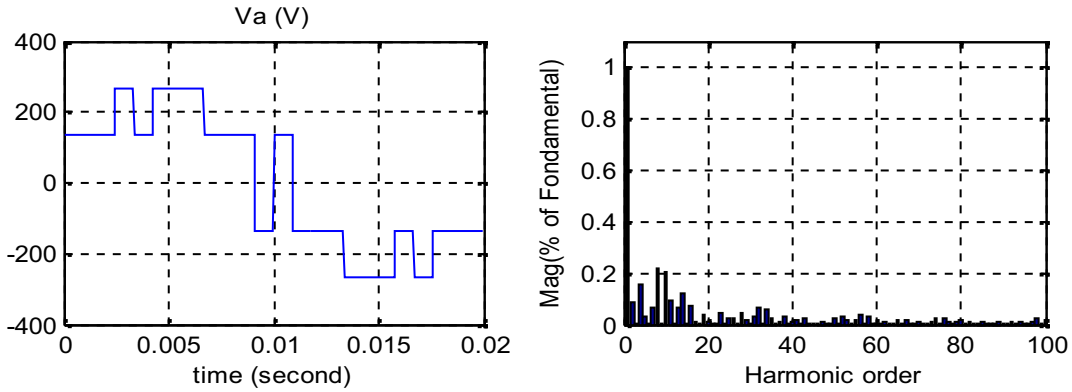

Figure II.11 : Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dents de scie ($m$=6, $r$=0.8)

### II.4.2 Algorithme de la stratégie :

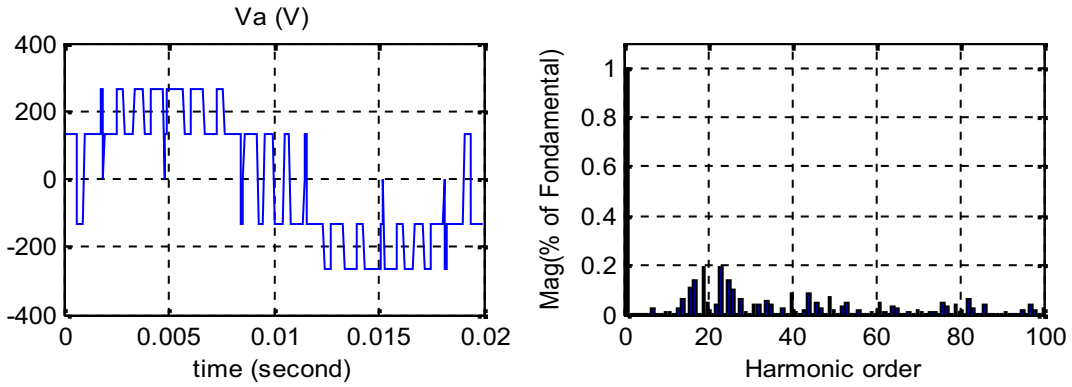
L'algorithme de la stratégie pour un bras **k** de cet onduleur est le suivant :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq u_{p1} & \Rightarrow \quad F_1 = 1 \\ V_{refk} < u_{p1} & \Rightarrow \quad F_1 = 0 \end{cases} \tag{II.37}$$

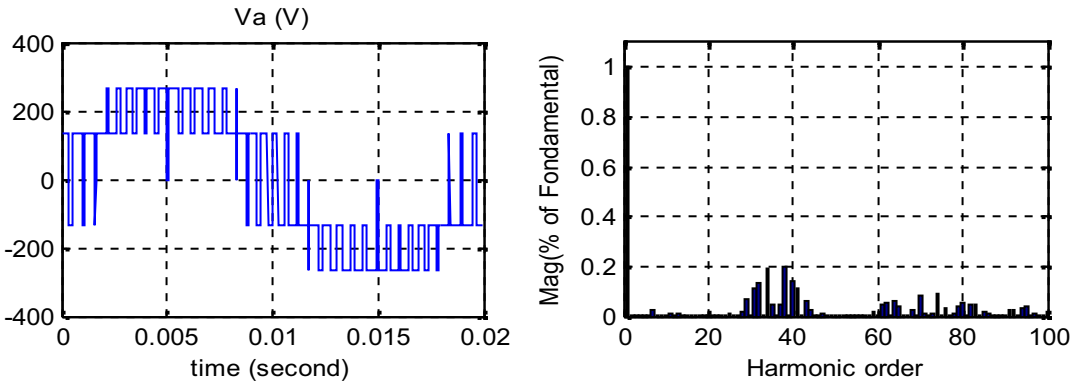
### II.4.3 Résultats de simulation :




**m = 6, r = 0.8**




**m = 21, r = 0.8**




**m = 36, r = 0.8**

Figure II.12 : La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse dent de scie pour différents valeurs de r

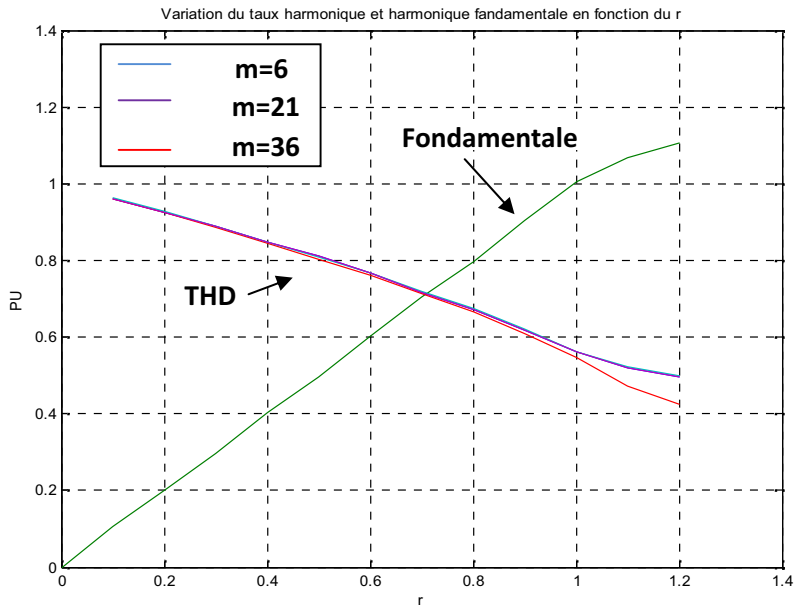



Figure II.13 : La variation de taux d'harmonique et l'harmonique fondamentale en fonction du r Les valeurs en (PU) (m=6, 21, 36)

### II.4.4 Interprétation du résultat:

La (figure II.12) représente la tension de sortie $V_A$et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une porteuse en dents de scie.

On remarque que:

- Les harmoniques sont regroupés en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence ***mf***.
- La première famille centrée autour de la fréquence ***mf*** est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation ***m*** permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement à filtrés.

La figure II.13 présente les variations de l'amplitude du fondamental et le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation ***r***.

On remarque que:

- Le taux d'harmoniques diminue quand ***r*** augmente.
- Et même diminue si l'indice **m** est augment

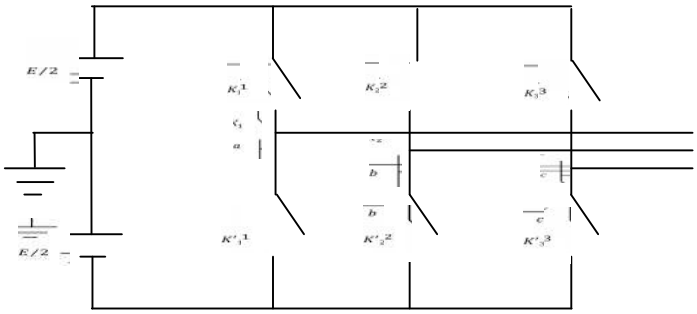
## II.5 Commande MLI vectorielle :

### II.5.1 Principe de la commande MLI Vectorielle :

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence. Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers T appelé période de modulation.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Uniformisation des états de tous les interrupteurs d'un même demi-pont au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires K1 et K1′, K2 et K2′, K3 et K3′ représentés par la (figure II.14). [3]



FigureII.14 Schéma simplifié de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Le (tableau II.1) indique les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs. Ce tableau indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions $V_a$ , $V_b$ ,$V_c$ la valeur de leur composantes de Concordia $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ ainsi que le vecteur de référence s Vs représentatif de ces états. Deux de ces vecteurs $V_0$ Et $V_7$ sont identiquement nuls. [3]

Les six autres ont le même module égale à $E\sqrt{2/3}$ et $E = U_{dc}$

| $\overline{Sa}$ | $\overline{Sb}$ | $\overline{Sc}$ | $\overline{v_{ao}}$ | $\overline{v_{bo}}$ | $\overline{v_{co}}$ | $\overline{v_a}$ | $\overline{v_b}$ | $\overline{v_c}$ | $\overline{v_{s\alpha}}$ | $\overline{v_{s\beta}}$ | $\overline{s}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | -E/2 | -E/2 | -E/2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | $\overrightarrow{V_0}$ |
| 1 | 0 | 0 | E/2 | -E/2 | -E/2 | 2E/3 | -E/3 | -E/3 | $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$ | 0 | $\overrightarrow{V_1}$ |
| 1 | 1 | 0 | E/2 | E/2 | -E/2 | E/3 | E/3 | -E/3 | $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{6}}E$ | $\frac{1}{\sqrt{2}}E$ | $\overrightarrow{V_2}$ |
| 0 | 0 | 0 | -E/2 | E/2 | -E/2 | -E/3 | 2E/3 | -E/3 | $-\frac{1}{\sqrt{6}}E$ | $\frac{1}{\sqrt{2}}E$ | $\overrightarrow{V_3}$ |
| 0 | 1 | 1 | -E/2 | E/2 | E/2 | -2E/3 | E/3 | E/3 | $-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$ | 0 | $\overrightarrow{V_4}$ |
| 0 | 0 | 1 | -E/2 | -E/2 | E/2 | -E/3 | -E/3 | 2E/3 | $-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{6}}E$ | $-\frac{1}{\sqrt{2}}E$ | $\overrightarrow{V_5}$ |
| 1 | 0 | 1 | E/2 | -E/2 | E/2 | E/3 | -2E/3 | E/3 | $\frac{1}{\sqrt{6}}E$ | $-\frac{1}{\sqrt{2}}E$ | $\overrightarrow{V_6}$ |
| 1 | 1 | 1 | E/2 | E/2 | E/2 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | $\overrightarrow{V_7}$ |

Tableau II.1 Calcul des vecteurs de tensions

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs constituants le convertisseur donne huit combinaisons possibles dont six états actifs non nuls et deux restants des états de commutation nuls (figure II.15).

Les vecteurs tensions sont représentées par la relation suivante : [3]

$$\vec{V}_i = \begin{cases} \sqrt{2/3}\, U_{dc}\, e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} & i = 1; \dots; 6 \\ 0 & i = 0,7 \end{cases} \qquad \text{(II.38)}$$

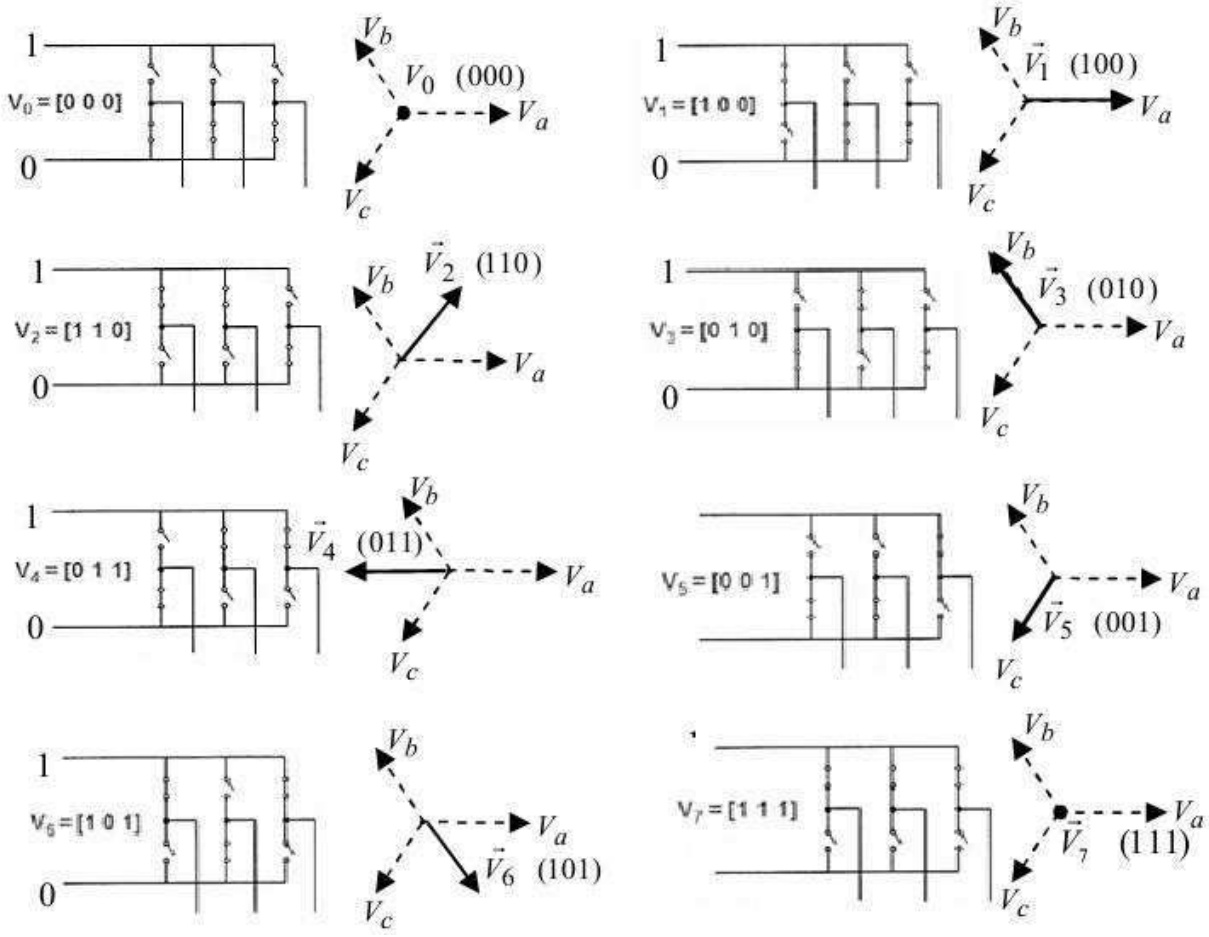
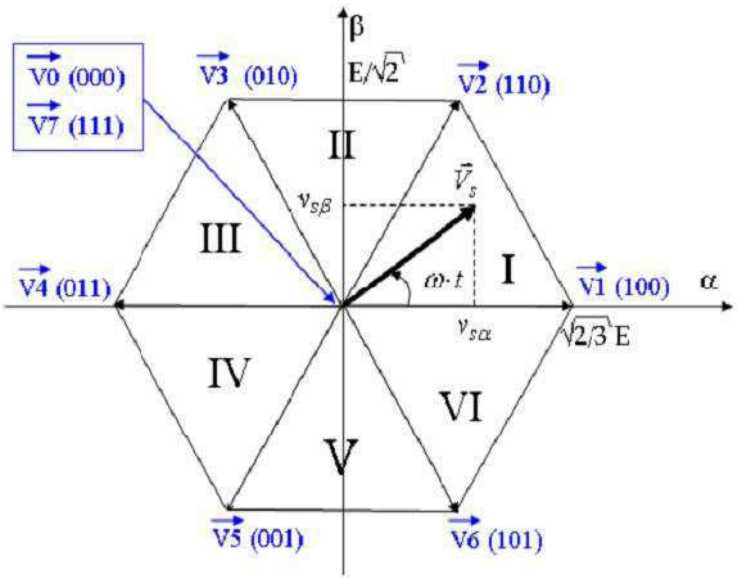



Figure II.15 *Différentes topologies de l'onduleur et vecteur tension* Vi

Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de pi/3 (figure II.16). Chacun des couples de vecteurs $V_i$ et $V_{i+1}$ (i=1..6) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone (à noter que dans le secteur 6 la notation $V_{i+1}$ correspond au vecteur $V_i$. [3]




FigII.16 : Représentation du polygone de commutation

Par conséquent, vecteur PWM peut être mis en œuvre par les étapes suivantes:

Étape 1. Déterminer $V_d, V_q, V_{ref}$, et l'angle (α)

Étape 2. Déterminer la durée $T_1, T_2, T_0$

Étape 3. Déterminer le temps de commutation de chaque transistor ($S_1$ à $S_6$)

**Étape 1. Déterminer $V_d, V_q, V_{ref}$, et l'angle ($\alpha$) :**

De Fig. 9, le $V_d$ , $V_q$, $V_{ref}$ , Et l'angle (α) peut être déterminé comme suit:

$$V_d = V_{an} - V_{bn}\cos 60 - V_{cn}\cos 60$$

$$= V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn} \qquad \text{(II.39)}$$

$$V_q = 0 - V_{bn}\cos 30 - V_{cn}\cos 30$$

$$= V_{an} + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn}$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{(II.40)}$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_d^2 \quad + V_q^2} \quad \text{(II.41)}$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_q}{V_d}\right) = \omega t = 2\pi f t \quad \text{(II.42)}$$

Où f : fréquence fondamentale

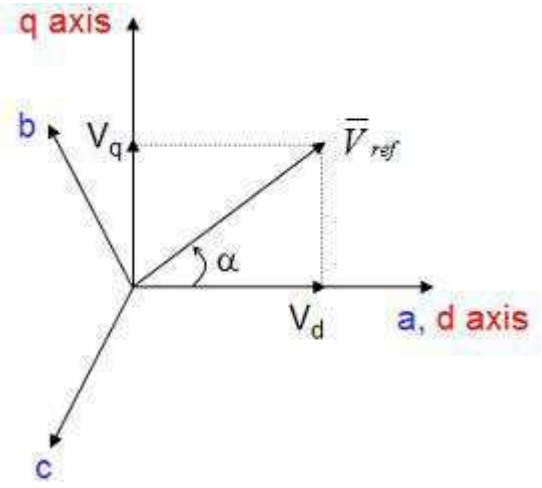



Figure II.17 Tension référentielle et de ses composantes dans (d, q).

**Étape 2. Déterminer la durée $T_1, T_2, T_0$:**

De Fig. 10, la durée du temps de commutation peuvent être calculés comme suit:

La durée de commutation au secteur 1: [7]

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0$$

$$\therefore T_z.\bar{V}_{ref} = \left(T_1.\ \overline{V_1} + T_2.\ \overline{V_2}\right)$$

$$\therefore\ T_z\ .\left[\bar{V}_{ref}\right].\begin{bmatrix}cos(\alpha)\\ sin(\alpha)\end{bmatrix} = T_1\ .\frac{2}{3}\ .V_{dc}\ .\begin{bmatrix}1\\ 0\end{bmatrix} + T_2\ .\frac{2}{3}\ .V_{dc}\ .\begin{bmatrix}cos(\pi/3)\\ sin(\pi/3)\end{bmatrix} \quad \text{(II.43)}$$

$$(où, 0 \le \alpha \le 60°)$$

$$\therefore T_1 = T_Z\ .\alpha\ .\frac{\sin(\pi/3-\alpha)}{\sin(\pi/3)}$$

$$\therefore T_2 = T_Z\ .\alpha.\frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)}$$

$$\therefore T_0 = T_Z - (T_1 + T_2)\ ,\left(où\ ,\ T_Z = \frac{1}{f_Z}\ et\ \ a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}}\right)$$

La durée de commutation à tout le secteur : [7]

$$\therefore\ T_1 = \frac{\sqrt{3}.T_Z.|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}}\left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3}\pi\right)\right)$$

$$= \frac{\sqrt{3}.T_Z.|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}}\left(\sin\frac{n}{3}\pi - \alpha\right)$$

$$= \frac{\sqrt{3}.T_Z.|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}}\left(\sin\frac{n}{3}\pi\cos\alpha - \cos\frac{n}{3}\pi\sin\alpha\right) \quad \text{(II.44)}$$

$$\therefore T_2 = \frac{\sqrt{3}\ .T_Z.|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}}\left(\sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right)\right)$$

$$= \frac{\sqrt{3}\ .T_Z.|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}}\left(-\cos\alpha\ .\sin\frac{n-1}{3}\pi + \sin\alpha\ .\cos\frac{n-1}{3}\pi\right) \quad \text{(II.45)}$$

$$\therefore\ T_0 = T_z - T_1 - T_2\ ,\begin{pmatrix}où,\ n = 1\ jusqu'à\ 6\\ 0 \le \alpha \le 60°\end{pmatrix} \quad \text{(II.46)}$$

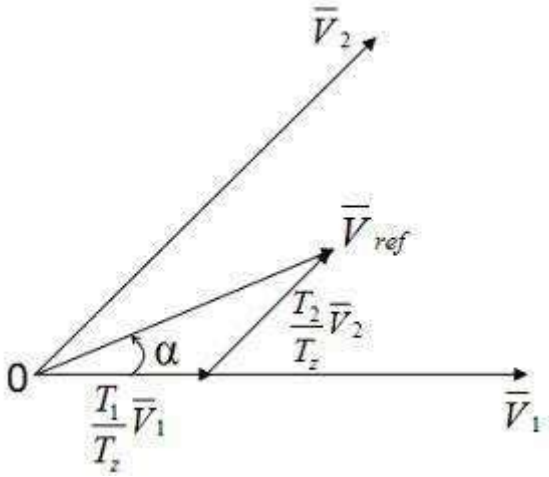
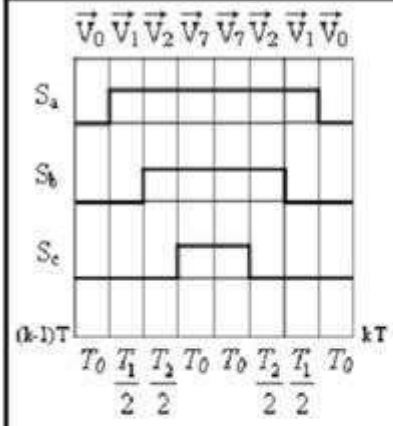
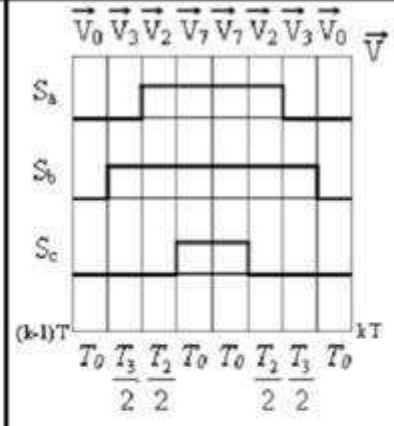
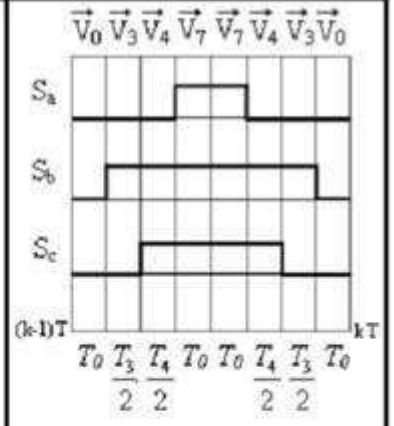



Fig. II.18 vecteur de référence comme une combinaison de vecteurs adjacents au secteur 1.

**Étape 3: Déterminer le temps de commutation de chaque transistor (S1 à S6 )**

| Secteur 01 | Secteur 02 | Secteur 03 |
|---|---|---|
|  |  |  |
| $T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E}T$<br>$T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{S\beta}}{E}T$<br>$T_0 = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$ | $T_2 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E}T$<br>$T_3 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E}T$<br>$T_0 = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$ | $T_3 = \frac{\sqrt{2}V_{S\beta}}{E}T$<br>$T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E}T$<br>$T_0 = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$ |

| Secteur 04 | Secteur 05 | Secteur 06 |
|---|---|---|
| $\vec{V}_0\ \vec{V}_5\ \vec{V}_4\ \vec{V}_7\ \vec{V}_7\ \vec{V}_4\ \vec{V}_5\ \vec{V}_0$ | $\vec{V}_0\ \vec{V}_5\ \vec{V}_6\ \vec{V}_7\ \vec{V}_7\ \vec{V}_6\ \vec{V}_5\ \vec{V}_0$ | $\vec{V}_0\ \vec{V}_1\ \vec{V}_6\ \vec{V}_7\ \vec{V}_7\ \vec{V}_6\ \vec{V}_1\ \vec{V}_0$ |
| $S_a$ $S_b$ $S_c$ | $S_a$ $S_b$ $S_c$ | $S_a$ $S_b$ $S_c$ |
| $(k-1)T$ ... $kT$ | $(k-1)T$ ... $kT$ | $(k-1)T$ ... $kT$ |
| $T_0\ \frac{T_5}{2}\ \frac{T_4}{2}\ T_0\ T_0\ \frac{T_4}{2}\ \frac{T_5}{2}\ T_0$ | $T_0\ \frac{T_5}{2}\ \frac{T_6}{2}\ T_0\ T_0\ \frac{T_6}{2}\ \frac{T_5}{2}\ T_0$ | $T_0\ \frac{T_1}{2}\ \frac{T_6}{2}\ T_0\ T_0\ \frac{T_6}{2}\ \frac{T_1}{2}\ T_0$ |
| $T_4 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ | $T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ | $T_6 = \frac{-\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$ |
| $T_5 = \frac{-\sqrt{2}V_{S\beta}}{E} T$ | $T_6 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ | $T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ |
| $T_0 = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$ | $T_0 = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$ | $T_0 = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$ |

Tableau II.2 Description des séquences de conduction des interrupteurs

### I.5.2 Résultats de simulation :

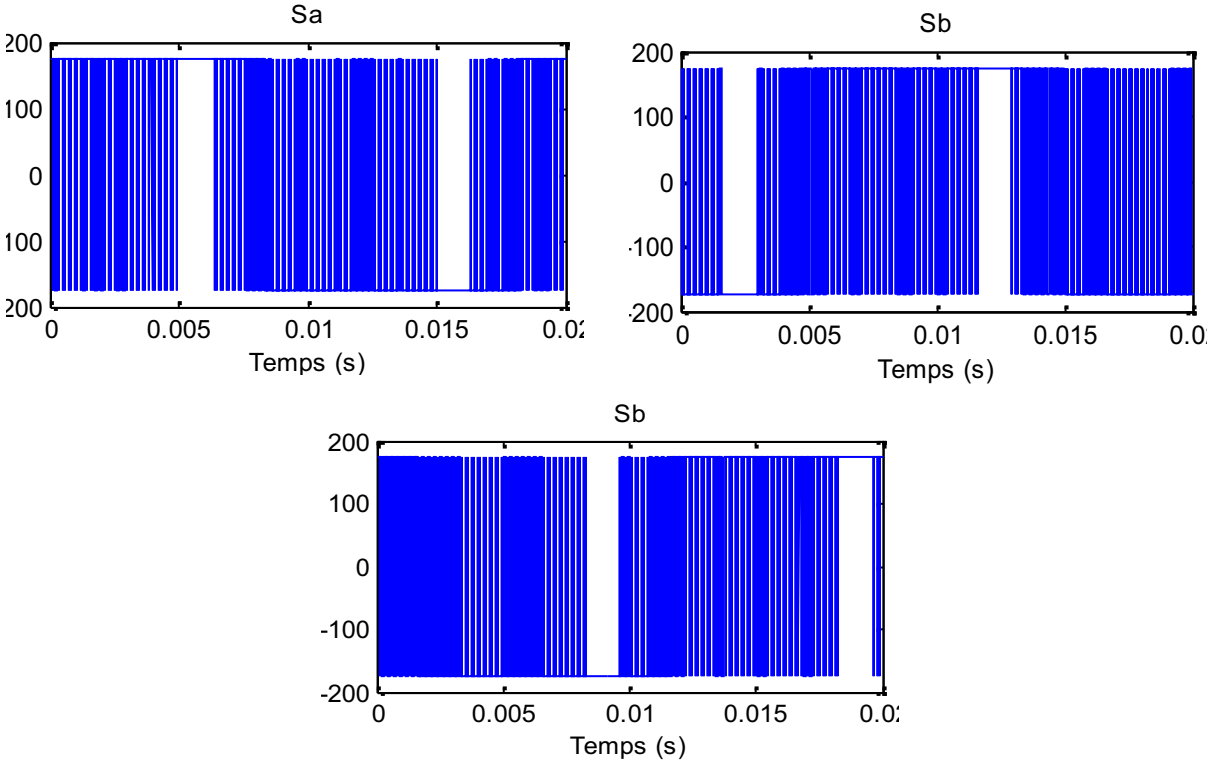



Figure II.19 la durée du temps de commutation

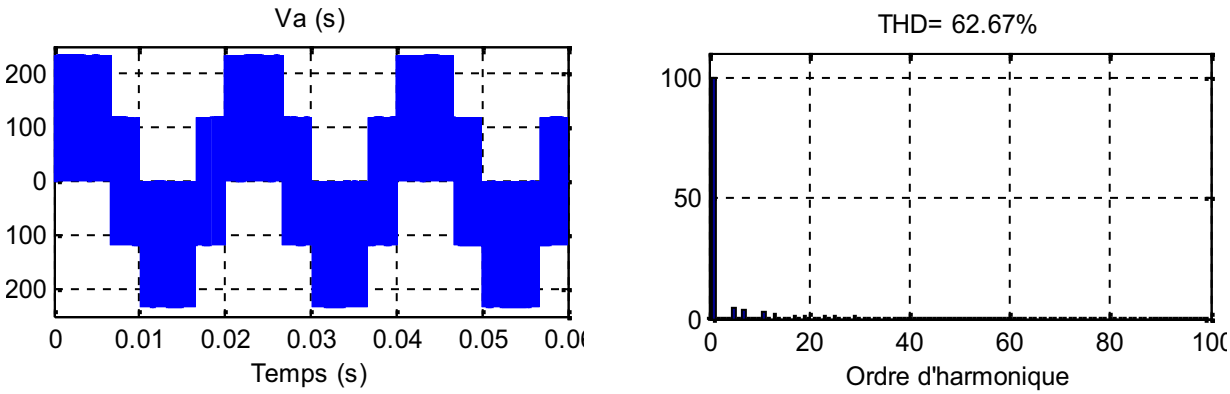



Figure II.20 La tension simple VA et son spectre de l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la stratégie MLI vectorielle

### II.5.3 Interprétation :

La figure II.19 montre que la durée du temps de commutation des interrupteurs.

La figure (II.20) montre que la tension simple VA présente des harmoniques. Les premiers harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang 5 et 7.

### II.5.4 Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié différents stratégies de commande MLI pour l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Nous avons vu les commandes avec une seule porteuse, et avec une porteuse en dents de scie, ensuite nous avons appliqué la modulation vectorielle. Toutes ces commandes peuvent être appliquées en boucle ouverte.

La plus fiable des stratégies de MLI pour la commande des onduleurs c'est la stratégie MLI vectorielle, car elle délivre une tension de sortie qui est bien ondulé et les harmoniques du spectre de tension de sortie sont presque nulles et leur THD ( 62.67 %) est bien acceptable .

# Chapitre III
# L'influence de la commande vectorielle sur les stratégies de commande

### III.1 Principe de la commande vectorielle :

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de la machine asynchrone réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce faire, ce découplage entre le couple et le flux, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence $U/f$ (constant). Mais, et à cause du manque d'informations sur le rapport $U/f$, ce type de commande a monté ses limites en matière de qualité de ses performances. En ce temps, le principe de découplage n'a pas été encore développé, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machine à courant continu.

Notre objectif est d'orienter le flux. Donc on souhaite qu'il n'ait qu'une composante suivant l'axe $d$ par exemple, il faut alors annuler la composante du flux $\varphi_{rq}$ suivant l'axe $q$. C'est bien le rôle de la commande par flux orienté, le couple électromagnétique se réduit á :

$$\Gamma_{em} = p\frac{M}{L_r}\varphi_{rd}\, i_{sq} \qquad \text{(III.47)}$$

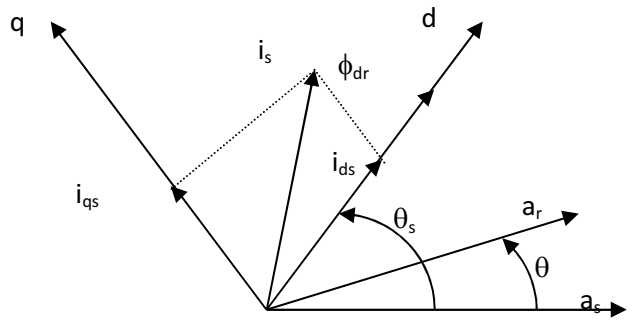



Figure. III.21 Flux rotorique orienté sur l'axe d.

D'après la figure (III.21), la stratégie consiste à contrôler de façon indépendante le flux et le courant statorique pour imposer le couple. On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu.

Dans cette condition nous avons: $\varphi = \varphi_{rd}$ et $\varphi_{rq} = 0$. Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

Dans ce chapitre nous présentons la commande d'une machine asynchrone dont l'objectif est garantir les performances désirées en matière de robustesse vis à vis des variations de ses paramètres et du couple de charge. [11] [13]

- **Estimation du flux rotorique :**

Le modèle mathématique utilisé pour ce type de contrôle s'écrit :

$$i_{ds} = (T_r \phi_r s + \phi_r) / M_{sr} \Rightarrow \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r$$

$$i_{qs} = (L_r / PM_{sr}) / (C_{em} / \phi_r) \Rightarrow C_{em} = \frac{PM_{sr}}{L_r} \phi_r i_{qs} \qquad \text{(III.48)}$$

$$\omega_s = \omega_r + (L_m / T_r \phi_r) i_{qs}$$

Ce type de commande par orientation du flux rotorique est plus simple à l'implanter dans le cas d'une alimentation en-courant. Toutefois, une alimentation en tension est préférable car elle est moins sensible aux variations des paramètres de la machine et donne de meilleurs résultats pour les fonctionnements en survitesse.

Notons ainsi que pour fonctionnement de la machine à flux constant le couple $C_{em}$ devient proportionnel au courant $i_{qs}$ [5].

Le flux rotorique $f_r$ et le couple électromagnétique $C_e$ sont contrôlés par des régulateurs du type PI, qui sont des régulateurs proportionnel - intégrateur, et ont la fonction de transfert suivante :

$$F(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} \qquad \text{(III.49)}$$

En tenant compte de l'alimentation en tension de la machine asynchrone, les grandeurs de commande sont les tensions $V_{ds}$ et $V_{qs}$.

La pulsation de glissement est directement calculée par l'expression

$$\omega_g = \frac{M_{sr} R_r}{L_r \phi_{dr}} i_{qs} \qquad \text{(III.50)}$$

Les tensions statoriques sont obtenues à partir du système (I.28).

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s i_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_r} S f_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs}$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s i_{qs} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s f_r - \sigma L_s \omega_s i_{ds} \qquad \text{(III.51)}$$

Afin d'éviter le couplage entre les deux équations, nous utilisons une méthode de compensation statique. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs de courant pour obtenir les tensions de références nécessaires pour le réglage. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient en relation du premier ordre avec les courants correspondants. [16]

Les tensions à la sortie des régulateurs sont données par :

$$V^r_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s S i_{ds} \qquad \text{(III.52)}$$

$$V^r_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s S i_{qs}$$

Les tensions de couplage sont données par :

$$V^c_{ds} = \frac{M_{sr}}{L_r} S f_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \qquad \text{(III.53)}$$

$$V^c_{qs} = \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s f_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds}$$

Le terme $\frac{M_{sr}}{L_r} s f_r$, est nul, en considérant le régime permanent.

D'où les tensions de référence nécessaires pour le réglage :

$$V^*_{ds} = V^c_{ds} + V^r_{ds} \qquad \text{(III.54)}$$

$$V^*_{qs} = V^c_{qs} + V^r_{qs}$$

La pulsation $\omega^*_s$ nécessaire pour la transformation inverse de Park (figure III.22), afin d'avoir les tensions de référence réelles, est calculée à l'aide de l'expression suivante :

$$\omega^*_s = \omega_r + \frac{M_{sr} R_r}{L_r \phi_{dr}} i_{qs} \quad \text{(III.55)}$$

### III.2 Description de la commande vectorielle directe :

Pour la commande vectorielle directe elle nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. Le vecteur flux est mesuré rarement directement par des capteurs. La réalisation pratique des capteurs est délicate (précision médiocre, filtrage du signal mesuré, coût élevé, …).On à recours à des techniques d'estimations ou d'observations du flux à partir des grandeurs mesurables. [12][13]

### III.3 Expression générale de la commande :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes $(d, q)$ tel que l'axes d soit confondu avec la direction de $\varphi_r$.

Le flux $\varphi_r$ étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état (I.28) nous permet d'exprimer $v_{ds}$ et $v_{qs}$

$\varphi_r$ et $w_s$ avec $\varphi_{qr} = 0$ et $\dot{\varphi}_{rq} = 0$ : [14]

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + \sigma L_s S) i_{ds} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} S\phi_{dr} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + \sigma L_s S) i_{qs} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \phi_{dr} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ \omega_r = \dfrac{P}{(f + JS)} (C_e - C_r) \\ C_e = \dfrac{P M_{sr} \phi_{dr}}{L_r} i_{qs} \\ \phi_{dr} = \dfrac{M_{sr}}{1 + \dfrac{L_r}{R_r} S} i_{ds} \\ \omega_s = \omega_r + \dfrac{M_{sr} R_r}{L_r \phi_{dr}} i_{qs} \end{cases} \quad \text{(III.56)}$$

A l'aide de ces équations, nous pouvons élaborer le diagramme fonctionnel de la machine asynchrone avec orientation du flux (figure III.22)

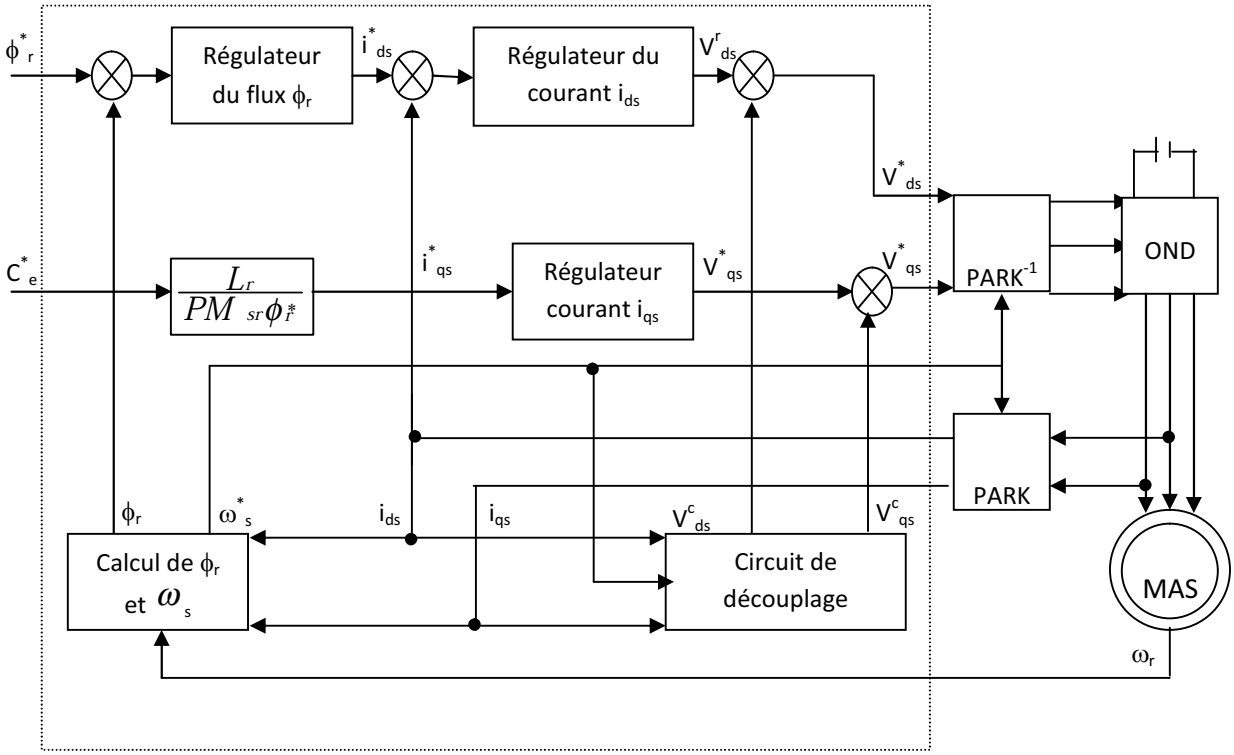



Figure III.22 : Commande vectorielle directe de flux d'une machine asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux

- **Régulateur du courant iqs :**

En effet, l'idée est bien d'agir de façon instantanée sur la phase (pulsation et l'amplitude de la tension statorique $V_s$), de manière à régler le courant $i_q$ sans toutefois modifier le courant $i_d$. Dans ces conditions, le flux est maintenu constant dans la machine et l'évolution du couple ne dépend que d'une seule grandeur.

Donc le régulateur du courant en quadrature fournit la tension $V^r_{qs}$ nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence. [7]

La fonction de transfert $\frac{i_{qs}}{V^{r}_{qs}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{qs}}{V^{r}_{qs}} = \frac{1/(\sigma L_s)}{S + p_s} \tag{III.57}$$

Avec: $\rho_s = R_s / (\sigma L_s)$

La boucle de régulation du courant est représentée par la figure (III.23)

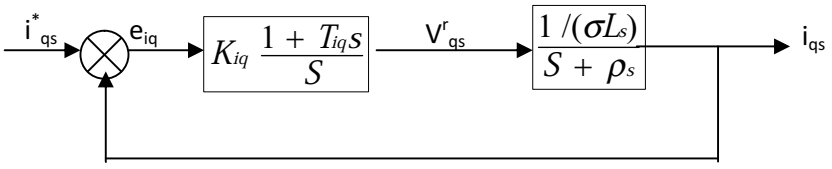



Figure III.23 **:** schéma Bloc de régulation du courant $i_{qs}$

La fonction de transfert en boucle fermé est donnée comme suite :

$$\frac{i_{qs}}{i^{*}_{qs}} = \frac{K_{iq}(1 + S T_{iq})/(\sigma L_s)}{S^2 + S(\rho_s + K_{iq}\frac{T_{iq}}{\sigma L_s}) + \frac{K_{iq}}{\sigma L_s}} \tag{III.58}$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles à partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, les pôles sont choisi complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire En imposant les pôles $S_{1,2} = \rho \pm j\rho$ , le polynôme caractéristique s'écrit comme suit : [15].

$$p(s) = S^2 + 2 S \rho + 2 \rho^2 \tag{III.59}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$K_{iq} = 2 \rho^2 L_s \sigma \tag{III.60}$$

$$T_{iq} = \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2}$$

- **Régulateur du courant ids :**

Le régulateur du courant fournit la tension $V^r_{ds}$ nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{ds}}{V^r_{ds}}$ est donnée par

$$\frac{i_{ds}}{V^r_{ds}} = \frac{1/(\sigma L_s)}{S + \rho_s} \qquad \text{(III.61)}$$

Les mêmes calculs effectués pour le régulateur du courant $i_{qs}$ sont appliqués à ce régulateur. Les paramètres du régulateur sont donc les mêmes. Ils sont données par :

$$K_{id} = 2\ \rho^2 L_s \sigma$$

$$T_{id} = \frac{2\rho - \rho_s}{2\rho^2} \qquad \text{(III.62)}$$

Avec :

$$\rho_s = R_s / L_s$$

- **Régulateur du flux rotorique :**

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constante à sa valeur nominale.

$$\frac{\phi_r}{i_{ds}} = \frac{M_{sr} R_r / L_r}{\rho_r + S} \qquad \text{(III.63)}$$

Avec :

$$\rho_r = R_r / L_r$$

Comme le dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, le courant $i_{ds}$ est supposé déjà atteint à sa valeur de référence $i^*_{ds}$ ($\frac{i_{ds}}{i^*_{ds}} = 1$)

D'où le schéma bloc de régulation du flux rotorique.

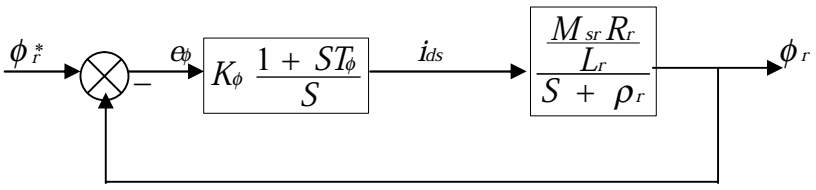



Figure III.24 **:** schéma bloc de régulation du flux $\phi_r$

La fonction de transfert en boucle fermé est :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{K_\phi (1 + S T_\phi) M_{sr} R_r / L_r}{S^2 + S(\rho_r + K_\phi \frac{T_\phi M_{sr} R_r}{L_r}) + \frac{K_\phi M_{sr} R_r}{L_r}} \quad \text{(III.64)}$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles.

En imposant deux pôles ($S_{1,2} = - \rho \pm j\rho$), les paramètres du régulateur seront :

$K_f = 2 \rho^2 L_r / (M_{sr} R_r)$.

$T_f = 2 \rho - \rho_r \ / \ 2 \rho^2$ (III.65)

**III.4 Réglage de la vitesse :**

Dans une régulation cascade, avec un régulateur PI sur la vitesse, en considérant le couple de charge comme perturbation.

Habituellement, les schémas de régulation de la vitesse sont constitués de deux étages. Le premier comprend les boucles de régulation des courants, et le second externe, est destiné à la régulation de la vitesse. Ceci est justifié par le fait qu'en général on considéré que la dynamique de la vitesse est très lente devant la dynamique des courants. C'est pour cette raison que dans les régulations classiques, la vitesse est toujours supposée constante pendant que les courants sont régulés.

Donc, le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de l'externe. [8][17]

D'après l'équation mécanique, nous avons :

$$\frac{\omega_r}{C_e} = \frac{P/J}{S+\rho_m} \tag{III.66}$$

Avec:

$$\rho_m = f/J$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, il arrive :

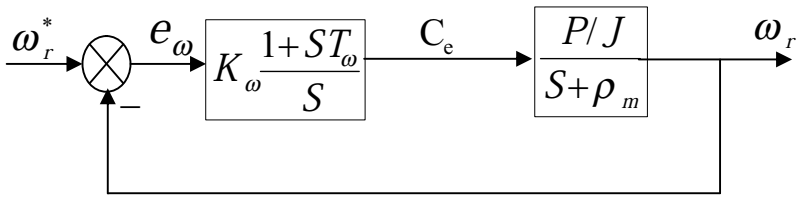



Figure III.25 **:** Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation $\omega_r$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{k_\omega (1+ST_\omega) P/J}{S^2 + S(\rho_m + k_\omega \frac{T_\omega P}{J}) + k_\omega \frac{P}{J}} \tag{III.67}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur :

$$k_\omega = \frac{2\rho^2 J}{p} \tag{III.68}$$

$$T_\omega = \frac{2\rho - \rho_m}{2\rho^2}$$

### III.6 Résultats de simulation :

**r= 0.8 , m=36**

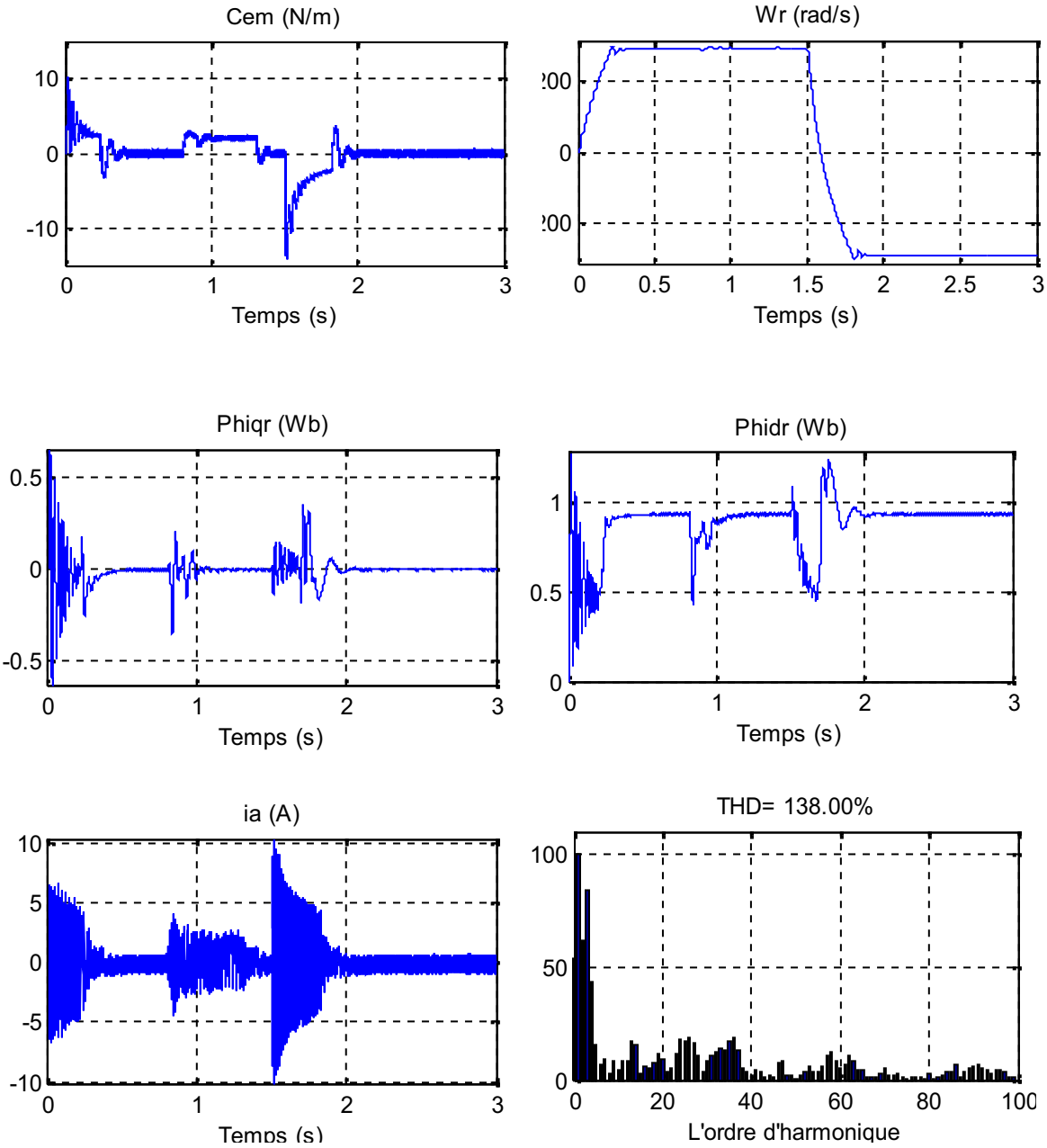



Figure III.27 : Performances de réglage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux Commandée par la stratégie triangulo-sinusuidale.

**r= 0.8 , m=36**

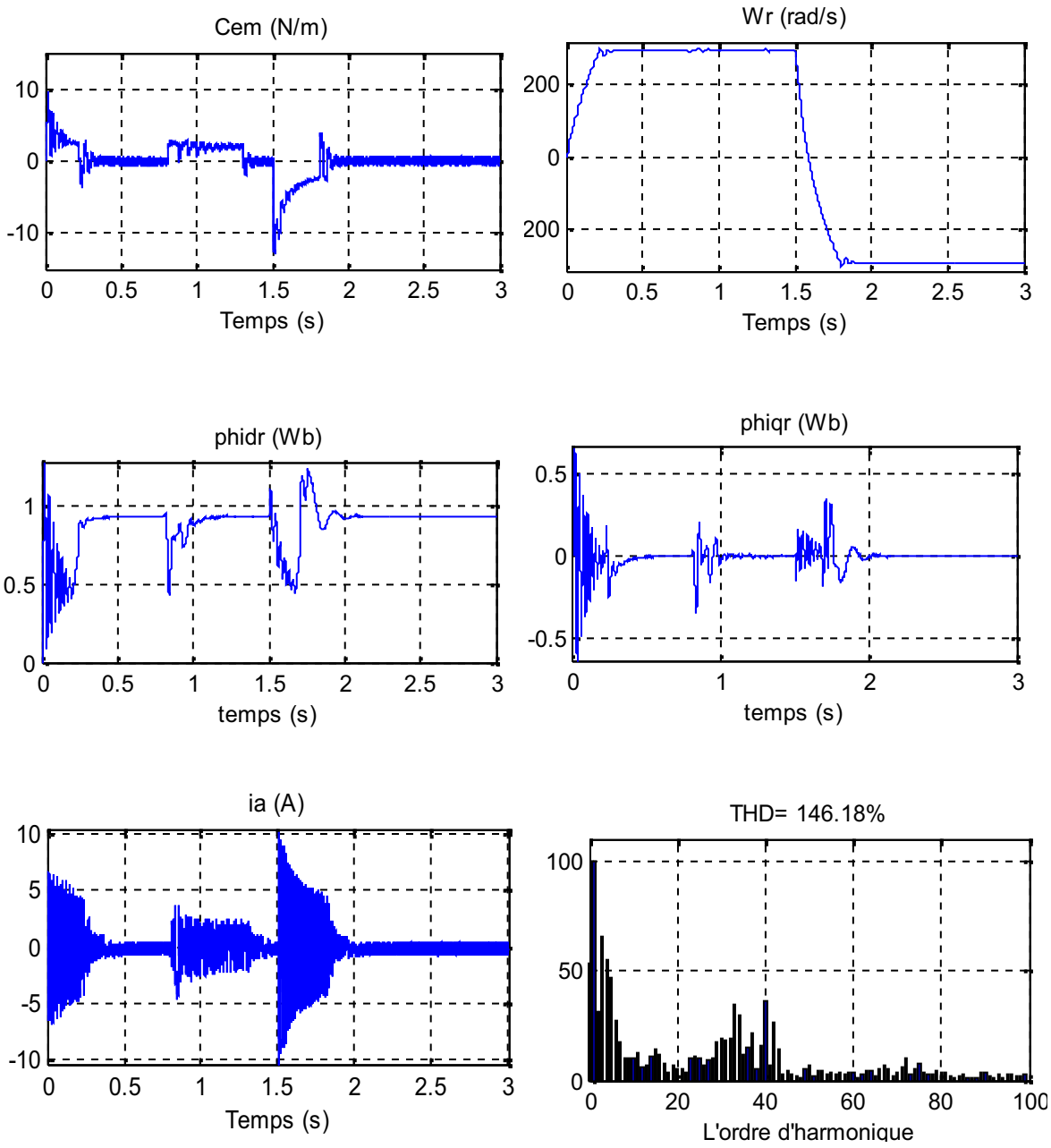



Figure III.28 : Performances de réglage d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux Commandée par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dents de scie

## III.7 L'interprétation :

La simulation représentée sur la figure (III.27) montre le comportement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux commandée par la stratégie triangulo-sinusuidale, lors d'un démarrage à vide avec application d'un échelon de vitesse de 2800 tr/mn.

Puis, le système est soumis à des variations de la charge (charge nominale $C_{rN}$ = 2 Nm) en appliquant entre les instants 0,8 et 1,3 s.

Ensuite, nous procédons à un changement de la consigne de - 2800 tr / min à l'instant t= 1 ,5s.

Donc, d'après la figure (III.27), nous constatons que la vitesse de rotation suit la vitesse de référence. Le courant est bien limité à sa valeur admissible. Le découplage est parfaitement réalisé aux régimes permanents, mais on remarque quelque fluctuation pendant le démarrage ainsi que le spectre de la tension est plein d'harmonique.

La figure (III.28) montre le comportement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux Commandée par la stratégie triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse en dents de scie. Il est simulé la réponse du système à un échelon de consigne de 2800 tr/mn. Puis, le système est soumis à des variations de la charge ($C_{rN}$ = 2 Nm) en appliquant entre les instants 0,8s et 1,3s. Ensuite, nous procédons à un changement de la consigne de -2800 rad à l'instant t = 1,5s.

Nous remarquons que le réglage présente de performances satisfaisantes vis-à-vis la poursuite de la consigne et le rejet de la perturbation. Le courant est toujours limité à sa valeur admissible.

## III.8 Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à l'étude de méthode de la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux avec les deux stratégies de commande.

La commande par orientation de flux est un outil de contrôle fort intéressent au fonctionnement réel et pratique de la machine asynchrone dans ses applications industrielles. Cette technique de commande est devenue faisable sur ce type de machines grâce à la possibilité de découplage de flux du couple.

Dans ce type de commande la qualité, des performances, en régime statique ou dynamique est assurée.

Les résultats de l'étude obtenus montrent que la stratégie triangulo- sinusuidale est la meilleure stratégie à couse de ses caractéristiques avec la commande vectorielle.

# Conclusion Générale

Dans le cadre de notre travail, nous avons modélisé la machine asynchrone triphasée alimentée depuis le réseau, ensuite nous avons modélisé l'onduleur à deux niveau. Puis nous avons étudié les différentes stratégies de commande de l'onduleur à deux niveaux, qui est de partie essentielle pour faire alimenter la machine asynchrone avec l'onduleur.

Les onduleurs de tension sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

Le présent travail a pour objectif étudié les différences entre les stratégies de commande de l'onduleur à deux niveaux sans et avec la commande de la machine asynchrone. Les résultats obtenus ont montré que la stratégie MLI est la plus intéressante pour la commande de l'onduleur de tension à deux niveaux. Les harmoniques de tension de sortie de l'onduleur sont presque nuls.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Recherche d'autres stratégies de commande qui permettent d'avoir une tension à la sortie la plus sinusoïdale possible.
- Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ce d'onduleur.

**Les références:**


[1]: Ould cherchali Noureddine « Analyse et Commande d'un onduleur multiniveaux application à la machine » mémoire de magister, 2006, université de Médéa.

[2]: Kerbouci sofiane, Zouaoui abdelhamid « Commande prédictive appliquée sur la MSAP alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC » mémoire de master, 2012, université de Médéa.

[3]: Pr. Meroufel Abdelkader « Contrôlé de la machine asynchrone » Année : 2009/2010, Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbès.

[4]: Stefan Laurentiu CAPITANEANU « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux » thèse Doctorat, Soutenance 2002, INP TOULOUSE.

[5]: Loh. O. C, H. Bode. G. H, Holmes D. G, Lipo. T. A « A Time-Based Double-Band Hysteresis Current Regulation Strategy for Single-Phase Multilevel Inverters» IEEE Transactions on Industry Applications, VOL. 39, NO. 3, May/June 2003.

[6]: Loh. O. C, Holmes. D. G,Fukuta. Y, Lipo. T. A « A Reduced Common Mode Hysteresis Current Regulation Strategy for Multilevel Inverters » IEEE, Transactions on Power Electronics, VOL. 19, NO. 1, January 2004.

[7]: Jin-woo jung, PH.D student « Space vector PWM inverter » 2005, université de OHIO.

[8]: Diaf Youssef, Ben anter Djamal « medelisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par MLI à structure Multiniveaux » Université Kasdi Merbah–Ouargla, 2012.

[9]: Mr. MOKHTARI Raouf « Etude et simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension MULTI-NIVEAUX » 2004/2005 ingénieur d'état en génie électrotechnique.

[10]: ADEL Merabet « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone » thèse présentée à l'université du Québec à Chicoutimi comme exigence partielle du doctorat en ingénierie.

[11] : N. benyahia, K. srairi, S. M. mimoune « commande de la machine asynchrone par oriantation du flux rotorique » Courrier du Savoir – N°06, Juin 2005, pp.147-150, Université de Biskra.

[12] : Patrick Brunet « Introduction à la Commande Vectorielle des Machines asynchrones » LTEG Henri Brisson, 1999/2000.

[13] : LAMIA youb, AURELIAN craciunescu « commande directe du couple et commande vectorielle de la machine asynchrone » 25 Janvier 2007.

[14] : Gabriel buche « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulasion » Ingénieur C.N.A.M, 7 mars 2001.

[15] : Lamia YOUB, A. craciunescu « étude comparative entre la commande vectorielle à flux oriente et la commande directe du couple de la machine asynchrone » U.P.B. Sci. Bull., Series C, Vol. 69, No. 2, 2007.

[16] : Sejir KHOJET EL KHIL « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) » THÈSE doctorat, 04 Décembre 2006, INP DE TOULOUSE.