

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

Ecole Nationale Polytechnique  
D.E.R. de Génie Electrique & Informatique  
Département d'Automatique

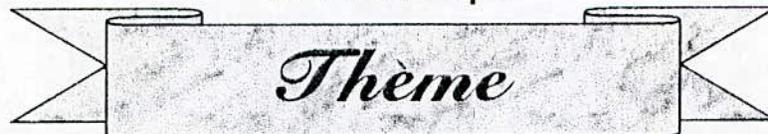


المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
Ecole Nationale Polytechnique

*Projet de fin d'études*

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



*Commande floue et neuro-floue d'une machine  
asynchrone triphasée alimentée par un  
modulateur à trois niveaux à structure NP*

proposé et dirigé par :

M. E.M. Berkouk  
M. F. Boudjema

Présenté par :

A. Benyahia  
A. Azil

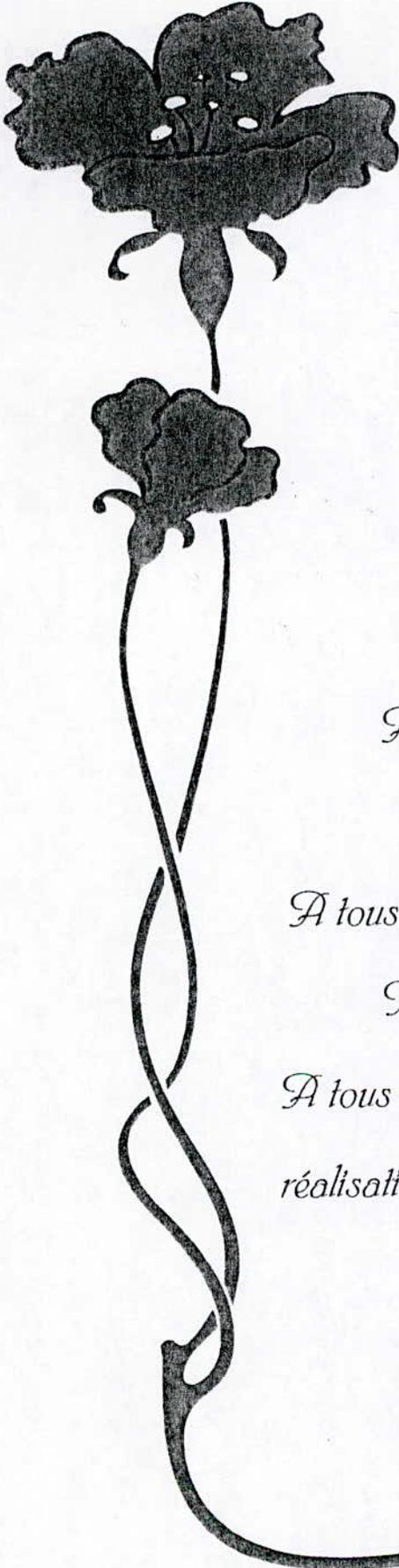
*Promotion : juin 99*

## Remerciement

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos promoteurs messieurs, E.M. Berkouk, F. Boudjema pour leurs aides sans réserve et leurs excellents conseils qu'il nous ont dispensés tout au long de ce travail.*

*Notre sincère reconnaissance à messieurs les membres du jury qui nous ont fait l'honneur d'évaluer ce travail.*

*Que tous ceux qui ont veillé avec nous à l'élaboration de ce travail, trouve dans l'aboutissement de celui-ci l'expression de notre profonde gratitude.*



# Dédicace

*Je dédie ce modeste travail :*

*À mes très chers parents;*

*À mes frères et mes sœurs;*

*À tous mes oncles et toutes mes tantes;*

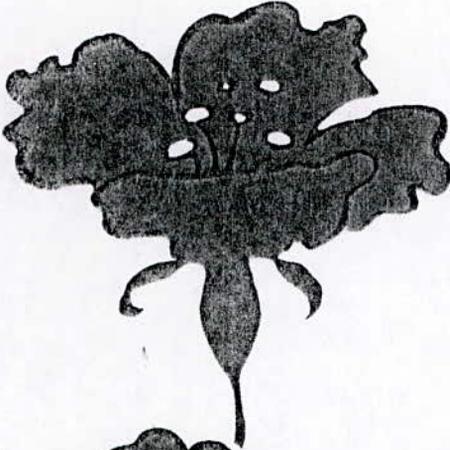
*À toute ma grande famille ;*

*À tous mes amis (Mohamed, Rabah, Mezian, Ali,*

*Mouloud, Mousa, Salim, Boualem...)*

*À tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la  
réalisation de ce mémoire, qu'ils trouvent ici toute ma  
gratitude.*

*B. Azzedine*



# Dédicace

*Je dédie ce modeste travail :*

*À mes grands-parents;*

*À mes très chers parents;*

*À mon frère et mes sœurs;*

*À tous mes oncles et à toutes mes tantes;*

*À toute ma famille;*

*À tous mes amis et tous ceux que j'aime...*

*À tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à*

*la réalisation de ce mémoire, qu'ils trouvent ici toute ma*

*gratitude.*

*A. Azzedine.*

## Liste des symboles utilisés

$MAS$	:Machine asynchrone;
$OND$	:Onduleur;
$s, r$	:Indices correspondants au stator et au rotor;
$a, b, c$	:Indices correspondants aux trois phases a, b, c;
$d, q$	:Axes correspondants au référentiel lie au champ tournant;
$L_s, L_r$	:Inductances cycliques statorique et rotorique par phase;
$M$	:Inductance mutuelle cyclique;
$R_s, R_r$	:Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase;
$p$	:Nombre de paire de pôle;
$C_{em}$	:Couple électromagnétique;
$J$	:Moment d'inertie;
$\theta_s, \theta_r$	:Angles électriques statorique et rotorique;
$\omega_s, \omega_r$	:Pulsations électriques statorique et rotorique;
$\omega_m$	:Pulsation mécanique du rotor;
$\omega_{gl}$	:Pulsation électrique de glissement;
$\Omega$	:Vitesse mécanique du rotor;
$\phi_s, \phi_r$	:Flux statorique et rotorique;
$U, V$	:Tension;
$i$	:Courant
$A, B$	:Ensembles flous;
$\mu$	:Fonction d'appartenance;
$R$	:Relation floue;
$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta t}$	:Les gains de normalisation;
$k_p, k_i$	:Les paramètres du régulateur classique(PI).

# Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b><i>Chapitre I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.</i></b>	
<i>I-1</i> Introduction.....	3
<i>I-2</i> Modèle général de la machine.....	3
<i>I-2-1</i> Description.....	3
<i>I-2-2</i> Hypothèses simplificatrices.....	4
<i>I-2-3</i> Equations électriques.....	4
<i>I-2-4</i> Equations mécaniques.....	4
<i>I-3</i> Transformation de PARK.....	5
<i>I-3-1</i> Choix de référentiel.....	6
<i>I-3-2</i> Mise sous forme d'équation d'état.....	7
<i>I-4</i> Simulations numériques et interprétation.....	8
<i>I-5</i> Conclusion.....	8
<b><i>Chapitre II : COMMANDE VECTORIELLE.</i></b>	
<i>II-1</i> Introduction.....	10
<i>II-2</i> Principe de la commande vectorielle.....	10
<i>II-3</i> Orientation du flux rotorique.....	10
<i>II-4</i> Réglage de vitesse par la commande vectorielle indirecte.....	12
<i>II-5</i> Bloc de contrôle du flux orienté (F.O.C).....	12
<i>II-6</i> Régulateur de la vitesse.....	13
<i>II-7</i> Résultats de simulation.....	14
<i>II-8</i> Conclusion.....	14
<b><i>Chapitre III: COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE.</i></b>	
<i>III-1</i> Introduction.....	19
<i>III-2</i> Notion de base sur la logique floue.....	19
<i>III-2-1</i> Ensemble ordinaire.....	19
<i>III-2-2</i> Ensemble flou.....	19
<i>III-2-3</i> Variables linguistiques.....	20
<i>III-2-4</i> Fonction d'appartenance.....	20
<i>III-2-5</i> Opérations sur les ensembles flous.....	21
<i>III-2-6</i> Relation de composition sur le produit de deux espaces de référence.....	21

III-2-7 Raisonement flou.....	22
III-3 Commande par la logique floue.....	23
III-3-1 Contrôleur flou.....	23
III-4 Conception d'un contrôleur flou.....	24
III-5 Type des régulateurs flous.....	25
III-5-1 Régulateur de type MAMDANI.....	25
III-5-2 Régulateur de type SUGENO.....	26
III-6 Application du contrôleur flou au réglage de la vitesse d'une machine asynchrone commandée par la commande vectorielle indirecte.....	27
III-6-1 Simulation.....	28
III-7 Application de la commande floue sur la machine asynchrone.....	33
III-7-1 Structure de commande.....	33
III-7-2 Simulation.....	33
III-8 Conclusion.....	34
<b>Chapitre IV : COMMANDE NEURO-FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.</b>	
IV-1 Introduction.....	39
IV-2 Réseaux de neurones.....	39
IV-2-1 Introduction.....	39
IV-2-2 Neurone biologique.....	39
IV-2-3 Neurone formel.....	40
IV-2-4 Réseaux de neurones artificiels(RNA).....	40
IV-2-5 Architecture des RNA.....	41
IV-2-6 Apprentissage.....	41
IV-2-7 Algorithme d'apprentissage.....	42
IV-2-7-1 Algorithme de WINDROW-HOFF.....	42
IV-2-7-2 Algorithme de rétro propagation.....	43
IV-3 Réseau adaptatif non linéaire(RAN).....	45
IV-4 Contrôleur neuro-flou.....	46
IV-4-1 Méthode de SUGENO.....	47
IV-4-1 Méthode de MAMDANI.....	48
IV-5 Application.....	50
IV-5-1 Introduction.....	50
IV-5-2 Synthèse des régulateur.....	50
IV-5-3 Application de l'algorithme de back-propagation.....	52
IV-6 Résultats de simulation.....	53

<i>IV-6-1 Application du régulateur neuro-flou dans la commande vectorielle indirecte.....</i>	53
<i>IV-6-2 Application de la commande neuro-floue sur la machine asynchrone.....</i>	58
<i>IV-7 Conclusion.....</i>	58
 <b>Chapitre V: MODELISATION ET STRATEGIE DE COMMANDE DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX.</b>	
<i>V-1 Introduction.....</i>	63
<i>V-2 Modèle de commande des onduleurs triphasée à trois niveaux.....</i>	63
<i>V-2-1 Structure de l'onduleur à trois niveaux.....</i>	63
<i>V-2-2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....</i>	64
<i>V-3 Cellule de commutation multi-tripôle.....</i>	65
<i>V-4 Réseau de PETRI d'un onduleur à trois niveaux.....</i>	65
<i>V-5 Commandabilité des convertisseurs statiques.....</i>	66
<i>V-5-1 Fonction de connexion.....</i>	66
<i>V-5-2 Fonction de commutation.....</i>	66
<i>V-6 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....</i>	66
<i>V-6-1 Fonction de conversion.....</i>	66
<i>V-6-2 Relation de conversion simple.....</i>	68
<i>V-6-3 Relation de conversion composée.....</i>	69
<i>V-6-4 Fonctions génératrices et modèle de commande.....</i>	69
<i>V-7 Stratégie de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux.....</i>	70
<i>V-7-1 Introduction.....</i>	70
<i>V-7-2 Principe de la modulation triangulo-sinusoidale.....</i>	70
<i>V-7-3 Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses à échantillonnage naturel.....</i>	70
<i>V-8 Conclusion.....</i>	72
 <b>Chapitre VI: APPLICATION A L'ASSOCIATION ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE.</b>	
<i>VI-1 Application de la commande vectorielle indirecte, la commande floue et de la commande neuro-floue .....</i>	73
<i>VI-2 Résultats de simulation.....</i>	74
<i>VI-3 Conclusion.....</i>	74
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>95</b>



# *Introduction générale*

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les domaines de l'industrie et des transports. C'est en effet la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une dépense minimale d'énergie et de matière première.

Dans cette voie, la commande des moteurs électriques à vitesse variable a apporté aux processus industriels d'énormes avantages, en accroissant leurs possibilités et leurs performances, en facilitant leur automatisation et en augmentant leurs taux de disponibilité.

Le développement rapide de l'électronique de puissance et des composants tels que les *GTO* et *IGBT*, avec les convertisseurs statiques d'énergie électrique a permis de donner un nouvel essor aux machines alternatives, ainsi on a pu remplacer la machine à courant continu, qui a été la plus utilisée, pour la simplicité de sa commande, vu le découplage entre le flux et le couple. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique qui limite sa vitesse et sa puissance, augmente son encombrement et son coût de fabrication et d'entretien, et empêche son emploi dans les milieux hostiles.

Par contre la machine asynchrone, présente des avantages attirants tels que la simplicité de construction, la robustesse, le faible coût d'achat et de maintenance, encombrement réduit grâce à l'absence du collecteur, des vitesses de fonctionnement élevées, supporte de fortes surcharges et peut également fonctionner dans les milieux critiques.

La commande de vitesse d'une machine asynchrone triphasée peut être réalisée à fréquence fixe (gradateurs, cyclo\_convertisseurs ...), ou à fréquence variable (onduleur de tension).

Les onduleurs les plus connus jusqu'ici, sont les onduleurs à deux niveaux, toutefois, certaines applications comme la traction électrique exigent des machines asynchrones triphasées fonctionnant à des puissances et/ou vitesses très élevées, ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension ( $1.4 \text{ kV}$ ) et en puissance ( $IMVA$ ). Pour monter en puissance et en tension, on associe généralement plusieurs de ce type d'onduleurs en série ou en parallèle.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire et les variables internes de la machine tels que le couple et le flux sont fortement couplés, ce qui complique la commande.

La commande vectorielle (*Field Oriented Control*), permet d'envisager un découplage entre les paramètres de la machine, et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu à excitation séparée.

De nombreuses méthodes ont été mises en point dans le but de faciliter le réglage de ces systèmes de commande, malgré l'existence de cette diversité, les performances d'un régulateur classique restent bien souvent limitées en raison de la complexité réelle des systèmes à commander (non-linéarité, variation des paramètres,...).

L'apparition de la commande par logique floue a permis d'attaquer les systèmes mal définis, mal modélisés, voire n'ayant aucun modèle mathématique. Cette technique utilise les

connaissances des experts formulées sous forme de règles. Elle opère comme le raisonnement humain pour générer la commande.

Ces dernières années, on a constaté l'adaptation des techniques d'apprentissage, développées pour les réseaux de neurones artificiels, aux systèmes d'inférence floue, cette adaptation a permis l'obtention des règles et les améliorer pour avoir de bonnes performances.

Le présent travail organisé en six chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension.

Dans le second chapitre on présente le principe de la commande vectorielle indirecte. Afin de réaliser le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, comme on montre aussi le réglage classique de la vitesse par un régulateur *PI*.

Le troisième chapitre est consacré au réglage floue de la vitesse dans une commande vectorielle indirecte et à l'application de la commande floue à la machine asynchrone.

Dans le quatrième chapitre, après avoir synthétisé des régulateurs flous de type Mamdani, vu de leur simplicité en utilisant la matrice de *MACVICAR\_WHELAN*. On prépare l'application de technique du neurofloue, il nous a fallu passer aux régulateurs de type *SUGENO* qui sont simples en formules mais difficiles à avoir à partir des connaissances de l'expert, une fois les régulateurs neuroflou synthétisés, on applique la commande à la machine asynchrone.

Le cinquième chapitre présente le modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, afin de synthétiser la stratégie de modulation de largeur d'impulsion pour la commande de l'onduleur.

Dans le dernier chapitre, on s'intéresse à l'application des différentes techniques de commande de l'association de l'onduleur à trois niveaux et la machine asynchrone.

Des comparaisons sont données au fur et à mesure, ainsi que des tests de robustesse. Enfin, nous concluons au vu des résultats obtenus à savoir la robustesse et les performances de chaque méthode.

# Chapitre I

## Modélisation de la Machine

### Asynchrone.

#### I-1 Introduction :

Dans le but de commander un système électrique donné, il est nécessaire de donner son modèle mathématique, et choisir convenablement ses entrées et ses sorties. En tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices, le modèle de la machine asynchrone est un système à six équations non linéaires et à coefficients variables.

Malgré les hypothèses simplificatrices posées, le modèle de la machine asynchrone demeure compliqué à cause du fort couplage entre ses armatures statoriques et rotoriques.

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoires.

#### I-2 Modèle général de la machine :

##### I-2-1 Description :

La machine asynchrone dont nous allons étudier correspond au schéma de principe présenté à la figure I-1.

Les armatures magnétiques du stator et de rotor sont toutes deux cylindriques, séparées par un entrefer constant et mené chacune d'un enroulement triphasé [10].

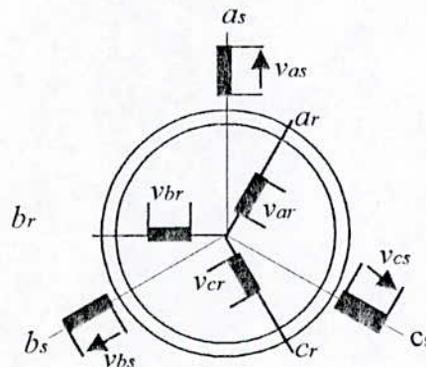


Fig. I.1 :Représentation schématique d'une MAS

### I-2-2 Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes[2][10]:

- La machine est symétrique et à entrefer constant, afin de considérer les inductances propres constantes et les inductances mutuelles entre deux enroulements fonction sinusoïdale de  $\theta$ .
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé et est parfaitement feuilleté.

### I-2-3 Equations électriques :

$$\begin{aligned} [u_s] &= r_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [0] &= r_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{aligned} \quad (I-1)$$

avec :

$$\begin{aligned} [u_s] &= [u_{as} \quad u_{bs} \quad u_{cs}]^T & [u_r] &= [u_{ar} \quad u_{br} \quad u_{cr}]^T \\ [i_s] &= [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T & [i_r] &= [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \\ [\phi_s] &= [\phi_{as} \quad \phi_{bs} \quad \phi_{cs}]^T & [\phi_r] &= [\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr}]^T \end{aligned}$$

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{aligned} [\phi_s] &= [L_s] i_s + [L_m] i_r \\ [\phi_r] &= [L_r] i_r + [L_m]^T i_s \end{aligned} \quad (I-2)$$

avec :

$$\begin{aligned} [L_s] &= \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix}; & [L_r] &= \begin{bmatrix} L_r & L_m & L_m \\ L_m & L_r & L_m \\ L_m & L_m & L_r \end{bmatrix} \\ [L_m] &= L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I-3)$$

En remplaçant (I-2) dans (I-1), on obtient :

$$\begin{aligned} [u_s] &= r_s [i_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_m] i_r \} \\ [0] &= r_r [i_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_m]^T [i_s] \} \end{aligned} \quad (I-4)$$

### I-2-4 Equations mécaniques :

Le couple électromagnétique développé par la machine s'écrit :

$$C_{em} = p[i_s] \frac{d}{d\theta} [L_m i_r] \quad (I-5)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - k_f \Omega$$

On voit bien que le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$ . Sa résolution analytique dans ce repère reste très difficile.

### I-3 Transformation de PARK :

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Le passage est rendu possible à la transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park  $P(\theta)$  données par [10] :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

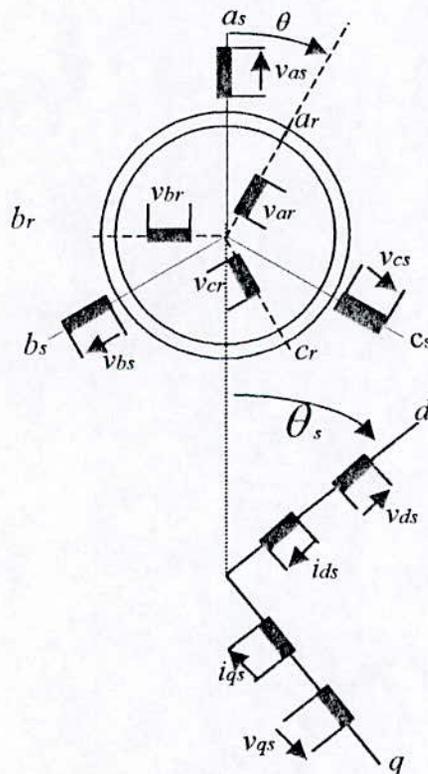


Fig. I.2 : Transformation de Park

La matrice de Park écrite sous cette forme est orthogonale. Ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physique dans les deux repères. Donc, l'énergie sera conservée pour ce changement de repère.

L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$P^{-1}(\theta) = P'(\theta). \quad (I-7)$$

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{pmatrix} = P(\theta) \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix}$$

L'application de cette transformation aux équations des tensions et des flux donne :

$$\begin{aligned} u_{ds} &= r_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs} \\ u_{qs} &= r_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega \phi_{ds} \\ 0 &= r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 &= r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega - \omega_m) \phi_{dr} \\ \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (I-8)$$

avec :

$$\omega = \frac{d}{dt} \theta : \text{vitesse de rotation du référentiel choisi,}$$

$$\omega_m = \frac{\Omega}{p} : \text{est la pulsation mécanique du rotor.}$$

### I-3-1 Choix du référentiel :

Les équations de la machine asynchrone (I-8) peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse qu'on peut attribuer au repère ( $d$ - $q$ ).

#### a) référentiel lié au stator :

Pour ce type de choix  $\omega = 0$ , dans ce cas les phases  $as$  et  $d$  coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

## b) référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, la vitesse du repère ( $d$ - $q$ ) est égale à la pulsation mécanique du rotor

$$\omega = \omega_m.$$

## c) référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, la vitesse du repère ( $d$ - $q$ ) est  $\omega_s$ , représentant la vitesse du champ tournant.

## I-3-2 Mise sous forme d'équation d'état :

La mise sous forme d'équation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Le choix du repère et des variables d'état dépend des objectifs de la commande.

En prenant comme vecteur d'état  $x' = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \Omega]$  et faisant quelques substitutions dans les équations (I-8), on peut mettre le système d'équations (I-8) sous la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (I-9)$$

Avec :

$$f(x) = \begin{bmatrix} \beta L_m \frac{\phi_{dr}}{L_s L_r} - \omega_m L_m \frac{\phi_{qr}}{L_s L_r} + [\sigma\beta - (\alpha + \beta)]i_{ds} + \omega_s i_{qs} \\ -\beta L_m \frac{\phi_{qr}}{L_s L_r} - \omega_m L_m \frac{\phi_{dr}}{\sigma L_s L_r} + [\sigma\beta - (\alpha + \beta)]i_{qs} - \omega_s i_{ds} \\ -r_r \frac{\phi_{dr}}{L_r} + L_m r_r \frac{i_{ds}}{L_r} + (\omega_s - \omega_m)\phi_{qr} \\ -r_r \frac{\phi_{qr}}{L_r} + L_m r_r \frac{i_{qs}}{L_r} - (\omega_s - \omega_m)\phi_{dr} \\ \frac{p L_m}{J L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - k_f \Omega - \frac{c_r}{J} \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

$$\alpha = \frac{r_s}{\sigma L_s}; \quad \beta = \frac{r_r}{\sigma L_r}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}; \quad u = [u_{ds} \ u_{qs}]$$

#### I-4 Simulations numériques et interprétation :

Afin de connaître les caractéristiques dynamiques des différentes variables d'état de la machine et pour valider le modèle mathématique, on procède à une simulation en boucle ouverte du modèle de la machine en utilisant l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4.

La machine est excitée par le système triphasé de tension suivant :

$$\begin{aligned} u_{as} &= \sqrt{2}U \cdot \sin(\omega_s t) \\ u_{bs} &= \sqrt{2}U \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{cs} &= \sqrt{2}U \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

avec :  $U=220V$ ,  $\omega_s = 2\pi f$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$

Lors du démarrage à vide, on remarque l'importance des courants statoriques (5 fois sa valeur en régime permanent) qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine en cas de répétition excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique (pertes par frottement et ventilation à vide, et en plus le couple résistant dans le cas de l'application d'une charge. On remarque aussi que le démarrage est rapide car la vitesse atteint sa valeur de synchronisme ( $157 \text{ rad/Sec}$ ) au bout de  $0.26 \text{ Sec}$ .

En appliquant une charge de  $10 \text{ N.m}$  après un démarrage à vide, on remarque que le couple est stabilisé à une valeur égale à celle de la charge, la vitesse chute à  $1420 \text{ tr/min}$  qu'est la vitesse nominale de la machine.

Cette simulation montre aussi qu'il y a un fort couplage entre le couple électromagnétique et la vitesse (*Fig. I.3*).

#### I-5 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 6 à 4 équations.

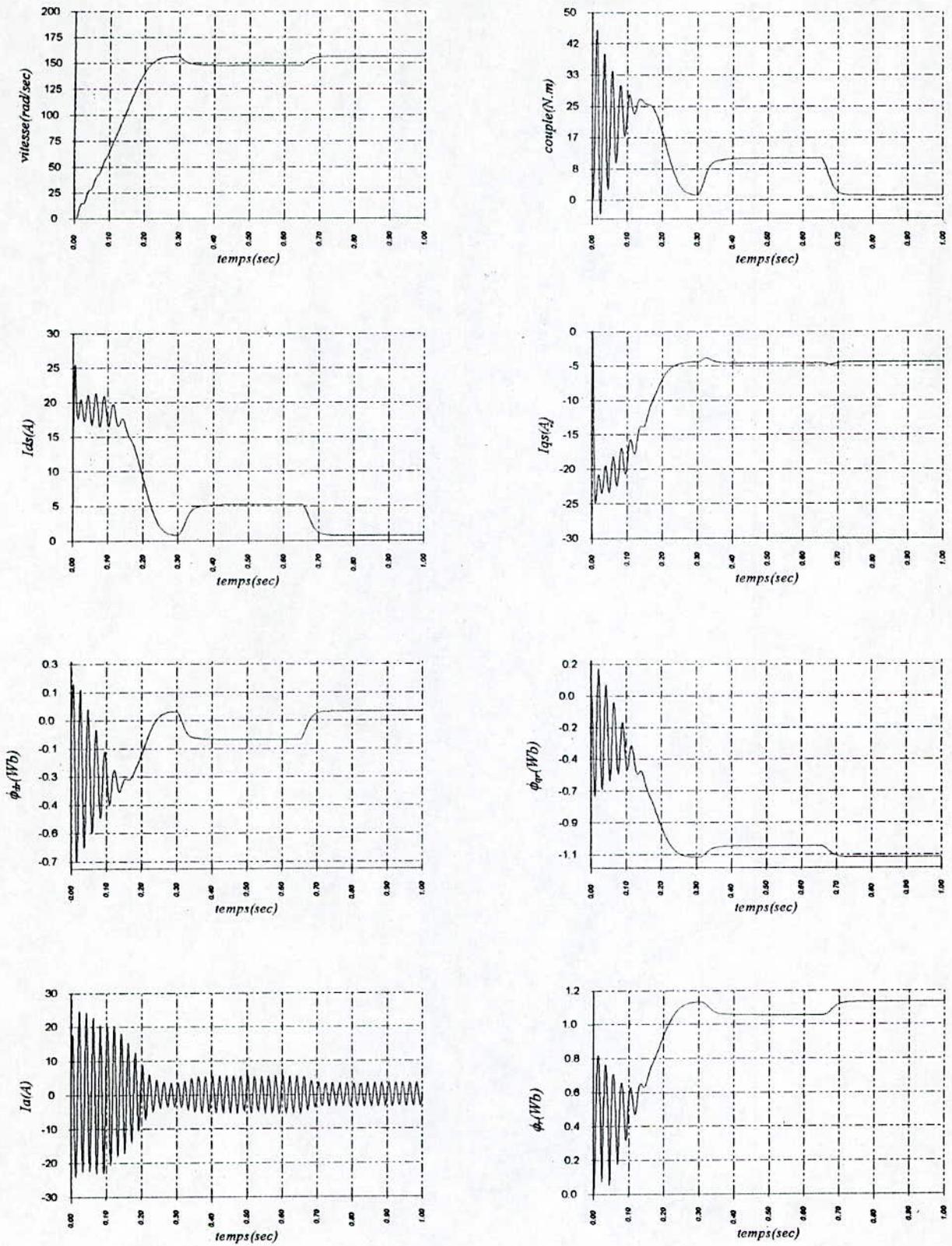


Fig. 1.3. Simulation en boucle ouverte de la machine asynchrone alimentée en tension avec application d'une charge de 10 N.m entre 0.3 et 0.6 sec.

# Chapitre II

## Commande Vectorielle.

### II-1 Introduction :

Les techniques de la commande vectorielle ont permis l'utilisation de la machine asynchrone dans les applications de hautes performances, grâce au découplage effectué entre le flux et le couple électromagnétique.

La difficulté de commander une machine asynchrone réside dans le fait que le modèle mathématique du système dans la configuration de Park est non linéaire, multivariable et fortement couplée du fait de l'existence d'un couplage entre les deux armatures statorique et rotorique.

Ce n'est que vers les années 70 que des solutions concrètes aux problèmes cités ci-dessus ont vu le jour grâce aux allemands *BLASCHK* et *HASSE* qui ont proposé et réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone[4].

Dans ce chapitre, nous présentons, une commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée en tension.

### II-2 Principes de la commande vectorielle :

Le principe de cette méthode est de ramener le comportement de la *MAS* à celui de la machine à courant continu.

Si l'on choisit un repère d'axes  $(d-q)$  tournant avec une vitesse de manière à ce que le flux se trouve entièrement porté par l'axe  $d$ , on peut alors agir sur le couple en modifiant la valeur de la composante quadratique du courant statorique sans altérer le flux qui se trouve alors en quadrature de ce courant. Le réglage du flux, s'il a lieu, en cas de survitesse par exemple, se fera uniquement en agissant sur la composante directe du courant. Cette séparation est très importante car le flux varie très lentement par comparaison à la variation des courants que l'on impose à la machine. 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 [7].

Dans ce travail, nous intéressons à une commande en tension avec orientation du repère  $(d-q)$  suivant le flux rotorique.

### II-3 Orientation du flux rotorique[22] :

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

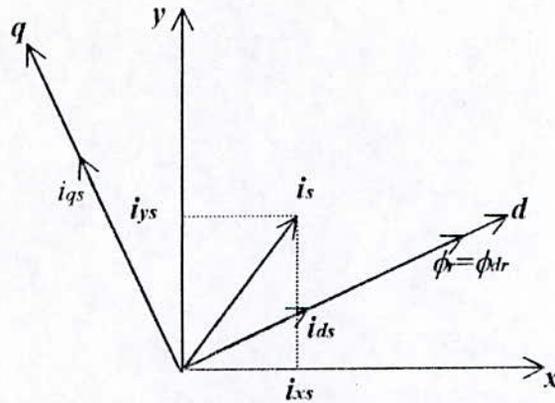


Fig.II.1 : Principe d'orientation du flux rotorique

Avec :

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

A partir du modèle de la machine exprimé dans le référentiel du champ tournant et en tenant compte de (II-1), les équations de la machine deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( - \left( r_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 r_r \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_m r_r}{L_r} \phi_r + u_{ds} \right) \\ \frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( - \left( r_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 r_r - \sigma L_s \omega_s i_{ds} \right) i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \phi_r \omega_m + u_{qs} \right) \\ \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{L_m r_r}{L_r} i_{ds} - \frac{r_r}{L_r} \phi_r \\ \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{p}{L_r J} \frac{L_m}{J} i_{qs} \phi_r - \frac{k_f}{J} \omega_m - \frac{p}{J} c_r \end{array} \right. \quad (\text{II-2})$$

$$\text{avec : } \begin{array}{l} \omega_s = \omega_m + \frac{L_m r_r}{L_r \phi_r} i_{qs} \\ c_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \end{array}$$

On remarque que seule la composante directe du courant  $i_{ds}$  détermine l'amplitude du flux rotorique. Si ce dernier est maintenu constant le couple est commandé uniquement par  $i_{qs}$ .

En général, deux sortes de commandes sont utilisées [7]:

- La première est la méthode directe proposée par *BLASCHKE*, qui utilise des capteurs de flux placés dans l'entrefer de la machine, mais la fragilité de ces capteurs, le surcoût de la production de la machine et la perte de robustesse de celle-ci rendent cette méthode peu attrayante.

- La deuxième est la méthode indirecte proposée par HASSE, qui consiste à estimer la position du flux à partir de la vitesse mesurée et de la pulsation de glissement de référence. Cette technique est sensible aux erreurs sur les paramètres électriques. Dans notre travail, on s'intéresse à la deuxième technique.

**II-4 Réglage de vitesse par la commande vectorielle indirecte :**

Le principe de cette méthode est le contrôle de la vitesse par contre réaction et le contrôle du flux par réaction, où elle consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position ce qui signifie qu'on peut éliminer un estimateur de flux mais elle exige la présence d'un capteur de vitesse (ou de position)[22].

La Figure.II.2 montre le principe de l'algorithme proposé de réglage de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée en tension. Cet algorithme comporte :

- ♦ Un régulateur PI de vitesse dont la sortie impose le couple de référence.
- ♦ Un bloc de défluxage.
- ♦ Bloc de découplage (F.O.C).

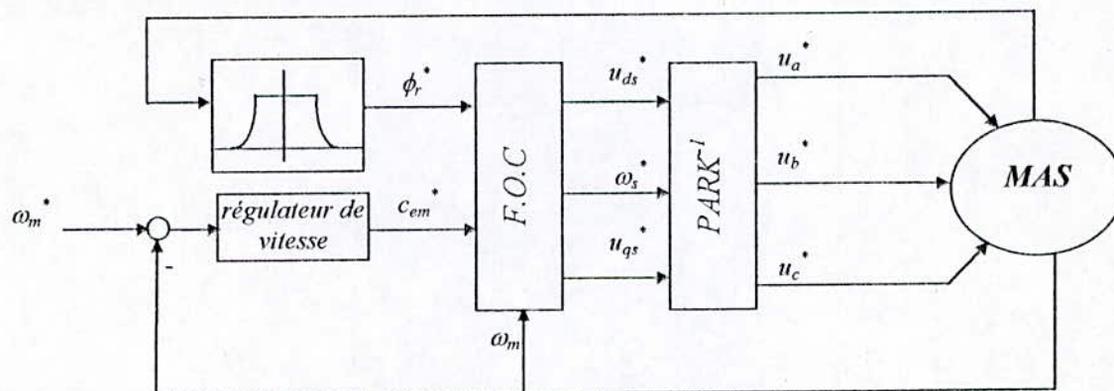


Fig.II.2 :Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

**II-5 Bloc de contrôle du flux orienté (F.O.C) :**

Le FOC (Field Oriented Control) est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple sont maintenus constants égaux à leur valeurs de référence. Les équations de ce bloc sont [7] :

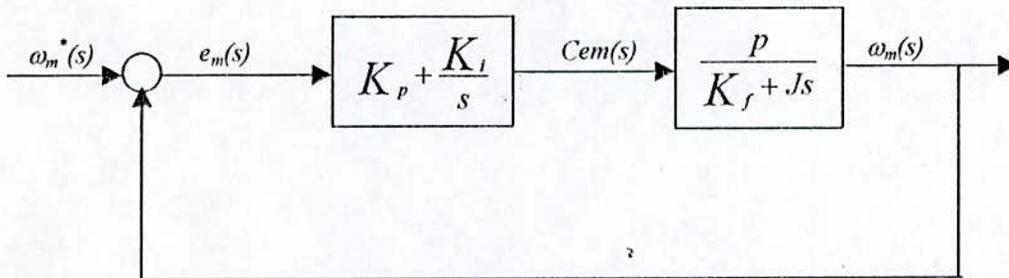
$$\begin{cases} \dot{i}_{ds} = \frac{\dot{\phi}_r}{L_m} \\ \dot{i}_{qs} = \frac{L_r \dot{c}_{em}}{p L_m \phi_r} \\ \omega_s = \omega_m + \frac{L_m r_r \dot{i}_{qs}}{L_r \phi_r} \\ \dot{u}_{ds} = r_s \dot{i}_{ds} - \omega_s \sigma L_s \dot{i}_{qs} \\ \dot{u}_{qs} = r_s \dot{i}_{qs} + \omega_s L_s \dot{i}_{ds} \end{cases} \quad (II-3)$$

**II-6 régulateur de la vitesse :**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence. L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega_m(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{k_f + Js} \tag{II-4}$$

L'association d'un régulateur PI donne :



**Fig.II.3: Schéma d'asservissement de vitesse**

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_m(s)}{\omega_m^*(s)} = \frac{(k_p s + k_i) p / J}{s^2 + \frac{k_f + k_p p}{J} s + \frac{k_i p}{J}} \tag{II-5}$$

Après l'imposition de deux pôles complexes conjugués  $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$  :

$$k_i = \frac{2J\rho^2}{p}, \quad k_p = \frac{2J\rho - k_f}{p} \tag{II-6}$$

• Le flux de référence est donnée par :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \leq \Omega_m^n = \frac{\omega_m^n}{p} = 1420 \text{ (tr / min)} \\ \frac{\Omega_m^n}{|\Omega_m|} \phi_r^n & \text{si } |\Omega_m| \geq \Omega_m^n \end{cases} \tag{II-7}$$

• Limitation de la commande :

$$C_{em}^* = \begin{cases} \dot{C}_{em} & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \text{ signe}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{em}^{\max} \end{cases} \tag{II-8}$$

avec :

$$C_{em}^{\max} = 2.5 * C_{em}^n$$

### II-7 Résultats de simulation :

Les coefficients du régulateur de vitesse sont déterminés par un placement de pôle avec ( $\rho=35$ ,  $T_r=0.1138$ ) ce qui donne  $k_p=1.081$  et  $k_i=37.975$ .

#### 1. analyse des performances:

Les résultats de simulation montrent que la dynamique de la vitesse est un peu lente ( $0.23s$ ), et la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement. Et nous constatons que le découplage entre le flux et le couple est maintenu, car le flux reste constant ne subissant pas les variations brusques supportées par le couple (*Fig.II.4*), et on remarque aussi qu'il n'y a pas de pics de courant ou de couple très forts, sauf lors de l'inversion de sens de rotation (*Fig.II.5*), où on remarque un pic considérable ( $35 N.m$ ).

Le régulateur ne rejette pratiquement pas la perturbation (*fig.II.4*), car la vitesse marque une chute de 3%.

#### 2. Essais de robustesse:

Nous allons soumettre à présent le système à une série de tests de robustesse:

##### ▪ Variation de 50% de la résistance rotorique:

On a introduit des variations de 50% de la résistance rotorique pendant le régime transitoire et le régime permanent (*Fig.II.6*). On remarque qu'aucun changement notable des allures des différentes grandeurs par rapport à celles enregistrées en fonctionnement normal.

##### ▪ Variation de 50% du moment d'inertie:

Cette fois-ci on introduit une variation de 50% du moment d'inertie pendant le régime permanent et le régime transitoire. Contrairement au cas précédent on remarque que durant le régime transitoire, la variation du moment d'inertie influe sur la réponse de la vitesse (*Fig.II.7*). En effet, le temps de réponse a marqué une augmentation pour atteindre  $0.31 s$ . Durant le régime permanent on ne signale aucune dégradation.

### II-8 Conclusion :

La méthode du flux orienté appliquée à la machine asynchrone, nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple de celle du flux.

Il faut signaler que le régulateur classique dépend fortement des paramètres de la machine, et une erreur d'identification des paramètres conduira à une détérioration des performances de la commande.

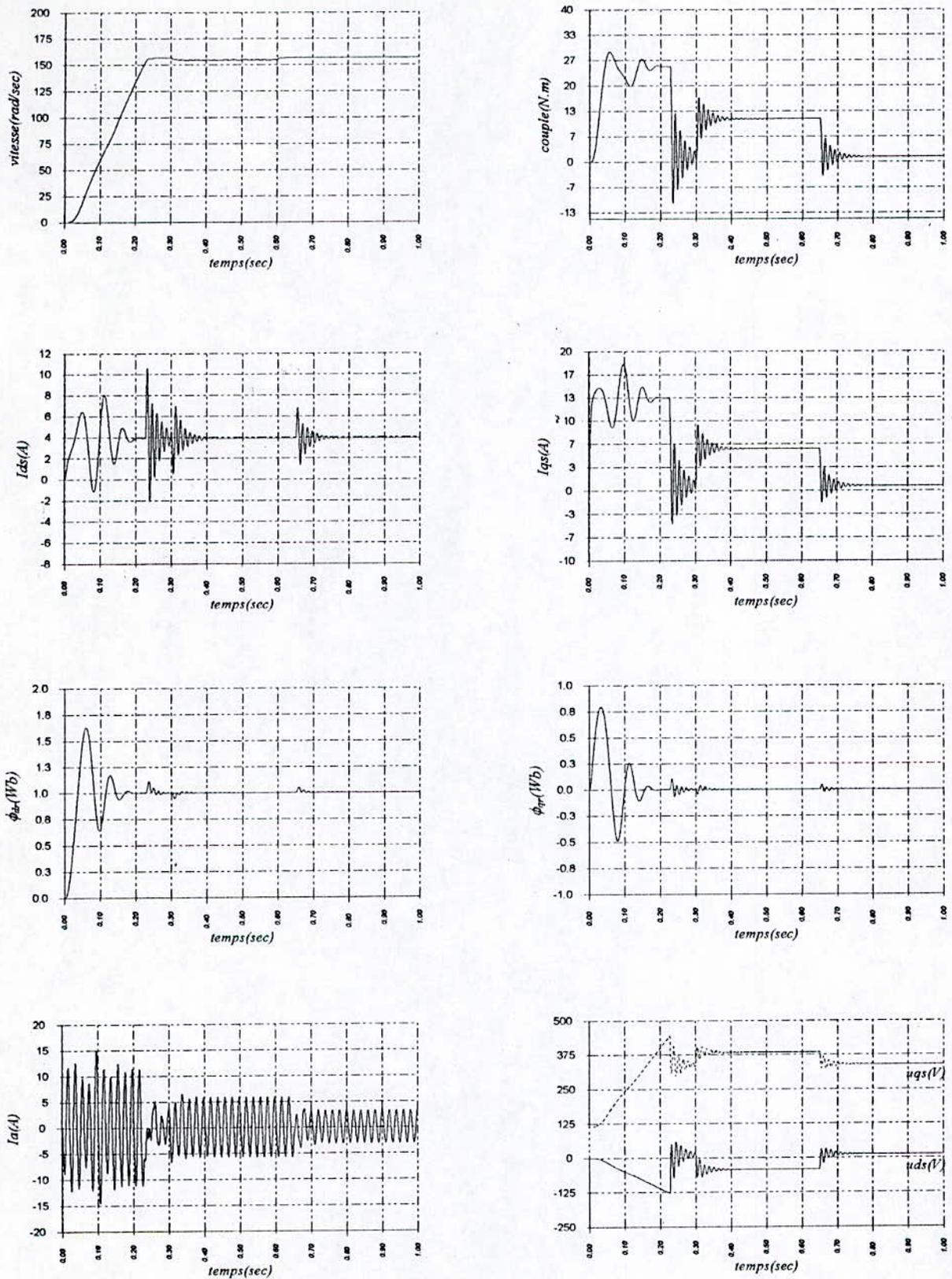


Fig.II.4: commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension avec application d'une charge ( $cr=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec.

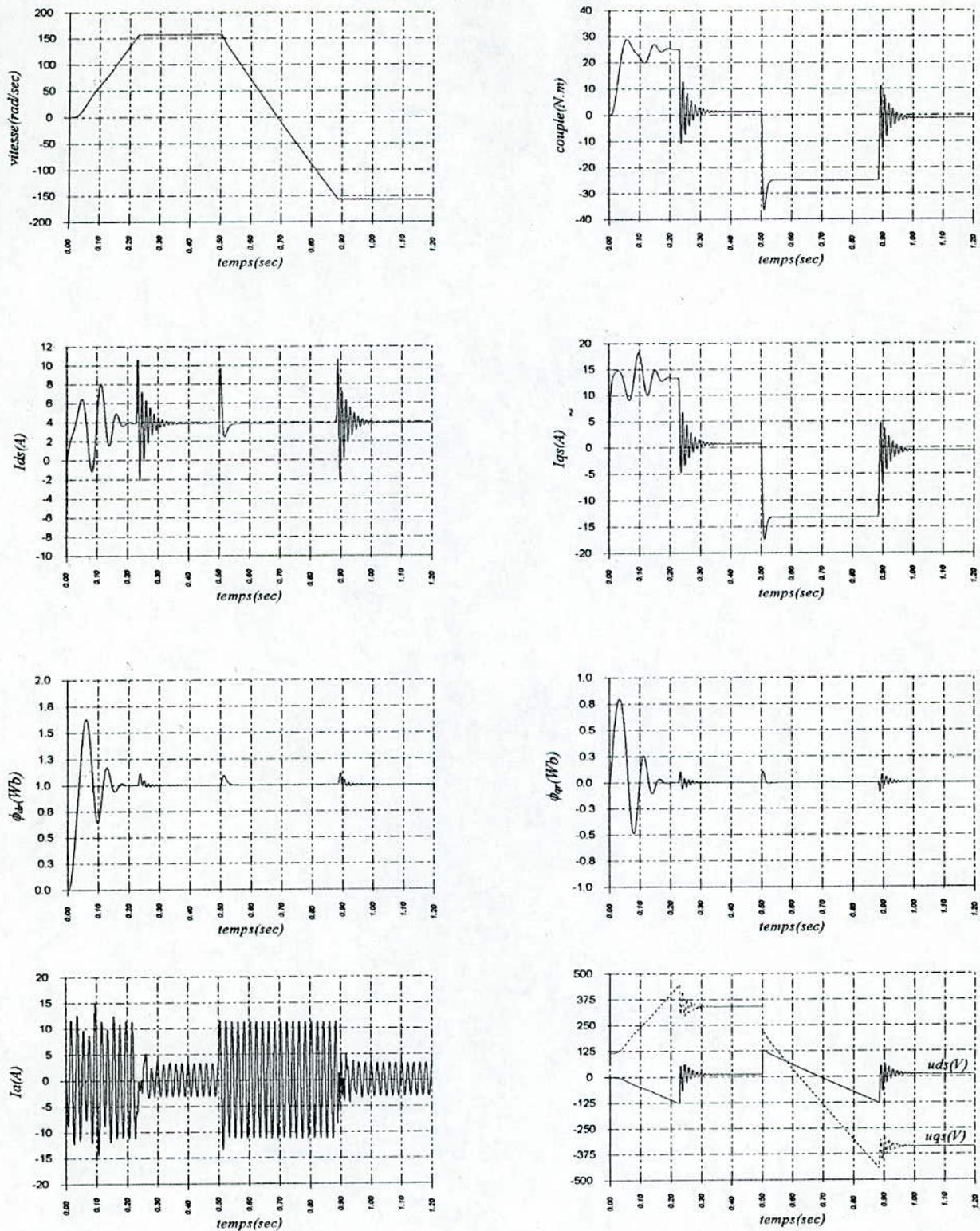
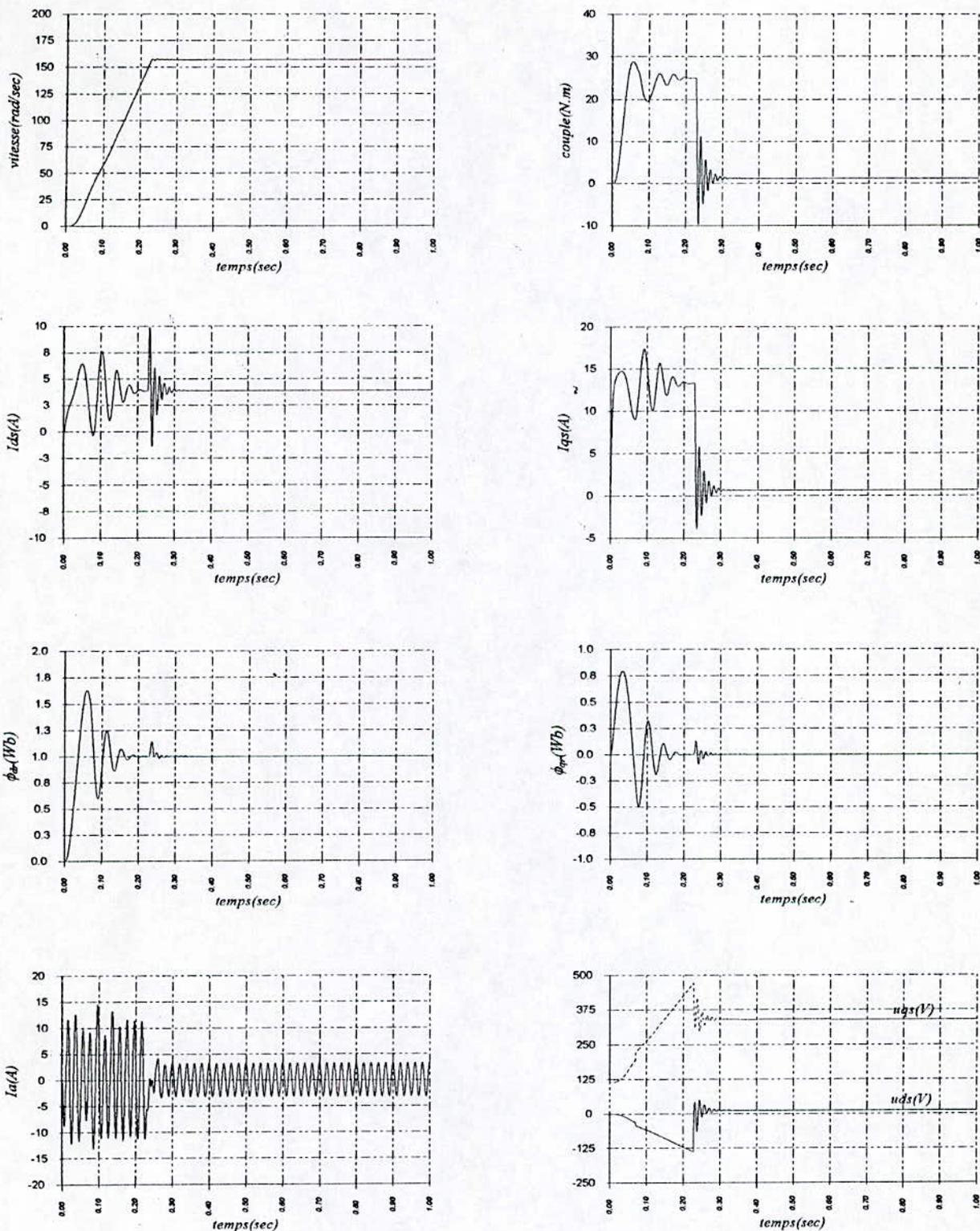
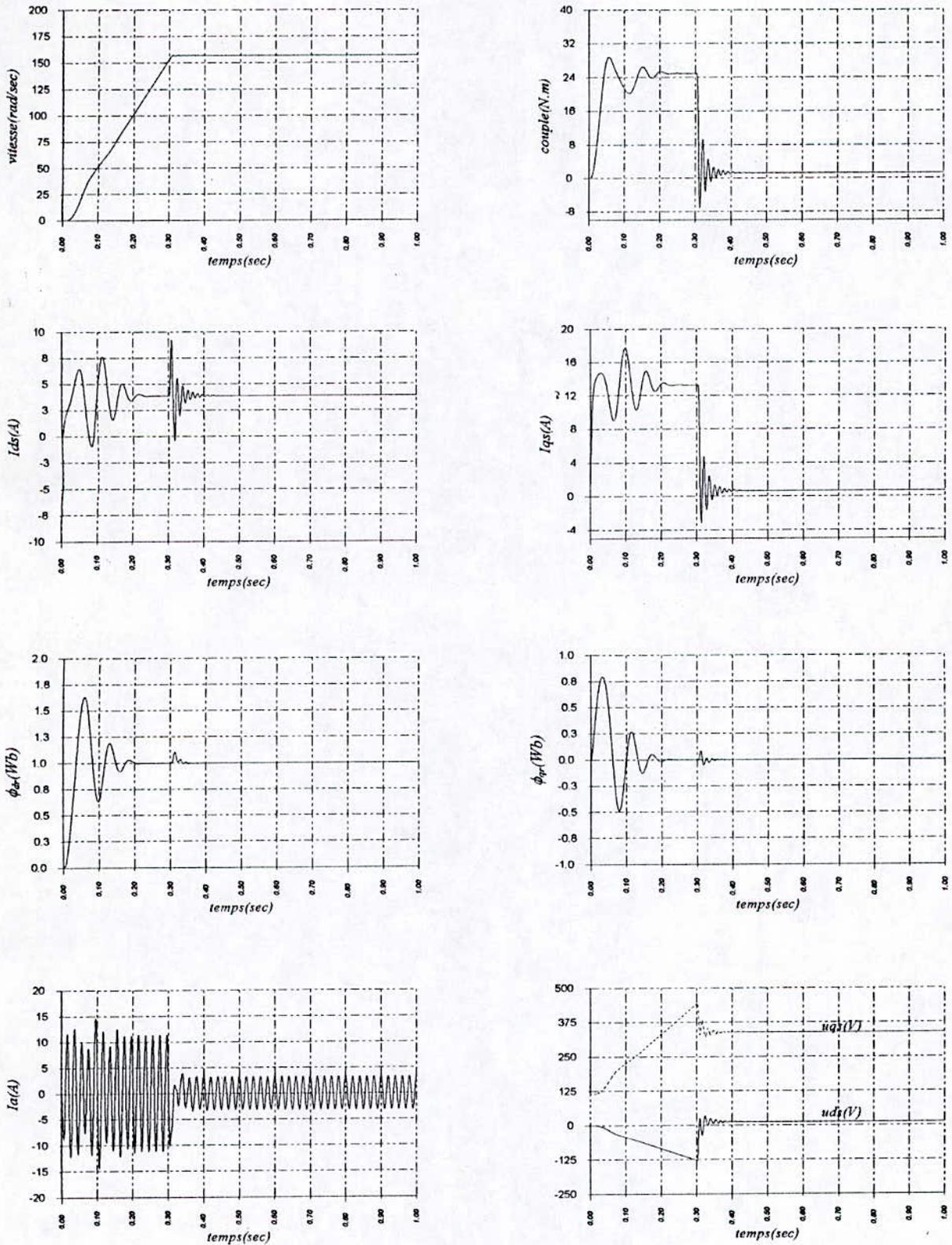


Fig.II.5: commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension avec inversion de la vitesse a partir de  $t=0.5$ sec .



**Fig. II.6: Test de robustesse par rapport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire (0.05 sec < t < 0.3sec) et le régime permanent (0.4sec < t < 0.6sec)**



**Fig.II.7: Test de robustesse par apport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire (0.05 sec < t < 0.3 sec) et le régime permanent (0.4 sec < t < 0.6 sec).**

# Chapitre III

## Commande Par La Logique Floue.

### III-1 Introduction :

C'est à *LOTFI ZADEH*, spécialiste renommé d'automatique et de la théorie des systèmes, à l'université de *BERKELEY*, que revient le mérite de faire la jonction en 1965 entre les logiques multivaluées des années 1930 et les travaux de *Black* sur les concepts vagues, grâce à la notion d'ensemble flou et aux logiques associées.

L'application la plus populaire de la logique floue est la commande par la logique floue, qui donne lieu au plus grand nombre de réalisations. La méthodologie de la commande par logique floue 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, la commande par logique floue peut être vue comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine[5].

### III-2 Notion de base sur la logique floue :

Dans cette section, nous allons présenter les concepts de la théorie des ensembles flous nécessaires pour la conception des régulateurs flous.

#### III-2-1 Ensemble ordinaire :

Etant donné un ensemble de référence  $X$ , on peut distinguer les éléments de  $X$  qui appartient à une certaine classe de  $X$  et ceux qui n'appartiennent pas. Cette classe est alors un sous ensemble de  $X$  (au sens habituel de la théorie des ensembles), on le qualifie de classique ou d'ordinaire[17].

Pour un ensemble ordinaire  $X$ , on peut définir une fonction d'appartenance  $\mu_X(x)$  telle que :

$$\begin{cases} \mu_X(x) = 1 \text{ si } x \in X \\ \mu_X(x) = 0 \text{ si } x \notin X \end{cases} \quad \text{(III-1)}$$

#### III-2-2 Ensemble flou :

Soit  $X$  une collection continue ou discrète d'objets dénotés  $\{X\}$ ,  $X$  est appelée univers de discours et  $x$  représente l'élément générique de  $X$ .

Un ensemble flou peut être vu comme une généralisation du concept d'ensemble ordinaire dont la fonction d'appartenance prend seulement deux valeurs  $\{0, 1\}$  (ensemble booléen) [5][12].

Ainsi , sur un univers de discours  $X$  , un ensemble flou  $A$  est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_A$  prenant ses valeurs dans l'intervalle  $[0,1]$  , alors l'ensemble flou  $A$  dans  $X$  est défini par l'ensemble des paires (élément générique , degré d'appartenance).

$$A = \{x, \mu_A(x) / x \in X\} \quad (\text{III-2})$$

et on le notera :

$$A = \begin{cases} \sum_{x_i \in X} \mu_A(x_i) / x_i & X : \text{discrit} \\ \int_X \mu_A(x) / x & X : \text{continu} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

### III-2-3 Variables linguistiques :

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions linguistique (floues) comme : *chaud* , *froid* , *rapide* , *lent* ... etc.[5]

Les expressions de ce genre forment les valeurs d'une variable linguistique, qu'on appelle valeurs floues qu'on peut les représenter par des fonctions d'appartenances.

#### Définition :

Une variable linguistique est caractérisée par un triplet  $(x, T(x), X)$  ou :

$x$  : est le nom de la variable linguistique.

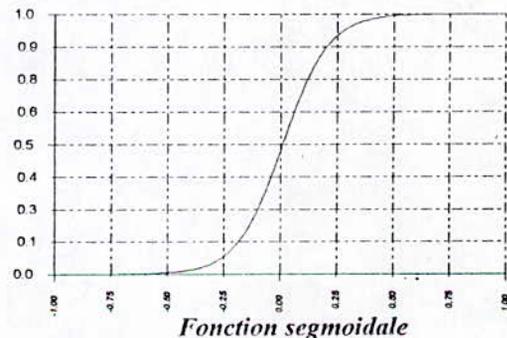
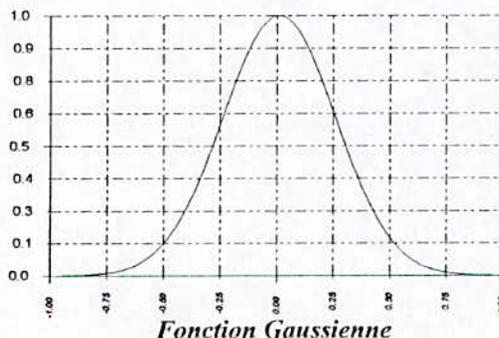
$T(x)$  : est l'ensemble des valeurs linguistiques de  $x$  .

$X$  : univers de discours.

### III-2-4 Fonction d'appartenance :

En vue d'un traitement mathématique des variables linguistiques et dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur, on attribue à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance , variant entre 0 et 1. La fonction d'appartenance est désignée par  $\mu_{A_i}(x)$  où  $x$  rapporté à la variable linguistique tandis que  $A_i$  est le sous-ensemble flou concerné.

Les fonctions d'appartenance les plus utilisées sont : triangulaires, trapézoïdales, segmoidales et gaussiennes[23].



Les fonctions d'appartenance sont choisies par l'utilisateur arbitrairement en se basant sur l'expérience. Récemment les fonctions d'appartenance sont choisies en utilisant les procédures d'optimisation [11].

Une très grande résolution est obtenue en utilisant plus de fonctions d'appartenance au prix d'une plus grande complexité de calcul.

Généralement, les fonctions d'appartenance sont normalisées entre 0 et 1 en divisant la fonction d'appartenance sur sa valeur maximale[6].

### III-2-5 Opérations sur les ensembles flous :

Soient  $A$  et  $B$  deux sous-ensembles flous de  $X$  définis par les fonctions d'appartenance  $\mu_A$  et  $\mu_B$  respectivement. On a les propriétés suivantes[5][11]:

$$\text{Union : } \begin{cases} \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ \text{ou} \\ \mu_{A \cup B} = \mu_A(x) + \mu_B(x) - \mu_A(x) * \mu_B(x) \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

$$\text{Intersection : } \begin{cases} \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \\ \text{ou} \\ \mu_{A \cap B} = \mu_A(x) * \mu_B(x) \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

$$\text{Négation : } \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III-6})$$

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \oplus \mu_B(x) \quad (\text{III-7})$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) * \mu_B(x) \quad (\text{III-8})$$

### III-2-6 Relation de composition sur le produit de deux espaces de référence :

Une relation floue représente un degré de présence d'association, interaction ou d'interconnexion entre les éléments de deux ou plusieurs ensembles flous.

Soient  $U$  et  $V$  deux univers de discours, une relation floue  $R(U, V)$  est un ensemble flou de produit cartésien  $U * V$ , c'est à dire c'est un sous-ensemble flou de  $U * V$ , et il est caractérisée par une fonction d'appartenance :

$\mu_R(x, y)$  ou  $x \in U, y \in V$ , c'est-à-dire :

$$R(U, V) = \left\{ \frac{((x, y), \mu_R(x, y))}{(x, y) \in U * V} \right\} \quad (\text{III-9})$$

On peut généraliser ce résultat à  $n$  ensembles flous .

Soient  $R(x, y)$  et  $S(x, y)$  deux relations floues dans le même espace de produit cartésien  $U*V$  :

$$\begin{cases} \mu_{R \cap S}(x, y) = \mu_R(x, y) * \mu_S(x, y) \\ \mu_{R \cup S}(x, y) = \mu_R(x, y) \oplus \mu_S(x, y) \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

ou  $*$  =t-norme et  $\oplus$  =t-conorme

### III-2-7 Raisonnement flou :

Les ensembles flous et la théorie des possibilités sont des éléments importants de la représentation des connaissances imparfaitement définis. Pour raisonner sur de telles connaissances, la logique classique ne suffit pas. On utilise la logique floue lorsque les connaissances sont imprécises, vagues et éventuellement incertaines, par la suite on donne quelques définitions[23].

Soit  $x$  une variable linguistique et  $A$  une caractéristique

#### Définition 1(proposition) :

Une proposition floue est définie à partir d'une variable linguistique  $(x, T(x), X)$  par la qualification :

"  $x$  est  $A$  " .

#### Définition 2(conjonction) :

La conjonction de deux propositions floues est réalisée par l'opérateur ET par exemple :

"  $x_1$  est  $A_1$  ET  $x_2$  est  $A_2$  " .

#### Définition 3(disjonction) :

La disjonction de deux propositions floues est réalisée par l'opérateur OU par exemple :

"  $x_1$  est  $A_1$  OU  $x_2$  est  $A_2$  " .

#### Définition 4(implication) :

Une implication entre deux propositions floues définit aussi une proposition floue que l'on peut exprimer par :

" SI  $x_1$  est  $A_1$  ALORS  $x_2$  est  $A_2$  " .

Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction , disjonction ou implication portant sur des propositions floues élémentaires .

#### Définition 5(règle floue) :

Une règle floue est une proposition floue utilisant une implication entre deux propositions floues quelconques. Par exemple :

" SI  $x_1$  est  $A_1$  ET  $x_2$  est  $A_2$  ALORS  $x_3$  est  $A_3$  " .

Où "  $x_1$  est  $A_1$  ET  $x_2$  est  $A_2$  " étant la prémisse de la règle et "  $x_3$  est  $A_3$  " sa conclusion.

En utilisant les règles de composition d'inférence, nous pouvons formaliser une procédure d'inférence, appelé raisonnement flou sur l'ensemble des règles (Si-Alors). La règle de base

d'inférence est le *Modus-Ponens*, selon qu'on peut déduire la vérité de la proposition  $A2$  de la vérité de la proposition  $A1$  et de l'implication  $A1 \Rightarrow A2$ . Ce concept est illustré ci-dessous :

<i>Prémisse1 (fait observé)</i>	$x1$ est $A1$
<i>Prémisse2 (règle)</i>	<u><math>SI</math> <math>x1</math> est <math>A1</math> <math>ALORS</math> <math>x2</math> est <math>A2</math>'</u>
<i>Conclusion</i>	$x2$ est $A2$ .

Cependant la plus part des raisonnements humains, le *Modus-Ponens* est employé d'une manière approximée que l'on appelle *Modus-Ponens Généralisé (MPG)*, Le concept précédent devient :

<i>Prémisse1 (fait observé)</i>	$x1$ est $\hat{A}1$
<i>Prémisse2 (règle)</i>	<u><math>SI</math> <math>x1</math> est <math>A1</math> <math>ALORS</math> <math>x2</math> est <math>A2</math>'</u>
<i>Conclusion</i>	$x2$ est $\hat{A}2$ .

Comme il existe une règle d'inférence qu'est le *Modus-Tollens généralisé (MTG)*

<i>Prémisse1</i>	$x2$ est $\hat{A}2$
<i>Prémisse2</i>	<u><math>SI</math> <math>x1</math> est <math>A1</math> <math>ALORS</math> <math>x2</math> est <math>A2</math>'</u>
<i>Conclusion</i>	$x1$ est $\hat{A}1$

**Remarque :** le *modus-ponens* est utilisé dans le raisonnement par chaînage avant c'est-à-dire déduction successive des faits (il est utilisé dans la commande), alors que le *Modus Tollens* est utilisé en chaînage arrière c'est à dire vérification d'hypothèse (il est utilisé dans le système expert).

### III-3 Commande par la logique floue :

La commande par logique floue est le domaine dans lequel il existe le plus de réalisation effective, en particulier industrielles. Son but est de traiter des problèmes de commande de processus. Le plus souvent à partir des connaissances des experts.

#### III-3-1 Contrôleur flou :

La configuration de base d'un contrôleur flou (*Fig.III.1*) comprend les éléments suivants [15] :

##### a) Fuzzification :

C'est la partie du contrôleur flou chargé de convertir les grandeurs physiques (réelles) en variables linguistiques

##### b) Base de règles :

Elle contient les définitions des termes utilisés dans la commande et l'ensemble des règles caractérisant la cible de la commande et décrivant la conduite de l'expert

##### c) Inférence :

L'inférence transforme à l'aide du jeu de règles (en manipulant la base des règles). La partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue qui caractérise la sortie du contrôleur.

#### d) Défuzzification :

La défuzzification consiste à convertir la partie floue issue de l'inférence en une grandeur physique.

Plusieurs stratégies de défuzzification sont utilisées[5][12].

- Méthode du maximum :

La commande sera égale à la valeur dont le degré d'appartenance est maximal.

- Méthode de la moyenne des maximas :

La commande sera égale à la moyenne des valeurs ont le degré d'appartenance est maximal.

- Méthode du centre de gravité :

C'est la méthode la plus utilisée dans les contrôleurs flous. Dans celle-ci , la commande sera égale au centre de gravité de l'ensemble flou de sortie , on obtient donc pour :

\*Univers de discours discret :

$$C = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \cdot \mu_A(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_A(x_i)}$$

\*Univers de discours continu :

$$C = \frac{\int x \cdot \mu_A(x) \cdot dx}{\int \mu_A(x) \cdot dx}$$

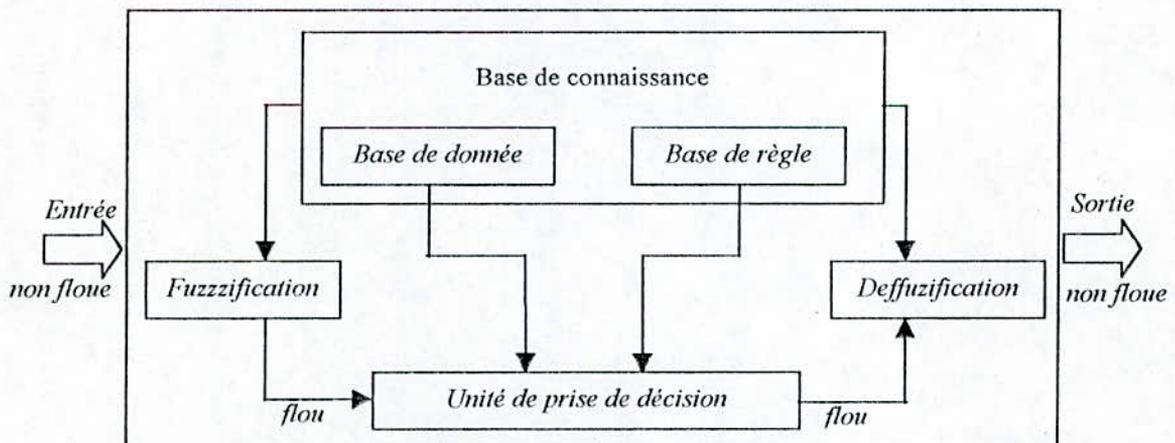


Fig.III.1 : Architecture générale d'un contrôleur flou

### III-4 Conception d'un contrôleur flou :

Pour synthétiser un contrôleur flou, la connaissance du modèle mathématique n'est pas nécessaire mais le comportement qualitatif doit être connu. Les étapes de synthèse d'un contrôleur flou sont les suivantes[17] :

- Choix des variables d'entrée et de sortie du contrôleur :

Le choix des variables linguistiques et leurs fonctions d'appartenance est très important. En effet, c'est de ce choix que vont dépendre les performances de la commande. En général et par analogie avec un contrôleur *PD*, on utilise comme variables linguistiques d'entrée, l'erreur et la variation de l'erreur .

- Normalisation et partitionnement des variables linguistiques en classes :

La normalisation est l'opération qui consiste à ramener l'univers de discours de chaque variable en entrée ou en sortie à un intervalle normalisé  $[-1,1]$ . L'intervalle de discours de chaque variable linguistique est divisé en classes, chacune caractérisée par un terme linguistique et une fonction d'appartenance.

### III-5 Type des régulateurs flous :

Il existe plusieurs types de régulateurs flous, qu'il diffèrent de mécanisme d'inférence utilisé, dont on cite :régulateur de *Mamdani*, de Sugeno,... etc.

#### III-5-1 Régulateur de type Mamdani :

On donne l'expression générale d'un contrôleur de *Mamdani* , en exprimant le graphe flou en fonction des opérateurs choisis, c'est-à-dire l'opérateur *min.* pour représenter le graphe flou associé à chaque règle et l'opérateur *max.* pour l'agrégation[12].

#### Exemple :

Considérons un ensemble de deux règles définies par :

*R1* : Si *x* est *A1* et *y* est *B1* alors *z* est *C1*

*R2* :Si *x* est *A2* et *y* est *B2* alors *z* est *C2*

Pour deux entrées  $x_0$  et  $y_0$ , on aura  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  caractérisant les degrés de confiance de *R1* et *R2* avec :

$$\alpha_1 = \min(\mu_{A1}(x_0), \mu_{B1}(y_0))$$

$$\alpha_2 = \min(\mu_{A2}(x_0), \mu_{B2}(y_0))$$

La première règle donne :  $\mu_{C1}(z) = \min(\alpha_1, \mu_{C1}(z))$

La deuxième règle donne :  $\mu_{C2}(z) = \min(\alpha_2, \mu_{C2}(z))$

Le résultat des deux règles est :  $\mu_C(z) = \min(\mu_{C1}(z), \mu_{C2}(z))$

Comme le montre la *Figure.III.2* :

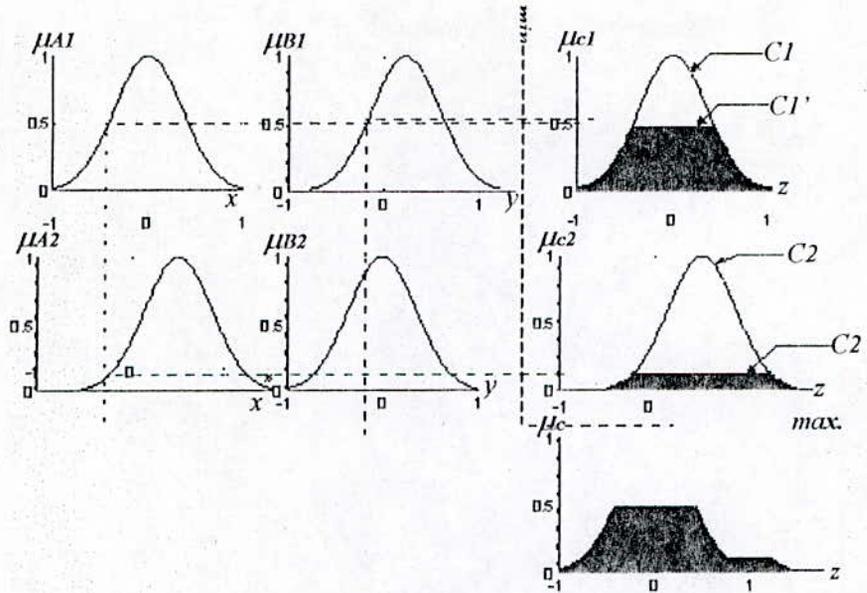


Fig.III.2 :système d'inférence flou de Mamdani

III-5-2 Régulateur de type Sugeno :

Le modèle de Sugeno (aussi connu sous le nom TSK model) qui est proposé par Takagi, Sugeno et Kang dans un effort de développer une approche systématique pour la génération des règles floues[12]. La règle floue typique dans le modèle de Sugeno a la forme :

$$\text{Si } x \text{ est } A \text{ et } y \text{ est } B \text{ alors } z=f(x,y).$$

Où  $f(x,y)$  est une fonction des entrées  $x$  et  $y$  généralement polynomiale.

Exemple :

Considérons un ensemble de deux règles(Figure.III.3) :

$$R1 : \text{Si } x \text{ est } A1 \text{ et } y \text{ est } B1 \text{ alors } z=a1+b1*x+c1*y.$$

$$R2 : \text{Si } x \text{ est } A2 \text{ et } y \text{ est } B2 \text{ alors } z=a2+b2*x+c2*y.$$

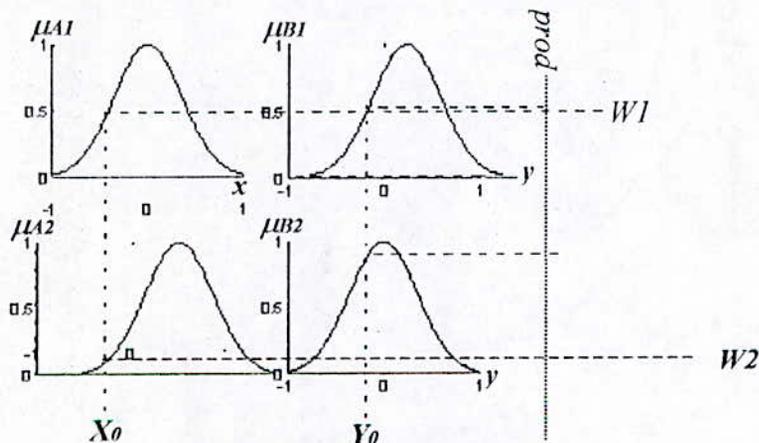


Fig.III.3 :système d'inférence flou de Sugeno

Le résultat des deux règles est :

$$z = \frac{\sum_i w_i \cdot z_i}{\sum w_i} = \frac{w_1 \cdot z_1 + w_2 \cdot z_2}{w_1 + w_2}$$

**III-6 application du contrôleur flou au réglage de la vitesse d'une machine asynchrone commandée par la commande vectorielle indirecte :**

On utilise la même structure de commande que celle présentée dans le chapitre précédent (Fig.II.2), en remplace seulement le régulateur classique (PI) de la vitesse par un régulateur flou de type MAMDANI (annexe) dont les variables linguistiques sont :

- En entrée l'erreur et la variation de l'erreur notée respectivement par 'e' et 'Δe'.
- En sortie la variation de la commande notée 'Δu'.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée ou en sortie est subdivisé en sept classes. Chacune de ces classes lui est associé une fonction d'appartenance.

Ces classes sont notées comme suit :

**NB** :negative big      **NM** :negative medium      **NS** :negative small  
**PB** :positive big      **PM** :positive medium      **PS** :positive small  
**ZR** :zero

En se basant sur la méthode de subdivision dans le plan de phase, on déduit les lois de commande suivantes :

<i>AE</i>	<i>E</i>	<b>NB</b>	<b>NM</b>	<b>NS</b>	<b>ZR</b>	<b>PS</b>	<b>PM</b>	<b>PB</b>
<i>NB</i>		<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZR</i>
<i>NM</i>		<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZR</i>	<i>PS</i>
<i>NS</i>		<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZR</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>
<i>ZR</i>		<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZR</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>PS</i>		<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZR</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>PM</i>		<i>NS</i>	<i>ZR</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>
<i>PB</i>		<i>ZR</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>	<i>PB</i>

**Table.III.1 :Table d'inférence de Mac\_Vicar-Whelan**

Notons que les paramètres *Gew*, *GΔew*, et *GΔu* représentent les gains d'adaptation et de normalisation du contrôleur flou, ces gains jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

### III-6-1 Simulation :

Nous avons appliquée le réglage de vitesse avec un contrôleur flou à la machine asynchrone alimentée en tension utilisant la commande vectorielle indirecte, où la commande est le couple électromagnétique.

#### 1. Analyse des performances:

Les résultats de simulation montre que la dynamique de la vitesse marque une amélioration de temps de réponse ( $0.19 s$ ), en comparons avec le temps de réponse de vitesse constaté lors du réglage classique, comme on remarque aussi que le régulateur par logique flou, rejette parfaitement la perturbation (*Fig.III.4*), d'ou l'amélioration des performances du réglage de vitesse vis à vis de la perturbation, par rapport au réglage classique.

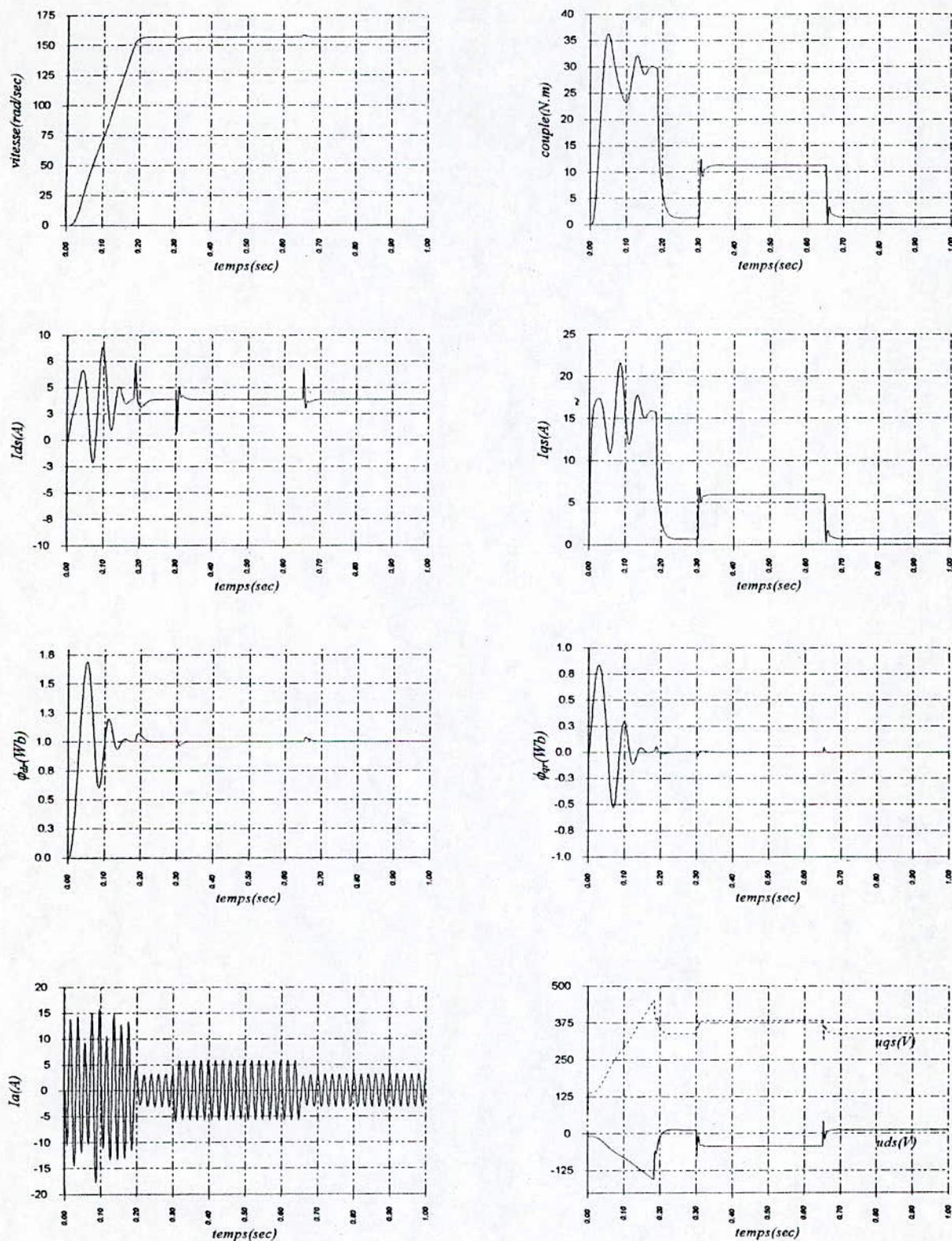
Le découplage entre le flux et le couple est maintenu et il n'y a pas des pics de courant et de couple, même lors de l'inversion de sens de rotation (*Fig.III.5*).

Ces résultats montrent l'efficacité du contrôleur flou dans cette structure de commande, et affirme le bon découplage entre la commande de vitesse(ou du couple) et celle du flux.

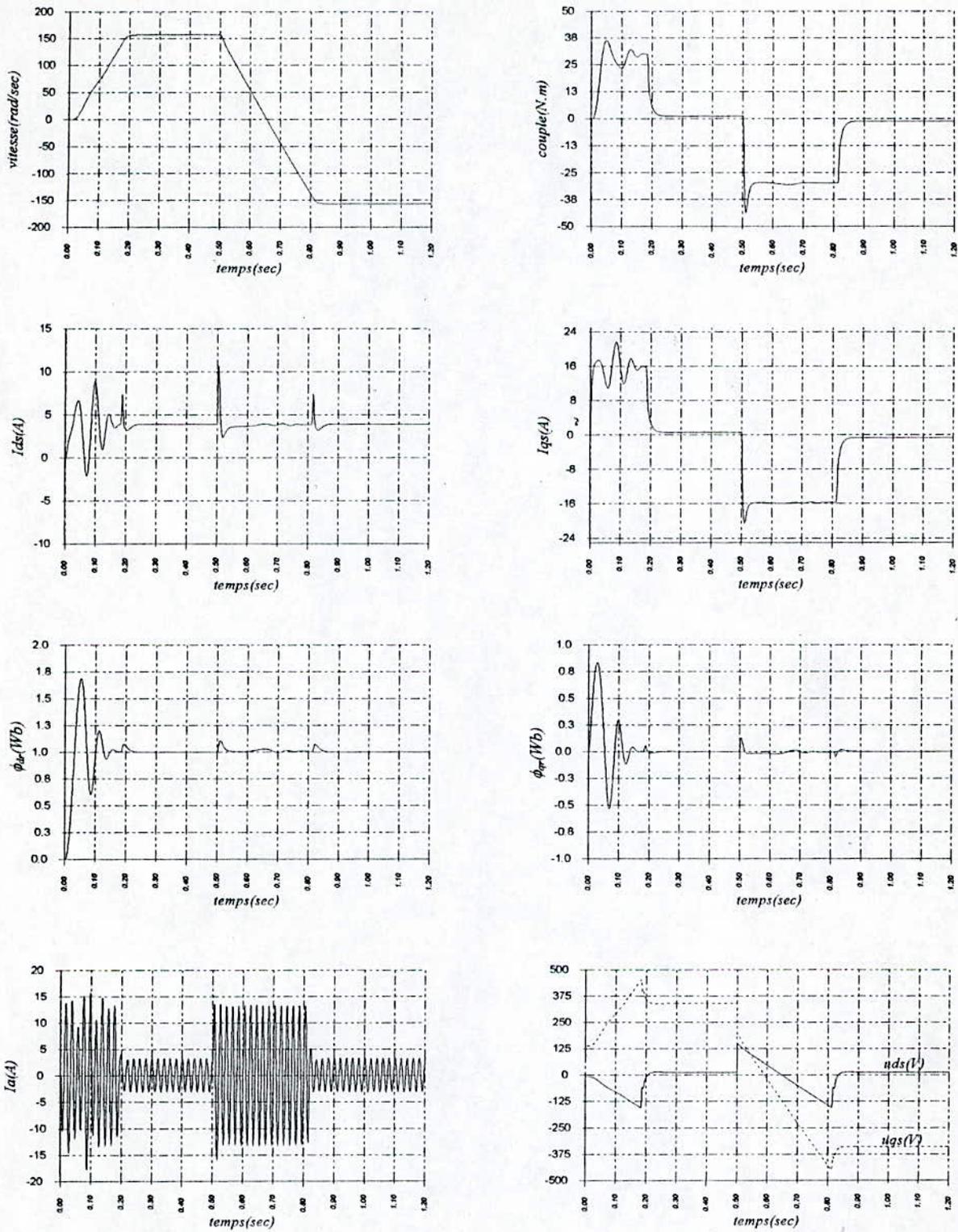
#### 2. Teste de robustesse:

Nous allons soumettre le système au même testes appliquées dans le réglage classique. Même remarques constatées dans le réglage classique sur la variation de la résistance rotorique, la commande est robuste par rapport au variation de la résistance rotorique(*Fig.III.6*).

La variation du moment d'inertie montre une amélioration dans le temps de réponse en comparant avec le réglage classique. En effet, le temps de réponse à marqué une augmentation pour atteindre  $0.24 s$ . en régime permanent on ne constate aucune dégradation des performances(*Fig.III.7*). Il faut signaler que la commande vectorielle ne permet pas de maîtriser parfaitement le régime transitoire, pour cela on introduit la structure de commande(*Fig.III.8*).



**Fig.III.4: Réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone commandée par la commande vectorielle indirecte avec application d'une charge ( $c_r=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec**



**Fig.III.5: Réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone commandée par la commande vectorielle indirecte avec inversion de la vitesse a partir de t=0.5sec**

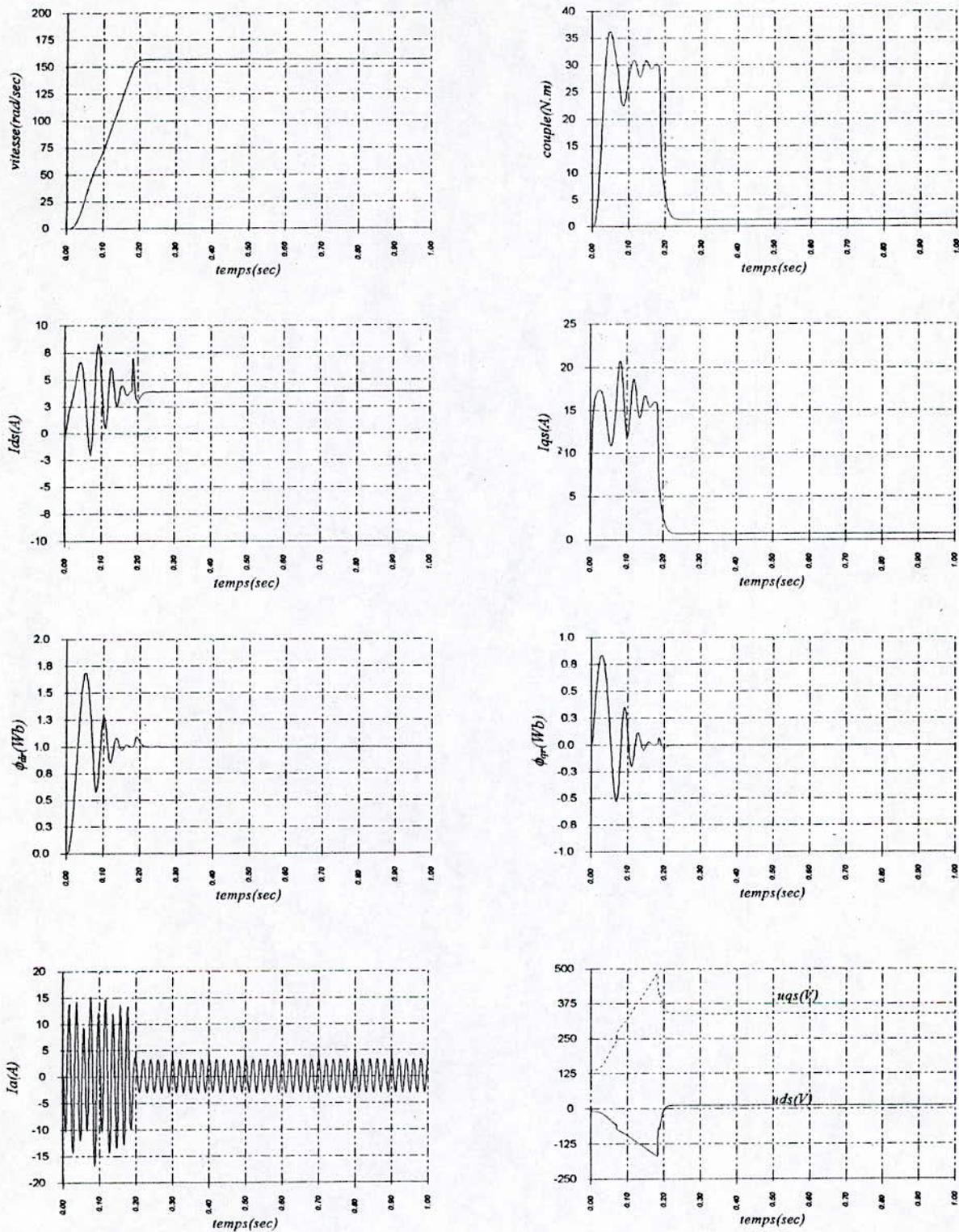


Fig.III.6 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire (0.05 sec < t < 0.3 sec) et le régime permanent (0.4 sec < t < 0.6sec)

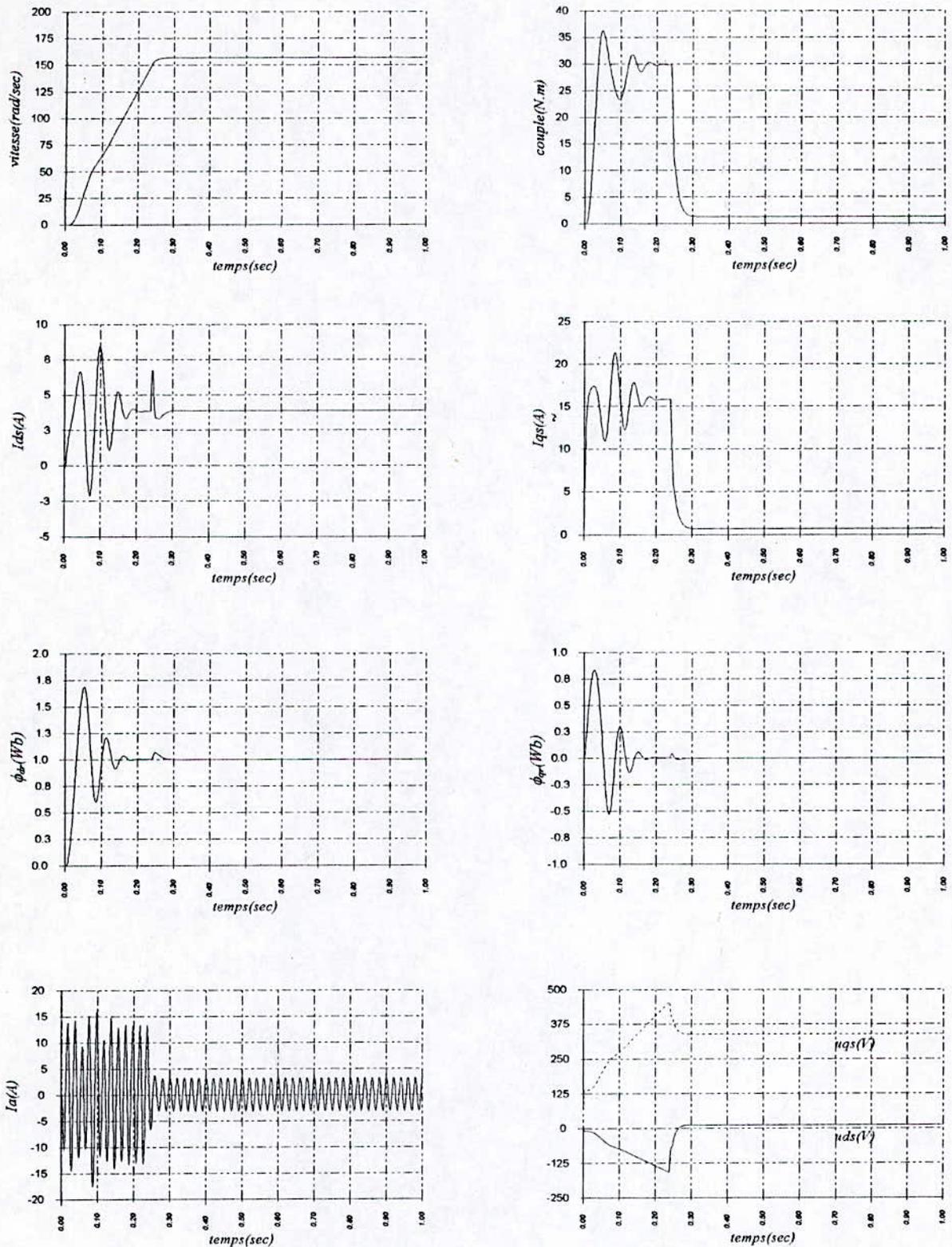
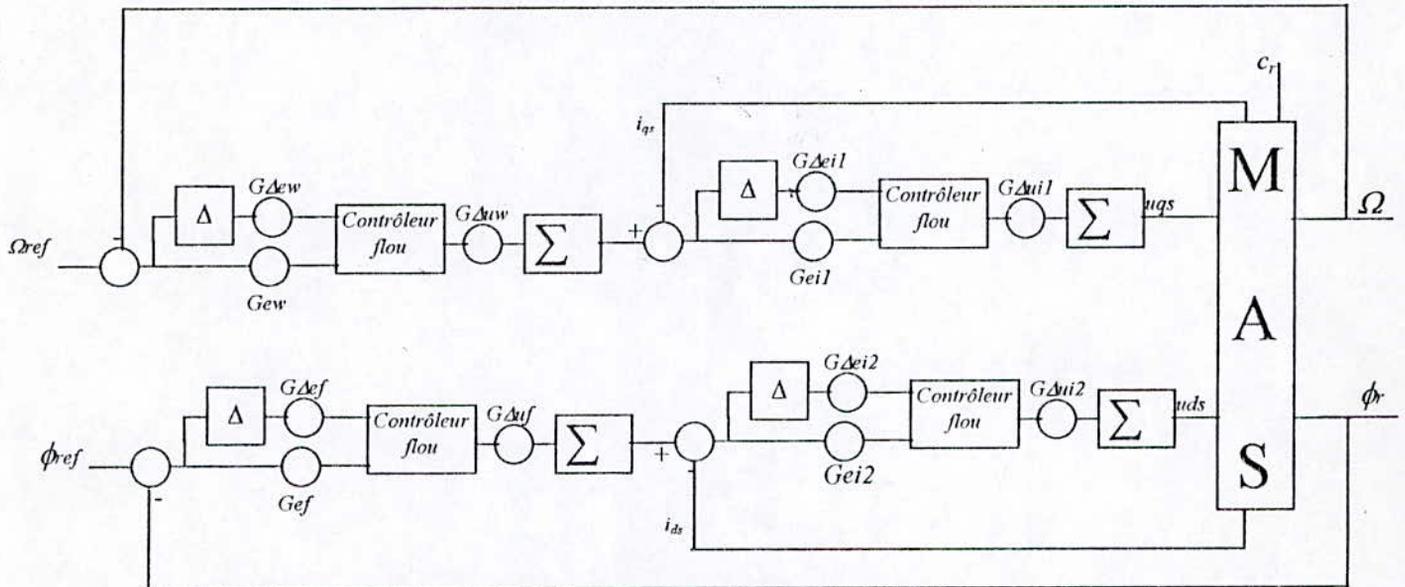


Fig.III.7 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire (0.05 sec<t<0.3sec) et le régime permanent (0.4 sec<t<0.6sec).

### III-7 Application de la commande floue sur la machine asynchrone :

#### III-7-1 Structure de commande :

Comme le montre la *Figure.III.8*, la structure comprend deux boucles fonctionnant en parallèle, une boucle pour commandé le flux, et une deuxième boucle pour commandé la vitesse mécanique. Chacune comportant deux contrôleurs flous[19].



*Fig.III.8 :Structure de commande*

#### III-7-2 Simulation :

##### a) analyse des performances:

La réponse de la vitesse montre que cette dernière a une bonne performance dynamique vu son temps de réponse assez rapide. Cette performance est due à l'apport d'énergie représenté par la commande  $u_{qs}$ .

L'introduction d'un couple de charge nominal est parfaitement compensée (*fig.III.9*), Par le contrôleur flou.

L'inversion de sens de rotation montre que la vitesse suit parfaitement sa référence et le flux ne sont pas perturbé par la boucle de vitesse. Les performances citées ont donné pleine satisfaction (*Fig.III.10*) :

- Rapidité des réponses de vitesse et du flux rotorique.
- Aucun dépassement de consigne intolérable.
- Grande précision de la commande.

**b) testes de robustesses:****1. variation de 50% de la résistance rotorique:**

Quand on soumit le système à une variation que se soit durant le régime transitoire ou permanent, on ne remarque aucun changement notable des allures des différentes réponses par rapport à celle enregistrées en fonctionnement normal(*fig.III.11*). Ce qui montre la robustesse de cette commande par rapport aux variations de ce paramètre.

**2. variation de 50% du moment d'inertie:**

De même que pour la résistance rotorique, on suppose une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire et le régime permanent, on ne signale aucune dégradation des performances(*Fig.III.12*).

**Conclusion:**

Dans ce chapitre on a présenté les concepts de base sur les quels repasse la logique floue, on a vu aussi les principales caractéristiques de ce type de commande, comment synthétiser un organe de commande flou capable de fournir une loi de commande et d'appliquer la commande floue sur la machine asynchrone.

Les résultats de l'application de la commande de vitesse par logique floue sur la machine asynchrone mettent en évidence l'apport du régulateur flou du point de vue régulation et poursuit d'une vitesse de référence et de la stabilité du flux rotorique. La technique de commande par logique floue, est robuste par rapport à la charge et par rapport aux variations des paramètres internes de la machine. On note donc les bonnes performances dynamiques obtenues.

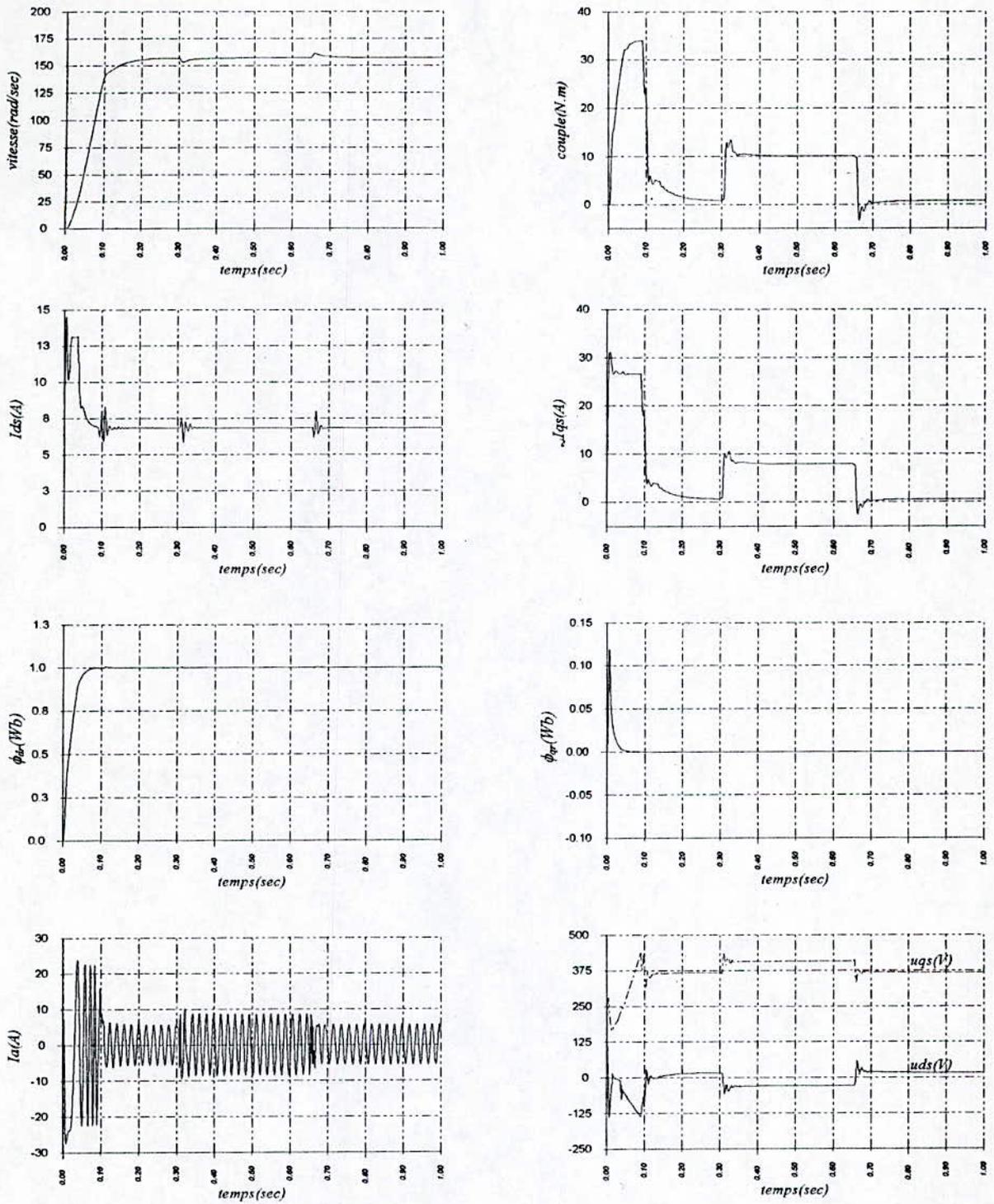


Fig.III.9 :Commande floue de la machine asynchrone alimentée en tension avec application d'une charge ( $cr=10 N.m$ ) entre  $t=0.3$  et  $0.65sec$

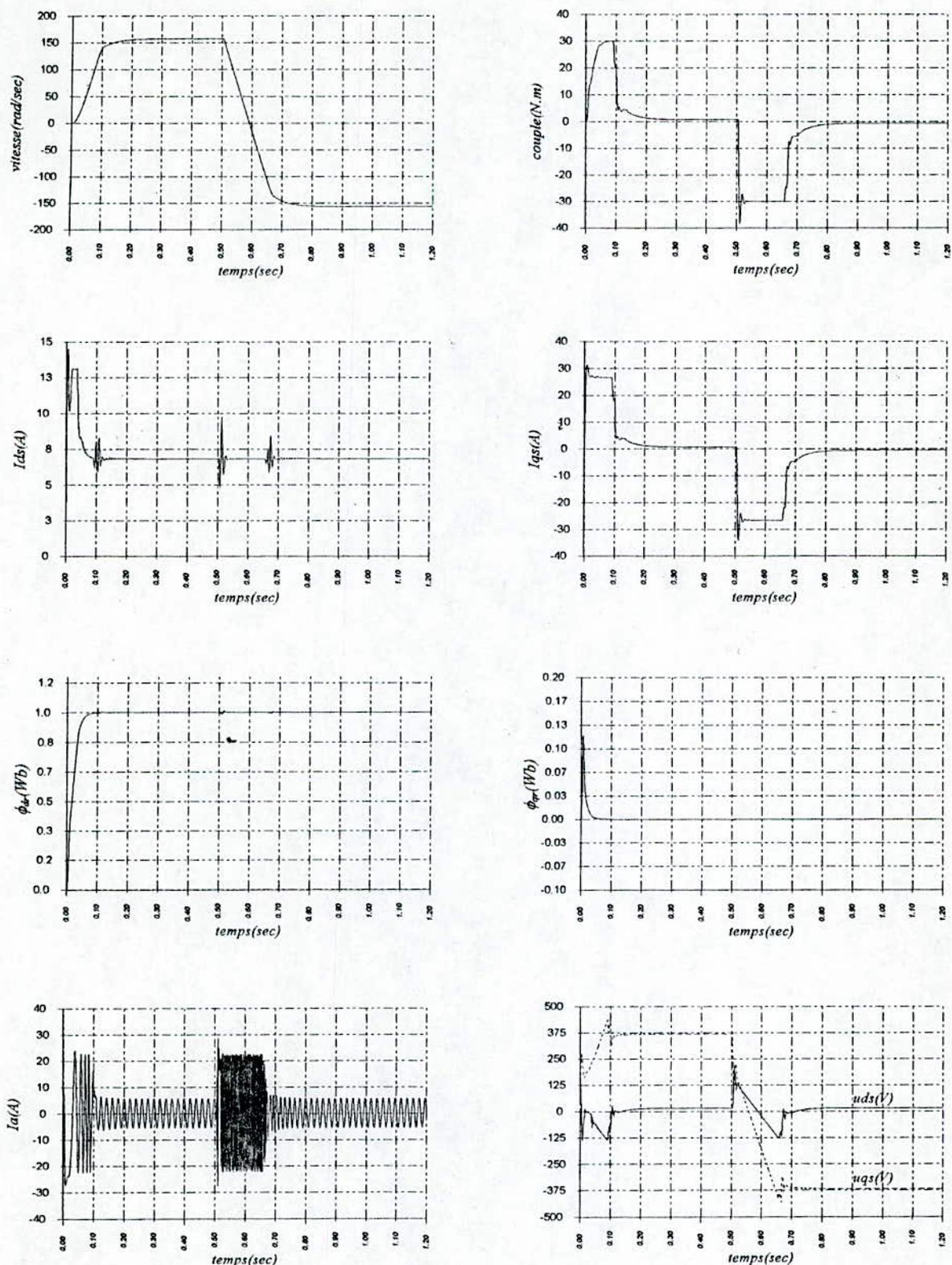
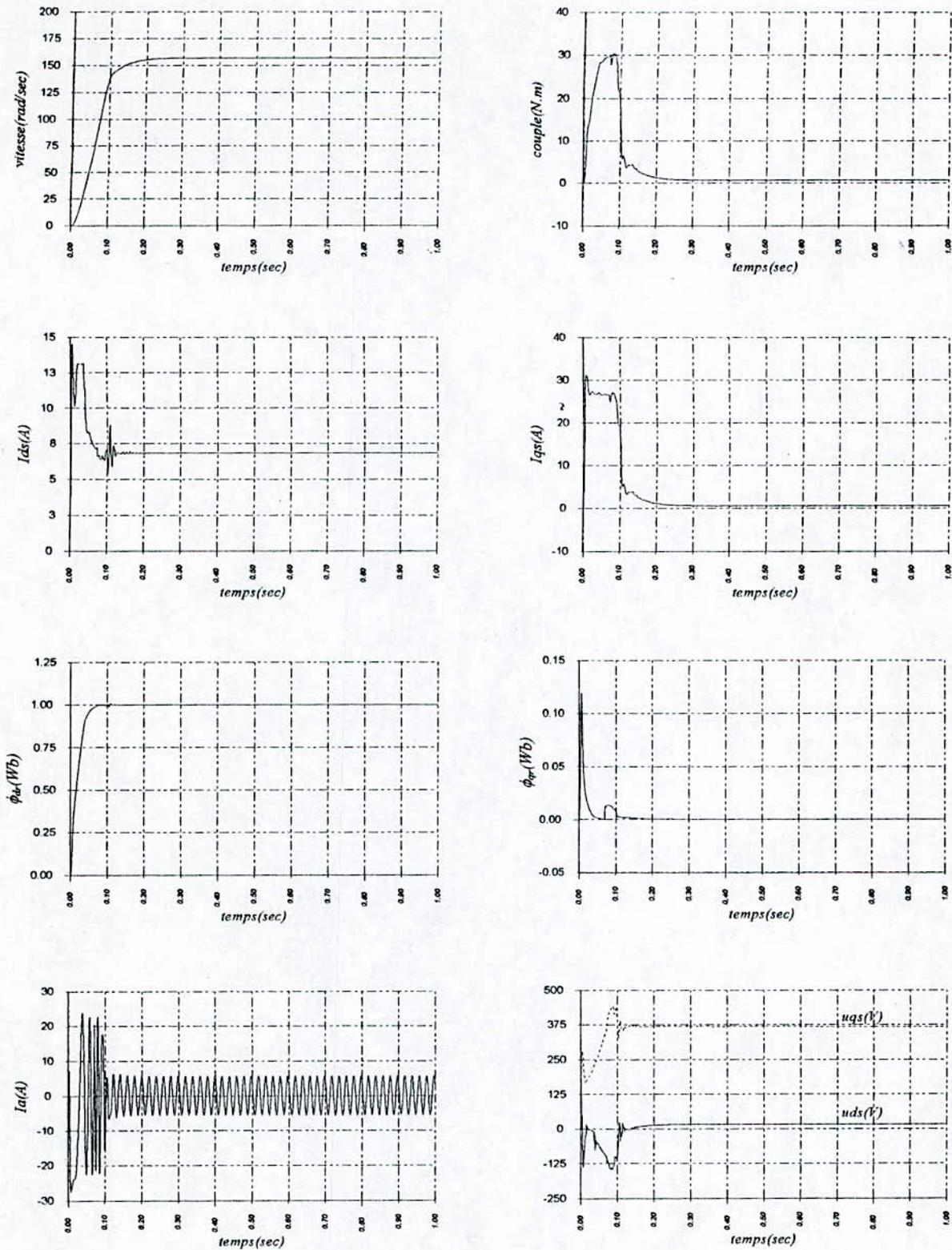


Fig.III.10 : Commande floue de la machine asynchrone alimentée en tension avec inversion de la vitesse a partir de  $t=0.5sec$ .



**Fig.III.11 : Test de robustesse par rapport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire (0.05 sec < t < 0.3 sec) et le régime permanent (0.4sec < t < 0.6sec)**

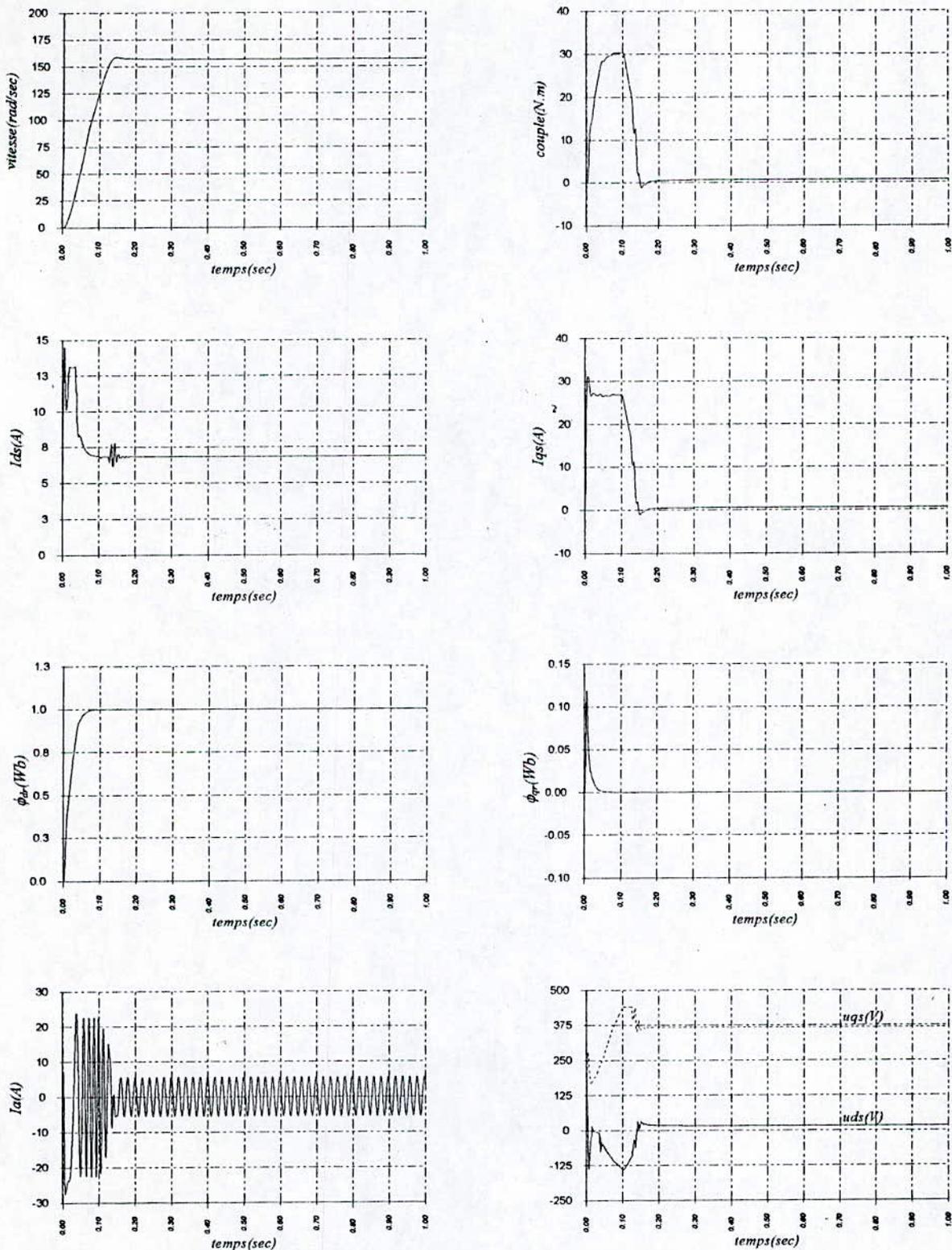


Fig.III.12: Test de robustesse par apport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire ( $0.05\text{ sec} < t < 0.3\text{ sec}$ ) et le régime permanent ( $0.4\text{ sec} < t < 0.6\text{ sec}$ ).

# Chapitre IV

## Commande neuro-floue de la machine asynchrone

### IV-1 Introduction :

Pour pallier au problème de la synthèse des régulateurs flous qui nécessitent des essais de simulation assez longs. En effet, des tâtonnements sont indispensables. Les recherches actuelles sont orientées vers l'association de la logique floue et les réseaux de neurones pour améliorer le dimensionnement du contrôleur flou.

Dans la conception d'un système neuro-flou, on cherche à juxtaposer des propriétés intéressantes de traitement de l'imprécis ou de l'incertain des systèmes flous, à des propriétés d'apprentissage des réseaux de neurones. Cet apprentissage est d'autant plus facile que l'on parle d'une information structurée contenue dans des règles floues de production. Ce qui permet d'introduire des capacités d'autoréglage et d'adaptativité dans les systèmes flous.

### IV-2 Réseaux de neurones :

#### IV-2-1 Introduction :

Face aux développements récents de la biologie moderne et des neurosciences (incluant la psychologie et l'intelligence artificielle), le scientifique ne peut rester indifférent aux multiples retombés, que ces développements ont engendré dans des domaines tels-que l'automatique, l'informatique, l'économie,...

Les réseaux de neurones artificiels consistent en des modèles plus au moins inspirés du fonctionnement cérébral de l'être humain en se basant principalement sur le concept de neurone[15].

Les applications en automatique sont fondamentalement reliées au concept d'apprentissage et de synthèse d'une fonction de commande. Nous examinons les capacités d'approximations des fonctions que possèdent les réseaux de neurones.

#### IV-2-2 Neurone biologique :

Un neurone est une cellule particulière comme le montre la Figure (IV.1). Elle possède des extensions par lesquelles elle peut distribuer des signaux (axone) ou en recevoir (dendrites)[7].

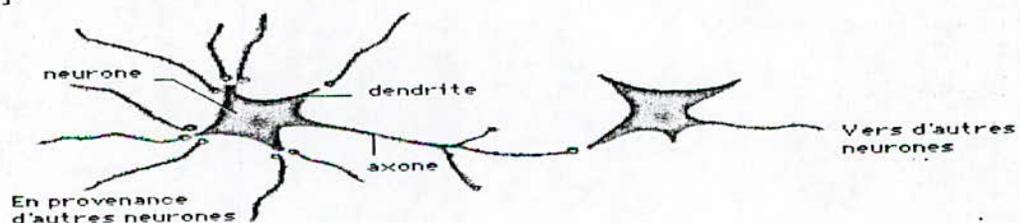


Fig.IV.1. schéma simplifié d'un neurone.

Les échanges de signaux se font au niveau des synapses qui relient les dendrites d'un neurone aux axones des autres cellules.

#### IV-2-3 Neurone formel :

La première modélisation mathématique d'un neurone date de 1943 par MAC CULLOCH et PITTS [7]. Dans ce modèle, les signaux provenant des autres cellules sont pondérés par l'intermédiaire des synapses. Le traitement d'information se fait en trois étapes :

- Un pré-traitement effectuant la somme pondérée des entrées.
- Application d'une fonction d'activation déterminant l'état de la cellule.
- Calcul de la sortie de neurone.

Celle-ci est envoyée à travers l'axone vers d'autres neurones (Fig.IV.2).

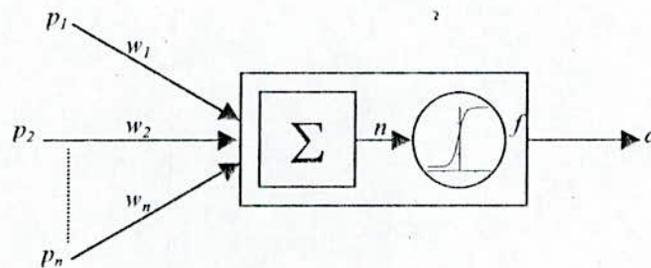


Fig.IV.2. Neurone formel

$P_i$  : les entrées du neurone.

$w_i$  : coefficient de pondérations.

Le neurone est modélisé par deux opérateurs (Fig.IV.2) :

- Un opérateur de sommation qui élabore un potentiel "n" égal à la somme pondérée des entrées de la cellule  $n = \sum_i w_i P_i$
- Un opérateur qui calcule l'état de la sortie "a" du neurone en fonction de son potentiel n  
 $a = f(n)$

où  $f$  est une fonction appelée fonction d'activation de neurone qui peut avoir plusieurs formes :

- fonctions binaires à seuil,
- fonctions linéaires à seuil (fonction de saturation),
- fonctions sigmoïdes (ex : tangente hyperbolique).
- fonctions gaussiennes...

#### IV-2-4 Réseaux de neurones artificiels (RNA) :

Les réseaux de neurones artificiels sont caractérisés par des interconnexions denses entre un ensemble de cellules de traitement simple (neurones) agissant en parallèle. A chaque connexion, on associe un poids qui détermine l'influence réciproque des deux cellules connectées, les poids des connexions sont modifiables et c'est cette plasticité qui donne lieu aux facultés d'adaptation et d'apprentissage.

#### IV-2-5 Architecture des RNA :

On distingue deux types de représentations classiques[15][23] :

##### Réseaux à couches :

On distingue deux configurations, monocouche et multicouche, dont les neurones d'une même couche ne sont pas reliés entre eux et les signaux sont propagés successivement d'une couche à la couche suivante de la couche d'entrée à la couche de sortie à travers des couches intermédiaires (Fig.IV.3).

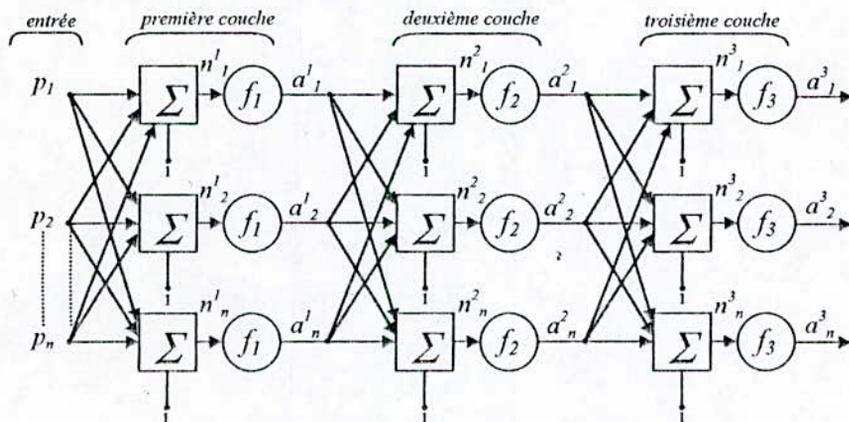


Fig.IV.3. structure d'un RNA multicouche.

##### Réseaux entièrement connectés :

Dans ce type, chaque neurone est connecté à tous les autres neurones comme le montre la Figure (IV.4).

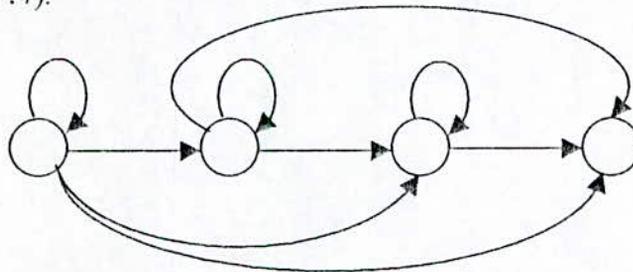


Fig.IV.4. structure d'un réseau entièrement connecté

#### IV-2-6. Apprentissage :

L'apprentissage peut se voir comme un moyen de synthétiser ou d'approximer une fonction de commande.

L'apprentissage requiert essentiellement trois caractéristiques de la part du réseau et de son environnement[17] :

- Une structure permettant de mettre en œuvre une association ou une fonction correspondante à une loi de commande.
- Une capacité d'ajustement des poids des connexions entre unités et une loi d'ajustement.
- Une mesure de performance et sa rétroaction.

Il existe deux types d'apprentissage :

**Apprentissage supervisé :**

S'effectue par la présentation au réseau, d'un ensemble de données à traiter ainsi que les réponses pour chaque exemple, une fois entraîné le réseau, doit fournir une approximation correcte pour des entrées non présentées lors de l'apprentissage.

**Apprentissage non supervisé :**

L'apprentissage non supervisé s'effectue sans la présentation de données au réseau, cet apprentissage est appliqué en particulier en identification des processus.

**IV-2-7 Algorithme d'apprentissage :**

L'entraînement des réseaux de neurones est basé sur les techniques de minimisation d'un critère d'erreur.

Après le premier algorithme de *Hebb (1949)*, on trouve d'autres algorithmes tels que l'algorithme de *Windrow-Hoff* et l'algorithme de *retropropagation*[15].

**IV-2-7-1 Algorithme de *Windrow-Hoff* [9] :**

Son utilisation est limitée à des réseaux monocouche, qui utilisent des fonctions d'activations à seuil. Il repose sur la minimisation d'une erreur quadratique instantanée utilisant la méthode de gradient.

Considérons un réseau constitué de  $n$  neurones recevant des vecteurs à  $p$  composantes, les  $p$  entrées  $x_i$  du réseau sont distribuées sur tous les neurones.

La sortie de  $i^{\text{eme}}$  neurone vaut :

$$y_i = \sigma(p_i - \theta) = \sigma \left[ \sum_{j=1}^p w_{ij} x_j - \theta \right] \quad (\text{IV.1})$$

$\sigma$  : fonction d'activation du neurone.

$\theta$  : seuil.

$w_{ij}$  : poids correspondant à la connexion entre le neurone cible  $i$  et le neurone émetteur  $j$ .

On définit l'erreur quadratique par :

$$E = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n (y_j - y_{dj})^2 \quad (\text{IV.2})$$

$y_j$  : sortie observée.

$y_{dj}$  : sortie désirée.

Calculons le gradient de  $E$  par rapport à  $w_{ik}$  :

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ik}} = \sum_{j=1}^n (y_j - y_{dj}) \frac{\partial (y_j - y_{dj})}{\partial w_{ik}}$$

$$\frac{\partial E}{\partial w_{ik}} = (y_i - y_{di}) \frac{\partial y_i}{\partial w_{ik}} = (y_i - y_{di}) x_k \sigma'(p_i - \theta)$$

Posons :

$$\delta_i = (y_i - y_{di}) \sigma'(p_i - \theta) \quad (\text{IV.3})$$

Donc :

$$\frac{\partial E}{\partial W_{ik}} = \delta_i \cdot x_k$$

$$\Delta W_{ik} = -a \frac{\partial E}{\partial W_{ik}} \tag{IV.4}$$

D'où la mise à jour des poids est donnée par :

$$\Delta W_{ik} = -a \delta_i x_k \tag{IV.5}$$

Où  $a$  est le gain d'adaptation du gradient.

**IV-2-7-2 Algorithme de retropropagation :**

Cet algorithme est une généralisation de l'algorithme de WINDROW-HOFF. Il est utilisé pour des réseaux multicouches. La mise à jour de l'ensemble des poids d'une couche nécessite la connaissance des erreurs associées à chaque neurones de la couche suivante. On appliquera l'algorithme d'ajustement des poids en partant de la dernière couche (pour laquelle les erreurs sont connues) vers la première, d'où l'appellation de cet algorithme "Algorithme de retropropagation"[7][9].

Dans cet algorithme on utilise fréquemment des fonctions d'activations dérivables, généralement de type sigmoïde :

$$\left\{ \begin{array}{l} y = \sigma(p - \theta) = \frac{1}{1 + \exp(-k(p - \theta))} \\ \text{ou} \\ y = \sigma(p - \theta) = \tanh(k(p - \theta)) \end{array} \right.$$

En pratique, cet algorithme doit être capable d'ajuster les seuils des neurones. Chaque neurone à seuil  $b$  est remplacé par un neurone sans seuil mais possédant une entrée supplémentaire de poids ( $b$ ) relié à une entrée constante égale à 1 (Fig.IV.2).

On associe comme précédemment un vecteur de sortie à un vecteur d'entrée  $X$ . La sortie observée est  $y$ . On peut  $y$  associer le même terme d'erreur quadratique  $E$  qu'au paragraphe précédent. Pour simplifier les calculs, on considère un réseau à trois couches (Fig.IV.5).

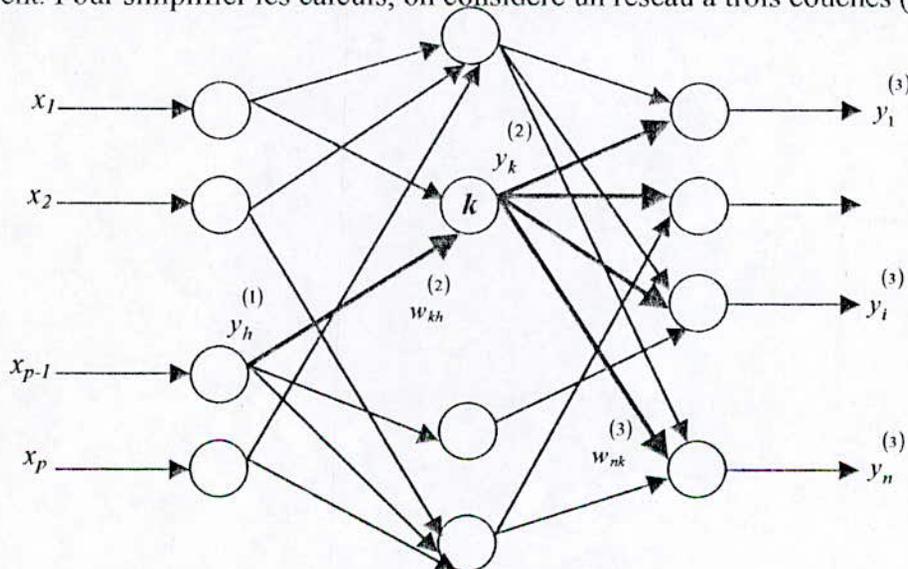


Fig.IV.5. Réseau de neurone à trois couches.

L'erreur quadratique sur la sortie s'écrit :

$$E = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n (y_i - y_{di})^2 \quad (\text{IV.6})$$

Le calcul de gradient de cette erreur par rapport aux poids  $w_{kh}^{(2)}$  associée à la connexion venant de neurone  $h$  de la couche 1 vers le neurone de la couche 2 est :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial w_{kh}^{(2)}} &= \sum_{i \in \text{couche3}} \frac{\partial E}{\partial p_i^{(3)}} \frac{\partial p_i^{(3)}}{\partial w_{kh}^{(2)}} \\ \frac{\partial E}{\partial p_i^{(3)}} &= \frac{\partial E}{\partial y_i^{(3)}} \frac{\partial y_i^{(3)}}{\partial p_i^{(3)}} \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

De la relation :

$$y_i^{(3)} = \sigma \left[ \sum_{j \in \text{couche2}} w_{ij}^{(3)} y_j^{(2)} \right]$$

On tire en tenant compte de  $E$  :

$$\frac{\partial E}{\partial p_i^{(3)}} = (y_i^{(3)} - y_{di}) \sigma'(p_i^{(3)}) \quad (\text{IV.8})$$

et

$$\frac{\partial p_i^{(3)}}{\partial w_{kh}^{(2)}} = \frac{\partial}{\partial w_{kh}^{(2)}} \left[ \sum_{j \in \text{couche2}} w_{ij}^{(3)} y_j^{(2)} \right] \quad (\text{IV.9})$$

$$\Rightarrow \frac{\partial p_i^{(3)}}{\partial w_{kh}^{(2)}} = w_{ik}^{(3)} \frac{\partial}{\partial w_{kh}^{(2)}} [y_k^{(2)}] \quad (\text{IV.10})$$

En remplaçant  $y_k^{(2)}$  on arrive à :

$$\frac{\partial p_i^{(3)}}{\partial w_{kh}^{(2)}} = w_{kh}^{(3)} \frac{\partial}{\partial w_{kh}^{(2)}} \left[ \sigma \left( \sum_{m \in \text{couche1}} w_{km}^{(2)} y_m^{(1)} \right) \right] \quad (\text{IV.11})$$

On aura finalement :

$$\frac{\partial p_i^{(3)}}{\partial w_{kh}^{(2)}} = w_{ik}^{(3)} \sigma'(p_k^{(2)}) y_k^{(1)} \quad (\text{IV.12})$$

En peut récrire le gradient de l'erreur :

$$\frac{\partial E}{\partial w_{kh}^{(2)}} = \sum_{i \in \text{couche3}} (y_i^{(3)} - y_{di}) \sigma'(p_i^{(3)}) w_{ik}^{(3)} \sigma'(p_k^{(2)}) y_k^{(1)}$$

En posant  $\delta_i^{(3)} = (y_i^{(3)} - y_{di})\sigma'(p_i^{(3)})$  et en sortant les termes  $y_k^{(1)}$  et  $\sigma'(p_k^{(2)})$  de la somme sur  $i$  :

$$\frac{\partial E}{\partial W_{kh}^{(2)}} = \left[ \sum_{i \in \text{couche3}} \delta_i^{(3)} w_{ik}^{(3)} \right] \sigma'(p_k^{(2)}) y_h^{(1)} \quad (\text{IV.13})$$

On pose :

$$\delta_k^{(2)} = \left( \sum_{i \in \text{couche3}} \delta_i^{(3)} w_{ik}^{(3)} \right) \sigma'(p_k^{(2)}) \quad (\text{IV.14})$$

A partir des relations (IV.13) et (IV.14) on peut proposer finalement la règle d'adaptation suivante pour les connexions des neurones de la couche 2 :

$$\Delta W_{kh}^{(2)} = -a \frac{\partial E}{\partial W_{kh}^{(2)}} = -a \delta_k^{(2)} y_h^{(1)} \quad (\text{IV.15})$$

On peut généraliser ces résultats à n'importe quelle couche cachée d'un réseau multicouche.

Les poids  $w_{kh}^{(j)}$  d'une couche ( $j$ ) est le produit de l'entrée  $y_h^{(j-1)}$  provenant de la couche précédente ( $j-1$ ) par l'erreur attribuée au neurone  $k$ , pour un neurone  $k$  d'une couche interne  $j$ , l'erreur  $\delta_k^{(j)}$  est la somme des erreurs  $\delta_i^{(j+1)}$  associées aux neurones  $i$  de la couche suivante ( $j+1$ ) pondérés par  $w_{ik}^{(j+1)}$ , entre ces derniers et le neurone  $k$ , on a alors :

$$\Delta W_{kh}^{(j)} = -a \delta_k^{(j)} y_h^{(j-1)} \quad (\text{IV.16})$$

où :  $\delta_k^{(j)} = y_k^{(j)} - y_{dk}$  pour les neurones d'une couche interne.

### IV-3 Réseau Adaptatif Non linéaire (RAN) :

Les réseaux adaptatifs non linéaires sont des systèmes constitués d'un grand nombre d'unités élémentaires appelées cellules telles que [14] :

- Ces unités forment un réseau qui traite l'information de manière parallèle et distribuée.
- Ces unités interagissent de manière non linéaire et compétitive dans certain environnement.
- Des opérateurs modifient l'état des unités et leurs interactions de façon que le système global s'adapte progressivement à l'environnement qui n'est pas forcément fixe.

Généralement il n'y a pas de poids associés aux connexions. Les paramètres d'un réseau adaptatif sont distribués sur les cellules (nœuds), ainsi chaque nœud possède un ensemble de paramètre local, on peut trouver des nœuds avec paramètres et d'autres sans paramètres, dans le premier cas on utilise des carrés pour les représentés et dans le cas contraire, on les représente avec de cercles, la Figure (IV.6) montre un exemple de RAN à deux entrées et deux sorties [14].

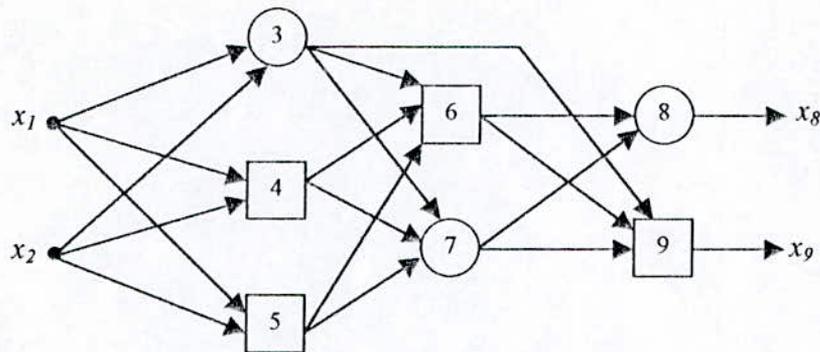
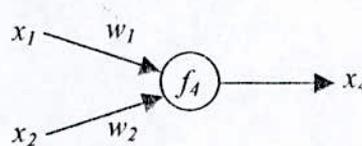


Fig.IV.6. Représentation d'un RAN en couche.

**Exemple :**

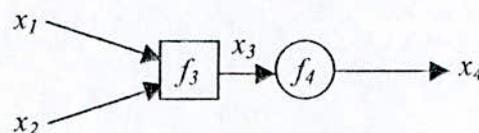
Soit un réseau à un seul neurone :



avec  $f_4$  est la fonction d'activation de ce neurone soit :

$$f_4(x) = \frac{1}{1 + \exp(-x)} \quad , \quad x_4 = f_4\left(\sum_{i=1}^2 w_i x_i\right)$$

On peut représenter ce neurone artificiel comme suit :



$w_1, w_2$  : sont les paramètres de réseau.

D'après cet exemple on voit bien que les réseaux de neurones artificiels sont un cas particulier des réseaux adaptatifs non linéaires.

**IV-4 Contrôleur neuro-flou :**

L'implémentation de l'algorithme commande du contrôleur neuro-flou comporte les mêmes étapes que celui du contrôleur flou, la différence des deux techniques réside dans l'utilisation des réseaux de neurones pour la fuzzification, défuzzification et les règles d'inférences, pour cela on utilise deux méthodes[17] :

- Méthode explicite : elle utilise pour chaque étape un réseau de neurone.
- Méthode implicite : elle utilise un seul réseau englobant les trois étapes.

Il existe plusieurs approches pour réaliser un système d'inférence flou, chaque approche à son image dans la représentation par des réseaux adaptatifs non linéaire[6].

On va présenter deux cas :

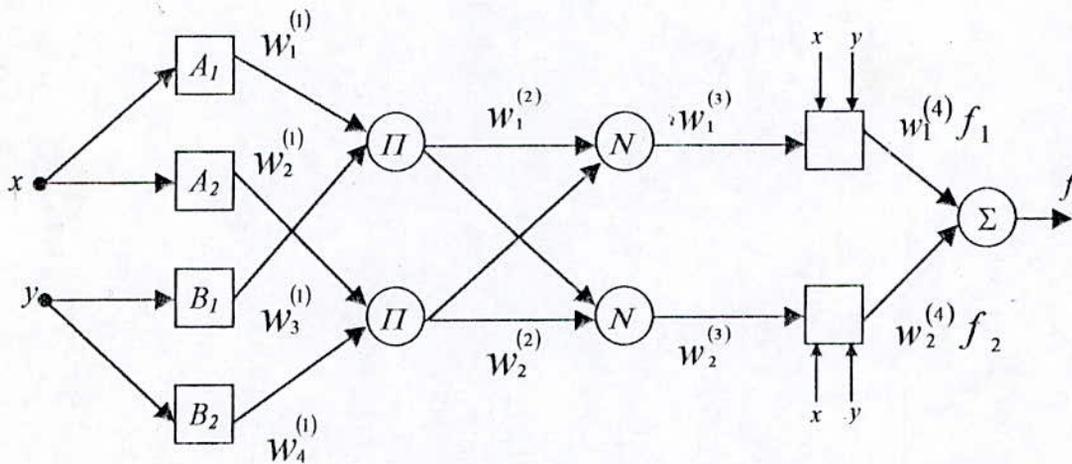
- Approche de *SUGENO*.
- Approche de *MAMDANI*.

**IV-4-1 Méthode de *SUGENO* :**

Pour des raisons de simplicité on va utiliser un système d'inférence flou à deux entrées  $x$  et  $y$ , et une sortie  $z$  où on va utiliser un modèle de *SUGENO* de premier ordre sous la forme suivante[18] :

- Règle1 : Si  $x$  est  $A_1$  et  $y$  est  $B_1$  alors  $f_1 = p_1x + q_1y + r_1$ ,
- Règle2 : Si  $x$  est  $A_2$  et  $y$  est  $B_2$  alors  $f_2 = p_2x + q_2y + r_2$ ,

Ce modèle est représenté dans la Figure (IV.7)



**Fig.IV.7. système de règles floues sous la forme d'un réseau adaptatif non linéaire.**

Couche 1 :

Chaque nœud de cette couche est adaptatif dont les sorties sont définies par :

$$O_i^{(1)} = \mu_{A_i}(x) = w_i^{(1)} \tag{IV.17}$$

avec :

$x$  : l'entrée du nœud

$A_i$  : valeur linguistique associée à  $\mu_{A_i}$ , par exemple  $A_i$  peut être caractérisé par la

fonction :

$$\mu_{A_i}(x) = \frac{1}{1 + \left[ \left( \frac{x - c_i}{a_i} \right)^2 \right]^{b_i}} \tag{IV.18}$$

$a_i, b_i, c_i$  : Paramètres du nœud  $i$  de la couche 1.

Couche 2 :

Composé de deux nœuds fixe (sans paramètres) qui réalisent la fonction prod. Ainsi la sortie de ce nœud est donnée par :

$$O_i^{(2)} = \mu_{A_i}(x) \mu_{B_i}(y) = w_i^{(2)} \quad i=1, 2 \tag{IV.19}$$

Couche 3 :

Composé de deux nœuds fixe qui réalisent la fonction :

$$O_i^{(3)} = \frac{W_i^{(2)}}{W_1^{(2)} + W_2^{(2)}} = W_2^{(3)} \quad (IV.20)$$

Couche 4 :

Possède deux nœuds ajustables et réalisent la fonction :

$$O_i^{(4)} = w_i^{(3)}(p_i x + q_i y + r_i) = w_i^{(4)} \quad (IV.21)$$

avec :  $p_i$ ,  $q_i$  et  $r_i$  paramètre du nœud  $i$ .

Couche 5 :

Elle possède un seul nœud fixe qui sert comme sommateur

$$O_1^{(5)} = w_1^{(4)} + w_2^{(4)} = w_1^{(5)} = f \quad (IV.22)$$

Dans ce modèle, pour l'apprentissage on utilise l'algorithme de retropropagation qui consiste à minimiser l'erreur :

$$E = \sum_{p=1}^p E_p \quad (IV.23)$$

avec:

$$E_p = \sum_{k=1}^{N_t} (y_{dk} - y_k^{(i)}) \quad (IV.24)$$

avec:

$p$  : nombres d'exemples à prendre,

$y_{dk}$  :  $k^{ieme}$  composante de la  $p^{ieme}$  composante de sortie désirée,

$y_k^{(i)}$  :  $k^{ieme}$  composante de la sortie du nœud ( $i$ ).

**IV-4-2 Méthode de Mamdani :**

Comme le montre la figure (IV.8), il y a cinq couches. Chaque couche représente une partie du système d'inférence floue[13].

Couche 1 :

Elle est formée de nœuds fixes qui ont la même fonction :

$$O_{ii} = f_1(x_{ii}) = x_{ii} \quad (IV.25)$$

$O_{ii}$  : sortie du nœud ( $i$ ) de la couche 1.

$X_{ii}$  : entrée du nœud ( $i$ ) de la couche 1.

$f_1$  : fonction des nœuds de la couche 1.

Cette couche consiste à distribuer l'information.

Couche 2 :

Elle est constituée par des nœuds à paramètres ajustables. Ces nœuds représentent les fonctions d'appartenance associées aux valeurs floues prises par les variables linguistiques, qui apparaissent dans les prémisses. Chaque nœud a comme fonction :

$$y = f_2(x, m, \sigma) = \exp\left\{-\left(\frac{x-m}{\sigma}\right)^2\right\} \tag{IV.26}$$

Couche 3 :

Elle est constituée de nœuds fixes qui possèdent les fonctions :

$$y = f_3(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min(x_1, x_2, \dots, x_n) \tag{IV.27}$$

Couche 4 :

Elle est constituée de nœuds fixes qui possèdent la fonction qui réalise l'agrégation

$$y = f_4(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min\left(1, \sum_{i=1}^n x_i\right) \tag{IV.28}$$

Comme elle sert aussi pour l'apprentissage, et elle reçoit ses entrées de la couche 5.

Couche 5 :

Elle possède deux types de nœuds :

- des nœuds à paramètres variables qui réalisent la fonction de défuzzification et possèdent la fonction :

$$y = f_5(x_1, x_2, \dots, x_n, m_1, \dots, m_n, \sigma_1, \dots, \sigma_n) = \frac{\sum_{i=1}^n m_i \sigma_i x_i}{\sum_{i=1}^n m_i \sigma_i} \tag{IV.29}$$

- Des nœuds fixes qui servent à l'apprentissage. Ils reçoivent les sorties et les transmettent à la couche 4. Ils possèdent la fonction :

$$y = f_5(y_d) = y_d \tag{IV.30}$$

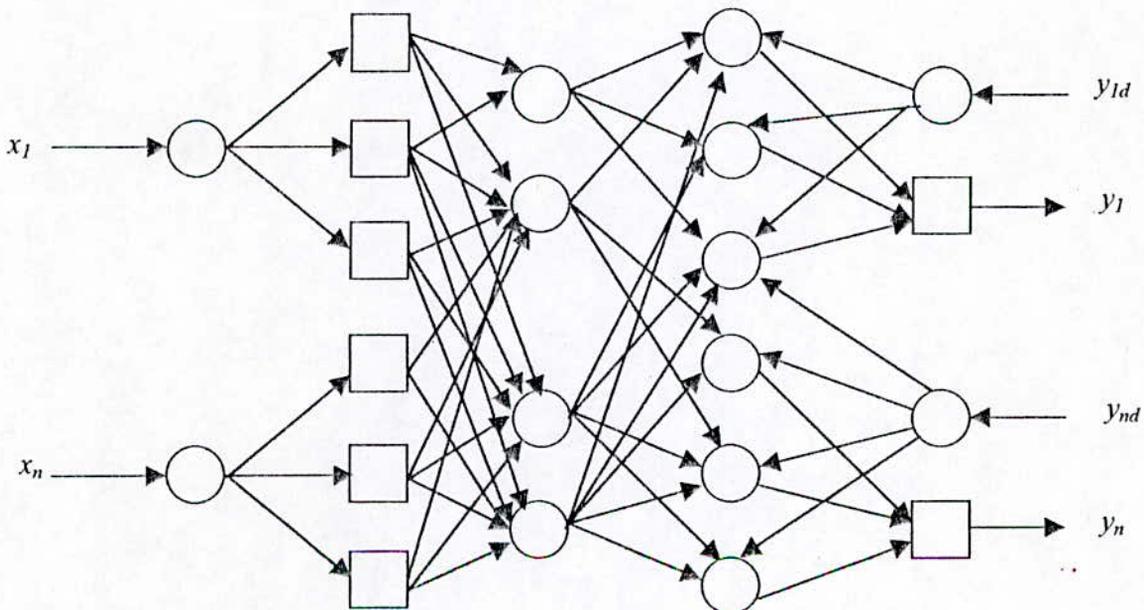


Fig.IV.8. Système de règles floues sous forme d'un RAN (Mamdani)

Cette méthode contrairement à celle de *SUGENO* est la plus simple sous forme de règle, mais la représentation sous forme d'un *RAN* est difficile.

#### IV-5 Application :

##### IV-5-1 Introduction :

La conception et la synthèse d'une commande doivent répondre à un certain nombre de critères de performances et d'objectifs à atteindre.

Lors de la synthèse des régulateurs flous, nous avons déterminé les gains des entrées et des sorties des régulateurs par tâtonnement. Cette procédure nous a pris un temps de calcul assez long. Pour résoudre ce problème, nous avons opté pour la représentation des régulateurs flous sous forme de réseaux de neurones, dont les gains sont déterminés par une technique d'optimisation.

##### IV-5-2 Synthèse des régulateurs :

Après avoir ajusté les gains de normalisation (*MAMDANI*), et trouvé les coefficients des conclusions (*SUGENO*), nous allons, maintenant, nous intéresser aux gains de normalisation.

La Figure (IV.9) représente l'architecture d'un régulateur neuro-flou utilisé. Chaque régulateur neuro-flou remplace un régulateur flou [16][1].

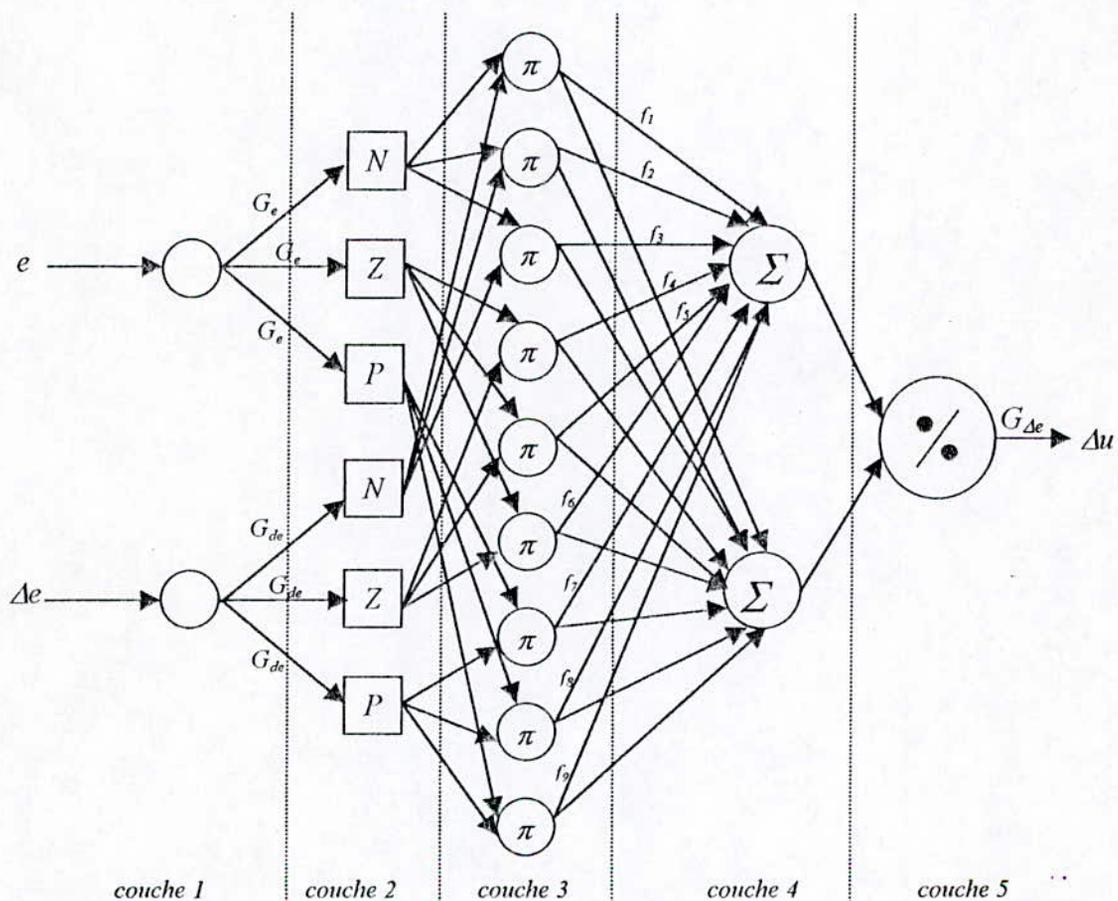


Fig.IV.9: L'architecture de réseau neuro-flou

Première couche :

Les neurones de cette couche transmettent les valeurs des entrées à la prochaine couche directement et possède la fonction suivante :

$$O_{1,i} = f_1(x_{1,i}) = x_{1,i} \quad i = 1,2 \quad (\text{IV.31})$$

Deuxième couche :

Les neurones de cette couche permettent d'établir les fonctions d'appartenance des entrées. Les fonctions des neurones de cette couche sont gaussiennes. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{2,i} = f_2(x_{2,i}) = \exp \left[ - \left( \frac{x_{2,i} - m_i}{\sigma_i} \right)^2 \right] \quad (\text{IV.32})$$

avec :

$$\begin{cases} x_{2,i} = G_e \cdot e & i = 1,3 \\ x_{2,i} = G_{\Delta e} \cdot \Delta e & i = 4,6 \end{cases}$$

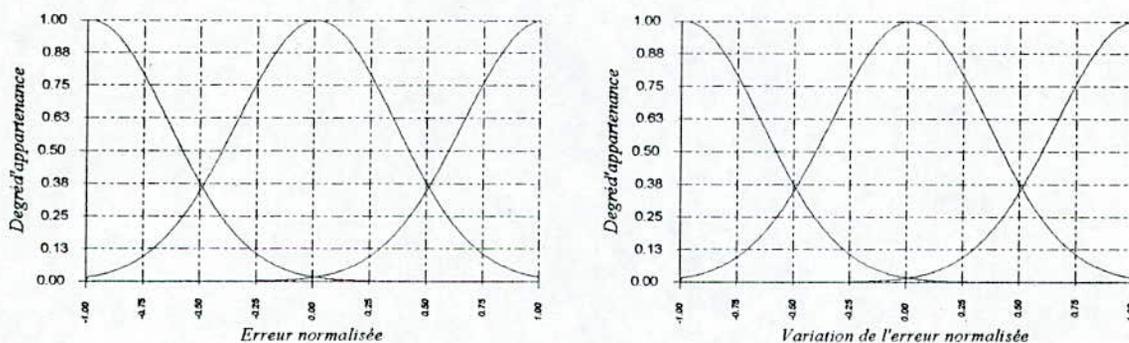


Fig.IV.10. Les fonctions d'appartenance des entrées.

Troisième couche :

Chaque neurone dans cette couche détermine le résultat de chaque prémisse d'une règle, donc il effectue l'opérateur floue "ET". Dans notre cas, cette opération est réalisée par la produit. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$O_{3,i} = f_3(x_{3,i,1}, x_{3,i,2}) = x_{3,i,1} \cdot x_{3,i,2} = \mu_{ci} \quad i = 1,9 \quad (\text{IV.33})$$

Quatrième couche :

Chaque neurone réalise l'opérateur "OU". Dans notre cas cet opérateur est réalisé la somme. La sortie de chaque neurone est donnée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} O_{4,1} &= f_4(x_{4,1}, \dots, x_{4,9}) = \sum_{i=1}^9 x_{4,i} * f_i = \sum_{i=1}^9 O_{3,i} * f_i \\ O_{4,2} &= f_4(x_{4,1}, \dots, x_{4,9}) = \sum_{i=1}^9 x_{4,i} = \sum_{i=1}^9 O_{3,i} \end{aligned} \quad (\text{IV.34})$$

avec :  $f_i = p_i e + q_i \Delta e + r_i$

Cinquième couche

La sortie du neurone de cette couche est donnée par la relation suivante :

$$O_5 = f_5(x_{5,1}, x_{5,2}) = G_{\Delta u} \frac{x_{5,1}}{x_{5,2}} = G_{\Delta u} \frac{O_{4,1}}{O_{4,2}} \quad (IV.35)$$

où :  $G_e, G_{\Delta e}$  et  $G_{\Delta u}$  sont les gains à ajuster en utilisant l'algorithme de *Back-Propagation*.

**IV-5-3 Application de l'algorithme de back-propagation :**

Le critère à minimiser est le suivant :

$$j = \sum_{p=1}^p (u_d - O_5)^2 = \sum_{p=1}^p E_p \quad (IV.36)$$

avec :  $u_d$  la sortie désirée,  $p$  le nombre d'échantillons d'entrée-sortie.

Les formules utilisées pour mettre à jour les gains sont les suivantes :

$$\begin{aligned} G_e(t+1) &= G_e(t) - \eta \frac{\partial^+ j}{\partial G_e} \\ G_{\Delta e}(t+1) &= G_{\Delta e}(t) - \eta \frac{\partial^+ j}{\partial G_{\Delta e}} \\ G_{\Delta u}(t+1) &= G_{\Delta u}(t) - \eta \frac{\partial^+ j}{\partial G_{\Delta u}} \end{aligned} \quad (IV.37)$$

$\frac{\partial^+ j}{\partial \alpha} = \sum_{p=1}^p \frac{\partial^+ E_p}{\partial \alpha}$  où  $\alpha$  correspond au paramètre à ajuster ( $G_e, G_{\Delta e}$  et  $G_{\Delta u}$ )

$$\begin{aligned} \frac{\partial^+ E_p}{\partial G_e} &= \sum_{i=1}^3 \frac{\partial E_p}{\partial O_{2,i}} \frac{\partial O_{2,i}}{\partial G_e} \\ \frac{\partial^+ E_p}{\partial G_{\Delta e}} &= \sum_{i=4}^6 \frac{\partial E_p}{\partial O_{2,i}} \frac{\partial O_{2,i}}{\partial G_{\Delta e}} \\ \frac{\partial^+ E_p}{\partial G_{\Delta u}} &= \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_5} \frac{\partial O_5}{\partial G_{\Delta u}} \end{aligned} \quad (IV.38)$$

avec :

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_5} = O_5 - u_d \quad \text{et} \quad \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{4,i}} = \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_5} \frac{\partial O_5}{\partial O_{4,i}} \quad (IV.39)$$

De la relation (IV.35), on trouve :

$$\begin{aligned} \frac{\partial^+ O_5}{\partial O_{4,1}} &= \frac{G_{\Delta u}}{O_{4,2}} \quad \text{et} \quad \frac{\partial^+ O_5}{\partial O_{4,2}} = -\frac{G_{\Delta u} O_{4,1}}{O_{4,2}^2} \\ \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,i}} &= \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{4,1}} + \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{4,2}} \end{aligned} \quad (IV.40)$$

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,1}} = \sum_{j=1}^3 O_{2,j+3} \frac{\partial E_p}{\partial O_{3,j}} \quad (IV.41)$$

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,2}} = \sum_{j=4}^6 O_{2,j} \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,j}} \quad (IV.42)$$

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,3}} = \sum_{j=4}^6 O_{2,j} \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,j+3}} \quad (IV.43)$$

$$\frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{2,i}} = O_{2,1} \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,i-3}} + O_{2,2} \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,i}} + O_{2,3} \frac{\partial^+ E_p}{\partial O_{3,i+3}} \quad i = 4,6 \quad (IV.44)$$

Les fichiers entrées-sorties utilisés, pendant l'ajustement des paramètres, sont formés à partir des résultats obtenus, lors de l'application des régulateurs flous à la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux. Une fois les gains optimisés, le régulateur neuro-flou est implémenté.

#### IV-6 Résultats de simulation :

##### IV-6-1 Application du régulateur neuro-flou dans la commande vectorielle indirecte:

Nous avons appliqué le réglage neuro-flou de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée en tension en utilisant la commande vectorielle indirecte.

##### a- Analyse des performances:

La réponse en vitesse de la machine présente des performances très intéressantes dans les deux cas, avec et sans onduleur, un temps de réponse de 0.16 sec, qui marque une légère amélioration par rapport au réglage flou, comme on ne signale aucun dépassement, même chose pour le flux rotorique qui atteint rapidement sa valeur de référence.

L'application d'un couple de charge, qui est égal au couple nominal de la machine, n'a pratiquement aucune influence sur les grandeurs régulées, ce qui montre la robustesse du contrôleur neuro-flou à la charge (Fig.IV.11). Tous ces résultats nous permettent de considérer les performances obtenues comme étant très satisfaisantes.

##### b- testes de robustesse :

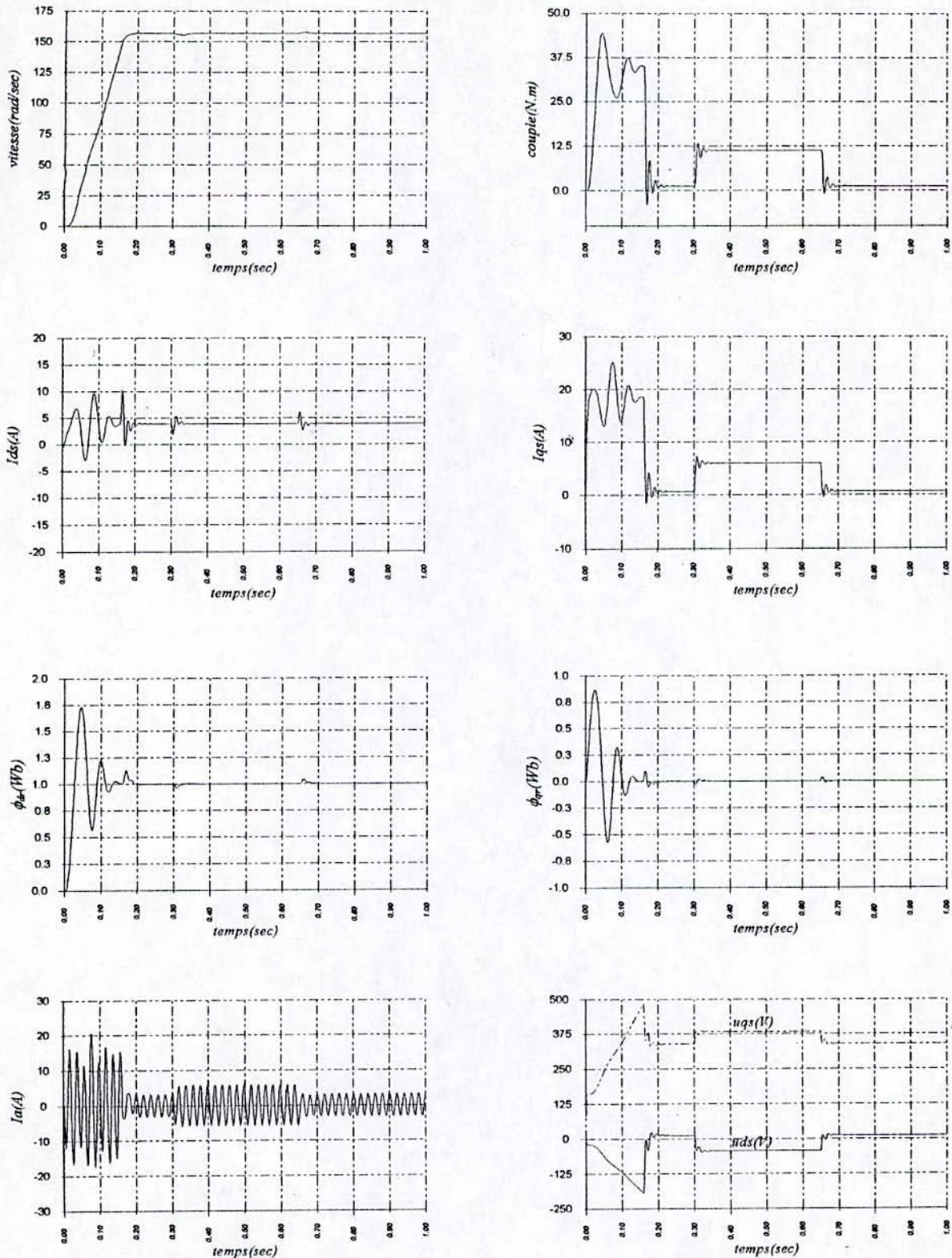
Nous allons soumettre le système à un ensemble de tests de robustesse en introduisant des variations paramétriques de la machine en régime transitoire et en régime permanent.

##### 1. Variation de 50% de la résistance rotorique :

Une variation de la résistance rotorique est introduite durant le régime transitoire et permanent sans et avec onduleur. On remarque que les réponses de la vitesse et celle du flux (Fig.IV.13) ont gardé les mêmes caractéristiques qu'en fonctionnement normal. Nous constatons donc l'efficacité de cette commande par rapport aux variations de ce paramètre.

##### 2. Variation de 50% du moment d'inertie :

De même que pour la résistance rotorique on introduit une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire et le régime permanent. Durant le régime transitoire, on constate une légère augmentation du temps de réponse de la vitesse (Fig.IV.14), en régime permanent, on ne signale aucune influence sur les performances de la commande.



**Fig.IV.11 : Réglage neuro-flou de la vitesse d'une machine asynchrone commandée par la commande vectorielle indirecte avec application d'une charge ( $c_r=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec**

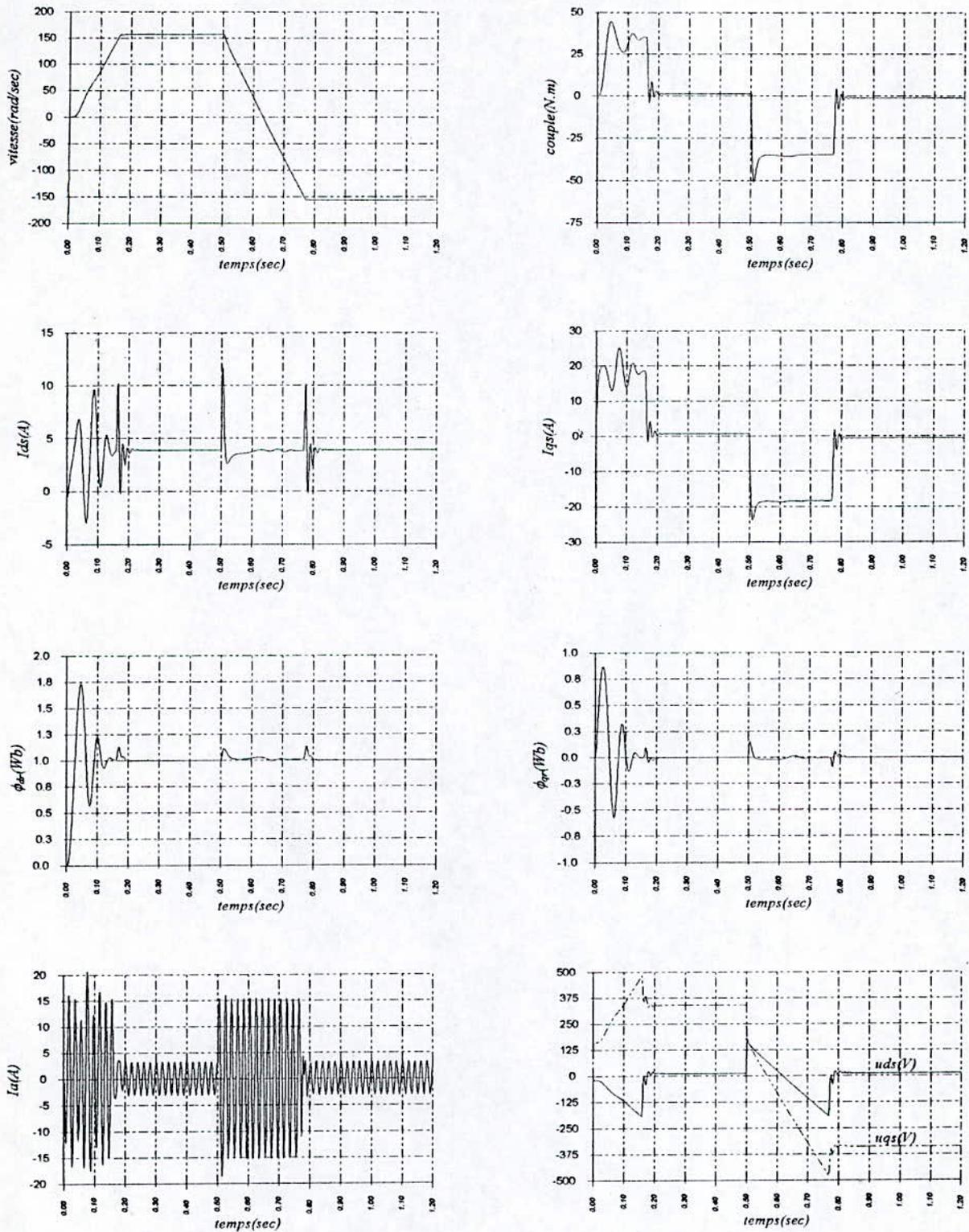


Fig.IV.12 : Réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone commandée par la commande vectorielle indirecte avec inversion de la vitesse a partir de  $t=0.5sec$

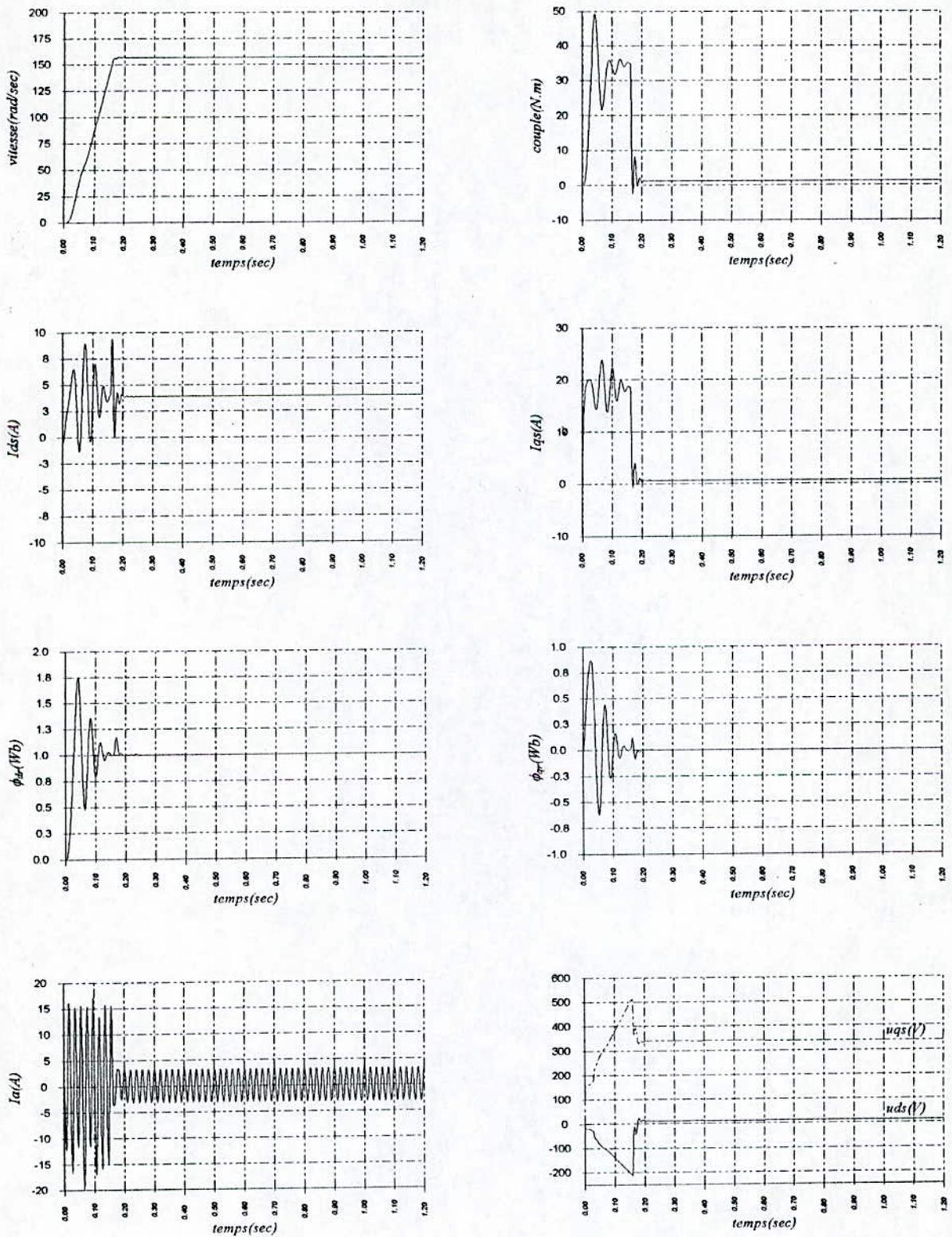


Fig.IV.13 :Test de robustesse par rapport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.5$ sec)

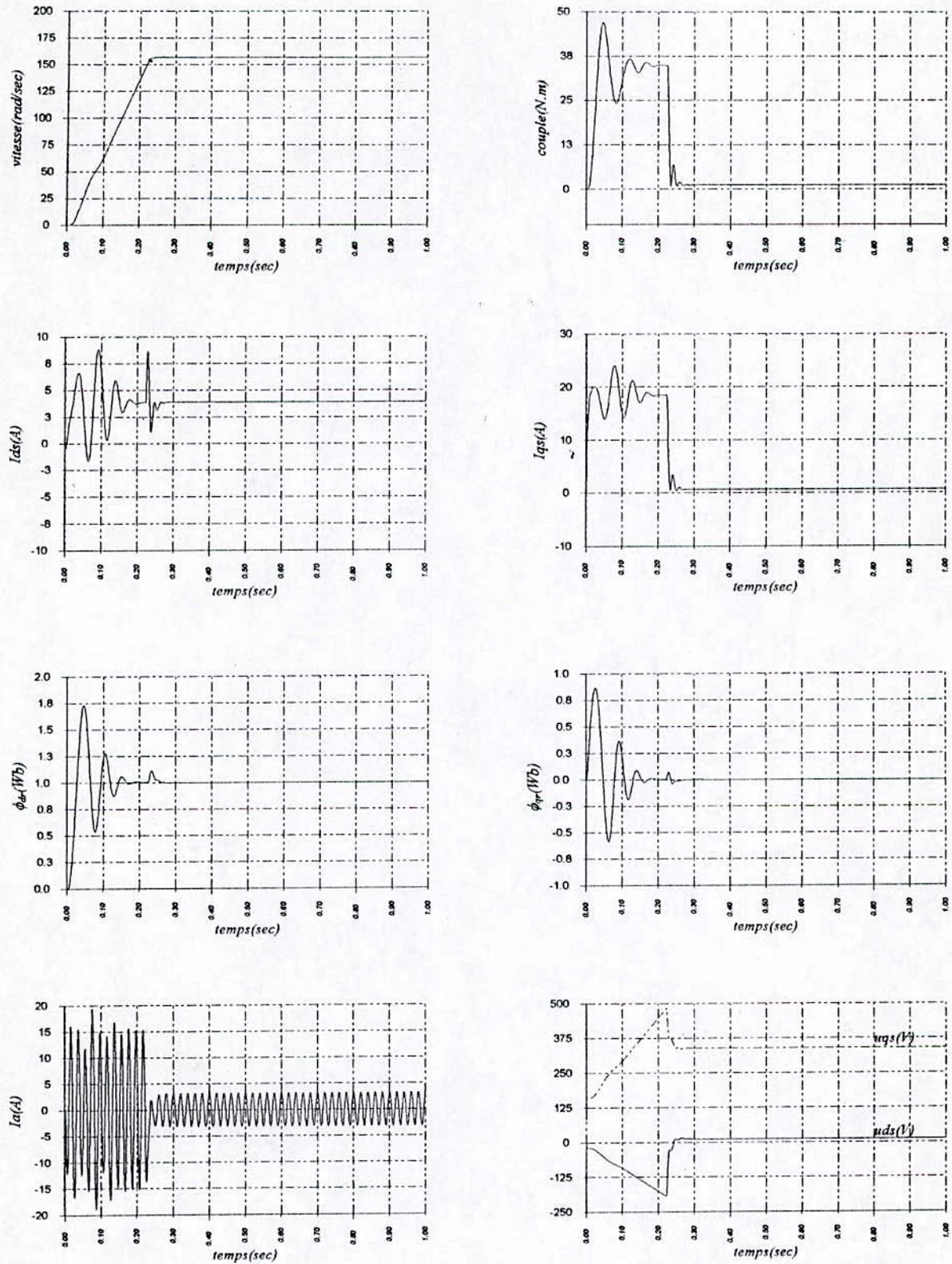


Fig.IV.14 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.6$  sec).

#### ***IV-6-2 Application de la commande neuro-floue sur la machine asynchrone[19] :***

##### ***Interprétation des résultats :***

##### ***a- Analyse des performances:***

La réponse de la vitesse dans le cas avec et sans onduleur est amortie avec un temps de réponse qui est un peut améliorer par rapport à celui obtenu dans la commande floue. L'effet de l'introduction d'un couple de charge est compensé très rapidement, ni la réponse de la vitesse ,ni celle du flux n'accuse un dépassement, l'erreur permanent des sorties est nulle(*Fig.IV.15*).

##### ***b- Tests de robustesse:***

##### ***1. Variation de 50% de la résistance rotorique:***

Quand le système est soumis à une variation, que ce soit durant le régime transitoire ou durant le régime permanent, on ne signal aucun changement ou dégradation des performances de la commande, ceci dénote le caractère robuste de cette commande par rapport aux variations de la résistance rotorique(*Fig.V.17*).

##### ***2. Variation de 50% du moment d'inertie:***

Dans ce cas on ne constate aucune dégradation des performances de la vitesse du flux rotorique, ni en régime permanent ni en régime transitoire d'où la robustesse de cette commande vis a vis des variation paramétriques(*Fig.IV.18*).

#### ***IV-7 Conclusion:***

Dans ce chapitre nous avons montré que le contrôleur neuro-flou est susceptible de générer un signal de commande parfaitement adapté et qui permet un rejet total et rapide des perturbation dues aux variation des paramètres de la machine.

Comme nous avons montré aussi que les réseaux de neurones sont un outil fiable pour facilité l'implémentation de la commande floue, les résultats obtenus dans les deux commande (floue et neuro-floue) avec et sans onduleur sont semblables.

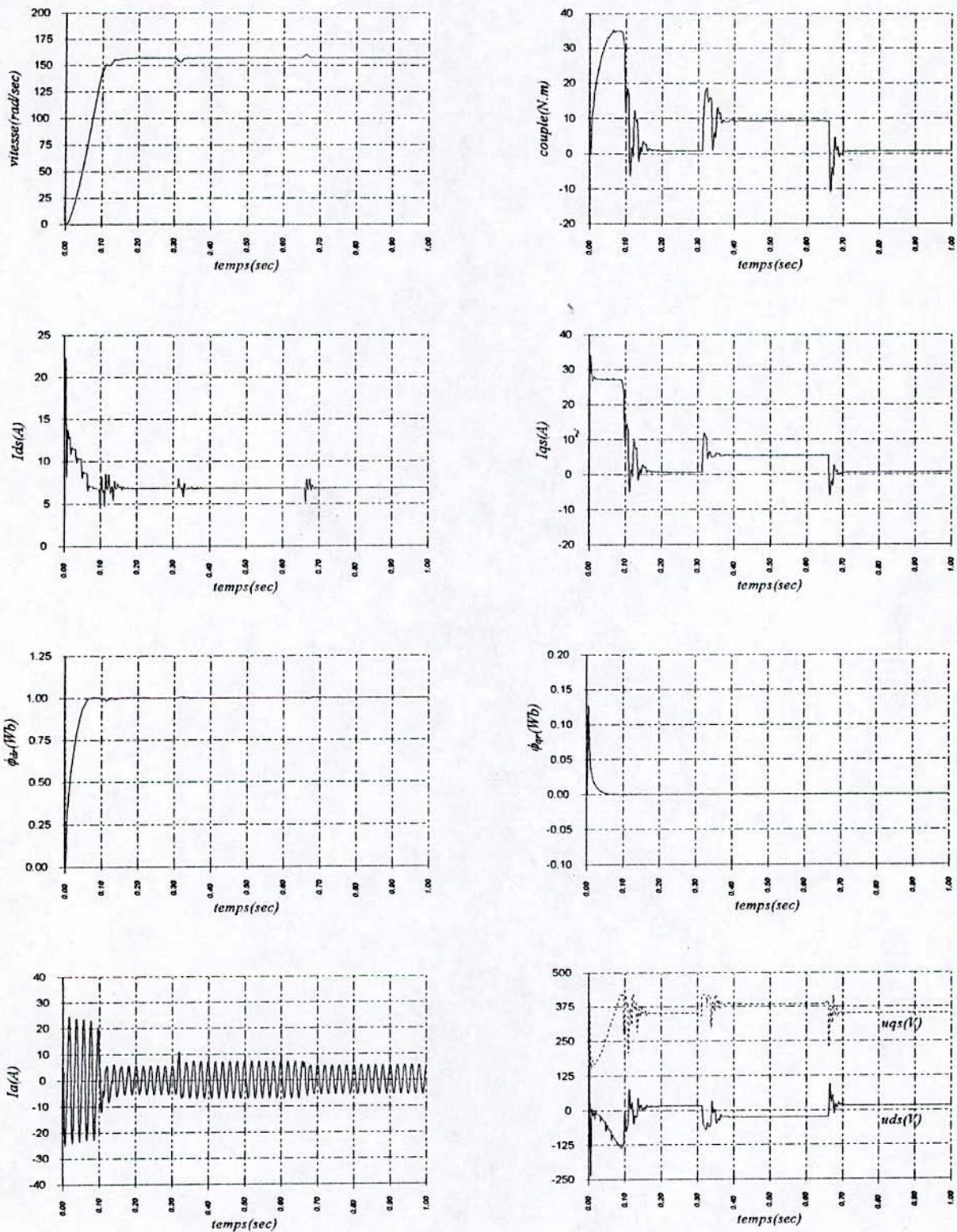


Fig.IV.15 : Commande neuro-floue de la machine asynchrone alimentée en tension avec application d'une charge ( $cr=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec

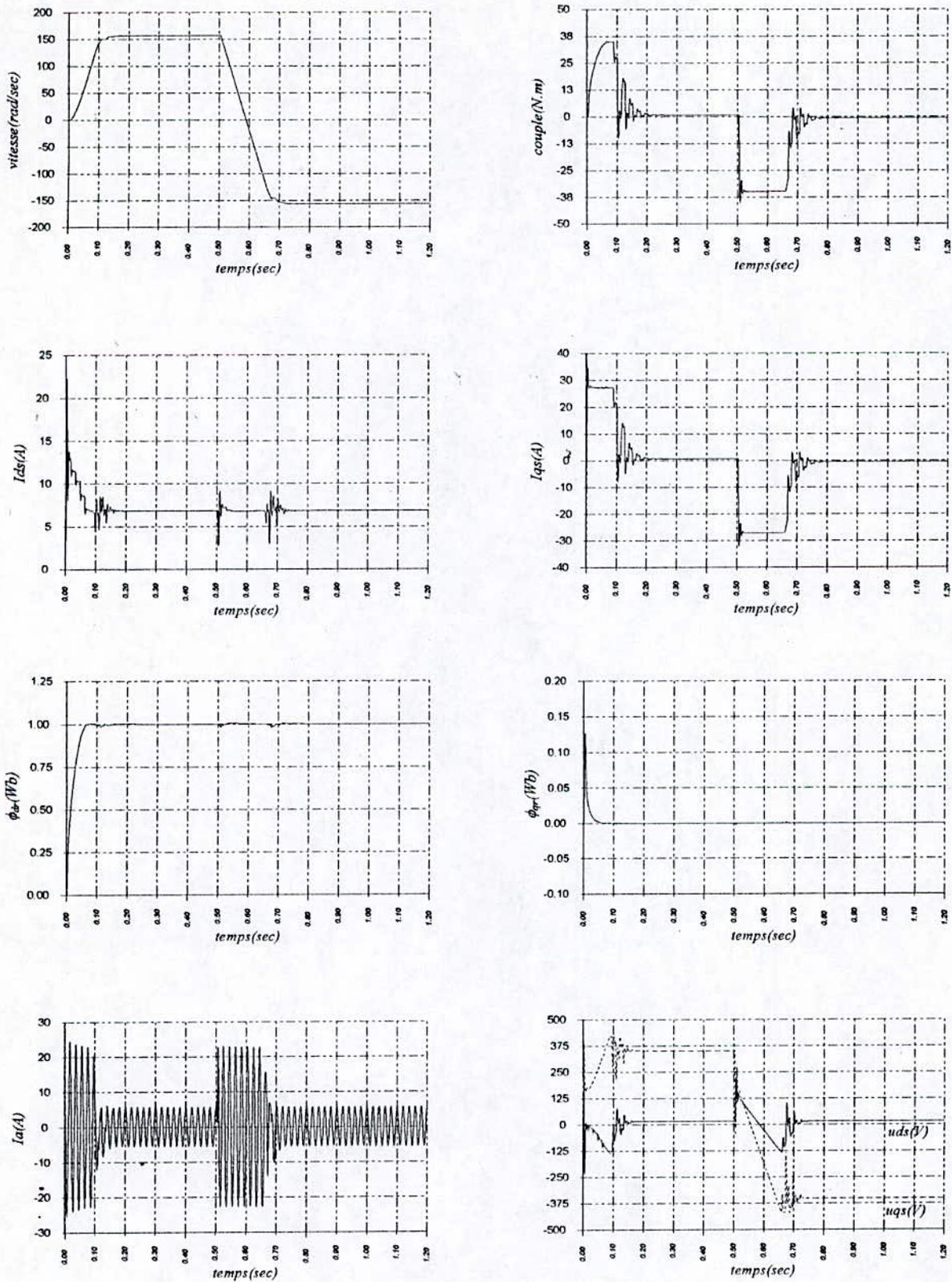


Fig.IV.16 : Commande neuro-floue de la machine asynchrone alimentée en tension avec inversion de la vitesse a partir de  $t=0.5$ sec .

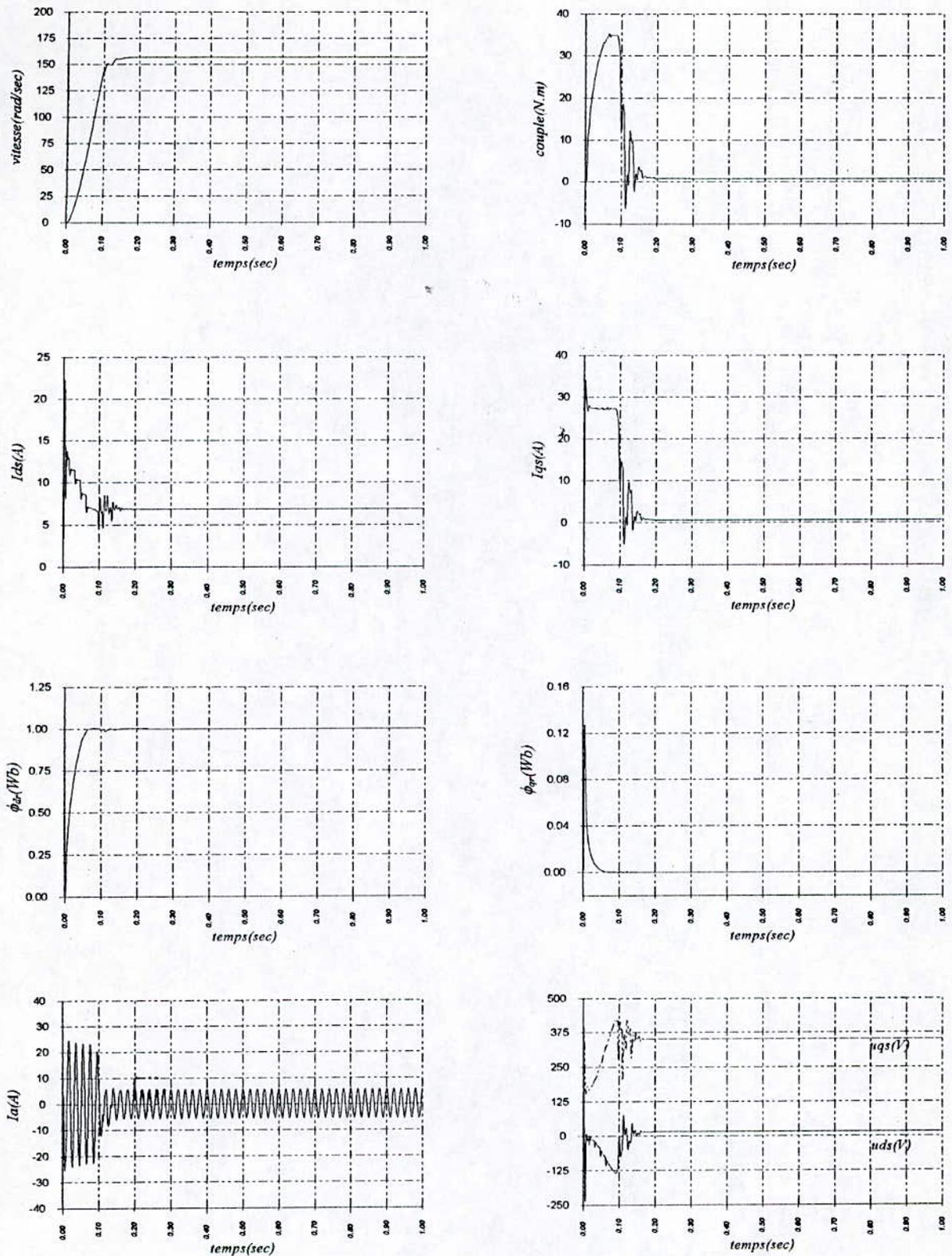


Fig.IV.17: Test de robustesse par apport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.5$ sec)

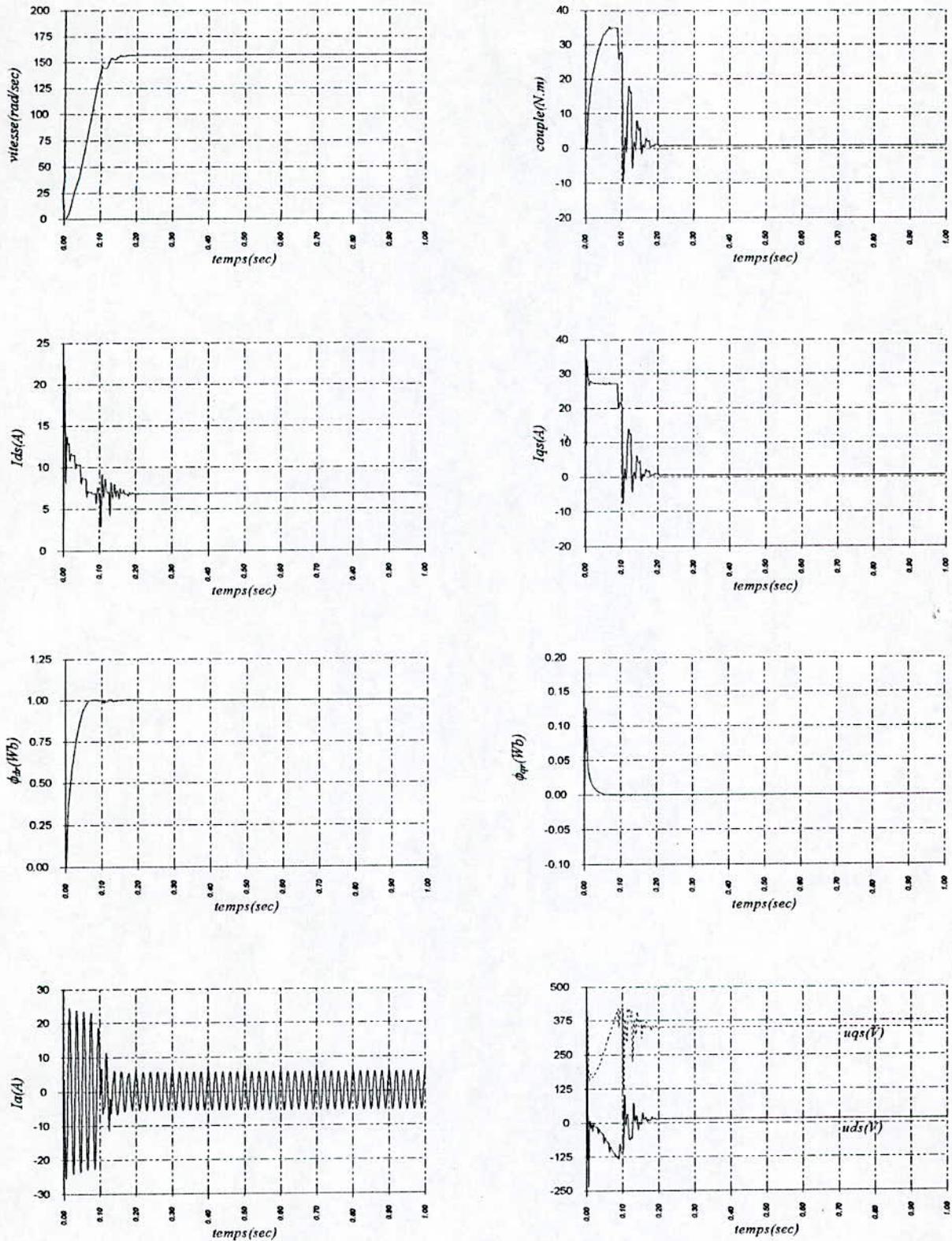


Fig.IV.18: Test de robustesse par rapport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.6$  sec):

# Chapitre V

## Modélisation et stratégie de commande des onduleurs à trois niveaux

### V-1 Introduction :

Le moteur à courant continu reste très utilisé pour la réalisation des entraînements à vitesse variable, mais l'emploi du moteur à courant alternatif pour réaliser de tels entraînements est de plus en plus fréquent.

Cette variation de vitesse des moteurs asynchrones peut être réalisée à fréquence fixe, ou variable. On utilise généralement, le gradateur pour la commande à fréquence fixe et l'onduleur de tension pour la commande à fréquence variable.

Dans ce chapitre, on va élaborer un modèle de fonctionnement et un modèle de commande qui sera utilisé pour la synthèse des commandes des onduleurs à trois niveaux[2].

### V-2 Modèle de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux :

Afin d'obtenir une tension ou un courant plus ou moins sinusoïdal, on augmente le nombre de niveau de la tension (ou courant) de la sortie de l'onduleur d'où l'intérêt porté pour les onduleurs multiniveaux[20].

#### V-2-1 Structure de l'onduleur à trois niveaux :

Dans ce travail, on considère que la source d'alimentation continue est idéale.

$$U_{c1} = U_{c2} = U_c$$

On représente chaque paire transistor- diode par un seul interrupteur bidirectionnel (Fig.V.2), et on procède par bras (Fig.V.1).

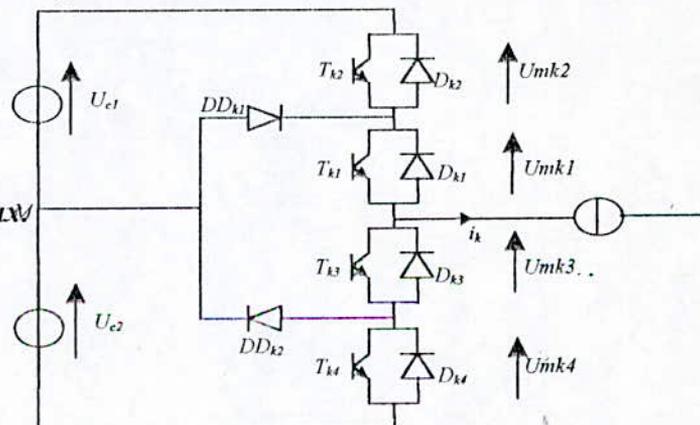


Fig.V.1 : Un bras d'onduleur à trois niveaux

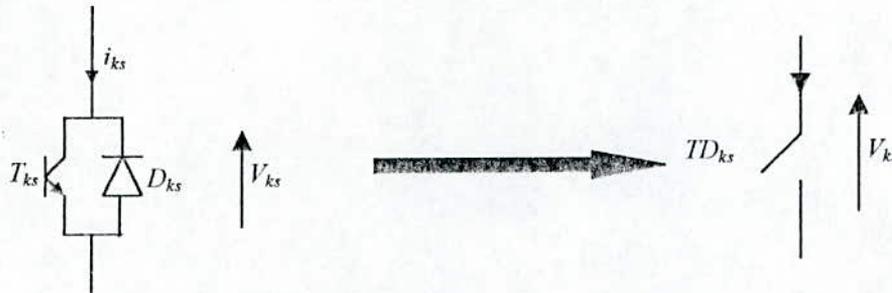


Fig.V.2 : interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

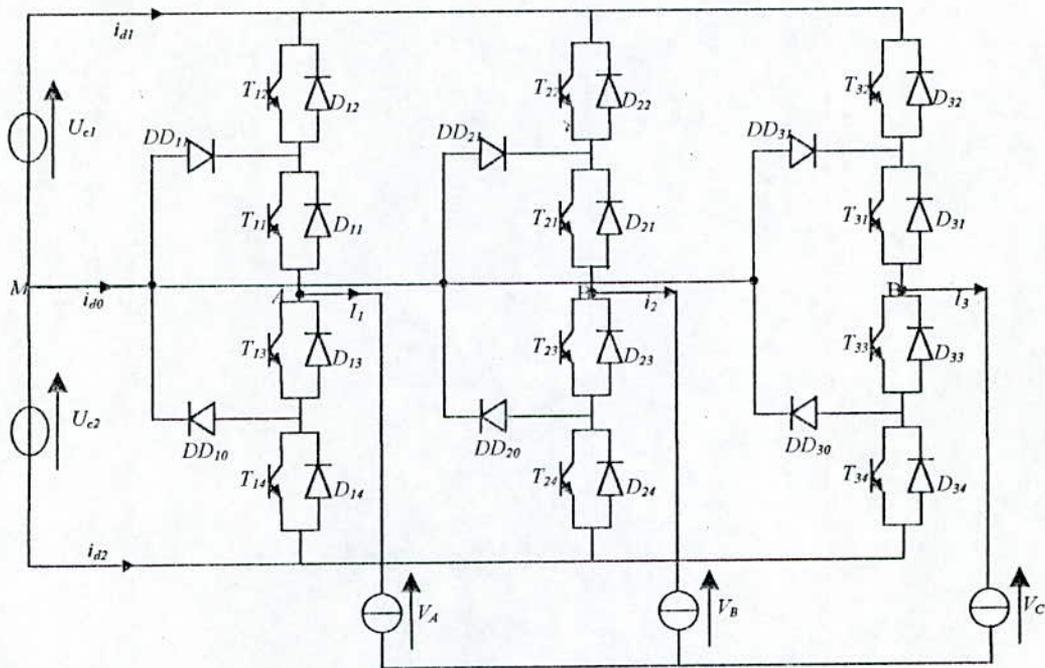


Fig.V.3 : structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

V-2-2 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

Vue la symétrie des onduleurs triphasés à trois niveaux, on peut modéliser leur fonctionnement par bras.

On montre ci dessous les cinq configurations possibles pour un bras[2] :

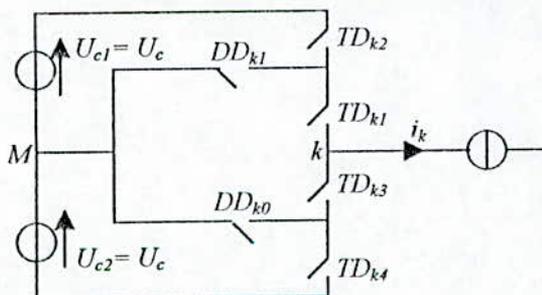


Fig.V.4.a. la configuration  $E_0$   
( $i_k=0$ )

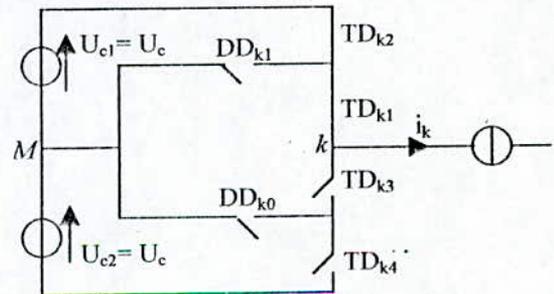


Fig. V.4.b. la configuration  $E_1$   
( $V_k=U_{c1}=U_c$ )

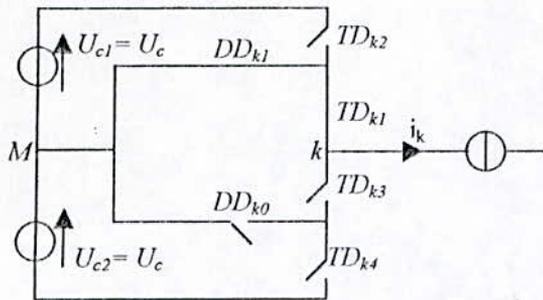


Fig.V.4.c. la configuration  $E_2$  ( $V_k=0$ )

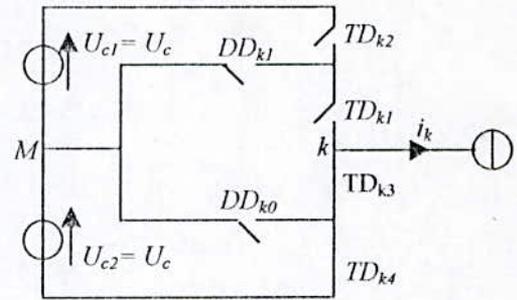


Fig.V.4.d. la configuration  $E_3$   
( $V_k=-U_{c2}=-U_c$ )

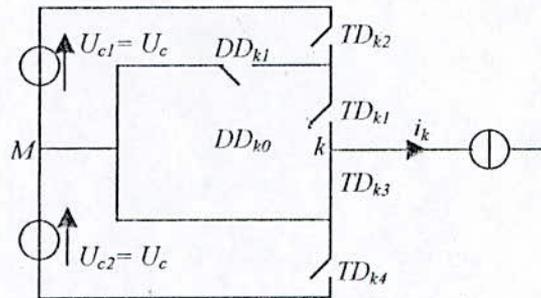


Fig. V. 4.e. la configuration  $E_4$   
( $V_k=0$ )

**V-3 Cellule de commutation multi-tripôle :**

Dans le but de faciliter l'élaboration du modèle d'un bras d'onduleur à trois niveaux, on définit pour chaque bras une cellule de commutation multi-tripôle[3].

Avec la combinaison des semi-conducteurs de cette cellule, on donne trois cellules tripôles qui sont montrées dans la Figure(V.5) :

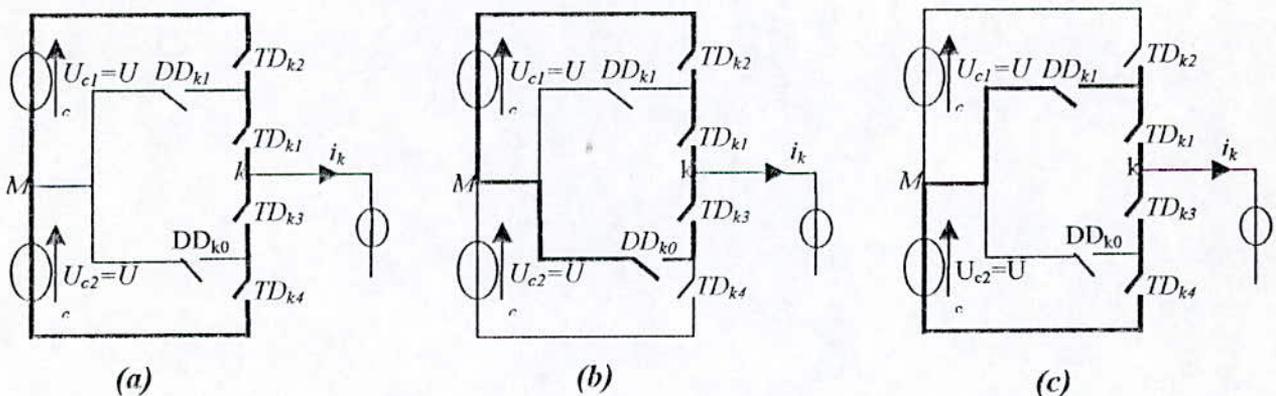


Fig.V.5 :Les trois cellules tripôles contenues dans la cellule multi-tripôle d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

**V-4 Réseau de Petri d'un onduleur à trois niveaux :**

Après la détermination des cinq configurations et ses cellules tripôles possibles, on peut donner les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement de ce bras d'onduleur a partir de l'analyse des conditions de transition entre ces différentes configurations[2].

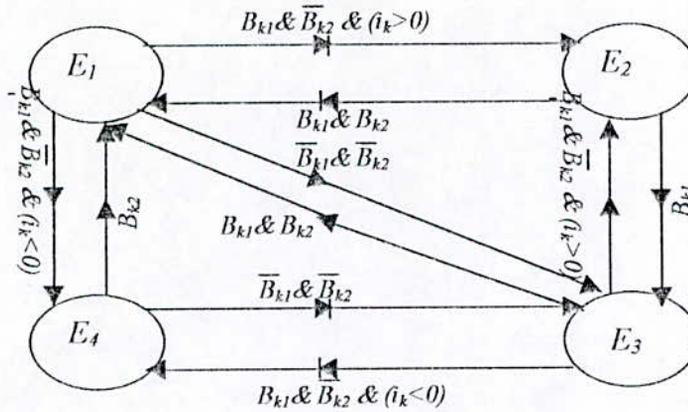


Fig.V.6 :Réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

V-5 Commandabilité des convertisseurs statiques :

La condition de commandabilité des convertisseurs statiques est que les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande des transistors (la commande externe). Ce qui nous permet de définir les fonctions de connexion et de commutation[3].

En mode commandable, on définit la commande complémentaire pour un bras k (Fig.V-1) comme suit :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \tag{V-1}$$

avec :

$B_{ki}$  : la commande de base du transistor  $T_{ki}$ .

**V-5-1 Fonction de connexion :**

Elle décrit l'état ouvert ou fermé d'un interrupteur. Elle est égale à 1si l'interrupteur est fermé, 0 sinon.

**V-5-2 Fonction de commutation :**

Cette fonction est liée à une cellule de commutation. Dans une telle cellule à n interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion  $f_i$  définie par :

$$f_i = \frac{1}{n} \left( 1 + f_c \left( \frac{(i-1)T}{n} \right) \right) \tag{V-2}$$

avec :

$f_c$  : la fonction de commutation de cette cellule.

$T$  : est sa période de fonctionnement et celle des fonctions de connexion et de commutation.

**V-6 Modèle de connaissance de l'onduleur triphasée à trois niveaux :**

**V-6-1 Fonction de conversion :**

Pour l'onduleur triphasé les relations entre les fonctions de connexion des interrupteurs et les fonctions de commutation des cellules correspondante sont les suivantes :

Pour un bras k :

$$\begin{cases} F_{k1} = \frac{1}{2}(1 + F_k^1(t)) \\ F_{k2} = \frac{1}{2}(1 + F_k^2(t)) \\ F_{k3} = \frac{1}{2}(1 + F_k^3(t)) \\ F_{k4} = \frac{1}{2}(1 + F_k^4(t)) \end{cases} \quad (V-3)$$

avec :

$$\begin{cases} F_k^1 : \text{fonction de commutation associée à la cellule 1 } (T_{k1}, T_{k4}) \\ F_k^2 : \text{fonction de commutation associée à la cellule 2 } (T_{k2}, T_{k3}) \end{cases}$$

Pour que l'onduleur soit totalement commandable, la commande des interrupteurs d'un bras doit être complémentaire (V-1).

Les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (V-4)$$

On définit la fonction de connexion du demi-bras par  $F_{kj}^s$  avec :  $j=0$  pour le demi-bras du bas, et  $j=1$  pour le demi-bras du haut.

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} * F_{k2} \text{ est associée au demi-bras du haut } (F_{k1}, F_{k2}) \\ F_{k0}^b = F_{k3} * F_{k4} \text{ est associée au demi-bras du bas } (F_{k3}, F_{k4}) \end{cases} \quad (V-5)$$

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé par rapport au point milieu M de la source de tension d'entrée sont donnés par :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11} * F_{12} - F_{13} * F_{14}) * U_c \\ V_{BM} = (F_{21} * F_{22} - F_{23} * F_{24}) * U_c \\ V_{CM} = (F_{31} * F_{32} - F_{33} * F_{34}) * U_c \end{cases} \quad (V-6)$$

On applique l'équation (V-5) et on trouve :

$$\begin{cases} V_{AM} = (F_{11}^b - F_{10}^b) * U_c \\ V_{BM} = (F_{21}^b - F_{20}^b) * U_c \\ V_{CM} = (F_{31}^b - F_{30}^b) * U_c \end{cases} \quad (V-7)$$

Les différentes tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = \left[ (F_{11}^b - F_{21}^b) - (F_{10}^b - F_{20}^b) \right] \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = \left[ (F_{21}^b - F_{31}^b) - (F_{20}^b - F_{30}^b) \right] \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = \left[ (F_{31}^b - F_{11}^b) - (F_{30}^b - F_{10}^b) \right] \end{cases} \quad (V-8)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} U_{AB} - U_{CA} \\ U_{BC} - U_{AB} \\ U_{CA} - U_{BC} \end{bmatrix} \quad (V-9)$$

D'où :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (V-10)$$

Cette relation montre que les tensions  $V_A, V_B,$  et  $V_C$  admettent trois niveaux de tension  $-U_C, 0, U_C$ . Les courants d'entrées  $i_{d1}, i_{d2}$  sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (V-11)$$

Le courant  $i_{d0}$  est donné par :

$$i_{d0} = F_{11} F_{13} i_1 + F_{21} F_{23} i_2 + F_{31} F_{33} i_3$$

On peut écrire aussi :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (V-12)$$

Le vecteur d'état est  $\begin{bmatrix} U_{c1} & U_{c2} & i_1 & i_2 & i_3 \end{bmatrix}$  et les entrées internes sont  $\begin{bmatrix} V_A & V_B & V_C & i_{d1} & i_{d2} & i_{d0} \end{bmatrix}$ .

Comme l'alimentation est parfaite et le neutre de la charge est isolé alors :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_{d0} = -(i_{d1} + i_{d2}) \end{cases} \quad (V-13)$$

On utilise seulement  $\begin{bmatrix} U_c & i_1 & i_2 \end{bmatrix}$  et  $\begin{bmatrix} V_A & V_B & V_C & i_{d1} & i_{d2} \end{bmatrix}$ .

**V-6-2 Relation de conversion simple :**

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (V-14)$$

avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2(F_{11}^b - F_{10}^b) - (F_{21}^b - F_{20}^b) - (F_{31}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 \\ -\frac{(F_{11}^b - F_{12}^b) + 2(F_{21}^b - F_{20}^b) - (F_{31}^b - F_{30}^b)}{3} & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11}^b - F_{31}^b) & (F_{21}^b - F_{31}^b) \\ 0 & (F_{10}^b - F_{31}^b) & (F_{20}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (V-15)$$

$[N(t)]$  : est la matrice de conversion simple.

V-6-3 Relation de conversion composée :

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \tag{V-16}$$

avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{10}^b) - (F_{21}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{20}^b) - (F_{31}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11}^b - F_{31}^b) & (F_{21}^b - F_{31}^b) \\ 0 & (F_{10}^b - F_{30}^b) & (F_{20}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \tag{V-17}$$

$[M(t)]$  : est la matrice de conversion composée.

On représente le modèle de connaissance global en mode commandable, on distingue deux parties, la partie commande et la partie opérative, avec deux bloc l'un continu(représentant la charge), et l'autre discontinue (représente la fonction de l'onduleur )[2].

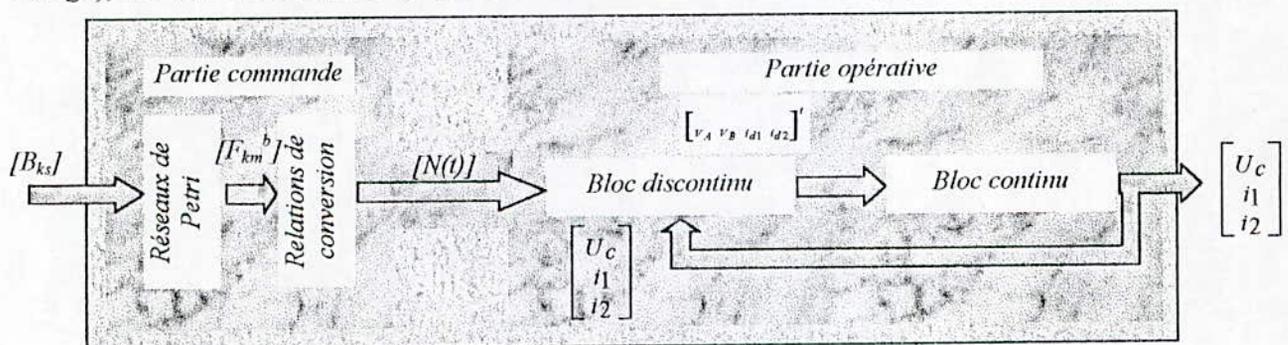


Fig.V.7 :Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux

V-6-4 Fonctions génératrices et modèle de commande :

Pour la synthèse des algorithmes de commande, il est nécessaire de transformer le modèle de connaissance pour l'homogénéiser, on utilisera les fonctions génératrices[2].

Une fonction génératrice de connexion  $F_{ig}$  est une fonction continue qui représente la valeur moyenne de la fonction discontinue  $F_i$  sur une période  $T_e$ .

La fonction génératrice de connexion est donnée par :

$$F_{ig} = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} F_i(\tau) d\tau \tag{V-18}$$

De même, on associe respectivement les matrices de conversion simples  $[N_g(t)]$  et composées  $[M_g(t)]$  aux matrices  $[N(t)]$  et  $[M(t)]$  par les relations :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2(F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 \\ -\frac{(F_{11g}^b - F_{12g}^b) + 2(F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \begin{pmatrix} F_{11g}^b - F_{31g}^b \\ F_{10g}^b - F_{31g}^b \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{pmatrix} \\ 0 & & \end{bmatrix} \quad (V-19)$$

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} F_{11g}^b - F_{10g}^b \\ F_{21g}^b - F_{20g}^b \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} F_{21g}^b - F_{20g}^b \\ F_{31g}^b - F_{30g}^b \end{pmatrix} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \begin{pmatrix} F_{11g}^b - F_{31g}^b \\ F_{10g}^b - F_{30g}^b \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (V-20)$$

### V-7 Stratégie de commande des onduleurs à trois niveaux :

#### V-7-1 Introduction :

La modulation de largeurs d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une suite de créneaux de largeurs convenables.

L'essor de la modulation de largeurs d'impulsions est lié aux projets sur les semi-conducteurs de puissance l'augmentation du nombre des commutations entraînerait des pertes excessives si on avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

L'analyse de cette stratégie sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties[20].

#### V-7-2 Principe de la modulation triangulo- sinusoidale :

Lorsque l'objectif est d'approcher au mieux une tension sinusoidale (tension et fréquence variable avec un minimum d'harmonique), la solution la plus largement employée, consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoidale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire, d'où son appellation "modulation sinus- triangle".

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- ❖ L'indice de modulation  $m$  qui est le rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f$  de la tension de référence  $\left( m = \frac{f_p}{f} \right)$ .
- ❖ Le taux de modulation  $r$  qui est le rapport de l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence à l'amplitude  $U_{pm}$  de la porteuse  $\left( r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right)$ .

#### V-7-3 Commande triangulo- sinusoidale à deux porteuses à échantillonnage naturel :

Dans ce cas on utilise deux porteuses identiques déphasées d'une demi-période  $\frac{1}{2f_p}$

l'une de l'autre.

Ces porteuses sont en dent de scie bipolaire qui permettent un taux d'harmonique le plus faible et des tensions de sortie ayant la symétrie au quart et demi période[21].

Le principe de cette stratégie pour un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux est résumé en deux étapes[3][2] :

**Etape 1 :** détermination des signaux intermédiaires  $V_{k1}$  et  $V_{k0}$  :

$$\begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ (V_{refk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} (V_{refk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{refk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (V-21)$$

**Etape 2 :** détermination du signal  $V_{k2}$  et des ordres de commande  $B_{ks}$  des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \text{ avec : } \begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (V-22)$$

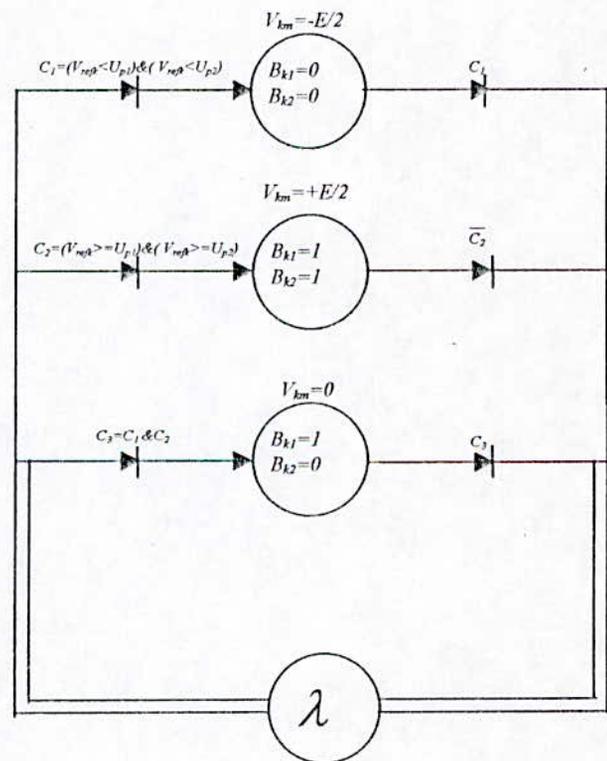
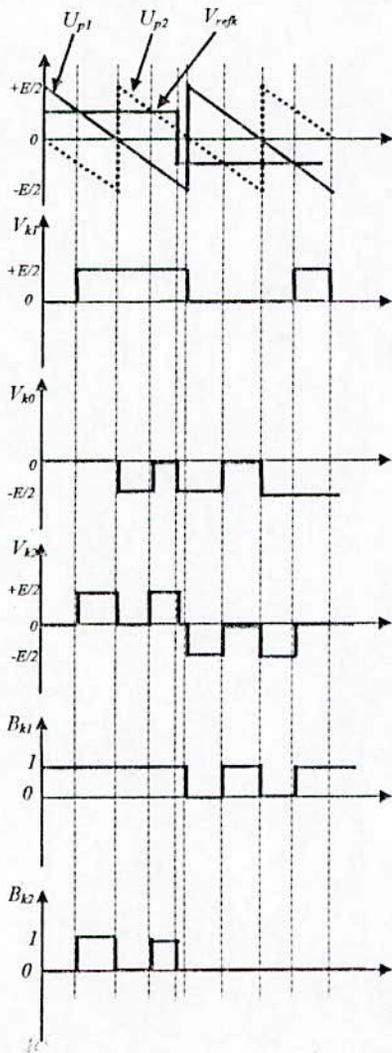


Fig.V.8 :principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses et son réseau de Petri.

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont données par :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \text{marche}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3} \text{marche}\right) \end{cases} \quad (V-23)$$

Avec marche prend la valeur 1 pour un système direct et la valeur  $-1$  pour un système inverse.

La Figure (V.9.a) montre les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=12$  et  $r=0.8$ ).

La Figure(V.9.b) montre la tension de sortie de la première phase et son spectre d'harmonique. qui montre la présence des harmoniques paires et impaires, sans l'apparition des harmoniques gênants qui se regroupent en famille autour de  $2m f_p$ , car les harmoniques d'ordre élevé sont repoussées vers les grandes fréquences qui sont simple à filtrer.

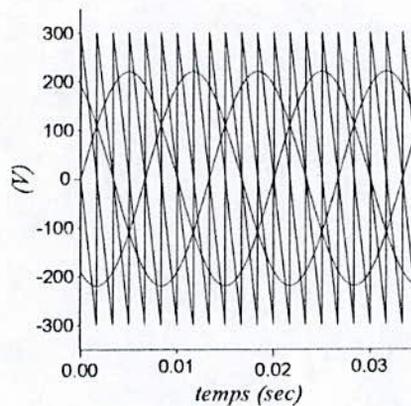


Fig.V.9.a :les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale a deux porteuses ( $m=12$ ,  $r=0.8$ )

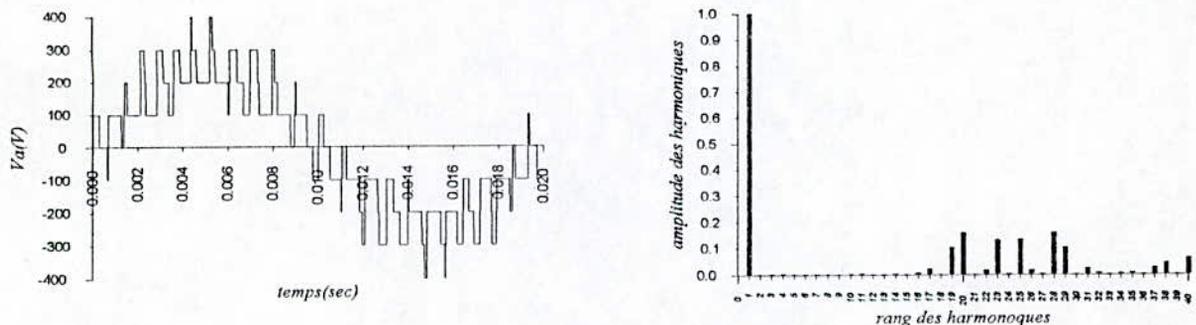


Fig.V.9.b :tension  $V_a$  de la phase une de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses( $m=12$ ,  $r=0.8$ )

La Figure(V.10) montre les caractéristiques de la conduite de la machine triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux commandée par cette stratégie.

Le couple de la machine a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie de l'onduleur, cela est dû à l'existence des harmoniques 2 et 4.

L'allure de la vitesse montre la possibilité d'inversion du sens de rotation, d'où la possibilité du fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

#### V-8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri. Ainsi nous avons défini les fonctions de commutations et de connexion.

En vue de la commande des onduleurs triphasés à trois niveaux, nous avons élaboré le modèle de commande, en commençant par l'hypothèse de commandabilité, nous avons montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, nous aboutissons à un modèle homogène où toute grandeurs sont continues. En suite nous avons étudié de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

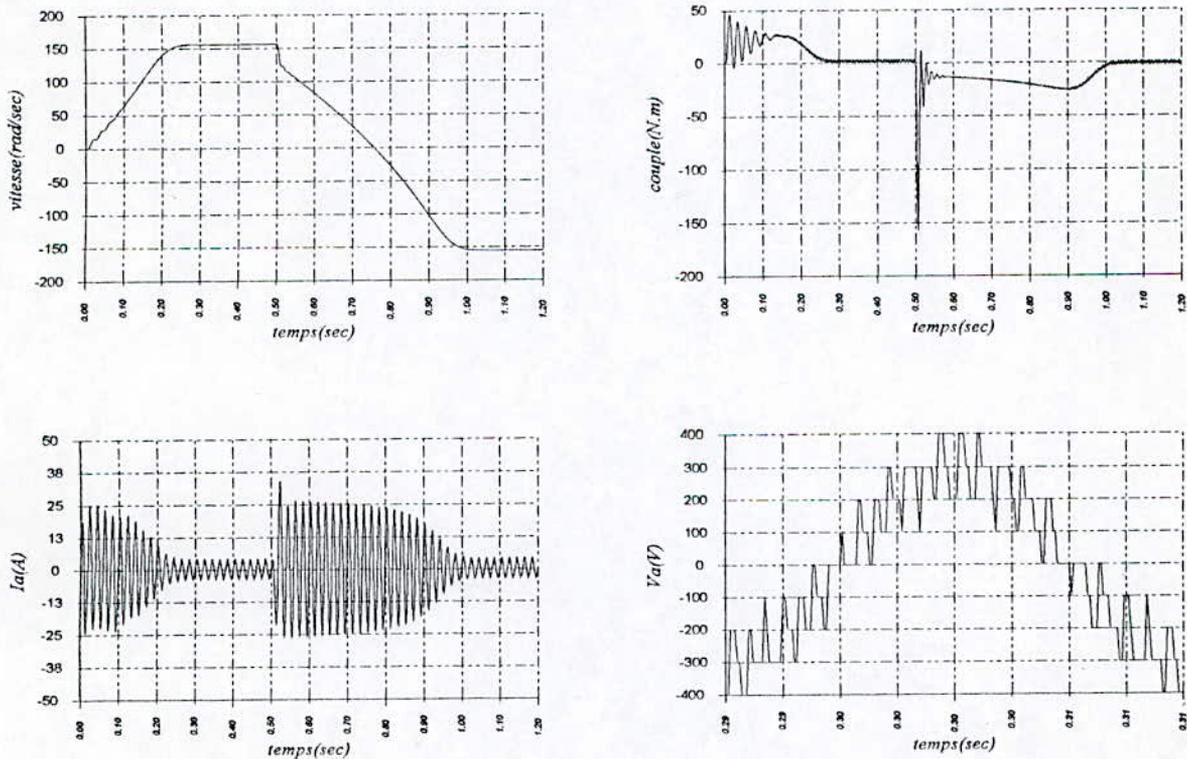


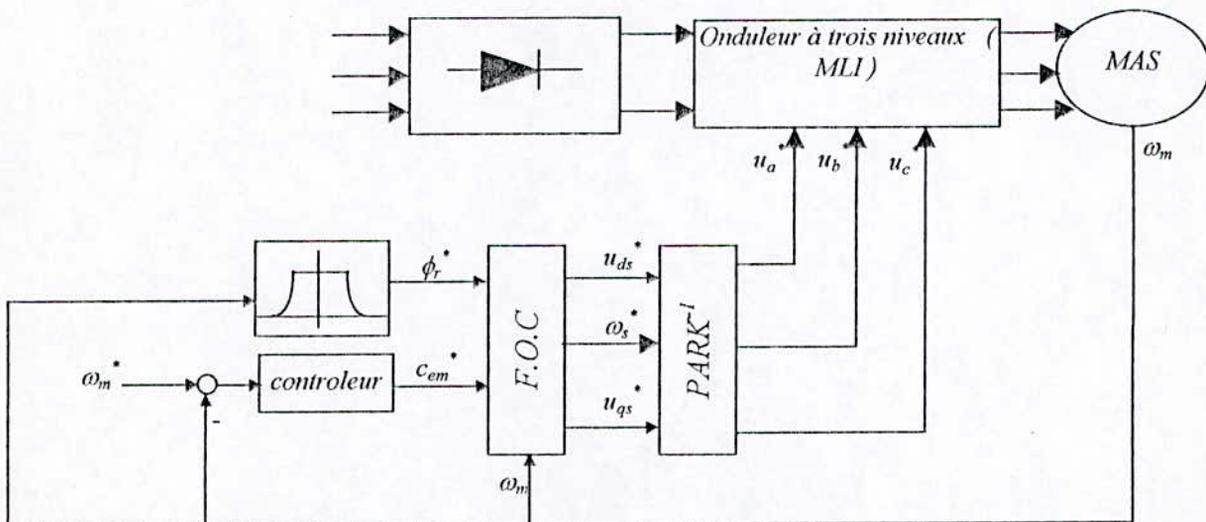
Fig.V.10 : conduite de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à trois niveaux.

# Chapitre VI

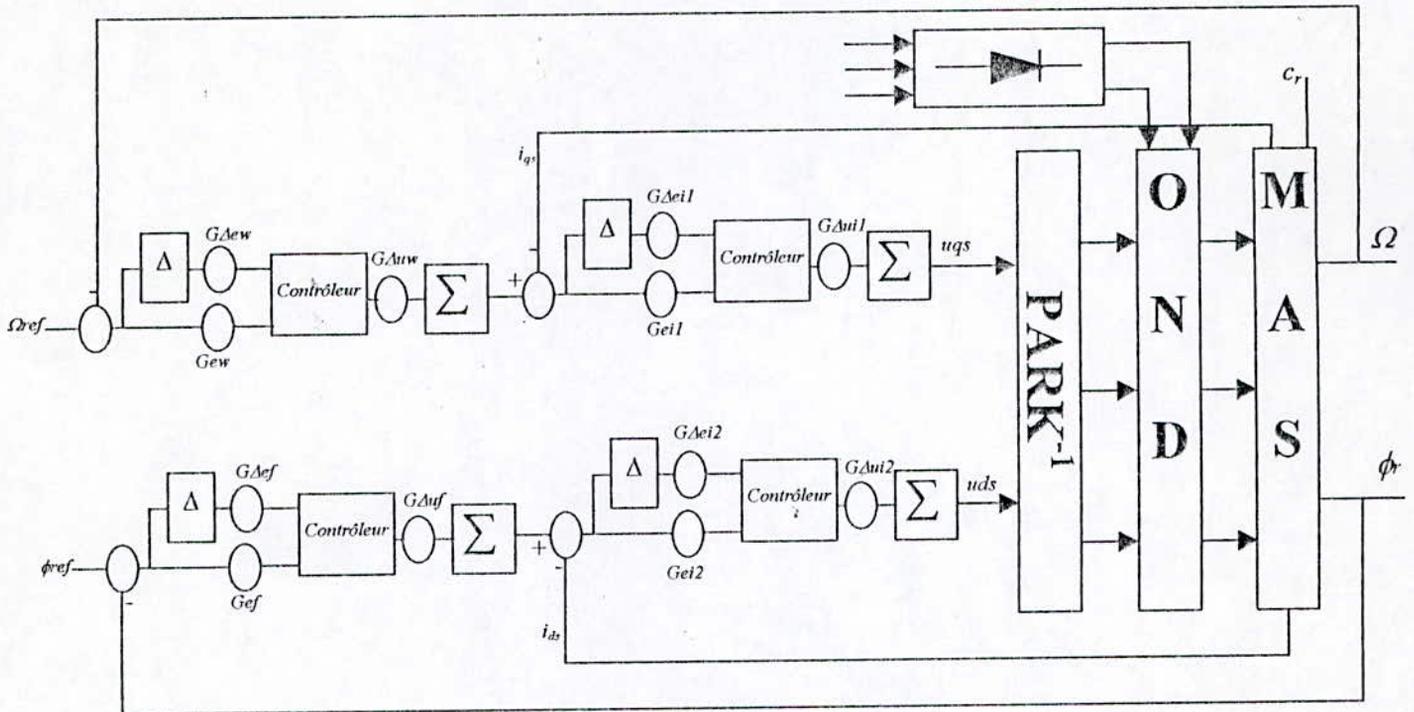
## Application à l'association onduleur-machine asynchrone

**VI-1 : Application de la commande vectorielle indirecte, la commande floue et de la commande neuro-floue :**

Les structures de commande (Fig.VI.1), (Fig.VI.2) Sont constituées de l'association d'une machine asynchrone avec un onduleur de tension a trois niveaux. Les tensions de sortie de l'onduleur sont contrôlées par la stratégie triangulo-sinusoïdale qui consiste à comparer les trois tensions de référence ( $V_a^*$ ,  $V_b^*$ ,  $V_c^*$ ), calculées par une transformation inverse de Park à partir de ( $V_{ds}^*$ ,  $V_{qs}^*$ ,  $\omega_s^*$ ), à un signal triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation nettement supérieur à  $\omega_s^*$ .



**Fig.VI.1 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux.**



**Fig.VI.2 :Schéma bloc de la commande d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux.**

### VI-2 Résultats de simulation :

Dans ce chapitre on a appliqué les différentes commande classique, floue et neuro-floue sur l'association onduleur-machine asynchrone.

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une machine asynchrone associée à un onduleur de tension à trois niveaux.

Nous allons présenter les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

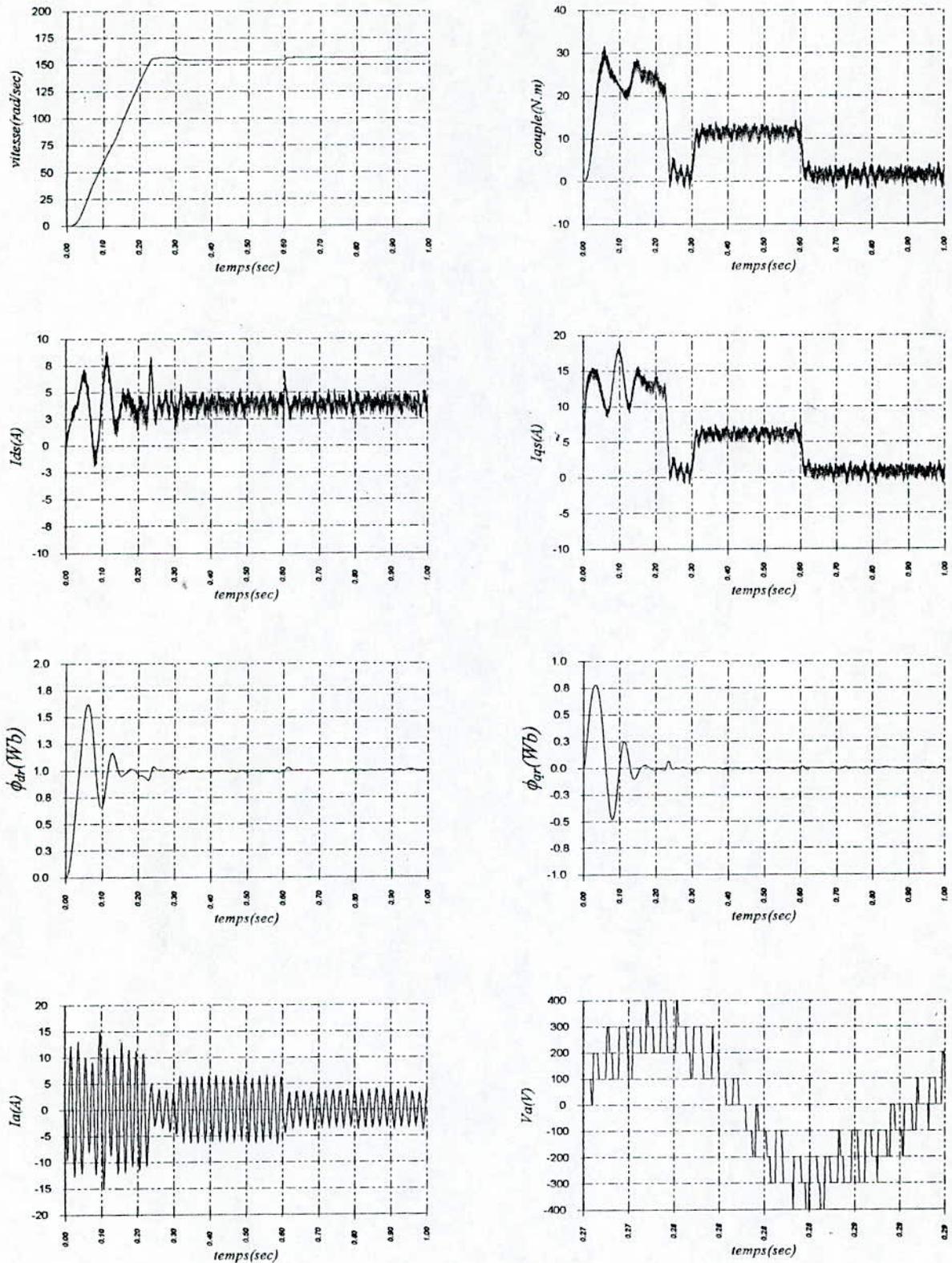
Pour les deux structures de commande utilisées dans les chapitres précédents, on constate toujours que les réponses de la vitesse et du flux rotorique ne sont pas influencés par cette association, même chose pour les autres grandeurs on marque aucun dépassement intolérable des valeurs de consigne.

Pour les tests de robustesse, on constate aussi les mêmes résultats obtenus que dans le fonctionnement sans onduleur.

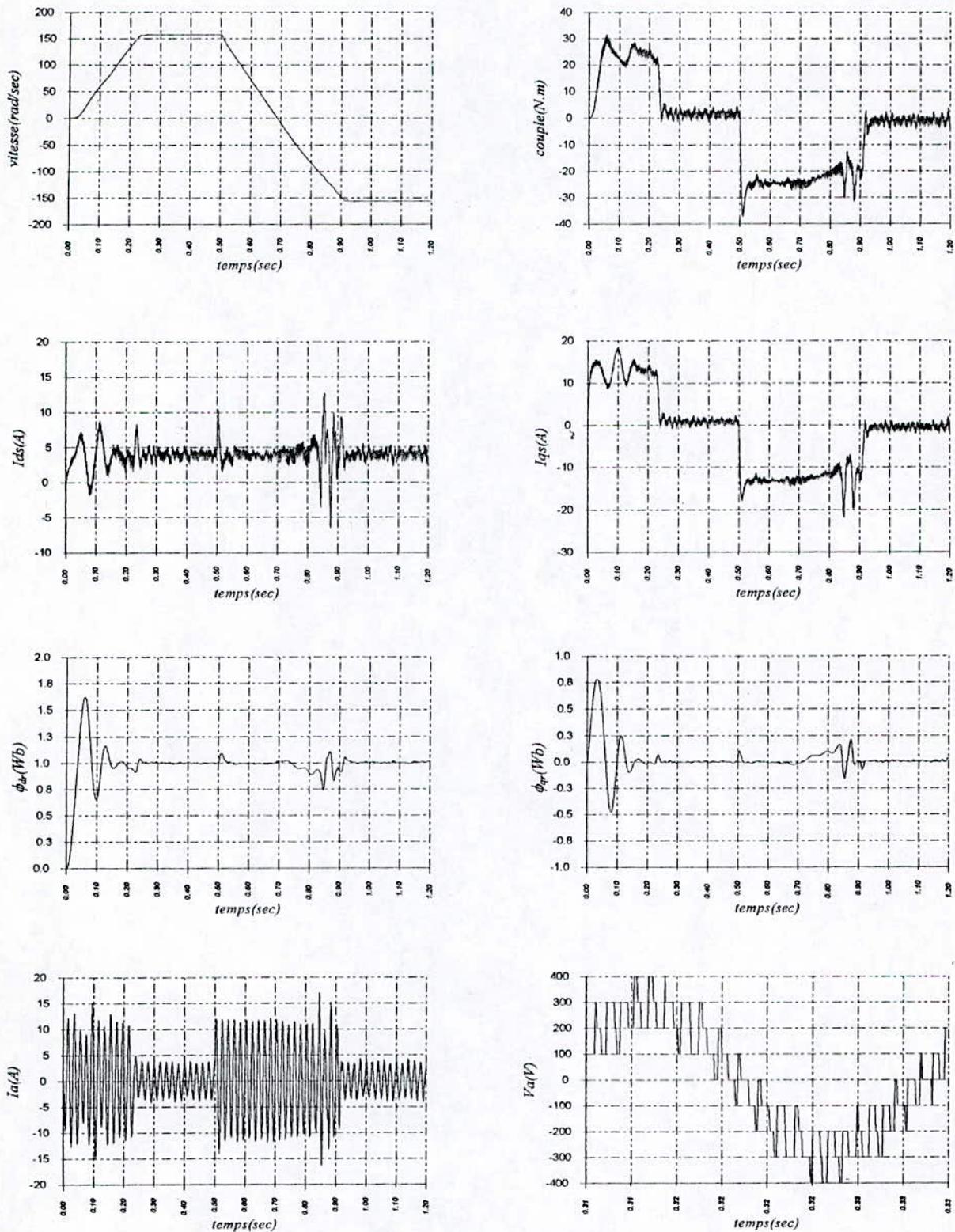
Ces résultats montrent que cette association nous permet d'avoir de bonnes performances et de robustesse de la commande.

### VI-3 Conclusion :

Les résultats de simulation obtenus dans ce chapitre montrent que l'association de la machine asynchrone avec l'onduleur triphasé à trois niveaux nous permet d'avoir de bonnes performances en ce qui concerne la régulation et la poursuite d'une référence.



**Fig.VI.3 :** Commande vectorielle indirecte (réglage classique de la vitesse) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux avec application d'une charge ( $cr=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec,



**Fig.VI.4 :** Commande vectorielle indirecte (réglage classique de la vitesse) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux avec inversion de la vitesse a partir de  $t=0.5\text{sec}$

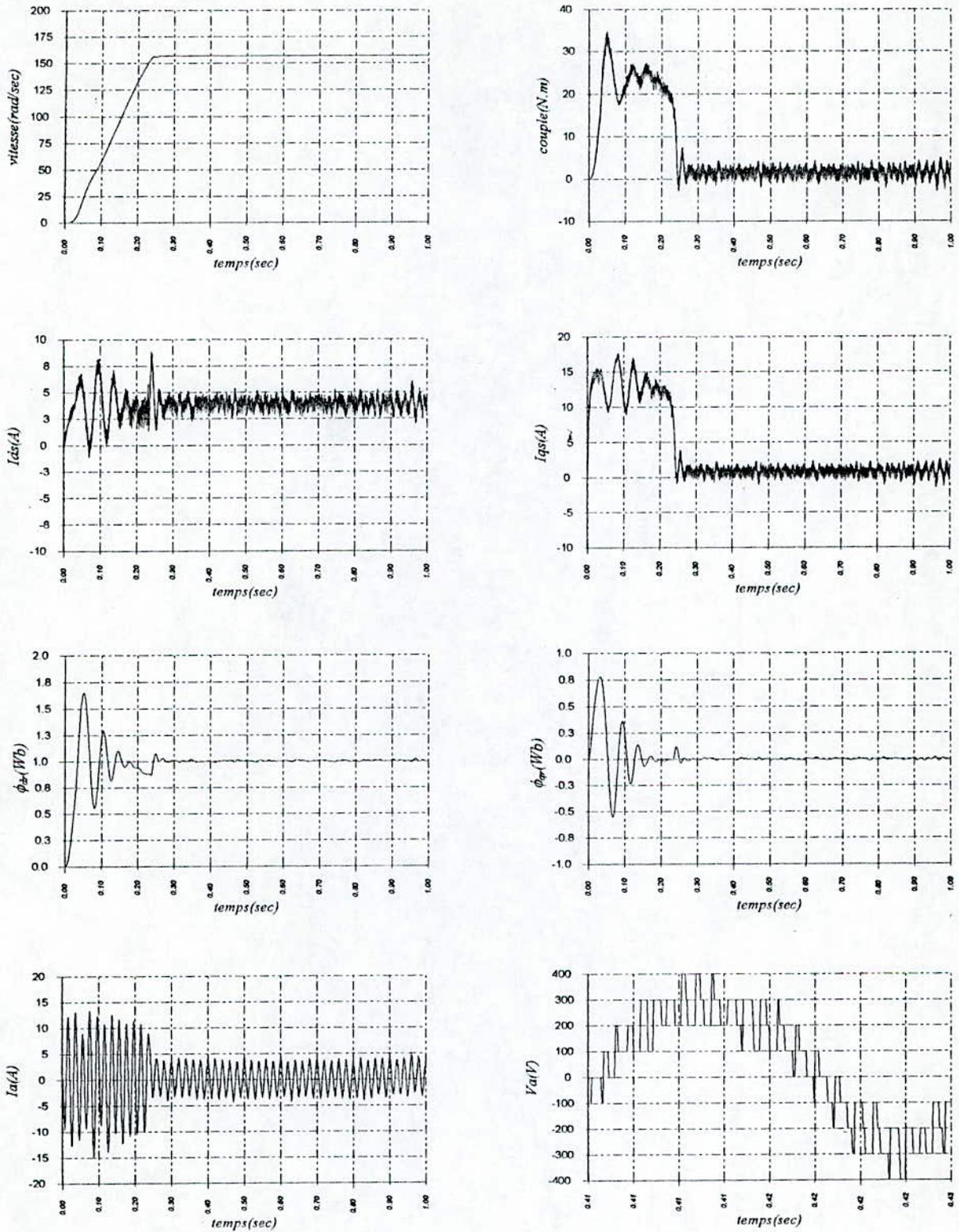


Fig.VI.5 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.5$ sec)

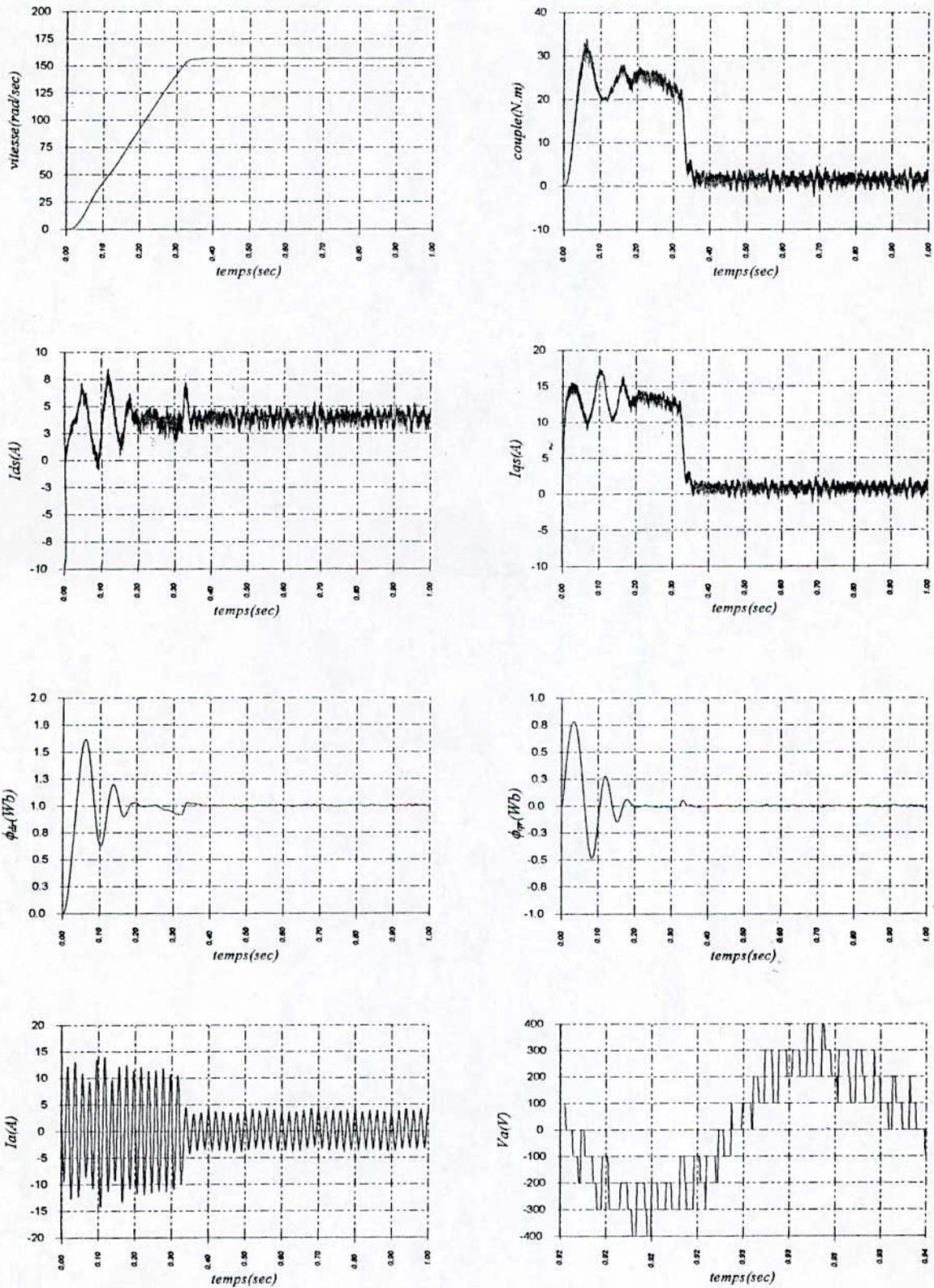
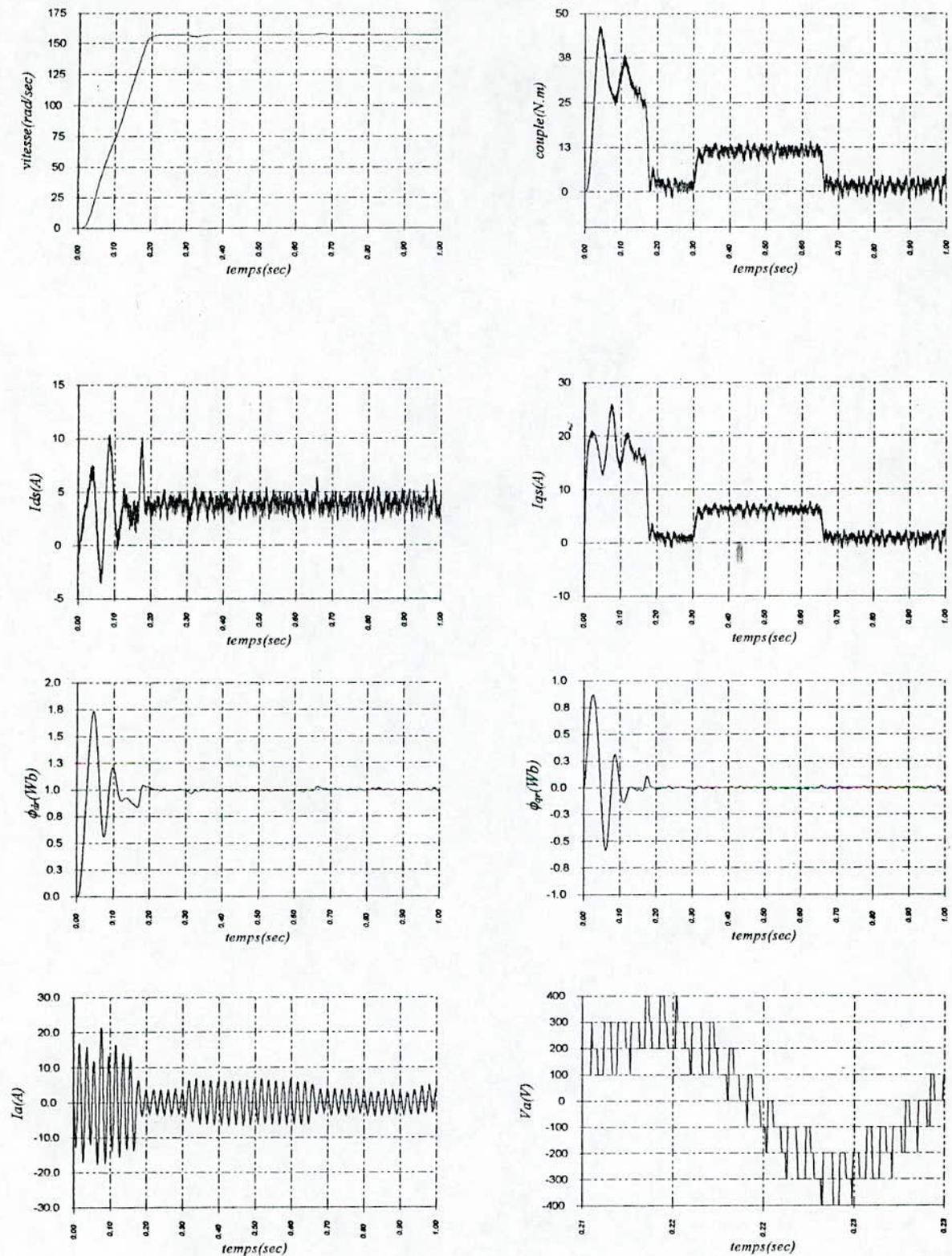


Fig.VI.6 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.6$  sec).



**Fig.VI.7 :** Commande vectorielle indirecte (réglage flou de la vitesse) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux avec application d'une charge ( $c_r=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec

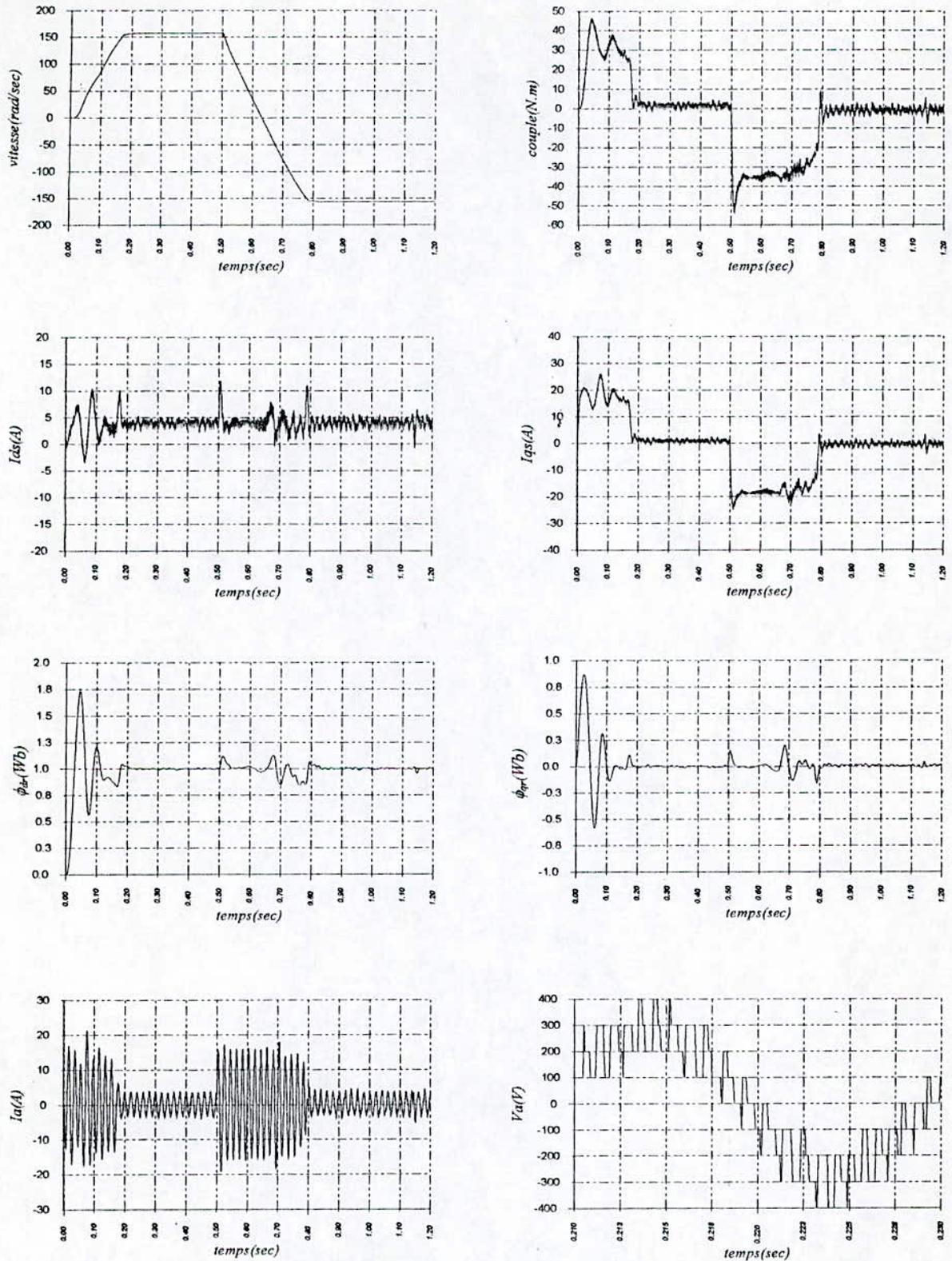


Fig.VI.8 : Commande vectorielle indirecte (réglage flou de la vitesse) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux avec inversion de la vitesse a partir de  $t=0.5\text{sec}$

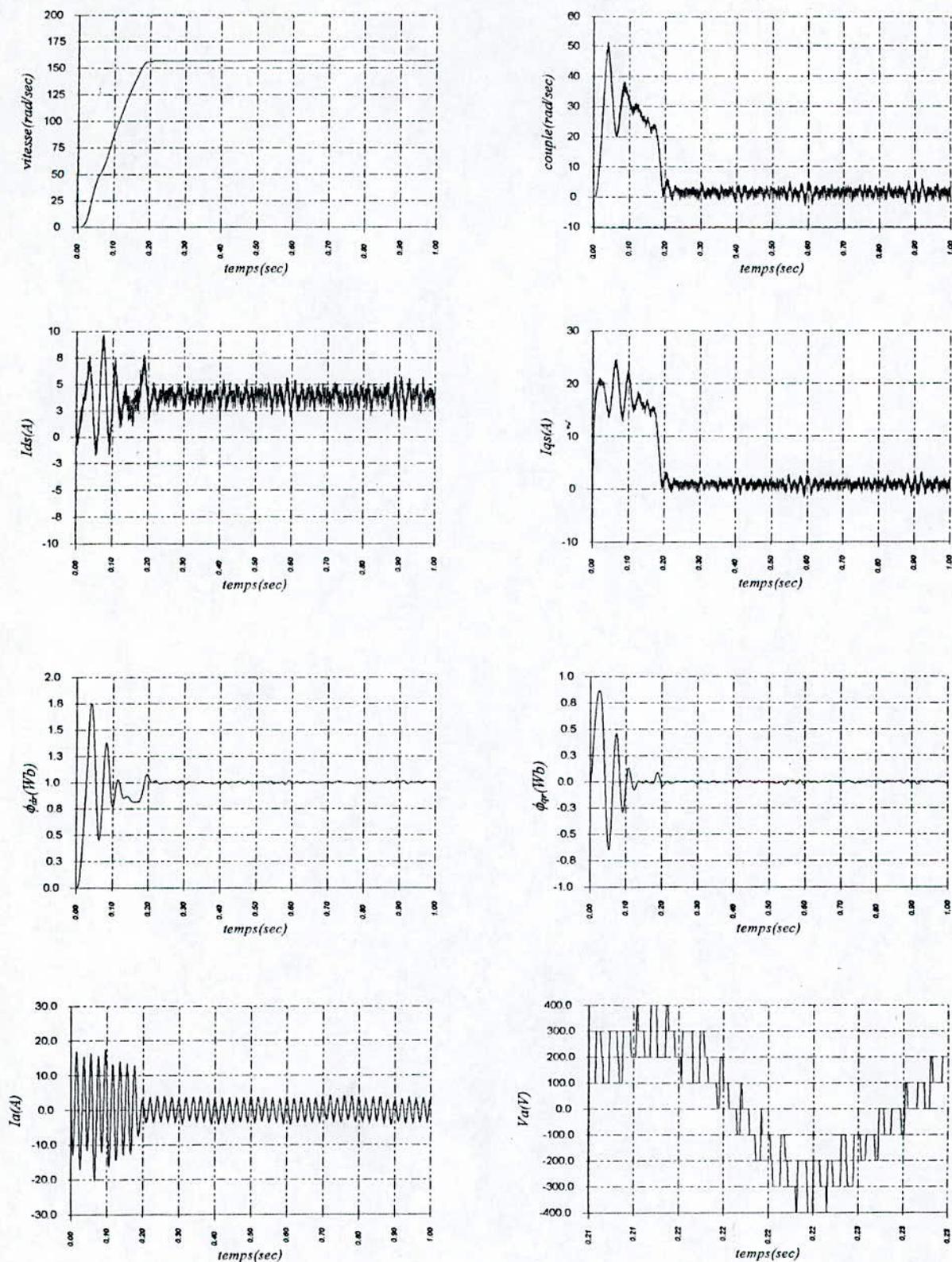


Fig.VI.9 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.5$ sec)

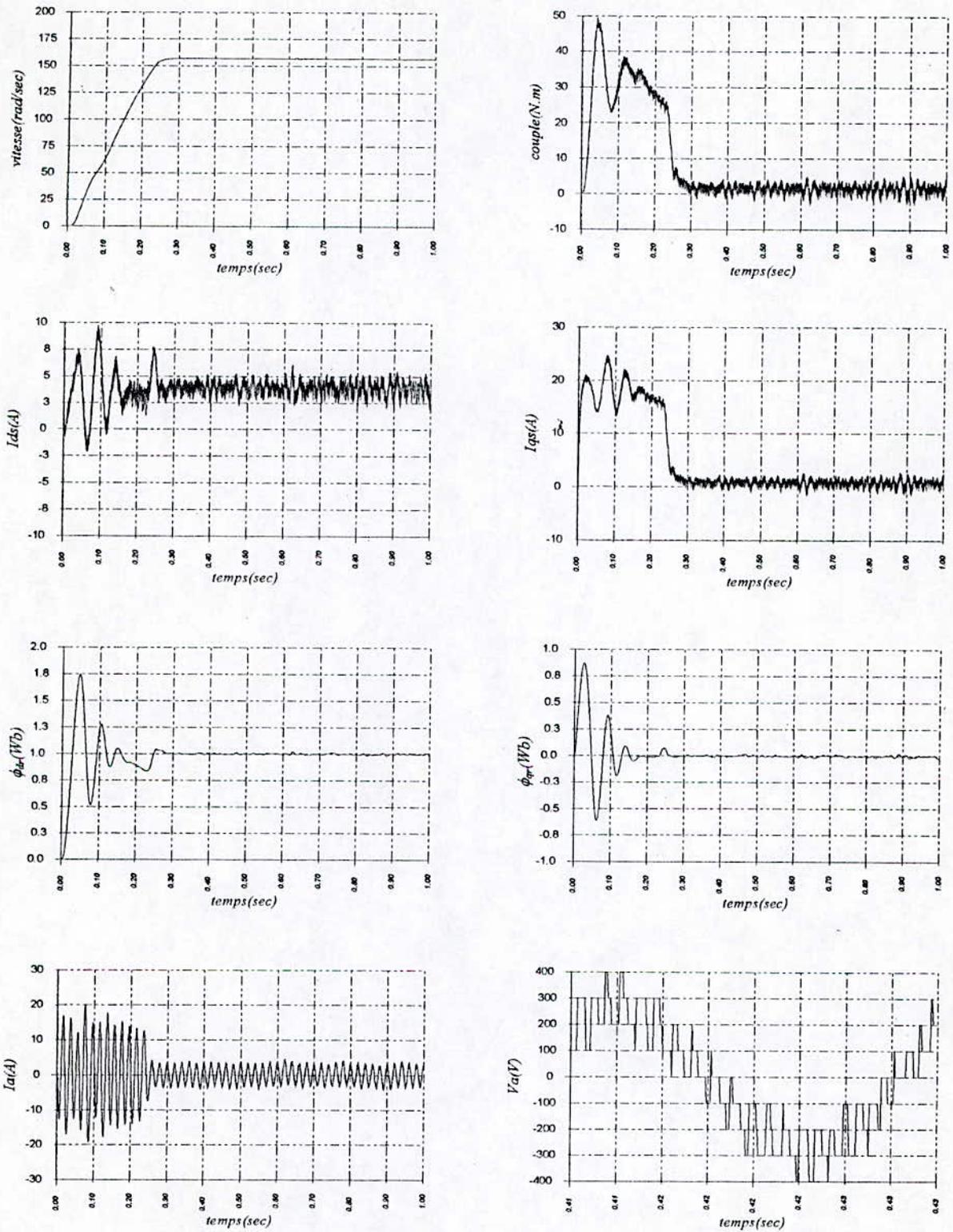


Fig.VI.10 :: test de robustesse par apport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.6$  sec).

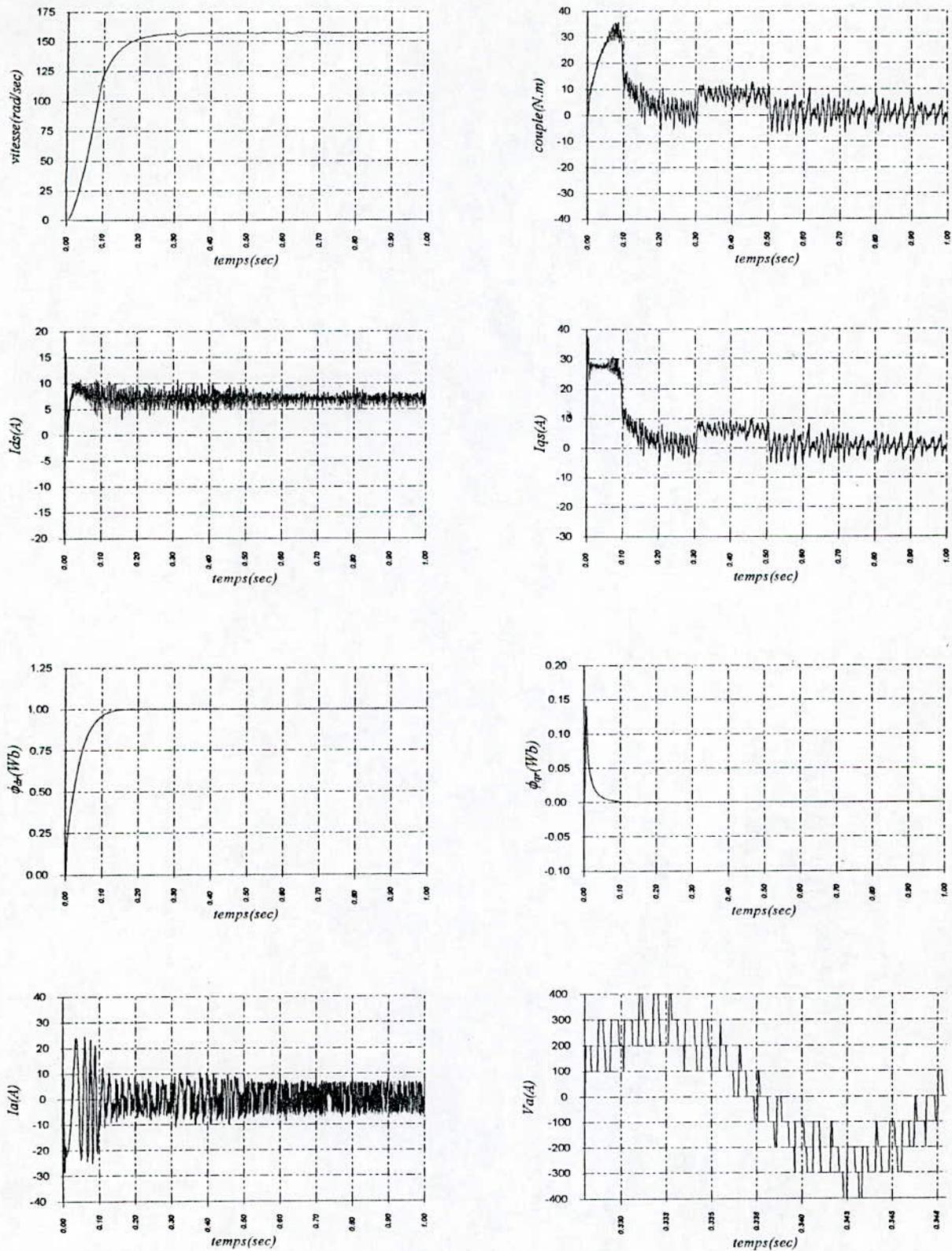


Fig.VI.11 : Commande floue d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux avec application d'une charge ( $c_r=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec

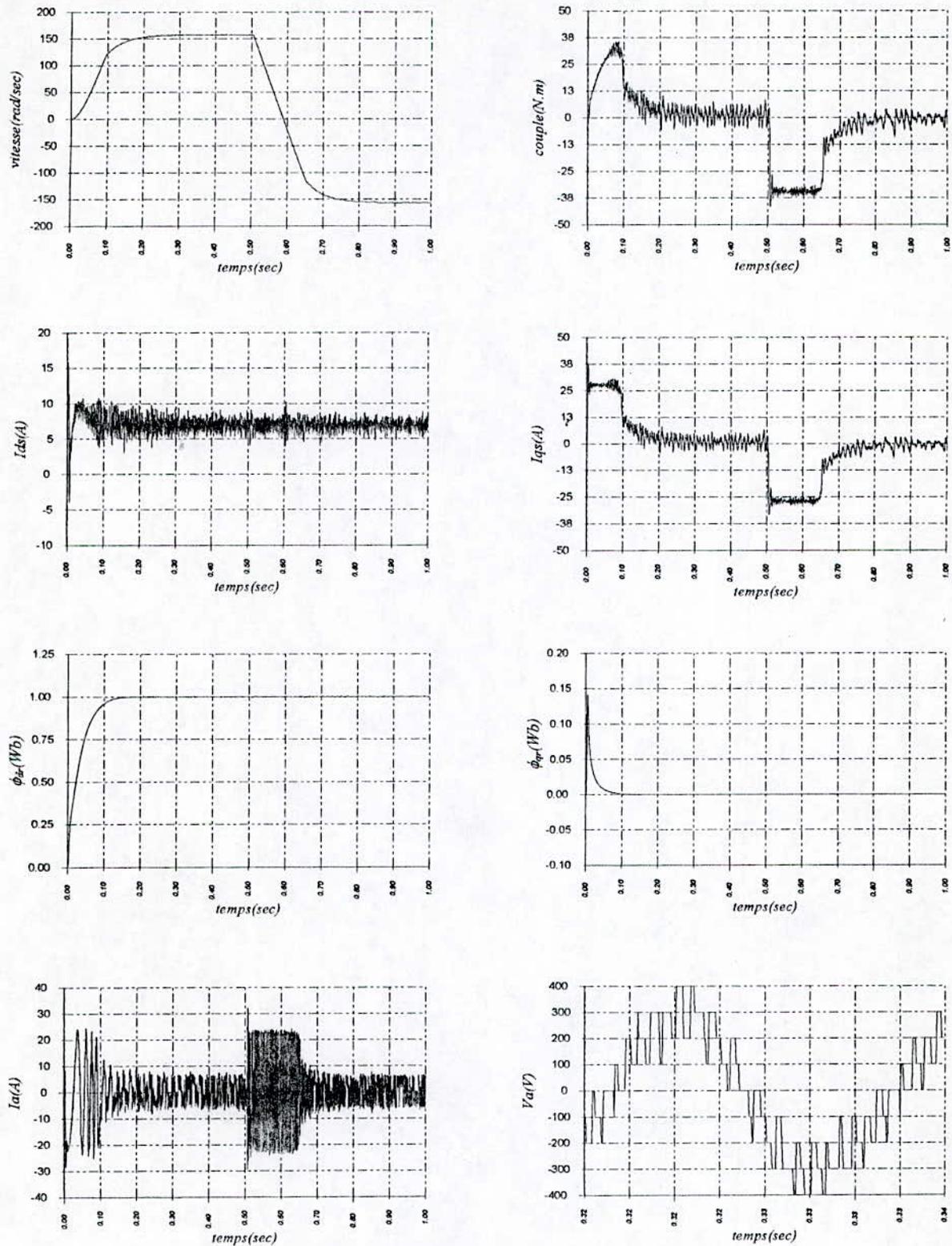


Fig.VI.12 : Commande floue d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux avec inversion de vitesse a partir de  $t=0.5\text{s}$

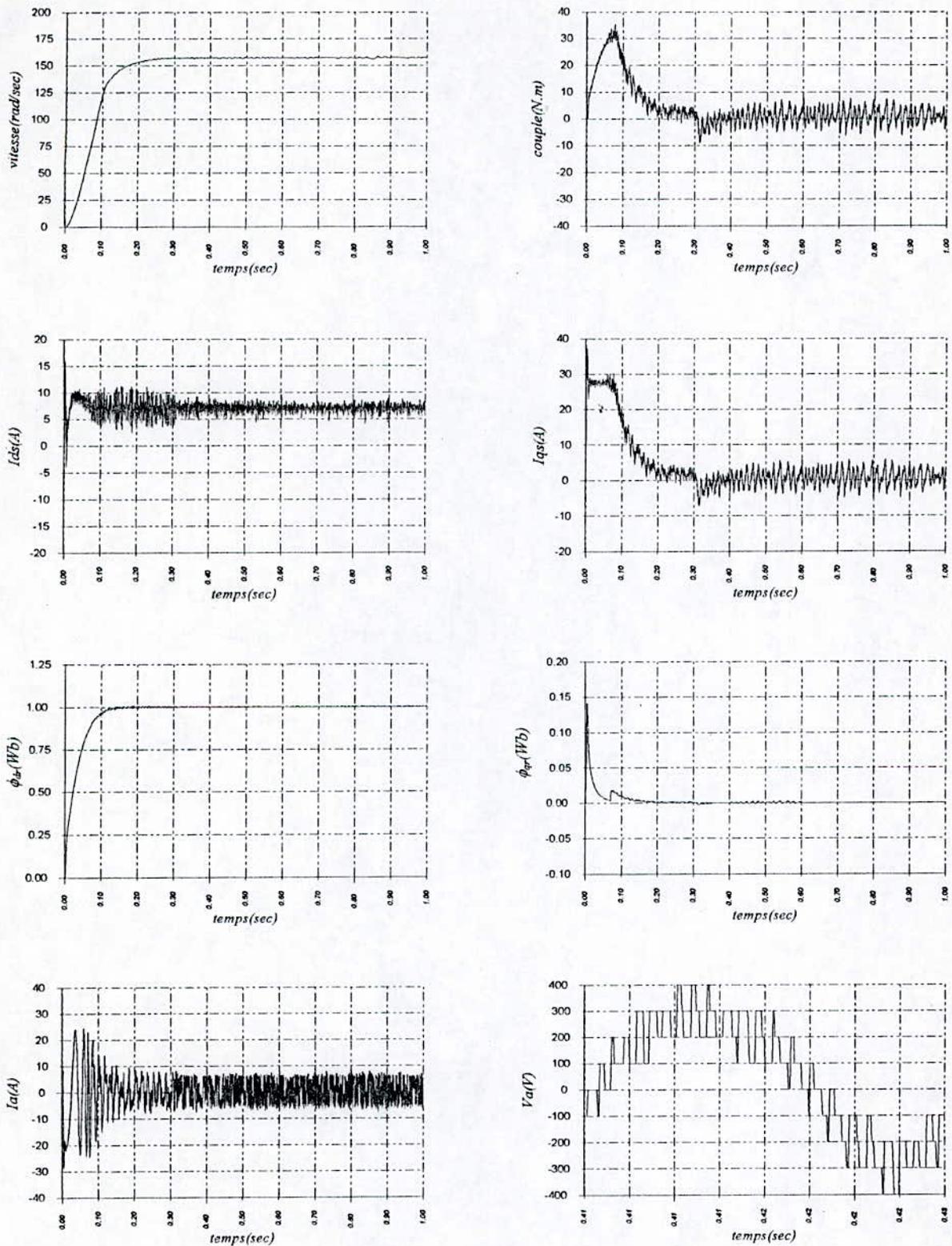


Fig.VI.13 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.5$ sec)

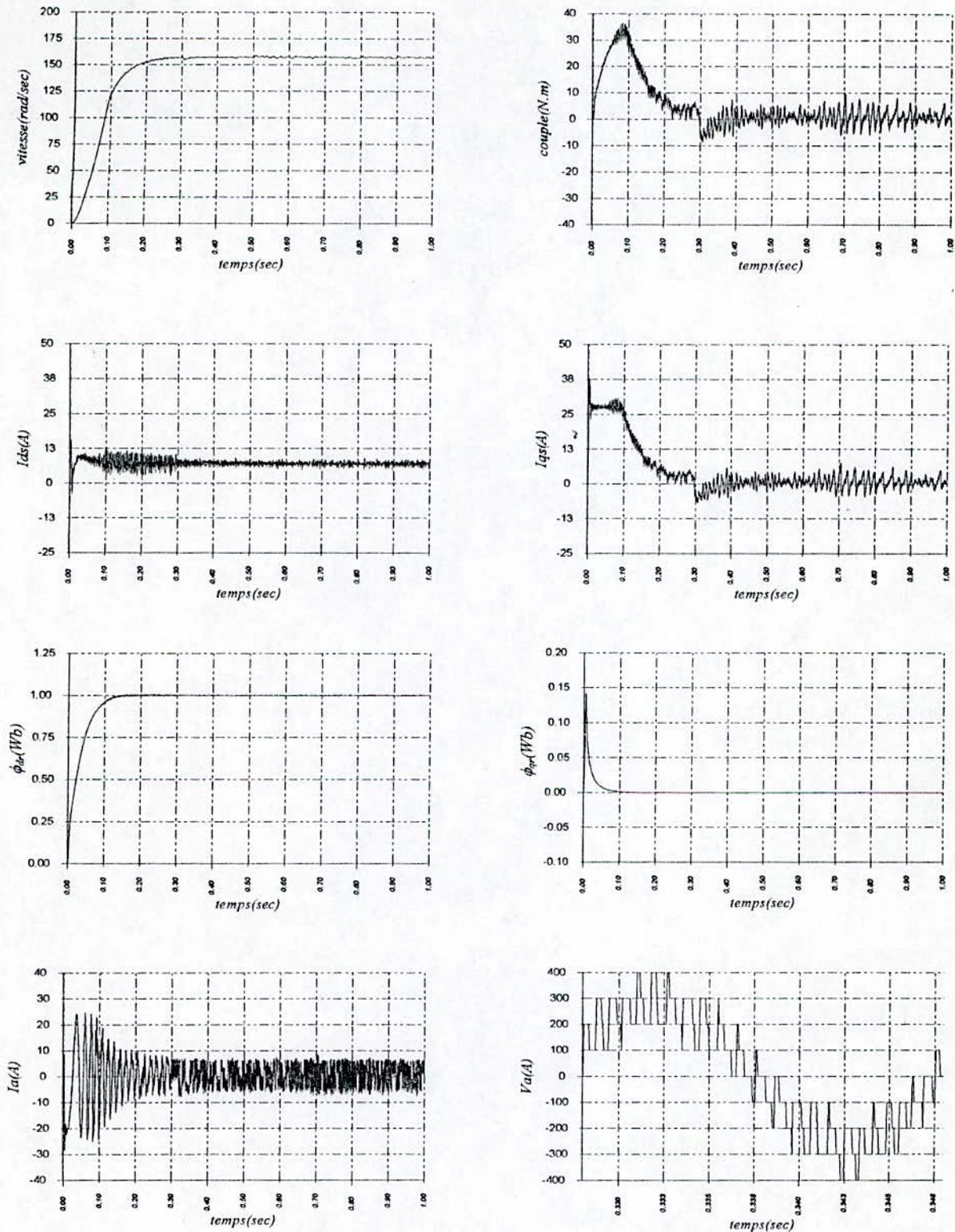


Fig.VI.14 : Test de robustesse par rapport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.6$  sec).

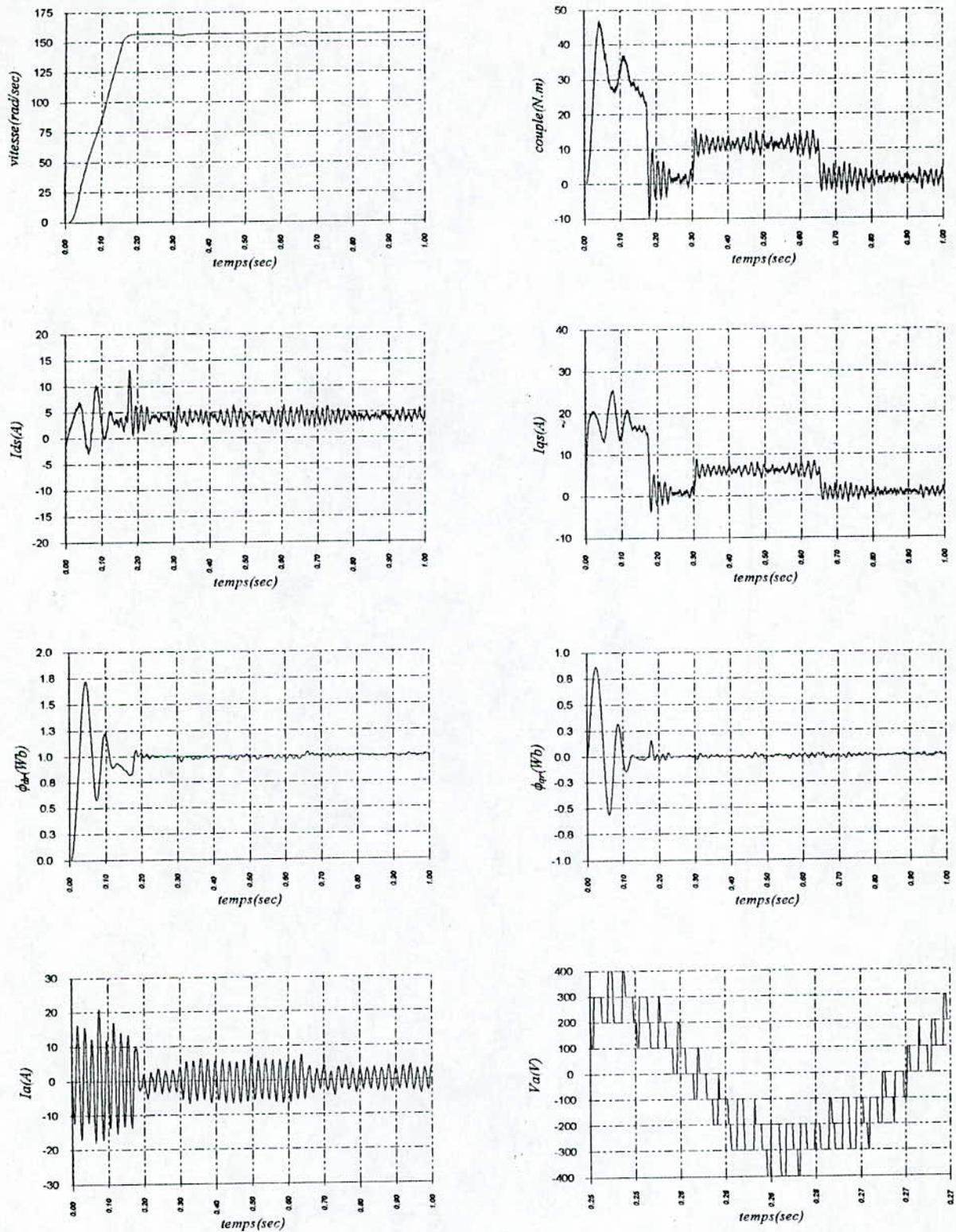
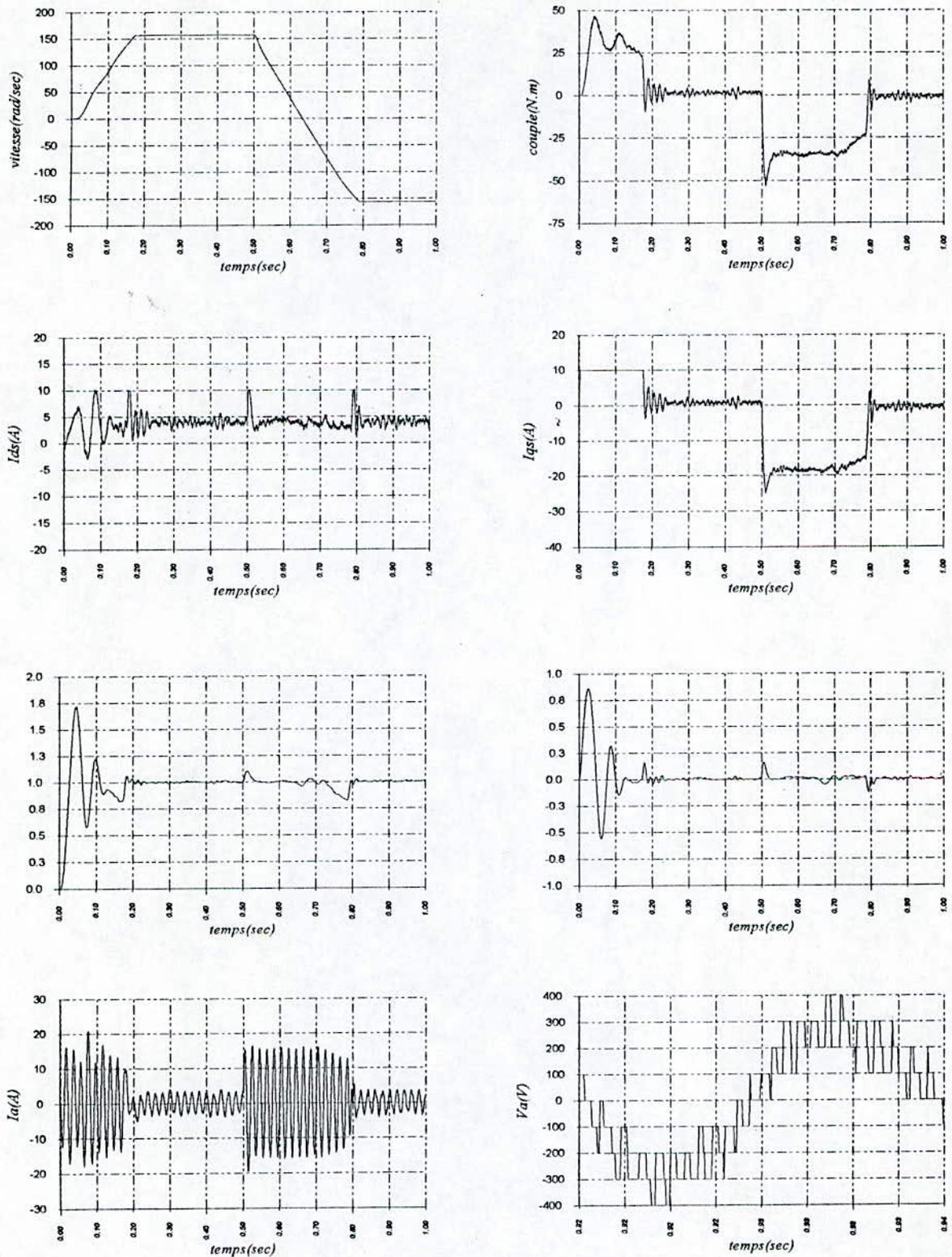


Fig.VI.15 : Commande vectorielle indirecte (réglage neuro-flou de la vitesse) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux avec application d'une charge ( $c_r=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec



**Fig.VI.16 : Commande vectorielle indirecte (réglage neuro-flou de la vitesse) de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux avec inversion de la vitesse a partir de  $t=0.5sec$**

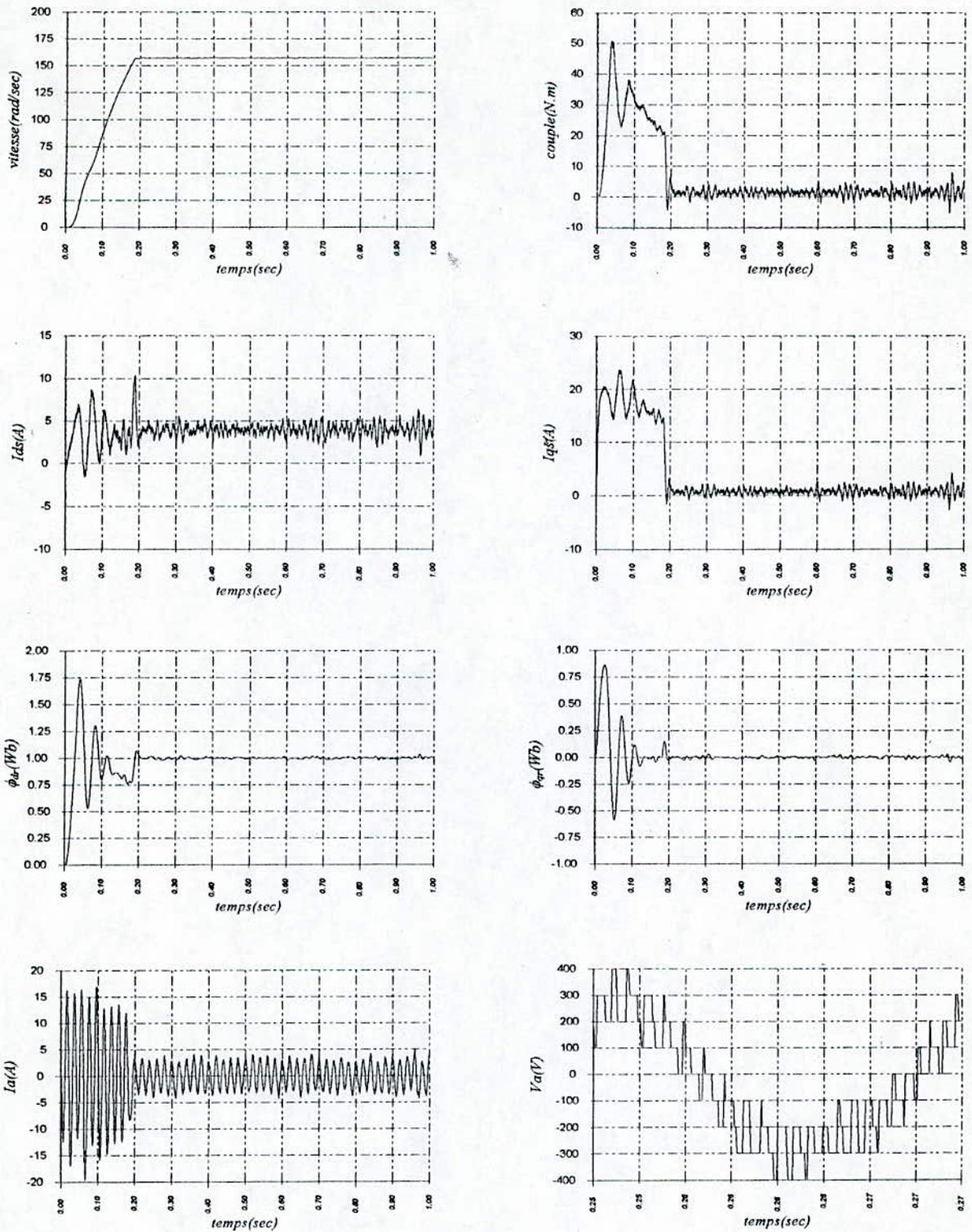


Fig.VI.17 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.5$ sec)

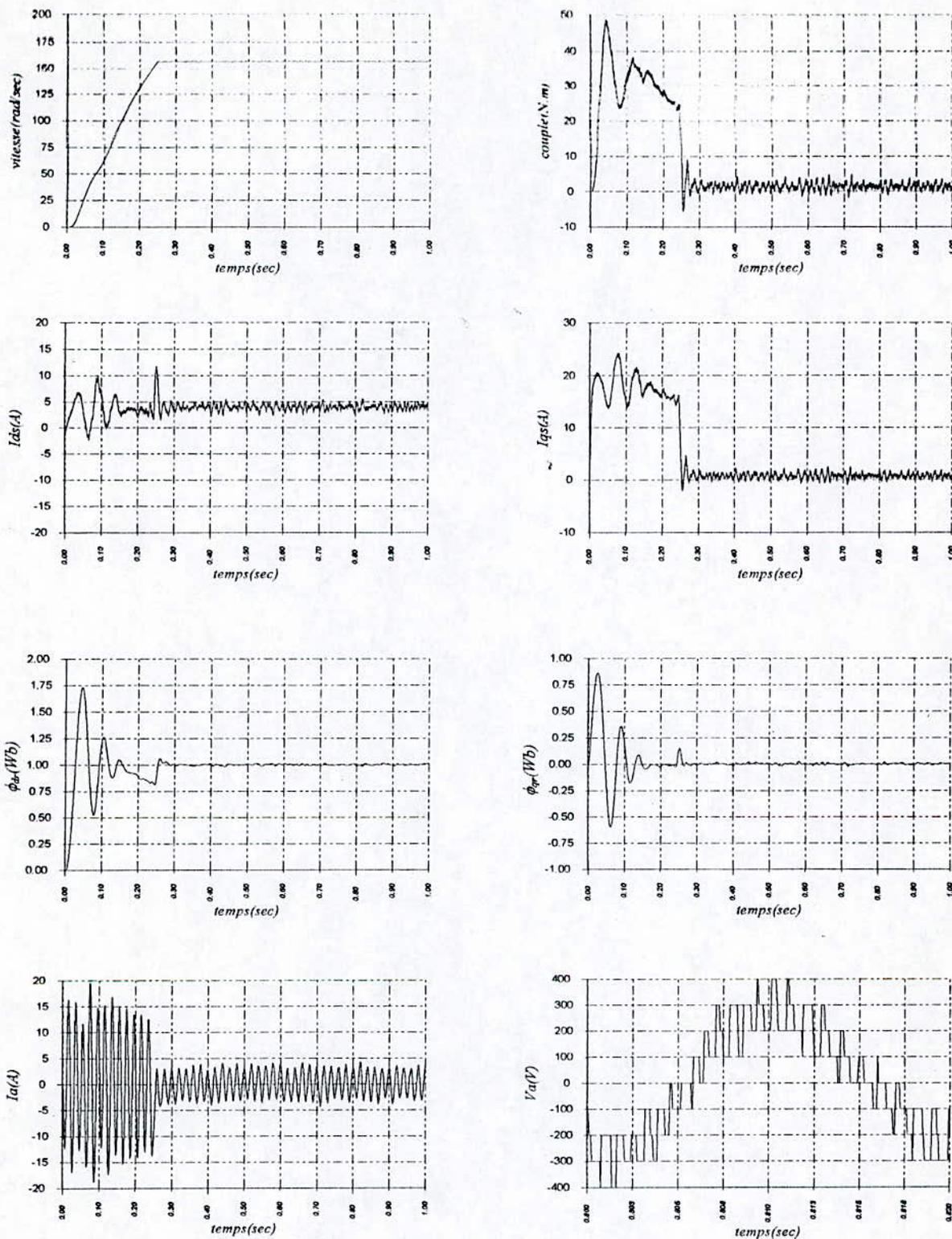


Fig.VI.18 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.6$  sec).

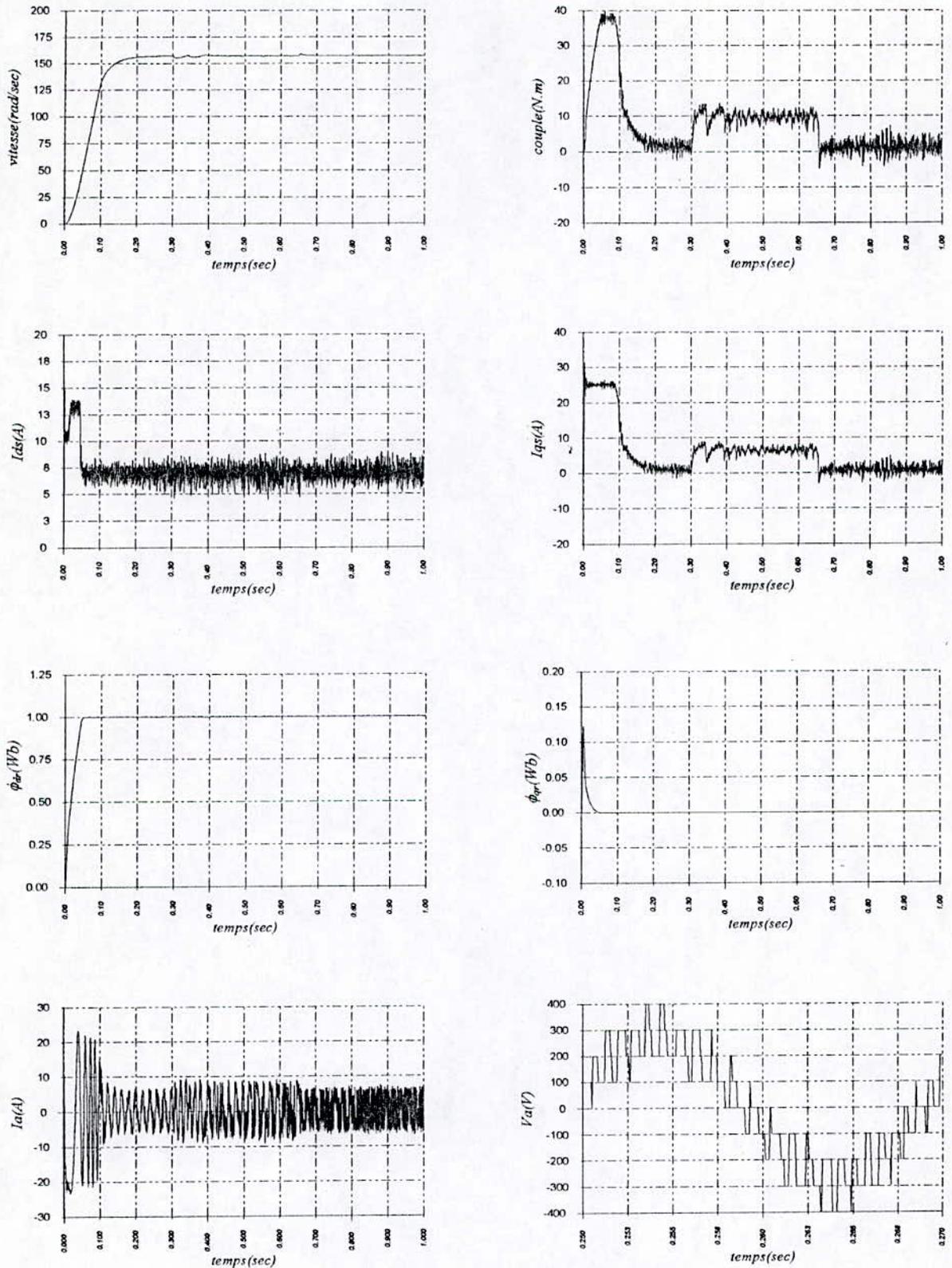


Fig.VI.19 : Commande neuro-floue d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux avec application d'une charge ( $cr=10$  N.m) entre  $t=0.3$  et  $0.65$ sec

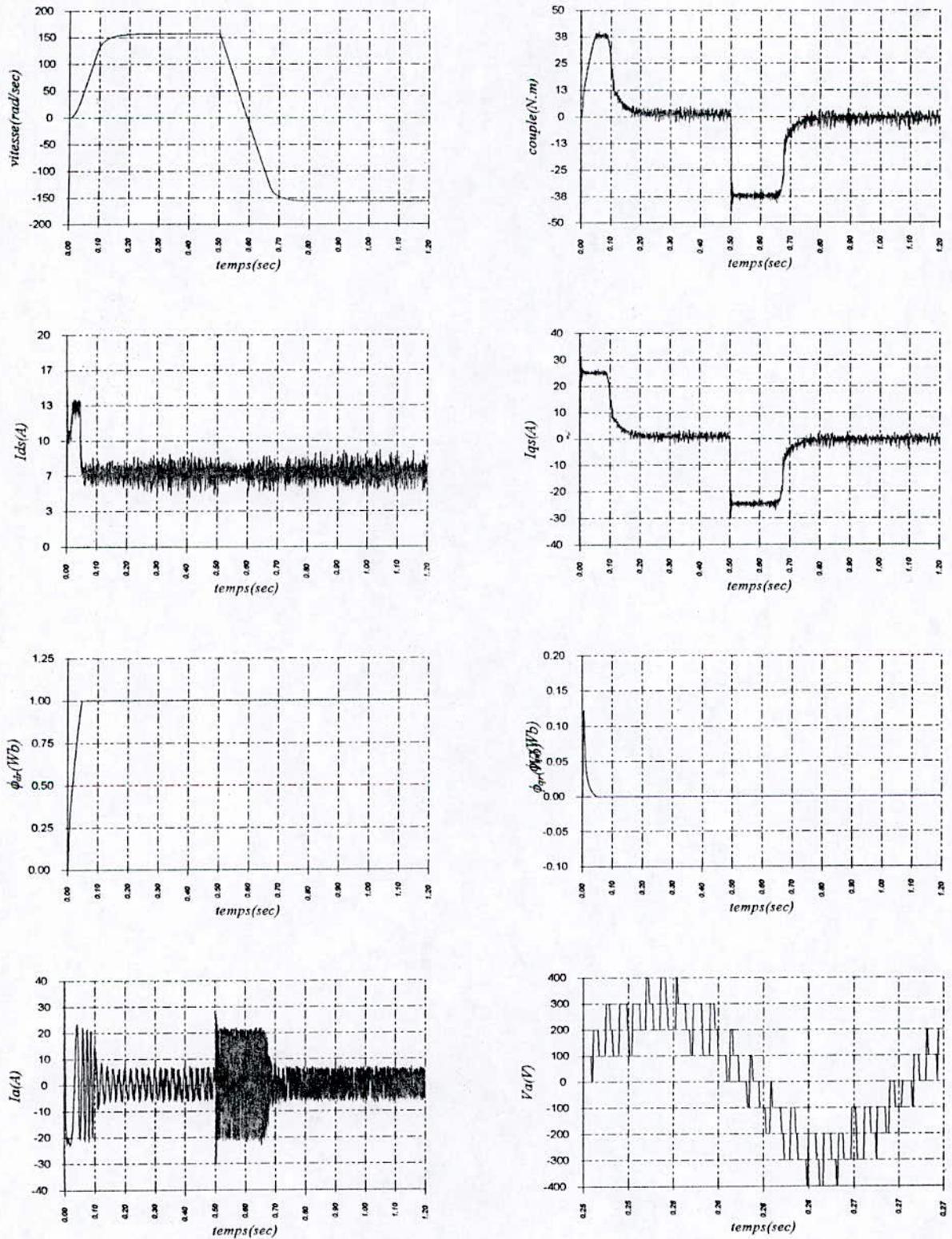


Fig.VI.20 : Commande neuro-floue d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux avec inversion de vitesse a partir de  $t=0.5sec$

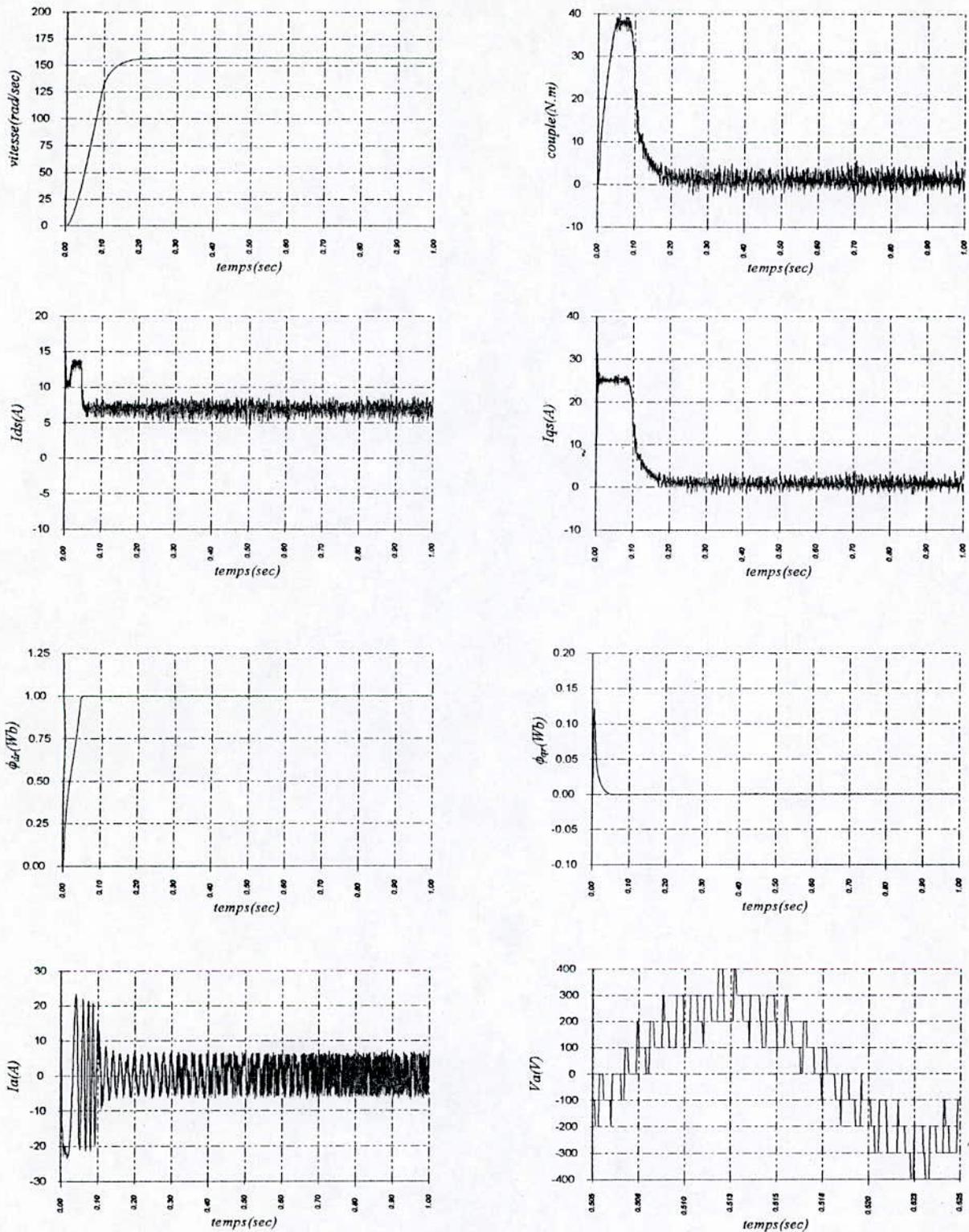


Fig.VI.21 : Test de robustesse par rapport à une variation de 50% de la résistance rotorique durant le régime transitoire ( $t=0.05\text{ sec}$ ) et le régime permanent ( $t=0.5\text{sec}$ )

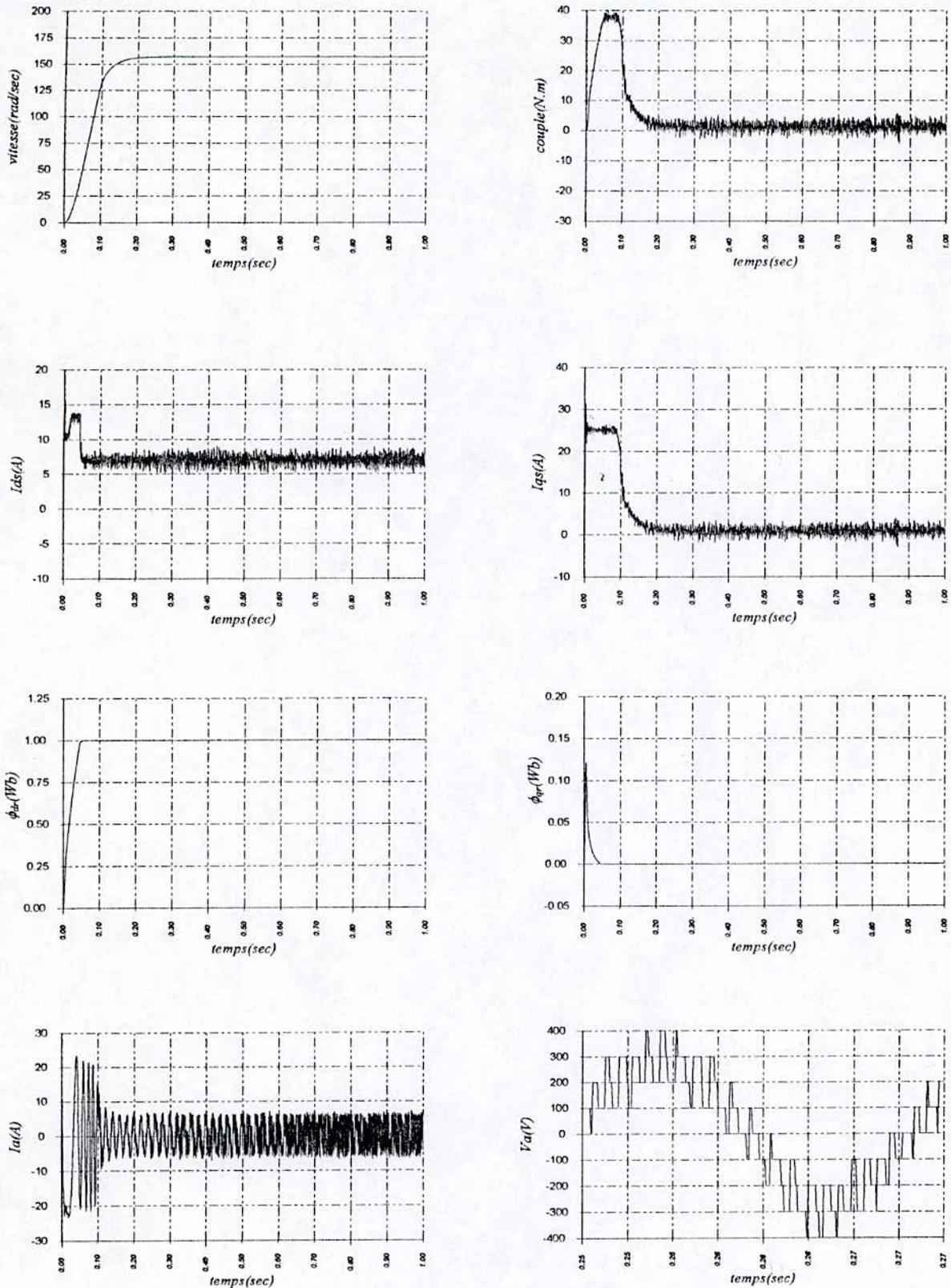


Fig.VI.22 : Test de robustesse par apport à une variation de 50% du moment d'inertie durant le régime transitoire ( $t=0.05$  sec) et le régime permanent ( $t=0.6$  sec).

# *Conclusion générale*

**D**ans ce travail, nous avons appliqué la commande floue et neurofloue à une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré au premier chapitre un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en vue de sa commande, l'utilisation de la transformation de Park a permis de réduire le système d'état de la machine.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle. Une orientation du flux rotorique par la méthode indirecte est effectuée. Le découplage entre le couple électromagnétique et le flux est maintenu. Afin d'abordé le réglage de vitesse en boucle fermée par un régulateur classique PI, les résultats obtenus montrent la dépendance très forte de ce type de régulateur aux paramètres de la machine et la nécessité d'une modélisation fiable du processus à commander.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la commande par logique floue et son application dans le réglage de vitesse dans une commande vectorielle indirecte et dans la commande floue de la machine asynchrone. Les résultats obtenus semblent promoteurs, étant donné qu'ils présentent des performances et robustesse supérieures à celles obtenues par les régulateurs classiques. L'inconvénient majeur de la commande par logique floue est l'absence d'une méthode systématique qui permet d'établir les gains d'adaptation d'emblée. En effet, il a fallu procéder par tâtonnement des règles empiriques et l'expérience acquise au fil du temps.

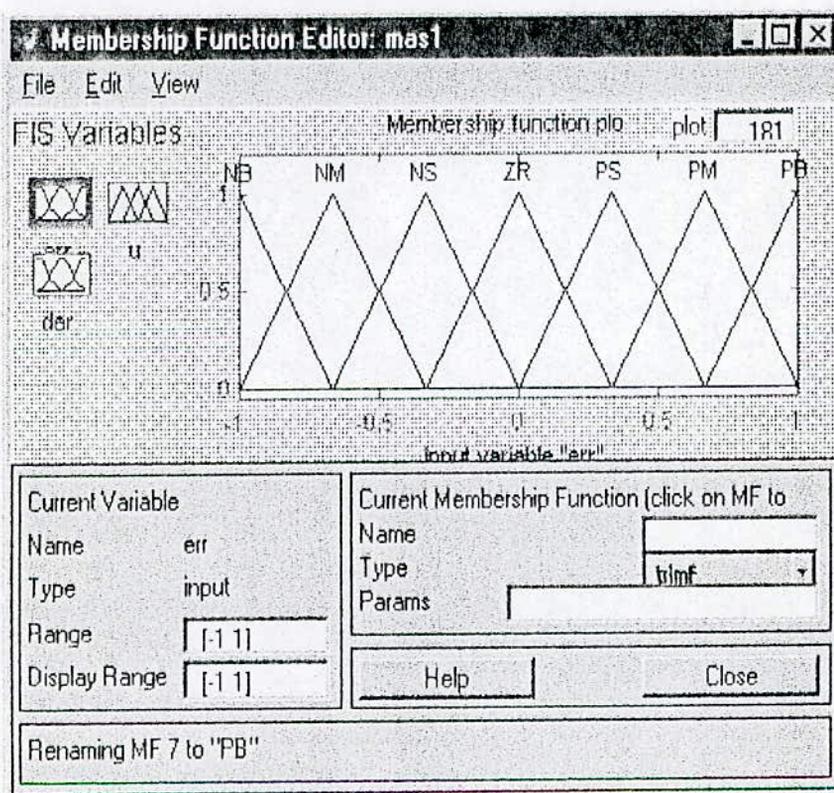
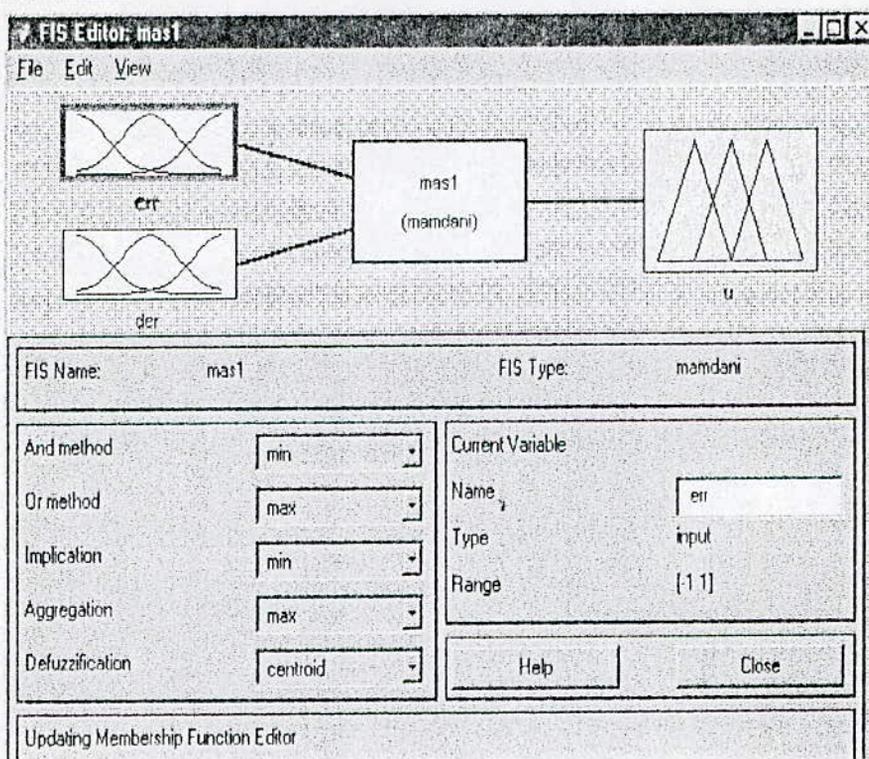
Dans le quatrième chapitre, un remède au problème du tâtonnement des gains d'adaptation présenté dans le troisième chapitre est apporté. Il consiste en l'introduction d'un régulateur neuroflou à paramètres optimisés en utilisant l'algorithme de rétropropagation.

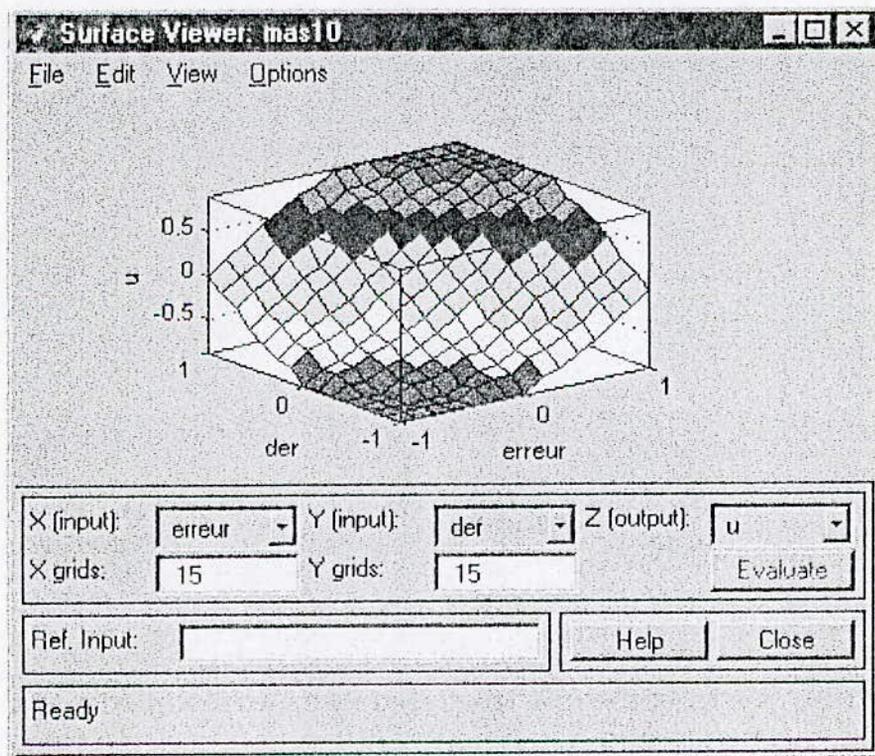
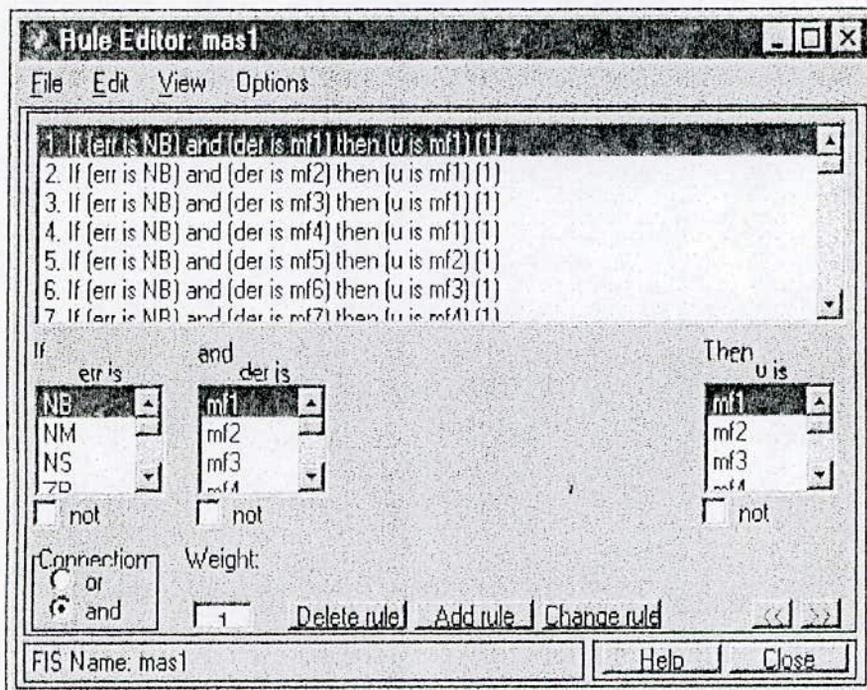
En suite, dans le cinquième chapitre, nous avons, commencé par présenter un modèle de connaissance et de commande de l'onduleur de tension à trois niveaux. Ensuite, nous avons étudié la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

En dernier, l'application des différentes techniques de commande de l'association de la machine asynchrone avec l'onduleur à trois niveaux nous permet d'avoir de bonnes performances sur le plan de régulation et de la poursuite de la référence de la vitesse, et de la stabilité du flux rotorique. Donc les résultats obtenus montrent l'amélioration des performances qui sont très prometteuses quant à l'utilisation des onduleurs à trois niveaux dans les domaines de forte puissance, et/ou haute tension telle que la traction électrique, et la technique du neurofloue pour la commande de ce type de systèmes.

Comme perspective, il serait intéressant de testé les performances des autres approches de la commande neuro-floue comme l'ajustement des paramètres du régulateur de *SUGENO* et des fonctions d'appartenance et voir leurs apports dans la commande de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux.

Différentes étapes pour la synthèse d'un régulateur de type MAMDANI avec The Fuzzy Logic Toolbox de MATLAB





# Paramètres de la machine

<i>Puissance nominale</i>	1.5 kW.
<i>Tension nominale</i>	220/380 V.
<i>Rendement nominal</i>	0.78.
<i>Facteur de puissance nominal</i>	0.8.
<i>Vitesse nominale</i>	1420 trs/mn.
<i>Fréquence nominale</i>	50 Hz.
<i>Courant nominal</i>	3.64 A (Y) et 6.31A ( $\Delta$ ).
<i>Résistance statorique</i>	4.85 $\Omega$
<i>Résistance rotorique</i>	3.805 $\Omega$
<i>Inductance cyclique du stator</i>	0.274 H.
<i>Inductance cyclique du rotor</i>	0.274 H.
<i>Inductance mutuelle cyclique</i>	0.258 H.
<i>Nombre de paires de pôles</i>	2.
<i>Moment d'inertie</i>	0.031 kg.m <sup>2</sup> .
<i>Coefficient de frottement</i>	0.0081 N.m.s/rad.

# Bibliographie

- [1] **A. Akhnak et D. Cherifi**, " *Commande floue et neuro-floue d'un filtre actif parallèle a deux niveaux*", PFE, ENP, 1998.
- [2] **E.M. Berkouk**, " *contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux* ", Thèse de doctorat, CNAM 1995.
- [3] **E.M. Berkouk et al**, " *Knowledge and Control models for a three-level voltage inverters*", International Journal " *systems Analysis Modelling Simulation*", (SAMS) published by " *Gordon and Breach Science Publishers*", Volumes 18-19 page 511-521, 1995.
- [4] **F. Blaschke** , " *The principle of field orientation as applied to a new transvector closed-loop control system for rotating-field machins*", Siemens Rev, vol 34, May 1972.
- [5] **H. Bühler**, " *Réglage par logique floue*", Presses polytechniques et université remandes,1994.
- [6] **T. Ching-Yu et P.P. Wang**, " *An Application on Intelligent Control Using Neural Network and Fuzzy Logic* ", Duke University, North Carolina, USA, 1995.
- [7] **H. Demuth et M. Beale**, " *The Neural Network Toolbox for use with MATLAB*", Natrick, MA : The MathWork, Inc, Copyright 1997."
- [8] **A. Faidalah**, " *Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones*", Thèse de doctorat de l'INPL, France, Fev 1995.
- [9] **J.A. Freeman et D.M. Skapura**, " *Neural Networks : Algorithms, applications, and programming techniques*", Ed Addison-Wesley, 1992.
- [10] **J.P. Hautier, P.J. Faucher et J.P. Caron**, " *Modélisation et commande de la machine asynchrone*", Ed Technip-Paris, 1995.
- [11] **M. Jamshidi**, " *Fuzzy logic and Control*", Ed Printice Hall, 1993.
- [12] **J.S.R. Jang et N. Gulley**, " *The Fuzzy logic Toolbox for use with MATLAB*", Natrick, MA : The MathWork, Inc, Copyright 1998.
- [13] **J.S.R. Jang et C.T. Sun**, " *Neuro-fuzzy modeling and Control*", In proc. IEEE, vol 83, N<sup>o</sup>.3, Mars, 1995.
- [14] **J.S.R. Jang**, " *ANFIS : Adaptive Network based Fuzzy Inference System*", IEEE, Trans, vol, 23, N<sup>o</sup>.3, May/June, 1993.
- [15] **B. Kosko**, " *Neural networks and Fuzzy systems*", Ed Prentice-Hall, 1992.
- [16] **S. Labiod**, " *Commande Adaptative par les systèmes flous application aux robots manipulateurs*", Thèse de magistère, ENP, 1998.
- [17] **C.F. Lin**, " *Advenced Control systems design*", PYR Printice-Hall 1994.

- [18] **C.T. Lin et G. Lee**, " *Neural-network Based Fuzzy logic Control and decision System*"  
IEEE Trans computers, vol. 40, N<sup>o</sup> .12, pp. 1320-1336, décembre 1991.
- [19] **S. Nefti et Y. Baba-Hadji**, " *commande floue et neuro-linguistique d'une machine asynchrone triphasée*", PEF, ENP, 1995.
- [20] **G. Segulier et F. Labrique**, " *Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Tome 4*", Ed Lavoisier Tec et Doc, 1989.
- [21] **J.K. Steinke**, " *Control strategy for a three-level GTO PWM inverter*", Kyoto 1988.
- [22] **A.M. Trznadlowski**, " *The field orientation principle in control of induction motors*",  
University of Nevada, Reno, 1994.
- [23] **R.R. Yager et L.A.Zadeh**, " *Fuzzy sets, Neural Network, and Soft computing*", Ed Van  
Nostrand Reinhold, 1994.

## ملخص:

الهدف من هذا العمل هو استعراض كيفية استخدام مختلف تقنيات التحكم الآلي للآلة

اللامترامنة المغذاة بموج ثلاثي المستويات ذو طبيعة NPC.

بعد الحصول على نموذج عام للآلة و المموج. بدأنا باستعمال معدلات خطية و غامضة للسرعة في تقنية التحكم

الشعاعي الغير مباشر. ثم تطبيق تقنية التحكم العصبي الغامض بصدده تسهيل إدماج المعدلات الغامضة. لتأكيد

مدى جاعة التنظيم و إتباع المسارات و استقرار التدفق المغناطيسي.

نتائج المحاكاة العددية سمحت بتقييم مدى جاعة كل تقنية و النوصل إلى خلاصات معتبرة.

كلمات مفاتيح: الآلة اللامترامنة، موج ثلاثي المستويات، الاستجابة المتثلثية الجيبية، معدل خطي PI، معدل

غامض، التحكم الشعاعي، معدل عصبي غامض.

## Abstract:

In this work, we have presented the different technics of control of three phases induction machine fed by three-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, then the application neuro-fuzzy control in order to facilitate the implementation of fuzzy controller. 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 the proposed technics.

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

## Résumé:

Dans le présent travail, nous présentons les différentes techniques de commande d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois 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, puis l'application de la commande neuro-floue dans le but de faciliter l'implémentation des régulateurs flous.

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 résultats de simulation obtenus ont permis l'évaluation des performances de chaque technique de commande

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