

Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R. de Génie Electrique et Informatique
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique

Thème

*Commande de vitesse et de position d'une machine
asynchrone triphasée alimentée par un onduleur
à cinq niveaux à structure NPC*

Proposé et dirigé par :

Dr E.M.Berkouk

Etudié par :

B.Behar
S.Abdelmelek

Promotion : juin 99

E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R. de Génie Electrique et Informatique
Département d'Electrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique

Thème

*Commande de vitesse et de position d'une machine
asynchrone triphasée alimentée par un onduleur
à cinq niveaux à structure NPC*

Proposé et dirigé par :

Dr E.M.Berkouk

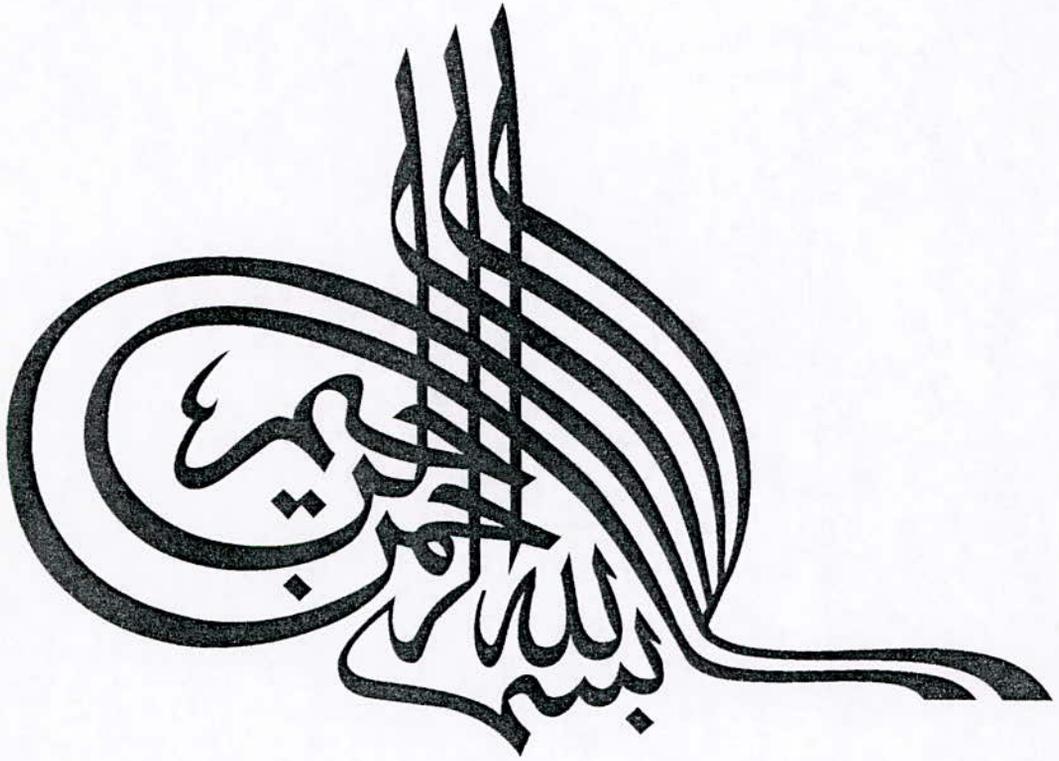
Etudié par :

B.Behar
S.Abdelmelek

Promotion : juin 99

E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique



Avant propos

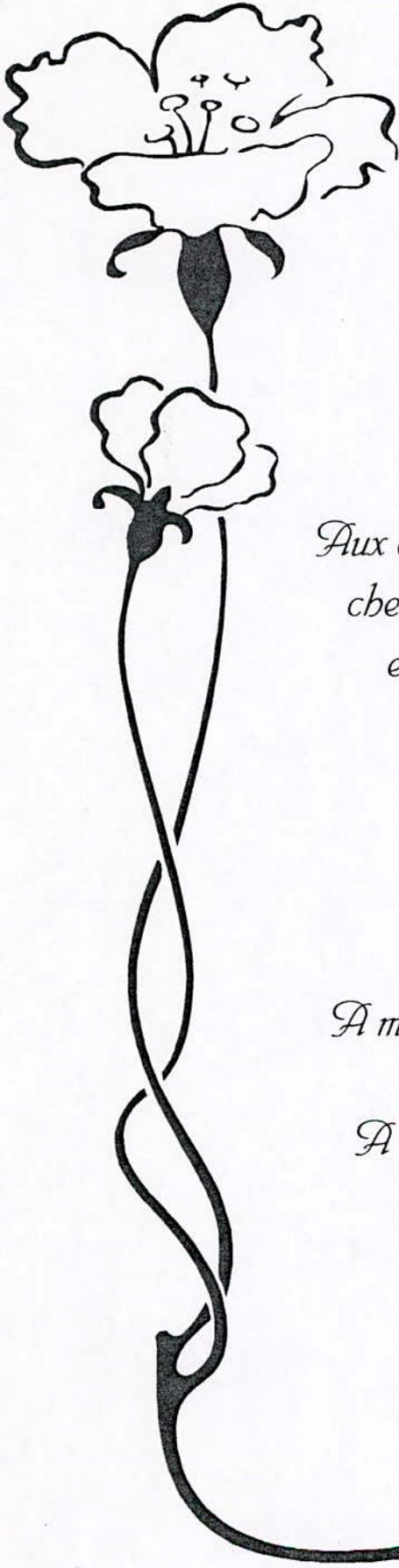


Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promoteur monsieur, Dr E.M.Berkouk pour ces aides sans réserve et ces conseils précieux qu'il nous à dispensé au long de ce travail.

Nous tenons également à remercier messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'il nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

Nous remerciant tout particulièrement messieurs ; S.Boulakhrachef et N.Lourci pour leurs aides considérables lors de la réalisation de ce travail.

Que tout les enseignants et les étudiants de la DER de Génie électrique et Informatique trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail,

*Aux êtres les plus tendres à mes yeux et les plus
chers à mon cœur, à qui je dois énormément
et que je ne remerciais jamais assez :*

Mes parents.

A ma très chère grand-mère.

A mes frères et sœurs, en particulier Hamza.

A tous mes amis de Bouraoui, l'ENP et

El-Oued, en particulier Brabim .

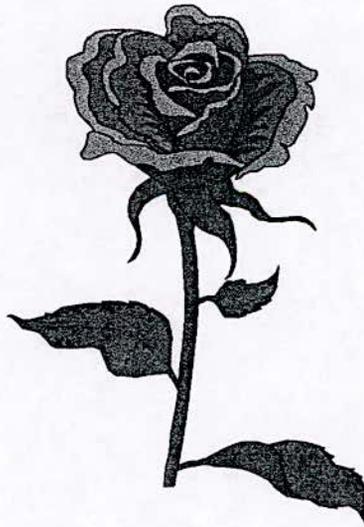
Saïd.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

- ✓ *Ma très chère mère ;*
- ✓ *Mon père ;*
- ✓ *Mes frères et mes sœurs ;*
- ✓ *Toute ma famille sans exception ;*
- ✓ *Tous mes amis, en particulier Saïd.*

Brabim.



NOTATIONS



- s, r : Indices respectifs du stator et du rotor ;
- A_s, B_s, C_s : Indices correspondants aux trois phases statoriques ;
- a_r, b_r, c_r : Indices correspondants aux trois phases rotoriques ;
- d, q : Axes correspondants au référentiel de PARK ;
- V : Tension simple de phase ;
- i : Courant de phase ;
- R_s, R_r : Résistances des enroulements statoriques et rotoriques par phase ;
- L_s, L_r : Inductances cycliques statorique et rotorique par phase ;
- l_s, l_r : Inductances propres de fuite statorique et rotorique par phase ;
- M : Inductance mutuelle cyclique ;
- M_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique ;
- M_S : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;
- M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;
- ϕ_s, ϕ_r, ϕ_m : Flux statorique, rotorique et magnétisant ;
- T_s, T_r : Constantes de temps statorique et rotorique ;
- σ : Coefficient de dispersion ;
- P : Nombre de paire de pôles ;
- C_{em} : Couple électromagnétique ;
- J : Moment d'inertie ;
- K_f : Coefficient de frottements visqueux ;
- ω_s, ω_r : Pulsations électriques statorique et rotorique ;
- ω_{gl} : Pulsation électrique de glissement ;
- Ω : Vitesse mécanique du rotor ;
- m : Indice de modulation ;
- r : Taux de modulation ;
- μ : Fonction d'appartenance ;
- $G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta \mu}$: Les gains de normalisation ;
- k_p, k_i : Les paramètres du régulateur classique PI.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Sommaire

SOMMAIRE

Introduction Générale	2
-----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Introduction	5
I.1-Rappel	5
I.2- Hypothèses simplificatrice	6
I.3- Conventions	6
I.4- Modèle de la machine asynchrone triphasée	7
I.4.1- Equations électriques et magnétiques de la machine asynchrone	7
I.4.2- Equations mécaniques	8
I.5- Transformation de PARK	8
I.6- Modélisation de la MAS dans le repère de PARK	10
I.7- Choix du référentiel	11
I.7.1- Référentiel lié au stator	11
I.7.2- Référentiel lié au rotor	11
I.7.3- Référentiel lié au champ tournant	11
I.8- Mise sous forme d'équation d'état	12
I.9- Résultats de simulation	13
Conclusion	15

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée

Introduction	17
II.1- Principe de la commande vectorielle	17
II.2- Orientation du flux rotorique	19
II.3- Réglage de vitesse/position par la commande vectorielle indirecte	20
II.3.1- Bloc de contrôle du flux orienté (FOC)	21
II.4- Réglage classique de vitesse / position	22
II.4.1- Calcul des régulateurs de vitesse et de position	22
II.4.2- Résultats de simulation	24
II.5- Réglage flou de vitesse/position	29
Introduction	29
II.5.1- Principe fondamental de la logique flou	29
II.5.2- contrôleur flou	30
II.5.3- Application du réglage flou sur la machine asynchrone	31
II.5.3.1- Loi de commande	33
II.5.4- Résultats de simulation	35
Conclusion	40

Chapitre III : Modèles de fonctionnement et de commande des onduleurs NPC triphasés à cinq niveaux

Introduction	42
III.1- Modélisation du fonctionnement des onduleurs à cinq niveaux	42
III.1.1- Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux	42
III.1.2- Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux	44
III.1.2.1- Différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux	44
III.1.2.2- Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux	46

III.2- Modélisation en vue de la commande.....	48
III.2.1-Hypothèses.....	48
III.2.2-Commandabilité des convertisseurs statiques.....	48
III.2.2.1- Fonction de connexion.....	48
III.2.2.2- Fonction génératrice.....	48
III.2.3-Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.....	49
III.2.3.1- Commande complémentaire.....	49
III.2.4-Modélisation aux valeurs instantanées : Modèle de connaissance.....	50
III.2.4.1- Relations de conversion.....	53
III.2.5-Modélisation aux valeurs moyennes : Modèle de commande.....	55
III.3-Modélisation aux valeurs moyennes avec charge couplée en étoile avec neutre isolé.....	58
Conclusion.....	60

Chapitre IV : Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Introduction.....	62
IV.1- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.....	63
IV.1.1-Principe de la stratégie.....	63
IV.1.2- Algorithme du commande.....	64
IV.2- Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.....	68
IV.2.1-Algorithme de commande.....	68
IV.2.2-Résultats de simulation.....	73
IV.3- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.....	74
IV.3.1-Algorithme du commande.....	74
IV.3.2-Résultats de simulation.....	78
IV.4- Modulation vectorielle.....	79
IV.4.1- Principe de commande.....	79
IV.4.2-Algorithme de commande.....	80
Conclusion.....	83

Chapitre V : Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux

Introduction.....	85
V.1-Présentation du schéma fonctionnel de l'association.....	86
V.2-Réglage classique de la vitesse/position de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux.....	86
V.2.1-La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.....	86
V.2.1.1- Résultats de simulation.....	86
V.2.2-La stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.....	91
V.2.2.1- Résultats de simulation.....	91
V.2.3-La stratégie de modulation vectorielle.....	96
V.2.3.1- Résultats de simulation.....	96
V.3- Réglage flou de la vitesse/position de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux.....	101
V.3.1- La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.....	101
V.3.1.1- Résultats de simulation.....	101
V.3.2-Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.....	106
V.3.2.1- Résultats de simulation.....	106
V.3.3- La stratégie de modulation vectorielle.....	111
V.3.3.1- Résultats de simulation.....	111
Conclusion.....	116

Conclusion Générale.....	118
---------------------------------	------------

Annexes.....	120
--------------	-----

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant au point de vue de la dynamique de vitesse que la précision du couple délivré[1].

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple-flux sont découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. En outre, les machines de très grandes puissances sont difficiles à réaliser[1].

Actuellement, l'utilisation des moteurs à courant alternatif est de plus en plus fréquente car ces machines sont caractérisées par leur robustesse et leur longévité, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande nettement plus complexes. Afin d'obtenir, avec le moteur asynchrone des performances semblables à celle de la machine à courant continu, il a été nécessaire de séparer le contrôle du flux dans le moteur, du courant générant le couple électromagnétique. En Allemagne, au début des années 70, Blaschke et Hasse ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle : La commande vectorielle. Par cette technique, le courant statorique produisant le couple est maintenu en quadrature avec le flux rotorique afin d'obtenir un couple maximum comme dans une machine à courant continu[2][3].

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant. Les applications industrielles se multiplient, cependant, les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple surtout face à l'influence néfaste de la constante du temps rotorique, qui ne peut être occultée. Ces problèmes ont conduit à l'introduction des techniques d'automatique moderne dans la modélisation et la commande des machines asynchrones[4][5].

Les régulateurs linéaires ont trouvé rapidement une application dans la commande de la machine asynchrone. Mais, ces régulateurs ont un inconvénient majeur, ils sont fortement liés aux paramètres de la machine, donc une mauvaise identification des paramètres de la machine peut provoquer une perturbation du contrôle. De nombreuses méthodes ont été mises au point dans le but d'assurer une orientation du flux. Les contrôleurs flous sont proposés comme solution à ce problème de fiabilité. Ce type de régulateurs a l'avantage d'être efficace, fiable et simple à régler[6].

La machine asynchrone est une machine robuste. Elle supporte de fortes surcharges, et peut également fonctionner dans des milieux critiques. La commande de vitesse d'une machine asynchrone triphasée peut être réalisée à fréquence variable ou fixe. On utilise généralement le gradateur pour la commande à fréquence fixe et l'onduleur pour la commande à fréquence variable. Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Toutefois, certaines applications comme la traction électrique exigent des variateurs asynchrones triphasés fonctionnant à des puissances et/ou vitesses très élevées. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1,4kV) et en puissance (1MVA). Pour monter en puissance et en tension, on utilise les onduleurs multiniveaux[7].

Ce mémoire comporte cinq chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

Au second chapitre, on va développer, en premier lieu, le principe de la technique d'orientation du flux rotorique appliquée à une machine asynchrone. Après, on montrera le réglage de vitesse de la machine par le régulateur classique PI. En fin, on rappellera le principe fondamental du réglage flou et on va présenter les performances de ce réglage.

Au troisième chapitre, nous présenterons la modélisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, en élaborant son modèle de connaissance sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri, et son modèle de commande au sens des valeurs moyennes.

Dans le quatrième chapitre, on développera les différentes stratégies de commande des onduleurs triphasés de tension à cinq niveaux. Nous donnerons pour chacune de ces stratégies, la tension de sortie d'un bras de l'onduleur et son spectre, la caractéristique de réglage et les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Dans le dernier chapitre, on va présenter la régulation de la vitesse et de la position d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte et alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Chapitre I

*Modélisation de la machine
asynchrone triphasée*

Introduction

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble[9].

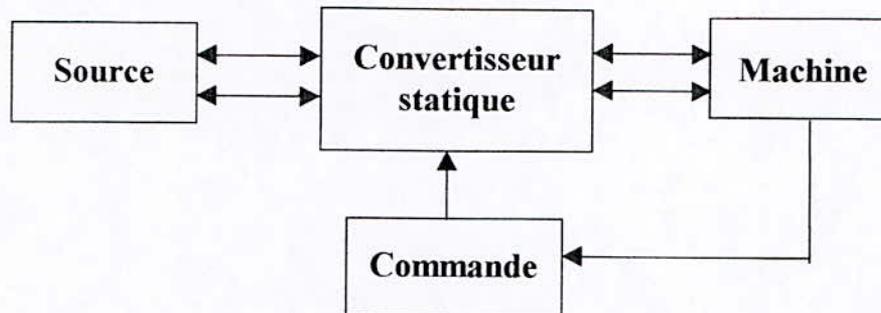


Fig.I.1- Ensemble actionneur.

Ces caractéristiques sont:

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, en régime dynamique comme en régime permanent, contrôlable par le plus petit nombre de variables.
- Une large plage de variation de vitesse;
- Des constantes du temps électriques et mécanique faibles[9].

I.1-Rappel

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Le stator et le rotor sont schématisés par trois axes statoriques et rotoriques A_s, B_s, C_s , et a_r, b_r, c_r respectivement. Les axes constituent les trois enroulements statoriques et rotoriques.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes, ou par un convertisseur de tension ou de courant à fréquence réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée, soit par un système d'enroulement triphasé (rotor bobiné), soit par une cage conductrice (barres en aluminium) intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage).

Le Champ statorique créé par le système des courants triphasés statoriques tourne à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, ω_s étant la pulsation des grandeurs statoriques et p est le nombre de paires de pôles[7].

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s (synchronisme), les enroulements rotoriques deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator. Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $g\omega_s$.

I.2- Hypothèses simplificatrices

Afin de développer un modèle permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone, il faut admettre comme approximation les hypothèses suivantes[6] :

- La machine est de constitution symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est négligé ;
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique:

I.3- Conventions :

Les trois phases statoriques A_s, B_s, C_s et rotoriques a_r, b_r, c_r sont représentées dans la Fig.I.2. Avec:

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}; \quad \theta_r = \theta_p - \theta$$

$$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d, q) \\ \text{par rapport au stator.}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d, q) \\ \text{par rapport au rotor.}$$

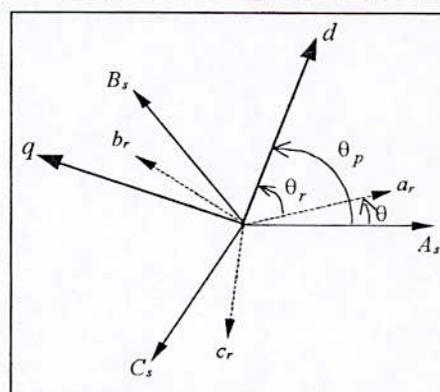


Fig.I.2- Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

I.4- Modèle de la machine asynchrone triphasée

I.4.1- Equations électriques et magnétiques de la machine asynchrone

Dans le cadre des conditions citées ci-dessus, les tensions statoriques et rotoriques de la machine asynchrone sont données par :

$$\left. \begin{aligned} - \text{ Au stator : } [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ - \text{ Au rotor : } [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{aligned} \right\} \quad (\text{I-1})$$

Les flux sont donnés par :

$$\left. \begin{aligned} - \text{ Au stator : } [\Phi_s] &= [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ - \text{ Au rotor : } [\Phi_r] &= [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{aligned} \right\} \quad (\text{I-2})$$

avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \\ [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) est donnée par:

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

En remplaçant le système d'équation (I-2) dans (I-1), on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{L_{ss}\}[I_s] + \frac{d}{dt} \{M_{sr}\}[I_r] \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{L_{rr}\}[I_r] + \frac{d}{dt} \{M_{rs}\}[I_s] \end{aligned} \quad (I-4)$$

I.4.2-Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p[I_s]^t \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (I-5)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I-6)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation électrique de la machine). L'application d'une transformation dite de PARK nous permet la réduction d'un tel système[1].

I.5- Transformation de PARK

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des mutuelles inductances. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple[7].

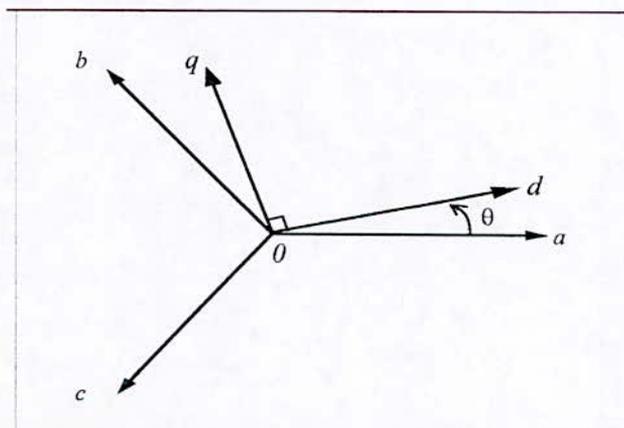


Fig.I.3- Systèmes d'axes triphasé (o ,a,b,c) et diphasé (o,d,q)

Une matrice de passage est ainsi définie :

$$P(\theta) = \left(\frac{n1}{n2} \right) \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix};$$

Dans cette première détermination des coefficients $(n1/n2)$ et K_0 , la composante i_0 est identifiée à la composante homopolaire lorsque les courants réels i_{abc} sont sinusoïdaux; d'où: $(n1/n2)K_0 = 1/3$.

Une autre équation est donc nécessaire, par la transformation triphasé/diphasé, on déduit par identification : $(n1/n2) = 2/3; K_0 = 1/2$

La seconde détermination des coefficients repose sur l'invariance de la puissance instantanée P_e dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique.

$$P_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_d i_d + v_q i_q$$

$$P_e = (V_{abc})^t (I_{abc}) = (V_{dqo})^t (I_{dqo})$$

A partir de cette relation, on démontre que la matrice de passage $[P(\theta)]$ doit être orthogonale c'est à dire : $[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$.

D'où les matrices de passage directe $[P(\theta)]$ et inverse $[P(\theta)]^{-1}$.

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

Remarque :

Le long de cette modélisation, cette transformation modifiée sera utilisée afin de conserver l'équivalence énergétique.

$$[X_d, X_q, X_o]^t = [P(\theta)][X_a, X_b, X_c]^t$$

X : Peut être la tension, le courant ou le Flux.

I.6- Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de PARK

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels (A_s, B_s, C_s) et (a_r, b_r, c_r) , des enroulements fictifs (d_s, q_s) et (d_r, q_r) , dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q (Fig.I.4).

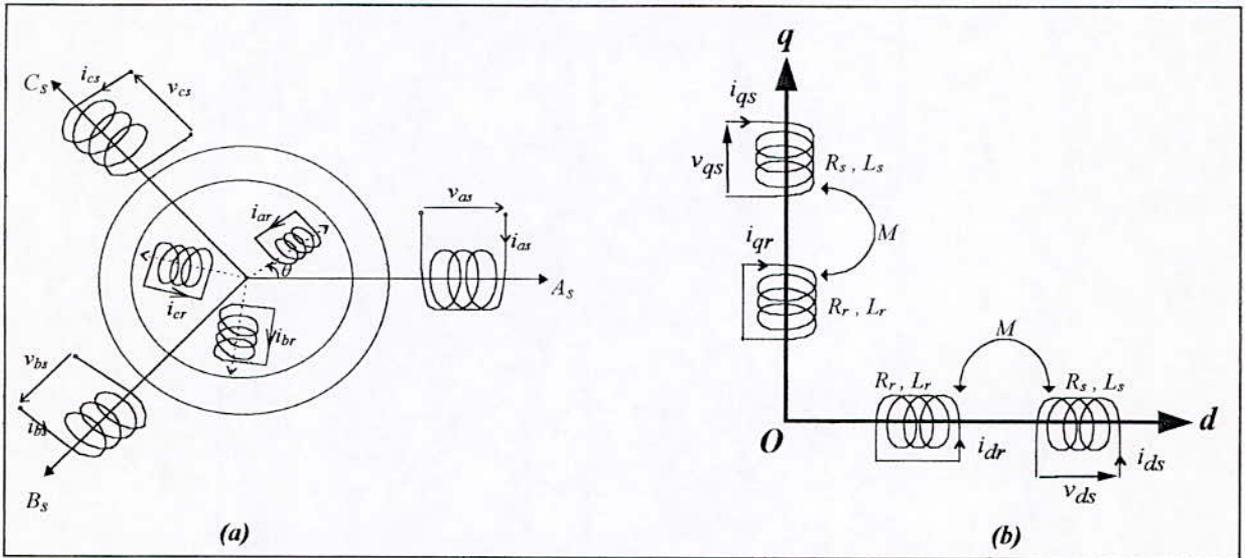


Fig.I.4- Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique (a) et dans le repère de PARK (b)

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$, les équations (I.1) et (I-2) s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_p \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_p \phi_{ds} \end{cases} \quad (I-9)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega)\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_p - \omega)\phi_{dr} \end{cases} \quad (I-10)$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} ; \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I-11)$$

et : $L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$M_{sr} = M_{rs} = M$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

I.7- Choix du référentiel

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

- Référentiel lié au stator ;
- Référentiel lié au rotor ;
- Référentiel lié au champ tournant ;

I.7.1- Référentiel lié au stator

Ce référentiel est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associé ou non aux variations de la fréquence d'alimentation, le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\text{Il se traduit par la condition : } \frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

I.7.2- Référentiel lié au rotor

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante. Ce référentiel est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = \omega$$

I.7.3- Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par : $\omega_p = \omega_s$ (ω_s : vitesse de synchronisme).

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s$$

Dans ce cas, les grandeurs statiques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone[6].

Dans notre travail, on va prendre un référentiel lié au stator. Le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit dans ce repère de Park comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

$$\begin{cases} \phi_{dm} = M (i_{ds} + i_{dr}) \\ \phi_{qm} = M (i_{qs} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

I.8- Mise sous forme d'équations d'état

On met le système d'équations (I-12) sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (\text{I-17}) \quad \text{avec : } \begin{cases} X: \text{Vecteur d'état} \\ U: \text{Vecteur d'entrée} \\ Y: \text{Vecteur de sortie} \end{cases}$$

On peut choisir le vecteur X indéfiniment

On prend $X = (i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})^t$

Après un calcul matriciel (Annexe II), on aboutit au système suivant :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.18})$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \frac{M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

I.9- Simulation et interprétation

Lors du démarrage à vide, on remarque l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide. Le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottements (0.2 Nm) lors du fonctionnement à vide, le flux rotorique atteint la valeur de 1.14 Wb. Le courant statorique est sinusoïdal, sa valeur de crête est de 3.6A. La vitesse atteint la vitesse de synchronisme (1500 tr/mn).

En appliquant une charge nominale ($C_r=10$ Nm) après un démarrage à vide, on remarque que le couple se stabilise à une valeur de 10.17 Nm, la vitesse chute à 1420 tr/mn qui est la vitesse nominale de la machine.

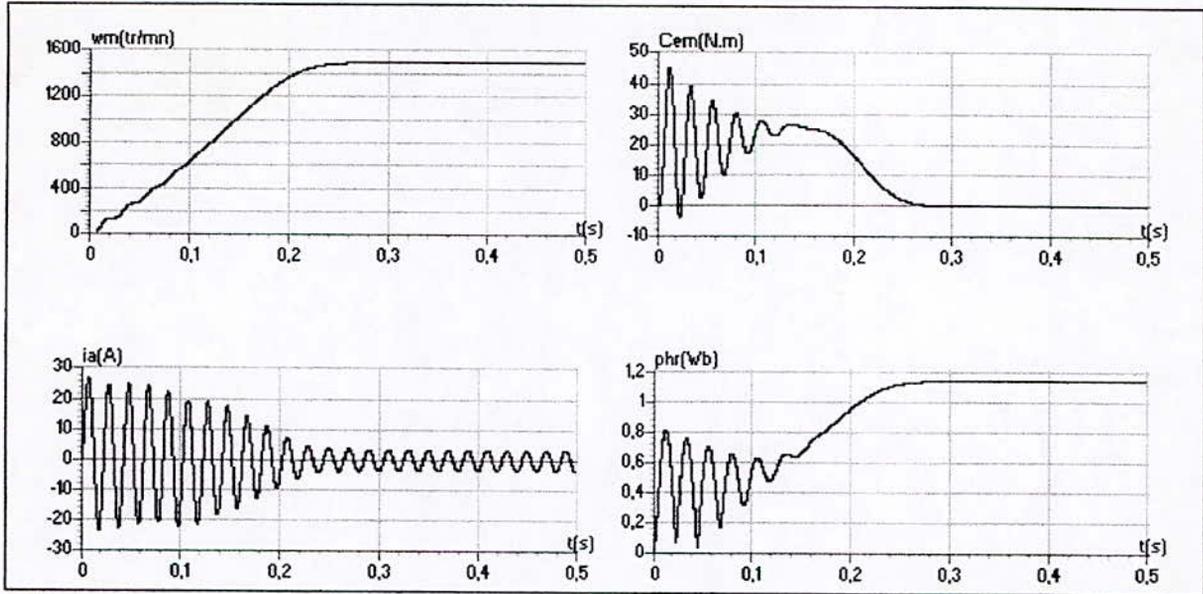


Fig.I.5.a- La conduite de la machine asynchrone triphasée à vide avec un démarrage en pleine tension.

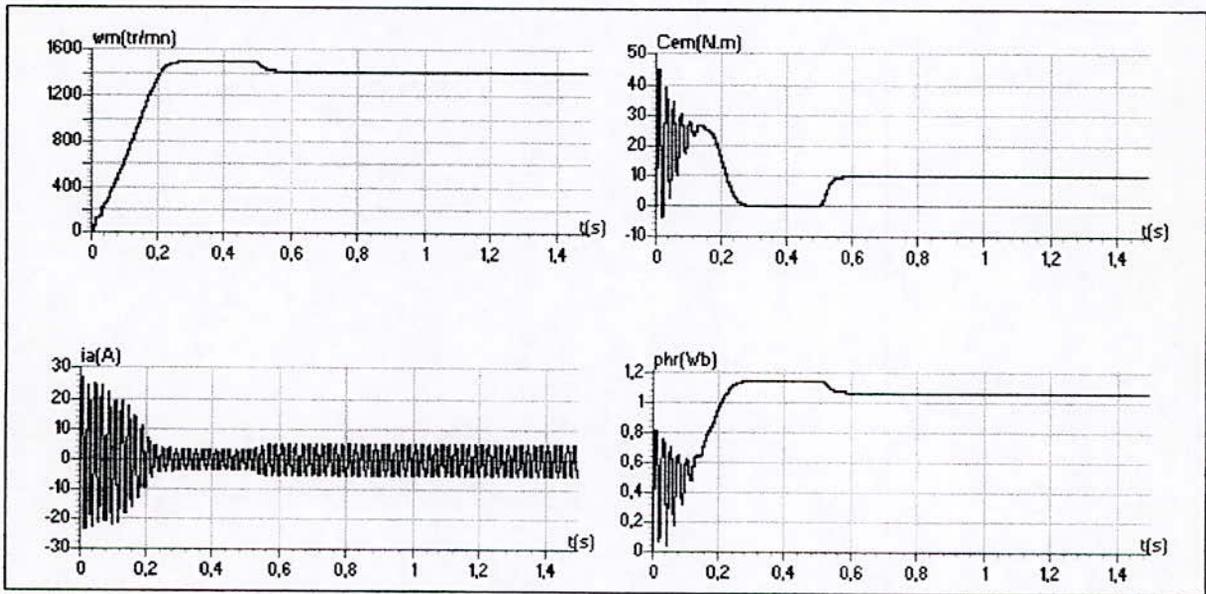


Fig.I.5.b- La conduite de la machine asynchrone triphasée avec application d'une charge ($C_r=C_n=10 \text{ Nm}$)

Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à quatre équations.

Chapitre II

*Commande vectorielle
de la machine
asynchrone triphasée*

Introduction :

Dans une machine à courant continu, la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de $\pi/2$ avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelque soit la vitesse de rotation du moteur. Ainsi, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Dans le cas d'une machine à excitation séparée, si on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit. On obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être commandé aussi rapidement que le courant d'induit puisse l'être[11].

Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge. Ce qui donne des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillantes. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu, Blaschke et Hasse ont proposé une méthode permettant de maîtriser ces difficultés en introduisant les coordonnées du champ, où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple. La commande d'une machine asynchrone sera donc comme celle d'une machine à courant continu[2][3].

Les techniques de la commande vectorielle implantées par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la machine asynchrone dans les applications de hautes performances, où le moteur à courant continu était utilisé[12].

En générale, deux sortes de commande sont utilisées : la première méthode proposée par Blaschke utilise des capteurs de flux (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés dans l'entrefer de la machine. La fragilité de ces sondes, le surcoût à la production du moteur et la perte de la robustesse de celui-ci rendent cette méthode peu attrayante. Une autre méthode proposée par Hasse favorisée par le développement des microprocesseurs, consiste à estimer la position du flux à partir de la vitesse rotorique mesurée et de la pulsation de glissement de référence. Cette technique est naturellement sensible aux erreurs sur les paramètres de la machine[12].

Dans ce chapitre, nous étudions les performances de deux algorithmes de commande de vitesse et de position associés à la commande vectorielle. Le premier algorithme utilise des régulateurs classiques, et le second la logique floue.

II.1-Principe de la commande vectorielle :

La commande par orientation du flux est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle de moteurs électriques. A savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour les intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ[13].

Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courant et les vecteurs flux résultants. Si le principe est naturellement appliqué pour les moteurs à courant continu, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif, par conséquent le contrôle par flux orienté des machines alternatives est une commande par orientation des deux grandeurs[13].

Le principe d'orientation a été proposé par Blaschke au début des années 70. Il ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Il consiste à placer le repère (d-q) tel que l'axe (d) coïncide avec le flux à orienter.

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple[13].

De nombreuses variantes de la commande vectorielle ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer[12] :

- Suivant la source d'énergie :

- commande en tension (voltage source inverter-VSI).
- commande en courant (current controlled inverter-CCI).

- Suivant l'orientation du repère (d-q) sur :

- flux rotorique :

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad , \quad \phi_{qr} = 0 \quad (\text{II.1})$$

- flux statorique :

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad , \quad \phi_{qs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

- flux d'entrefer :

$$\phi_{dr} = \phi_m \quad , \quad \phi_{qm} = 0 \quad (\text{II.3})$$

- Suivant la détermination de position du flux :

- directe par mesure ou observation de vecteur flux (module – phase).
- indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à une commande en tension avec orientation du flux rotorique par la méthode indirecte.

II.2-Orientation du flux rotorique

Un choix adéquat du référentiel (d-q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d) permet d'obtenir une expression de couple dans laquelle deux courants orthogonaux (i_{ds} , i_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple. En effet :

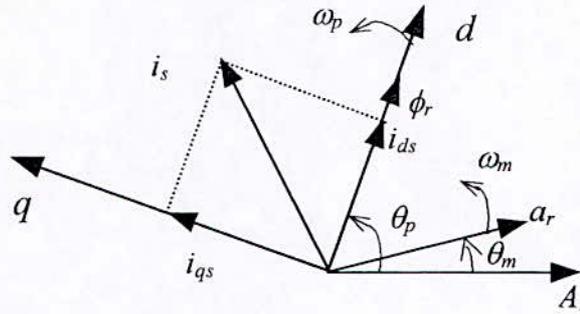


Fig.II.1- Principe de la commande vectorielle.

avec $\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$. L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme suivante :

$$C_{em} = k i_{ds} i_{qs} \quad \text{où } k = pM^2/L_r \quad (II.4)$$

Ainsi le modèle de la machine se simplifie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_p i_{qs} + \frac{MR_r}{L_r^2} \phi_r + V_{ds} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(- \sigma L_s \omega_p i_{ds} - \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} - \frac{M}{L_r} \phi_r \omega_m + V_{qs} \right) \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_r \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2 M}{L_r J} i_{qs} \phi_r - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} C_r \\ \omega_p = \omega_m + \frac{MR_r}{L_r \phi_r} i_{qs} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} i_{qs} \phi_r \end{array} \right. \quad (II.5)$$

Les équations montrent qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire respectivement des composantes i_{ds} et i_{qs} du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

Néanmoins, dans un régime de survitesse, il est indispensable de diminuer le niveau du flux afin d'augmenter la vitesse de rotation. Dans ces conditions, on ne peut que difficilement assurer le contrôle du couple [14][11].

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Or, la connaissance de la position du vecteur flux est tout à fait fondamentale pour les changements des coordonnées, et celui de module du flux pour contrôler le régime dynamique de la machine [13].

II.3-Réglage de vitesse/position par la commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode du contrôle de la fréquence (slip frequency control) consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique.

La figure (II.2) montre un schéma d'une commande de position en utilisant la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone.

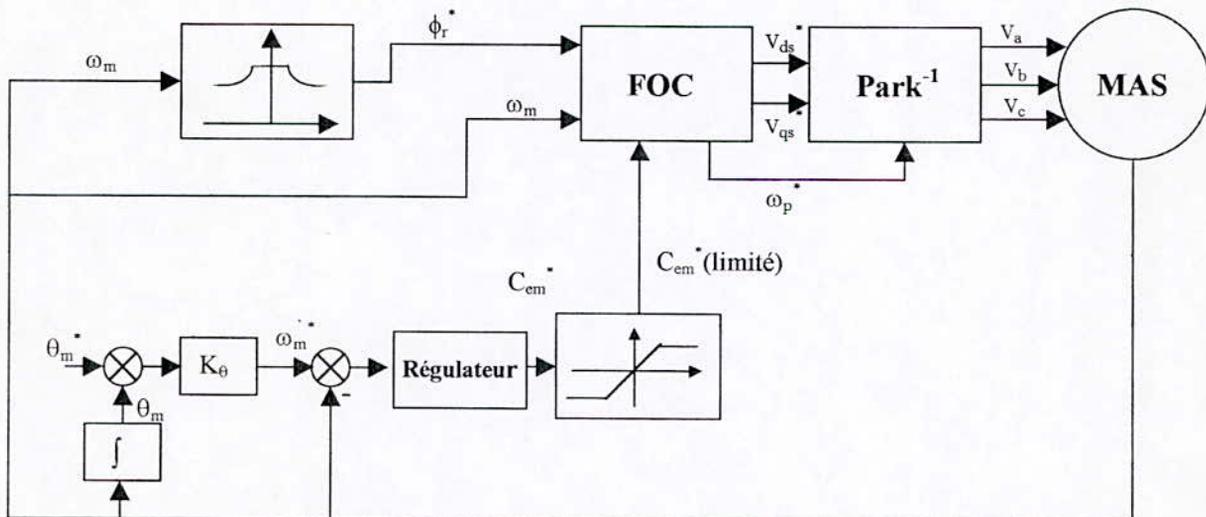


Fig.II.2- Commande de position d'une machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle indirecte.

Remarques :

- Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d-q) et le flux aient la même vitesse de rotation.
- Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale (ϕ_r^n) pour des vitesses rotoriques inférieurs ou égales à la vitesse nominale de la machine (Ω_n). Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, on définit le flux de référence par :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \leq \Omega_n = \frac{\omega_n}{p} = 1420(\text{tr} / \text{mn}) \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega_m|} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

- La commande (C_{em}^*) doit être limitée par un simple dispositif défini par :

$$C_{em}^* (\text{limité}) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \cdot \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

La limite maximale adoptée est $C_{em}^{\max} = 2,5.C_{em}^n$

II.3.1- Bloc de contrôle du flux orienté (FOC)

Le FOC (field oriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (ϕ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande utilisées dans Park $^{-1}(V_{ds}^*, V_{qs}^* \text{ et } \omega_p^*)$. Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux aux valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants direct et quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle(II.8).

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \\ i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM\phi_r^*} \\ \omega_p^* = \omega_m + \frac{MR_r i_{qs}^*}{L_r \phi_r^*} \\ V_{ds}^* = R_s i_{ds}^* - \omega_p^* \sigma L_s i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_p^* L_s i_{ds}^* \end{array} \right. \quad (\text{II.8})$$

Cette commande consiste à contrôler les composantes directe i_{ds} et en quadrature i_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux désirés dans la machine.

II.4-Réglage classique de la vitesse/position

Cette méthode de réglage consiste à utiliser des régulateurs classiques (PI ; IP... etc.). Ces régulateurs dépendent fortement des paramètres de la machine, et une erreur d'identification de ces derniers conduira à une détérioration des performances de la commande [6].

II.4.1-Calcul des régulateurs de vitesse et de position

Après un développement des équations du modèle de la machine et la structure de commande, nous obtenons la fonction de transfert en boucle ouverte suivante (voir annexe II):

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left(\frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} C_{em}^*(s) - C_r(s) \right) \quad (\text{II.9})$$

Le tout est schématisé par :

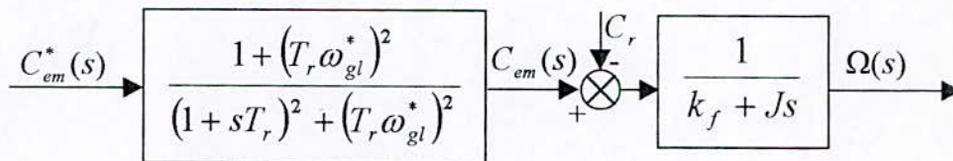


Fig.II.3- Schéma fonctionnel du système à régler

Les constantes du temps électriques sont négligeables devant la constante du temps mécanique. C.-à-d., la boucle interne de régulation est très rapide par rapport à celle de vitesse. Donc, on peut simplifier le schéma précédent par le schéma-bloc suivant :

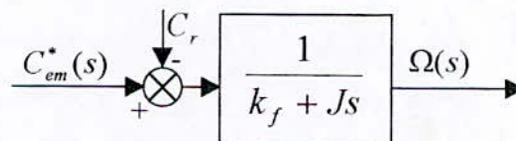


Fig.II.4- Schéma fonctionnel simplifié du système à régler

En insérant un régulateur PI (action proportionnelle et intégrale en parallèle) dans la boucle de régulation de la vitesse, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit :

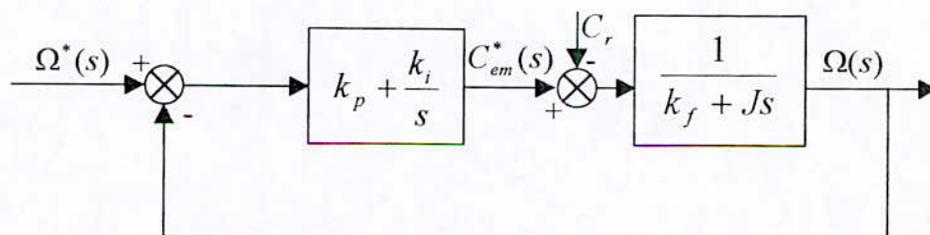


Fig.II.5- Schéma fonctionnel de la boucle fermée de régulation de vitesse.

La fonction de transfert de la vitesse par rapport à sa référence et la perturbation se présente comme suit :

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left(\frac{1 + sT_n}{sT_i} (\Omega^*(s) - \Omega(s)) - C_r(s) \right) \quad (\text{II.10})$$

avec $T_n = k_p/k_i$; $T_i = 1/k_i$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$C(s)G(s) = \frac{1 + sT_n}{sT_i} \frac{k}{1 + sT_m} \quad (\text{II.11})$$

avec $T_m = J/k_f$; $k = 1/k_f$

Pour compenser le pôle le plus dominant, et avoir un temps de réponse le plus petit possible, on prend :

$$T_n = T_m = 27.2887s \quad ; \quad T_i = 11.16s$$

Pour le réglage de position, on utilise un régulateur proportionnel. Le schéma fonctionnel de la boucle de position est donné par la figure(II.6) :

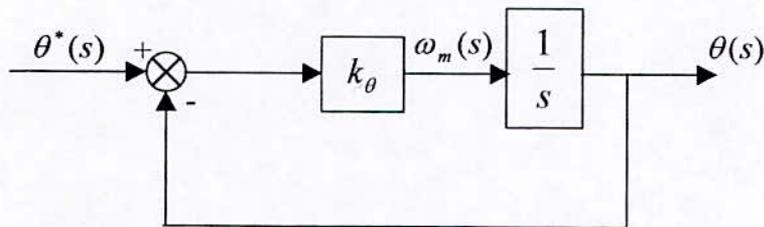


Fig.II.6- Schéma fonctionnel en boucle fermée de régulation de position.

La fonction en boucle fermée est comme suit :

$$G_{bf}(s) = \frac{1}{1 + sT_\theta} \quad (\text{II.12})$$

Avec : $T_\theta = 1/k_\theta$

Pour avoir un temps de réponse le plus court, on choisit :

$$T_\theta = 0.01667s$$

II.4.2- Résultats de simulation

Les résultats de simulation montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone commandée par le contrôle vectoriel indirect, utilisant un régulateur linéaire PI.

De ces résultats, on tire les remarques suivantes :

Le découplage entre le flux et le couple est maintenu. La vitesse suit sa grandeur de référence (1420 tr/mn) sans dépassement avec une amélioration du temps de réponse(0.24s) par rapport à celui de démarrage en boucle ouverte(Fig.II.7). On remarque aussi, qu'il n'y a pas de pics très forts de courant ou de couple, sauf lors de l'inversion du sens de rotation, où on a remarqué un pic de 35Nm(Fig.II.9).

Le régulateur PI ne rejette pratiquement pas la perturbation ($C_r=10\text{Nm}$) ou le rejet est d'une manière très lente, c.-à-d. avec la dynamique de la machine en boucle ouverte (Fig.II.8).

L'inversion du sens de rotation s'effectue au bout de 0.4s (Fig.II.9).

La figure (II.10) présente les performances du réglage de position. On note bien que, la position suit sa référence(5rad) au bout 0.18s, et 0.2s pour l'inversion de position.

Après le démarrage le découplage est obtenu, car $\phi_{qr} = 0$ et $\phi_{dr} = \phi_r$ quelle que soit la charge. On observe une légère dégradation du découplage qui est rapidement corrigé en régime établi uniquement lors de l'inversion de position(Fig.II.10).

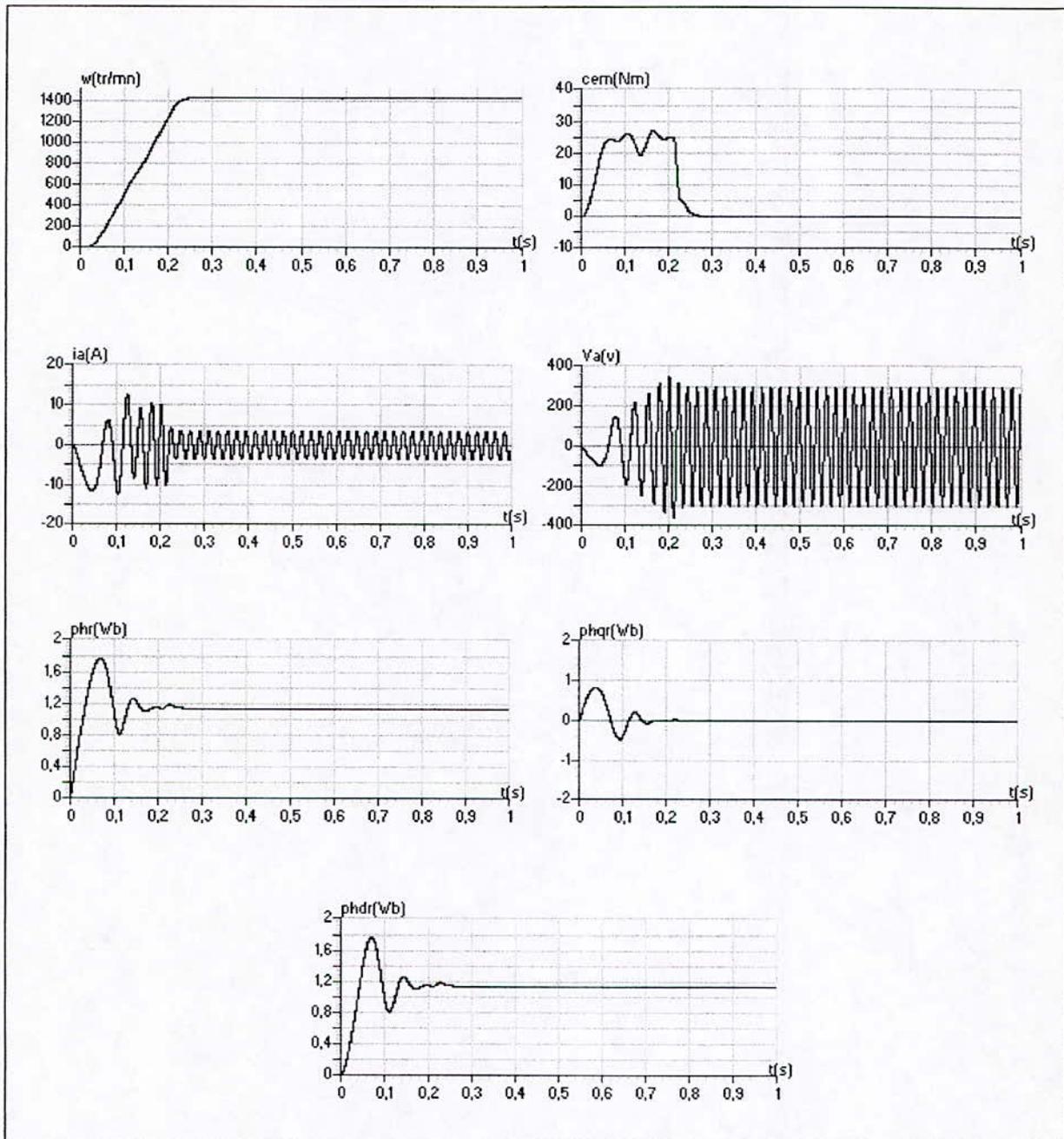


Fig.II.7- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée à vide contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique.

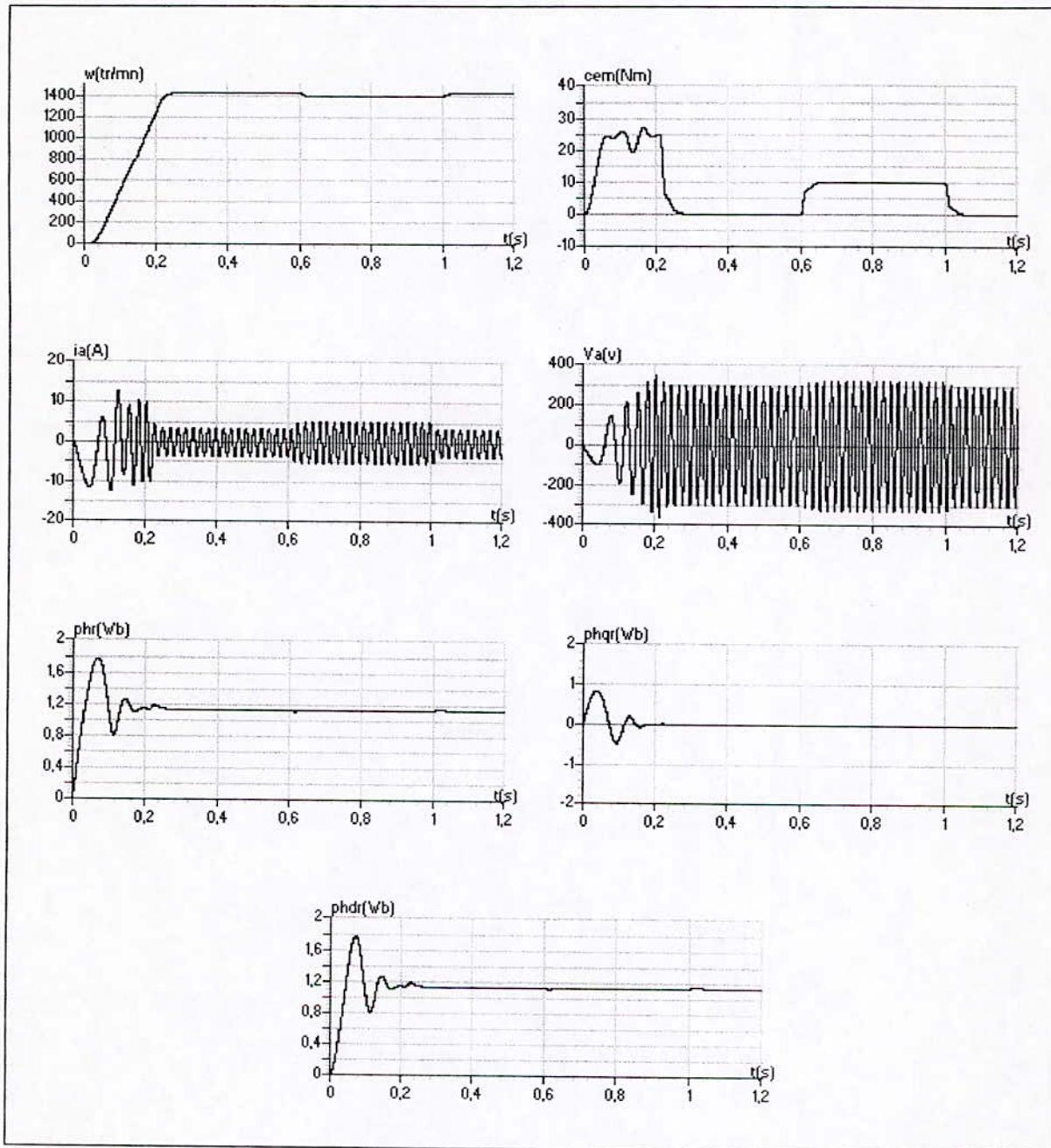


Fig.II.8- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique, avec application d'une charge entre 0.6 et 1s ($C_r=C_n=10Nm$).

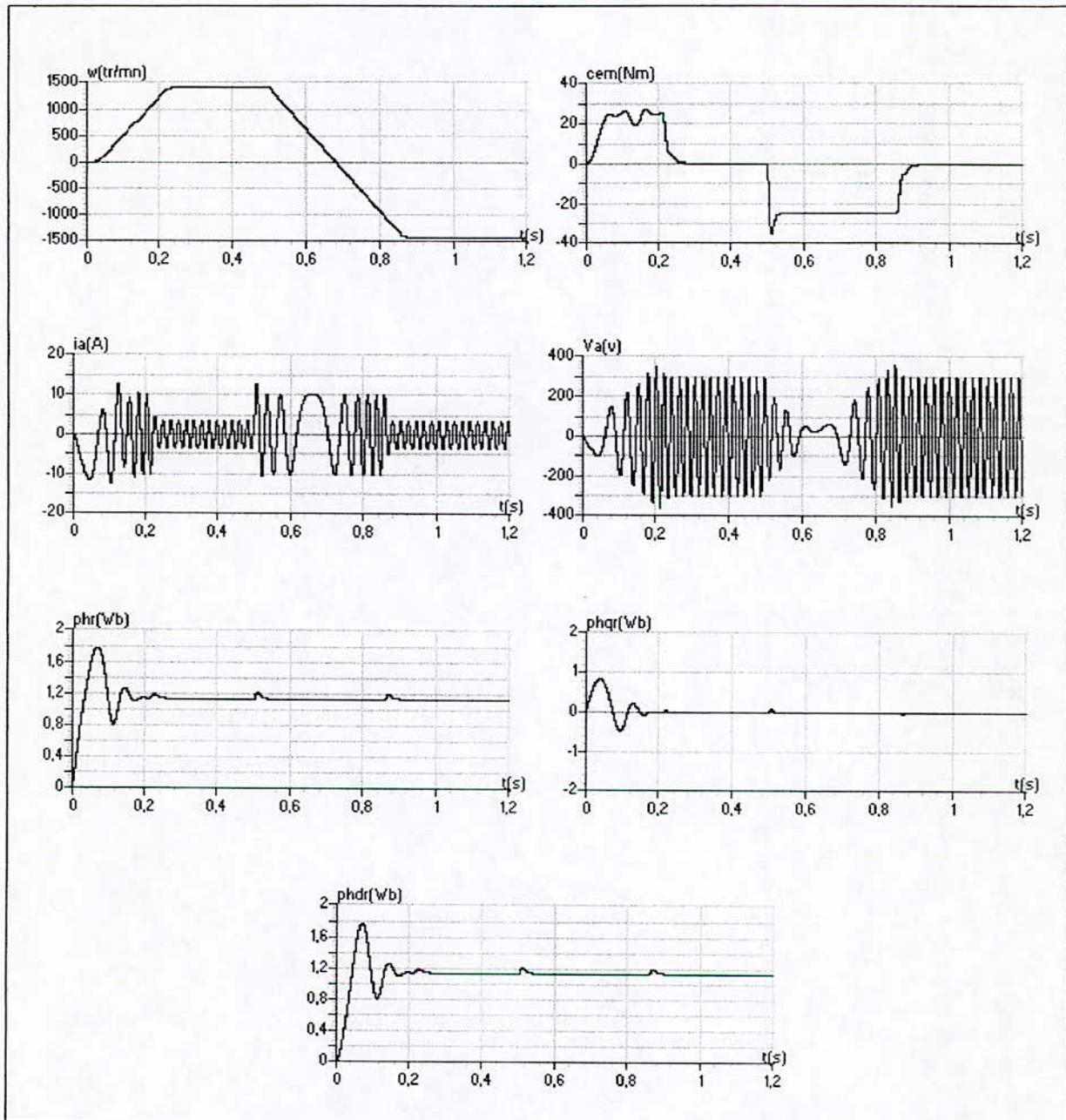


Fig.II.9- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique, avec inversion du sens de rotation à $t=0,5s$.

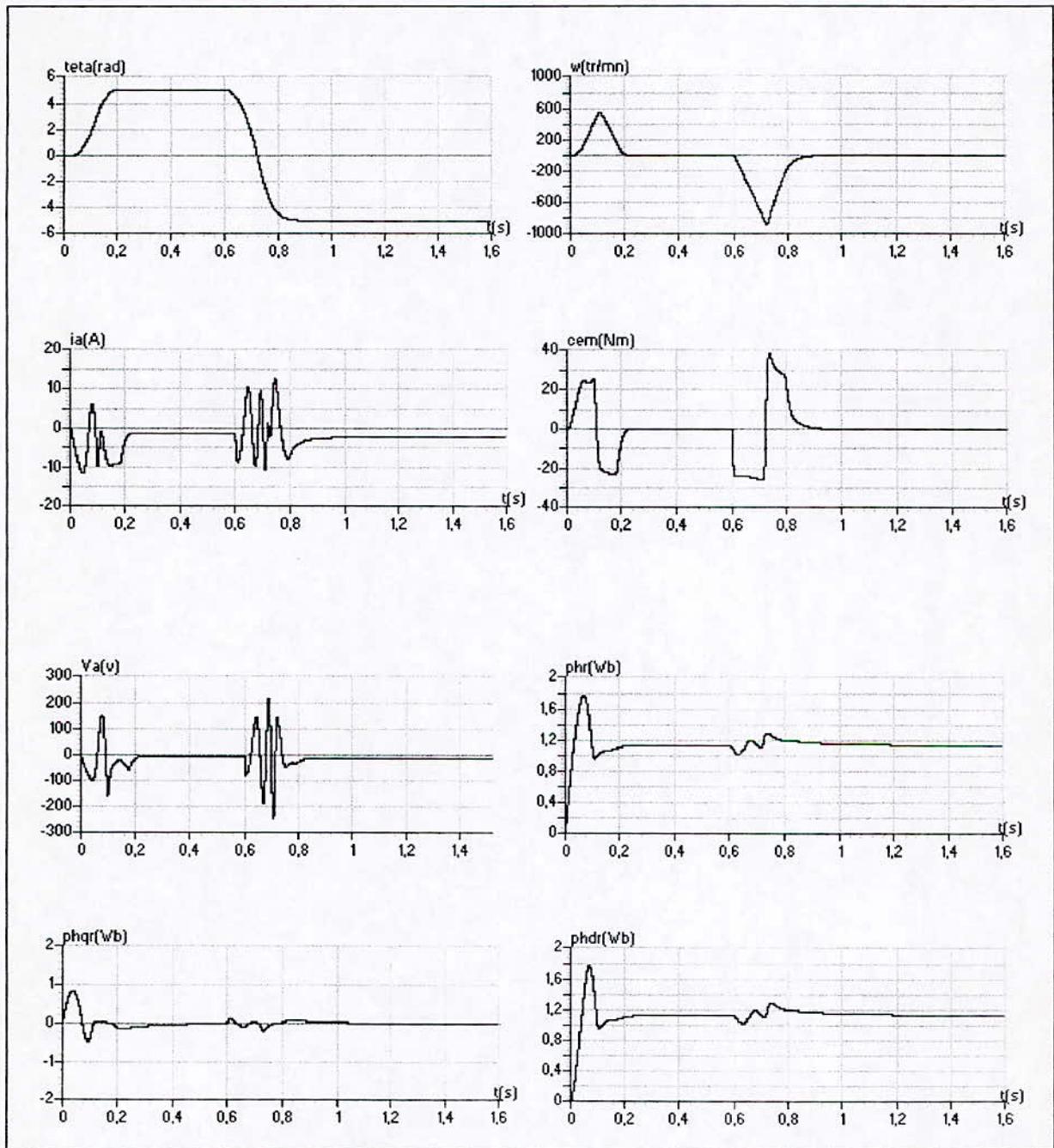


Fig.II.10- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec réglage de la position, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique.

II.5-Réglage flou de la vitesse/position de la machine asynchrone

Introduction :

L'origine du développement de la théorie de la commande floue a été le contrôle des processus basé sur la connaissance de l'opérateur.

La stratégie de commande d'un tel opérateur est formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend essentiellement du processus à contrôler.

Le contrôleur ainsi envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique, basée sur la connaissance experte, en une stratégie de contrôle automatique.

L'expérience a montré qu'en général, les résultats obtenus avec un contrôleur flou sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnel. La méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles ou quand les sources d'informations sont jugées non précises ou incertaines. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vue comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine[6].

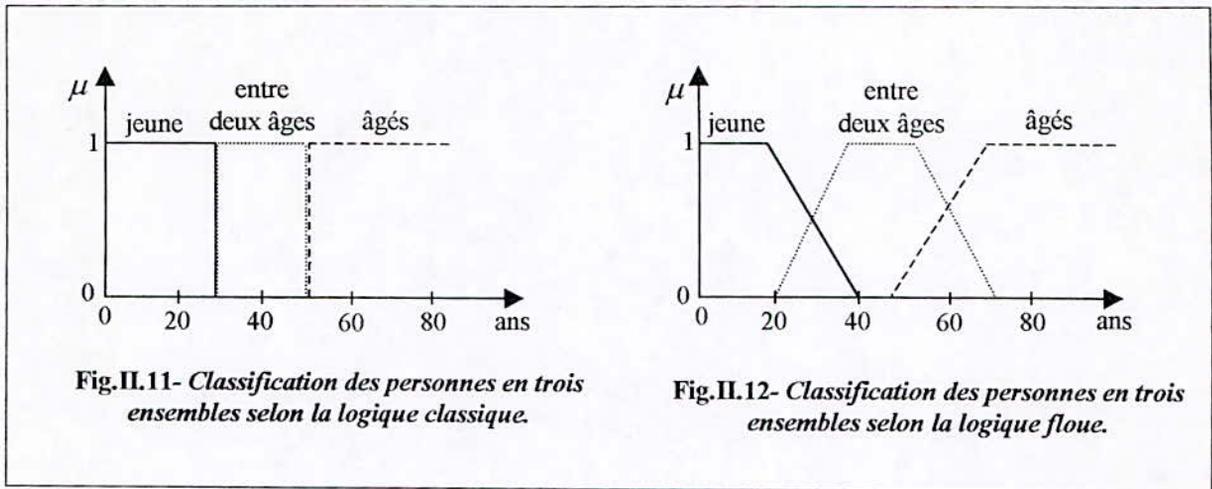
Dans ce chapitre, nous présentons la commande par la logique floue d'une machine asynchrone.

II.5.1-Principe fondamental de la logique floue

Afin de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, on présente un exemple simple, celui de la classification des personnes en trois ensembles « jeune », « entre deux âges » et « âgé ».

Selon la logique classique qui n'admet pour ces variables que les deux valeurs 0 et 1, une telle classification pourrait se faire comme le montre la figure(II.11). Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble « jeune » et toutes les personnes âgées de plus de 50 ans comme appartenant à l'ensemble « âgé ».

Par contre, selon la logique floue dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 [15]. Comme le montre la figure(II.12), une classification possible pour l'ensemble précédent, cette fois-ci, à l'aide de la logique floue. Ainsi, une personne de 25 ans appartient à l'ensemble « jeune » avec une fonction d'appartenance $\mu = 0,25$. Par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur =1 de la fonction d'appartenance à l'ensemble « âgé », évidemment, la forme des fonctions d'appartenance n'est pas rigide et peut dépendre du contexte envisagé, à savoir professionnel, sportif ou autre.



II.5.2-Contrôleur flou :

Un contrôleur flou est un système qui associe à tout vecteur d'entrée X un vecteur de sortie Y tel que : $Y = F(X)$
 avec : $X = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_n]$, $Y = [y_1, y_2, y_3, \dots, y_n]$ où F est souvent une fonction non linéaire.

La figure(II.13) montre le schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

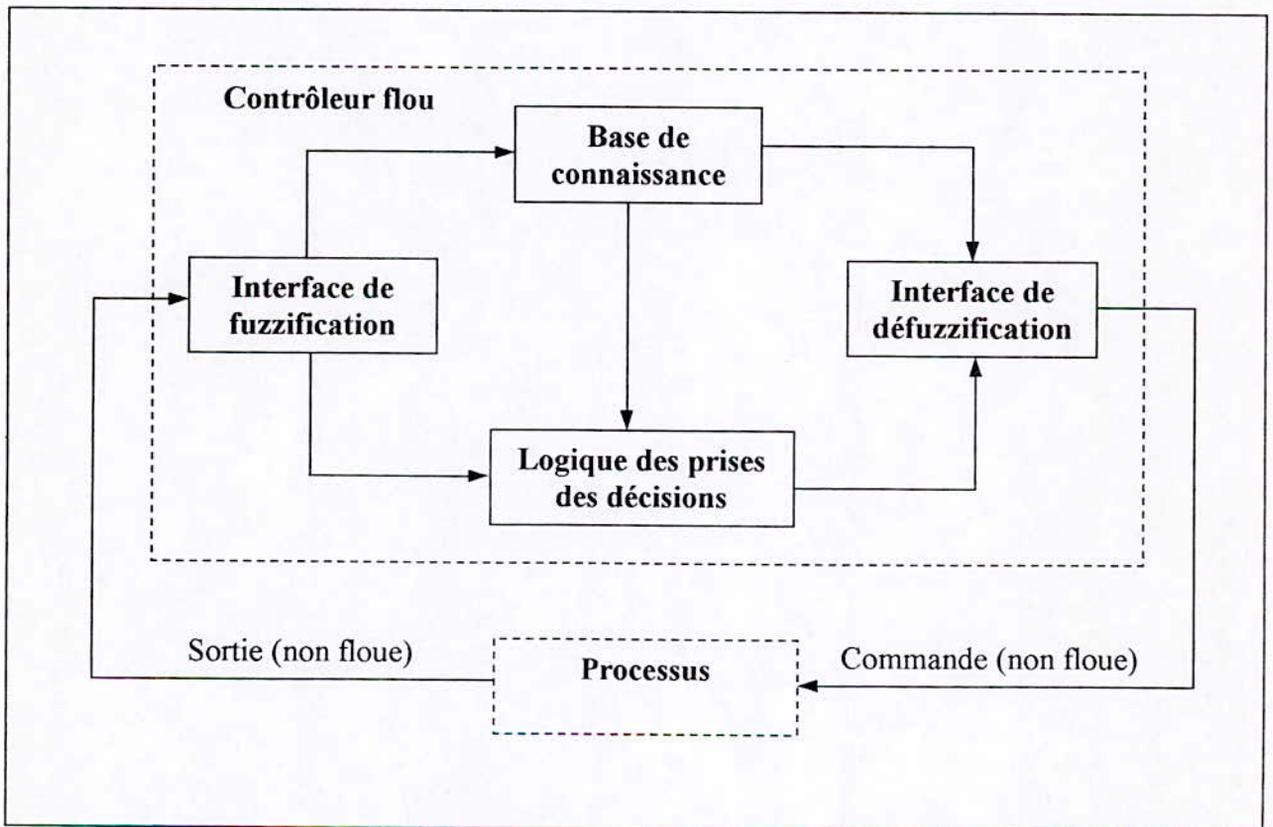


Fig. II.13- Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

Ce schéma est composé :

- d'une interface de fuzzification à l'entrée.
- d'une base de connaissance.
- d'une logique de prise de décision.
- d'une interface de défuzzification.
- du système à contrôler.

1- L'interface de fuzzification inclue les fonctions suivantes :

- mesure des variables d'entrée.
- représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables pouvant être vues comme des étiquettes d'ensemble flous.
- La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts de contrôle prévus. Elle est composée :
 - d'une base de donnée fournissant les définitions utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur ;
 - d'une base de règles caractérisant les buts et la politique de contrôle des experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles de contrôle linguistique.

2- la logique de prise de décisions est le noyau du contrôleur flou. Elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences en logique floue.

3- l'interface de défuzzification réalise les fonctions suivantes :

- une cartographie d'échelle convertissant la plage des variables de sortie aux univers de discours appropriés.
- une défuzzification fournissant une action de contrôle à partir d'une action floue.

II.5.3-Application du réglage flou sur la machine asynchrone :

Le modèle de la machine asynchrone est le suivant :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\Phi_{dr} + \frac{R_r}{L_r}Mi_{ds} \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{pM}{JL_r}\Phi_{dr}i_{qs} - \frac{K_f}{J}\Omega - \frac{C_r}{J} \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{R_r}{L_r}M\frac{i_{qs}}{\Phi_{dr}} \quad (\text{II.14})$$

Les deux sorties du système Φ et Ω sont commandées respectivement et indépendamment de i_{ds} et i_{qs} .

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes monovariables. Ce schéma est représenté comme suit :

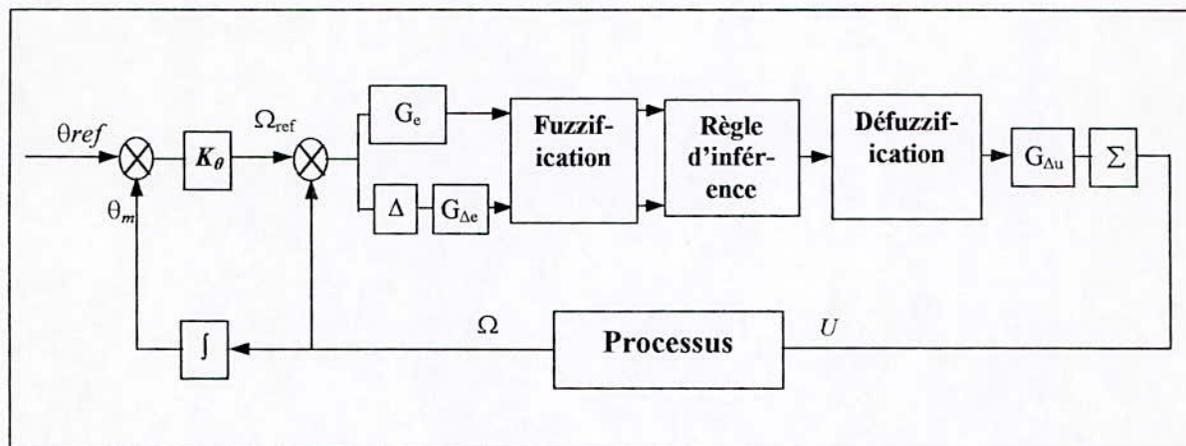


Figure II.14- structure de réglage de la position de la machine en utilisant un régulateur flou de vitesse.

Comme le montre la figure (II.14), la structure comprend une boucle pour le réglage de la position θ et une autre pour la vitesse mécanique de la machine asynchrone Ω . Cette boucle de vitesse contient un contrôleur flou dont les variables linguistiques sont :

- En entrée l'erreur et la variation de l'erreur notées respectivement "e" et " Δe ".
- En sortie la variation de la commande notée par " Δu ". u représente la variation de i_{qs} pour le contrôleur de la vitesse.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée et en sortie est subdivisé en sept (7) classes avec l'échelle $\frac{1}{2^n}$. Chacune des classes lui est associée une fonction d'appartenance.

Ces classes sont notées comme suit :

NVB : negative very big

NB : negative big

NM : negative médium

NS : negative small

NVS : negative very small

ZR : zero

PVS : positive very small

PS : positive small

PM : positive médium

PB : positive big

PVB : positive very big

En se basant sur la méthode de superdivision dans le plan de phase, on déduit les lois de commande suivantes[16] :

$\begin{matrix} e \\ \Delta e \end{matrix}$	NB	NM	NS	ZR	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NM	NS	NVS	ZR
NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	ZR	PVS
NS	NB	NM	NS	NVS	ZR	PVS	PS
ZR	NM	NS	NVS	ZR	PVS	PS	PM
PS	NS	NVS	ZR	PVS	PS	PM	PB
PM	NVS	ZR	PVS	PS	PM	PB	PVB
PB	ZR	PVS	PS	PM	PB	PVB	PVB

Table II.1- Table des règles de commandes (règles d'inférence).

II.5.3.1-Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation telle que $u = f(e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande " Δu " nécessaire. Cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$U_{K+1} = U_K + G_{\Delta u} \Delta U_{K+1} \quad (\text{II.15})$$

Où :

- $G_{\Delta u}$: gain associé à la commande U_{K+1} généralement est choisi faible pour assurer la stabilité du système.
- ΔU_{K+1} : variation de la commande.

L'erreur (e) et la variation de l'erreur (Δe) sont normalisées comme suit :

$$X_e = \frac{e}{G_e}$$

$$X_{\Delta e} = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}}$$

G_e , $G_{\Delta e}$, $G_{\Delta u}$ représentent les gains d'adaptation et de normalisation. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ceux sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en sept classes, et celui de la sortie est subdivisé en onze classes, comme c'est montré à la figure(II.15).

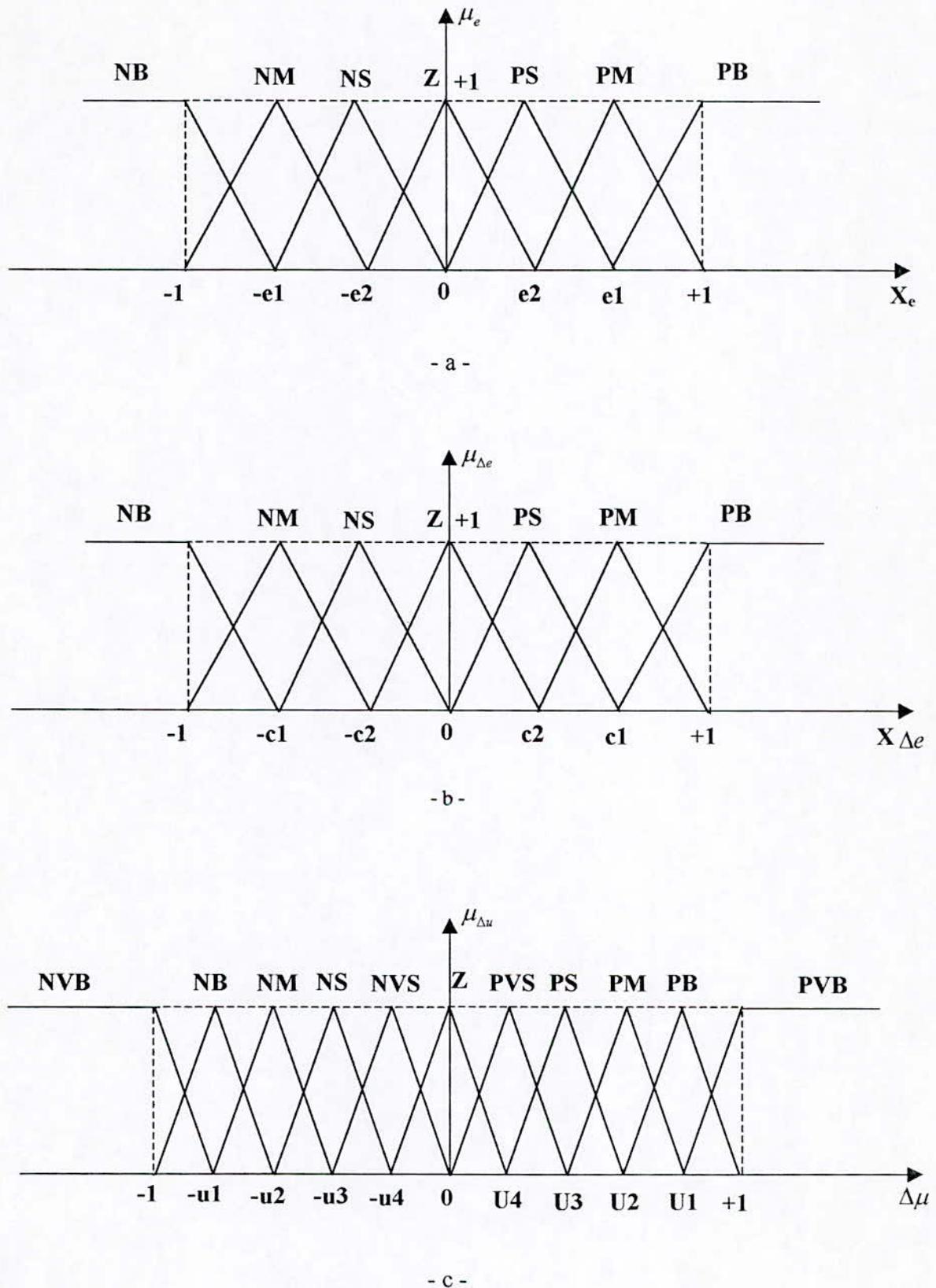


Fig.II.15- Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques :

- a - pour l'erreur
- b - pour la variation de l'erreur
- c - pour la variation de la commande

Les règles de commande s'écrivent comme suite :

Si (e est NB) et (Δe est NB) alors Δu est NVB.

Ou :

Si (e est Z) et (Δe est Z) alors Δu est Z.

Ou :

Si (e est PB) et (Δe est PB) alors Δu est PVB.

La variable de commande est obtenue en suivant les étapes suivantes :

- Calcul de l'erreur présente de sa variation.
- Conversion des valeurs obtenues en variables floues (fuzzification).
- Calcul de la variation de la commande à partir de la table de décisions.
- Calcul de l'entrée déterministe pour réguler le processus.

La défuzzification se fait par la relation des hauteurs pondérées donnée comme suit :

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu_{\Delta u_i}}{\sum_{i=1}^n \mu_{\Delta \mu_i}} \quad (\text{II.16})$$

II.5.4- Résultats de simulation :

Nous avons appliqué le réglage de la vitesse et de la position d'une machine asynchrone alimentée en tension, et commandée par la commande vectorielle indirecte utilisant un contrôleur flou typique. La commande "u" est le couple électromagnétique de référence " C_{em}^* ".

Les résultats de simulation montrent les performances de conduite de la machine asynchrone commandée par le contrôle vectoriel indirect, avec un régulateur flou.

De ces résultats on remarque que la vitesse suit bien sa référence (1420 tr/mn) sans dépassement, avec un temps de réponse (#0.2s) au démarrage(Fig.II.18). De même, un temps de 0.37s est suffisant pour l'inversion du sens de rotation (fig.II.20). Nous constatons que le découplage entre le flux et le couple est maintenu. On remarque aussi, qu'il n'y a pas des piques de courant ou de couple très forts, seulement, on remarque une pique considérable(#35Nm) lors de l'inversion du sens de rotation (Fig.II.20).

Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de vitesse vis à vis de la perturbation, par rapport au réglage classique (fig.II.19).

La figure (II.21) représente les performances de réglage de position. On constate qu'un temps de 0.35s est suffisant pour que la position suive sa référence(5rad), et 0.4s pour l'inversion de position.

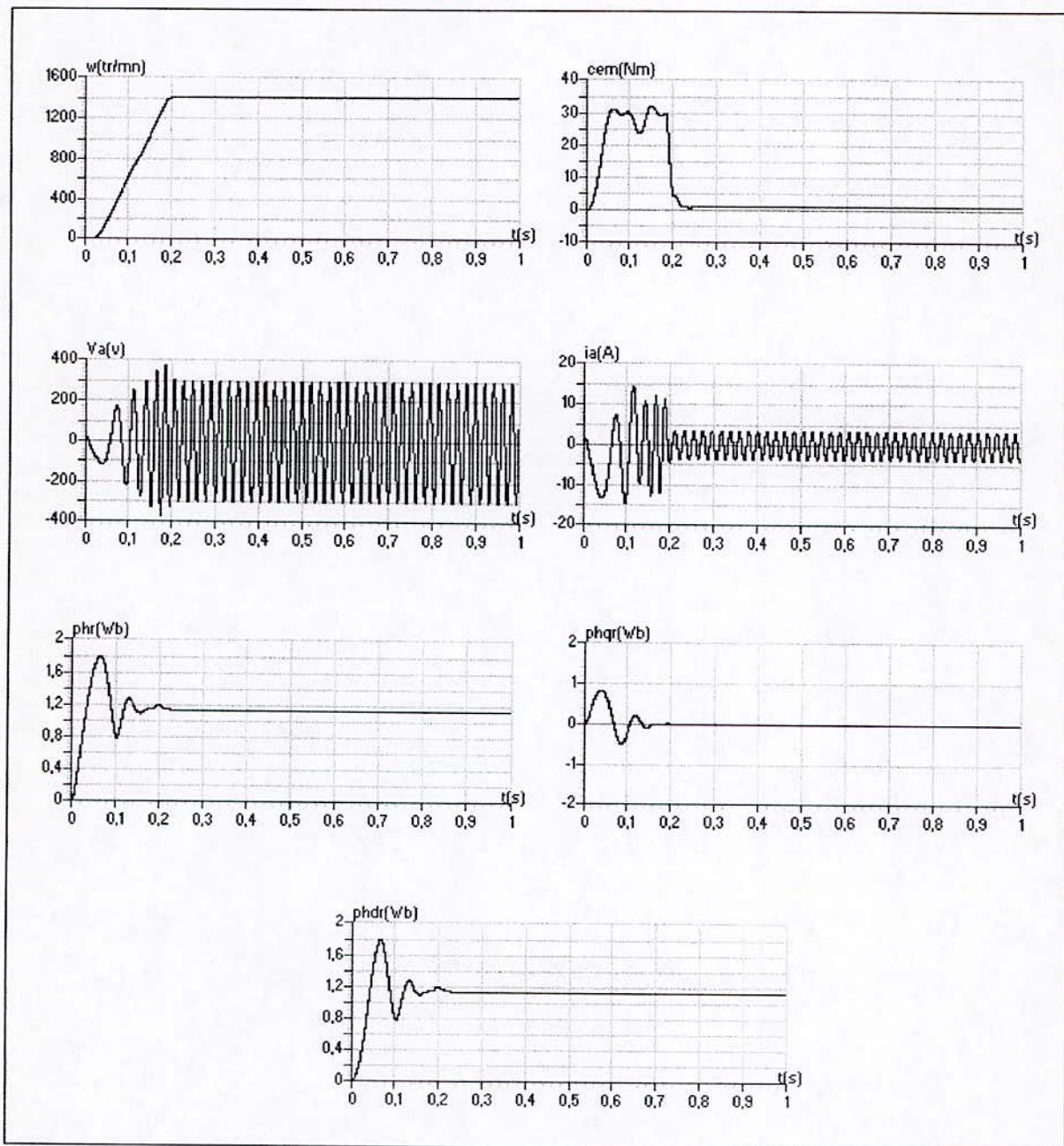


Fig.II.18- Performances de démarrage à vide d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage flou.

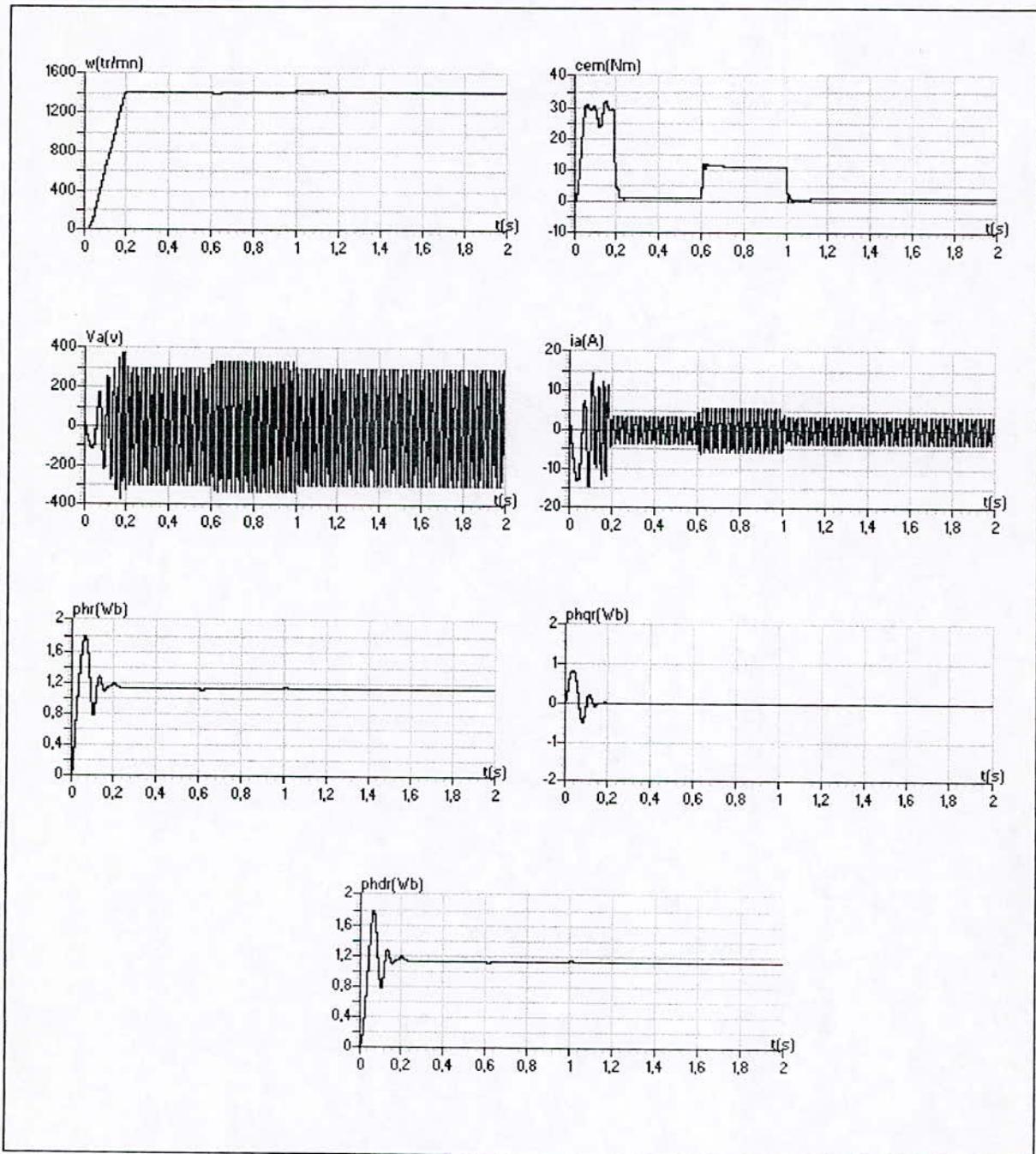


Fig.II.19- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage flou, avec application d'une charge entre 0.6 et 1s ($C_r=C_n=10Nm$).

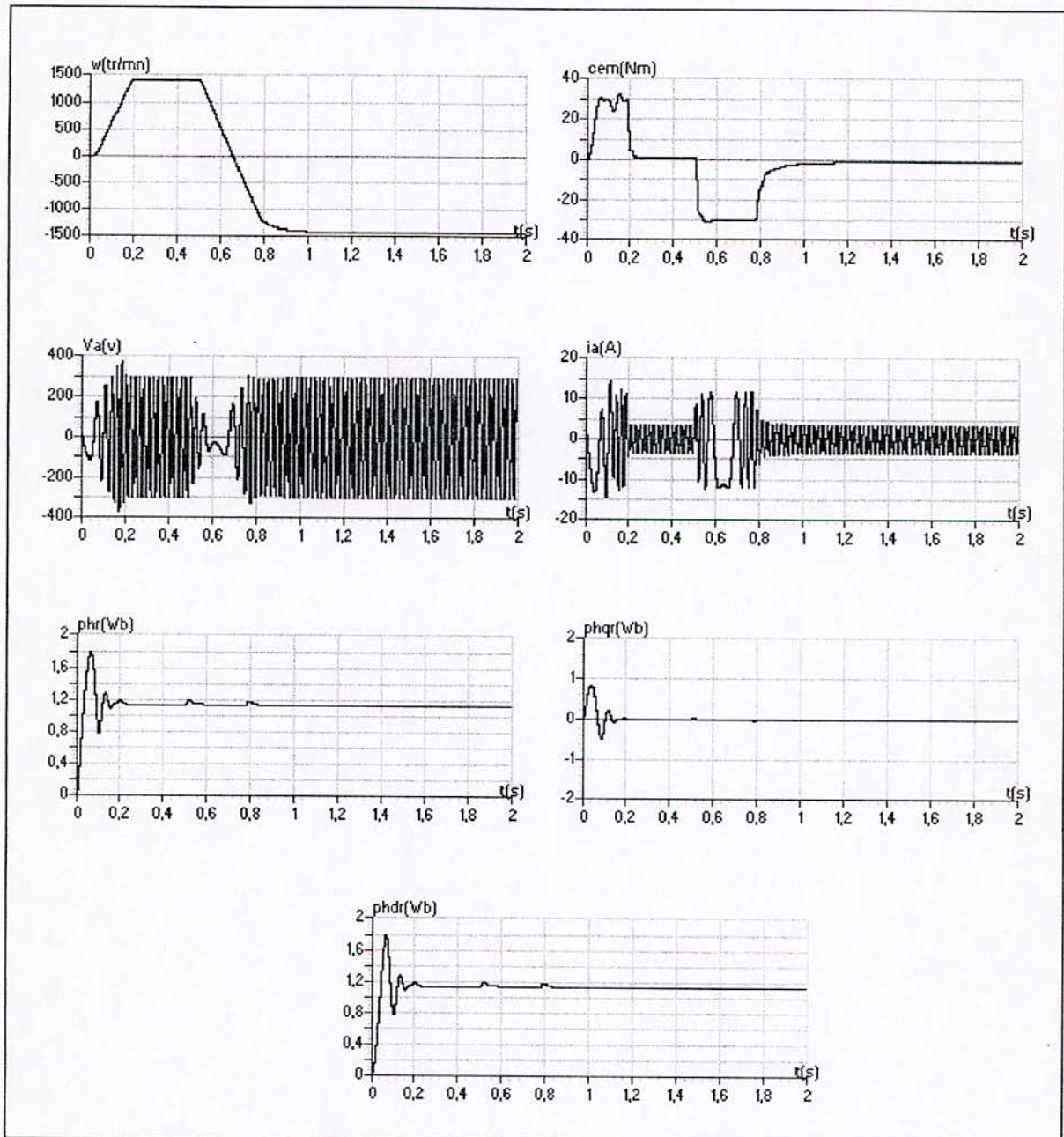


Fig.II.20- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage flu, avec inversion du sens de rotation à $t=0,5s$.

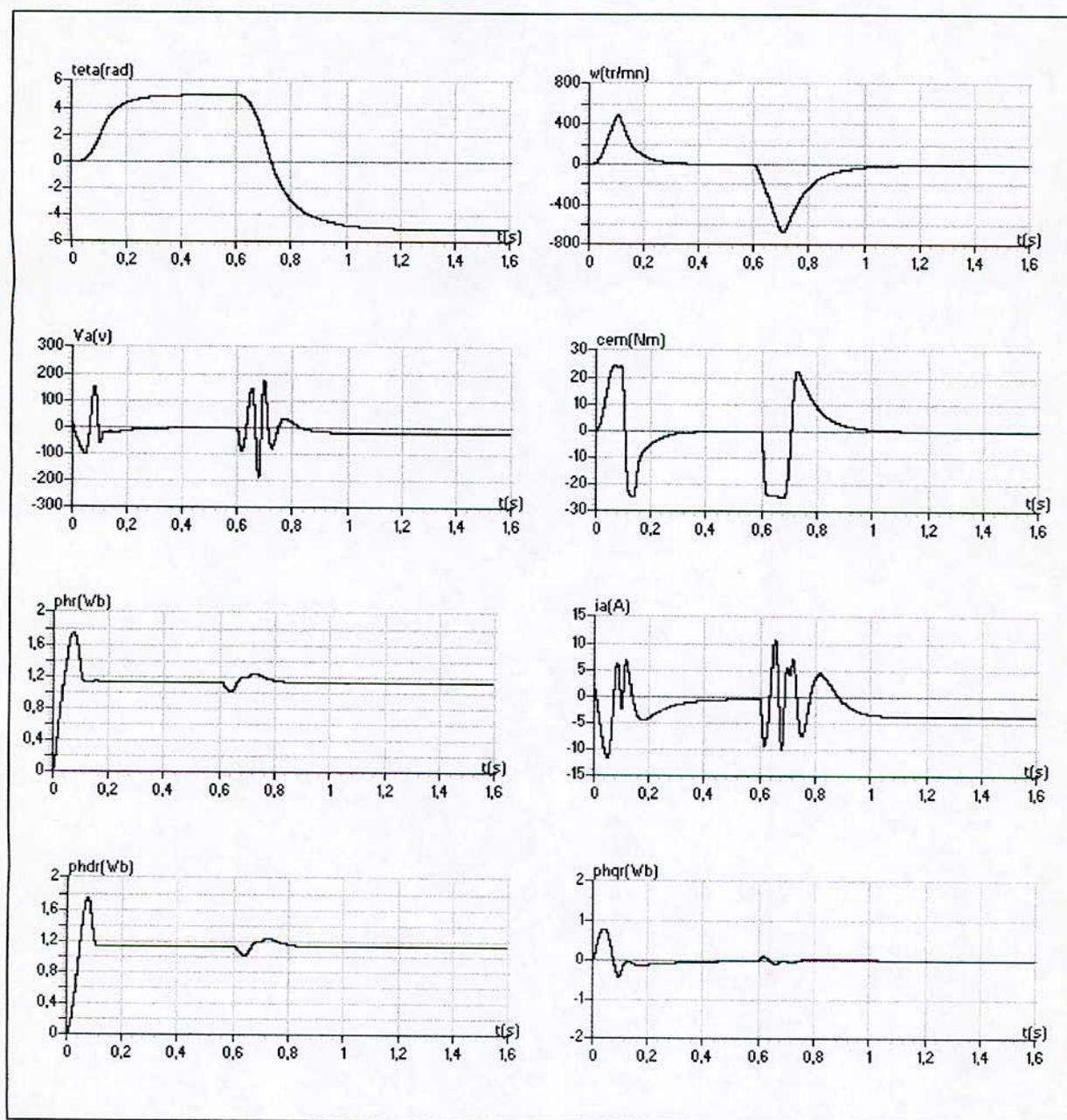


Fig.II.21- Les performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec réglage de la position, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé les deux types de réglage ; classique et flou de la vitesse et de la position d'une machine asynchrone triphasée.

Au premier lieu, nous avons traité le réglage classique de la vitesse et de la position.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons effectué l'application du contrôleur flou au réglage de la vitesse et de la position d'un moteur asynchrone triphasé alimenté en tension et commandé par le contrôle vectoriel indirect.

Les résultats obtenus par l'application de la logique floue au réglage de la vitesse présentent des performances dynamiques satisfaisantes. L'amélioration apportée par le réglage flou par rapport au réglage classique (conventionnel), se trouve sur le temps de réponse du système au démarrage et la prise en compte efficace et rapide de la perturbation.

Par contre, pour la commande de position et l'inversion du sens de rotation, les résultats obtenus par la commande vectorielle conventionnelle sont meilleurs que ceux obtenus avec le réglage flou.

Un limiteur de couple est introduit pour limiter les pics de courant et de couple électromagnétique, mais ceci influe sur la réponse dynamique du système.

Chapitre III

*Modèles de fonctionnement et
de commande des onduleurs
triphases à cinq niveaux
à structure NPC*

Introduction

Dans le premier chapitre, on a élaboré un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée. L'alimentation de cette machine est assurée généralement par des onduleurs à deux niveaux de faible et moyenne tension et puissance.

Pour des fortes puissances et hautes tensions, on utilise généralement des groupements d'onduleur à deux niveaux. Pour remédier aux problèmes de ces groupements, une nouvelle structure d'onduleur est proposée, à savoir l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC[7].

Plusieurs études sont faites sur les onduleurs de tensions à deux niveaux, aussi bien du point de vue modélisation que stratégies de commande, et presque tous les travaux développés sur les onduleurs de tension multiniveaux sont partis à l'origine des résultats connus sur les onduleurs de tensions à deux niveaux[1].

Dans ce chapitre, on présente respectivement le modèle de connaissance et de commande d'un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

N.B. : Dans ce mémoire, on utilise le mot onduleur tout court au lieu d'onduleur de tension.

III.1- Modélisation du fonctionnement des onduleurs à cinq niveaux

III.1.1- Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping) utilisé, se décompose en trois bras et quatre sources de tension continue. Chaque bras est composé de huit interrupteurs, six en série et deux en parallèle, plus deux diodes. Chaque interrupteur comporte d'un transistor et une diode montés en tête bêche. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue. La figure (III.2) donne une représentation schématique de cet onduleur[7].

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à cinq niveaux, on présente chaque paire transistor (T_{ks})- diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks})(Fig.III.1), et vue la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras(Fig.III.3).

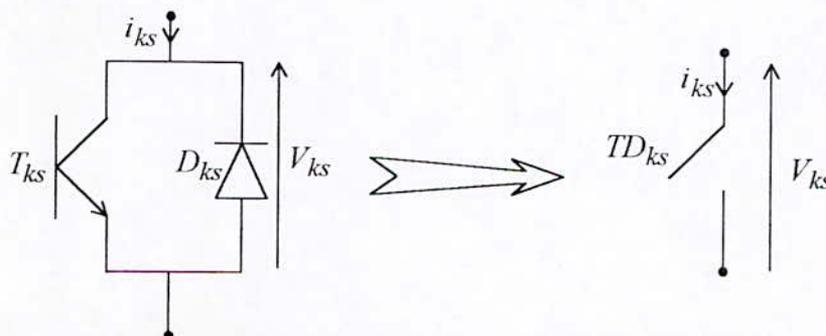


Fig.III.1- Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor - diode.

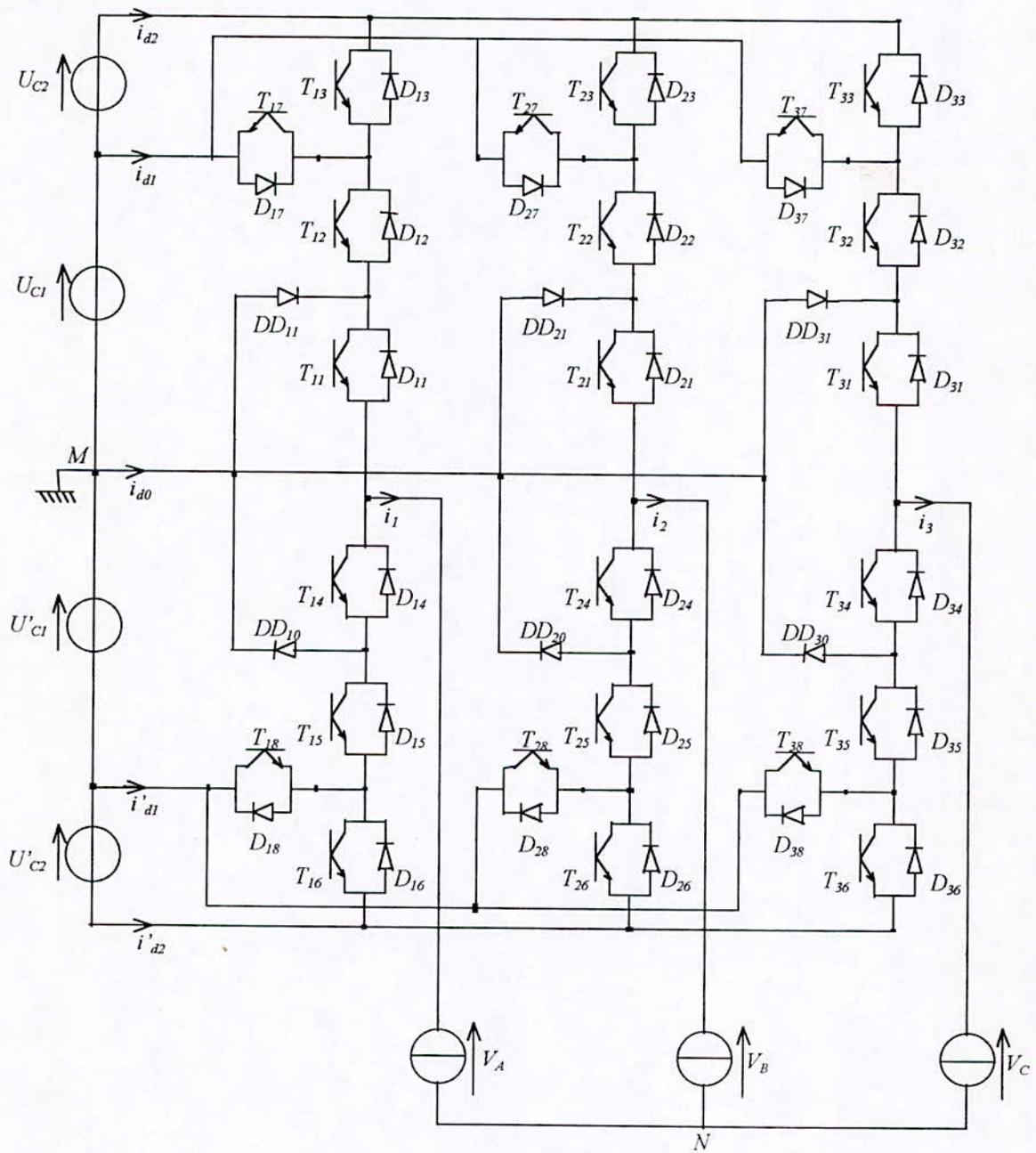


Fig.III.2- Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

III.1.2- Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux

Comme on a déjà vu, l'onduleur triphasé à cinq niveaux est symétrique. Grâce à cette symétrie, on procède par bras (Fig.III.3). Ainsi, on définit en premier lieu un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande, ensuite on déduit celui de l'onduleur complet.

III.1.2.1- Différentes configurations d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre sept configurations possibles pour ce dernier. Ces différentes configurations sont représentées par les figures (III.4.*). Le tableau (III.1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec M origine des potentiels et V_{kM} le potentiel du noeud k).

N.B. : Pour la configuration E_0 le potentiel de V_{kM} dépend de la charge de l'onduleur.

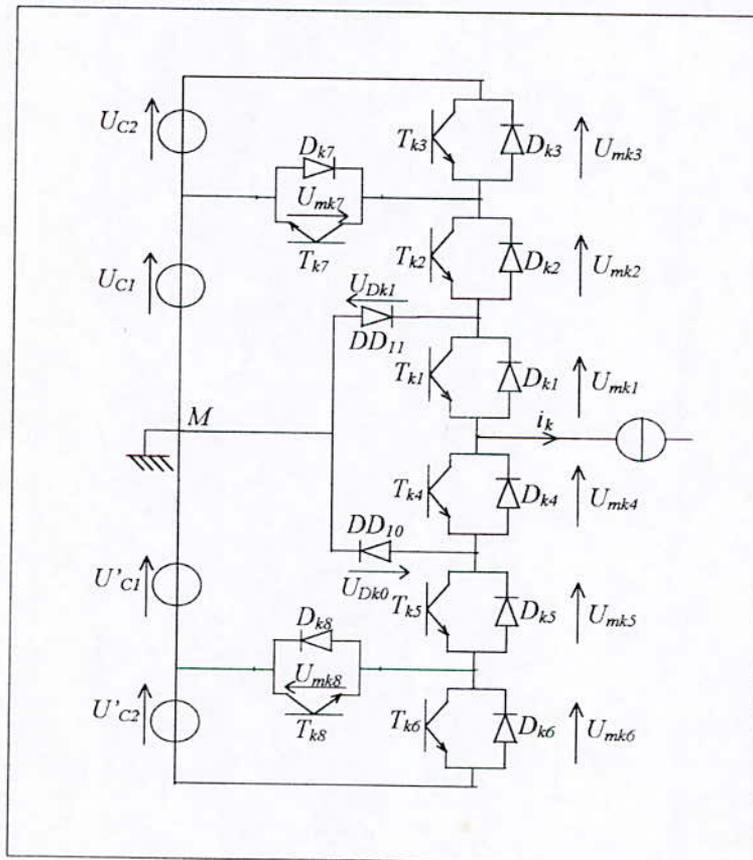


Fig.III.3- Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

Les réceptivités de transition entre les différentes configurations d'un bras sont fonctions logiques entre :

- Une commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bidirectionnel T_{ks}).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

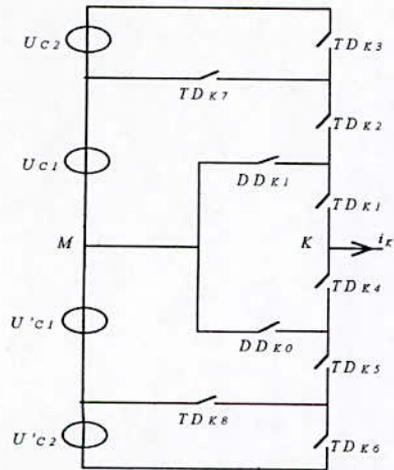


Fig.III.4.1- La configuration E_0

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$i_k=0$
E_1	$V_{kM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$
E_2	$V_{kM}=U_{C1}=U_C$
E_3	$V_{kM}=0$
E_4	$V_{kM}=-U'_{C1}=-U_C$
E_5	$V_{kM}=-U'_{C1}-U'_{C2}=-2U_C$
E_6	$V_{kM}=0$

Tableau III.1- Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

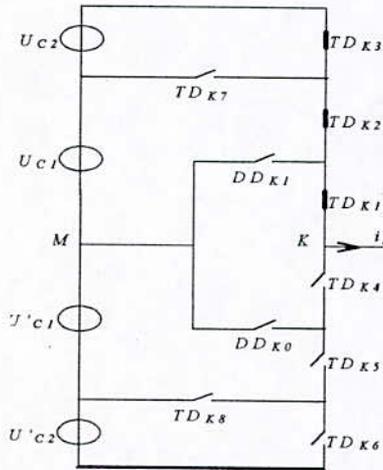


Fig.III.4.2- La configuration E_1

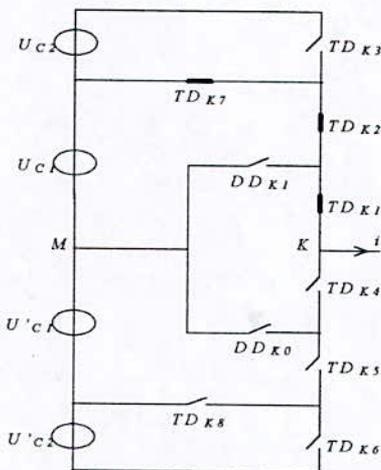


Fig.III.4.3- La configuration E_2

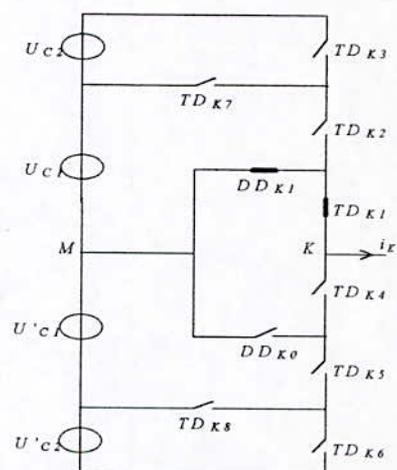


Fig.III.4.4- La configuration E_3

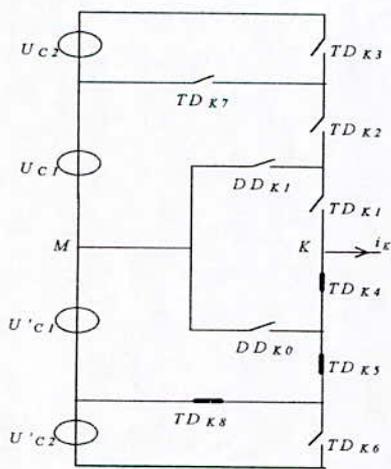


Fig.III.4.5- La configuration E_4

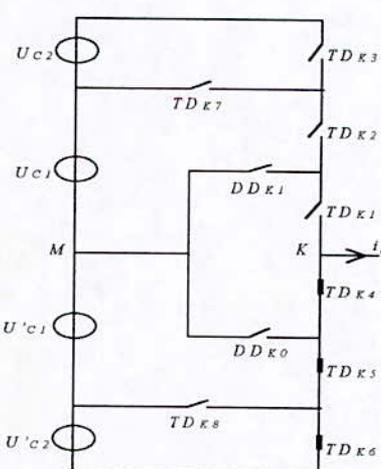


Fig.III.4.6- La configuration E_5

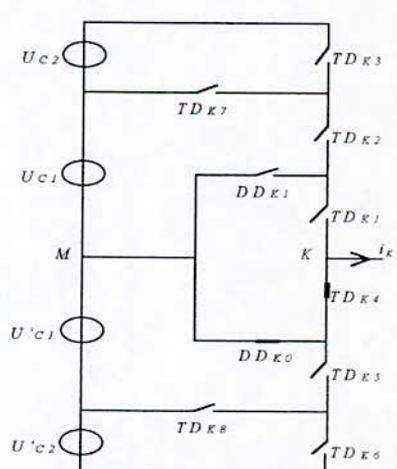


Fig.III.4.7- La configuration E_6

Fig.III.4.*- Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur.

III.1.2.2- Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

Les transitions entre les différentes configurations définissent le réseau de Petri (fig.III.5).

La variable R_{mn} intervenant dans le réseau de Petri représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n . Les différentes variables sont explicitées ci-dessous [7]:

$$R_{01} = \left[(U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ (U_{mk2} > 0 \ \& \ B_{k2}) \ \& \ (U_{mk3} > 0 \ \& \ B_{k3}) \right] \text{ou} \left[(U_{mk1} < 0) \ \& \ (U_{mk2} < 0) \ \& \ (U_{mk3} < 0) \right]$$

$$R_{02} = \left[(U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ (U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[(U_{mk1} < 0) \ \& \ (U_{mk2} < 0) \ \& \ B_{k7} \right]$$

$$R_{03} = \left[(U_{mk1} > 0 \ \& \ B_{k1}) \ \& \ \bar{B}_{k2} \ \& \ (U_{Dk1} > 0) \right]$$

$$R_{04} = \left[(U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ (U_{mk5} > 0 \ \& \ B_{k5}) \ \& \ \bar{B}_{k6} \right] \text{ou} \left[(U_{mk4} < 0) \ \& \ (U_{mk5} < 0) \ \& \ B_{k8} \right]$$

$$R_{05} = \left[(U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ (U_{mk5} > 0 \ \& \ B_{k5}) \ \& \ (U_{mk6} > 0 \ \& \ B_{k6}) \right] \text{ou} \left[(U_{mk4} < 0) \ \& \ (U_{mk5} < 0) \ \& \ (U_{mk6} < 0) \right]$$

$$R_{06} = \left[(U_{mk4} > 0 \ \& \ B_{k4}) \ \& \ \bar{B}_{k5} \ \& \ (U_{Dk0} > 0) \right]$$

$$R_{10} = (i_k = 0)$$

$$R_{12} = \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ \bar{B}_{k3} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k7} \right]$$

$$R_{13} = \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k2} \right]$$

$$R_{14} = \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \right]$$

$$R_{15} = \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \ \& \ B_{k6} \right]$$

$$R_{16} = \left[(i_k < 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k4} \right]$$

$$R_{20} = (i_k = 0)$$

$$R_{21} = \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ B_{k3} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k7} \right]$$

$$R_{23} = \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k2} \right]$$

$$R_{24} = \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \right]$$

$$R_{25} = \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k8} \right] \text{ou} \left[(i_k < 0) \ \& \ B_{k4} \ \& \ B_{k5} \ \& \ B_{k6} \right]$$

$$R_{26} = \left[(i_k < 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k4} \right]$$

$$R_{30} = (i_k = 0)$$

$$R_{31} = \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \ \& \ B_{k3} \right]$$

$$R_{32} = \left[(i_k > 0) \ \& \ B_{k1} \ \& \ B_{k2} \right]$$

$$R_{34} = \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ B_{k8} \right]$$

$$R_{35} = \left[(i_k > 0) \ \& \ \bar{B}_{k1} \ \& \ \bar{B}_{k8} \right]$$

$$R_{36} = \text{impossible}$$

$$\begin{aligned}
 R_{40} &= (i_k = 0) \\
 R_{41} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& \bar{B}_{k7}] \\
 R_{42} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}] \\
 R_{43} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8} \& B_{k1} \& \bar{B}_{k2}] \\
 R_{45} &= [(i_k > 0) \& \bar{B}_{k8}] \text{ou} [(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}] \\
 R_{46} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k5}] \\
 R_{50} &= (i_k = 0) \\
 R_{51} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& B_{k3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4}] \\
 R_{52} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& B_{k2} \& \bar{B}_{k3}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}] \\
 R_{53} &= [(i_k > 0) \& B_{k1} \& \bar{B}_{k4}] \\
 R_{54} &= [(i_k > 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k8}] \text{ou} [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k6}] \\
 R_{56} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k5}] \\
 R_{60} &= (i_k = 0) \\
 R_{61} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4}] \\
 R_{62} &= [(i_k < 0) \& \bar{B}_{k4} \& B_{k7}] \\
 R_{63} &= impossible \\
 R_{64} &= [(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& \bar{B}_{k6}] \\
 R_{65} &= [(i_k < 0) \& B_{k4} \& B_{k5} \& B_{k6}]
 \end{aligned}$$

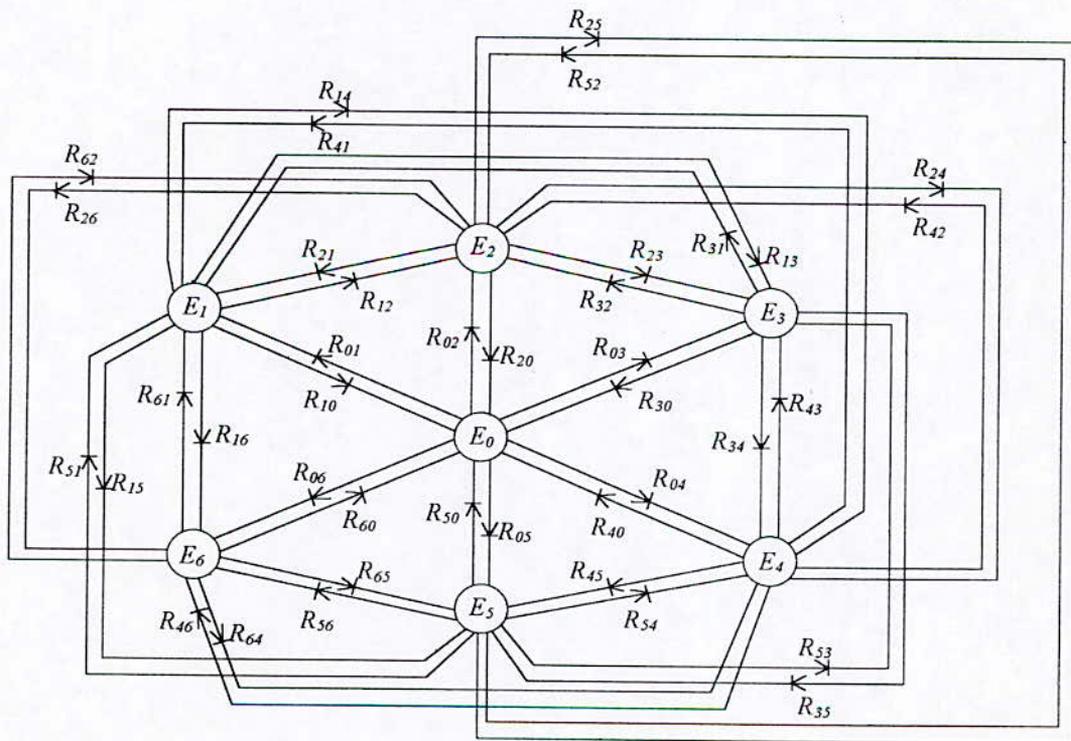


Fig.III.5- Réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à cinq niveaux.

III.2- Modélisation en vue de la commande

III.2.1- Hypothèses

L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. En pratique cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant i_k délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante ($U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$).

La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de Volts.

III.2.2- Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe et non plus des commandes internes. Nous supposons dans la suite que cette condition est toujours vérifiée. Dans ces conditions, on peut définir la notion de fonction de connexion[1].

III.2.2.1- Fonction de connexion

Chaque interrupteur TD_{ks} introduit une fonction de connexion F_{ks} qui décrit son état ouvert ou fermé tel que :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{dans le cas contraire.} \end{cases}$$

III.2.2.2- Fonction génératrice

La fonction génératrice de connexion F_{ksg} est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion F_{ks} sur une période de commutation T_c . Cette période T_c est supposée infiniment petite. La fonction génératrice de connexion F_{ksg} est donnée par l'expression suivante :

$$F_{ksg} = \left[\frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} F_{ks}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \quad \text{avec } n \in \mathbb{N} \text{ et } T_c \rightarrow 0. \quad (\text{III.1})$$

III.2.3- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

III.2.3.1- Commande complémentaire

Pour éviter des courts-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et leur ouverture simultanément à courant de charge non nul. Et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire.

Pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux (Fig.III.2), et en mode commandable, on définit la commande complémentaire comme suit : (voir annexe IV)

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec B_{ks} commande de base du transistor T_{ks} de ce bras k . Ainsi, avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Pour l'onduleur NPC à cinq niveaux, on définit en plus une fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{km}^b avec :

k : numéro du bras.

$m=1$ pour le demi-bras du haut, et $m=0$ pour le demi-bras du bas.

Pour un bras k , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

F_{k1}^b est associée au demi-bras du haut ($TD_{k1}, TD_{k2}, TD_{k3}$), F_{k0}^b est associée au demi-bras du bas ($TD_{k4}, TD_{k5}, TD_{k6}$).

Avec la commande complémentaire et en mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'un bras de l'onduleur NPC à cinq niveaux se simplifie de sept à cinq places.

Le réseau de Petri parallèle obtenu dans ces conditions est représenté à la figure (III.6.a).

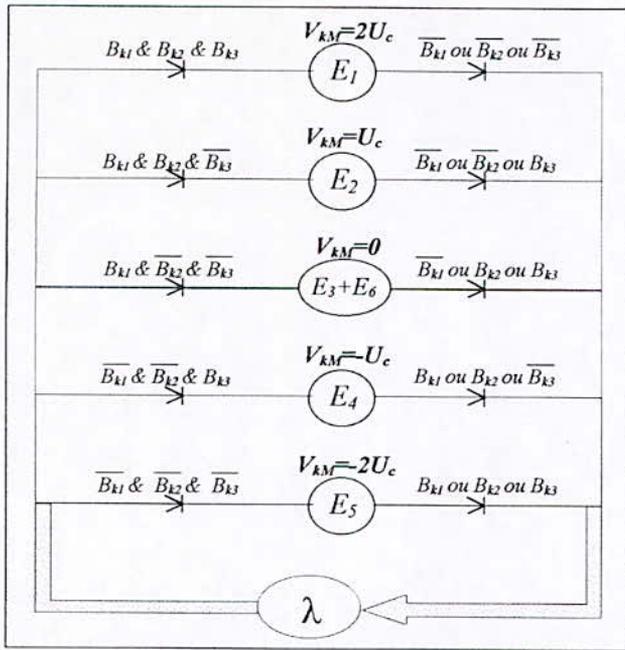


Fig. III.6.a- Réseau de Petri parallèle d'un bras d'onduleur à cinq niveaux en mode commandable.

V_{kM}	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}
$2U_c$	1	1	1
U_c	1	1	0
0	1	0	0
$-U_c$	0	0	1
$-2U_c$	0	0	0

Fig. III.6.b- Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

III.2.4- Modélisation aux valeurs instantanées : Modèle de connaissance

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur triphasé avec une charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. Dans notre cas particulier, cette charge sera constituée par la machine asynchrone. Nous allons tout d'abord définir les notations et les hypothèses que nous avons utilisées[7]:

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge : V_A, V_B, V_C .
- Tensions de chaque bras de l'onduleur par rapport au point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} .
- Tension entre le point neutre de la charge (point N) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point M) : V_{NM} .
- Charge triphasée couplée en étoile avec neutre isolé :

$$V_A + V_B + V_C = 0 \tag{III.5}$$

Les potentiels des noeuds A, B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu M sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{14}F_{15}(1-F_{16})U'_{C1} - F_{14}F_{15}F_{16}(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{24}F_{25}(1-F_{26})U'_{C1} - F_{24}F_{25}F_{26}(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{34}F_{35}(1-F_{36})U'_{C1} - F_{34}F_{35}F_{36}(U'_{C1} + U'_{C2}) \end{cases} \tag{III.6}$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12}F_{13} \\ F_{10}^b = F_{14}F_{15}F_{16} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{12}F_{23} \\ F_{20}^b = F_{24}F_{25}F_{26} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32}F_{33} \\ F_{30}^b = F_{34}F_{35}F_{36} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} F_{17} = F_{11}F_{12}(1 - F_{13}) \\ F_{18} = F_{14}F_{15}(1 - F_{16}) \end{cases}, \begin{cases} F_{27} = F_{21}F_{22}(1 - F_{23}) \\ F_{28} = F_{24}F_{25}(1 - F_{26}) \end{cases}, \begin{cases} F_{37} = F_{31}F_{32}(1 - F_{33}) \\ F_{38} = F_{34}F_{35}(1 - F_{36}) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En introduisant ces fonctions dans le système (III.6), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17}U_{C1} + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{18}U'_{C1} - F_{10}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{BM} = F_{27}U_{C1} + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{28}U'_{C1} - F_{20}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \\ V_{CM} = F_{37}U_{C1} + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{38}U'_{C1} - F_{30}^b(U'_{C1} + U'_{C2}) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Sous forme matricielle (III.9) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \quad (\text{III.10})$$

Le système (III.10) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$, la relation (III.10) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{III.11})$$

Les équations des mailles du système source - onduleur - charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (\text{III.12})$$

La relation (III.5) permet d'écrire :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{III.13})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

A partir des relations (III.10) et (III.14), on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions simples aux bornes de la charge :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (\text{III.15})$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$, la relation (III.15) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{III.16})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à cinq niveaux s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras et des interrupteurs, on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U'_{C2} \right\} \quad (\text{III.18})$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b - F_{18} - 2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b - F_{28} - 2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b - F_{38} - 2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{III.19})$$

Ainsi, les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 et les fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}F_{12}F_{13}i_1 + F_{21}F_{22}F_{23}i_2 + F_{31}F_{32}F_{33}i_3 \\ i'_{d1} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i'_{d2} = F_{14}F_{15}F_{16}i_1 + F_{24}F_{25}F_{26}i_2 + F_{34}F_{35}F_{36}i_3 \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, le système (III.20) devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i'_{d1} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i'_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et courants de charge par la relation :

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{III.22})$$

d'où le courant i_{d0} :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)i_3 \quad (\text{III.23})$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, le vecteur d'état est :

$$\begin{bmatrix} U_{C1} & U_{C2} & U'_{C1} & U'_{C2} & i_1 & i_2 & i_3 \end{bmatrix}^t, \text{ et ses entrées internes sont : } \\ \begin{bmatrix} V_A & V_B & V_C & i_{d1} & i_{d2} & i'_{d1} & i'_{d2} & i_{d0} \end{bmatrix}^t \text{ ou } \begin{bmatrix} U_{AB} & U_{BC} & U_{CA} & i_{d1} & i_{d2} & i'_{d1} & i'_{d2} & i_{d0} \end{bmatrix}^t.$$

III.2.4.1- Relations de conversion

Ces relations sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.24}); \quad \begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}; \quad (\text{III.25})$$

On appellera $[N(t)]$ matrice de conversion simple et $[M(t)]$ matrice de conversion composée.

- Matrice de conversion simple :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] - \frac{1}{3} (2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b) - \frac{1}{3} [2(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] - \frac{1}{3} (2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}^b) + 2(F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b)] - \frac{1}{3} (-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b) - \frac{1}{3} [(F_{18} + F_{10}^b) + 2(F_{28} + F_{20}^b) - (F_{38} + F_{30}^b)] - \frac{1}{3} (-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) + 2(F_{37} + F_{31}^b)] - \frac{1}{3} (-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b) - \frac{1}{3} [(F_{18} + F_{10}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) + 2(F_{38} + F_{30}^b)] - \frac{1}{3} (-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} F_{17} \\ F_{11}^b \\ F_{18} \\ F_{10}^b \\ F_{27} \\ F_{21}^b \\ F_{28} \\ F_{20}^b \\ F_{37} \\ F_{31}^b \\ F_{38} \\ F_{30}^b \\ 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) \\ 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) \\ 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{matrix} \quad (III.26)$$

- Matrice de conversion composée :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} \left\{ \begin{matrix} (F_{17} + F_{11}^b) - (F_{27} + F_{21}^b) \\ (F_{27} + F_{21}^b) - (F_{37} + F_{31}^b) \\ (F_{37} + F_{31}^b) - (F_{17} + F_{11}^b) \end{matrix} \right\} \left\{ \begin{matrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) \end{matrix} \right\} \left\{ \begin{matrix} (F_{18} + F_{20}^b) - (F_{18} + F_{10}^b) \\ (F_{38} + F_{30}^b) - (F_{28} + F_{20}^b) \\ (F_{18} + F_{10}^b) - (F_{38} + F_{30}^b) \end{matrix} \right\} \left\{ \begin{matrix} (F_{20}^b - F_{10}^b) \\ (F_{30}^b - F_{20}^b) \\ (F_{10}^b - F_{30}^b) \end{matrix} \right\} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} F_{17} \\ F_{11}^b \\ F_{18} \\ F_{10}^b \\ F_{27} \\ F_{21}^b \\ F_{28} \\ F_{20}^b \\ F_{37} \\ F_{31}^b \\ F_{38} \\ F_{30}^b \\ 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) \\ 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) \\ 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{matrix} \quad (III.27)$$

La figure (III.7) montre le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à cinq niveaux en mode commandable associé à sa source de tension d'entrée et sa charge triphasée, on distingue :

- La partie commande qui est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable (Fig.III.7). Cette partie génère la matrice de conversion en utilisant la relation (III.24).
- La partie opérative qui est constituée :
 - D'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion.
 - D'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

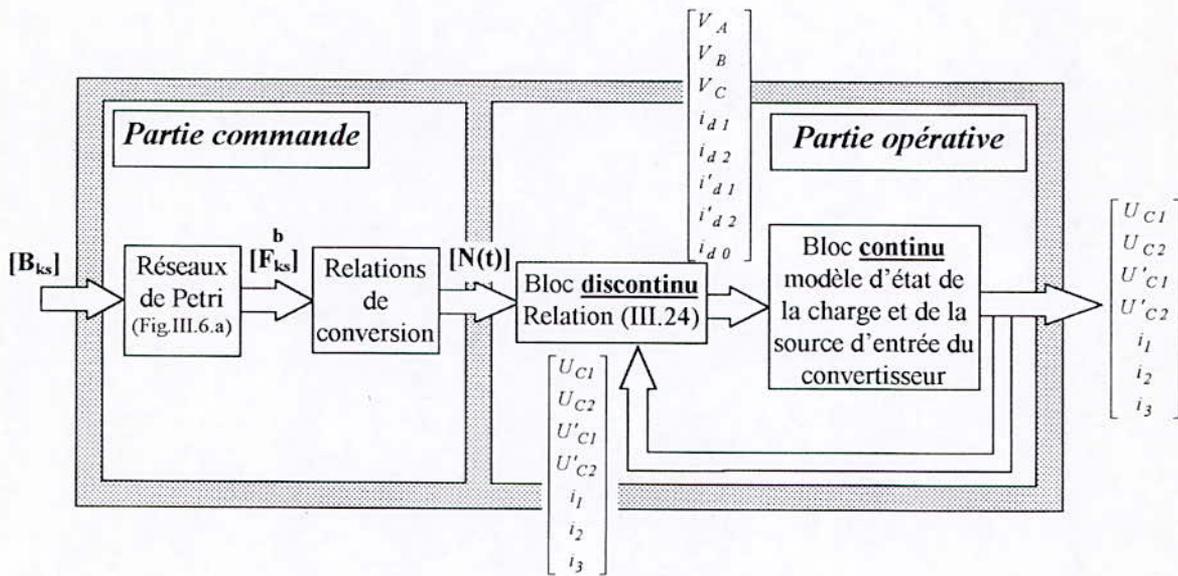


Fig.III.7- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

III.2.5- Modélisation aux valeurs moyennes : Modèle de commande

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (Fig.III.7) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Pour l'adapter à la commande de l'onduleur par un ordinateur numérique, on définit un modèle de commande en utilisant la notion de fonction génératrice (III.1).

Cette notion consiste à découper le fonctionnement de l'onduleur en intervalles de temps réguliers, qui définissent la période de fonctionnement de l'onduleur, nous noterons cette période par T_e . L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance (Fig.III.7).

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle T_e (T_e infiniment petit), les relations (III.24) et (III.25) de l'onduleur triphasé à cinq niveaux deviennent respectivement (III.28) et (III.29) avec $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ données par (III.30) et (III.31) respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (III.28);$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (III.29)$$

La figure (III.8) présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

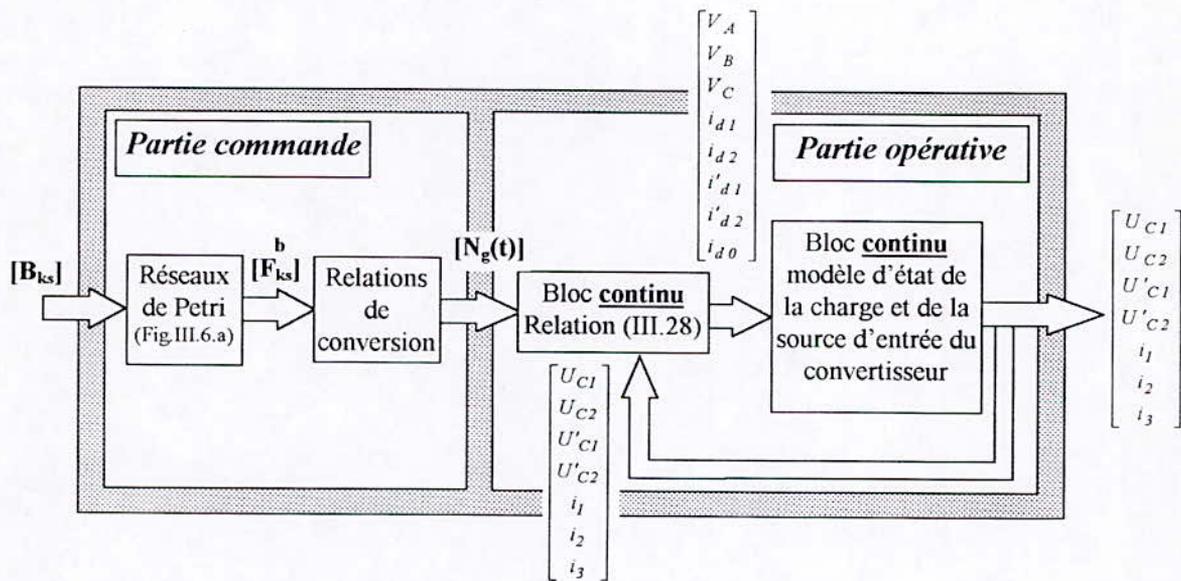


Fig.III.8- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

- Matrice génératrice de conversion simple :

$$N_g(i) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} (1 + 2F_{17g}^b + F_{11g}^b) - (F_{27g}^b + F_{21g}^b) - (F_{37g}^b + F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} (2F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} (1 + 2F_{18g}^b + F_{10g}^b) - (F_{28g}^b + F_{20g}^b) - (F_{38g}^b + F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} (F_{17g}^b + F_{11g}^b) + 2(F_{27g}^b + F_{21g}^b) - (F_{37g}^b + F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} (F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} (F_{10g}^b + F_{10g}^b) + 2(F_{28g}^b + F_{20g}^b) - (F_{38g}^b + F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} (F_{17g}^b + F_{11g}^b) - (F_{27g}^b + F_{21g}^b) + 2(F_{37g}^b + F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} (F_{11g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} (F_{18g}^b + F_{10g}^b) - (F_{28g}^b + F_{20g}^b) + 2(F_{38g}^b + F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{17g}^b & F_{27g}^b & F_{37g}^b \\ 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & F_{18g}^b & F_{28g}^b & F_{38g}^b \\ 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 1 - (F_{17g}^b + F_{11g}^b + F_{18g}^b + F_{10g}^b) & 1 - (F_{27g}^b + F_{28g}^b + F_{21g}^b + F_{20g}^b) & 1 - (F_{37g}^b + F_{38g}^b + F_{31g}^b + F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(III.30)

- Matrice génératrice de conversion composée :

$$[M_g(i)] = \begin{bmatrix} (F_{17g}^b + F_{11g}^b) - (F_{27g}^b + F_{21g}^b) & (F_{11g}^b - F_{21g}^b) & (F_{28g}^b + F_{20g}^b) - (F_{18g}^b + F_{10g}^b) & (F_{20g}^b - F_{10g}^b) & 0 & 0 \\ (F_{17g}^b + F_{11g}^b) - (F_{27g}^b + F_{21g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) & (F_{38g}^b + F_{30g}^b) - (F_{28g}^b + F_{20g}^b) & (F_{30g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 \\ (F_{17g}^b + F_{11g}^b) - (F_{27g}^b + F_{21g}^b) & (F_{31g}^b - F_{11g}^b) & (F_{18g}^b + F_{10g}^b) - (F_{38g}^b + F_{30g}^b) & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17g}^b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18g}^b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & 0 \\ 1 - (F_{17g}^b + F_{11g}^b + F_{18g}^b + F_{10g}^b) & 1 - (F_{27g}^b + F_{28g}^b + F_{21g}^b + F_{20g}^b) & 1 - (F_{37g}^b + F_{38g}^b + F_{31g}^b + F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

(III.31)

III.3- Modélisation aux valeurs moyennes avec charge couplée en étoile avec neutre isolé

Comme le neutre de la charge de l'onduleur est isolé, on a :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} + i_{d0} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} i_3 = -(i_1 + i_2) \\ V_C = -(V_A + V_B) \\ i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2}) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Et avec l'hypothèse $U_{C1} = U_{C2} = U'_{C1} = U'_{C2} = U_C$, le système (III.28) peut être réduit en utilisant $(V_A, V_B, i_{d1}, i_{d2}, i'_{d1}, i'_{d2}, U_C, i_1 \text{ et } i_2)$ au système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{rg}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

De même la relation (III.39) peut être réduite (la somme des tensions composées est nulle). Remplaçons dans (III.34) les tensions simples V_A et V_B par les tensions composées U_{AB} et U_{BC} on obtient le système (III.35).

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rg}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.35})$$

On appellera $[N_{rg}(t)]$ et $[M_{rg}(t)]$ données par (III.36) et (III.37) respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

- Matrice réduite génératrice de conversion simple

$$N_{rg}(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [+ 2(F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) - (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b)] & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) + 2(F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b)] & 0 & 0 \\ 0 & F_{17g} - F_{37g} & F_{27g} - F_{37g} \\ 0 & F_{11g}^b - F_{31g}^b & F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ 0 & F_{18g} - F_{38g} & F_{28g} - F_{38g} \\ 0 & F_{10g}^b - F_{30g}^b & F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{bmatrix} \quad (III.36)$$

- Matrice réduite génératrice de conversion composée :

$$M_{rg}(t) = \begin{bmatrix} \left[\begin{matrix} (F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) - (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) \\ (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b) \end{matrix} \right] & 0 & 0 \\ 0 & F_{17g} - F_{37g} & F_{27g} - F_{37g} \\ 0 & F_{11g}^b - F_{31g}^b & F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ 0 & F_{18g} - F_{38g} & F_{28g} - F_{38g} \\ 0 & F_{10g}^b - F_{30g}^b & F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{bmatrix} \quad (III.37)$$

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, on a élaboré son modèle sans a priori sur la source de tension et de courant. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues.

L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux, nous a permis d'avoir l'analogie entre les tensions de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et celles à deux niveaux. On a montré également que l'onduleur triphasé à cinq niveaux est la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Chapitre IV

*Stratégies de commande des
onduleurs triphasés à cinq
niveaux*

Introduction

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines.

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de commande ont été proposées.

Après avoir présenter dans le chapitre précédent le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, on étudiera dans ce chapitre les différentes stratégies de commande de l'onduleur. Ces stratégies sont des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux.

L'analyse de ces différentes stratégies sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par cet onduleur et sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie[17].

Les commandes qu'on va étudier dans ce chapitre sont les suivantes :

1. Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse.
2. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.
3. Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.
4. Modulation vectorielle.

IV.1- Commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse

IV.1.1-Principe de la stratégie

Avec le développement de l'électronique de commande, la détermination des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs en temps réel devient facile. La modulation de largeurs d'impulsions (Pulse Width Modulation) nous permet cette détermination.

Le principe consiste à comparer une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoidale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où le nom de la stratégie triangulo-sinusoidale.

- Caractéristiques de la modulation

Dans le cas d'une référence sinusoidale, deux paramètres caractérisent la modulation ; L'indice de modulation m qui est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence

f de la référence $m = \frac{f_p}{f}$, et le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à deux fois la valeur crête U_{pm} de la porteuse $r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$.

La modulation est dite synchrone lorsque 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 sont données par le système d'équations (IV.1):

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{marche}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \text{marche}\right) \end{cases} \quad (IV.1)$$

La porteuse triangulaire est donnée par l'équations (IV.2) :

$$U_p(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (IV.2)$$

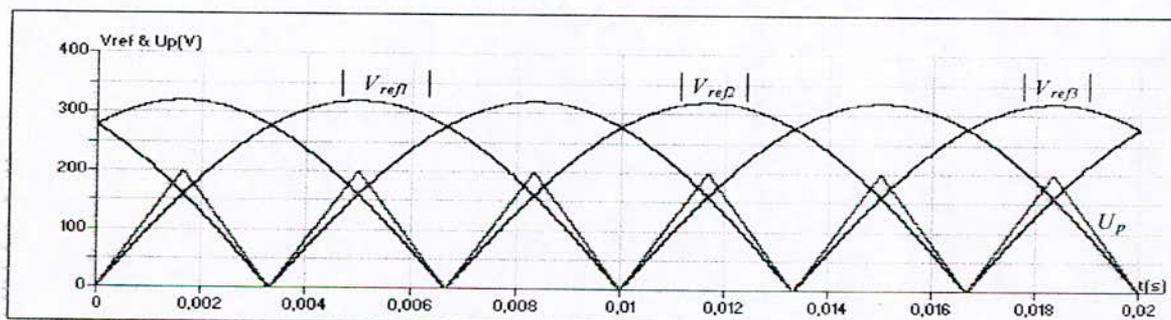


Fig.IV.1- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6, r=0.8$).

IV.1.2- Algorithme de commande

L'algorithme de commande pour un bras k de cet onduleur est le suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 C_1: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| \leq U_p) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_2: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_3: (0 \leq |V_{refk}| \leq U_{pm}) \& (|V_{refk}| > U_p) \& (V_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_4: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 ; \\
 C_5: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| \leq U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_6: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 ; \\
 C_7: (U_{pm} \leq |V_{refk}| \leq 2U_{pm}) \& (|V'_{refk}| > U_p) \& (V'_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 ;
 \end{array} \right. \quad (IV.3)$$

avec: $V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}$

Cette commande peut être représentée par le réseau de Petri suivant (Fig IV.2) :

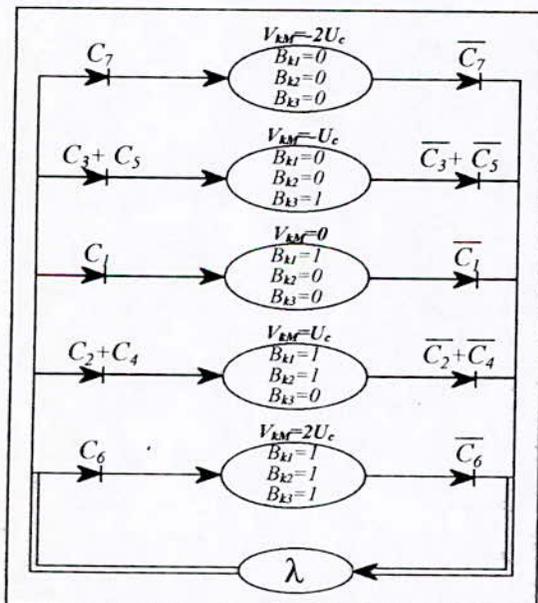


Fig.IV.2- Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

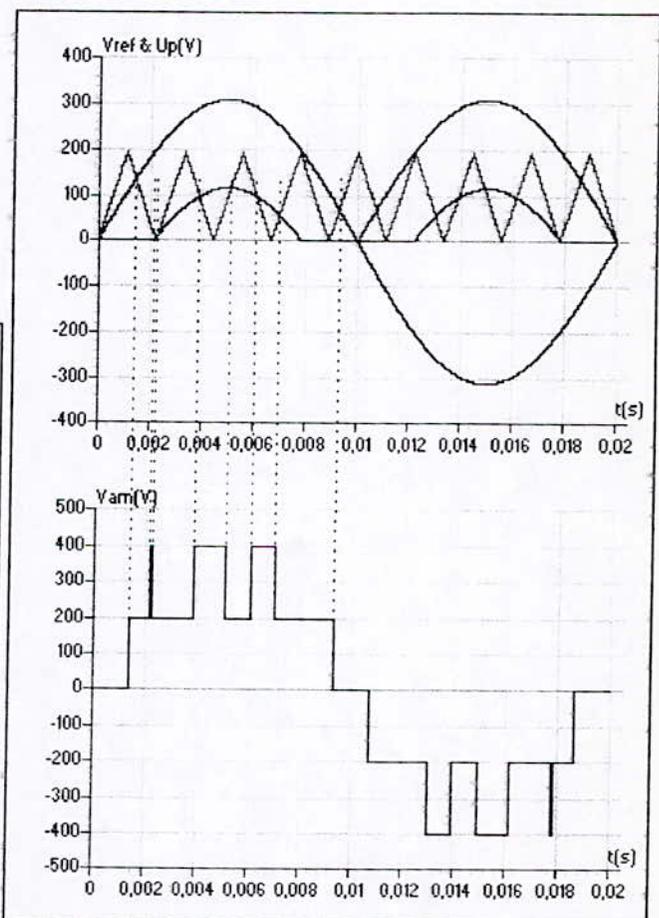


Fig.IV.3- Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=9, r=0.8$).

Les figures (IV.4.*) représentent la tension simple V_A d'un bras d'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

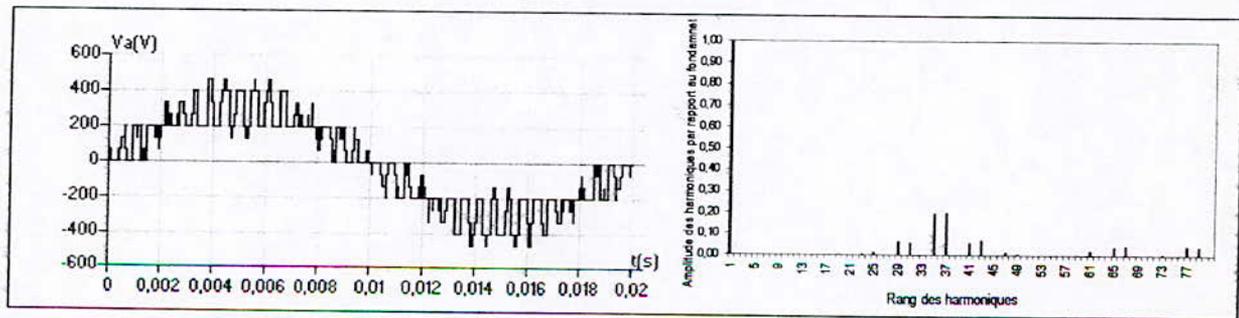
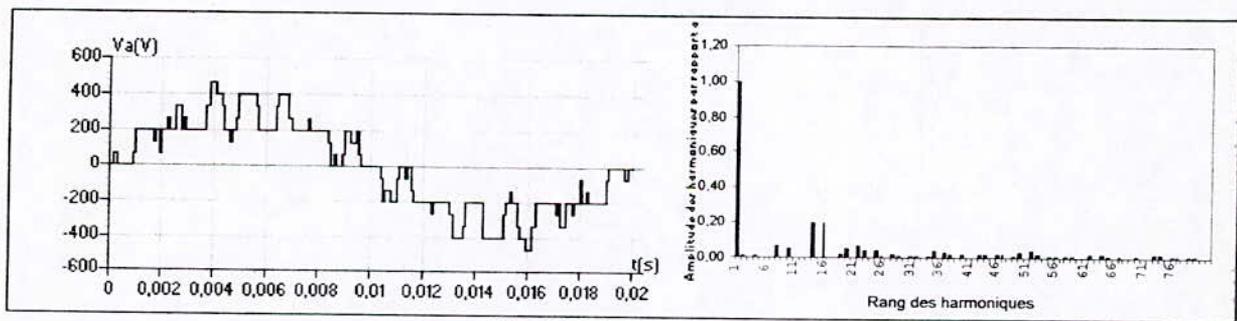
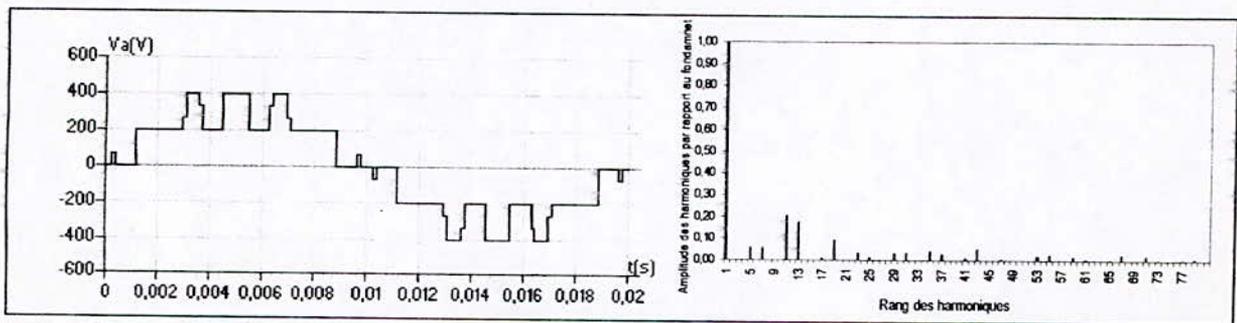
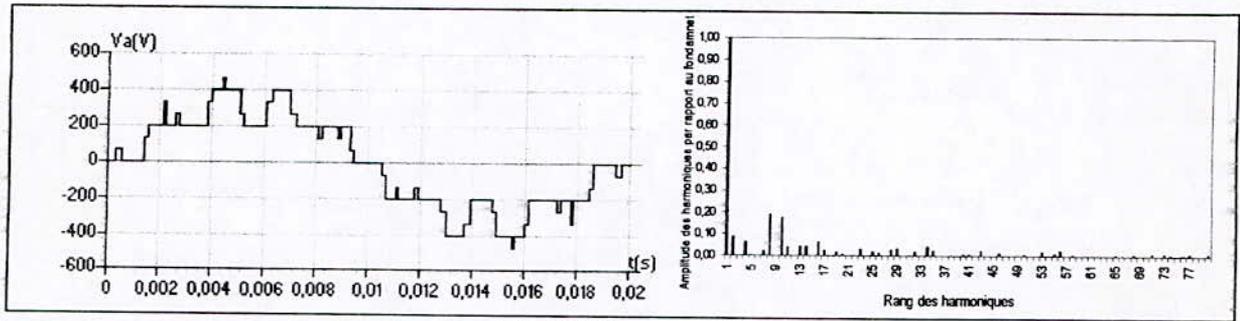
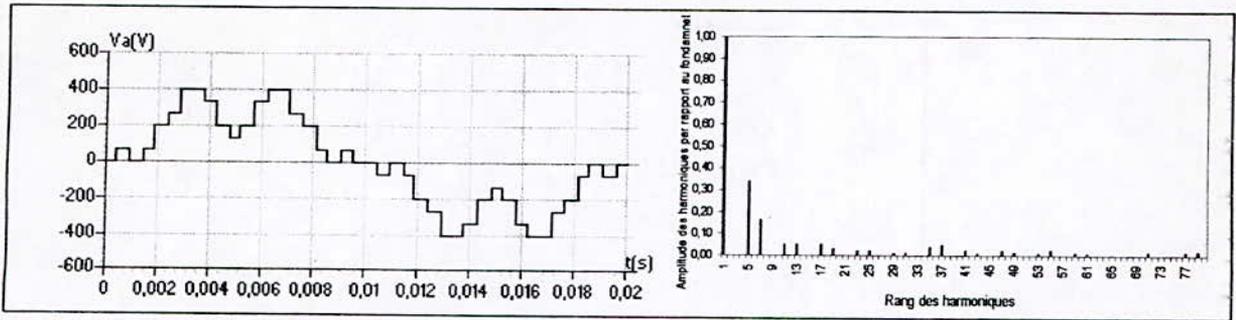


Fig. IV.4.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

On constate pour cette stratégie que :

- Une symétrie par rapport à $\pi/2$ et π , pour les m pairs, et donc seules les harmoniques impairs existent (fig.IV.4, a, c et e). Pour m impair, on n'a aucune symétrie et donc les deux types d'harmoniques (pairs et impairs) existent (Fig.IV.4.b et d).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p=m.f$). La première famille centrée autour de la fréquence $m.f$ est la plus importante du point de vue amplitude (Fig.IV.4.*).
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées et donc facilement filtrées.
- La caractéristique de réglage est linéaire de $r=0$ à 1 , et le taux d'harmoniques est décroissant en fonction de r (Fig.IV.5.a)

On déduit la tension de sortie de la phase k de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée à partir des impulsions de commande du système (IV.3) de cette stratégie :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 (0 \leq V_{refk} \leq U_{pm}) \& (V_{refk} \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = 0 \\
 (0 \leq V_{refk} \leq U_{pm}) \& (V_{refk} > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V_{refk})U_c \\
 (U_{pm} \leq V_{refk} \leq 2U_{pm}) \& (V'_{refk} \leq U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk})U_c \\
 (U_{pm} \leq V_{refk} \leq 2U_{pm}) \& (V'_{refk} > U_p) \Rightarrow V_{kM} = \text{sign}(V'_{refk})2U_c
 \end{array} \right. \quad (IV.4)$$

$$\text{avec: } V'_{refk} = \begin{cases} V_{refk} - U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} > 0 \\ V_{refk} + U_{pm} ; & \text{si } V_{refk} < 0 \end{cases}$$

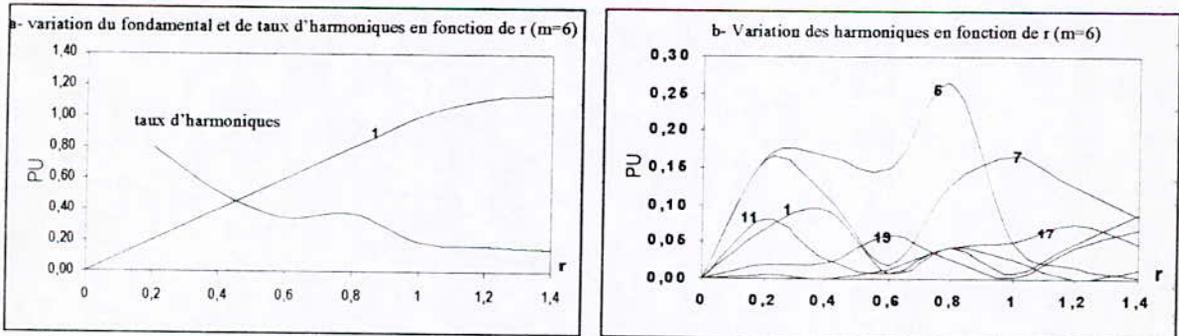


Fig. IV.5.*- Les caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

Les figures (IV.6.*) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.

La fréquence du couple de la machine est six fois celle de la tension de sortie de l'onduleur (fig.IV.6.a). Cela est dû à l'existence des harmoniques 5 et 7 (Fig.IV.4.a).

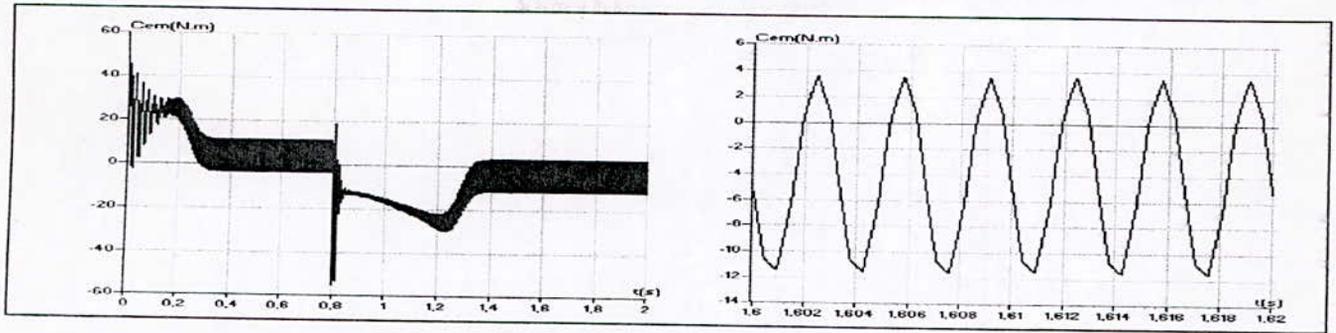


Fig.IV.6.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$, $r=0.8$).

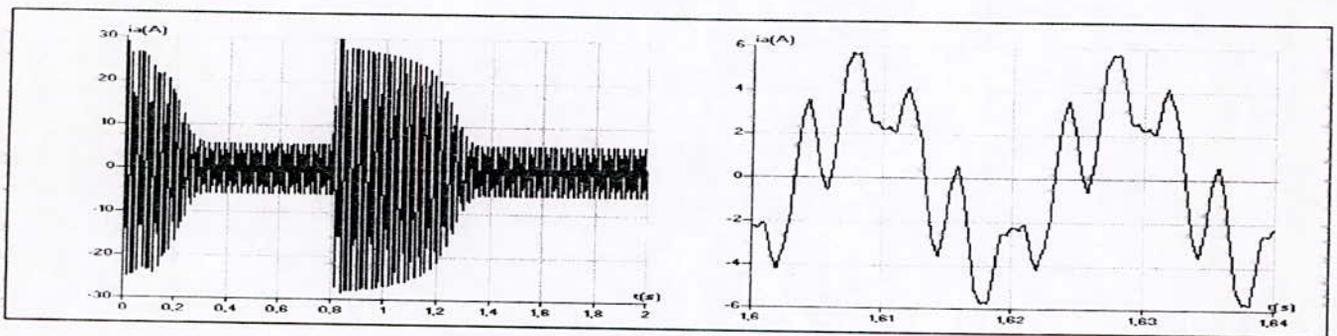


Fig.IV.6.b- Le courant i_a transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$, $r=0.8$).

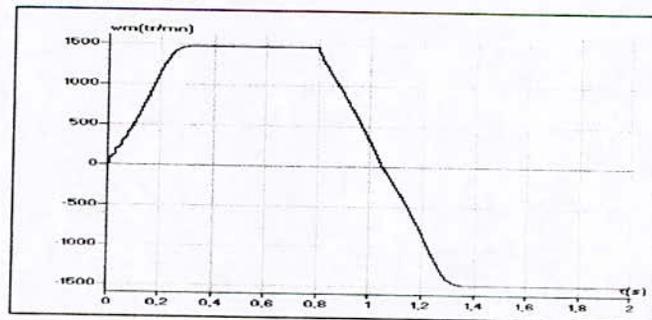


Fig.IV.6.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse ($m=6$).

IV.2- Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

Dans cette commande, on va utiliser deux porteuses décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} (Fig.IV.7.). D'où les équations des porteuses suivantes :

$$U_{p1} = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p} & ; \quad 0 \leq t \leq T_p/2 \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right) & ; \quad T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (IV.5)$$

$$U_{p2} = U_{p1} + U_{pm}$$

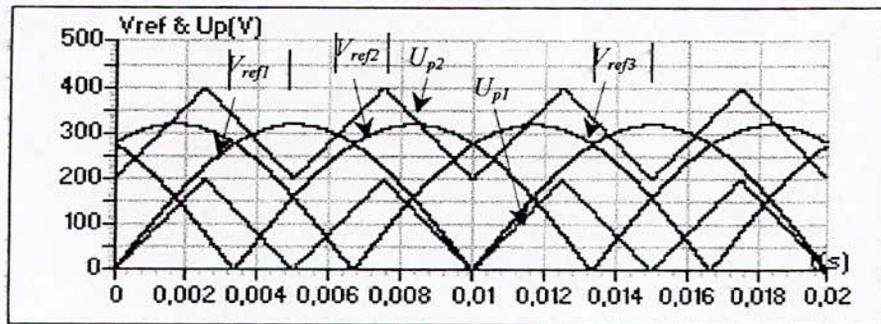


Fig.IV.7. Les différentes signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=4, r=0.8$).

Comme la commande à une seule porteuse, la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses est caractérisée par les deux paramètres, l'indice de modulation m et le coefficient de réglage r . Pour cet algorithme, r a pour expression $r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$

IV.2.1- Algorithme de commande

L'algorithme de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses pour l'onduleur à cinq niveaux pour un bras k est le suivant :

1^{er} étape : détermination des tensions intermédiaires V_{k1} , V_{k2} et V_{k3} :

$$V_{k1} = \begin{cases} \text{sign}(V_{refk}) \cdot U_{pm} & \text{si } |V_{refk}| \geq U_{p1} \text{ \& } |V_{refk}| < U_{pm} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

$$V_{k2} = \begin{cases} \text{sign}(V_{refk}) \cdot U_{pm} & \text{si } |V_{refk}| \geq U_{pm} \text{ \& } |V_{refk}| < U_{p2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (IV.6)$$

$$V_{k3} = \begin{cases} \text{sign}(V_{refk}) \cdot 2U_{pm} & \text{si } |V_{refk}| \geq U_{p2} \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

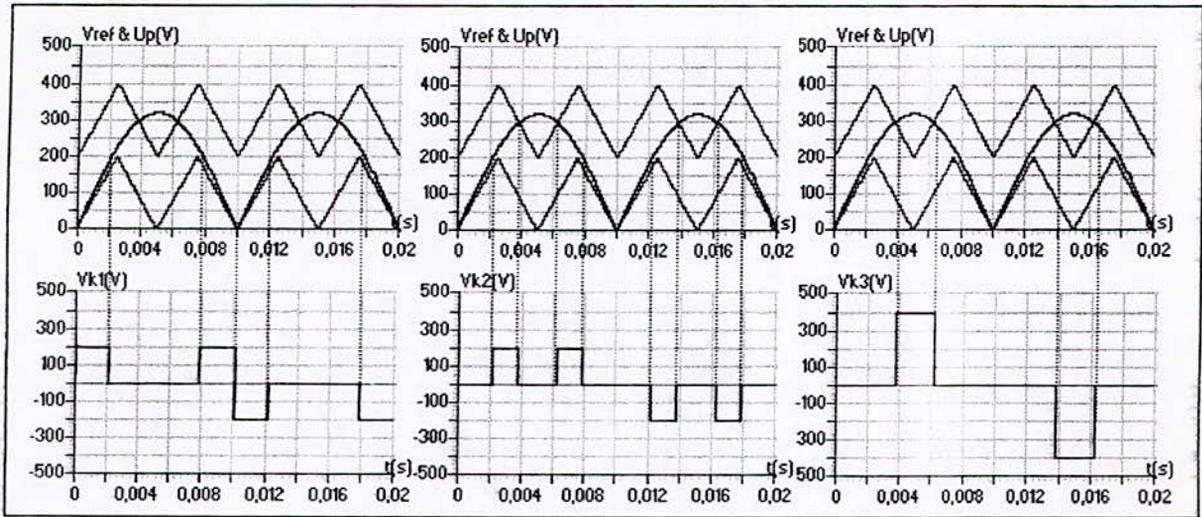


Fig.IV.8- Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=4, r=0.8$).

2^{ème} étape : détermination du signal V_{km} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$\begin{aligned}
 &V_{km} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} \\
 &\begin{cases}
 V_{km} = 2U_C & \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 \\
 V_{km} = U_C & \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 \\
 V_{km} = 0 & \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 \\
 V_{km} = -U_C & \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 \\
 V_{km} = -2U_C & \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0
 \end{cases}
 \end{aligned}
 \tag{IV.7}$$

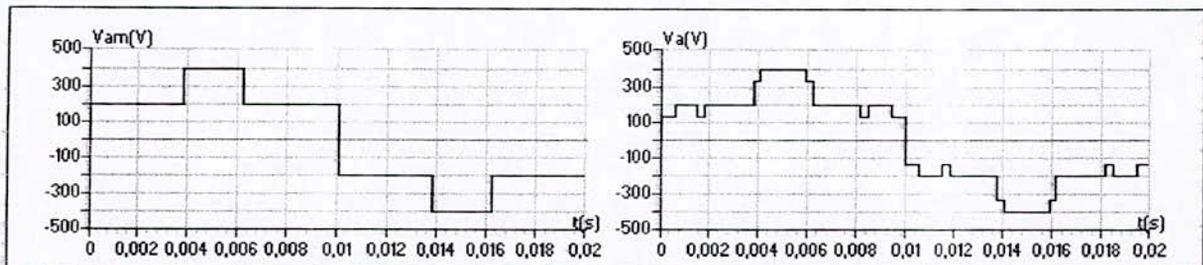


Fig.IV.8- La tension de sortie V_{AM} et la tension simple V_A du bras A de l'onduleur avec ($m=4, r=0.8$).

Cet algorithme de commande peut être représenté par le réseau de Petri suivant :

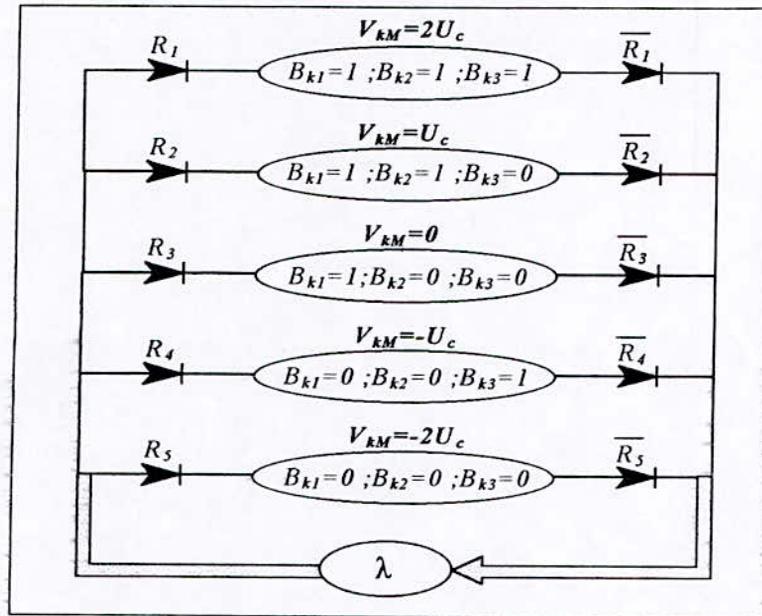


Fig.IV.9- Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses de l'onduleur à cinq niveaux.

En posant :

$$\begin{cases}
 C_1 = V_{refk} \geq 0 \\
 C_2 = V_{refk} < 0 \\
 C_3 = |V_{refk}| \geq U_{p1} \\
 C_4 = |V_{refk}| < U_{p1} \\
 C_5 = |V_{refk}| \geq U_c \\
 C_6 = |V_{refk}| < U_c \\
 C_7 = |V_{refk}| \geq U_{p2} \\
 C_8 = |V_{refk}| < U_{p2}
 \end{cases} \tag{IV.8}$$

Les R_i sont des fonctions des C_i . Elles sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 R_1 &= (C_1 \ \& \ C_7) \\
 R_2 &= (C_1 \ \& \ C_3 \ \& \ C_6) + (C_1 \ \& \ C_5 \ \& \ C_8) \\
 R_3 &= C_4 \\
 R_4 &= (C_2 \ \& \ C_3 \ \& \ C_6) + (C_2 \ \& \ C_5 \ \& \ C_8) \\
 R_5 &= (C_2 \ \& \ C_7)
 \end{aligned}$$

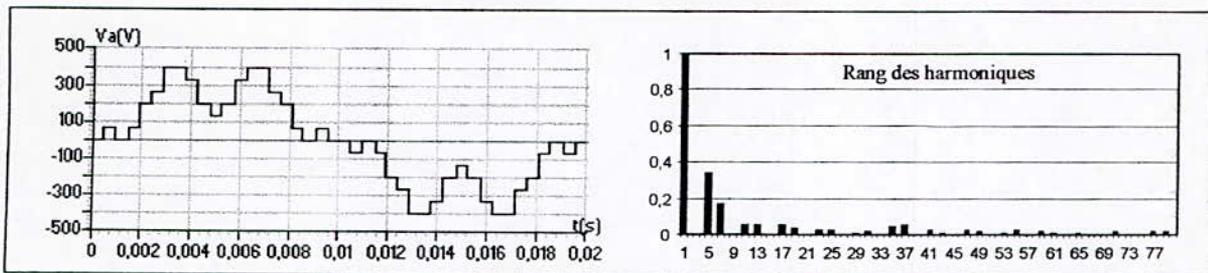


Fig.IV.10.a-m=6,r=0.8

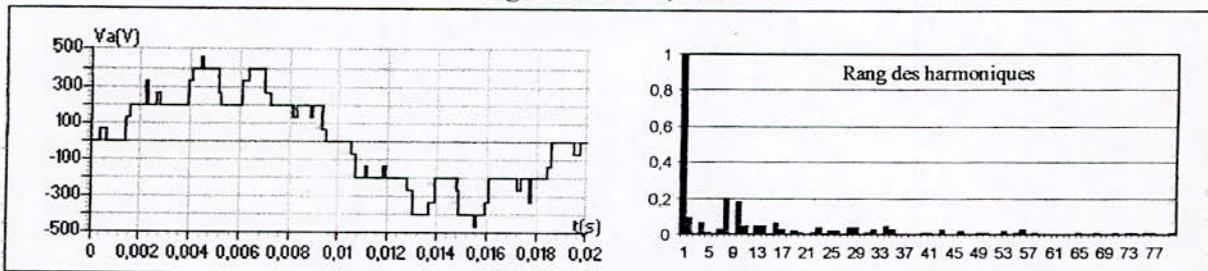


Fig.IV.10.b-m=9,r=0.8

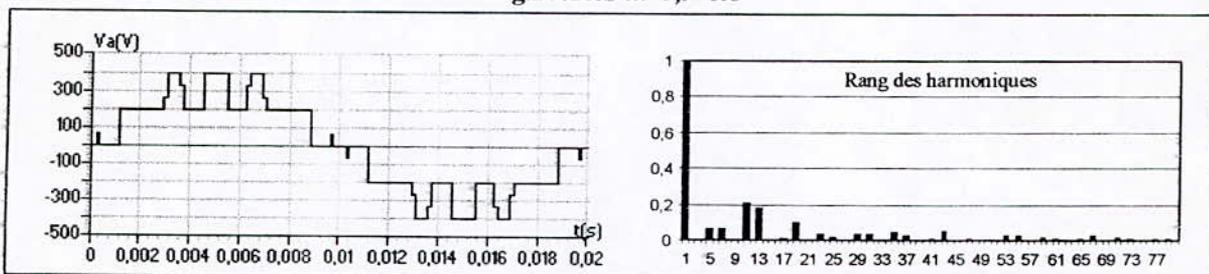


Fig.IV.10.c-m=12,r=0.8

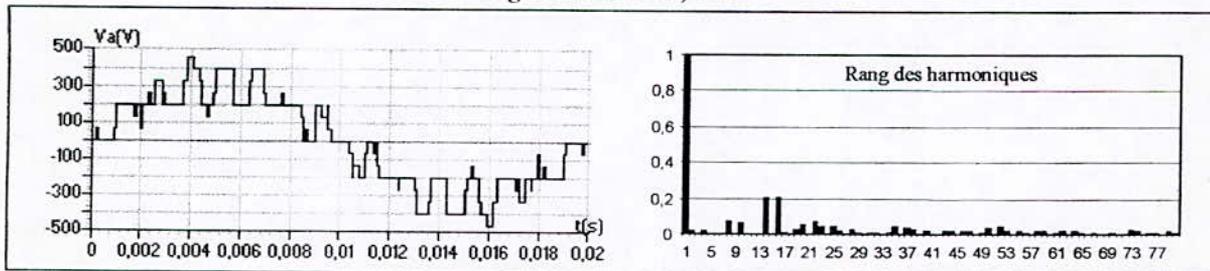


Fig.IV.10.d-m=15,r=0.8

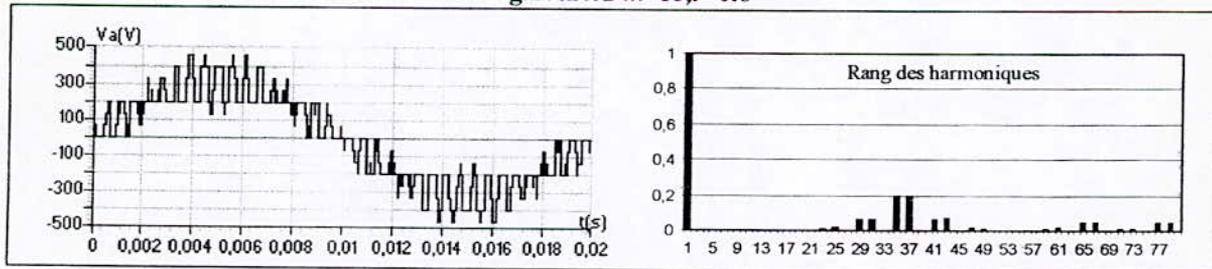


Fig.IV.10.e-m=36,r=0.8

Fig. IV.10.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

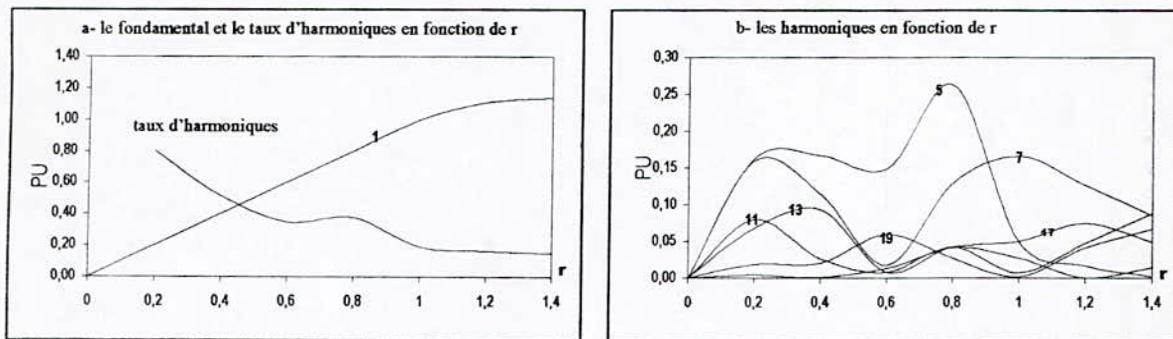


Fig. IV.11- Les caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux Commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=6$)

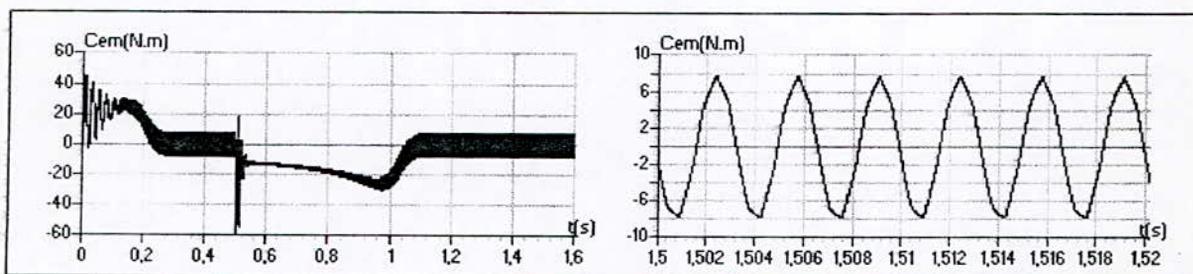


Fig.IV.12.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=6, r=0.8$).

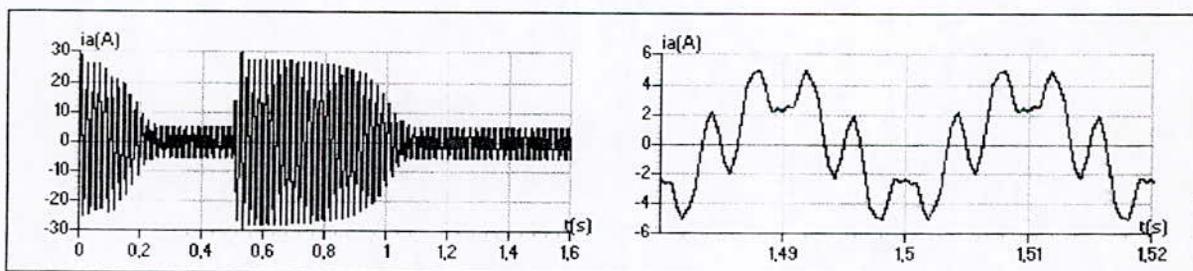


Fig.IV.12.b- Le courant statorique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=6, r=0.8$).

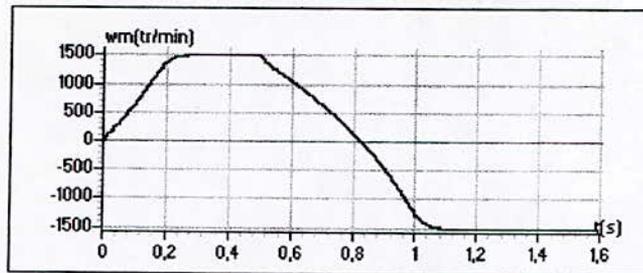


Fig.IV.12.c- La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=6, r=0.8$).

IV.2.2-Résultats de simulation

La remarque qu'on peut tirer pour cette stratégie est la suivante :

Les résultats obtenus par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses sont identiques à celles trouvées lors de l'application de la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, donc on peut dire que cette stratégie est similaire à la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse. La seule différence est dans la réalisation des circuits de commande.

IV.3- Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses

Plusieurs algorithmes sont proposés pour la commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses. Dans ce paragraphe, on va présenter un algorithme de commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses, Différentes porteuses sont possibles, à savoir, porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire, porteuse en dent de scie unipolaire ou bipolaire.

Comme pour la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse, cette stratégie est aussi caractérisée par l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

Dans cet algorithme, on utilise quatre porteuses triangulaires ($U_{p1}, U_{p2}, U_{p3}, U_{p4}$), décalées l'une par rapport à l'autre d'un niveau de tension U_{pm} (fig.IV.1), d'où les équations suivantes des porteuses :

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} 2U_{pm} \frac{t}{T_p}; & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ 2U_{pm} \left(1 - \frac{t}{T_p}\right); & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (IV.9)$$

$$U_{p2}(t) = U_{p1}(t) + U_{pm}$$

$$U_{p3}(t) = U_{p1}(t) - U_{pm}$$

$$U_{p4}(t) = U_{p1}(t) - 2U_{pm}$$

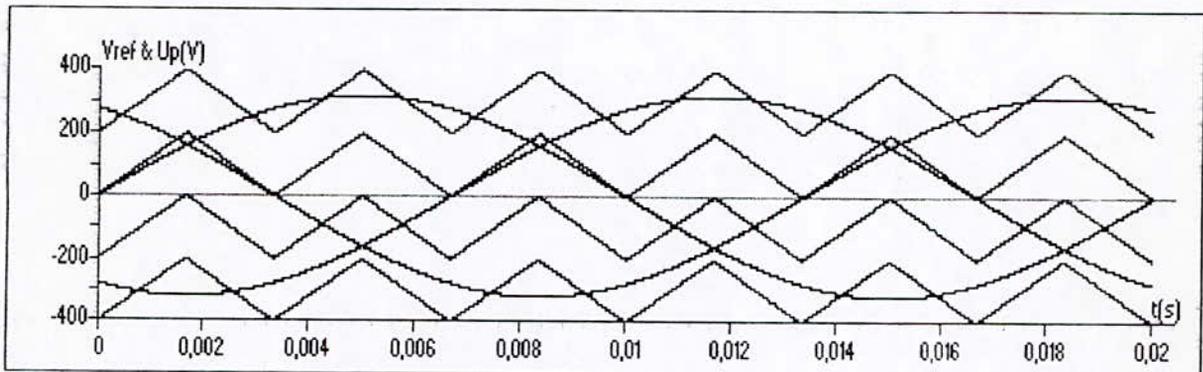


Fig.IV.13- Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=6, r=0.8$)

IV.3.1- Algorithme de commande

1^{er} étape : détermination des tensions intermédiaires ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$) :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_c \\ V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_c \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \\ V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \\ V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -2U_c \end{cases} \quad (IV.10)$$

2^{ème} étape : détermination du signal V_{kM} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$\begin{cases}
 V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \\
 V_{kM} = 2U_C \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 1 \\
 V_{kM} = U_C \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 1 ; B_{k3} = 0 \\
 V_{kM} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0 \\
 V_{kM} = -U_C \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 1 \\
 V_{kM} = -2U_C \Rightarrow B_{k1} = 0 ; B_{k2} = 0 ; B_{k3} = 0
 \end{cases}
 \tag{IV.11}$$

L'algorithme de commande peut être représenté par le réseau de Petri suivant :

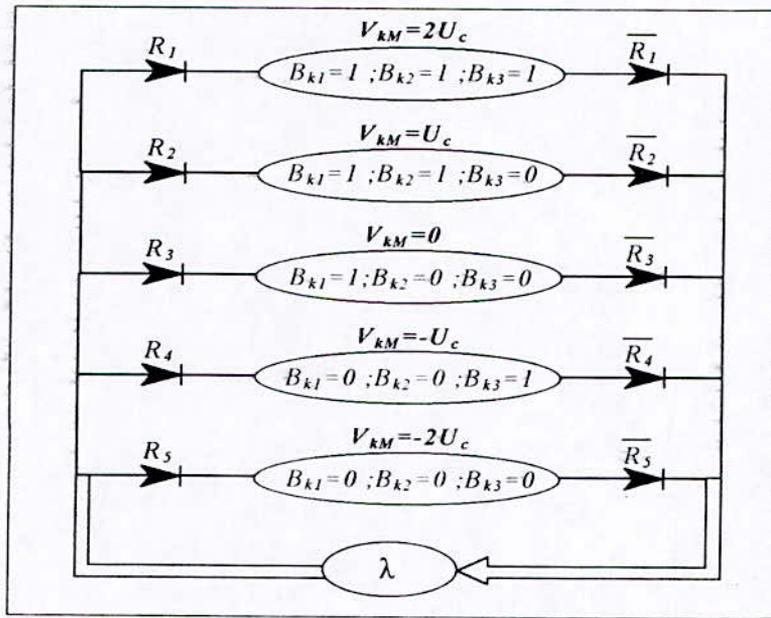


Fig.IV.14- Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses de l'onduleur NPC triphasé à cinq niveaux

En posant :

$$\begin{cases}
 C_1 = V_{refk} \geq U_{p4} \\
 C_2 = V_{refk} < U_{p4} \\
 C_3 = V_{refk} \geq U_{p3} \\
 C_4 = V_{refk} < U_{p3} \\
 C_5 = V_{refk} \geq U_{p2} \\
 C_6 = V_{refk} < U_{p2} \\
 C_7 = V_{refk} \geq U_{p1} \\
 C_8 = V_{refk} < U_{p1}
 \end{cases}
 \tag{IV.12}$$

Les R_i sont des fonctions des C_i et elles sont données par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 R_1 &= (C_1 \& C_3 \& C_5 \& C_7) \\
 R_2 &= (C_1 \& C_3 \& C_5 \& C_8) + (C_1 \& C_4 \& C_5 \& C_7) + (C_1 \& C_3 \& C_6 \& C_7) + (C_2 \& C_3 \& C_5 \& C_7) \\
 R_3 &= (C_1 \& C_4 \& C_5 \& C_8) + (C_1 \& C_3 \& C_6 \& C_8) + (C_1 \& C_4 \& C_6 \& C_7) + (C_2 \& C_3 \& C_5 \& C_8) + \\
 &\quad (C_2 \& C_3 \& C_6 \& C_7) \\
 R_4 &= (C_1 \& C_4 \& C_6 \& C_8) + (C_2 \& C_3 \& C_6 \& C_8) + (C_2 \& C_4 \& C_5 \& C_8) + (C_2 \& C_4 \& C_6 \& C_7) \\
 R_5 &= (C_2 \& C_4 \& C_6 \& C_8)
 \end{aligned}
 \tag{IV.13}$$

Les figures (IV.15.*) représentent la tension de sortie V_A et son spectre pour différentes valeurs de m commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

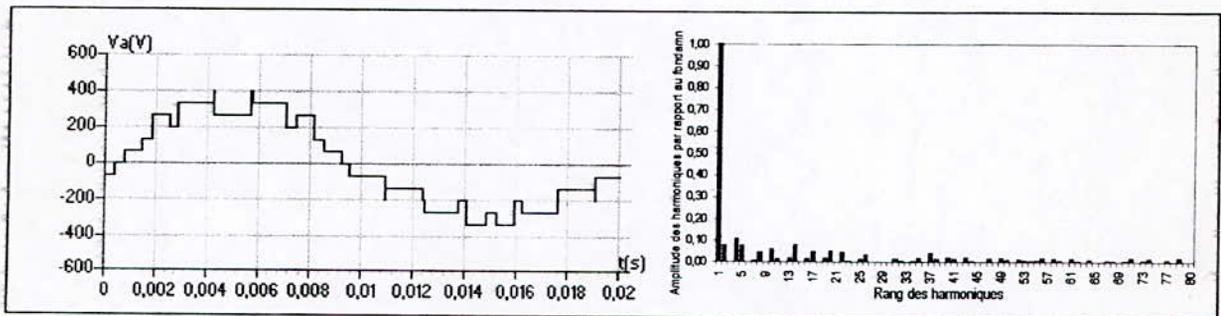


Fig. IV.15.a- $m=6, r=0.8$

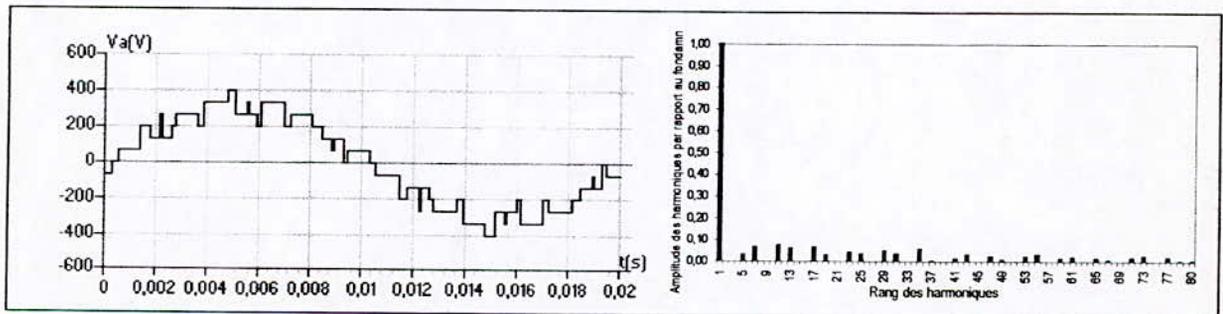


Fig. IV.15.b- $m=9, r=0.8$

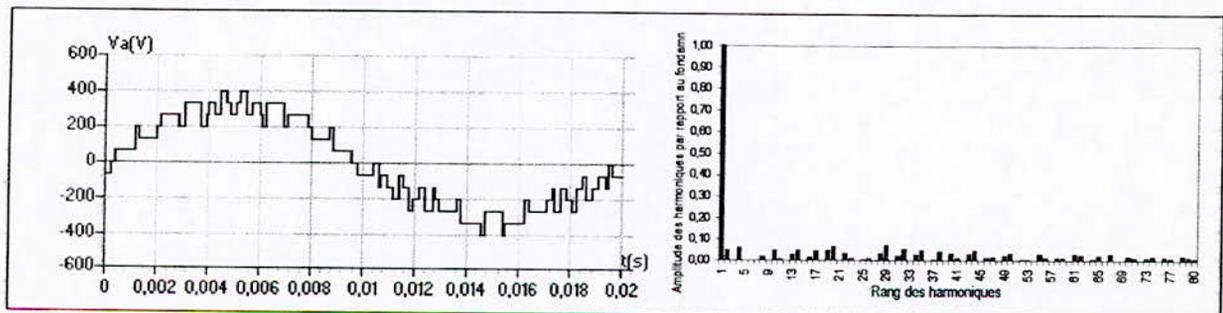


Fig. IV.15.c- $m=12, r=0.8$

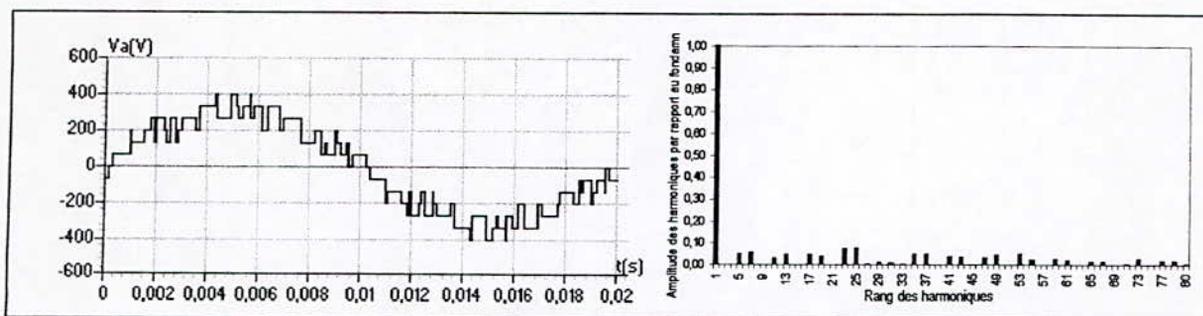


Fig. IV.15.d- $m=15, r=0.8$

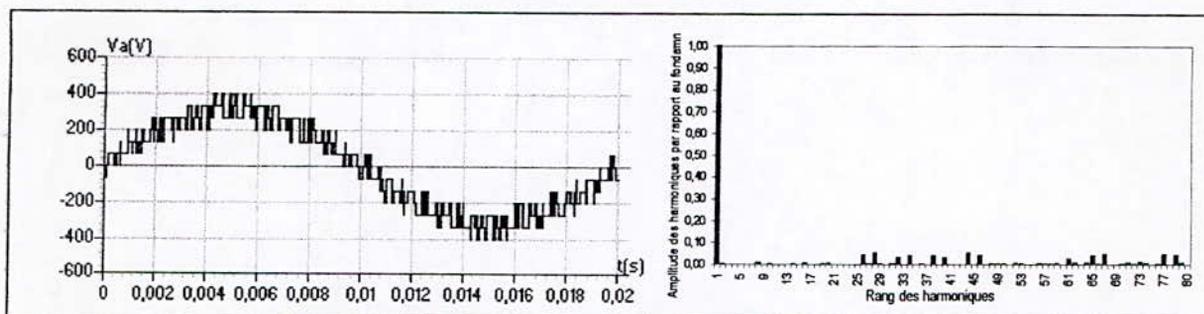


Fig. IV.15.e- $m=36, r=0.8$

Fig. IV.15.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

Les figures (IV.16.*) montrent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

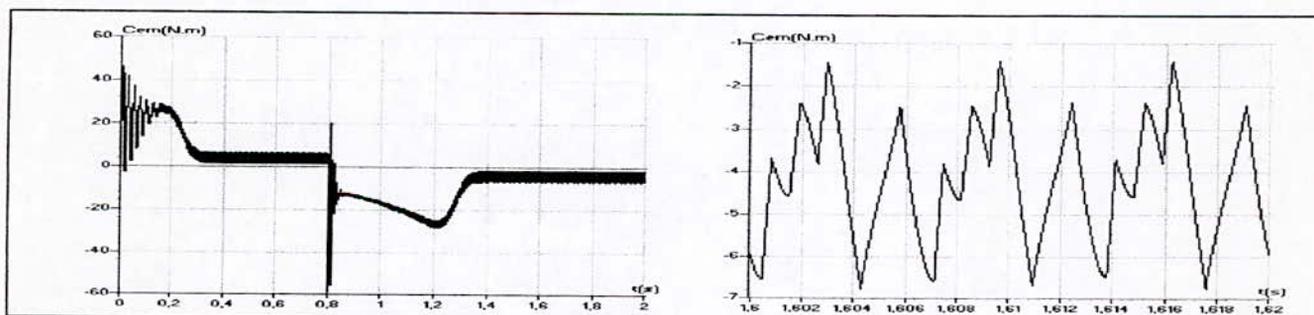


Fig.IV.16.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

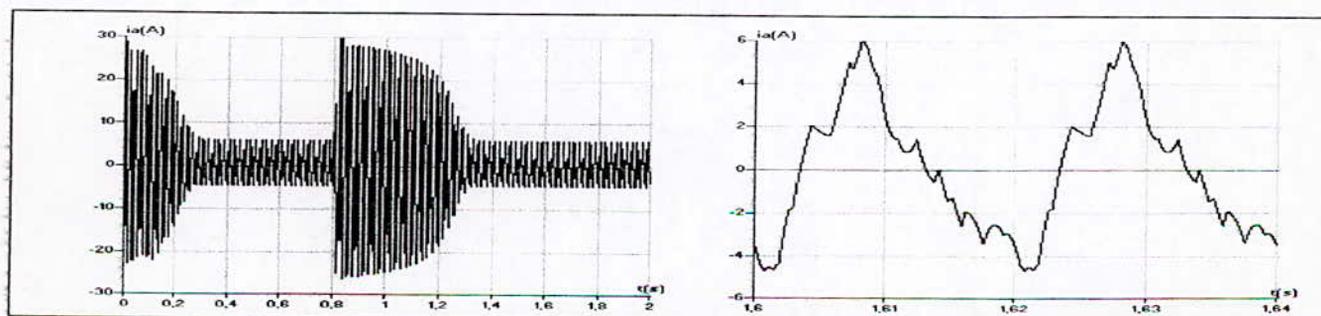


Fig.IV.16.b- Le courant i_A transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

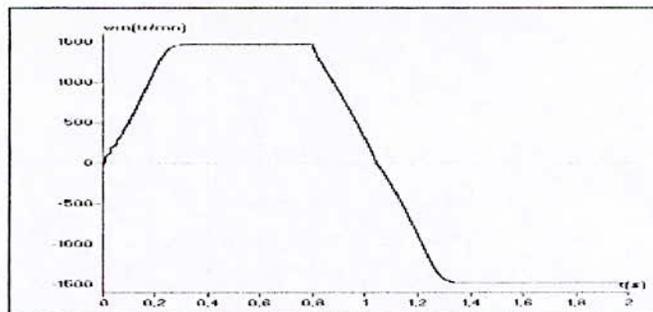


Fig.IV.16.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

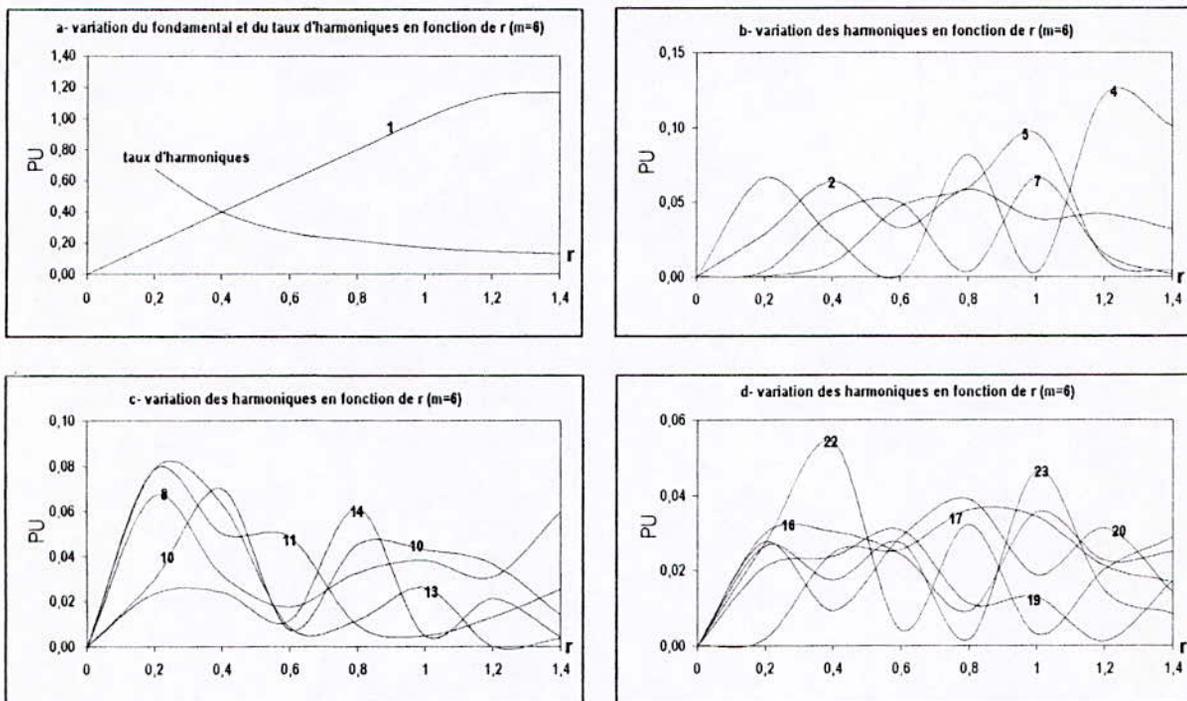


Fig.IV.16.*- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=6$).

IV.3.2-Résultats de simulation

On note que :

- La présence des harmoniques pairs et impairs dans le cas de m impair, et seulement des harmoniques impairs dans le cas contraire.
- Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur à cause de la présence des harmoniques de rang 2 et 4.
- L'allure de la vitesse est presque identique pour les deux algorithmes. La machine atteint la vitesse de 1460 tr/mn au bout de 0.28 seconde.
- La caractéristique de réglage obtenue avec cet algorithme est linéaire de 0 à 1.15Uc.

IV.4- Modulation vectorielle

IV.4.1- Principe de la stratégie

Cette stratégie de commande utilise une ou quatre porteuses. Dans notre cas, on va travailler avec la stratégie de modulation vectorielle à quatre porteuses bipolaires en dents de scie.

Cette stratégie repose sur la propriété que l'onduleur à cinq niveaux est une association en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

On définit à partir du vecteur de référence $V_{sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$ quatre nouveaux vecteurs de référence $V_{sref1}, V_{sref2}, V_{sref3}$ et V_{sref4} . Ces nouveaux vecteurs de référence sont définis comme suit :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + 2V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \\ V_{sref4}[i] = V_{sref}[i] - 2V_0 \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3 \quad (IV.14)$$

La tension V_0 de fréquence $3f$ (f est la fréquence des tensions du vecteur de référence) est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = \frac{\{ \max(V_{sref}) + \min(V_{sref}) \}}{4} \quad (IV.15)$$

U_{p1}, U_{p2}, U_{p3} et U_{p4} sont les quatre porteuses triangulaires (les mêmes que celles utilisées dans la commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses triangulaires).

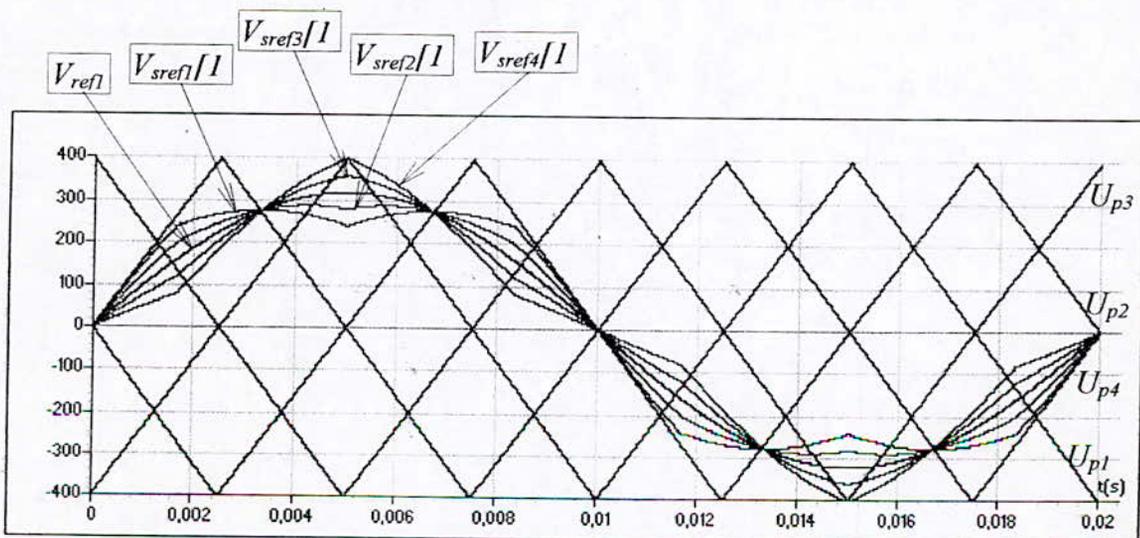


Fig.IV.17- Différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle.

IV.4.2- Algorithme de commande

L'algorithme de commande des interrupteurs de l'onduleur pour cette stratégie est le suivant :

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}[i]$, $V_{2M}[i]$, $V_{3M}[i]$ et $V_{4M}[i]$ (images des sortie des quatre onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à cinq niveaux)

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 2U_c \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = U_c \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = U_c \\ V_{sref2}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{cases} \quad (IV.16)$$

$$\begin{cases} V_{sref3}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = 0 \\ V_{sref3}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = -U_c \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{sref4}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -U_c \\ V_{sref4}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -2U_c \end{cases}$$

Etape 2 : détermination de la variable intermédiaire $V_{0M}[i]$ image de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et des ordres de commande des interrupteurs :

$$V_{0M}[i] = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i] \quad (IV.17)$$

d'où les commandes des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{0M}[i] = 2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1; \\ V_{0M}[i] = U_c & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0; \\ V_{0M}[i] = 0 & \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \\ V_{0M}[i] = -U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 1; \\ V_{0M}[i] = -2U_c & \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0; \end{cases} \quad (IV.18)$$

Les figures (IV.18.*) montrent que la tension présente des harmoniques pairs et impairs. Les harmoniques de rang 2 et 4 ont des amplitudes comparables. Les premiers harmoniques les plus importants en amplitude sont ceux de rang 8,10,14 et 16 pour $m=12$ (Fig.IV.18.a).

Les harmoniques sont centrés autour de la fréquence multiple de mf et non $4mf$ (Fig.IV.18.*).

Les figures (IV.19.*) montrent les caractéristiques de la conduite de la machine alimentée par l'onduleur triphasé commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=12, r=0.8$). Le moteur entraîne une charge imposant un couple résistant de 4 Nm. Le couple électromagnétique a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur à cause de l'interaction des harmoniques de rang 2 et 4 pour $m=12$.

La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental des tensions est linéaire de $r=0$ à 1, et le taux d'harmoniques décroît avec r (Fig.IV.20.*).

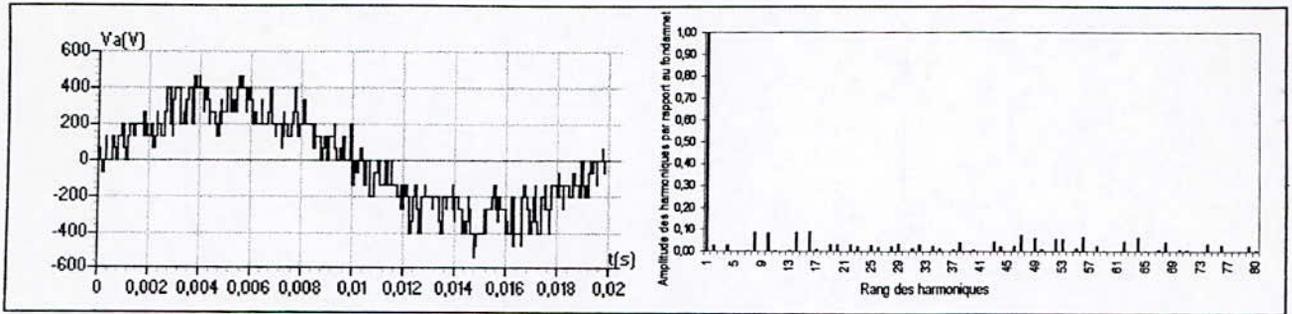


Fig. IV.18.a- $m=12, r=0.8$

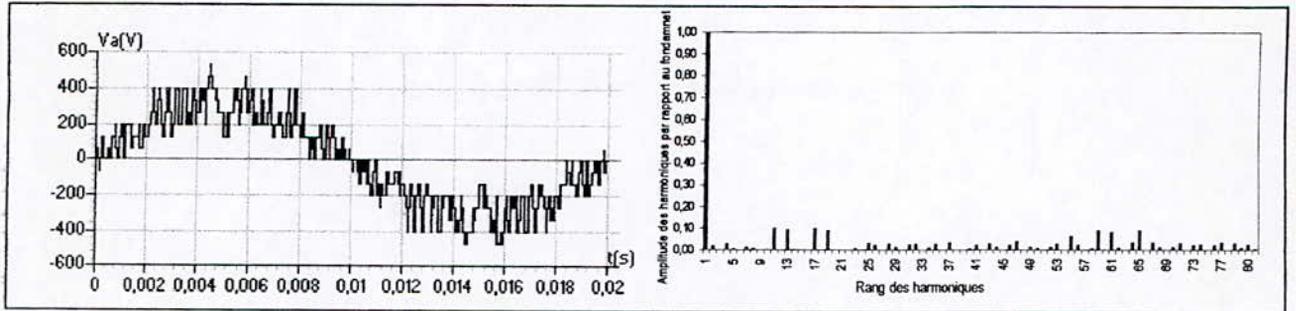


Fig. IV.18.b- $m=15, r=0.8$

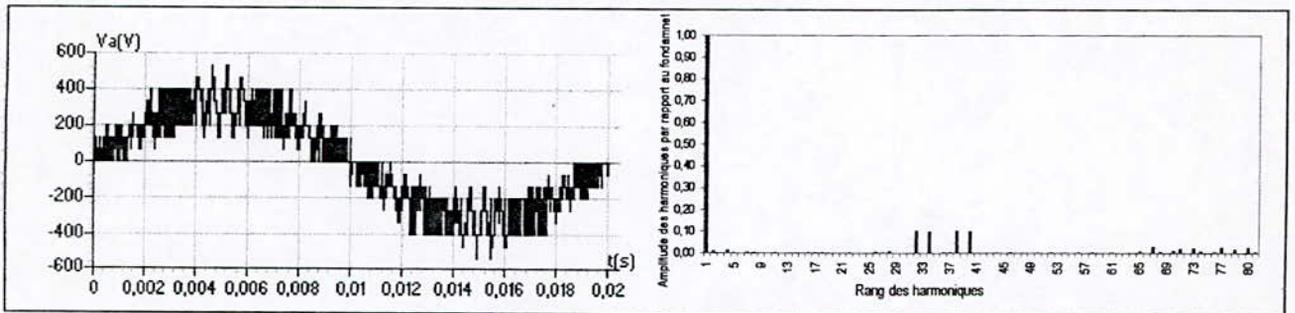


Fig. IV.18.c- $m=36, r=0.8$

Fig.IV.18.*- La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle.

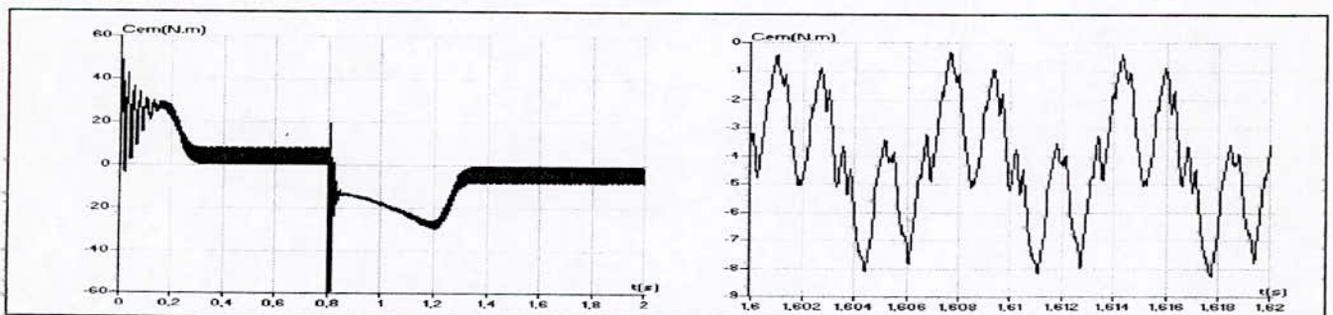


Fig.IV.19.a- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

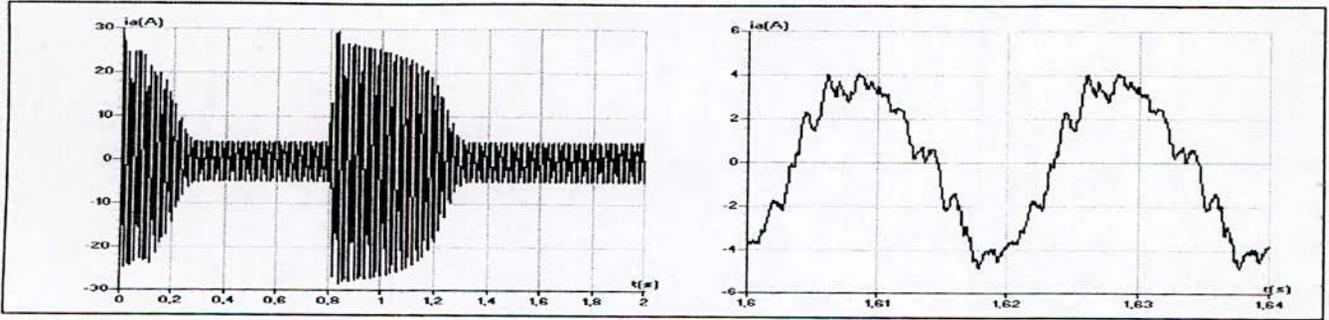


Fig.IV.19.b- Le courant i_A transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

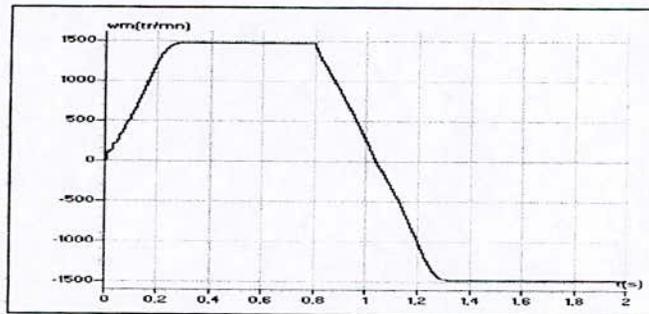


Fig.IV.19.c- La vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

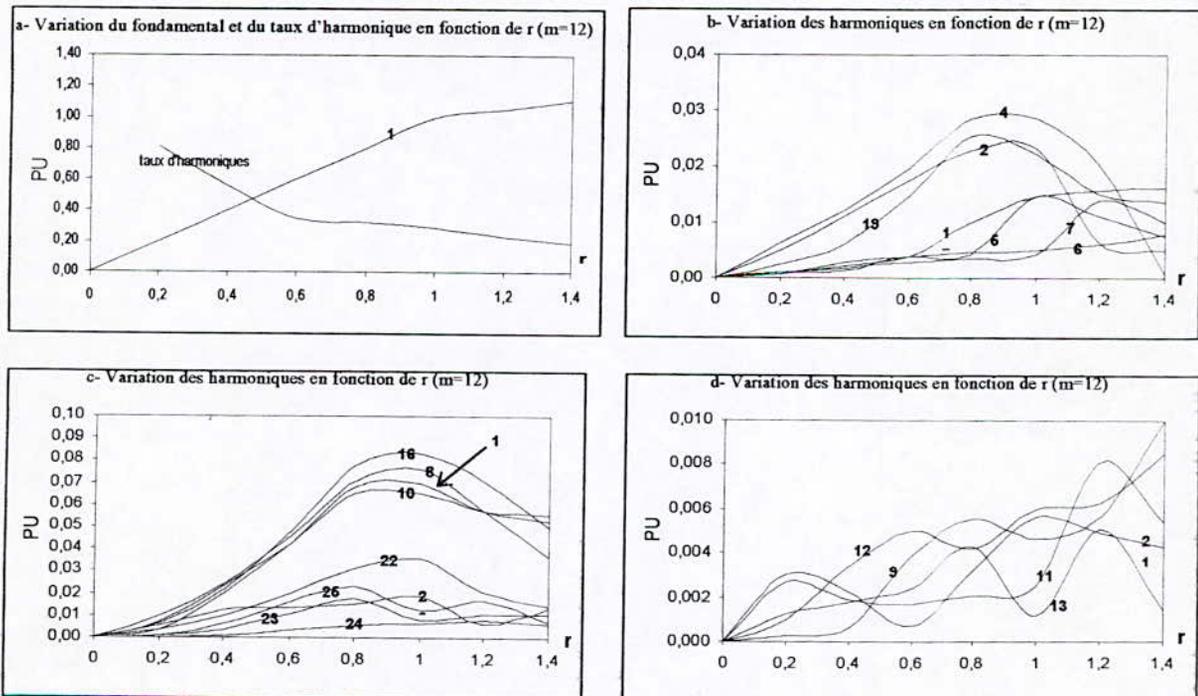


Fig.IV.20.*- Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié les différentes stratégies de commande des onduleurs de tension triphasés à cinq niveaux. Ces stratégies sont d'une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux et à trois niveaux.

Les stratégies triangulo-sinusoïdales et modulation vectorielle peuvent être réalisées soit en analogique ou en numérique (échantillonnage).

Le couple obtenu avec ces stratégies a une fréquence trois ou six fois celle de la tension de sortie. Le taux d'harmoniques décroît quand le taux de modulation augmente.

Chapitre V

*Commande vectorielle de la
machine asynchrone triphasée
alimentée par un onduleur
à cinq niveaux*

Introduction

Dans ce dernier chapitre, on va présenter la régulation de la vitesse et de la position d'une machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect, et alimentée par un onduleur à cinq niveaux. Comme nous avons vues dans le chapitre précédant, les deux stratégies de commande triangulo-sinusoïdales d'une porteuse et de deux porteuses sont identiques. Donc, il suffit d'appliquer une seule stratégie.

Ce chapitre sera composé de sept parties :

- 1- Présentation du schéma fonctionnel de l'association ;
- 2- Réglage classique de vitesse/position avec l'application de l'algorithme de deux porteuses pour la commande de l'onduleur ;
- 3- Réglage classique de vitesse/position avec l'application de l'algorithme de quatre porteuses bipolaires pour la commande de l'onduleur ;
- 4- Réglage classique de vitesse/position avec l'application de l'algorithme de modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur ;
- 5- Réglage flou de vitesse/position avec l'application de l'algorithme de deux porteuses pour la commande de l'onduleur ;
- 6- Réglage flou de vitesse/position avec l'application de l'algorithme de quatre porteuses bipolaires pour la commande de l'onduleur ;
- 7- Réglage flou de vitesse/position avec l'application de l'algorithme de modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur ;

V.1- Présentation du schéma fonctionnel de l'association

Le schéma fonctionnel de l'association onduleur-machine est le suivant :

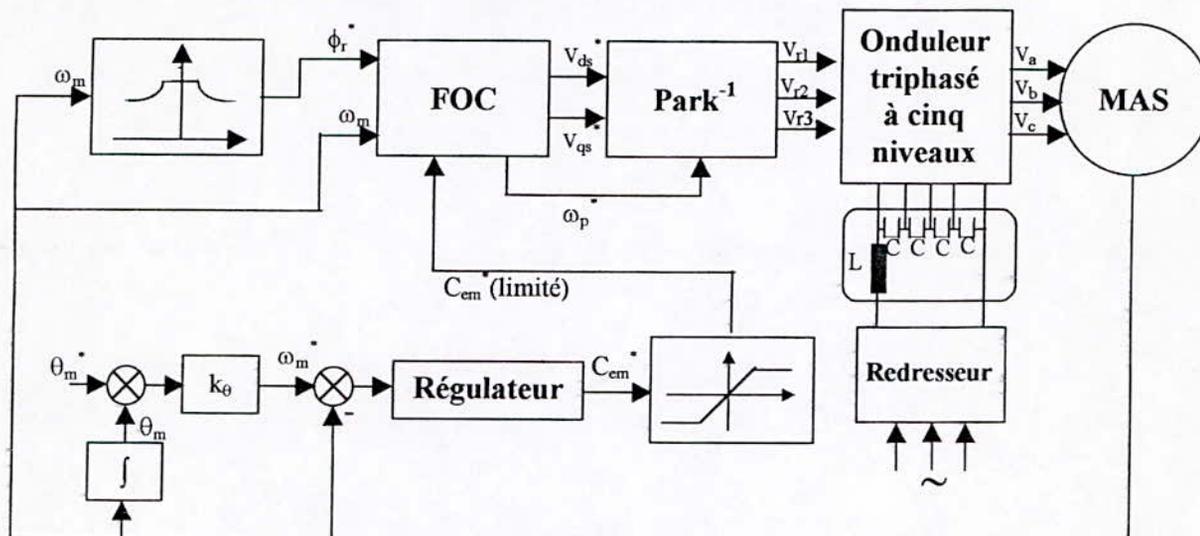


Fig.V.1- Schéma fonctionnel de l'association onduleur-machine pour la régulation de la vitesse/position.

V.2- Réglage classique de la vitesse/position de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux

V.2.1-La stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses

Nous avons appliqué le réglage de vitesse/position de la machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant un régulateur classique, et alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

V.2.1.1- Résultats de simulation

La figure (V.2) montre que la vitesse rattrape sa référence au bout de 0.27s, ainsi que le découplage est obtenu. La fréquence du couple égale à $m.f$ ($f=50\text{Hz}$).

D'après la figure (V.3), on remarque que l'application du réglage classique dans la commande vectorielle indirecte ne rejette pas la perturbation provoquée par l'application d'un échelon de couple résistant.

La figure (V.4) nous donne les performances de conduite de la machine lors de l'inversion du sens de rotation. Cela est obtenue après 0.38s, mais on remarque une pique de couple lors de cette opération.

Le réglage de position est obtenu dans un temps ne dépasse pas 0.18s et 0.28s pour l'inversion, mais une légère dégradation de découplage a été remarquée(Fig.V.5).

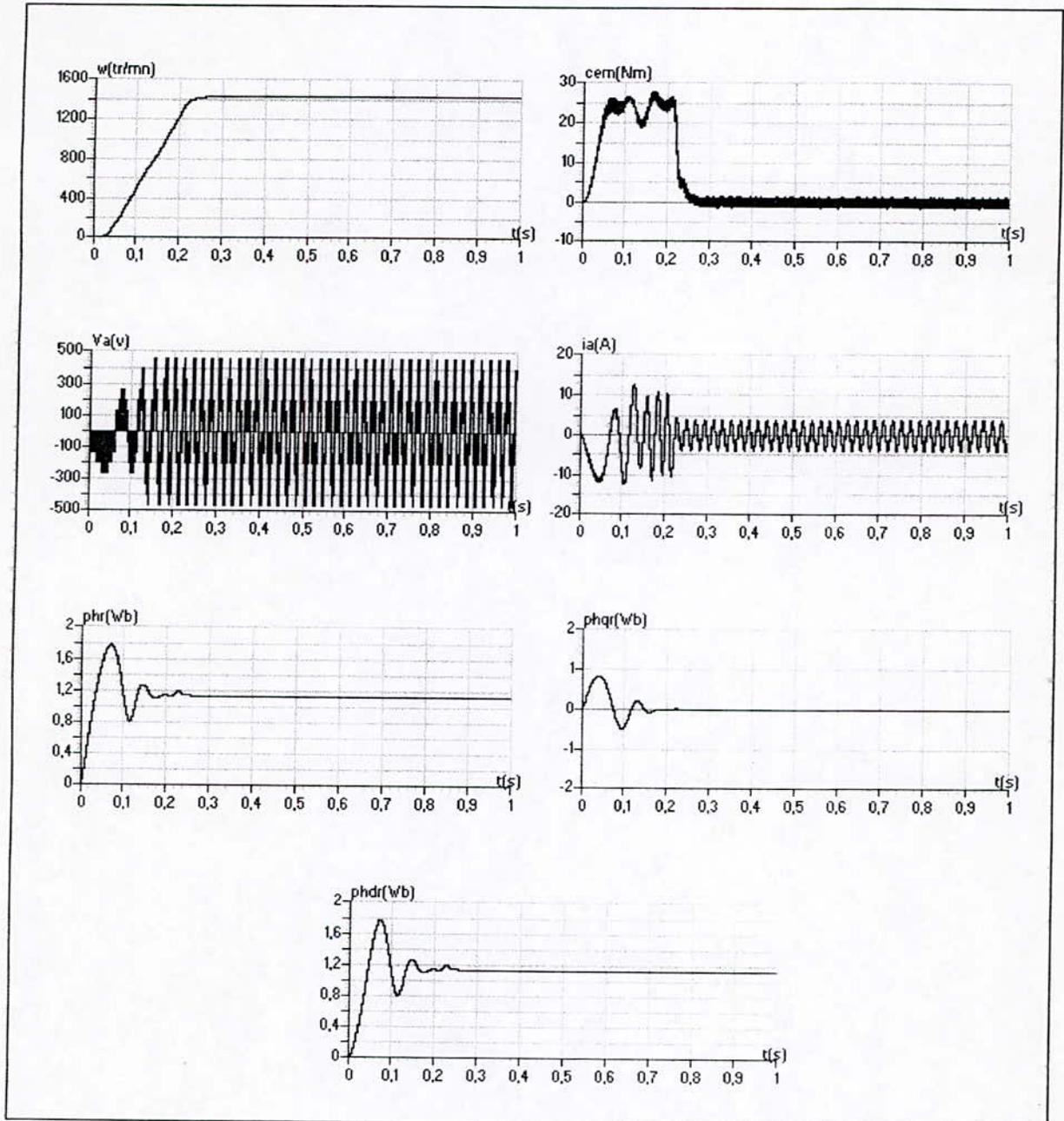


Fig.V.2- Performances de démarrage à vide d'une machine asynchrone triphasée contrôlée par la commande vectorielle indirecte et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses($m=36,r=0.8$)

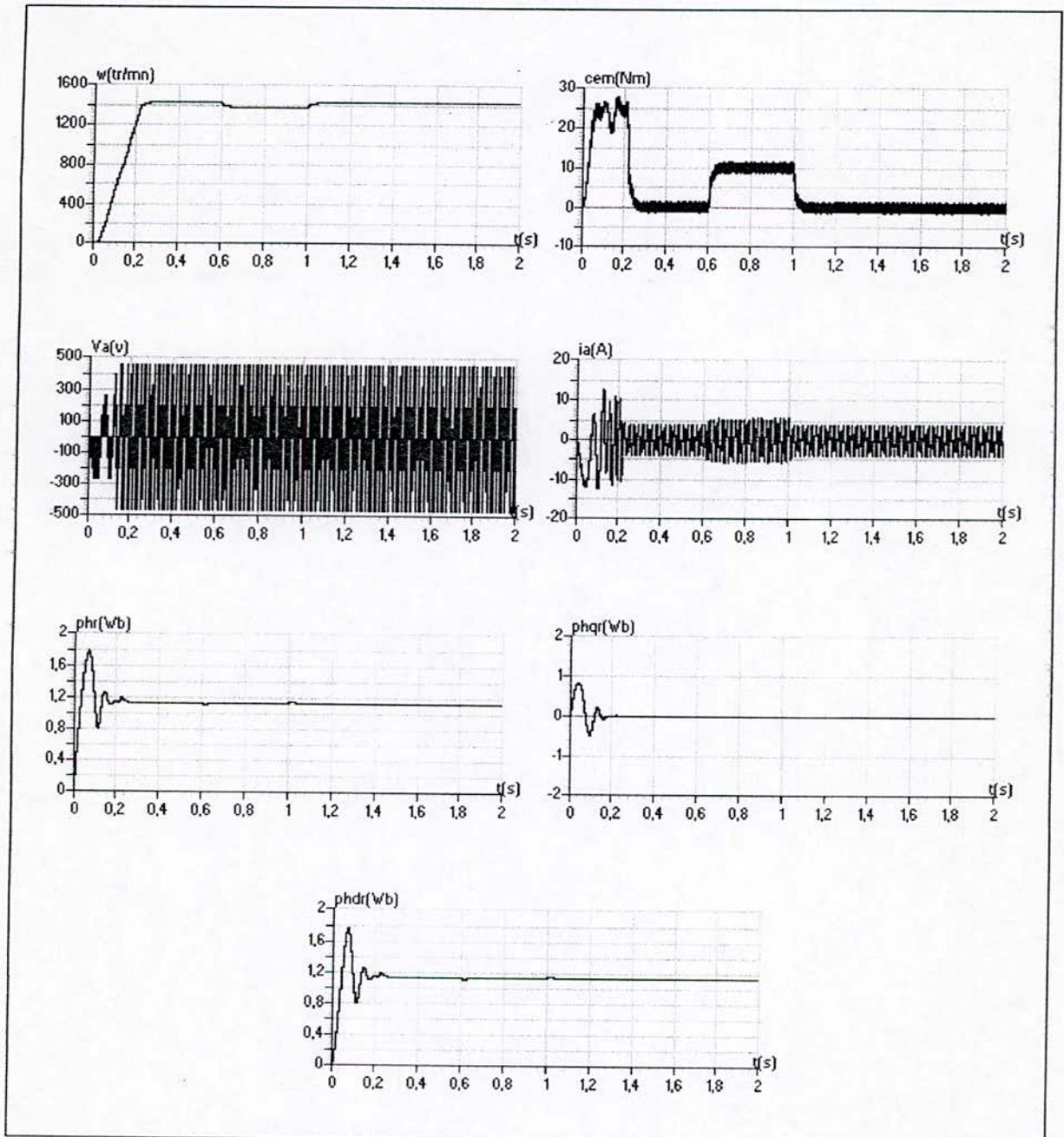


Fig. V.3- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec application d'un couple résistant entre $t=0.6$ et $1s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=36, r=0.8$).

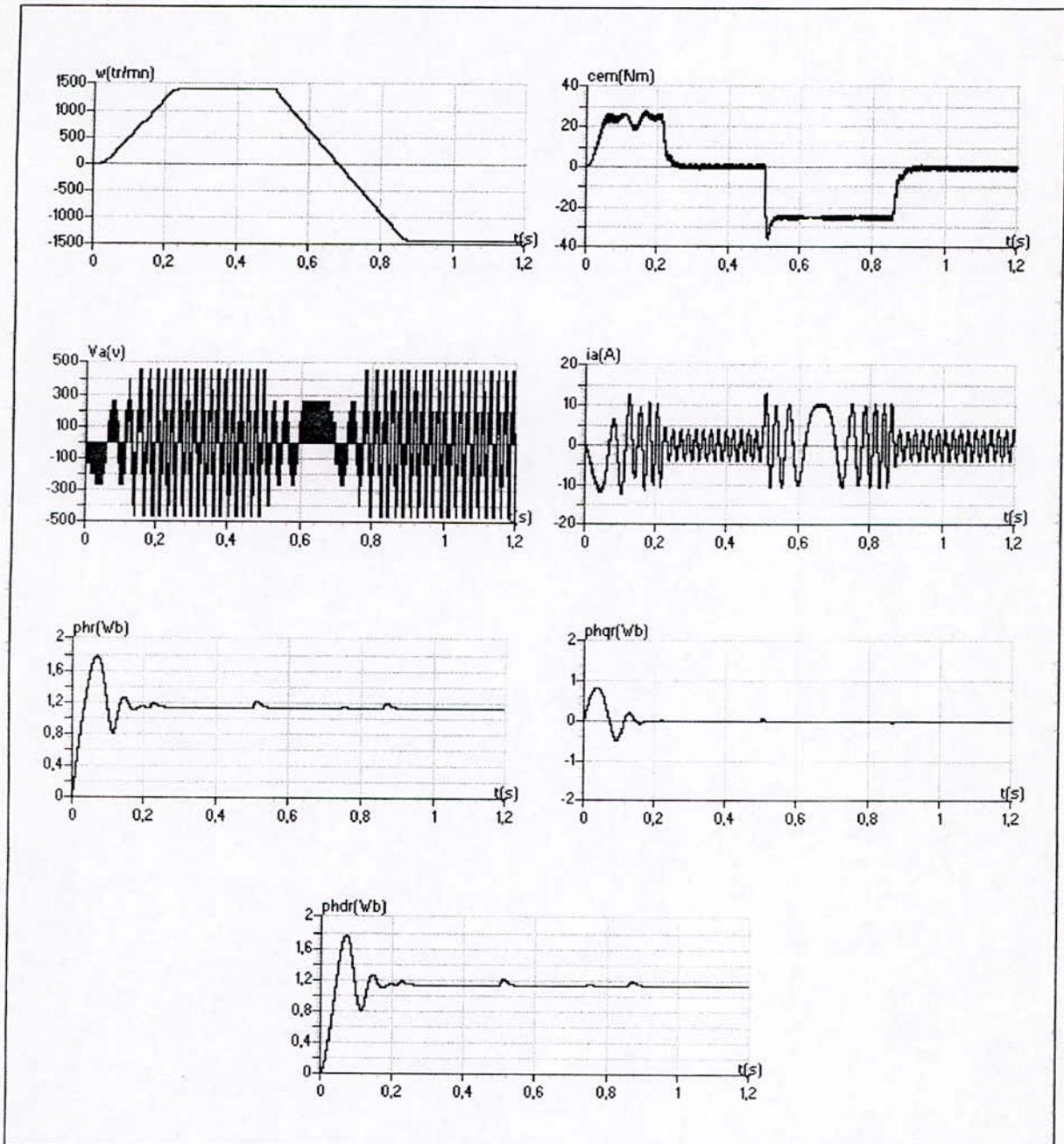


Fig.V.4- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec inversion du sens de rotation à $t=0.5s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=36, r=0.8$).

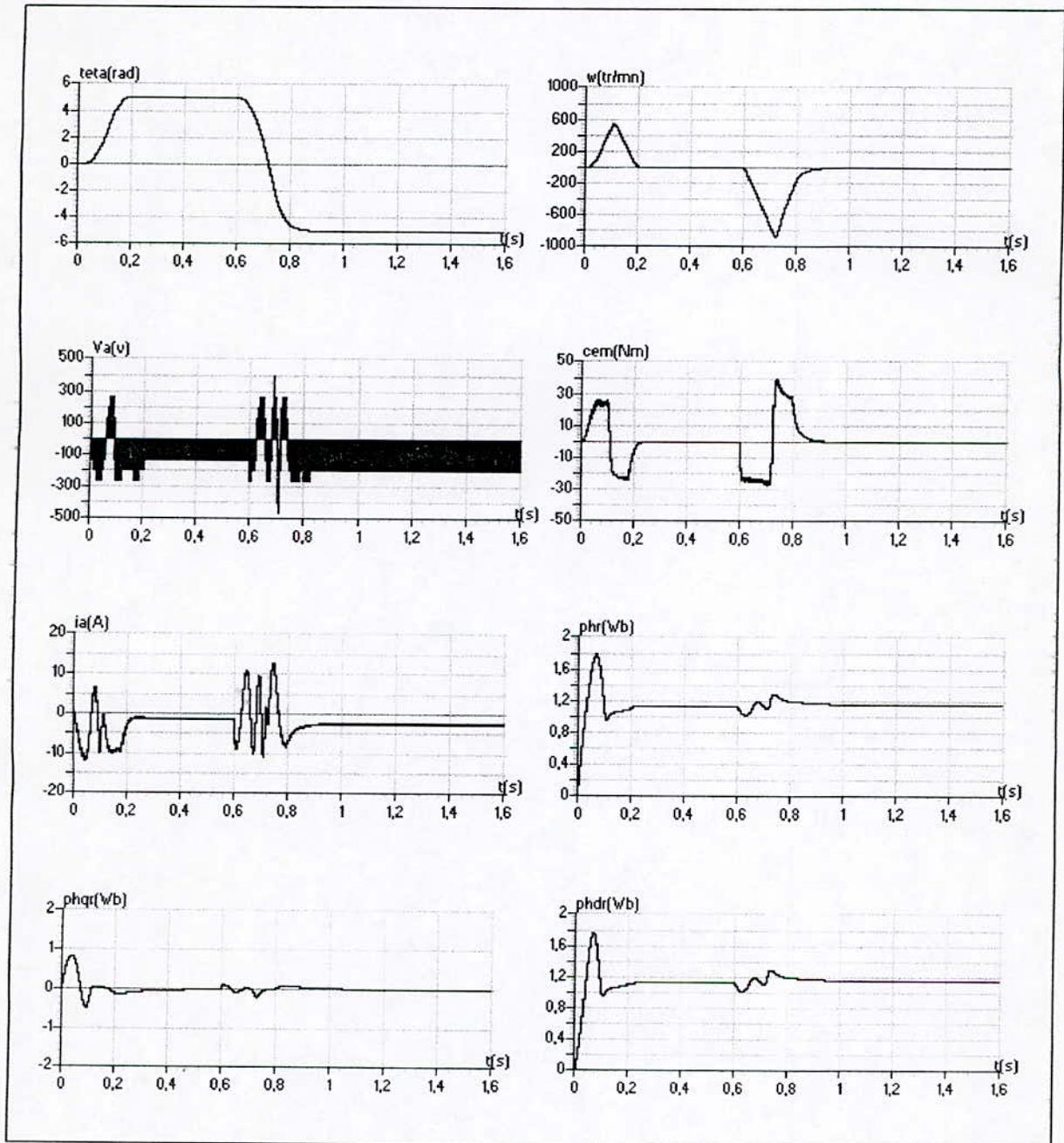


Fig.V.5- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec réglage de la position, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses($m=36, r=0.8$).

V.2.2-La stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses

Dans cette partie, on va introduire l'application de la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique de vitesse/position de la machine asynchrone triphasée, et alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.

V.2.2.1- Résultats de simulation

On a simulé le réglage de vitesse de la machine asynchrone à vide alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.

La figure (V.6) montre les performances de démarrage à vide de la machine asynchrone. On constate que le temps de réponse pour que la vitesse atteigne la référence est de 0.24s.

L'introduction d'une perturbation au système (couple résistant) entre 0.6 et 1s (fig.V.7) influe sur la dynamique de la machine asynchrone. On constate alors, que l'application du réglage classique dans la commande vectorielle indirecte ne rejette pas la perturbation.

La figure (V.8) montre les performances de la conduite de la machine lors de l'inversion du sens de rotation. L'inversion du sens de rotation est obtenue après 0.27s.

Pour le réglage de position, la position atteint sa référence au bout de 0.18s et 0.28s pour l'inversion, on remarque aussi qu'une légère dégradation de découplage (Fig.9).

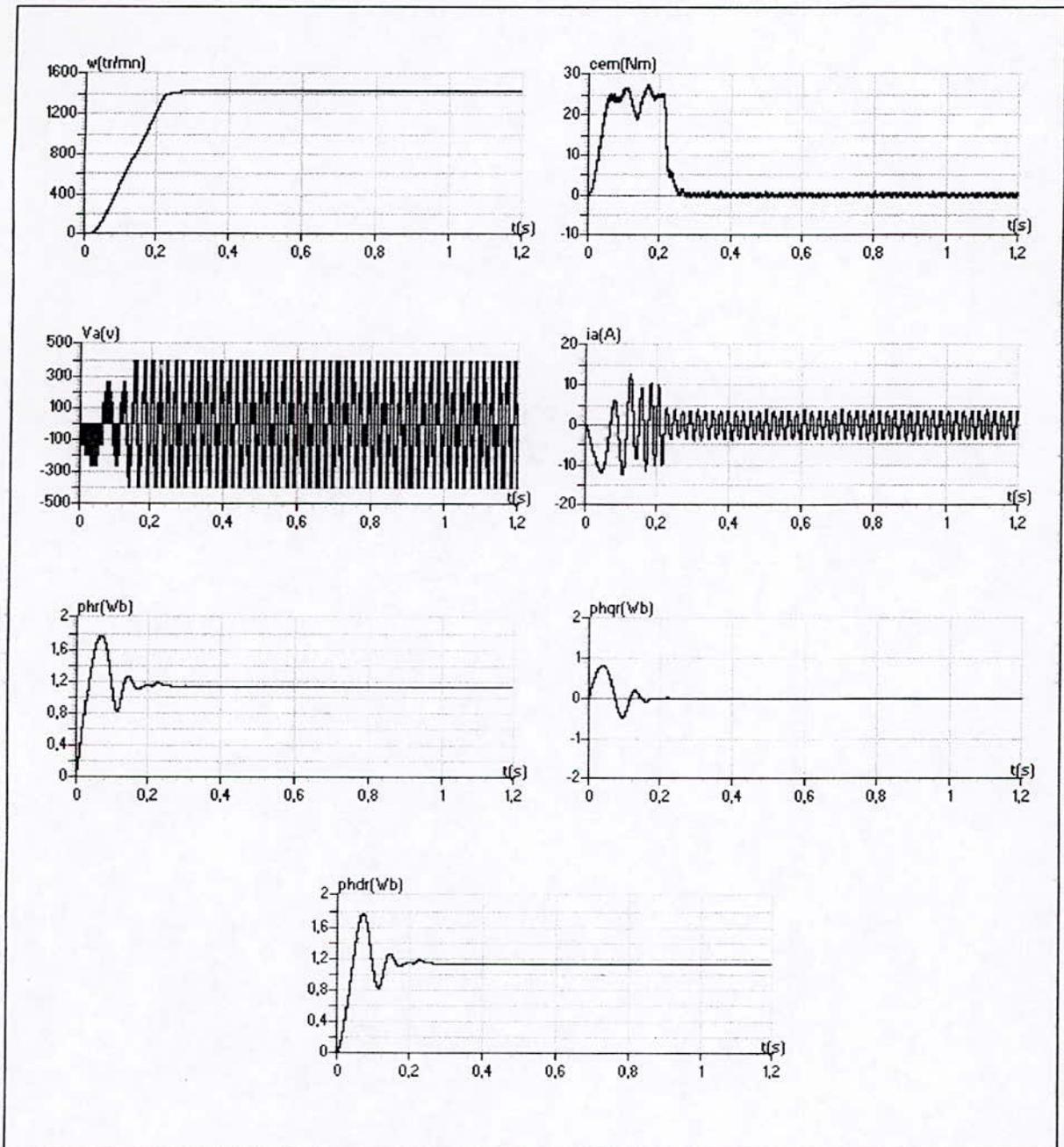


Fig.V.6- Performances de démarrage à vide d'une machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

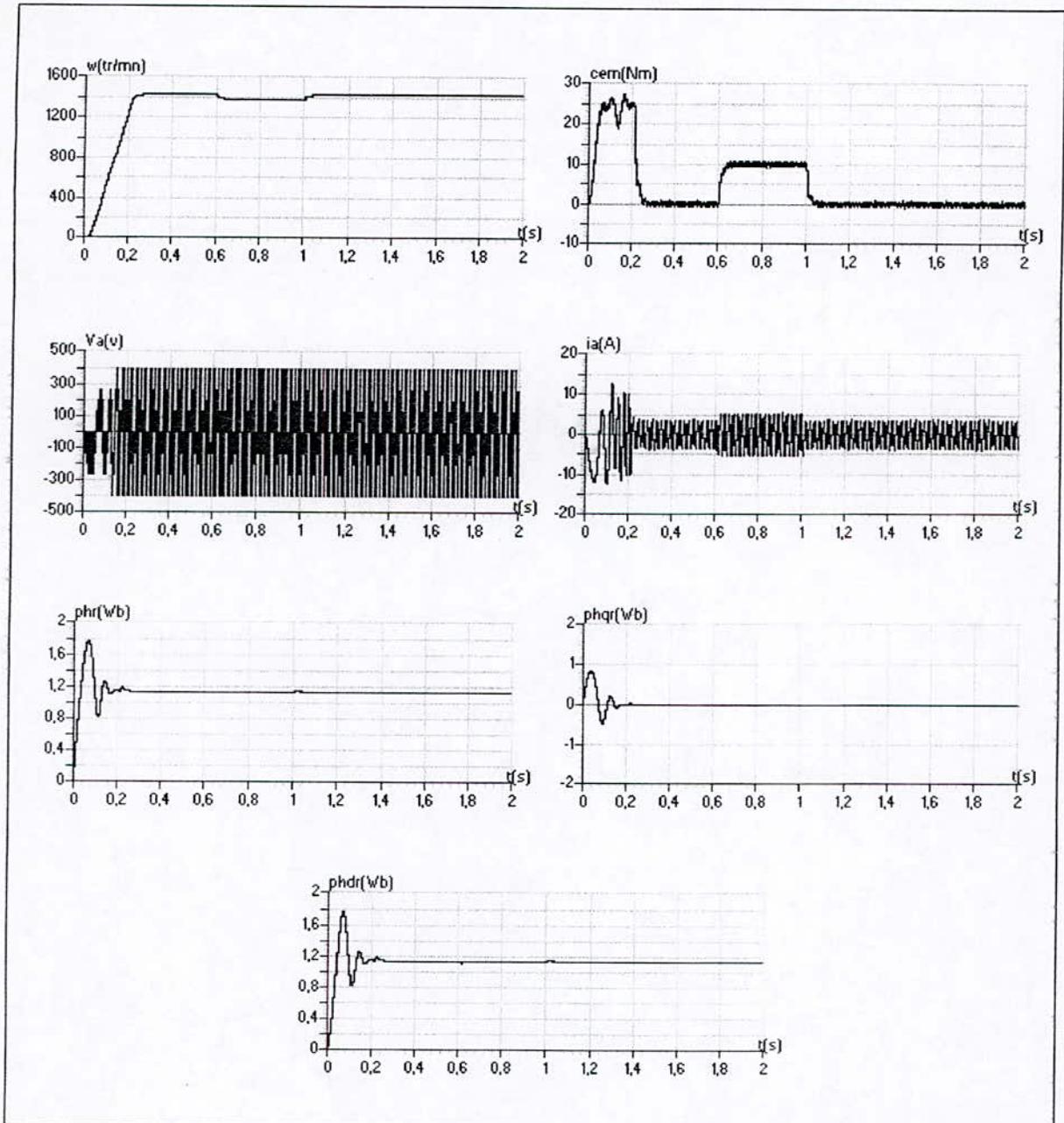


Fig.V.7- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec application d'un couple résistant entre 0.6 et 1s, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

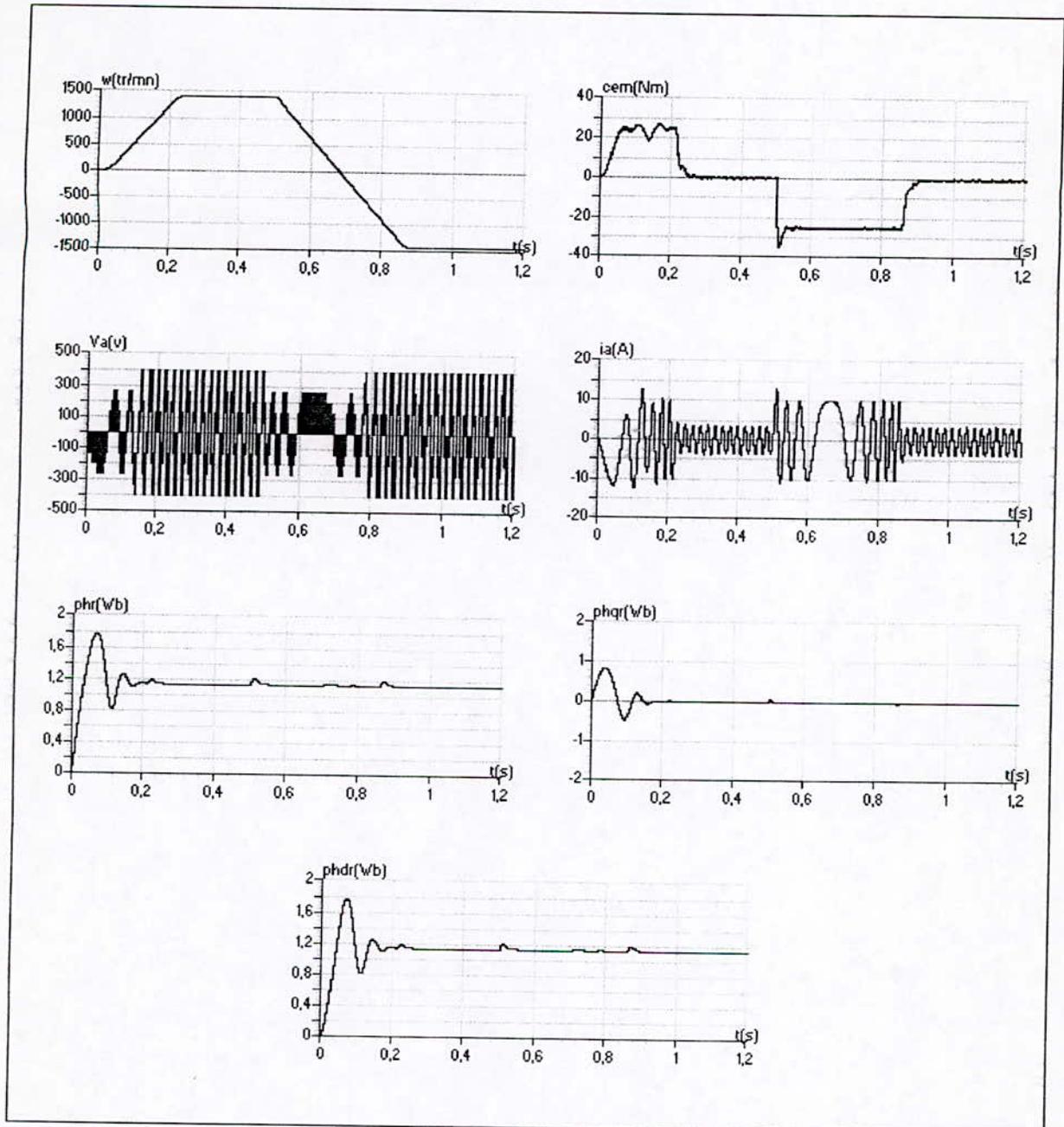


Fig.V.8- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec inversion du sens de rotation à $t=0.5s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$).

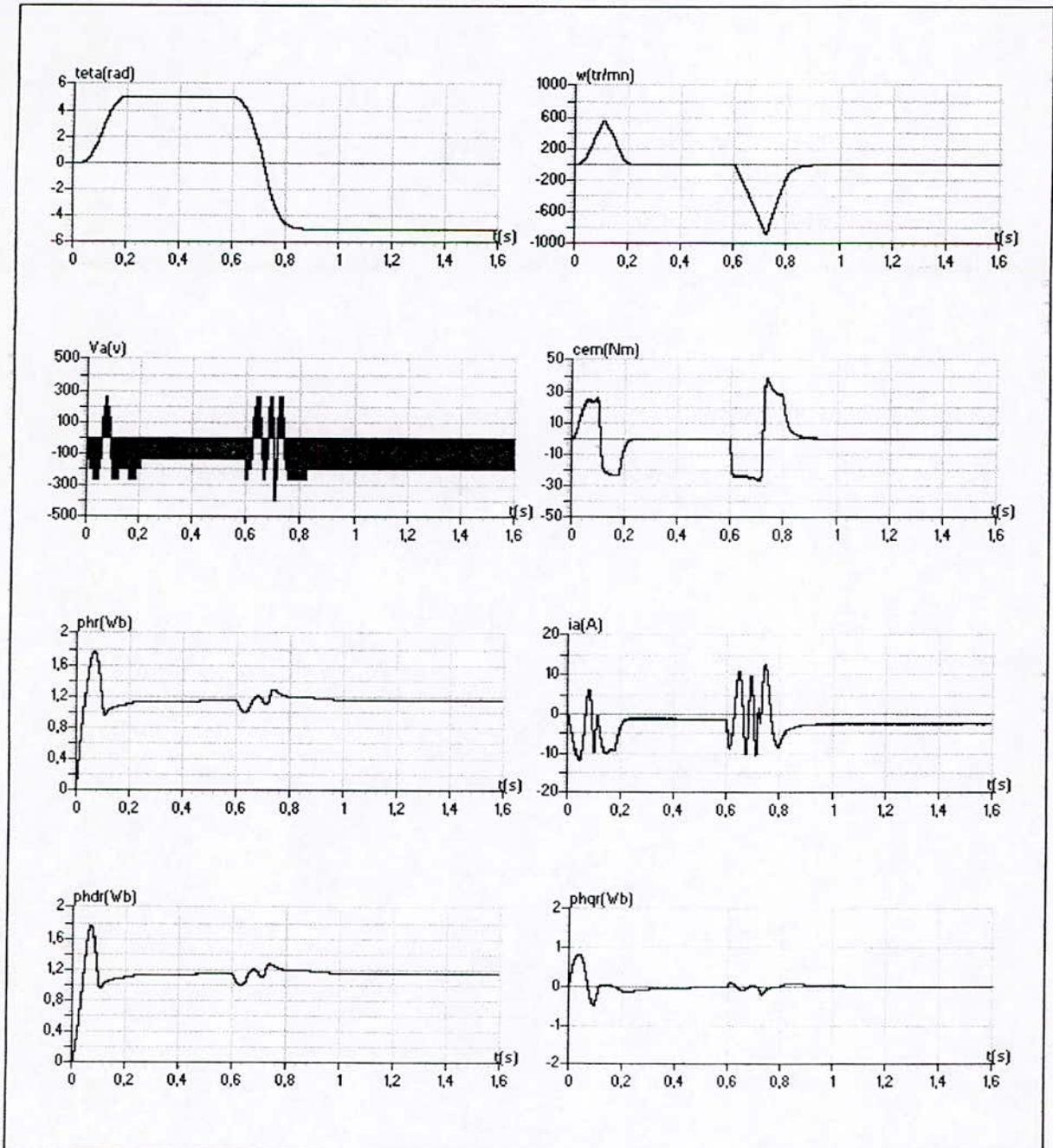


Fig.V.9- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec réglage de la position, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses($m=36,r=0.8$).

V.2.3-La stratégie de modulation vectorielle

Nous avons appliqué le réglage de vitesse/position de la machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique, et alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle.

V.2.3.1- Résultats de simulation

La figure (V.10) montre que 0.27s est suffisante pour que la vitesse rattrape sa référence, et montre aussi que le découplage est obtenu. La fréquence du couple égale à $m.f$ ($f=50\text{Hz}$).

D'après la figure (V.11), on remarque que l'application du réglage classique dans la commande vectorielle indirecte ne rejette pas la perturbation provoquée par l'application d'un échelon de couple résistant.

La figure (V.12) montre les performances de la conduite de la machine lors de l'inversion du sens de rotation qui est obtenue au bout de 0.37s, avec présence d'un pique de couple.

Pour le réglage de position, la position atteint sa référence en un temps ne dépassant pas 0.19s et 0.28s pour l'inversion. On a remarqué une légère dégradation de découplage (Fig.13).

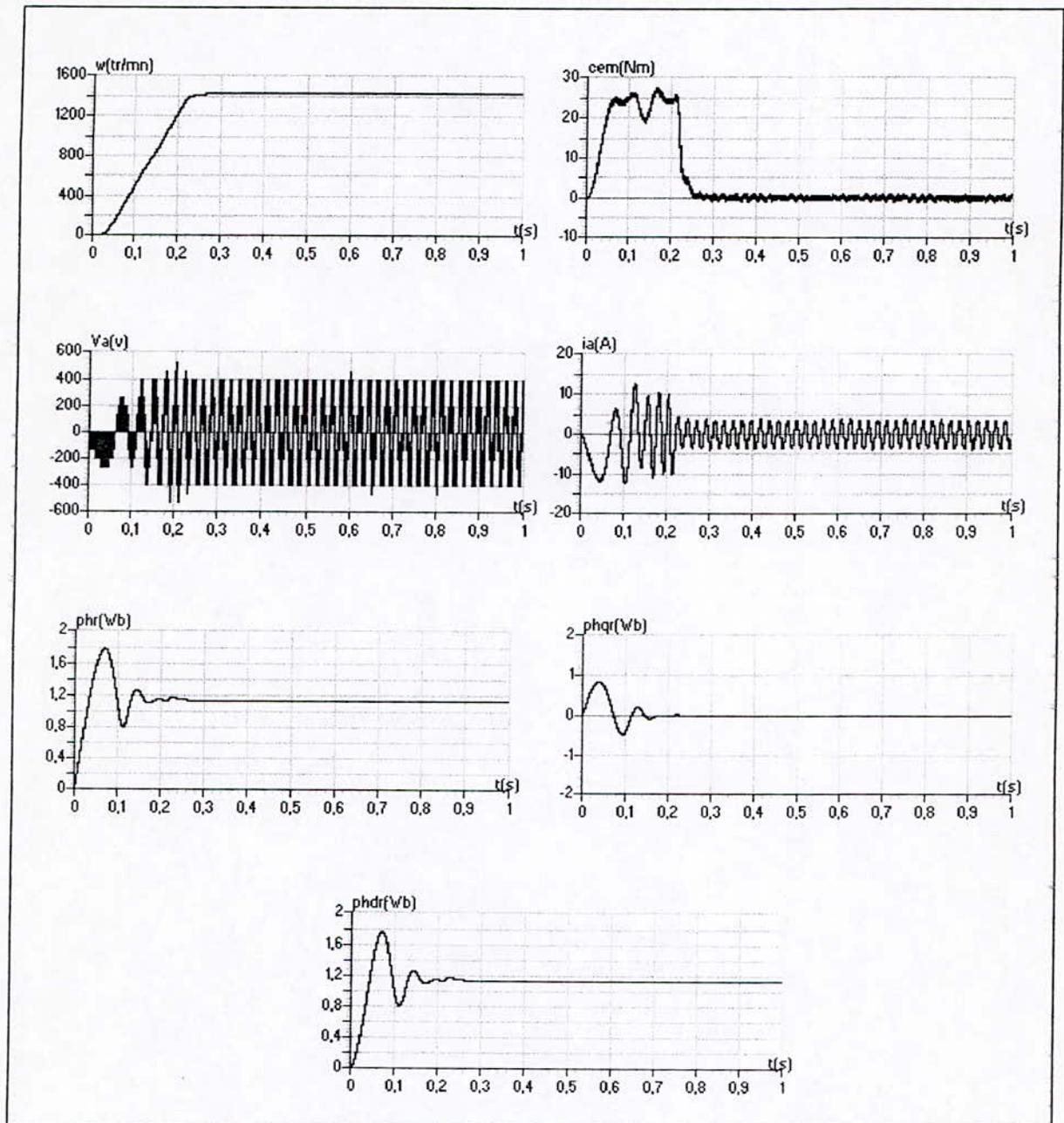


Fig.V.10- Performances de démarrage à vide d'une machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$)

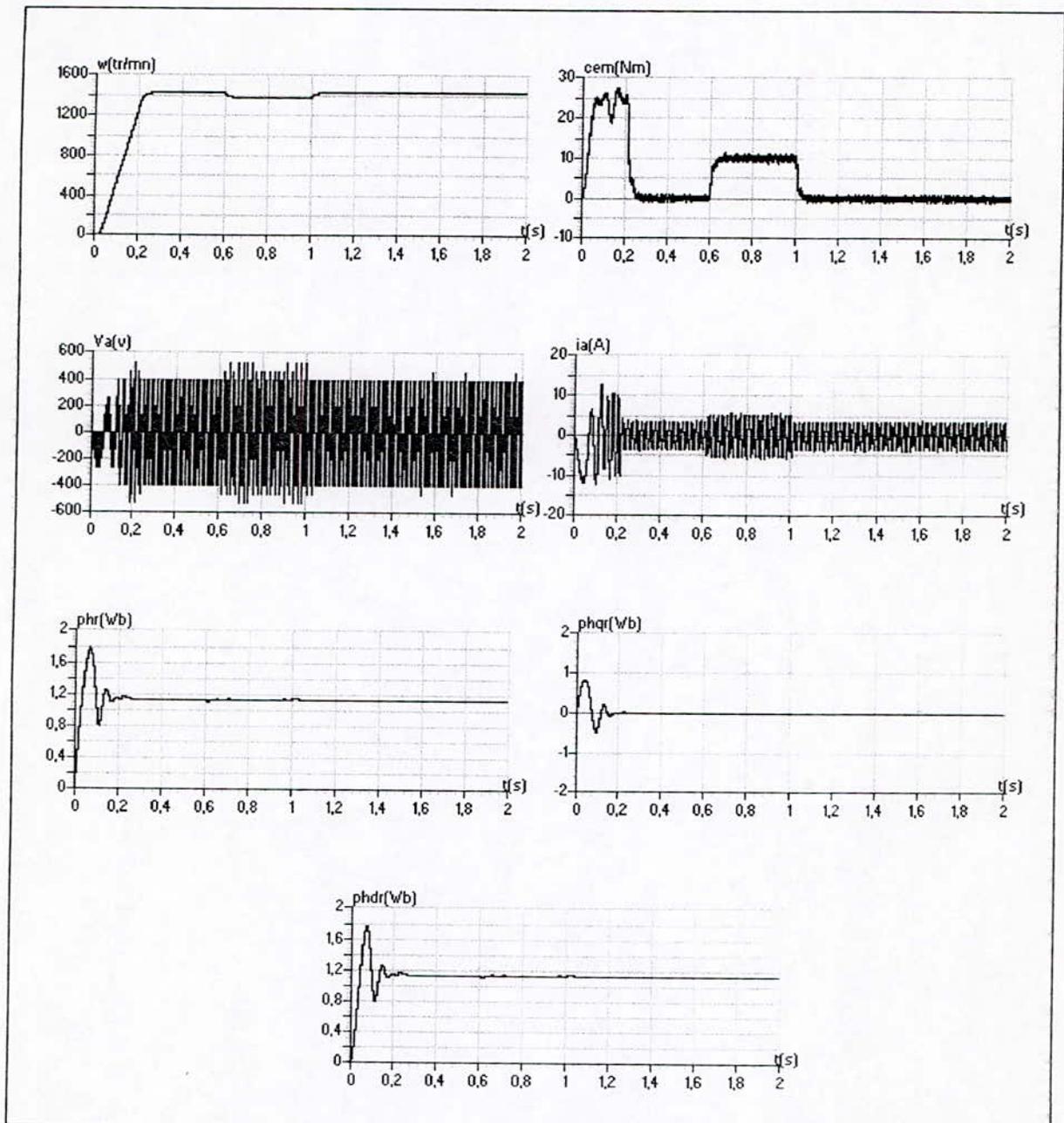


Fig.V.11- Les performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec application d'un couple résistant entre $t=0.6$ et $1s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$).

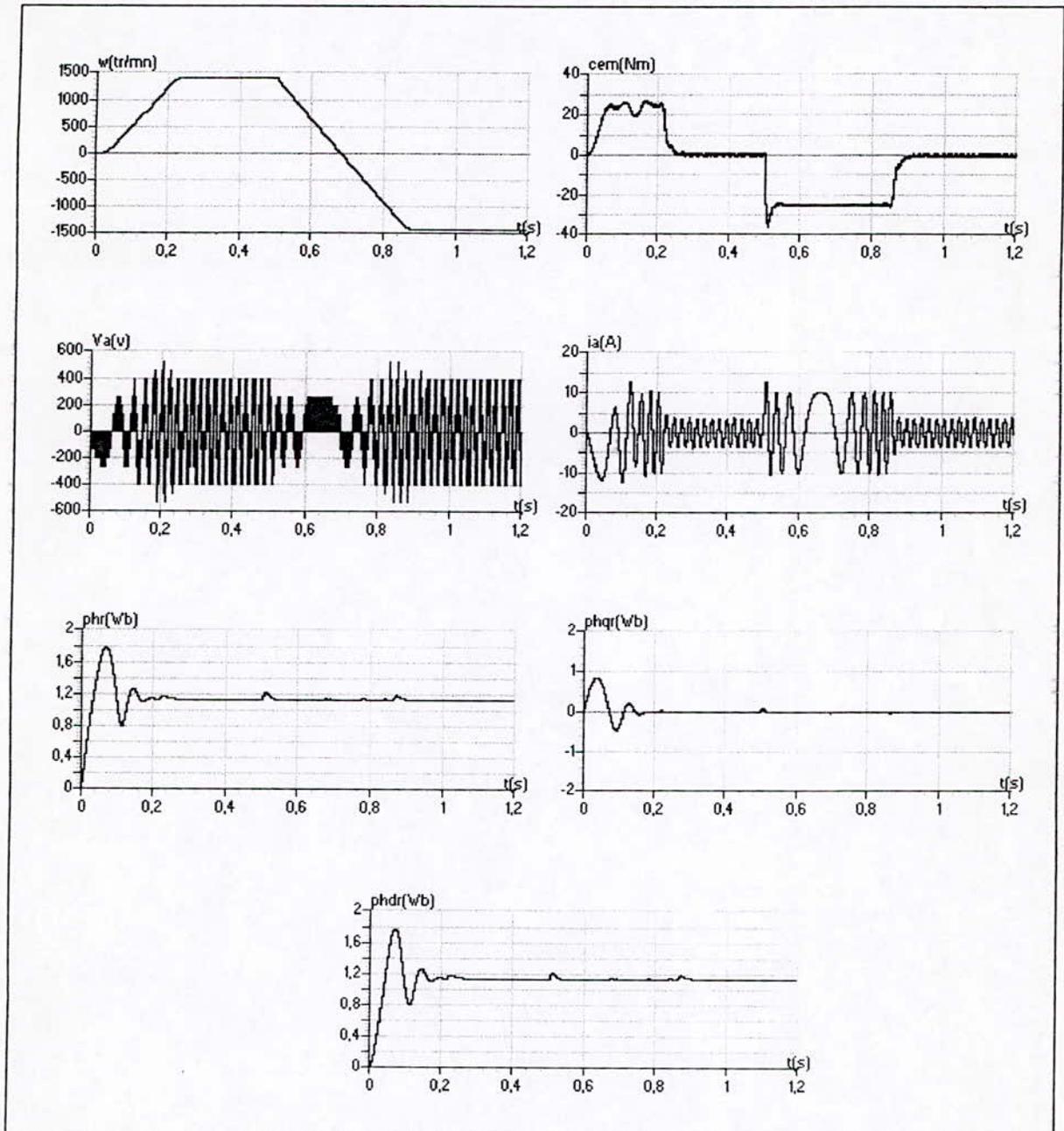


Fig.V.12- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec inversion du sens de rotation à $t=0.5s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$).

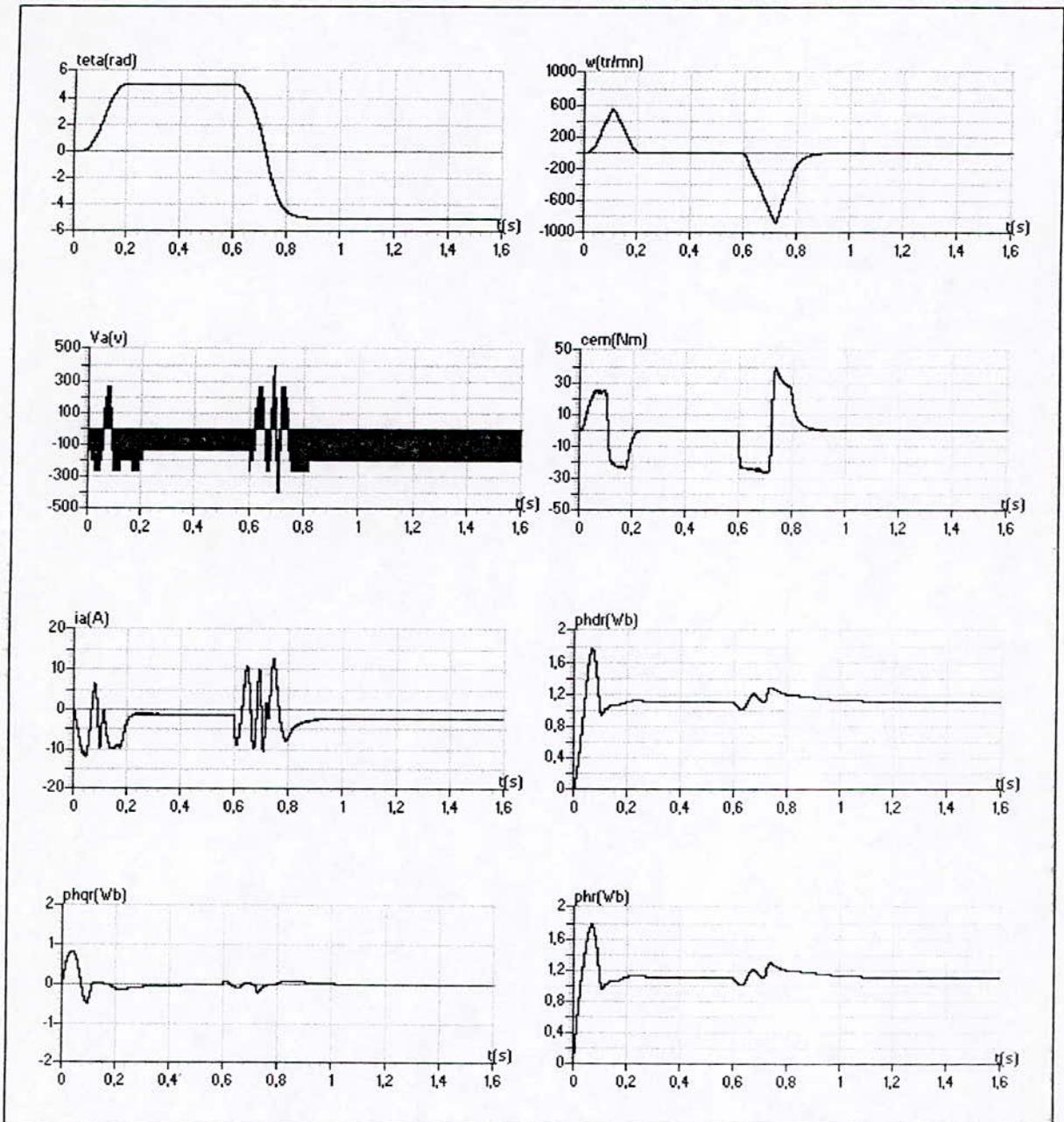


Fig.V.13- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec réglage de la position, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage classique et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$).

V.3- Réglage flou de la vitesse/position de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à cinq niveaux

V.3.1- La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

Dans cette partie, on a simulé le réglage de vitesse/position d'une machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant un régulateur flou, et alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

V.3.1.1- Résultats de simulation

On a appliqué la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses sur l'onduleur à cinq niveaux alimentant la machine asynchrone triphasée. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures (V.14-17).

De ces résultats, nous constatons :

Une amélioration de la réponse de vitesse au démarrage par rapport au réglage classique(Fig.V.14). Il s'effectue au bout de 0.2s(0.27s pour le réglage classique).

Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de vitesse vis à vis de la perturbation par rapport au réglage classique (Fig. V.15, Fig.V.3).

On remarque que l'inversion du sens de rotation s'effectue au bout de 0.5s(Fig.V.16), ce qui est lent par rapport au réglage classique. Le pique remarqué dans le cas du réglage classique est absent lors de l'application du réglage flou.

De même pour le réglage de position, on remarque une dégradation du temps de réponse par rapport au réglage classique, car la régulation s'effectue au bout de 0.4s et l'inversion au bout de 0.57s(Fig.V.17). Donc, on peut dire que le réglage classique est plus robuste que le réglage flou vis à vis au réglage de position et l'inversion du sens de rotation. Une légère dégradation de découplage a été remarquée(Fig.V.17).

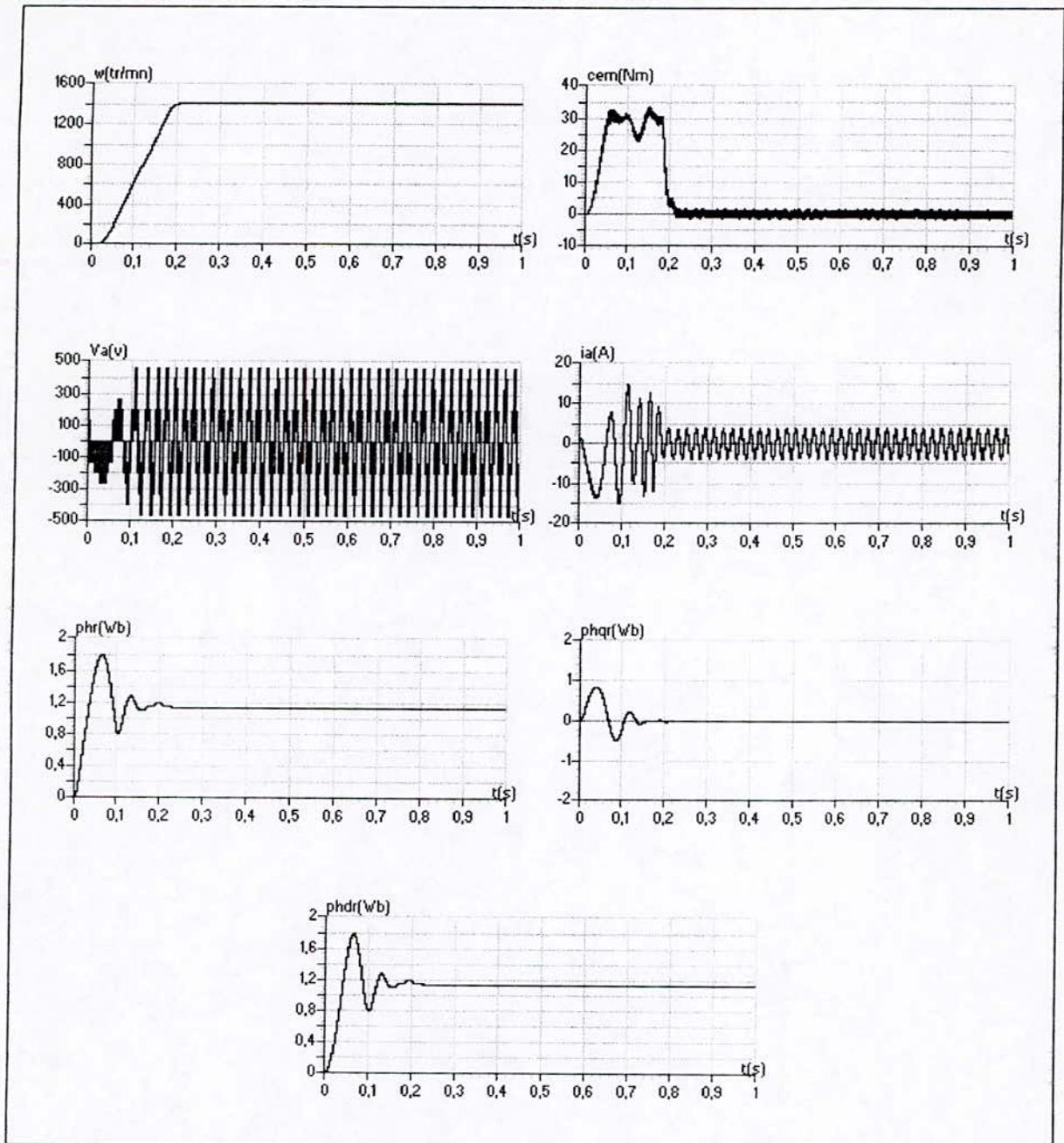


Fig.V.14- Performances de démarrage à vide d'une machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ($m=36, r=0.8$)

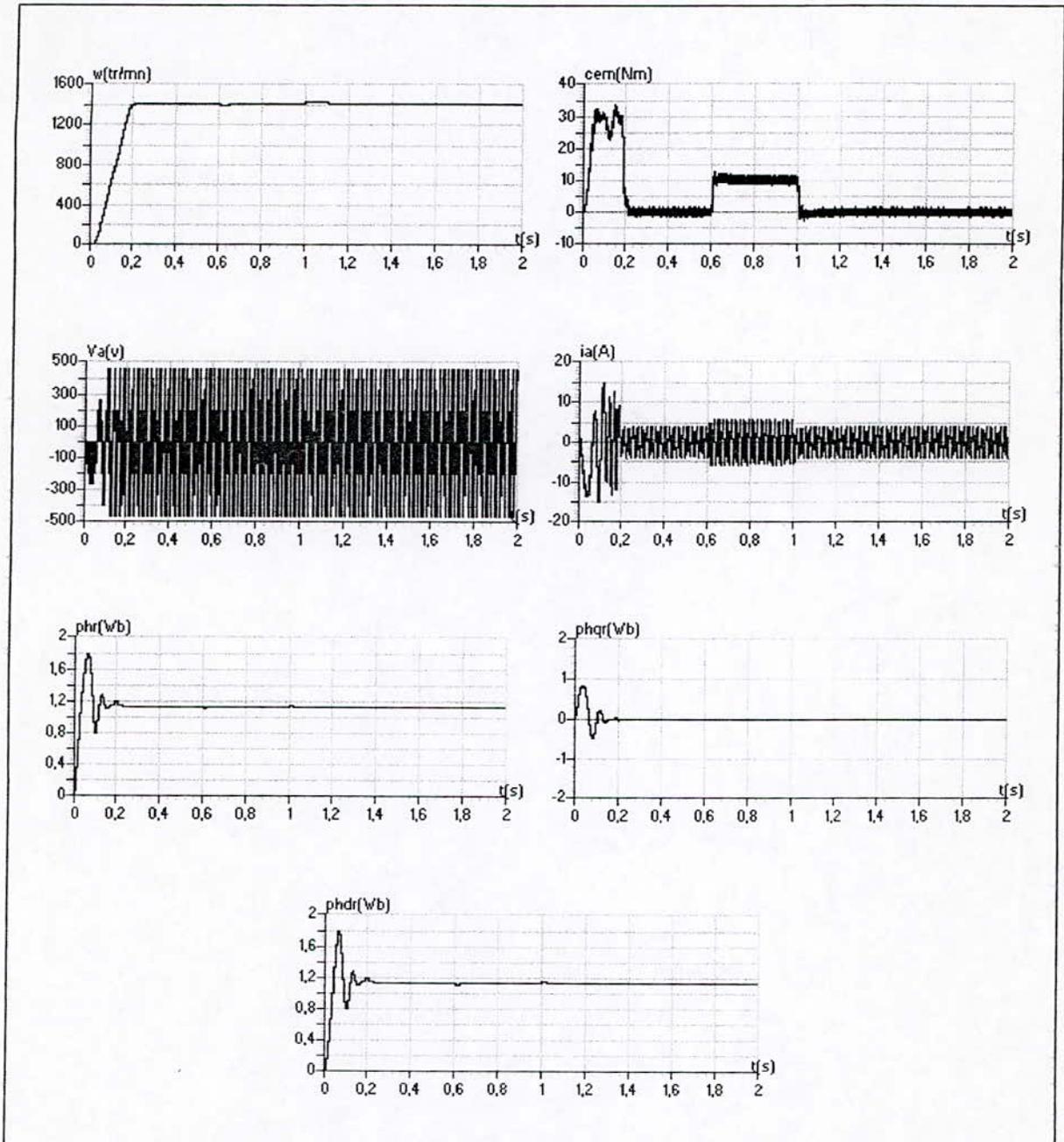


Fig.V.15- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec application d'un couple résistant entre $t=0.6$ et $1s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=36, r=0.8$)

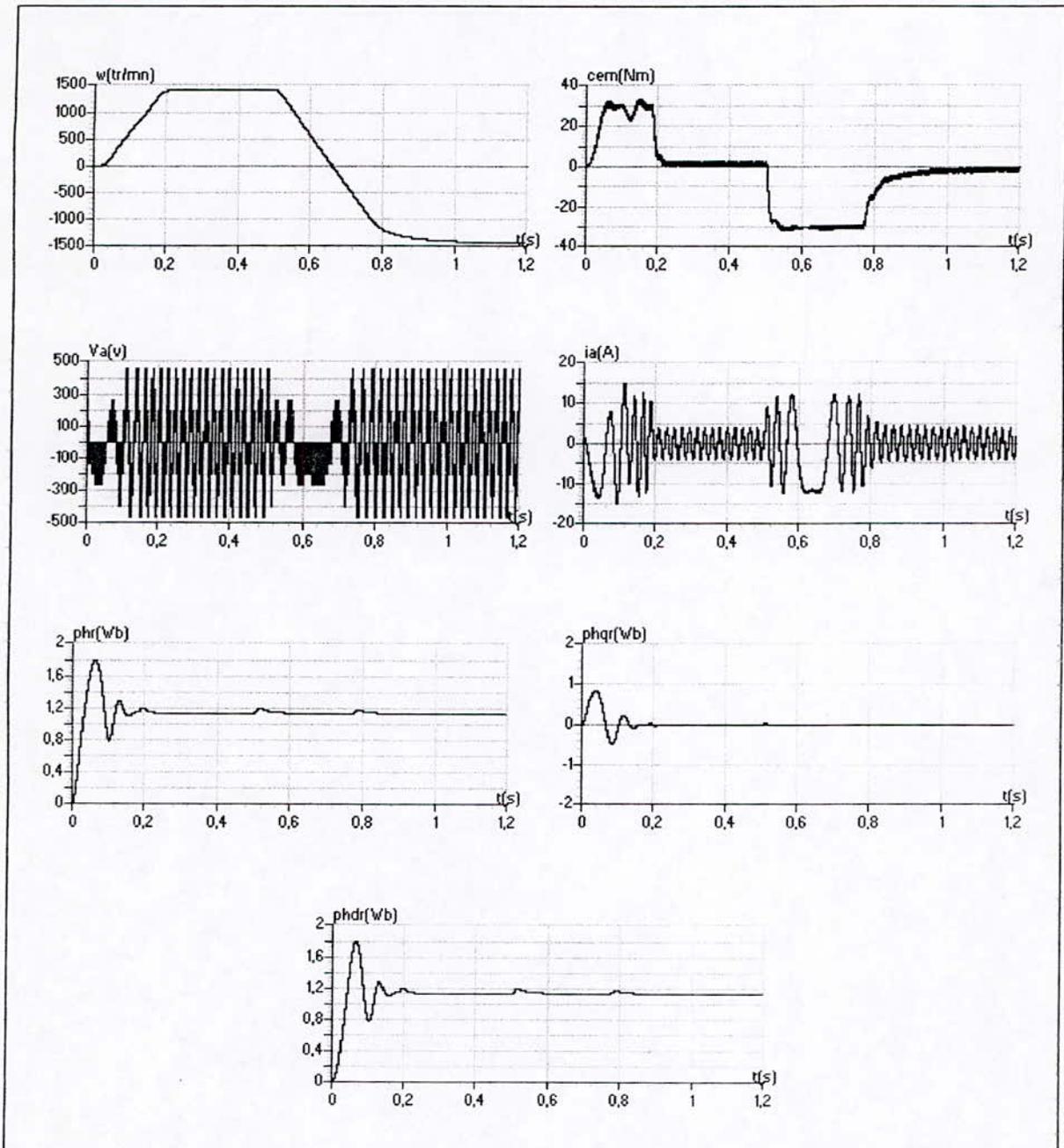


Fig.V.16- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec inversion du sens de rotation à $t=0.5s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=36, r=0.8$).

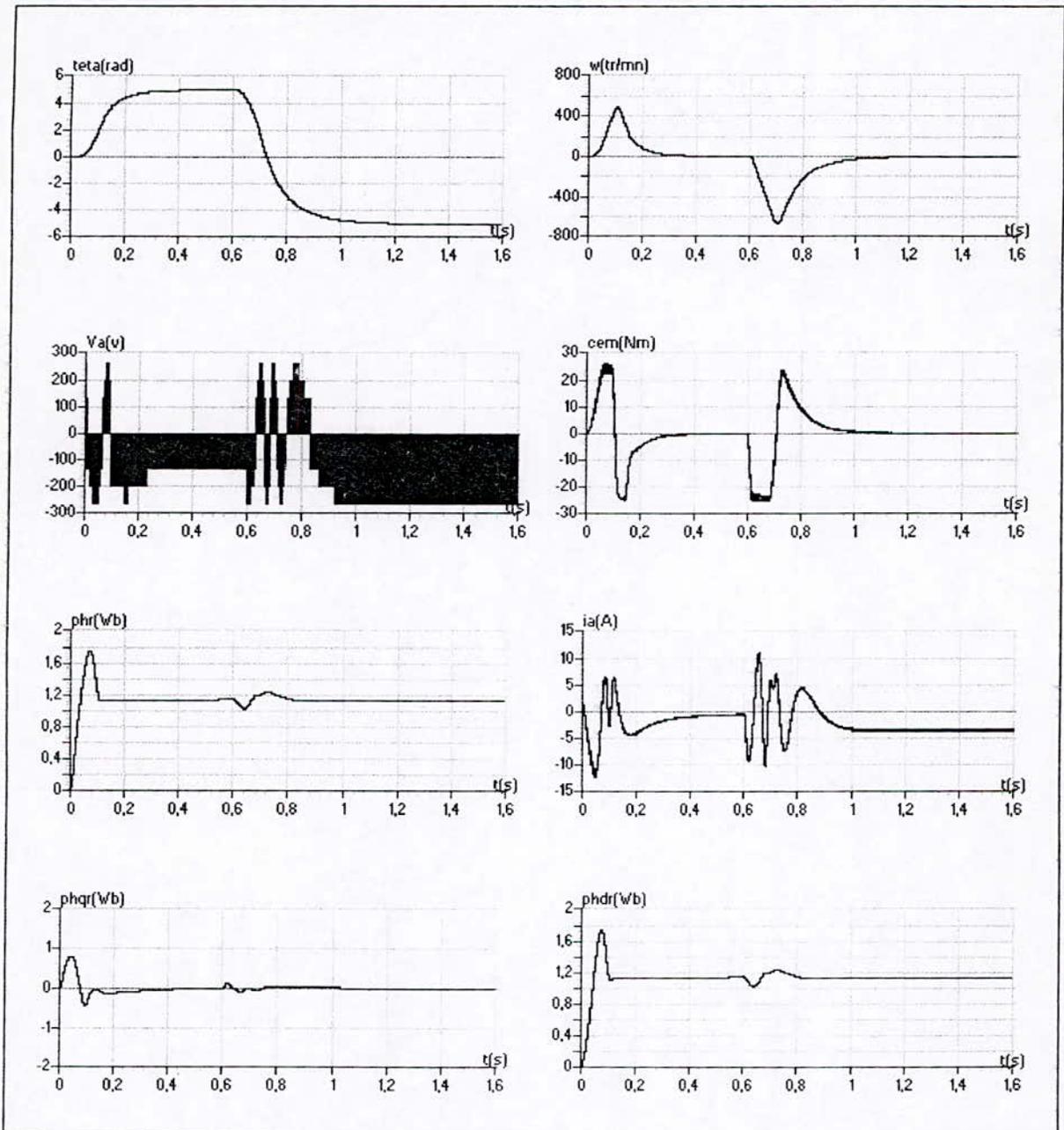


Fig.V.17- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec réglage de la position, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses($m=36, r=0.8$).

V.3.2-Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses

Dans cette partie, on va introduire l'application de la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage flou de vitesse/position de la machine asynchrone triphasée et alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.

V.3.2.1- Résultats de simulation

On a appliqué la stratégie triangulo-sinusoïdale sur l'onduleur à cinq niveaux alimentant la machine asynchrone triphasée. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures (V.18-21).

De ces résultats, on constate :

Une amélioration du temps de réponse de la vitesse au démarrage par rapport au réglage classique(Fig.V.18).

Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de la vitesse vis à vis de la perturbation par rapport au réglage classique (Fig. V.19, Fig.V.7).

On remarque que l'inversion du sens de rotation s'effectue au bout de 0.3s(Fig.V.20), ce qui est lent par rapport au réglage classique. Le pique du couple remarqué dans le cas du réglage classique est absent lors de l'application du réglage flou.

De même pour le réglage de position, on remarque une dégradation du temps de réponse par rapport au réglage classique(Fig.V.21).

Donc, on peut dire que le réglage classique est plus robuste dans le cas de réglage de position et l'inversion du sens de rotation vis à vis les temps de réponse. Une légère dégradation de découplage a été remarquée(Fig.V.21).

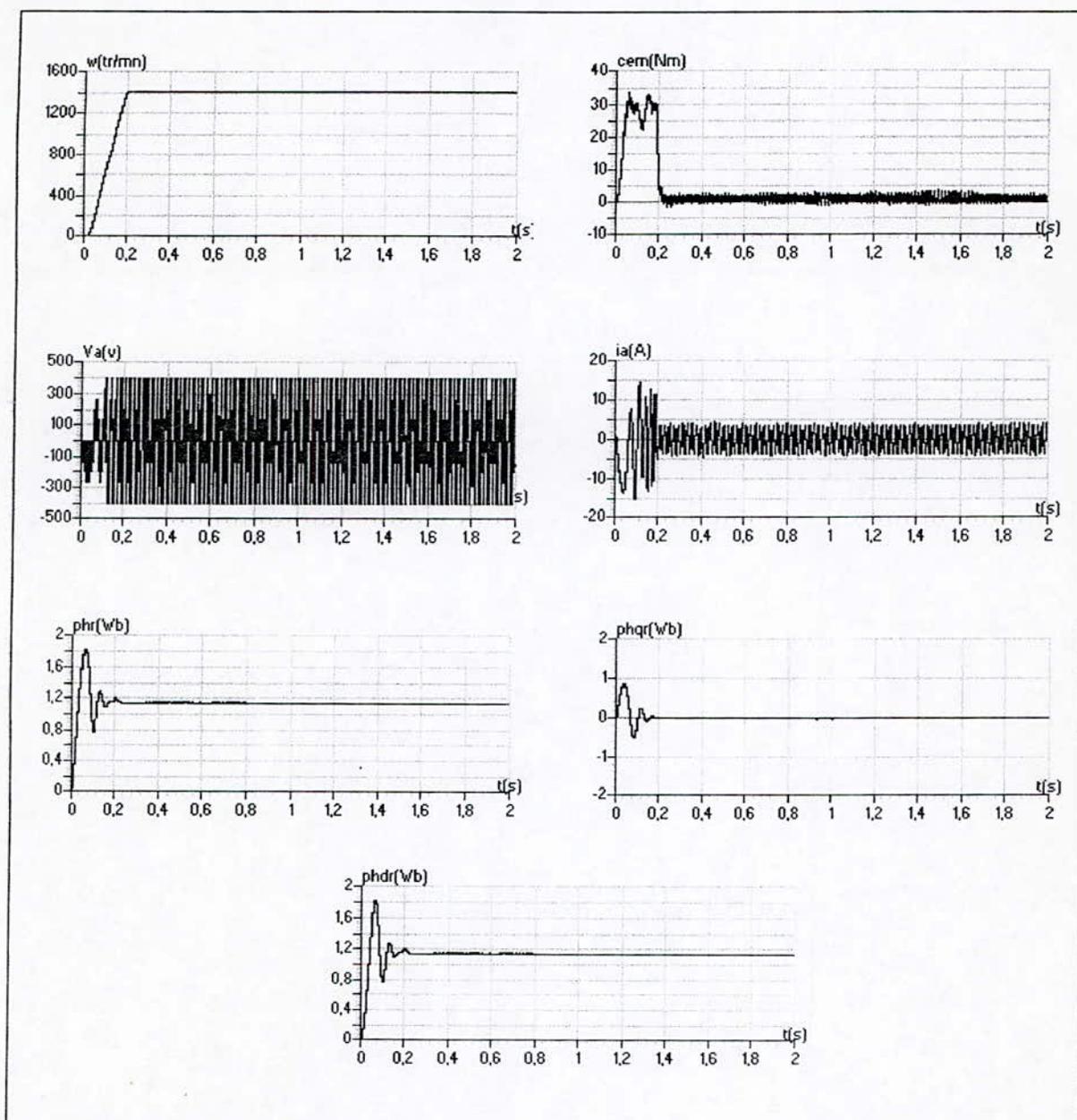


Fig.V.18- Performances de démarrage à vide d'une machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

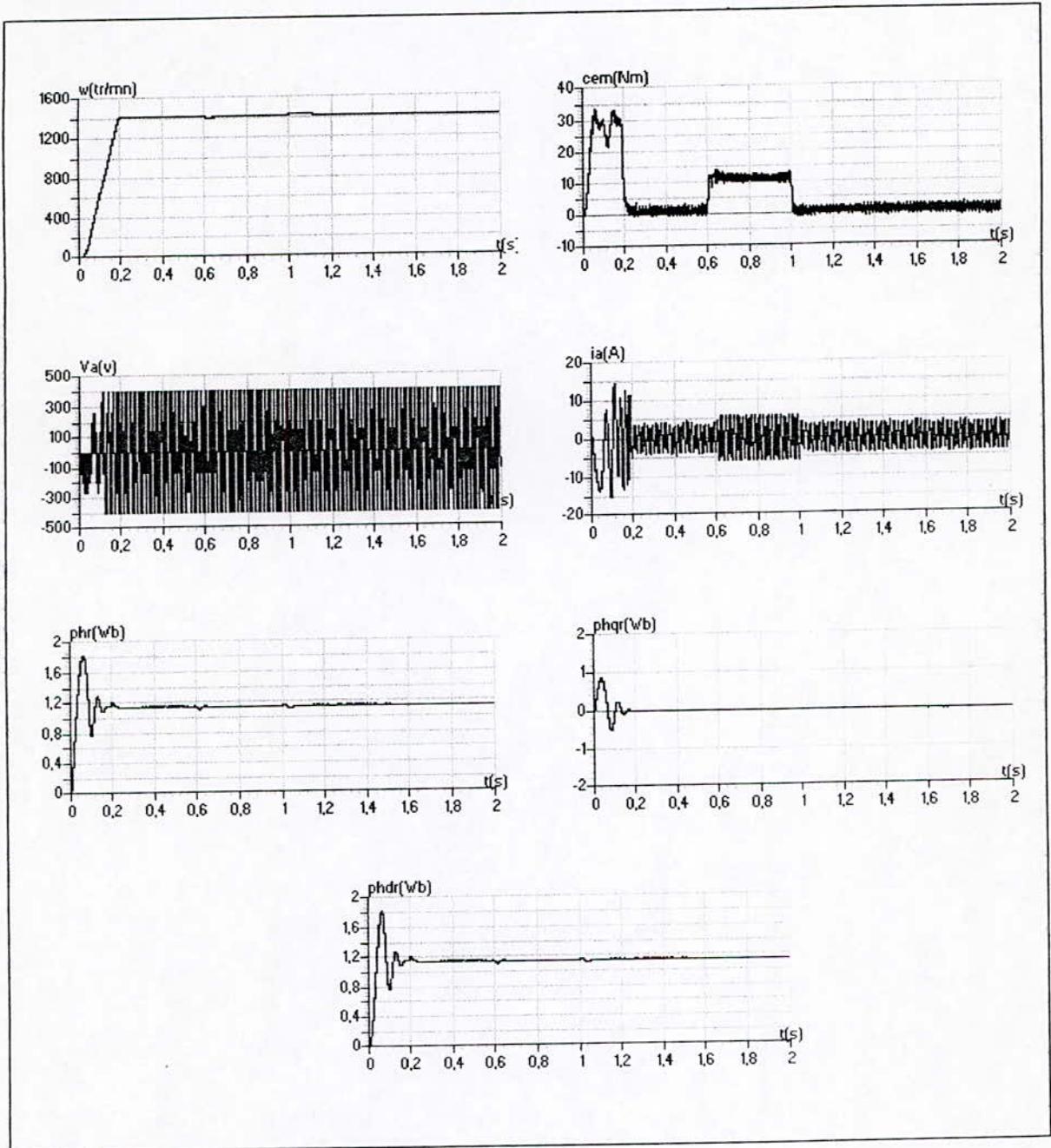


Fig.V.19- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec application d'un couple résistant entre $t=0.6$ et $1s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses($m=36,r=0.8$)

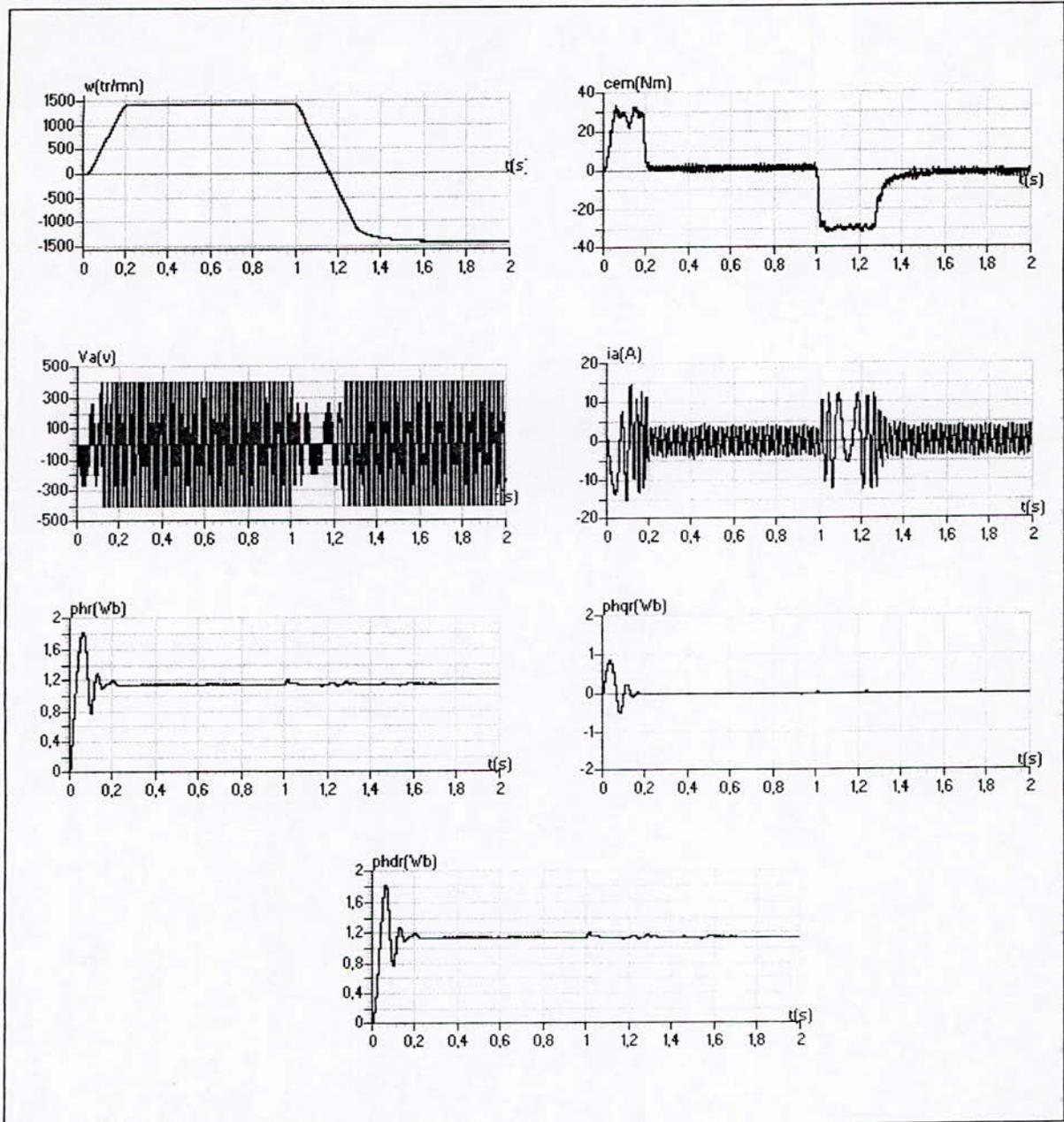


Fig.V.20- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec inversion du sens de rotation à $t=0.5s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses($m=36,r=0.8$).

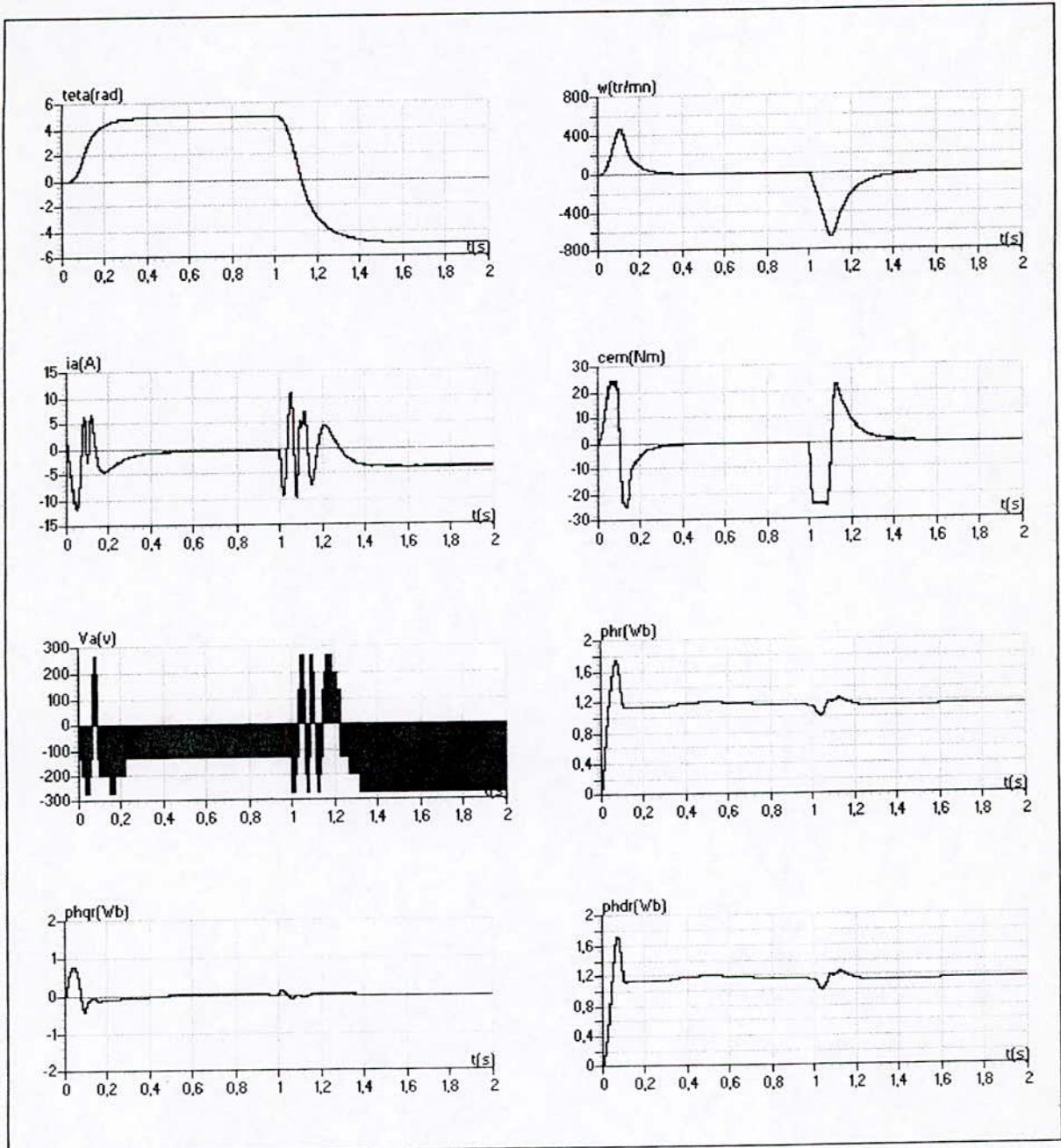


Fig.V.21- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec réglage de la position, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses($m=36, r=0.8$).

V.3.3- La stratégie de modulation vectorielle

Dans cette partie, on a simulé le réglage de vitesse/position d'une machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant un régulateur flou, et alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle.

V.3.3.1- Résultats de simulation

On a appliqué la stratégie de modulation vectorielle sur l'onduleur à cinq niveaux alimentant la machine asynchrone triphasée. Les résultats de simulation sont présentés sur les figures (V.22-25).

De ces résultats, nous constatons :

Une amélioration de la réponse de la vitesse au démarrage par rapport au réglage classique(Fig.V.22). Il s'effectue au bout de 0.2s(#0.27s pour le réglage classique).

Le régulateur flou rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de vitesse vis à vis de la perturbation par rapport au réglage classique (Fig.V.23).

On remarque que l'inversion du sens de rotation s'effectue au bout de 0.5s(Fig.V.24), ce qui est lent par rapport au réglage classique. Le pique remarqué dans le cas de réglage classique est absent lors de l'application du réglage flou.

De même pour le réglage de position, on remarque une dégradation du temps de réponse par rapport au réglage classique, car la régulation s'effectue au bout de 0.4s et l'inversion au bout de 0.57s(Fig.V.25). Donc, on peut dire que le réglage classique est plus robuste que le réglage flou vis à vis au réglage de position. Une légère dégradation de découplage a été remarquée(Fig.V.25).

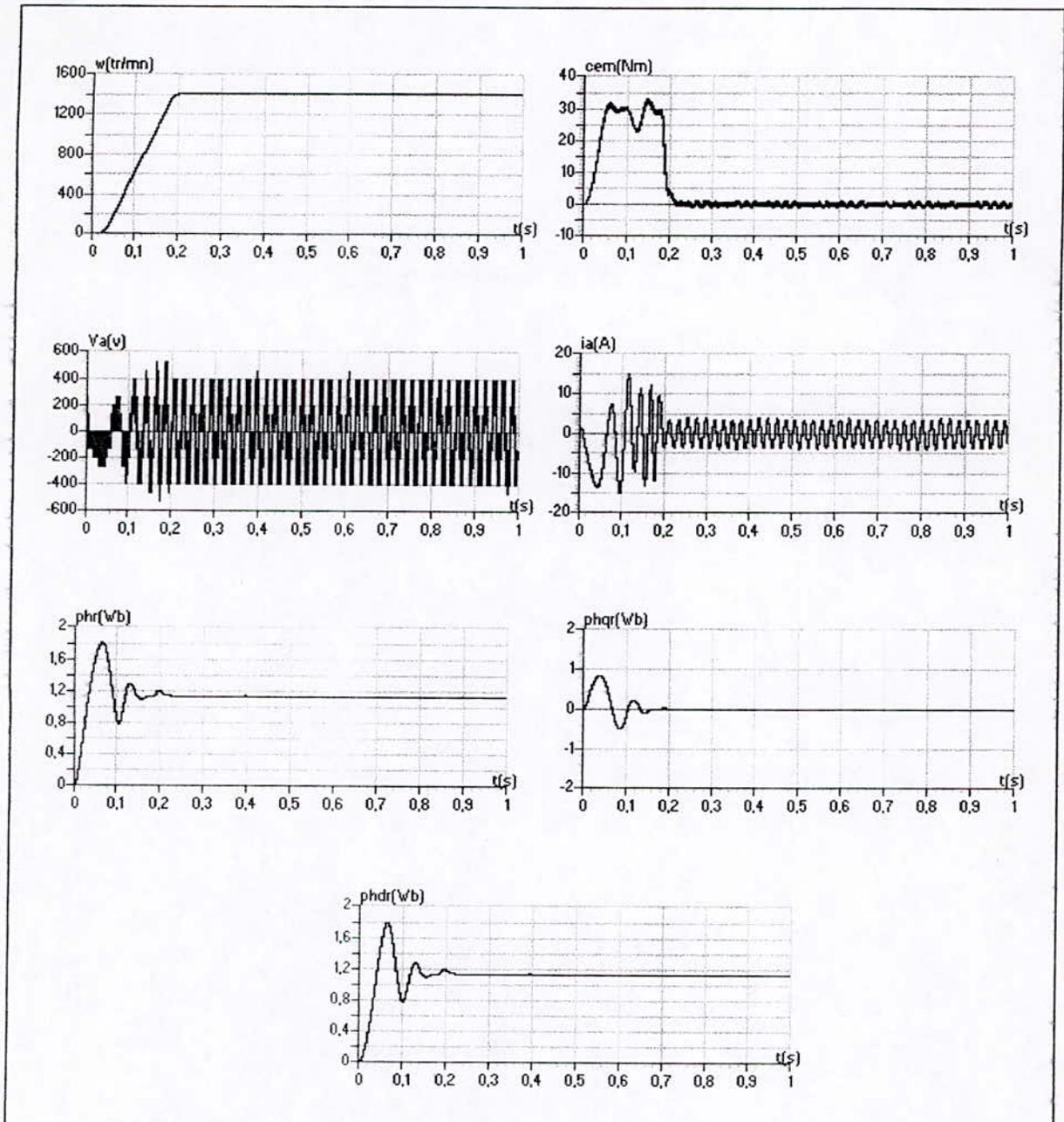


Fig.V.22- Performances de démarrage à vide d'une machine asynchrone triphasée commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$).

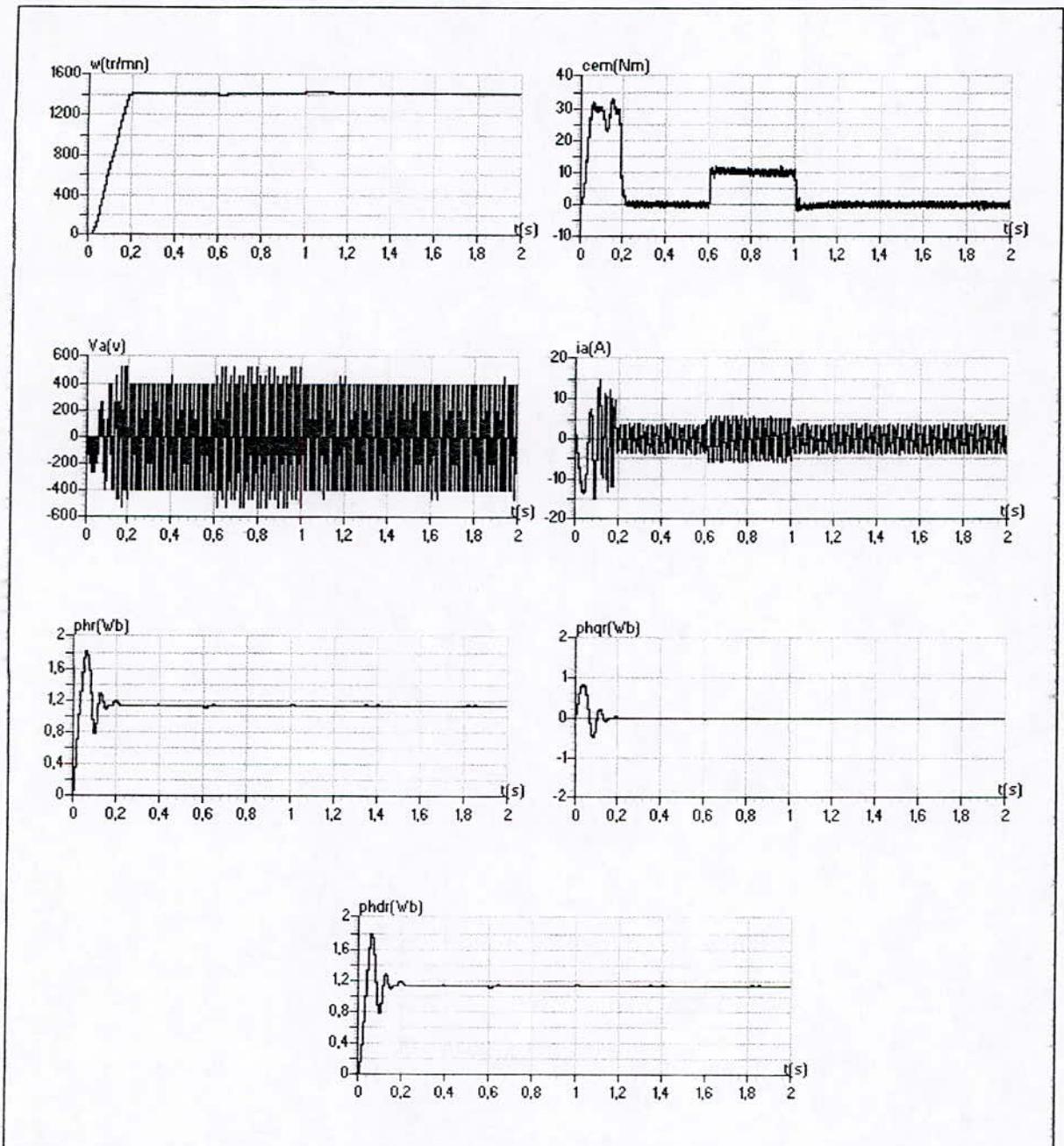


Fig.V.23- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec application d'un couple résistant entre $t=0.6$ et $1s$, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$).

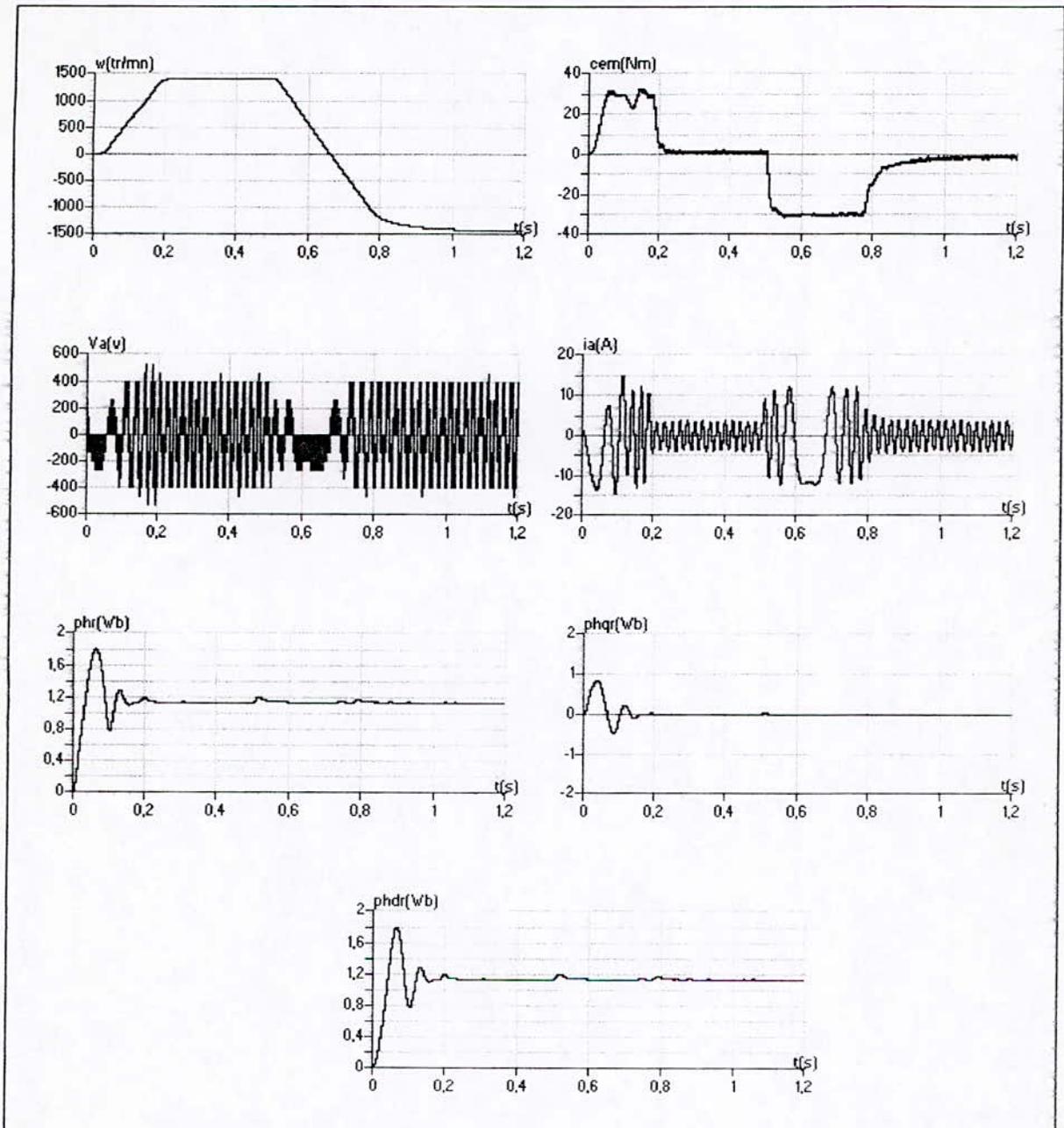


Fig.V.24- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec inversion du sens de rotation à $t=0.5$ s, commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$).

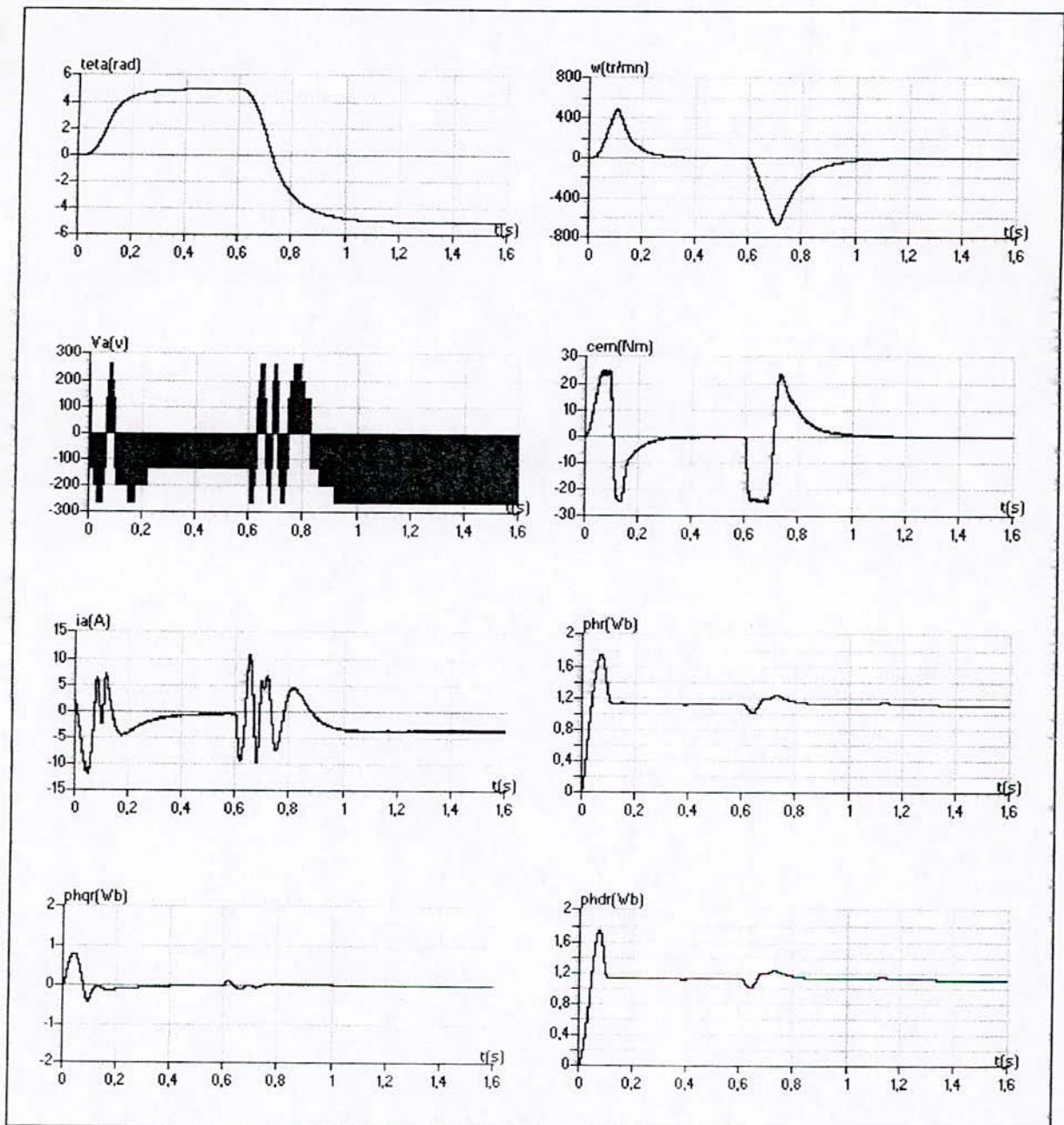


Fig.V.25- Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée avec réglage de la position commandée par le contrôle vectoriel indirect utilisant le réglage flou et alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$).

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué l'application de deux types de contrôleurs (flou et classique) au réglage de la vitesse et de la position d'une machine asynchrone triphasée, commandée par la méthode indirecte d'orientation du flux, et alimentée par un onduleur à cinq niveaux. Cet onduleur est commandé par trois stratégies différentes.

L'utilisation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par les trois stratégies triangulo-sinusoïdales et la stratégie de modulation vectorielle pour l'alimentation de la machine asynchrone ne provoque pratiquement aucune perturbation ou dégradation dans les réponses dynamiques par rapport aux résultats obtenus précédemment. La seule différence se résume dans la fréquence de quelques grandeurs comme le couple, le courant et la tension dans le réglage de position.

On conclue que l'utilisation de l'orientation du flux rend l'ensemble convertisseur statique-machine asynchrone assimilable à une machine à courant continu du point de vue facilité de commande et de découplage couple-flux.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude des performances d'une machine asynchrone triphasée commandée par la méthode indirecte d'orientation du flux, et alimentée par un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré au premier chapitre un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en vue de son alimentation par un convertisseur statique. L'utilisation de la transformation de PARK au stator a permis de réduire le système d'état de la machine de six à quatre équations.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté le principe de la commande vectorielle indirecte associée aux deux types de régulateurs (conventionnel et flou). Avec cette commande, la machine asynchrone présente des performances dynamiques similaires à celles d'une machine à courant continu à excitation séparée, car le découplage entre le couple et le flux est maintenu.

Nous avons abordé le réglage de la vitesse et de la position en boucle fermée en utilisant deux types de régulateurs (PI et flou).

- Les résultats obtenus montrent l'efficacité du régulateur flou dans le rejet de la perturbation. Ainsi que, la dépendance très forte du régulateur PI aux paramètres de la machine et la nécessité d'une modélisation fiable du processus à commander.
- L'application du réglage flou montre une amélioration du temps de réponse au démarrage et sa dégradation pour l'inversion du sens de rotation de la vitesse.
- Pour le réglage de position, les résultats de simulation obtenus par l'application du régulateur flou montrent une dégradation de la réponse dynamique du système.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude de la structure de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC. Ainsi, on a développé :

- Un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri.
- Un modèle de connaissance et de commande de l'onduleur : on a montré que l'utilisation des fonctions de connexion permet d'aboutir à un modèle d'onduleur à cinq niveaux analogue à ceux à deux et à trois niveaux. Cette étude a permis également une généralisation des modèles déjà élaborés pour les onduleurs à deux et trois niveaux en utilisant la notion de fonction de connexion associée au demi-bras.

Le modèle de commande élaboré utilisant les fonctions génératrices est un modèle moyen du convertisseur.

Le quatrième chapitre a été consacré au développement des différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Nous avons étudié en particulier les stratégies suivantes :

- Commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ;
- Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ;
- Commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses bipolaires ;
- Modulation vectorielle.

Ces stratégies donnent un couple de la machine asynchrone triphasée de fréquence trois ou six fois celle des tensions de sortie de l'onduleur. Les caractéristiques de réglage sont linéaires jusqu'à $r_{max}=1$. Le taux d'harmoniques décroît généralement quand r augmente. Ce dernier permet de pousser les harmoniques vers les hautes fréquences, qui seront facilement filtrés.

Dans le dernier chapitre, nous avons effectué l'application de deux types de contrôleurs (flou et classique) au réglage de la vitesse et de la position d'une machine asynchrone triphasée commandée par la méthode indirecte d'orientation du flux, et alimentée par un onduleur à cinq niveaux. Ce dernier est commandé par trois stratégies.

L'implantation de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par les trois stratégies triangulo-sinusoïdales et la stratégie de modulation vectorielle pour l'alimentation de la machine asynchrone ne provoque pratiquement aucune perturbation ou dégradation dans les réponses dynamiques par rapport aux résultats obtenus précédemment.

On conclue que l'utilisation de l'orientation du flux rend l'ensemble convertisseur statique-machine asynchrone assimilable à une machine à courant continu du point de vue facilité de commande.

Pour la continuité de ce mémoire, nous proposons :

- Etudier les différentes possibilités pour générer les quatre sources de tensions continues d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux.
- Développer d'autres algorithmes MLI de commande de l'onduleur, et en particulier l'élimination d'harmoniques et la double modulation.

Annexes

Les paramètres de la machine asynchrone triphasée utilisée

La puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kW}$
La tension nominale	$U_n = 220/380 \text{ V}$
Le courant nominal	$I_n = 6.7/3.7 \text{ A}$
La vitesse de rotation nominale	$N_n = 1420 \text{ tr/mn}$
La résistance statorique	$r_s = 4.850 \Omega$
La résistance rotorique	$r_r = 3.805 \Omega$
L'inductance statorique	$l_s = 0.274 \text{ H}$
L'inductance rotorique	$L_r = 0.274 \text{ H}$
L'inductance mutuelle	$M = 0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.031 \text{ kg m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001136 \text{ Nm/rd/s}$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$

Modélisation de la machine asynchrone : Mise sous forme d'équations d'état

On met le système d'équations (I.12) sous forme d'équation d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad \text{avec : } \begin{cases} X : \text{Vecteur d'état} \\ Y : \text{Vecteur d'entrée} \end{cases}$$

On prend $X = (i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})^t$

On a :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A2-1})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A2-2})$$

et

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{A2-3})$$

d'où

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - M i_{ds}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - M i_{qs}}{L_r} \end{cases} \quad (\text{A2-4})$$

En remplaçant les équations (A2-4) dans (A2-2), on obtient le système (A2-2')

$$\begin{cases} 0 = \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{R_r M}{L_r} i_{ds} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{R_r M}{L_r} i_{qs} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{dr} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} - \omega \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{qs} + \omega \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{A2-2}')$$

Du système d'équation (A2-3) on a :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{A2-5})$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A2-5}')$$

$$\text{Avec : } \sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \quad (\text{A2-6})$$

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_r M^2}{L_r^2} i_{ds} - \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{dr} - \frac{\omega M}{L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{R_r M^2}{L_r^2} i_{qs} - \frac{R_r M}{L_r^2} \Phi_{qr} - \frac{\omega M}{L_r} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A2-5}'')$$

en remplacent (A2-5'') dans (A2-1), on aura :

$$\begin{cases} v_{ds} = \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) i_{ds} - \frac{M}{L_r T_r} \Phi_{dr} - \frac{\omega M}{L_r} \Phi_{qr} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) i_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \Phi_{qr} + \frac{\omega M}{L_r} \Phi_{dr} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases}$$

d'où :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{ds} - \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) i_{ds} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_{dr} + \frac{\omega M}{L_r} \Phi_{qr} \right) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{qs} - \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) i_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_{qr} + \frac{\omega M}{L_r} \Phi_{dr} \right) \end{cases} \quad (\text{A2-7})$$

d'où le système d'équation (A2-8), qui représente la mise sous forme d'équation d'état du système d'équations (I-18)

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{\omega M}{L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}\right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \frac{\omega M}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle ouverte du modèle de la machine asynchrone

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la commande C_{em}^* est donnée par

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*(s)}$$

Pour obtenir l'expression finale de $F_o(s)$, nous utilisons les équations de la machine suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \phi_{dr} = T_r \omega_{gl} \phi_{qr} + M i_{ds} \\ T_r \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{qr} = -T_r \omega_{gl} \phi_{dr} + M i_{qs} \\ J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega = C_{em} - C_r \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) \\ i_{ds} = \frac{1}{M} \left(T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r \right) \\ i_{qs} = \frac{L_r}{pM} \frac{C_{em}}{\phi_r} \\ \omega_{gl} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \end{array} \right. \quad (A3.1)$$

On a : ϕ_r^* = constante donc i_{ds} également.

C_{em}^* est un échelon donc i_{qs} également.

D'où on a les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds} = i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{M} \\ i_{qs} = i_{qs}^* \varepsilon(t) = \frac{L_r}{pM} \frac{C_{em}^*}{\phi_r^*} \varepsilon(t) \\ \omega_{gl} = \omega_{gl}^* = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*} \end{array} \right. \quad (A3.2)$$

On a aussi $\frac{di_{ds}}{dt} = 0$ et $\frac{di_{qs}}{dt} = 0$ en régime permanent.

Pour éliminer i_{ds} et i_{qs} des équations (A3.1), on les dérive par rapport au temps, d'où :

$$\begin{cases} T_r \frac{d^2 \phi_{dr}}{dt^2} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} = T_r \omega_{gl} \frac{d\phi_{qr}}{dt} \\ T_r \frac{d^2 \phi_{qr}}{dt^2} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} = -T_r \omega_{gl} \frac{d\phi_{dr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A3.3})$$

Ces équations exprimées dans le domaine fréquentiel avec les conditions initiales suivantes :

$\phi_{dr}(0)=0$ et $\phi_{qr}(0)=0$, nous donnent :

$$\begin{cases} \phi_{dr}(s) = \frac{(1 + sT_r)\phi_r^* + T_r \omega_{gl}^* M i_{qs}^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \\ \phi_{qr}(s) = \frac{(1 + sT_r)M i_{qs}^* - T_r \omega_{gl}^* \phi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \end{cases} \quad (\text{A3.4})$$

A partir de ces expressions, nous pouvons déduire la transformée de LAPLACE du couple électromagnétique :

$$\begin{cases} C_{em}(s) = p \frac{M}{L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2)\phi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} i_{qs}^* \\ C_{em}^*(s) = p \frac{M}{L_r} \phi_r^* i_{qs}^* \end{cases} \quad (\text{A3.5})$$

D'où :

$$C_{em}(s) = \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} C_{em}^*(s) \quad (\text{A3.6})$$

A partir de l'équation mécanique, nous calculons la transformée de LAPLACE de la vitesse de rotation :

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left(\frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} C_{em}^*(s) - C_r(s) \right) \quad (\text{A3.7})$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*(s)} = \frac{1}{k_f + Js} \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \quad (\text{A3.8})$$

Le schéma fonctionnel correspondant est :

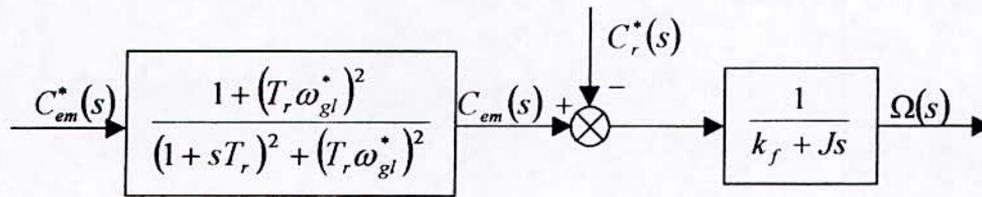


Fig.A3.1- Schéma fonctionnel du système à réguler.

Réflexion sur les différentes commandes complémentaires possibles pour l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Soit le bras k d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC (Fig.III.2). Pour une première vue, l'interrupteur T_{k1} par exemple peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois interrupteurs du demi-bras du bras. Ainsi, on remarque que six commandes complémentaires sont possibles pour chaque bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

- Commande complémentaire N°01

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (\text{A4.1})$$

n°	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{kM}
1	0	0	0	1	1	0	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	1	$-U_c$
3	0	1	0	1	0	0	$V=0$ ou $i=0$
4	0	1	1	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
5	1	0	0	0	1	0	$V=0$ ou $i=0$
6	1	0	1	0	1	1	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	0	0	0	U_c
8	1	1	1	0	0	1	$2U_c$

Tableau A4.1

Cette commande rend le système pratiquement commandable en quatre niveaux seulement en interdisant les commande n° 3,4,5 et 6 (tableau A4.1) où les configurations dépendent en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

- Commande complémentaire N°02

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k2}} \end{cases} \quad (\text{A4.2})$$

n°	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{kM}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
3	0	1	0	1	1	0	$-U_c$
4	0	1	1	1	0	0	$V=0$ ou $i=0$
5	1	0	0	0	1	1	$V=0$ ou $i=0$
6	1	0	1	0	0	1	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	0	1	0	U_c
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A4.2

Avec cette commande complémentaire, on a les mêmes remarques que la commande N°1. Cette commande rend le système commandable en quatre niveaux seulement.

- Commande complémentaire N°03

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (A4.3)$$

n°	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{kM}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	0	$-U_c$
3	0	1	0	0	1	1	<i>Pas connu</i>
4	0	1	1	0	1	0	<i>Pas connue</i>
5	1	0	0	1	0	1	0
6	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	0	0	0	1	U_c
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A4.3

Cette commande complémentaire rend le système commandable en cinq niveaux en interdisant les cas (n°3 et 4) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

- Commande complémentaire N°04

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (\text{A4.4})$$

n°	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{KM}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
3	0	1	0	0	1	1	<i>Pas connue</i>
4	0	1	1	0	0	1	<i>Pas connue</i>
5	1	0	0	1	1	0	<i>Court-circuit</i>
6	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	0	0	1	0	U_c
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A4.4

Cette commande complémentaire rend le système commandable en quatre niveaux en interdisant les cas correspondants aux commandes n°2,3 et 4 (tableau A4.4) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne), et au cas n°5 (tableau A4.4) où la source de tension est court-circuitée.

- Commande complémentaire N°05

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k2}} \end{cases} \quad (\text{A4.5})$$

n°	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{KM}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	0	1	1	<i>Pas connue</i>
3	0	1	0	1	1	0	$-U_c$
4	0	1	1	0	1	0	<i>Pas connue</i>
5	1	0	0	1	0	1	0
6	1	0	1	0	0	1	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	1	0	0	<i>Court-circuit</i>
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A4.5

Avec cette commande complémentaire, le système est commandable en quatre niveaux et on doit interdire les commandes n° 2, 4 et 6 car la tension de sortie dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne) et le cas n° 7 parce que la source de tension est en court-circuit.

- Commande complémentaire N°06

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (\text{A4.6})$$

n°	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{kM}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	0	1	1	<i>Pas connue</i>
3	0	1	0	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
4	0	1	1	0	0	1	<i>Pas connue</i>
5	1	0	0	1	1	0	<i>Court-circuit</i>
6	1	0	1	0	1	0	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	1	0	0	<i>Court-circuit</i>
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A4.6

Cette commande complémentaire rend le système commandable en deux niveaux seulement en interdisant les commandes n° 2, 3, 4 et 6 (tableau A4.6) où la tension de sortie dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne), et les commandes n° 5 et 7 où la source de tension est court-circuitée.

Ainsi, cette analyse de ces six commandes complémentaires possibles, montre que seule la commande complémentaire N°3 permet d'exploiter les cinq niveaux de tension de sortie possibles ($2U_c, U_c, 0, -U_c, -2U_c$) pour un bras k .

Afin d'avoir la commandabilité totale de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC, on doit éliminer les cas correspondant aux commandes n° 3 et 4 du tableau (A4.3).

Pour les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC, on utilise cette commande complémentaire (commande N°3).

Bibliographie

Bibliographie

- [1] E.M.Berkouk, "Contribution a la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux", thèse de doctorat, CNAM 1995.
- [2] F.Blaschke, 'The principle of field oriented as application to the new transvecteur closed-loop control system for rotating field machines', Siemens Review, Vol.34. May 1972.pp.217-220.
- [3] K.Hasse, 'Zur dynamik drehzahleregelter antriebe mit stromrichtergespeisten asynchron kurzschlusslanter machinen', Ph.D.dissertation ; TH Dormstadt, 1969.
- [4] S.Chiping.X.Luo and T.A.Lipo, 'Indirect field control of induction machine utilizing a reactive power perturbation scheme', IMACS.TC1'93, Montreal, July 1993, pp.403-407.
- [5] L.Garces, 'Parameter adaptation for the speed controlled Static AC driver with a squirrel-cage induction mater', IEEE.Trans.Ind.Appl, Vol.IA-16.No.2, Mar-Apr. 1980, pp.173-178.
- [6] L.kadri et S.Boulakhrachef, 'Méthodologie de la commande de la machine asynchrone incluent la logique floue', PFE, ENP 1997.
- [7] N.Lourci et R.Ameur, 'Modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone', PFE, ENP 1998.
- [8] Y.Ait.Gougam, 'Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsion pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone', thèse de magister, ENP 1992.
- [9] M.Boustoua et B.Derkaoui, 'Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux', PFE, ENP 1997.
- [10] J.P.Hautier, 'Modélisation et commande de la machine asynchrone', édition technip-Paris 1995.
- [11] P.Vas, 'Vector control of AC machines', Oxford Science Publication, 1990.
- [12] Lajoie-Mazence, 'Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones', EDF, janvier 1992.
- [13] S.Berkati, 'Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone', thèse de magister, ENP 1997
- [14] Faidallah, 'Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones'. Thèse de doctorat de l'INPL. France. Février 1995.
- [15] H.Buhler, 'Réglage par logique floue', Presses Polytechniques et universitaires, Romandes 1994.

[16] R.Ketata, ' Méthodologies de régulation numériques incluant la logique floue', thèse de doctorat, CNRS, Toulouse, juillet 1992.

[17] E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, ' PMW strategies to control three-level inverter. Application to the induction motor drive ', EPE'95, Espagne 1995.

B.Behar, S.Abdelmalek, E.M.Berkouk, G.Manesse, ' Speed control of a great power in induction machine fed by five levels NPC voltage source inverter', soumis à IECON'99, USA.

B.Behar, S.Abdelmalek, E.M.Berkouk, G.Manesse, ' Commande de position par le réglage vectoriel d'une machine asynchrone de forte puissance alimentée par un onduleur NPC à cinq niveaux ', soumis à SNAS'99, Annaba Algérie

B.Behar, S.Abdelmalek , E.M.Berkouk, G.Manesse, ' Speed fuzzy control of a great power induction machine fed by a five-levels NPC voltage source inverter and using indirect field oriented control', soumis à IFAC'99, Brussels Belgium

B.Behar, S.Abdelmalek , E.M.Berkouk, G.Manesse, ' Modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux. Application à la commande floue de la position d'une machine asynchrone utilisant le réglage vectoriel indirect.', soumis à SNGE'99, Biskra Algérie.

B.Behar, S.Abdelmalek , E.M.Berkouk, G.Manesse, ' Commande floue de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ', soumis à CMGE'99, Constantine Algérie.

الهدف من هذا العمل هو استعراض كيفية استخدام مختلف تقنيات التحكم الألي للألة الأمتزامة المغااة بموج هماسي المستويات ذو طابعة NPC.

بعد الحصول على نموذج عام للألة و الموج ، بدأنا باستعمال معادلات تحولية و غاوضة المسرعة في تقنية التحكم الشعاعي الغير مباشر.

نتائج المحاكاة العادية سمحت بتقييم مادي نجاعة كل تقنية و التوصل إلى خلاصات معتبرة.

كلمات مفاتيح: الألة الأمتزامة، موج هماسي المستويات، الاستراتيجية الثلاثية المتناوبة الجيبية، معادل تحولي PI، معادل غماض، التحكم الشعاعي.

Résumé:

Dans le présent travail, nous présentons les différentes techniques de commande d'une machine asynchrone triphasée, alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.

Après avoir modéliser la machine et l'onduleur, nous avons commencer par l'utilisation des régulateurs classiques et flous de la vitesse dans la commande vectorielle indirecte.

Ces techniques de commande sont utilisées pour assurer de bonne performances de point de vue régulation et poursuite des valeurs de référence et de la stabilité du flux rotorique. Les résultat de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances de chaque technique de commande.

Mots clés: Machine asynchrone, onduleur à cinq niveaux, stratégie triangulo-sinusoidale, régulateur PI, régulateur flou, commande vectorielle.

Abstract:

In this work, we have presented the different technics of control of three phases induction machine fed by five-levels NPC inverter.

After modelling the machine and the inverter; we started by use of conventional controller and fuzzy controller of speed in the field oriented control indirect method.

All of these technics of control are used to obtain the good performance in the regulation and tracking control and the stability of rotoric flux. Simulation results are used to evaluate the performance and efficiency of proposed technics.

Key words: Induction machine, five-levels inverter, triangulo-sinusoidal strategy, PI controller, fuzzy controller, field oriented control.