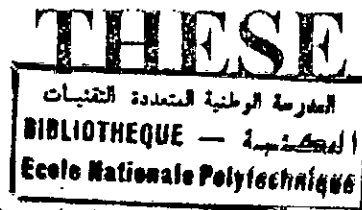


M0006/98A

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

## Ecole Nationale Polytechnique

DER de Génie Electrique & Informatique



Pour l'obtention du Diplôme de

# MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option: Electronique de Puissance et Commande

Présentée par

**BOUCHHIDA Ouahid**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

---

## Réglage d'Etat Multivariable Echantillonné et avec Observateurs d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension

---

Soutenue publiquement le *Février 1998* devant le jury composé de:

A.	HELLAL	Maître de Conférence, ENP	Président
M.S.	BOUCHERIT	Maître de Conférence, ENP	Rapporteur
L.	NEZLI	Chargé de Cours, ENP	Rapporteur
F.	BOUDJEMA	Maître de Conférence, ENP	Examineur
E.M.	BERKOUK	Docteur, ENP	Examineur
D.	BOUKHETALA	Chargé de Cours, ENP	Examineur

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

## Ecole Nationale Polytechnique

DER de Génie Electrique & Informatique

# THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique  
Pour l'obtention du Diplôme de

## MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option: Electronique de Puissance et Commande

Présentée par

**BOUCHHIDA Ouahid**

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de l'ENP

---

### Réglage d'Etat Multivariable Echantillonné et avec Observateurs d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension

---

Soutenue publiquement le *Février 1998* devant le jury composé de:

A. HELLAL	Maître de Conférence, ENP	Président
M.S. BOUCHERIT	Maître de Conférence, ENP	Rapporteur
L. NEZLI	Chargé de Cours, ENP	Rapporteur
F. BOUDJEMA	Maître de Conférence, ENP	Examineur
E.M. BERKOUK	Docteur, ENP	Examineur
D. BOUKHETALA	Chargé de Cours, ENP	Examineur

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

إهداء:

إلى الوالدين الكرمين  
إلى ذاكرة خالي احسن رحمه الله  
إلى كافة أفراد العائلة وخاصة أخي رشيد  
إلى كل من عرفني و عرفته

أهدى هذا العمل.

## Avant-Propos

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire d'Electronique de puissance et Commande du Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP) sous la direction conjointe de M.S. BOUCHERIT, maître de conférence à l'ENP, et L. NEZLI, chargé de cours à l'ENP, qu'ils trouvent ici l'expression de toute ma gratitude pour les conseils avisés et l'encouragement constant qu'ils n'ont cessé de me prodiguer tout au long de cette étude.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à Monsieur A. HELLAL, maître de conférence à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse.

Mes très sincères remerciements vont également à Messieurs:

- F. BOUDJEMA Maître de Conférence, ENP
- E.M. BERKOUK Docteur, ENP
- D. BOUKHETALA Chargé de Cours, ENP

Pour l'intérêt qu'ils m'ont donné à mon travail, et pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger ce travail.

Que messieurs, S. BENNACER, N. BOURAIOU et K. BENMANSOUR trouvent ici toute ma reconnaissance et toute ma gratitude pour l'aide inestimable qu'ils m'ont apporté aussi bien sur le plan moral que matériel.

Je remercie tous mes amis de Constantine, de Tebassa, de l'ENP et de la cité universitaire, dont l'aide et les conseils m'ont été précieux.

# SOMMAIRE



## NOTATIONS

## INTRODUCTION GENERALE

## I. MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MSA

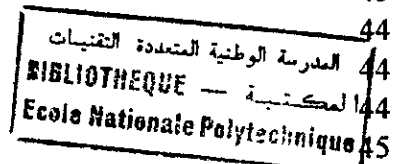
I.1 Description du système à régler	4
I.2 Modélisation de la machine synchrone	5
I.2.1 Modèle de Park	6
I.2.2 Caractéristiques statique de la machine	8
I.2.3 Résultats de simulation	9
I.3 Modélisation de l'alimentation de la machine	12
I.3.1 Modélisation du redresseur	12
I.3.2 Modélisation du filtre	13
I.3.3 Modélisation de onduleur de tension	14
I.3.4 Modélisation de largeur d'impulsion MLI	15
I.4 Modélisation de l'association convertisseur-machine	16
I.5 Résultats de simulation	17
I.6 Conclusion	17

## II. REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE MULTIVARIABLE

II.1 Equations d'état échantillonnés	19
II.2 Structure générale du réglage d'état	20
II.3 Réglage d'état monovariante	20
II.3.1 Equations du système	21
II.3.2 Détermination du vecteur de la contre réaction d'état	22
II.3.3 Détermination des coefficients $K_w$ et $K_v$	23
II.3.4 Représentation d'état continu du système à régler	23
II.3.5 Dimensionnement du réglage d'état	24
II.3.6 Système d'anti windup	25
II.3.7 Résultats de simulation	26
II.4 Réglage d'état multivariante	31
II.4.1 Equations d'état du système	32
II.4.2 Détermination de la matrice de contre réaction d'état	32
II.4.3 Détermination de la matrice de transformation	33
II.4.4 Détermination des coefficients $K_w$ et $K_v$	35
II.4.5 Représentation d'état continu du système à régler	35
II.4.6 Dimensionnement du réglage d'état	36
II.4.7 Détermination du matrice de contre réaction	37
II.4.8 Détermination des coefficients $K_w$ et $K_v$	38
II.4.9 Résultats de simulation	38
II.5 Conclusion	39

### III REGLAGE D'ETAT MULTIVARIABLE AVEC DECOUPLAGE

III.1 Structure pour le découplage	43
III.2 Système d'équation	44
III.3 Equation d'état du système à régler avec contre réaction d'état	44
III.4 Détermination de la matrice d'entrée de découplage	44
III.5 Détermination de la matrice de contre réaction d'état	45
III.6 Vérification du découplage de la suite de perturbation	45
III.7 Equation d'état du système à régler découplé	46
III.8 Système à régler découplé avec régulateur intégrateur	46
III.9 Détermination des coefficients de l'intervention directe des grandeur de consigne	47
III.10 Matrice de contre réaction d'état et matrice d'intervention directe	47
III.11 Détermination des matrices du réglage d'état avec découplage	48
III.12 Résultats de simulation	49



### IV REGLAGE D'ETAT MULTIVARIABLE DE LA MACHINE AVEC OBSERVATEURS

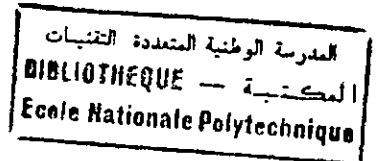
IV.1 Réglage de la machine synchrone avec observateur d'état global	52
IV.1.1 Structure de l'observateur	52
IV.1.2 Système d'équation	53
IV.1.3 Synthèse de l'observateur	54
IV.1.4 Réglage d'état avec observateur	56
IV.1.5 Résultats de simulation	56
IV.2 Réglage de la machine synchrone avec observateur d'état de perturbation	60
IV.2.1 Structure de l'observateur d'état de perturbation	60
IV.2.2 Système d'équation	61
IV.2.3 Synthèse de l'observateur	61
IV.2.4 Structure du réglage avec observateur d'état	64
IV.2.5 Résultats de simulation	64
IV.3 Réglage de la machine synchrone avec observateur d'ordre réduit	69
IV.3.1 Transformation des équations d'état du système à régler	69
IV.3.2 Observateur du vecteur d'état partiel	70
IV.3.2.1 Structure de l'observateur	71
IV.3.2.2 Erreur d'observation	72
IV.3.3 Synthèse de l'observateur	72
IV.3.3.1 Détermination de la matrice de contre réaction	72
IV.3.3.2 Observateur d'ordre réduit	73
IV.3.4 Résultats de simulation	74
IV.4 Conclusion	74

CONCLUSION GENERALE 80

ANNEXE 82

BIBLIOGRAPHIE 83

# NOTATIONS



$C_n$ :	Couple nominale
$d-q$ :	Axe direct (en quadrature)
$F$ :	Matrice d'état
$h_w, h_v$ :	Vecteurs d'entrés de la grandeur de consigne et de la grandeur de perturbation
$h_u$ :	Vecteur d'entrée du système échantillonné
$i_{a,b,c}$ :	Courants instantanés des phases de la machine
$i_{rq}$ :	Courant d'excitation
$i_{sd}, i_{sq}$ :	Courant statorique d'axe, direct et en quadrature
$I_d$ :	Matrice identité
$L_s, L_r$ :	Inductances cycliques, statorique et rotorique par phase
$M_{sr}$ :	Inductance mutuelle stator-rotor
$R_s$ :	Résistance d'enroulement statorique par phase
$R_r$ :	Résistance d'enroulement rotorique par phase
$T$ :	Constante de temps électrique
$T_e$ :	Période d'échantillonnage
$\sigma$ :	Coefficient de dispersion
$P$ :	Nombre de paire de pôles
$C_{em}$ :	Couple électromagnétique
$C_r$ :	Couple résistant
$f$ :	Coefficient de frottement
$J$ :	Moment d'inertie des parties tournantes
$\theta$ :	Position angulaire
$\omega$ :	Vitesse angulaire de rotation du rotor
$\delta$ :	Angle de calage
$V$ :	Tension
$i$ :	Courant
$S$ :	Variable de Laplace
$K$ :	Matrice de contre réaction du vecteur d'état du système
$K_r$ :	Coefficients de la contre réaction d'état du régulateur intégrateur
$K_w, K_v$ :	Coefficients de l'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation
$V_{a,b,c}$ :	Tensions instantanées de phases de la machine
$V_{sd}, V_{sq}$ :	Tensions statoriques d'axe, direct et quadrature
$V_f$ :	Tension d'excitation
$P$ :	Nombre de paire de pôles
$G$ :	Matrice d'entrée de découplage
$I_a$ :	Courant à l'entrée de l'onduleur
$V_{dc}$ :	Tension à l'entrée de l'onduleur

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# ***INTRODUCTION GENERALE***



# INTRODUCTION GENERALE

Le domaine d'application des machines à courant alternatif s'est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance. En effet, l'association de convertisseurs statiques de puissance et des machines synchrones ou asynchrones, permet aujourd'hui de réaliser des convertisseurs électromécaniques où la commutation électronique remplace avantageusement la commutation mécanique des machines à courant continu [1][2][3][4][5].

Le variateur de vitesse constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique, est utilisé maintenant depuis plus d'une dizaine d'années. Les applications industrielles se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW) en raison des possibilités de commutation naturelle [6][7][8]. Actuellement l'utilisation de la machine synchrone s'étend aux faibles puissances (<10kW) dans des domaines d'applications aussi nombreux que variés (traction électrique, aéronautique, robotique,...). Ce développement important est essentiellement dû aux caractéristiques mêmes de la machine synchrone (absence de collecteur, couple massique important) et au fait que l'électronique de commande reste relativement simple [8][9][10].

Les travaux de recherche actuelle dans le domaine de la commande des machines électriques s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de l'automatique à la machine synchrone [5][11][12]. Cependant, la machine à courant continu, de par la simplicité de son modèle et la souplesse dans la mise en oeuvre pratique des commandes, reste un champ d'investigation très intéressant. En effet, grâce aux développements de l'électronique de puissance et de la micro informatique, mêmes les machines à courant alternatif, peuvent être réduites et modélisées de façon à devenir équivalentes à des machines à courant continu [4][13][14][15].

Ces dernières années, de nombreux travaux ont été consacrés à l'alimentation en courant [16][17]. Certains d'entre eux consistent en la mise en oeuvre de stratégies assurant le contrôle direct du courant dans les trois phases [16]. D'autres auteurs basent leurs commandes sur la régulation du courant résultant, à l'entrée de la commutation [17]. Par contre l'étude de l'alimentation en tension n'a fait l'objet que d'un nombre restreint de travaux,

la plupart d'entre eux concernent la machine synchrone (MS) à aimants permanent, dont le modèle peut se réduire à celui d'une machine à courant continu [16][20]. Cependant, pour le cas d'une MS à inducteur bobiné, le peu qui existe, concerne le réglage de la vitesse avec la commande des courants soit par action sur la tension d'alimentation [20], soit par l'utilisation d'une loi tension-fréquence permettant la commande indirecte du courant [16].

Ainsi, nous nous sommes intéressés à l'application du réglage échantillonné par retour d'état multivariable tenant compte de l'intervention directe de la consigne et de la perturbation et le réglage avec observateurs, dans la commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension.

Dans le premier chapitre, nous faisons un rappel sommaire sur le principe et les caractéristiques de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Nous présentons ensuite une modélisation du système globale à régler, qui comporte une MSA alimentée par onduleur de tension MLI.

Dans les deuxième et troisième chapitres sont consacrés à l'application de la commande par retour d'état multivariable appliqué à la machine synchrone autopilotée. Dans le premier, le modèle est linéarisé autour du point de fonctionnement nominale, et par l'utilisation de la méthode d'imposition des pôles du système échantillonné en boucle ferme, nous déterminons les coefficients de réglage. Le second est consacré à la commande par retour d'état multivariable avec découplage. Après la synthèse des réglages et du dispositif anti-windup, nous effectuons les travaux de simulation. Ensuite, à partir des résultats obtenus par la simulation, nous évaluons les performances des réglages.

Le dernier chapitre concerne la commande par retour d'état avec observateur. Nous commençons dans un premier temps par le dimensionnement de l'observateur d'état d'ordre global, puis l'observateur d'état et de perturbation. Ensuite, le dimensionnement de l'observateur d'ordre réduit est effectué, en appliquant le principe de séparation. Chacun des observateurs d'état est testé en boucle ouverte puis incorporé dans la chaîne de régulation. Enfin nous simulons le réglage de vitesse en utilisant chacun des observateurs ainsi étudiés.

# *CHAPITRE I*

# MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MSA

La machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en tension est un dispositif qui permet de remplacer les machines à courant continu classiques dans le domaine des entraînements à vitesse variable. Le variateur de vitesse est constitué d'un onduleur de tension alimentant une machine synchrone dont la fréquence d'alimentation est asservie à la vitesse de rotation [7][16].

Dans ce chapitre, nous donnons une représentation mathématique de la machine synchrone dans le plan triphasé, puis biphasé selon le modèle de Park. La deuxième partie est consacrée à la modélisation de l'association MSA-convertisseur statique.

## I.1 DESCRIPTION DU SYSTEME A REGLER

Le système à régler est une machine synchrone triphasée alimentée en tension à fréquence et amplitude variable, c'est une machine à pôles lisses et sans amortisseurs, le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension variable. Pour la variation de vitesse, nous utilisons le principe d'autopilotage, qui consiste à alimenter la machine avec une tension dont la fréquence et la phase sont asservies à la position du rotor [4][5][8][15].

Le convertisseur statique fonctionnant en onduleur de tension alimentant la machine à fréquence variable possède un dispositif de commande qui permet la détermination des séquences d'alimentation des différentes phases de la machine à partir du capteur de position du rotor.

L'alimentation en tension de la machine synchrone nécessite forcément un contrôle des courants absorbés. Ce contrôle peut intervenir de manière indirecte en utilisant la loi V/f constante assurée par la deuxième boucle de la figure I.1 [5][9].

Ainsi, l'angle  $\delta$  entre la f.e.m fixé par l'excitation et la tension d'alimentation, dit angle de calage, permet d'agir sur la vitesse de rotation la machine. Cet angle représente la grandeur de commande pour la machine synchrone [8][15][16].

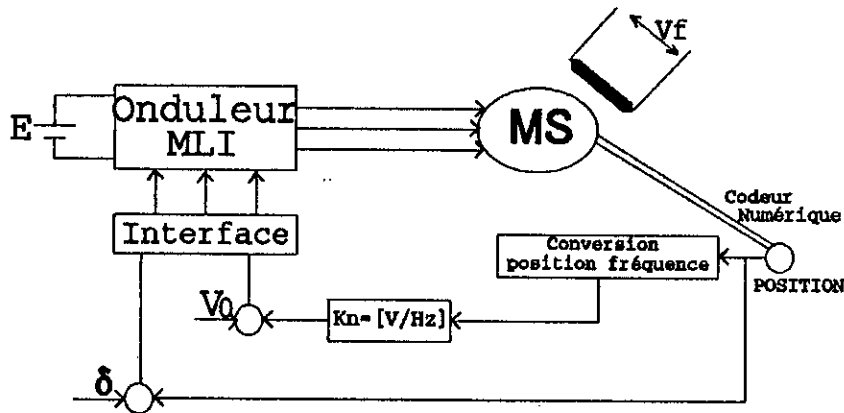


Fig I.1 Schéma du système global à régler

I.2 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

Afin de réduire la complexité du modèle de la machine, qui est non linéaire et couplé, il est nécessaire de considérer les hypothèses suivantes [10][16][17]:

- La non saturation du circuit magnétique;
- Les pertes fer sont négligées;
- Une répartition sinusoïdale de la f.m.m dans l'entrefer de la machine;
- Les résistances et les réactances sont considérées indépendantes de la température.

Ainsi, les équations électriques de la machine sont données par [13][16]:

$$[V] = [R] [I] + \frac{d[\phi]}{dt} \tag{I.1}$$

avec:

$$[V] = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_f \end{pmatrix} ; [I] = \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \end{pmatrix} ; [\phi] = \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{pmatrix} ; [R] = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{pmatrix}$$

Les équations du flux sont:

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & M & M & M_f \cos(\theta) \\ M & L_s & M & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M & M & L_s & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_f \cos(\theta) & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \end{pmatrix} \tag{I.2}$$

Les équations ainsi obtenues sont à coefficients variables dans le temps, donc la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple [14].

### 1.2.1 MODELE DE PARK

Pour obtenir un modèle mathématique plus simple de la machine, il serait plus intéressant d'écrire les équations de fonctionnement de la machine synchrone dans le repère de Park (d-q). Ainsi, les grandeurs réelles (tension, flux et courant) sont liées aux grandeurs de Park par la relation suivante [6][10][13]:

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (1.3)$$

Tel que  $\theta = \omega t - \delta$  (cas de fonctionnement moteur).

Le référentiel de Park est défini tel que le circuit d'excitation est sur l'axe en quadrature (q). L'ensemble des bobines du stator se transforme en deux bobines fictives  $S_d$  et  $S_q$  dans le référentiel rotorique, nous pouvons donc représenter la machine par le schéma suivant:

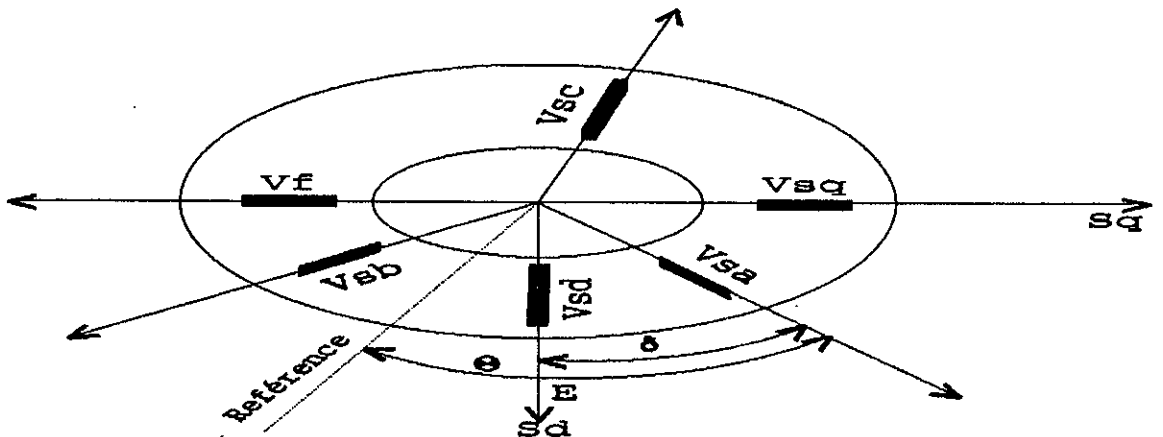


Fig I.2 Représentation schématique d'une machine synchrone

Ainsi, les équations électriques de la machine synchrone dans le repère de Park (d-q) s'écrivent [6][13][16]:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega \phi_{sd} \\ V_{rq} &= R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} = -V_f \end{aligned} \quad (1.4)$$

La partie mécanique est régie par l'équation:

$$C_{em} - C_r = \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + f \frac{\omega}{P} \quad (I.5)$$

où

$$C_{em} = P ( \phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd} )$$

Connaissant les équations des flux:

$$\begin{pmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rq} \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

L'équation électrique sous forme matricielle, est présentée par [8][10][18]:

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}\omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_f \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$$

La machine est alimentée par des tension sinusoïdales (onduleur parfait) de fréquence égale à celle de la f.e.m et d'amplitude réglable assurant la loi V/f constants.

Après la transformation de Park nous obtenons [7][10][16][19]:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \sqrt{3} V_{eff} \cos\delta \\ V_{sq} &= \sqrt{3} V_{eff} \sin\delta \end{aligned} \quad (I.8)$$

où la tension efficace  $V_{eff}$  est calculée de façon à assurer la loi V/f constant tel que [7][10][16]:

$$V_{eff} = V_0 + K_n \omega \quad (I.9)$$

$V_0$ : Valeur initiale de la tension d'alimentation au démarrage;  
 $K_n$ : Rapport  $V/\omega_n$  assurant la loi V/f constante.

Le remplacement de (I.8) dans l'équation (I.4), le modèle de la MSA devient multivariable dépend de l'angle  $\delta$  et la tension d'excitation  $V_f$ . L'écriture matricielle donne:  
 Equations électriques:

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & M_{sr} \frac{\omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sqrt{3} \frac{V_{eff}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \frac{V_{eff}}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & -\frac{M_{sr} \sqrt{3} V_{eff}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \\ V_f \end{pmatrix} \quad (I.10)$$

Equation mécanique:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} ( - M_{sr} I_{sd} I_{rq} - f \frac{\omega}{P} - C_r ) \quad (I.11)$$

### 1.2.2 CARACTERISTIQUES STATIQUES DE LA MACHINE

Dans cette partie on va étudier les caractéristiques statiques de la MSA lors d'une variation de l'angle de calage  $\delta$  pour différentes valeurs de la tension d'excitation.

Pour ce fait on va résoudre les équations de fonctionnement de la MSA en régime statique, pour différentes valeurs de l'angle de calage  $\delta$  et de la tension d'excitation  $V_f$

$$\begin{aligned} \sqrt{3} ( K_n \omega + V_0 ) \cos \delta &= R_s I_{sd} - L_s \omega I_{sq} - M_{sr} \omega I_{rq} \\ \sqrt{3} ( K_n \omega + V_0 ) \sin \delta &= R_s I_{sq} + L_s \omega I_{sd} \\ P M_{sr} I_{rq} I_{sd} + C_r + f \frac{\omega}{P} &= 0 \\ V_f &= - R_r I_{rq} \end{aligned} \quad (I.12)$$

Pour résoudre ce système, il est nécessaire d'utiliser une procédure de calcul numérique itérative, tel que l'algorithme de NEWTON, ainsi en obtient les courbes représentées sur la figure I.3 de quelles on tire les résultats suivants:

- La variation de la vitesse est pratiquement linéaire avec l'angle de calage  $\delta$ ;
- Pour toutes les valeurs des vitesses, la variation de la tension d'excitation est nécessaire;
- La vitesse est inférieurement limitée par une valeur de vitesse  $N_0$  quelque soit l'angle de calage  $\delta$ ;
- Le facteur de puissance et le courant efficace de ligne sont fortement liés à la valeur de  $V_f$ ;
- Le facteur de puissance reste satisfaisant sur une grande partie de la gamme de vitesse, pour une tension d'excitation nominale.



### I.2.3 RESULTATS DE SIMULATION

Afin d'évaluer les performances de la machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur parfait (tension sinusoïdales), nous simulons le fonctionnement en boucle ouverte de la MSA avec  $V_0=20$  V,  $K_n=2/\pi$  et  $V_f=160$  V.

Les résultats de la simulation (figures I.4, I.5) montrent le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine, la vitesse  $N$ , le couple électromagnétique  $C_{em}$ , le courant de phase  $I_a$ , l'angle de calage  $\delta$ , tension de phase  $V_a$  et le flux statorique.

D'après les résultats de la simulation, on constate que:

- Pour une charge nominale la vitesse de la machine synchrone tend vers sa valeur nominale (1500 tr/min) après un temps de réponse relativement lent. D'autre part on remarque que lors du régime transitoire le couple électromagnétique prend des valeurs relativement élevées qui tendent progressivement vers la valeur nominale;
- Dans le cas où un couple résistant ( $C_r=10$  Nm), imposé dès le démarrage tout en gardant  $\delta$  fixe, la dynamique de démarrage est assez lente.

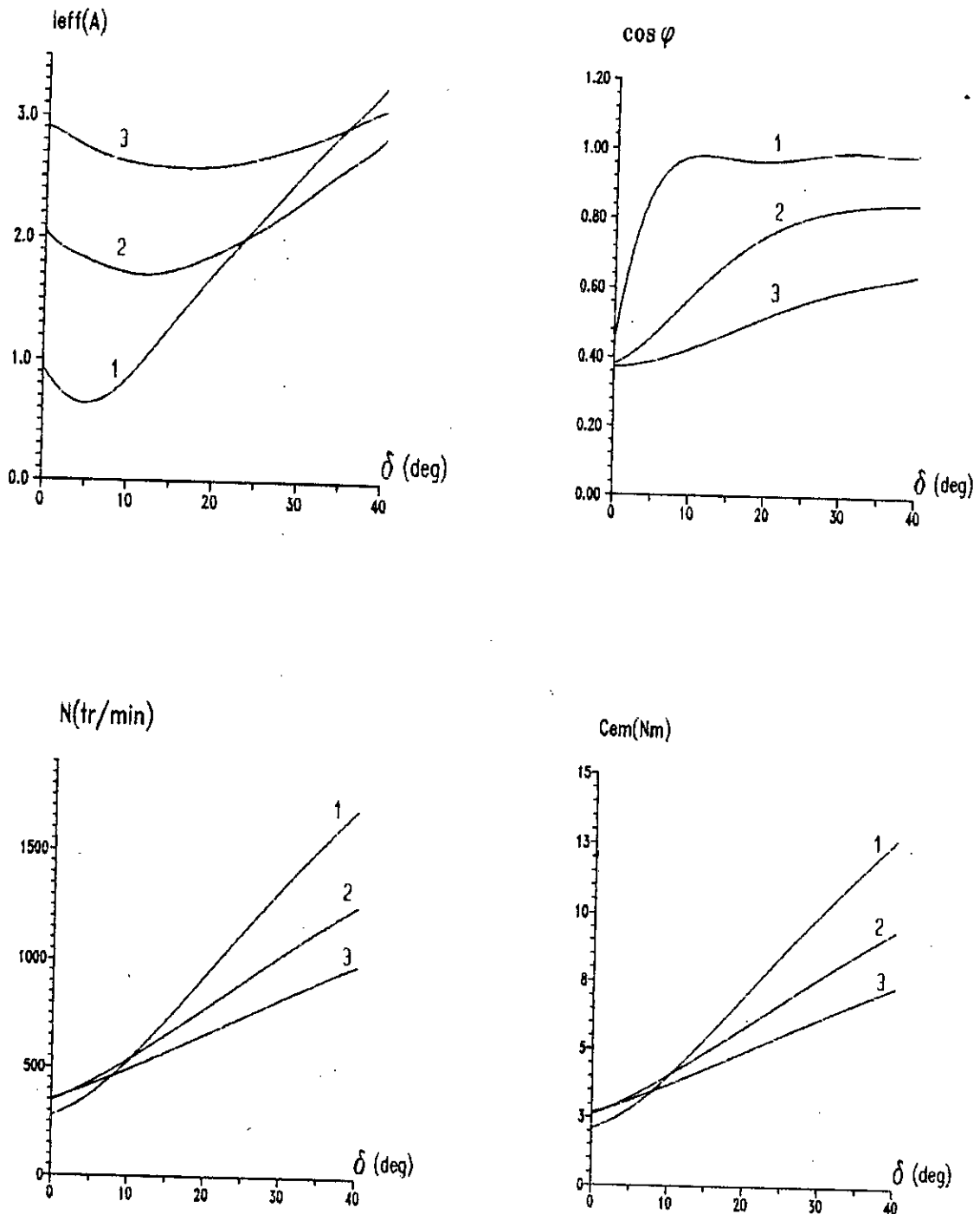


Figure I.3 caractéristiques statiques de la MSA lors de la variation de l'angle de calage  $\delta$  pour différentes valeurs de la tension d'excitation ( $C_r=C_n$ ), 1)  $V_f:160$ , 2)  $V_f:110$ , 3)  $V_f:80$

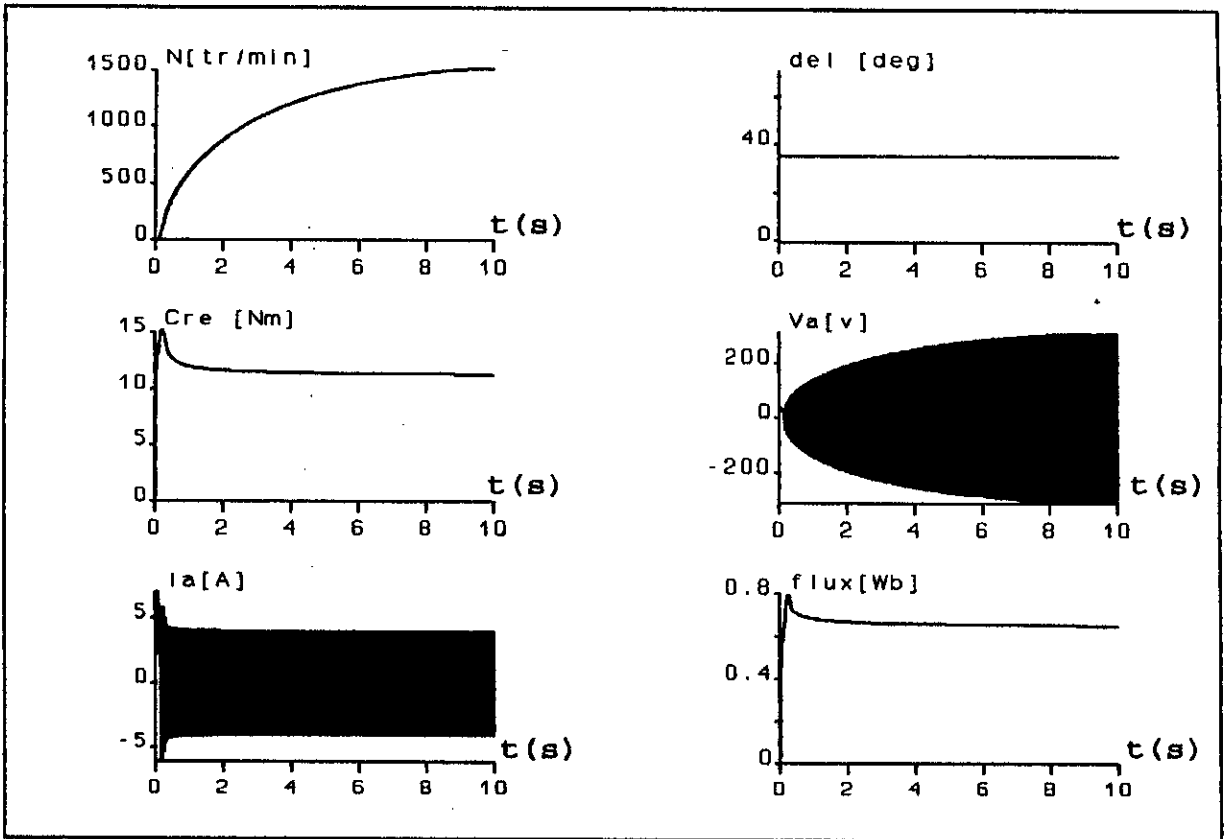


Fig I.4 Résultats de simulation lors d'un démarrage en boucle ouverte (couple constant).

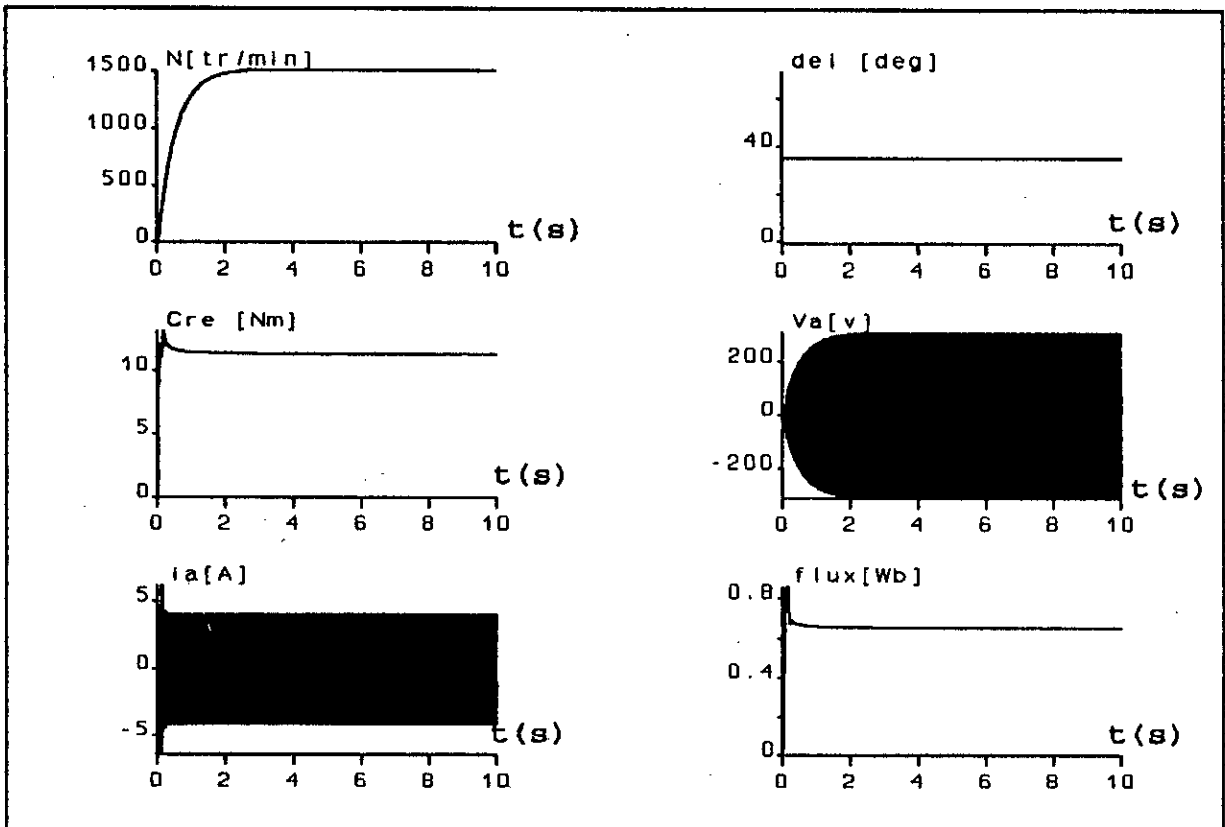


Fig I.5 Résultats de simulation lors d'un démarrage en boucle ouverte (couple variable).

### I.3 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

L'alimentation des machines électrique à courant alternatif par un onduleur de tension, à modulation de largeur d'impulsion MLI, constitue une grande intérêt pour la commande de ces machine, en effet la MLI permet non seulement de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés, mais aussi, le réglage de la tension en amplitude et en fréquence, ce qui est bien adapte à une commande de la machine synchrone [5][20].

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion dite triangle-sinusoidale. Il est alimenté par une tension redressée et filtrée comme l'illustre la figure (I.6) [21].

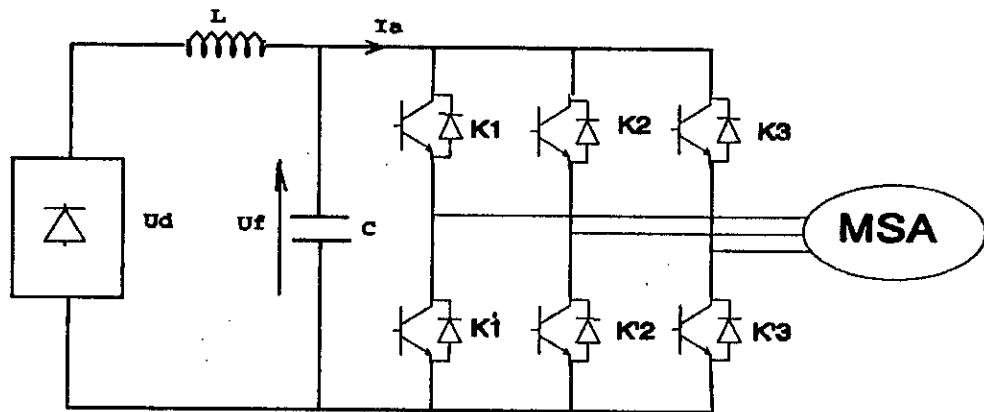


Fig I.6 Association redresseur-filtre-onduleur de tension-MSA

#### I.3.1 MODELISATION DU REDRESSEUR

Le redresseur est schématisé par la figure (I.7) [21]:

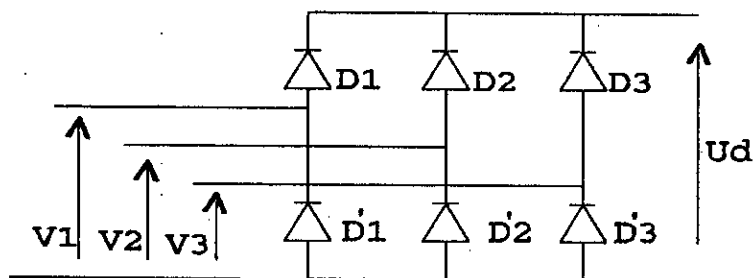


Fig I.7 Redresseur à diode

$$\begin{aligned}
 D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j) ; i=1,2,3 ; j=1,2,3 \\
 D'_i \text{ conduit si } V_i = \min(V_j) ; i=1,2,3 ; j=1,2,3
 \end{aligned}
 \quad (I.13)$$

pendant chaque séquence de conduction, la tension  $U_d$  à la sortie du redresseur est:

$$U_d = V_i - V_k \quad (\text{I.14})$$

où  $V_i$ , (respectivement  $V_k$ ) est la tension appliquée à l'anode (respectivement à la cathode) de la diode  $D_i$  (respectivement  $D_i'$ ), conductrice pendant cette séquence.

par conséquent:

$$U_d = \max ( V_j ) - \min ( V_j ) ; j=1,2,3 \quad (\text{I.15})$$

### I.3.2 MODELISATION DU FILTRE

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences [21][22][23].

Ce filtre est schématisé par la figure (I.8).

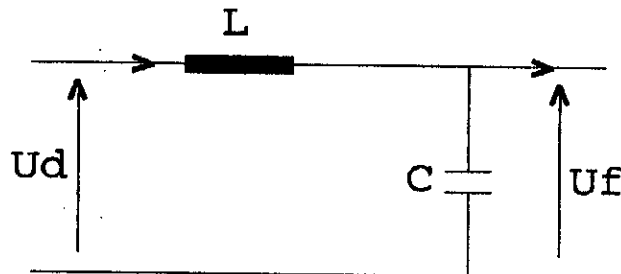


Fig I.8 Filtre LC

Les équations du filtre sont:

$$\begin{aligned} U_d &= L \frac{di}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{U_d} &= \frac{1}{C} ( i - i_s ) \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L C S})^2} \quad (\text{I.17})$$

C'est donc un filtre du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L C}} \quad (\text{I.18})$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et les harmoniques supérieures, nous devons imposer le choix:

$$f_c < 2 f$$

Ce qui nous amène à:

$$LC > 2,77 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons:

$$LC = 25 \cdot 10^{-6}$$

D'où:

$$\begin{aligned} L &= 100 \text{ mH} \\ C &= 250 \mu\text{F} \end{aligned}$$

### I.3.3 MODELISATION DE ONDULEUR DE TENSION

L'association d'un transistor  $T_i$  et de la diode  $D_i$  correspondante donne un composant bidirectionnel, d'autre part, la commande des transistors est complémentaire. Par conséquent, nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure I.9 [21][24][25]:

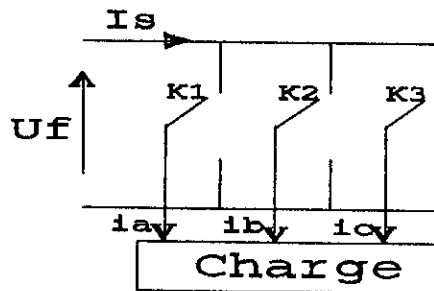


Fig I.9 Représentation des transistors par des interrupteurs

$$F_1 = \begin{cases} 0 & \text{si } T_1 \text{ est fermé et } T'_1 \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_1 \text{ est ouvert et } T'_1 \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Les tensions composées à la sortie de l'onduleur sont données par:

$$\begin{aligned} V_{ab} &= U_f (F_1 - F_2) \\ V_{bc} &= U_f (F_2 - F_3) \\ V_{ca} &= U_f (F_3 - F_1) \end{aligned} \quad (\text{I.20})$$

Par conséquent, les tensions simples s'expriment en fonction des fonctions logiques par la relation suivante:

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_f}{3} (2 F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b &= \frac{U_f}{3} (2 F_2 - F_3 - F_1) \\ V_c &= \frac{U_f}{3} (2 F_3 - F_1 - F_2) \end{aligned} \quad (\text{I.21})$$

Le courant  $i_s$  à l'entrée de l'onduleur est donné par:

$$i_s = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (I.22)$$

### I.3.4 MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION MLI

L'onduleur MLI permet de former chaque alternance de la tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeurs variables. Pour aboutir à cela on adopte une certaine technique de commande des interrupteurs de l'onduleur (technique triangulo-sinusoidale) figure I.10 [16][21].

La stratégie triangulo-sinusoidale adoptée est caractérisée par deux paramètres:

- L'indice de modulation  $m$ : représenté le rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence de référence;
- Le coefficient de réglage en tension  $r$ : représenté le rapport de l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de la porteuse.

Les instants de commutation sont obtenues par comparaison de trois signaux de référence correspondants aux tensions de sortie désirées de fréquence  $f$  à un signal triangulaire de fréquence  $f_p$ .

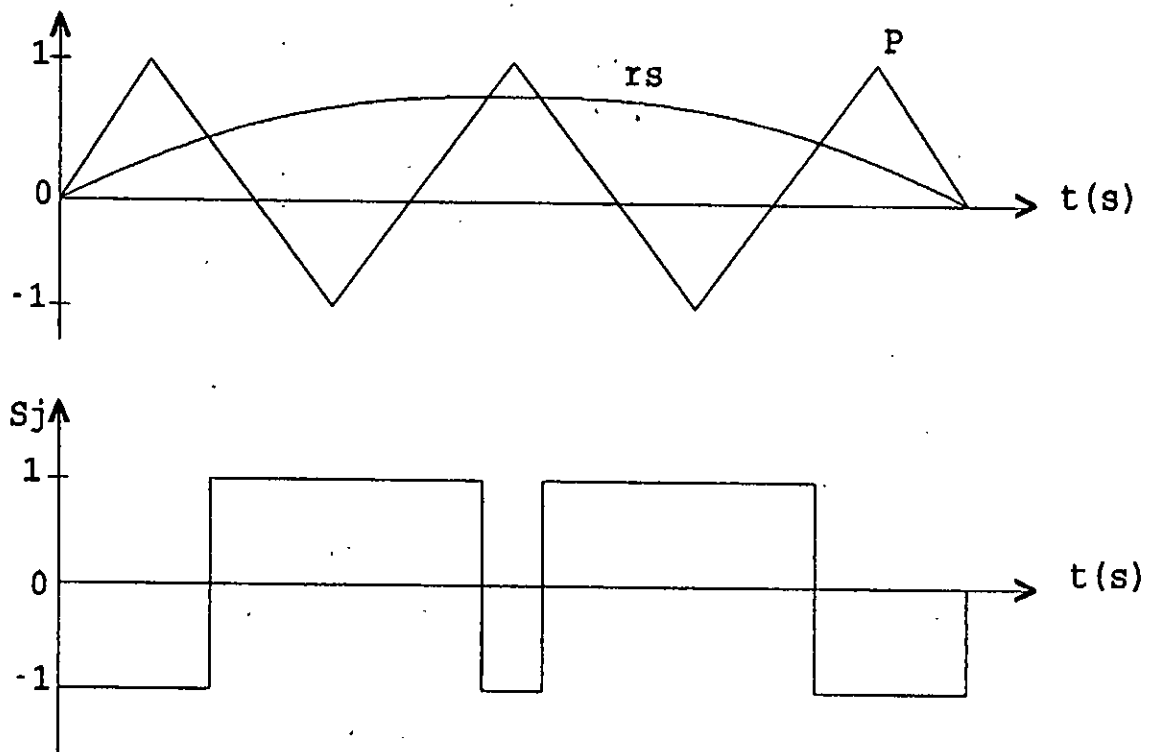


Fig I.10 Principe de la technique triangulo-sinusoidale

## I.4 MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE

Cette association est schématisées par la figure I.11.

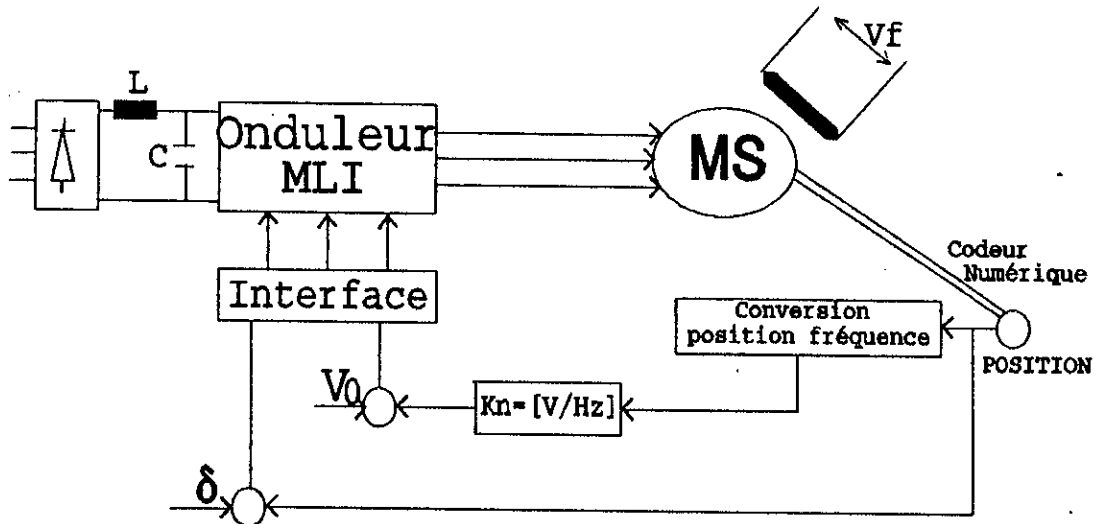


Fig I.11 Association convertisseur-MSA

L'association convertisseur statique-machine MSA est modélisé par les équations suivantes:

-Tensions du réseau:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_m \sin(\omega t) \\ V_2 &= V_m \sin\left(\omega t - 2 \frac{\pi}{3}\right) \\ V_3 &= V_m \sin\left(\omega t - 4 \frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.23)$$

avec:  $\omega = 100\pi$

-Tension à la sortie du redresseur:

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) \quad ; \quad j=1,2,3 \quad (I.24)$$

-Tension à la sortie du filtre:

$$\begin{aligned} U_d &= L \frac{di}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} &= \frac{1}{C} (i - i_a) \end{aligned} \quad (I.25)$$

-Tensions à la sortie de l'onduleur:

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_f}{3} (2 F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b &= \frac{U_f}{3} (2 F_2 - F_3 - F_1) \\ V_c &= \frac{U_f}{3} (2 F_3 - F_1 - F_2) \end{aligned} \quad (I.26)$$

-Equations d'état de la MSA:



$$\dot{X} = f(x) + g(x) * U \quad (I.27)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{r} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}\omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{r} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sqrt{3} \frac{V_{eff}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \frac{V_{eff}}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & -\frac{M_{sr}\sqrt{3}V_{eff}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos\delta \\ \sin\delta \\ V_f \end{pmatrix}$$

## I.5 RESULTATS DE SIMULATION

Nous simulons le fonctionnement de l'ensemble convertisseur machine synchrone autopilotée, dans ces travaux de simulation, nous considérons le modèle non linéaire de la machine synchrone, cette machine étant dotée de l'autopilotage et de la loi V/f constante.

Les figures I.12 et I.13 représentent les résultats de simulation lors d'un démarrage pour les deux types de charge  $C_r=10$  Nm,  $C_r=cc*N$ ). L'établissement de la vitesse du moteur synchrone est lent pour un couple de charge constant figure I.12 par rapport au démarrage avec un couple variable en fonction de la vitesse figure I.13. Le couple électromagnétique est ondulé autour d'une valeur moyenne qui compense les pertes par frottements et ventilation.

## I.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence le comportement de la machine synchrone vis à vis des différents couple de charge, et nous avons constaté que le temps de réponse de la machine soumise à un couple variable est nettement meilleur que celui d'un couple de charge constant.

L'alimentation par un convertisseur statique montre l'existence d'harmoniques dans l'onde de courant qui est l'origine des pulsations du couple.

La commande de la MSA par l'intermédiaire de l'angle de calage avec la tension d'excitation variable permet un réglage aisé de la vitesse et rend le système global comme un système multivariable. Cette propriété est utilisée plus tard pour le dimensionnement de la commande par retour d'état.

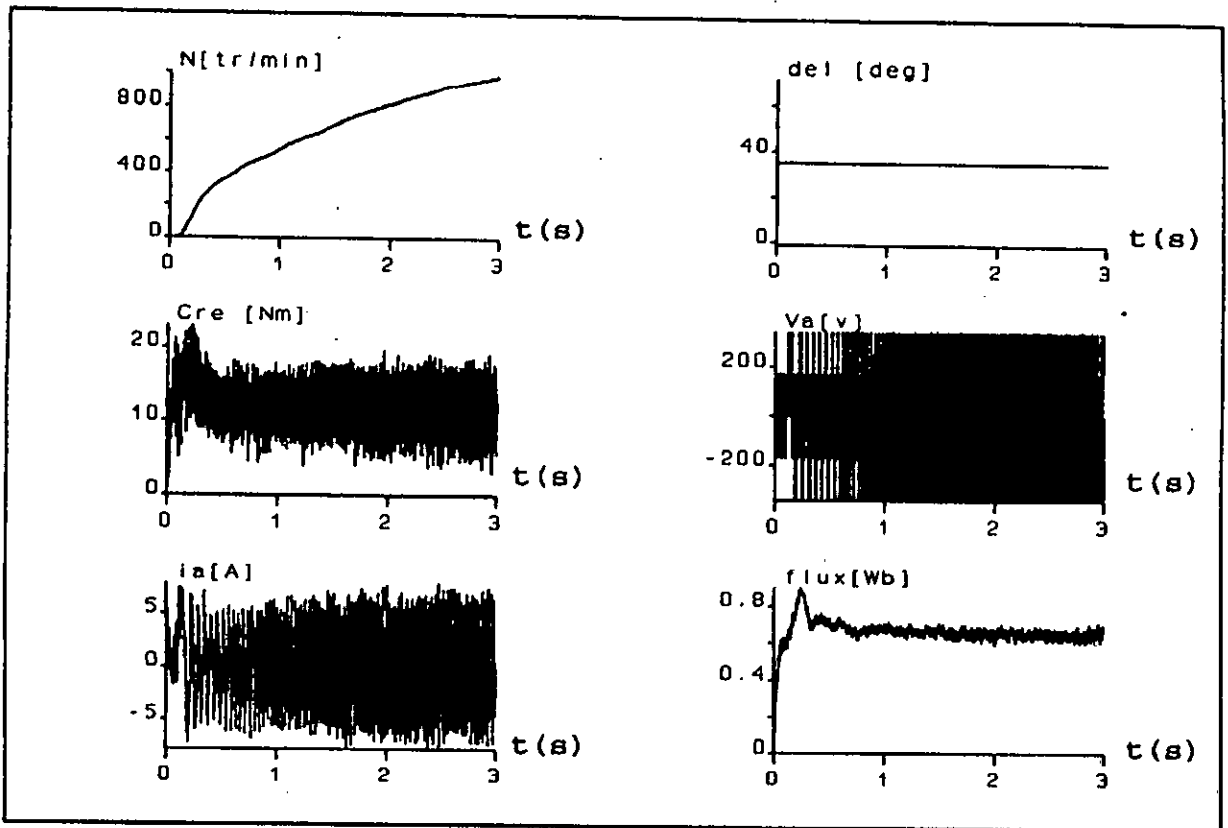


Fig I.12 Résultats de simulation lors d'un démarrage du système global alimenté par un onduleur MLI (couple constant).

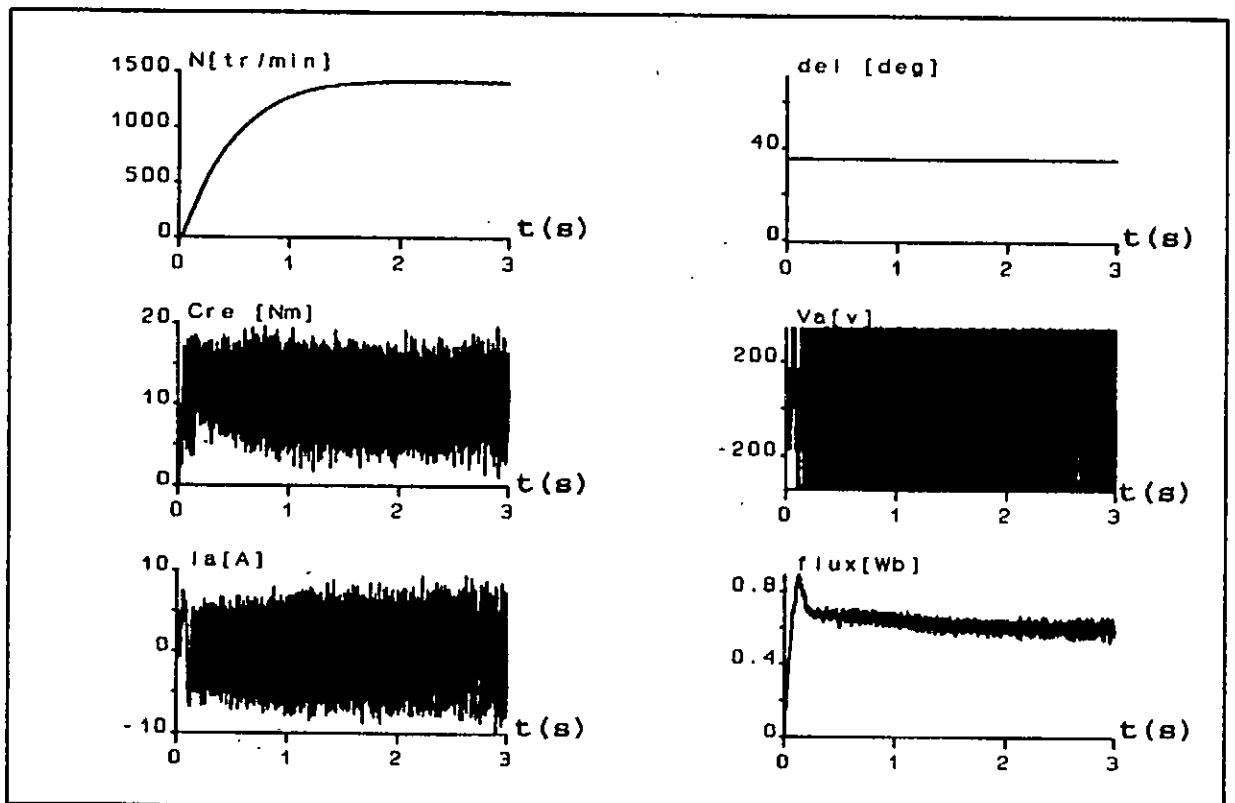


Fig I.13 Résultats de simulation lors d'un démarrage du système global alimenté par un onduleur MLI (couple variable).

## ***CHAPITRE II***

# REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE

## MULTIVARIABLE

La conception et l'analyse d'un système de commande dans le domaine fréquentiel ont été développées durant les années quarante. Cette approche est généralement connue sous le nom de commande classique. Et cela afin de différencier de la commande moderne dans l'espace d'état qui a vu naître au début des années soixante. La commande par retour d'état est basée sur la connaissance de l'évolution des variables internes du processus ce qui offre à ce formalisme de la possibilité de mieux décrire le comportement dynamique des systèmes. De plus, elle présente l'avantage de conserver la même représentation indépendamment du type de système à régler [26][27][28][30][31].

Dans ce chapitre, nous présentons la structure globale du réglage, ainsi que les méthodes de détermination des différents coefficients dans le cas monovarié et multivarié. Cette structure est basée sur le modèle d'état linéaire du système à régler, par la suite, les coefficients déterminés sont utilisés dans la simulation basée sur le modèle non linéaire de la MSA. Enfin, nous présentons la simulation de l'ensemble onduleur MLI-MSA mini du réglage par retour d'état monovarié et multivarié.

### II.1 EQUATIONS D'ETAT ECHANTILLONNES

Lorsqu'un système est décrit par un ensemble d'équations différentielles linéaires à coefficients constants le modèle peut être mis sous la forme matricielle suivante [4][16][27][28]:

$$\begin{aligned} \frac{dX_s(t)}{dt} &= A_s X_s(t) + B_{su} U(t) + B_{sv} V(t) \\ Y_s(t) &= C_s^t X_s(t) \end{aligned} \quad (II.1)$$

Les vecteurs  $X_s$ ,  $Y_s$ ,  $U$  et  $V$ ; de dimensions  $n_s$ ,  $p$ ,  $m$  et  $q$ ; représentent respectivement le vecteur d'état du système, le vecteur de sortie, le vecteur des entrées et le vecteur des perturbations.

Lorsque le système est échantillonné, les équations d'état (II.1) deviennent [34][35][36][37]:

$$\begin{aligned} X_s [k+1] &= F_s X_s [k] + H_{su} U [k] + H_{sv} [k] \\ Y_s [k] &= C_s^t X_s [k] \end{aligned} \quad (II.2)$$

avec:

$$\begin{aligned} F_s &= \Phi ( t = T_e ) \\ H_{su} &= \int_0^{T_e} [ \Phi ( \tau ) d \tau ] B_{su} \\ H_{sv} &= \int_0^{T_e} [ \Phi ( \tau ) d \tau ] B_{sv} \end{aligned} \quad (II.3)$$

Ces équations déterminant l'état du système aux instants d'échantillonnage avec une période d'échantillonnage  $T_e$  et la matrice de transition d'état  $\Phi(t)$  définie analytiquement par [11][16]:

$$\Phi ( t ) = \mathcal{L}^{-1} [ \Phi ( s ) ] = \mathcal{L}^{-1} [ [ S I - A_s ]^{-1} ]$$

### II.2 STRUCTURE GENERALE DU REGLAGE D'ETAT

Le réglage par retour d'état adoptée est basé sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique. Ce critère est choisi de façon a obtenir une structure de réglage qui assure une commande optimale lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbation. Il est défini par [4][27][28][38]:

$$\begin{aligned} J &= e^T ( N ) Q_e e ( N ) + X_R^T ( N ) Q_R X_R ( N ) + \\ &+ \sum_{k=0}^{n-1} ( e^T [k] Q_e e [k] + X_R^T [k] Q_R X_R [k] + U^T [k] R U [k] ) \end{aligned} \quad (II.4)$$

Avec:  $e[k]=w[k]-Y_s[k]$ .

Où  $U(t)$  et  $e(t)$  représentent respectivement les vecteurs de commande et l'écart de réglage, tandis que  $X_R$  représentent l'état du régulateur introduit pour éliminer l'écart de réglage. Les matrices  $Q_e$  et  $Q_R$  sont symétriques et semi-définie positives, tandis que la matrice  $R$  doit être symétrique et définie positive [27][28].

La minimisation du critère adopté en faisant appel au principe d'optimisation de BELLMAN, abouti à la loi de commande optimale suivante:

$$U ( k ) = -K^T X ( k ) + K_w W ( k ) - K_v V ( k ) \quad (II.5)$$

### II.3 REGLAGE D'ETAT MONOVARIABLE

La décomposition de la contre réaction de vecteur d'état permet de séparer l'influence de vecteur d'état  $X_s(k)$  du système à



En considérant le vecteur d'état augmente défini par [27][30]:

$$X[k] = \begin{pmatrix} X_R[k] \\ X_r[k] \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Le modèle d'état échantillonné de l'ensemble régulateur-système à régler devient:

$$\begin{aligned} X[k+1] &= F X[k] + H U[k] + H_w W[k] + H_v V[k] \\ Y[k] &= C^T X[k] \end{aligned} \quad (\text{II.10})$$

avec:

$$F = \begin{pmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{pmatrix}; \quad H = \begin{pmatrix} h_{su} \\ 0 \end{pmatrix}; \quad H_w = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad H_v = \begin{pmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}; \quad C^T = [C_s^T \ 0]$$

Connaissant la loi de commande, nous pouvons établir les équations d'état échantillonnés du système global en boucle fermée:

$$\begin{aligned} X[k+1] &= F_G X[k] + H_{GW} W[k] + H_{GV} V[k] \\ Y[k] &= C^T X[k] \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Avec:

$$\begin{cases} F_G = F - H K^T \\ H_{GW} = H_w + H K_w \\ H_{GV} = H_v - H K_v \end{cases}$$

### II.3.2 DETERMINATION DU VECTEUR DE LA CONTRE REACTION D'ETAT

Le calcul des coefficients de réglage du vecteur de contre réaction d'état  $K^T$  fait appel à la forme canonique de réglage. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que [4][27][28][37]:

$$X_r[k] = T X[k]$$

Où  $X_r[k]$  est l'image de  $X[k]$  par la transformation  $T$  [27][39].

La matrice de transformation est égale à l'inverse de la matrice  $S$ , non singulière, définie telle que:

$$\begin{aligned} S_{n-1} &= F S_n + a_{n-1} S_n \\ &\vdots \\ S_1 &= F S_2 + a_1 S_n \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

où  $S_n$  est défini par:

$$S_n = H$$

Tandis que les coefficients  $a_i$  sont les coefficients du polynôme caractéristique du système global en boucle ouverte suivante:

$$\text{Det} ( ZI - F ) = Z^n + a_{n-1} Z^{n-1} + \dots + a_1 Z + a_0 \quad (\text{II.13})$$

Les coefficients de la contre réaction d'état sont alors donnés par:

$$K^T = K_r^T T$$

Où les coefficients  $K_{ri}$  sont définis par:

$$K_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1}$$

Ainsi, la détermination de  $K^T$  nécessite une assignation des pôles qui permettent de fixer la dynamique du système global en boucle fermée en imposant le polynôme caractéristique défini par:

$$\text{Det} ( ZI - F_G ) = Z^n + \alpha_{n-1} Z^{n-1} + \dots + \alpha_1 Z + \alpha_0 \quad (\text{II.14})$$

### II.3.3 DETERMINATION DES COEFFICIENTS $K_w$ ET $K_v$

La détermination des coefficients  $K_w$  de l'intervention directe de la grandeur de consigne, utilise la méthode de compensation d'un pôle réel du système en boucle fermée [4][16][26][27][30]:

$$K_w = \frac{K_r}{(1 - Z_i)} \quad (\text{II.15})$$

$Z_i$  Etant le pôle à compenser.

Par contre, pour le coefficient  $K_v$  de l'intervention directe du vecteur de perturbation, nous avons utilisé la méthode qui impose une grandeur d'état du régulateur nulle en régime établi [4][27]:

$$K_v = \frac{C_s^T (1 - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{su}}{C_s^T (1 - F_s + h_{sv} K_s^T)^{-1} h_{sv}} \quad (\text{II.16})$$

### II.3.4 REPRESENTATION D'ETAT CONTINU DU SYSTEME A REGLER

Le système d'équation I.27 régissent le fonctionnement de la MSA obtenus dans le chapitre I, pour une tension d'excitation constante, sont non linéaires, nous avons donc linéarisé ces équations, en faisant une variation autour d'un point de fonctionnement tel que [16]:



$$X = X_0 + \Delta X$$

- Où: X: la grandeur considérée;  
 X<sub>0</sub>: la valeur de cette grandeur au point de fonctionnement considéré;  
 ΔX: la petite variation autour du point de fonctionnement.

Nous appliquons la relation précédente au système global, et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons la représentation d'état de la MSA sous la forme linéaire suivante [16]:

$$[\dot{X}_s] = A [X_s] + B_u \Delta\delta + B_v \Delta C_r \quad (II.17)$$

Où:

$$\begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_0 & M_{sr} \frac{\omega_0}{L_s} & i_{sq0} + M_{sr} \frac{i_{rq0}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{V_1}{L_s} \cos\delta_0 \\ -\frac{\omega_0}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{i_{sd0}}{\sigma} + \sqrt{3} \frac{K_n}{L_s} \sin\delta_0 \\ M_{sr} \frac{\omega_0}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & M_{sr} \frac{i_{sd0}}{\sigma L_r} - \sqrt{3} M_{sr} \frac{K_n}{\sigma L_r L_s} \sin\delta_0 \\ -P^2 M_{sr} \frac{i_{rq0}}{J} & 0 & -P^2 M_{sr} \frac{i_{sd0}}{J} & -\frac{f}{J} \end{pmatrix}$$

$$B_u = \begin{pmatrix} -V_{s0} \sin\delta_0 \\ -\frac{V_{s0}}{\sigma L_s} \cos\delta_0 \\ -M_{sr} \frac{V_{s0}}{\sigma L_r L_s} \cos\delta_0 \\ 0 \end{pmatrix}; \quad B_v = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{pmatrix}; \quad X_s = \begin{pmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \\ \omega \end{pmatrix}$$

### II.3.5 DIMENSIONNEMENT DU REGLAGE D'ETAT

L'application du réglage par retour d'état à MSA nécessite une assignation des pôles du système global en boucle fermé. En faisant appel à la méthode basée sur l'imposition des pôles en boucle fermée.

Le choix de ces pôles dépend du comportement dynamique désiré. Nous avons choisi une paire de pôle complexe conjuguée et un pôle réel triple assurant un amortissement relatif optimal.

$$Z_{12} = e^{\zeta T_e} (\cos(-\zeta T_e) \pm j \sin(-\zeta T_e))$$

$$Z_r = e^{-\tau T_e}$$

Lorsque les pôles sont choisis comme suit:

$$Z_{12} = 0.2821 + j0.3211$$

$$Z_r = 0.4274$$

L'équation caractéristique du système à régler étant défini par:

$$Det(ZI-F) = Z^5 - 1.8778Z^4 + 0.9786Z^3 - 0.3209Z^2 + 0.2206Z - 0.0005$$

Et celle de la boucle fermée désirée par:

$$Det(ZI-F_0) = Z^5 - 1.30Z^4 + 0.75Z^3 - 0.02Z^2 + 0.005Z - 0.004$$

Alors le vecteur de contre réaction d'état obtenu est:

$$K^t = [-0.0344 \quad -0.0906 \quad -0.8306 \quad 0.0407 \quad 0.0186]$$

Avec:

$$K_w = 0.0289 \quad ; \quad K_v = -0.0224$$

### II.3.6 SYSTEME D'ANTI WINDUP

La limitation de la grandeur de commande peut entraîner un phénomène d'emballement de l'action intégrale, c'est à dire l'intégrateur continuerait la sommation, tandis que la commande calculer n'est pas appliquée au système. Pour parer à ce phénomène nous adopté une méthode qui consiste à corriger l'action intégrale suivant le schéma de la figure (II.3). La correction de l'action intégrale est basée sur l'écart entre les valeurs de l'angle de commande en amont et en aval du limiteur, pondéré par le coefficient  $1/K_w$  tel que [16][30]:

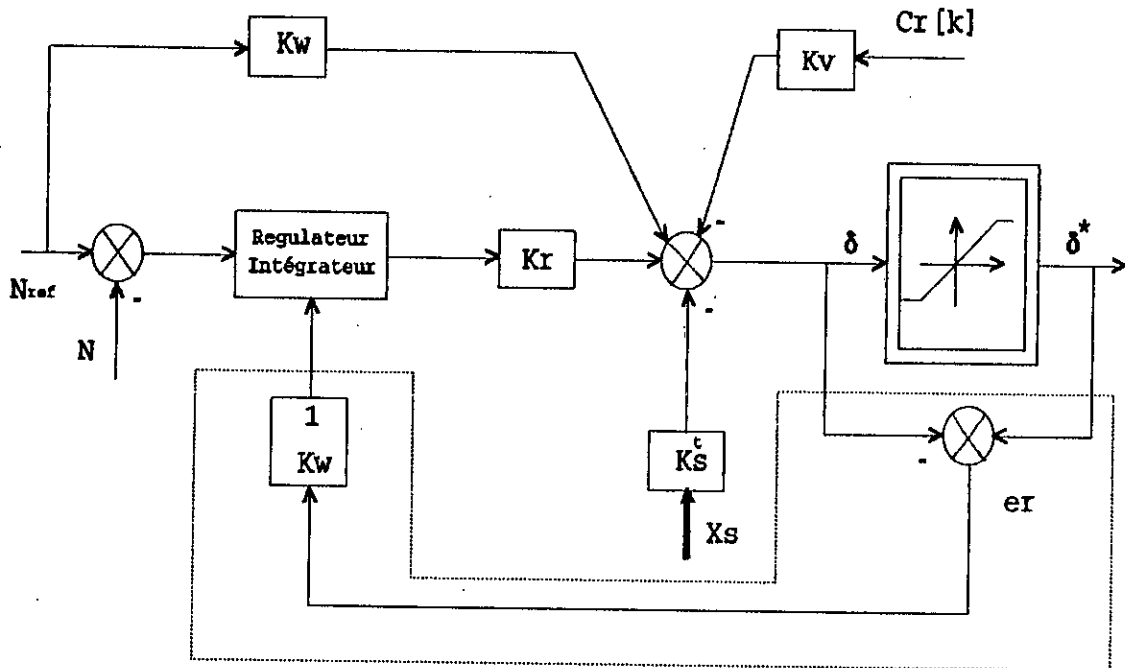


Fig II.3 Principe du système d'anti-windup.

### II.3.7 RESULTATS DE SIMULATION

Pour évaluer les performances du réglage par retour d'état échantillonné appliqué à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension, nous simulons le fonctionnement en temps réel du système global.

Les résultats de la simulation montrent le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine: la vitesse  $N$ , le couple électromagnétique  $C_{em}$ , le courant de phase  $i_a$ , l'angle de calage  $\delta$ , le courant  $i_d$  et le flux statorique. Il est simulé, dans un premier temps, le démarrage à charge nominale de la machine pour une référence de 1500tr/min. Lorsque le régime permanent est atteint, une augmentation brusque de la charge est introduite (figures II.4, II.5). Il est simulé, ensuite, une variation de la référence de vitesse (1500 à 1300 à 1500) autour du point de fonctionnement nominale (figures II.6, II.7). Nous relevons les mêmes grandeurs caractéristiques de la MSA alimentée par onduleur MLI (figures II.8, ..., II.11).

L'analyse des courbes de simulation permet de tirer les résultats suivants:

- La mise en oeuvre de la limitation sur l'angle de calage et l'intervention directe de la consigne imposent un établissement rapide de la vitesse, sans dépassement, lors de démarrage de MSA et pour une variation de la référence, tout en assurant une valeur raisonnable du courant de phase.
- L'effet de la perturbation est minimisé grâce à l'effet de la compensation. Ces performances sont satisfaisantes pour les utilisations industrielles à vitesse variable.

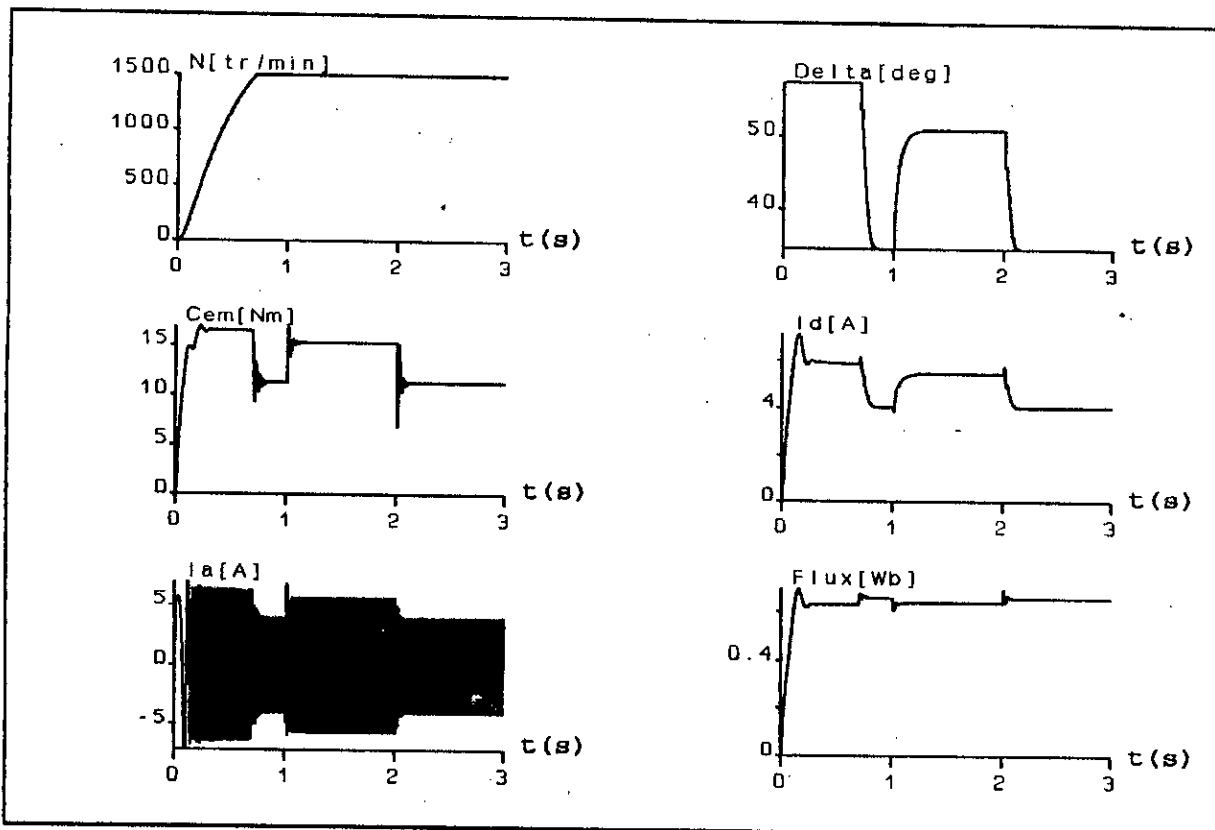


Fig II.4 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple variable).

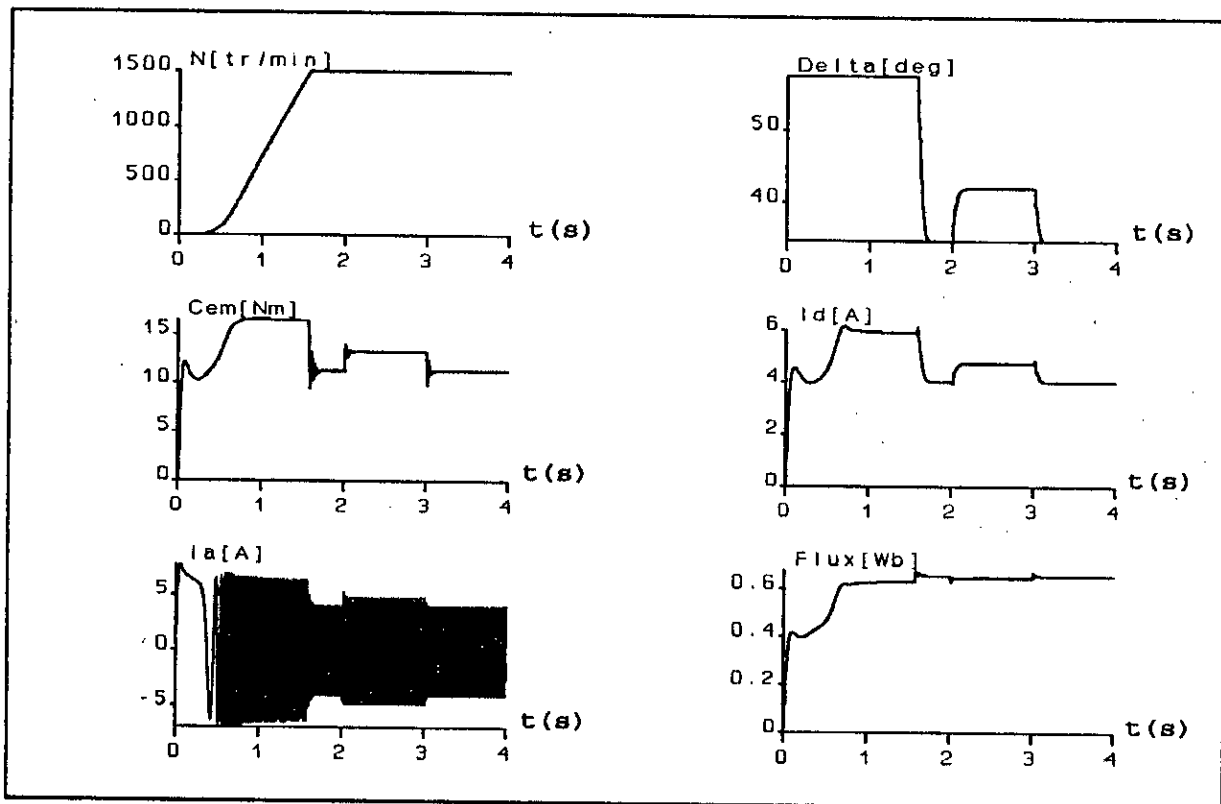


Fig II.5 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple variable).

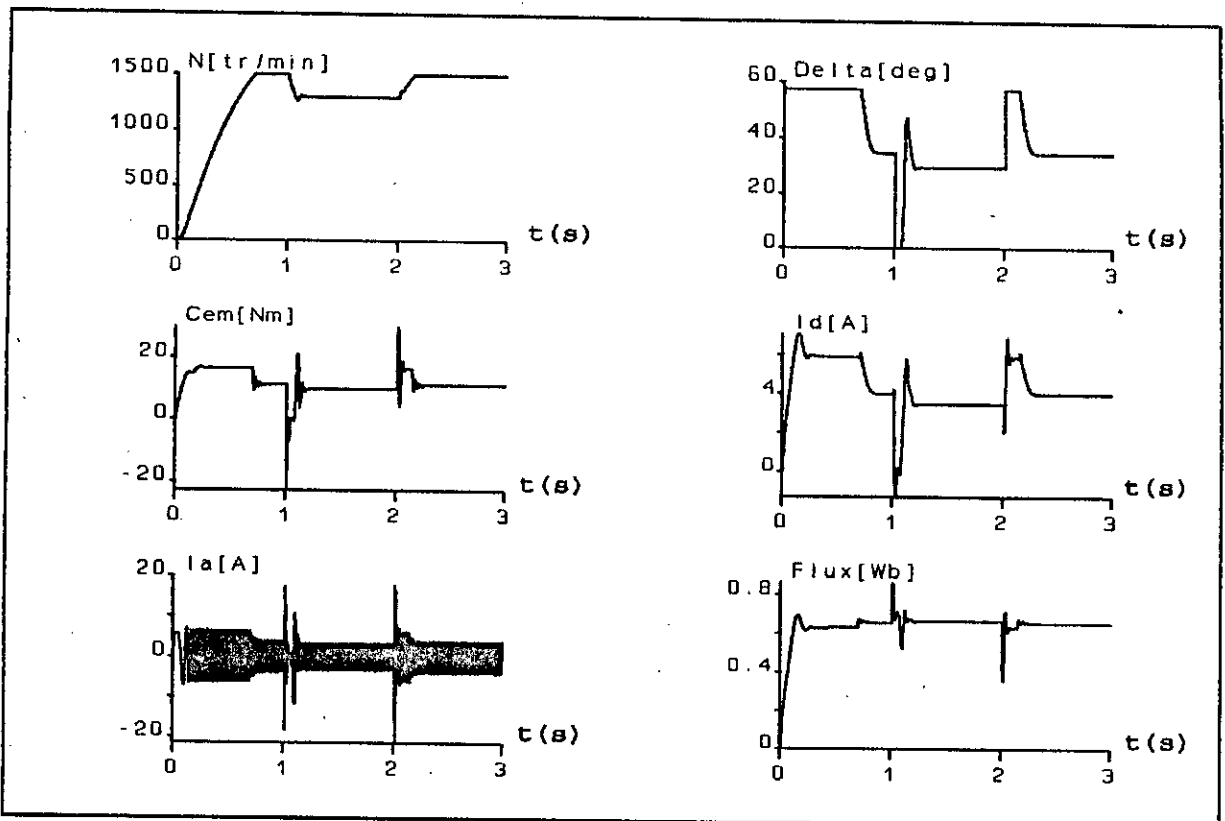


Fig II.6 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple constant).

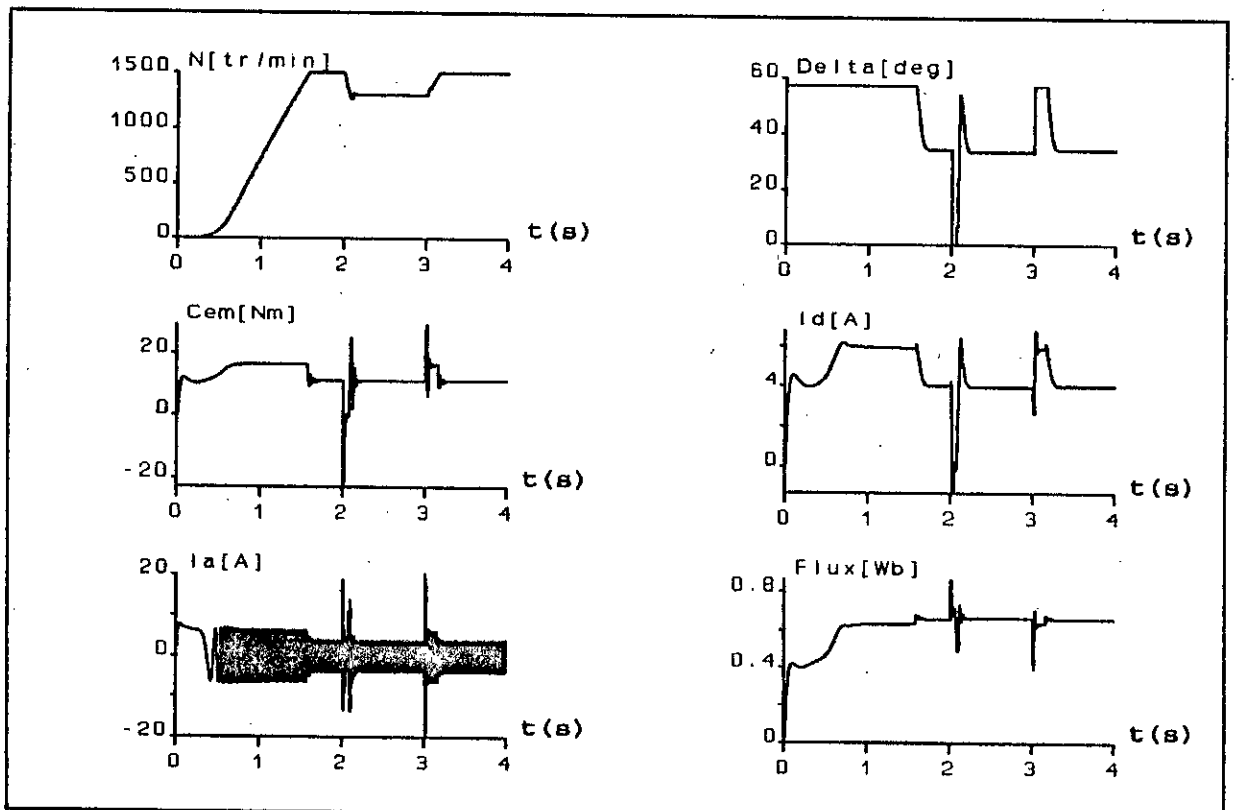


Fig II.7 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple constant).

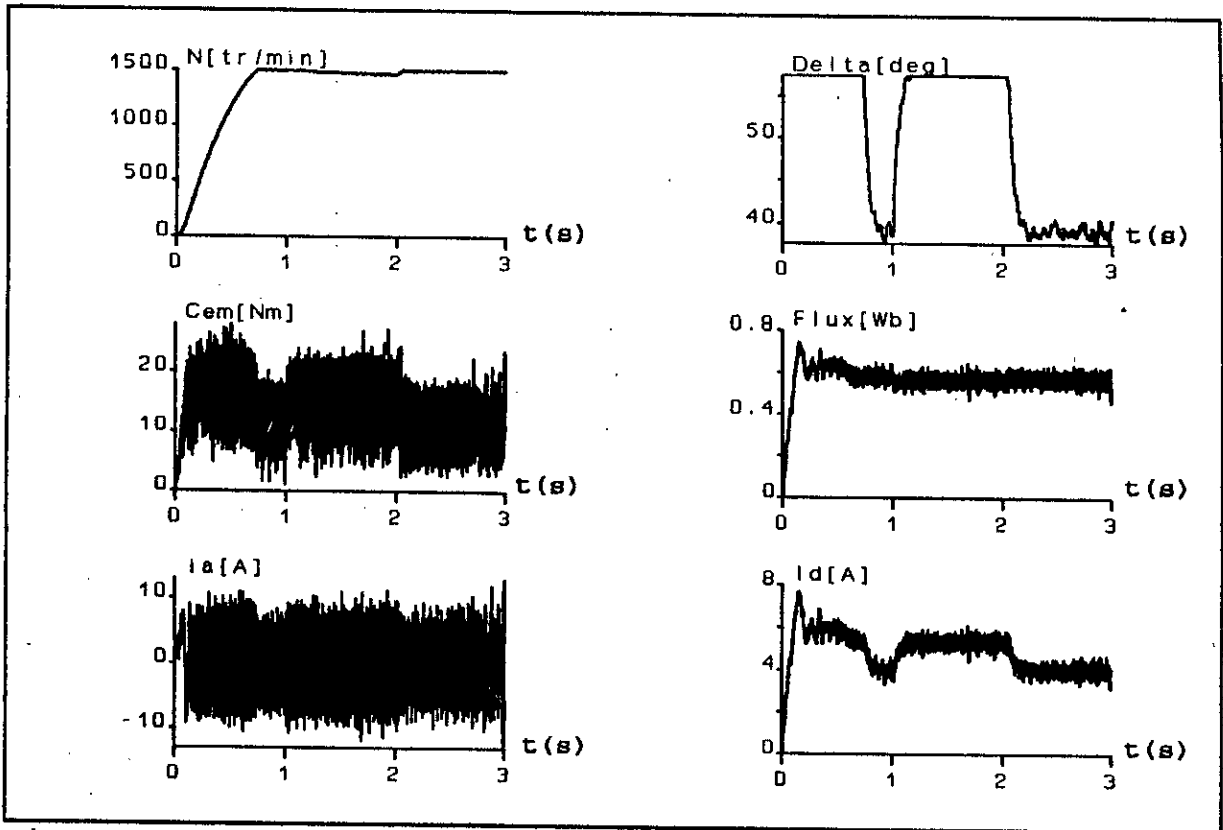


Fig II.8 Résultats de simulation du système global alimenté par onduleur MLI lors d'une variation de la charge (couple variable).

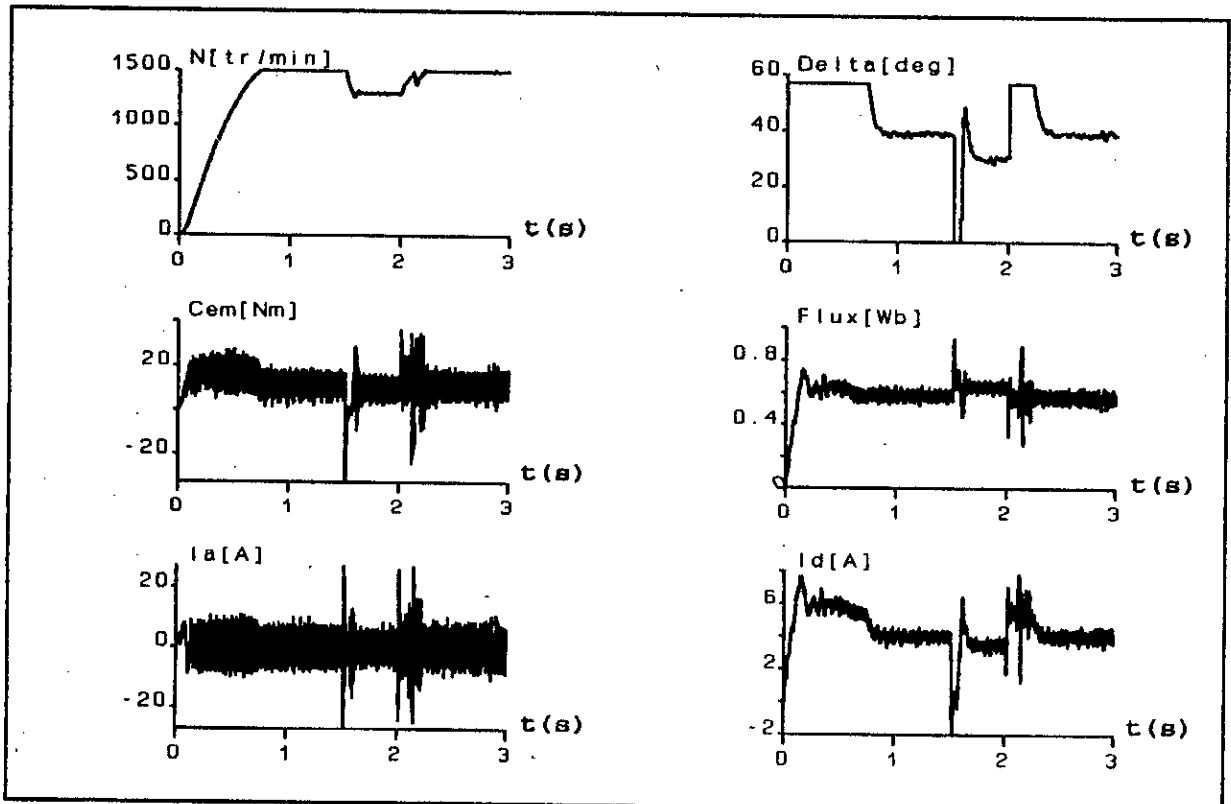


Fig II.9 Résultats de simulation du système global alimenté par onduleur MLI lors d'une variation de la vitesse de référence (couple variable).

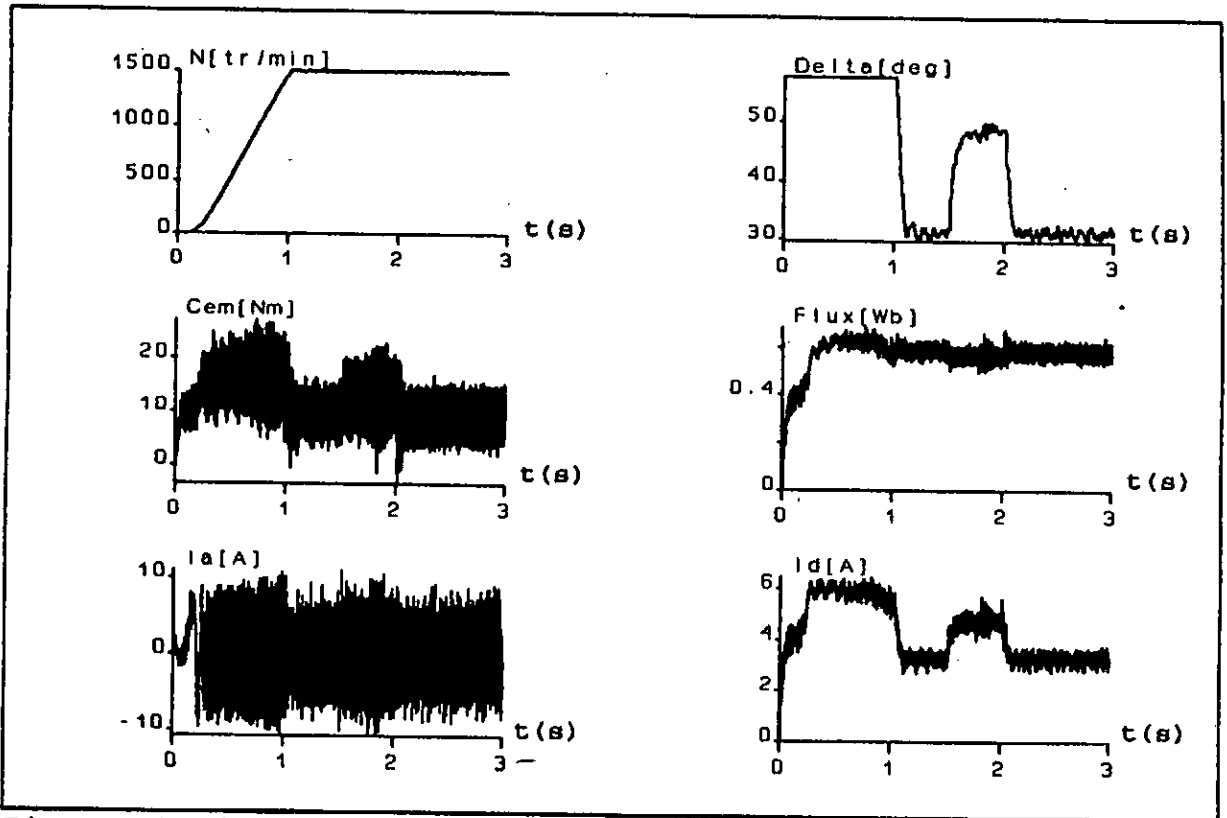


Fig II.10 Résultats de simulation du système global alimenté par onduleur MLI lors d'une variation de charge (couple constant).

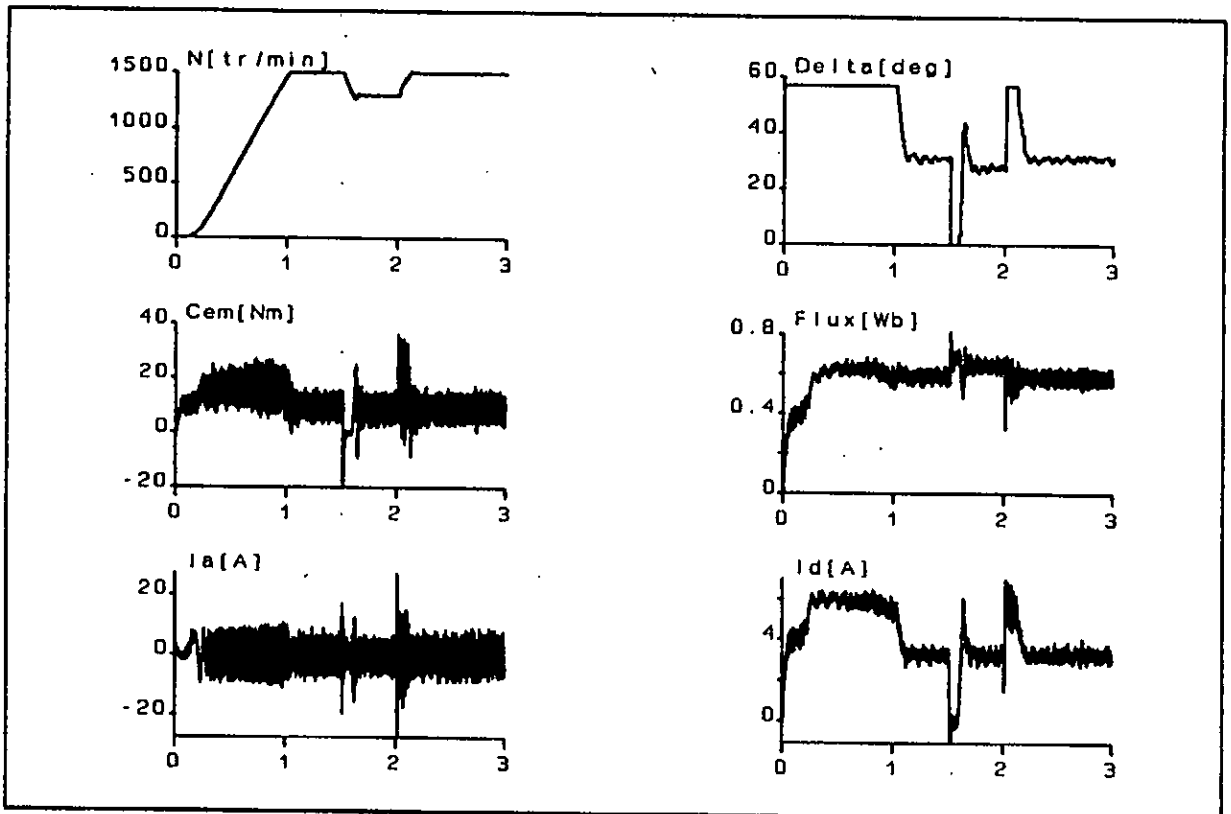


Fig II.11 Résultats de simulation du système global alimenté par onduleur MLI lors d'une variation de la consigne (couple constant).

II.4 REGLAGE D'ETAT MULTIVARIABLE

L'application du principe d'optimisation de BELLMAN permet d'aboutir à la loi de commande optimale suivante [27][28][30]:

$$U [ k ] = - K x [ k ] + K_w w [ k ] - K_v V [ k ] \quad (II.18)$$

avec la matrice de contre-réaction d'état [27]:

$$K = [ K_s \quad - K_R ]$$

$$x [ k ] = \begin{bmatrix} x_s [ k ] \\ x_R [ k ] \end{bmatrix}$$

où:  $x_s[k]$ :représente la matrice d'état du système à l'instant k;  
 $x_R[k]$ : est la matrice d'état du régulateur intégrateur à l'instant k.

D'ou la structure optimale de réglage [27][40]:

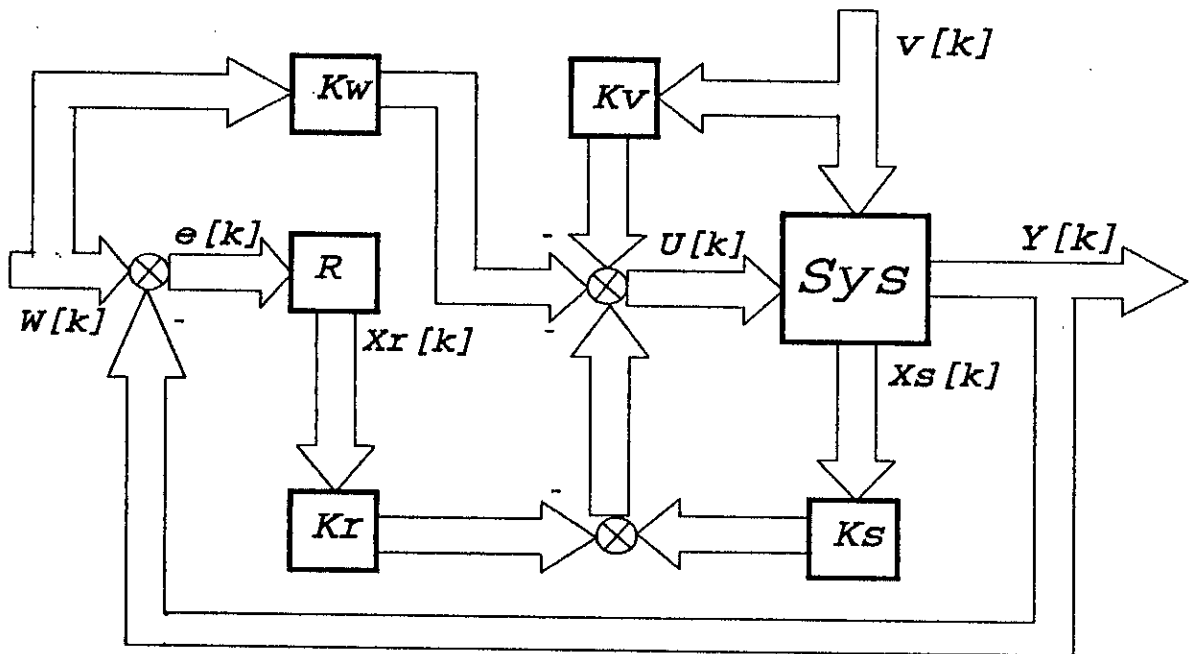


Fig II.12 Structure optimale du réglage d'état multivariable

On voit que cette structure de réglage est composée de trois actions combinées:

- une contre réaction introduite par la matrice K
- une action anticipatrice introduite par la matrice  $K_w$
- une action de compensation des perturbations introduite par le vecteur  $K_v$ .

En régime établi, l'annulation de l'écart de réglage est assurée par le régulateur intégrateur [27].



## II.4.1 EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME

Les équations d'état échantillonnées décrivant le système à régler sont données par [27][28]:

$$\begin{aligned} x_B [k+1] &= F_B x_B [k] + H_B U [k] + H_{Bv} v [k] \\ y [k] &= C_B x_B [k] \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

Le régulateur intégrateur multivariable peut être décrit par l'équation d'état aux différences [27][30][40]:

$$x_R [k+1] = x_R [k] + \omega [k] - C_B x_B [k] \quad (\text{II.20})$$

Pour le système global, composé du système à régler et du régulateur intégrateur multivariable, on peut introduire le vecteur d'état.

$$x [k] = \begin{bmatrix} x_B [k] \\ x_R [k] \end{bmatrix}$$

Sa dimension est  $n = n_S + n_R = n_S + m$  où  $m$  est le nombre des grandeurs de commande, égal au nombre  $p$  des grandeurs à régler.

Le modèle mathématique global du système devient [27]:

$$\begin{aligned} x [k+1] &= F x [k] + H U [k] + H_\omega \omega [k] + H_v v [k] \\ y [k] &= C x [k] \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

avec:

$$F = \begin{bmatrix} F_B & 0 \\ -C_B & 1 \end{bmatrix}; \quad H = \begin{bmatrix} H_B \\ 0 \end{bmatrix}; \quad H_\omega = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad H_v = \begin{bmatrix} H_{Bv} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad C = [C_B \quad 0]$$

En introduisant la loi de commande dans II.21, on tire les équations d'état du système global en boucle fermée [27]:

$$x [k+1] = F_G x [k] + H_{G\omega} \omega [k] + H_{Gv} v [k] \quad (\text{II.22})$$

avec:

$$\begin{cases} F_G = F - H K \\ H_{G\omega} = H_\omega + H K_\omega \\ H_{Gv} = H_v - H K_v \end{cases}$$

## II.4.2 DETERMINATION DE LA MATRICE DE CONTRE REACTION D'ETAT

La détermination de la matrice de contre réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que [27][30][40]:

$$x_r [k] = T x [k] \quad (\text{II.23})$$

où:

$$x [k] = T^{-1} x_r [k]$$

L'indice r indique la forme canonique de réglage.

Pour la forme canonique de réglage, on choisira une expression particulière où l'on obtient une décomposition en m sous systèmes. La matrice  $F_{Gr}$  est alors une matrice diagonale par blocs.

$$F_{Gr} = \begin{bmatrix} F_{r1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & F_{r2} & \dots & 0 \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ 0 & 0 & \dots & F_{rm} \end{bmatrix}$$

A chaque sous matrice  $F_{ri}$ , on impose la forme canonique de réglage d'un système monovariable [27].

$$F_{ri} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_{i,0} & -\alpha_{i,1} & \dots & -\alpha_{i,n_i-1} \end{bmatrix}$$

$\alpha_{i,0} \dots \alpha_{i,n_i-1}$  sont les coefficients de l'équation caractéristique du sous-système i et sont donc en relation avec les valeurs propres de la matrice  $F_{ri}$ . On obtient l'équation caractéristique du système global par [27]:

$$\det(IZ - F_{Gr}) = (Z^{n_1} + \alpha_{1,n_1-1} Z^{n_1-1} + \dots + \alpha_{1,1} Z + \alpha_{1,0}) + \dots + (Z^{n_m} + \alpha_{m,n_m-1} Z^{n_m-1} + \dots + \alpha_{m,1} Z + \alpha_{m,0}) \quad (\text{II.24})$$

#### II.4.3 DETERMINATION DE LA MATRICE DE TRANSFORMATION

La matrice de transformation T sera décomposée en m sous-matrice selon [27]:

$$T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ T_m \end{bmatrix}$$

On exprimera la matrice  $T_i$  selon ses vecteurs lignes:

$$T_i = \begin{pmatrix} t_{i,1}^T \\ t_{i,2}^T \\ \cdot \\ \cdot \\ t_{i,n_i}^T \end{pmatrix}$$

tel que:

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{i,1}^T = e_i^T \\ t_{i,2}^T = e_i^T F \\ \cdot \\ \cdot \\ t_{i,n_i}^T = e_i^T F^{n_i-1} \end{array} \right.$$

Le vecteur ligne  $e_i$  de dimension  $n$ , est donné par [27]:

$$e_i^T = d_i^T Q_{ci}^{-1} \quad (II.25)$$

avec  $Q_{ci}$ : matrice de commandabilité du sous-système  $i$ .  
Tel que:

$$d_i^T = [ 0^T \quad 0^T \quad \dots \quad h_i^T ]$$

Dans le vecteur ligne  $d_i^T$  intervient le vecteur ligne  $h_i^T$ , on peut poser  $h_{i,l} = 0$  pour  $l > i$ , on a donc  $h_{i,i} = 1$  et  $h_{i,l} = 0$  pour  $l \neq i$ .

Les pôles du système global fermé sont égaux aux pôles de  $m$  sous-systèmes avec chaque sous-système on peut donc imposer  $n_i$  pôles du système global fermé. Cette imposition peut se faire de manière quelconque.

On peut encore introduire le polynôme de matrices

$$P_i = \alpha_{i,0} 1 + \alpha_{i,1} F + \dots + \alpha_{i,n_i-1} F^{n_i-1} + F^{n_i} \quad (II.26)$$

La matrice de contre réaction d'état [27]:

$$K = \begin{bmatrix} g_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ g_{n_1} \end{bmatrix}$$

tel que:

$$g_i^T = e_i^T ( \alpha_{i,0} 1 + \alpha_{i,1} F + \dots + \alpha_{i,n_1-1} F^{n_1-1} + F^{n_1} )$$

#### II.4.4 DETERMINATION DES COEFFICIENT K<sub>W</sub> ET K<sub>V</sub>

Les coefficient Kw<sub>ij</sub> sont calculés de manière à compenser un pôle réel Z<sub>ij</sub> tel que [27]:

$$K_{w_{ij}} = \frac{K_{R_{ij}}}{1 - Z_{ij}} \quad (II.27)$$

Pour les coefficients K<sub>v</sub>, nous l'imposons des grandeurs d'état du régulateur nulle en régime établi, qui conduit à:

$$K_v = (C_s(1-F_s+H_sK_s)^{-1}H_s)^{-1}C_s(1-F_s+H_sK_s)^{-1}H_{sv} \quad (II.28)$$

#### II.4.5 REPRESENTATION D'ETAT CONTINU DU SYSTEME A REGLER

Les équations régissent le fonctionnement de la MSA obtenus dans le chapitre I, pour une tension d'excitation variable, sont non linéaires, nous avons donc linéarisé ces équations, en faisant une variation autour du point de fonctionnement tel que [15][16][40]:

$$X = X_0 + \Delta X$$

Nous appliquons la relation précédente au système global, et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons la représentation d'état sous la forme linéaire suivante [15][16]:

$$[ \dot{X}_s ] = A [ X_s ] + B_u \Delta U + B_v \Delta C_x \quad (II.29)$$

$$\begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_0 & M_{sr} \frac{\omega_0}{L_s} & i_{sq0} + M_{sr} \frac{i_{rq0}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{V_1}{L_s} \cos \delta_0 \\ -\frac{\omega_0}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{i_{sd0}}{\sigma} + \sqrt{3} \frac{K_n}{L_s} \sin \delta_0 \\ M_{sr} \frac{\omega_0}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & M_{sr} \frac{i_{sd0}}{\sigma L_r} - \sqrt{3} M_{sr} \frac{K_n}{\sigma L_r L_s} \sin \delta_0 \\ -p^2 M_{sr} \frac{i_{rq0}}{J} & 0 & -p^2 M_{sr} \frac{i_{sd0}}{J} & -\frac{f}{J} \end{pmatrix}$$

$$B_u = \begin{pmatrix} -V_{s0} \sin \delta_0 & 0 \\ -\frac{V_{s0}}{\sigma L_s} \cos \delta_0 & \frac{m_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ -M_{sr} \frac{V_{s0}}{\sigma L_r L_s} \cos \delta_0 & -\frac{1}{\sigma L_r} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; B_v = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{p}{J} \end{pmatrix}; X_s = \begin{pmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \\ \omega \end{pmatrix}; \Delta U = \begin{pmatrix} \Delta \delta \\ \Delta v_f \end{pmatrix}$$

#### II.4.6 DIMENSIONNEMENT DU REGLAGE D'ETAT

Le modèle échantillonné du système à régler est de la forme [27][28]:

$$x_s[k+1] = F_s x_s[k] + H_s U[k] + H_{sv} \Delta C_r[k] \quad (\text{II.30})$$

Les différents éléments de la matrice  $F_s$  sont donnés par la matrice de transition aux instants d'échantillonnage.

$$F_s = \Phi_c(T_e) \quad (\text{II.31})$$

et la matrice d'entrée et de perturbation par [28]:

$$\begin{cases} H_{su} = \Psi(T_e) B_u \\ H_{sv} = \Psi(T_e) B_v \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

avec:

$$\begin{cases} \Phi_c(T_e) = 1 + A\Psi(T_e) \\ \Phi_c(T_e) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (AT_e)^i \end{cases}$$

Les matrices  $F_s$ ,  $H_s$  et  $C_s$  du système à régler sont données par:

$$F_s = \begin{bmatrix} 0.0594 & 1.3158 & 12.3911 & -0.6280 \\ -0.6148 & -9.1768 & -85.7175 & 3.5750 \\ 0.0750 & 1.0733 & 10.0497 & -0.4475 \\ -1.2459 & -2.4273 & -23.0295 & 1.5457 \end{bmatrix}$$

$$H_s = \begin{bmatrix} -2.9226 & -0.0056 \\ 62.2995 & 0.0451 \\ -6.9188 & -0.0056 \\ 28.1241 & 0.0127 \end{bmatrix}; C_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Compte tenu du régulateur intégrateur

$$x_R[k+1] = x_R[k] - (\omega[k] - \omega_{ref}[k])$$

La représentation d'état échantillonné du système globale devient:

$$x[k+1] = Fx[k] + H\Delta U[k] + H_\omega \omega_{ref}[k] + H_v \Delta C_r[k]$$

où:

$$F = \begin{bmatrix} 0.0594 & 1.3158 & 12.3911 & -0.6280 & 0 & 0 \\ -0.6148 & -9.1768 & -85.7175 & 3.5750 & 0 & 0 \\ 0.0750 & 1.0733 & 10.0497 & -0.4475 & 0 & 0 \\ -1.2459 & -2.4273 & -23.0295 & 1.5457 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} -2.9226 & -0.0056 \\ 62.2995 & 0.0451 \\ -6.9188 & -0.0056 \\ 28.1241 & 0.0127 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; H_w = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; H_v = \begin{bmatrix} 0.1228 \\ -0.5826 \\ 0.0793 \\ -0.5651 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le système global est donc d'ordre  $n=6$  et posé de deux entrées, les matrices de commandabilité des deux sous-systèmes sont :

$$Q_{c1} = Q_{c2} = \begin{bmatrix} -2.9226 & -0.0056 & -21.5901 & -0.0189 & -64.9311 & -0.0530 \\ 62.2995 & 0.0451 & 123.6896 & 0.1184 & 401.9113 & 0.3255 \\ -6.9188 & -0.0056 & -15.4726 & -0.0144 & -49.0781 & -0.0399 \\ 28.1241 & 0.0127 & 55.2275 & 0.0470 & 168.3565 & 0.1399 \\ 0 & 0 & 6.9188 & 0.0056 & 22.3914 & 0.0200 \\ 0 & 0 & -28.1241 & -0.0127 & -83.3516 & -0.0597 \end{bmatrix}$$

D'après l'équation II.25, on obtient :

$$e_1^T = [-0.0502 \quad 0.1203 \quad 0.8968 \quad -0.0512 \quad -0.0902 \quad -0.0483] \\ e_1^T = 1000 * [0.2556 \quad -0.1356 \quad -1.3479 \quad -0.0047 \quad 0.3767 \quad 0.0325]$$

#### II.4.7 DETERMINATION DU MATRICE DE CONTRE REACTION

On impose pour les deux sous-systèmes  $i=1,2$  les mêmes pôles tel que :

$$z_{1,2} = e^{\zeta T_s} (\cos(-\zeta T_s) + j \sin(-\zeta T_s)) \\ z_3 = e^{-\zeta T_s}$$

Les pôles choisis sont déterminés comme suit :

$$z_{1,1,2} = 0.1510 + j0.2967 \\ z_{1,3} = 0.3329$$

selon la relation II.26, on forme le polynôme de matrices on obtient :

$$P_1 = P_2 = \begin{bmatrix} 2.0414 & 7.1368 & 67.7571 & -4.3364 & 0 & 0 \\ -13.1230 & -44.1393 & -418.4280 & 26.5105 & 0 & 0 \\ 1.5956 & 5.3847 & 51.0647 & -3.2511 & 0 & 0 \\ -5.7256 & -18.1120 & -172.2297 & 11.3632 & 0 & 0 \\ -0.6837 & -2.5138 & -24.4803 & 1.5629 & 0.5396 & 0 \\ 2.6906 & 8.7197 & 82.8198 & -5.9413 & 0 & 0.5396 \end{bmatrix}$$

$$g_1^T = [-0.0259 \quad -0.1082 \quad -0.9356 \quad 0.0567 \quad -0.0487 \quad -0.0260]$$

$$g_2^T = [7.0109 \quad -28.0303 \quad -502.1491 \quad 21.7061 \quad 203.2776 \quad 17.5346]$$

Enfin, la matrice de contre réaction d'état

$$K = \begin{bmatrix} -0.0259 & -0.1082 & -0.9356 & 0.0567 & -0.0487 & -0.0260 \\ 7.0109 & -28.0303 & -502.1491 & 21.7061 & 203.2776 & 17.5346 \end{bmatrix}$$

Par décomposition, on tire de la matrice de contra réaction d'état du système à régler

$$K_s = \begin{bmatrix} -0.0259 & -0.1082 & -0.9356 & 0.0567 \\ 7.0109 & -28.0303 & -502.1491 & 21.7061 \end{bmatrix}$$

et celle du régulateur intégrateur

$$K_f = \begin{bmatrix} 0.0487 & 0.0260 \\ -203.2776 & -17.6346 \end{bmatrix}$$

#### II.4.8 DETERMINATION DES COEFFICIENTS $K_w$ ET $K_v$

Les coefficients d'intervention de la consigne et de la perturbation sont donnés par:

$$K_w = \begin{bmatrix} 0.1606 & 0.0764 \\ -465.7835 & -77.1400 \end{bmatrix} ; \quad K_v = \begin{bmatrix} -0.0201 \\ 5.8787 \end{bmatrix}$$

#### II.4.9 RESULTATS DE SIMULATION

Après la synthèse du réglage d'état à partir du modèle d'état échantillonné linéaire autour d'un point de fonctionnement, nous simulons le fonctionnement de l'ensemble onduleur-MSA-commande. Dans ces travaux de simulation nous considérons le modèle non linéaire de la machine synchrone autopilotée.

Les résultats de la simulation montrent, lors du démarrage de la MSA (figure II.13, II.14) et lors d'une variation de la consigne (figure II.15, II.16), l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$ , du courant statorique  $I_a$ , l'angle de

commande  $\delta$ , la tension d'excitation  $V_f$  et le courant rotorique  $I_f$ . Par la suite, la machine étant en régime permanent, nous introduisons deux variations de la perturbation et nous relevons les mêmes grandeurs pour une référence de 1500 tr/min (figure II.17, II.18).

L'analyse de courbes de simulation permet de tirer les résultats suivants:

- La mise en oeuvre de la limitation sur l'angle de calage et l'intervention directe de la consigne imposent un établissement rapide de la vitesse, sans dépassement, lors de démarrage de MSA et pour une variation de la référence, tout en assurant une valeur raisonnable du courant de phase.
- L'effet de la perturbation est minimisé grâce à l'effet de la compensation. Ces performances sont satisfaisantes pour les utilisations industrielles à vitesse variable.
- On constate un bon amortissement des phénomènes transitoires conformément aux pôles imposés. Il existe un certain couplage entre les deux grandeurs de sortie. La grandeur de sortie  $I_f$  réagit transitoirement à un saut de la grandeur de consigne. De même, la grandeur de sortie  $N$  varie transitoirement à cause d'un saut de la grandeur de consigne de  $I_f$ . L'allure des grandeurs de sortie est très bien amortie. On obtient donc un comportement dynamique très satisfaisant.

## II.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, le réglage d'état est synthétisé pour une MSA associée à un onduleur de tension MLI alimentée en tension, dont le modèle de Park est utilisé sous la forme d'une équation d'état linéaire. Les caractéristiques dynamiques obtenues montrent que la dynamique de poursuite de la consigne est satisfaisante. En effet, avec différentes impositions des pôles, on peut prescrire plusieurs comportements dynamiques du système, un choix adéquat suivant la nature physique de ce dernier est nécessaire. Ainsi le rejet de la perturbation est efficace, grâce à l'effet de la compensation par les coefficients  $K_v$ .

L'incorporation de ce type de commande dans une structure de régulation afin d'assurer une fonction d'asservissement apparaît difficilement maîtrisable à cause de la limitation imposée par la linéarisation.

Le réglage nécessite que toutes les grandeurs d'état du système soient mesurables afin de pouvoir les mettre en contre-réaction pour imposer au système le comportement dynamique désiré. En pratique il est souvent très difficile de mesurer tous les éléments du vecteur d'état. Pour remédier au problème des informations incomplètes des états, on utilise l'observateur qui donne une solution excellente pour ce problème.



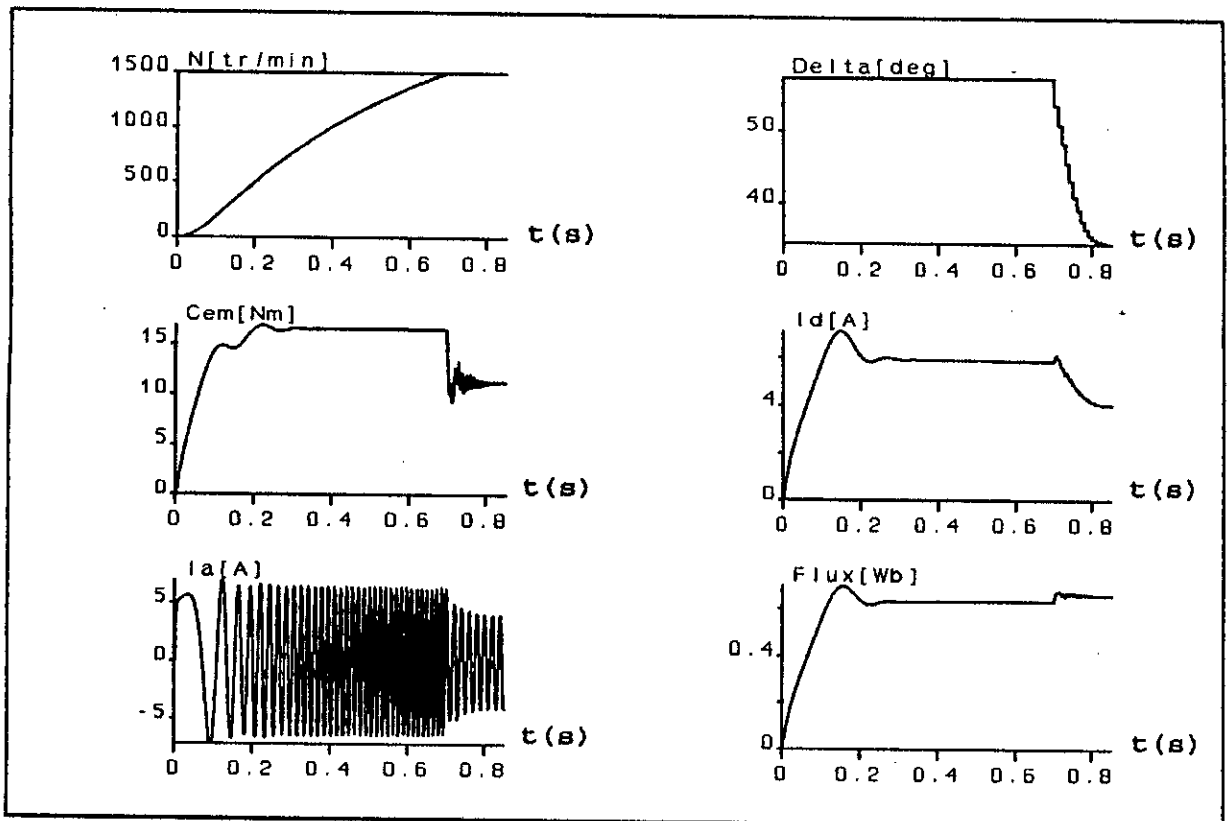


Fig II.13 Résultats de simulation lors du démarrage de la MSA (cas monovariable).

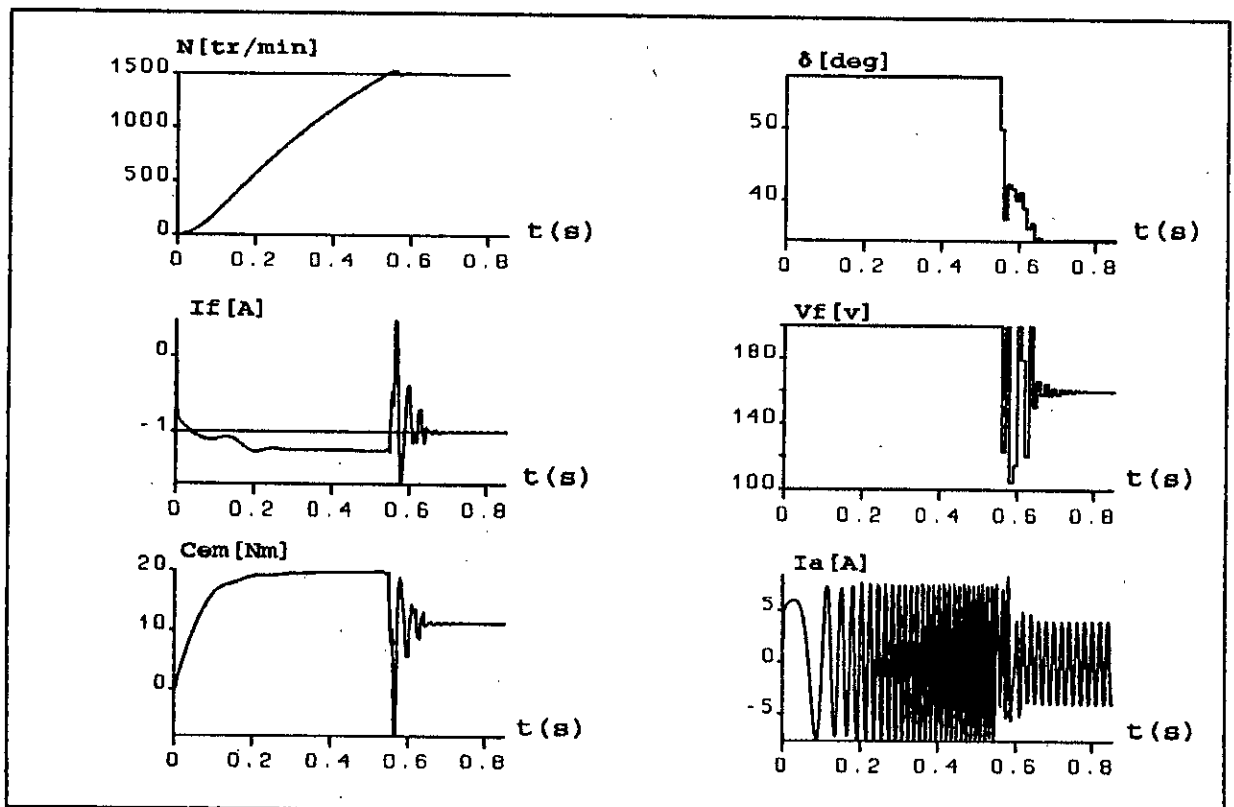


Fig II.14 Résultats de simulation lors du démarrage de la MSA (cas multivariable).

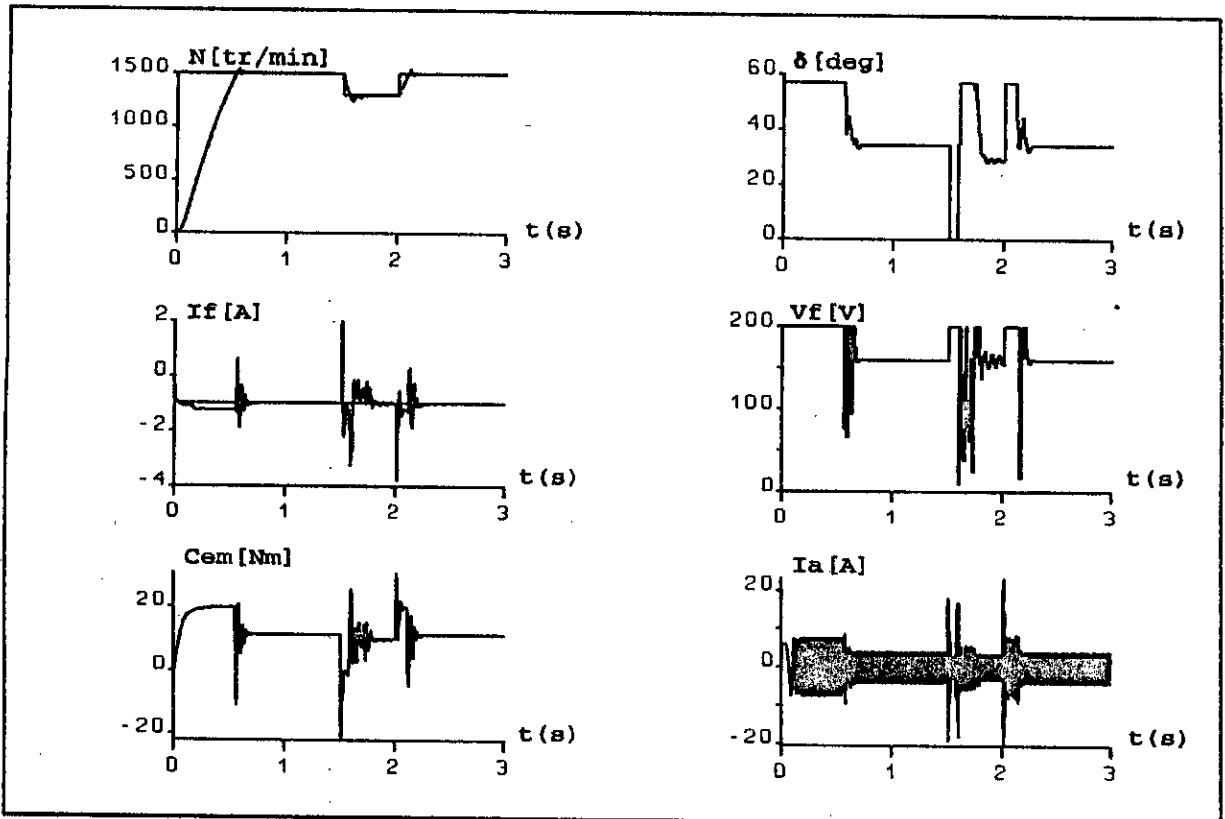


Fig II.15 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple variable).

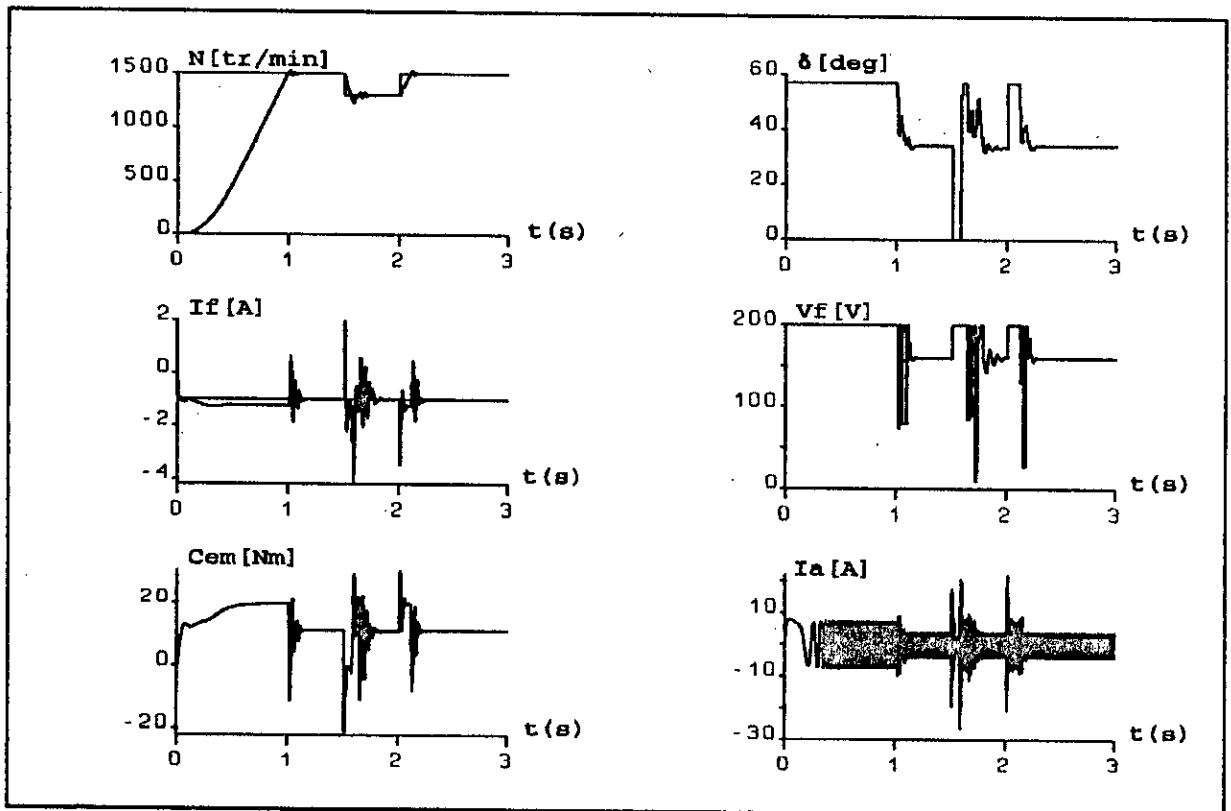


Fig II.16 résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple variable).

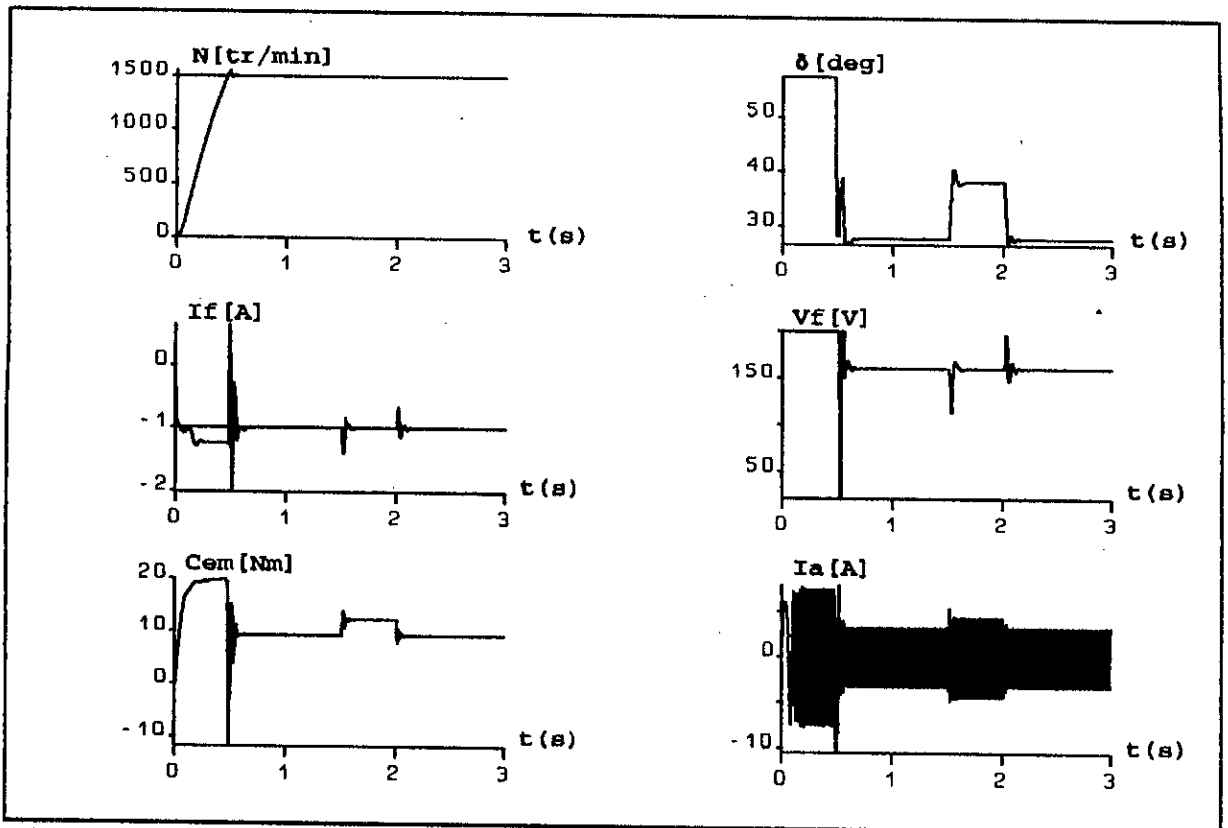


Fig II.17 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple constant).

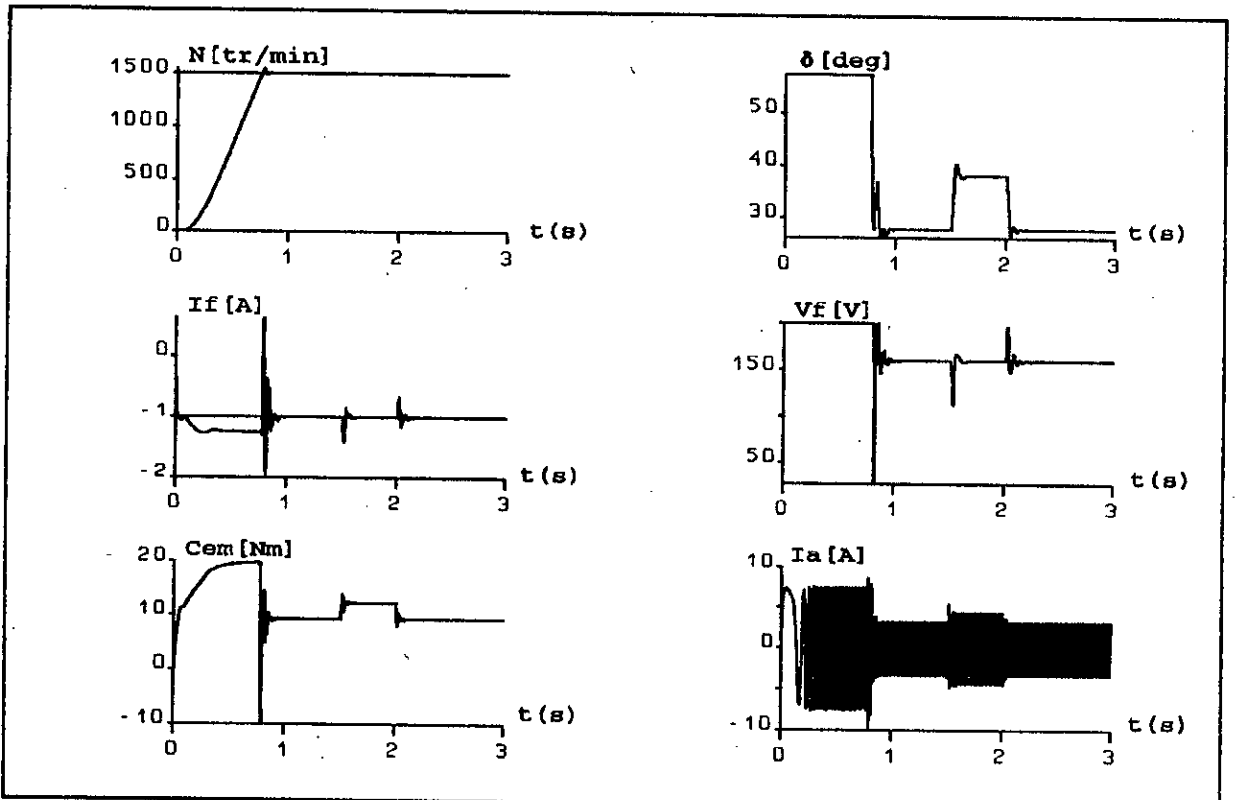


Fig II.18 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple constant).

# ***CHAPTER III***

# REGLAGE D'ETAT MULTIVARIABLE AVEC DECOUPLAGE

Dans ce chapitre, nous présentons la structure pour le découplage, ainsi que la méthode de détermination des différents coefficients de réglage. Cette structure est basée sur le modèle d'état linéaire du système à régler, par la suite, les coefficients déterminés sont utilisés dans la simulation basée sur le modèle non linéaire de la MSA. Enfin, nous présentons la simulation de l'ensemble onduleur MLI-MSA mini du réglage par retour d'état avec découplage.

## III.1 STRUCTURE POUR LE DECOUPLAGE

La figure III.1 montre la structure du réglage d'état permettant le découplage du système global. Par rapport à la structure du réglage d'état de système multivariable. Selon la figure II.2, on a ajouté un bloc contenant la matrice  $K_u$ . Ce bloc est indispensable pour garantir le découplage entre le nouveau vecteur de commande  $U_0[k]$  et le vecteur de sortie  $Y[k]$ . On peut appeler la matrice  $K_u$  matrice d'entrée de découplage. La matrice de contre réaction d'état du régulateur  $k_R'$  et la matrice d'intervention directe  $K_w'$  doivent être des matrices diagonales pour garder le découplage du système global ferme [27][28].

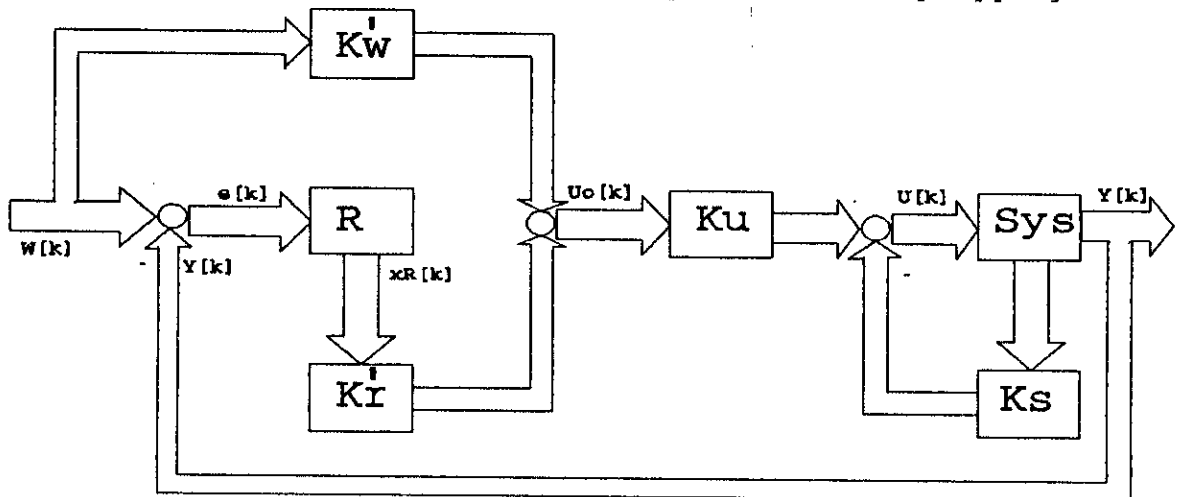


Fig III.1 Représentation schématique de la structure du réglage d'état avec découplage d'un système multivariable

Dans le contexte du découplage, on ne tiendra pas compte des grandeurs de perturbation. En effet, l'influence des grandeurs de perturbation sur un système multivariable peut être très différente

de cas en cas et ne permet pas un traitement général. En plus, on envisage normalement un découplage uniquement entre le vecteur de consigne  $w[k]$  et le vecteur de sortie  $Y[k]$  [27].

### III.2 SYSTEME D'EQUATION

Pour le système à régler on a les relations suivantes (sans l'influence du vecteur de perturbation) [16][30]:

$$\begin{aligned} x_s [ k + 1 ] &= F_s x_s [ k ] + H_s U [ k ] \\ Y [ k ] &= C_s x_s [ k ] \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

Le régulateur intégrateur est donné par [16][28]:

$$x_R [ k + 1 ] = x_R [ k ] + w [ k ] - Y [ k ] \quad (\text{III.2})$$

Le vecteur de commande [27]:

$$\begin{aligned} U [ k ] &= -K_s x_s [ k ] + K_u U_0 [ k ] \\ &\text{et} \\ U_0 [ k ] &= K_R x_R [ k ] + K_w w [ k ] \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

### III.3 EQUATIONS DU SYSTEME A REGLER AVEC CONTRE REACTION D'ETAT

Lorsqu'on introduit la relation (III.2) pour le vecteur de commande dans l'équation (III.1), on obtient [27]:

$$x_s [ k + 1 ] = ( F_s - H_s K_s ) x_s [ k ] + H_s K_u U_0 [ k ] \quad (\text{III.4})$$

Pour le système à régler avec contre réaction d'état, on obtient [27]:

$$G [ k ] = C_s ( F_s - H_s K_s )^{k-1} H_s K_u \quad ; \quad k > 1 \quad (\text{III.5})$$

On obtient le découplage envisagé lorsque les matrices  $G[k]$  sont des matrices diagonales pour n'importe quelle valeur de l'instant d'échantillonnage  $k$ .

### III-4 DETERMINATION DE LA MATRICE D'ENTREE DE DECOUPLAGE

A l'instant d'échantillonnage  $k=1$ , on impose la matrice  $G[k]$ , égale à la matrice unité qui est une matrice diagonale.

$$G[1] = 1_m \quad (\text{III.6})$$

Est une matrice  $(m,m)$  avec le nombre  $m$  des grandeurs de commande. Avec (III.5), on obtient:

$$C_s H_s K_u = 1_m \quad (\text{III.7})$$

d'on la matrice d'entrée de découplage

$$K_u = (C_s H_s)^{-1} \quad (\text{III.8})$$

Afin que l'inversion soit possible, il est indispensable que le produit  $C_s H_s$  donne une matrice (m,m) régulière. C'est en général le cas pour les systèmes échantillonnés. Par la suite, on suppose que cette condition est vérifiée.

### III.5 DETERMINATION DE LA MATRICE DE CONTRE REACTION D'ETAT

Pour déterminer la matrice de contre réaction d'état  $K_s$  du système à régler, on considère l'instant d'échantillonnage  $k=2$ . pour  $G[2]$ , on impose:

$$G[2] = \Lambda \quad (\text{III.9})$$

A l'aide de la relation (III.5), on obtient:

$$C_s (F_s - H_s K_s) H_s K_u = \Lambda \quad (\text{III.10})$$

Compte tenu de (III.8), il est possible de transformer cette relation en [27]:

$$C_s (F_s - H_s K_s) H_s = \Lambda C_s H_s \quad (\text{III.11})$$

On obtient alors pour la matrice de contre réaction d'état

$$K_s = (C_s H_s)^{-1} (C_s F_s - \Lambda C_s) \quad (\text{III.12})$$

### III.6 VERIFICATION DU DECOUPLAGE DE LA SUITE DE PONDERATION

Les matrices  $K_u$  et  $K_s$  étant déterminées de sorte que la matrice de la suite de pondération  $G[k]$  soit diagonale pour  $k=1$  et  $2$ , il est nécessaire de vérifier si le découplage est aussi garanti pour  $k>2$ .

Pour  $k=3$ , on obtient de (III.5)

$$G[3] = C_s (F_s - H_s K_s)^2 U_s K_u = (C_s F_s - C_s H_s K_s) (F_s - H_s K_s) H_s K_u \quad (\text{III.13})$$

$$G[3] = \Lambda C_s (F_s - H_s K_s) H_s K_u = \Lambda^2 \quad (\text{III.14})$$

$G[3]$  est une matrice diagonale, le découplage est également garanti pour  $k=3$ .

pour  $k=4$ ,

$$G[4] = C_s (F_s - H_s K_s)^3 H_s K_u = \Lambda G[3] = \Lambda^3$$

La matrice  $G[4]$  est aussi diagonale; il existe donc également découplage pour  $k=4$ .

Il en ressort que la solution générale doit être

$$G [ k ] = \Lambda^{k-1} \quad (\text{III.15})$$

Le système à régler avec contre réaction d'état est donc effectivement découplé pour n'importe quelle valeur de l'instant d'échantillonnage  $k$ .

### III.7 EQUATION D'ETAT DU SYSTEME A REGLER DECOUPLE

Pour le vecteur de sortie du système à régler avec contre réaction d'état, on peut établir l'équation suivante [27]:

$$Y[k+1] = C_s x_s[k+1] = C_s (F_s - H_s K_s) x_s[k] + C_s H_s K_u U_0[k] \quad (\text{III.16})$$

Lorsqu'on tient compte de (III.11) et de (III.8), on trouve:

$$Y [ k + 1 ] = \Lambda C_s x_s [ k ] + U_0 [ k ] \quad (\text{III.17})$$

où:

$$Y [ k + 1 ] = \Lambda Y [ k ] + U_0 [ k ]$$

On obtient donc une équation aux différences du premier ordre pour le vecteur de sortie  $Y[k]$ . Puisque la matrice  $\Lambda$  est une matrice diagonale, on trouve aussi par cette relation le découplage du système à régler. En plus, on voit que les éléments  $\lambda_i$  de la matrice  $\Lambda$  déterminent le comportement dynamique de chaque sous système du premier ordre. En effet, on peut décomposer la relation (III.17) et on aboutit avec  $i=1, \dots, m$  à des équations aux différences scalaires du premier ordre [27]:

$$Y_i[k+1] = \lambda_i Y_i[k] + U_{0i}[k] \quad (\text{III.18})$$

### III.8 SYSTEME A REGLER DECOUPLER AVEC REGULATEUR INTEGRATEUR

L'équation d'état matricielle (III.2) du régulateur intégrateur peut également être décomposée selon ses éléments et on trouve [27]:

$$x_{Ri}[k+1] = x_{Ri}[k] + w_i[k] - Y_i[k] \quad (\text{III.19})$$

De la même manière, on peut décomposer la relation (III.3), étant donné que les matrices  $K_R'$  et  $K_W'$  sont des matrices diagonales. on obtient alors [27]:

$$U_{0i}[k] = k'_{Ri}[k] + k'_{wi}[k] \quad (\text{III.20})$$

On voit qu'il existe  $i=1, \dots, m$  sous système indépendants d'ordre deux, Il est possible d'introduire pour chaque sous système un vecteur d'état selon.



$$x'_i[k] = \begin{pmatrix} Y_i[k] \\ x_{Ri}[k] \end{pmatrix} \quad (\text{III.21})$$

On peut réunir les équations (III.18) à (III.20) en une seule équation matricielle de la forme [27].

$$x'_i[k+1] = \begin{pmatrix} \lambda_i & k'_{Ri} \\ -1 & 1 \end{pmatrix} x'_i[k] + \begin{pmatrix} k'_{wi} \\ 1 \end{pmatrix} w_i[k] \quad (\text{III.22})$$

On obtient l'équation caractéristique par:

$$P_i(Z) = \det \begin{pmatrix} Z - \lambda_i & -k'_{Ri} \\ 1 & Z - 1 \end{pmatrix} = Z^2 - (1 + \lambda_i)Z + (\lambda_i + k'_{Ri}) \quad (\text{III.23})$$

On peut exprimer cette équation caractéristique sous la forme:

$$P_i(Z) = Z^2 + \alpha_{i,1}Z + \alpha_{i,0} \quad (\text{III.24})$$

avec:

$$\alpha_{i,1} = -(Z_{i,1} + Z_{i,2}) \quad ; \quad \alpha_{i,0} = Z_{i,1} * Z_{i,2} \quad (\text{III.25})$$

A chaque sous système, on peut imposer deux pôles. Au niveau du système global fermé, on peut donc imposer au total  $2 * m$  pôles. Les coefficients  $(\lambda_i, k'_{Ri})$  du régulateur intégrateur multivariable sont donc immédiatement en relation avec les pôles imposés au système global fermé.

### III.9 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE L'INTERVENTION DIRECTE DES GRANDEUR DE CONSIGNE

La détermination des coefficients  $K'_{wi}$  de l'intervention directe des grandeurs de consigne, utilisé la méthode de compensation d'un pôle de chaque sous système du système global en boucle fermé [27][128][29][30].

$$k'_{wi} = \frac{k'_{Ri}}{1 - Z_{i,1}} \quad (\text{III.26})$$

$Z_{i,1}$  est, avec  $l=1$  ou  $2$ , le pôle qu'on désiré composer.

### III.10 MATRICE DE CONTRE REACTION D'ETAT ET MATRICE D'INTERVENTION DIRECTE

D'après la relation (III.3), on obtient l'expression [27]:

$$U[k] = -K_s x_s[k] + k_u k'_{R} x_R[k] + k_u k'_w w[k] \quad (\text{III.27})$$

Elle prend la forme:

$$U[k] = -Kx[k] + K_w \omega[k] \quad (\text{III.28})$$

La matrice de contre réaction d'état:

$$K = [K_g \quad -K_R]$$

avec:

$$K_R = K_u K_R'$$

La matrice d'intervention directe

$$K_w = K_u K_w'$$

Pour le vecteur de commande  $U[k]$ , on aboutit donc, dans le cas présent du découplage, pour le réglage d'état multivariable. L'algorithme du réglage d'état ne change pas lors du découplage. Ce sont uniquement les éléments des matrices  $K$  et  $K_w$  qui prennent des valeur numérique différentes.

### III.11 DETERMINATION DES MATRICES DU REGLAGE D'ETAT AVEC DECOUPLAGE

On reprendra le modèle de la MSA, afin d'illustrer la matrice à suivre pour la Détermination des matrices du réglage d'état avec Découplage. Le système à régler est décrit par les matrices  $F_s$ ,  $H_s$  et  $C_s$ .

On impose pour chaque sous système les pôles  $Z_{i,1} = Z_{i,2} = 0.40$ , on trouve  $\lambda_1 = \lambda_2 = -0.1869$  et  $K_{R1}' = K_{R2}' = 0.3522$ . Les matrices  $\Lambda$  et  $K_R'$  deviennent donc:

$$\Lambda = \begin{pmatrix} -0.1869 & 0 \\ 0 & -0.1869 \end{pmatrix}; \quad K_R' = \begin{pmatrix} 0.3522 & 0 \\ 0 & 0.3522 \end{pmatrix}$$

Lorsqu'on on compense dans chaque sous système le pôle  $Z_{i,2} = 0.9$ , on obtient  $K_{w1}' = K_{w2}' = 0.5934$  et par conséquent

$$K_w' = \begin{pmatrix} 0.5934 & 0 \\ 0 & 0.5934 \end{pmatrix}$$

La matrice d'entrée de découplage

$$K_u = (C_s H_s)^{-1} = \begin{pmatrix} 0.1794 & 0.0797 \\ -397.35 & -97.75 \end{pmatrix}$$

La matrice de contre réaction d'état du système à régler

$$K_s = \begin{pmatrix} -0.1 & 0 & 0 & 0.1 \\ 92 & -189.2 & -1816.4 & 8.5 \end{pmatrix}$$

On obtient la matrice de contre réaction d'état du régulateur intégrateur

$$K_R = K_u K_R' = \begin{pmatrix} 0.0632 & 0.0281 \\ -139.9334 & -34.4248 \end{pmatrix}$$

On peut composer la matrice de contre réaction d'état :

$$K = \begin{pmatrix} -0.1 & 0 & 0 & 0.1 & -0.0632 & -0.0281 \\ 92 & -189.2 & -1816.4 & 8.5 & 139.93 & 34.42 \end{pmatrix}$$

Enfin, la matrice d'intervention directe

$$K_w = K_u K_w' = \begin{pmatrix} 0.1065 & 0.0473 \\ -235.80 & -58.00 \end{pmatrix}$$

### III.12 RESULTATS DE SIMULATION

Après la synthèse du réglage d'état à partir de modèle d'état échantillonné linéaire autour d'un point de fonctionnement, nous simulons le fonctionnement de l'ensemble onduleur-MSA-commande. Dans ces travaux de simulation nous considérons le modèle non linéaire de la machine synchrone autopilotée.

Les résultants de la simulation montrent, lors du démarrage de la MSA (figure III.2,) et lors d'une variation de la consigne (figure III.3, III.4), l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$ , du courant statorique  $I_a$ , l'angle de commande  $\delta$ , le courant rotorique  $I_f$ , et tension d'excitation  $V_f$  pour deux types de charge.

Par la suite, la machine étant en régime permanent, nous introduisons deux variations de perturbations et nous relevons les mêmes grandeurs pour une référence de 1500 tr/min (figure III.5). On constate le découplage de la grandeur de sortie  $N[k]$  par rapport à  $W_1[k]$  et de  $I_f[k]$  par rapport à  $W_2[k]$  aux instants d'échantillonnage. Cependant, entre les instants d'échantillonnage, il existe un couplage non négligeable et on trouve une oscillation relativement mal amortie.

Une comparaison des résultats obtenus sans découplage montre que pour le système à régler pris en considération, on obtient un comportement dynamique qui est plus satisfaisant dans le cas sans découplage.

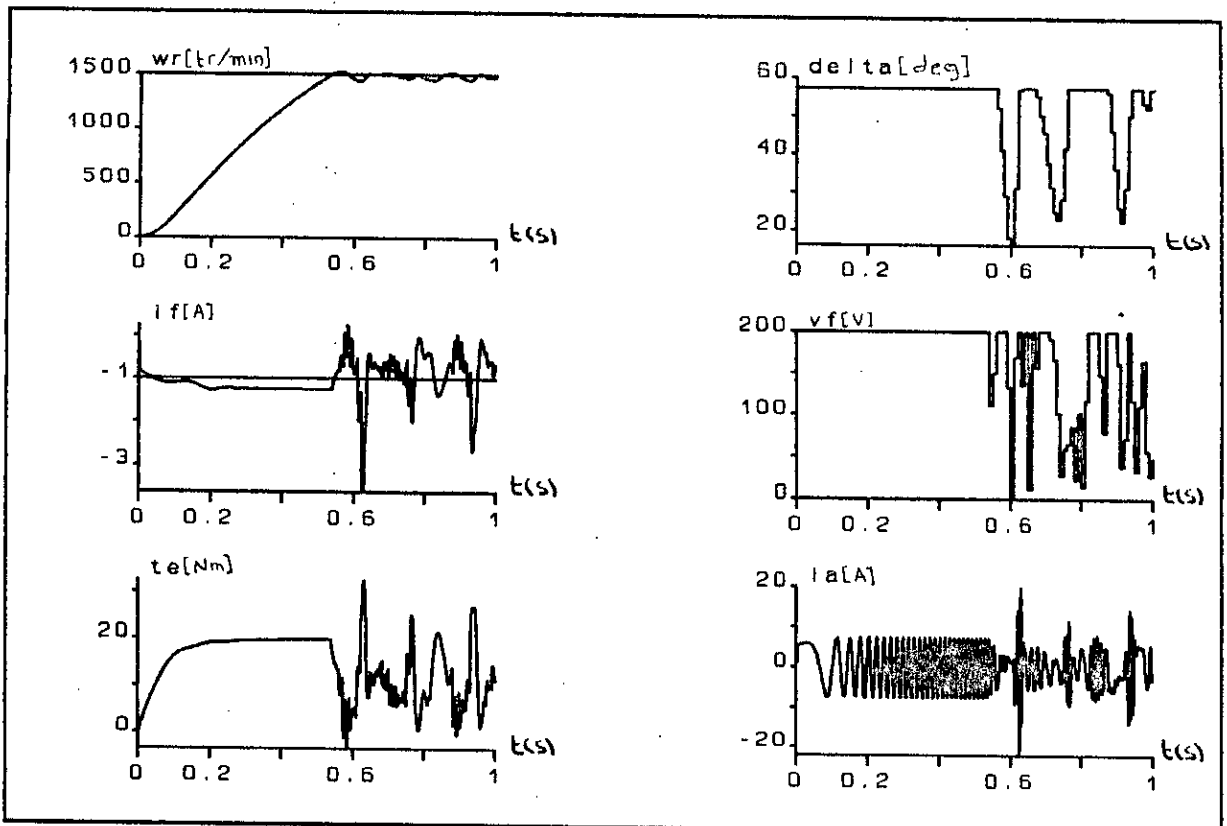


Fig III.2 Résultats de simulation lors du démarrage de la MSA avec découplage (couple variable).

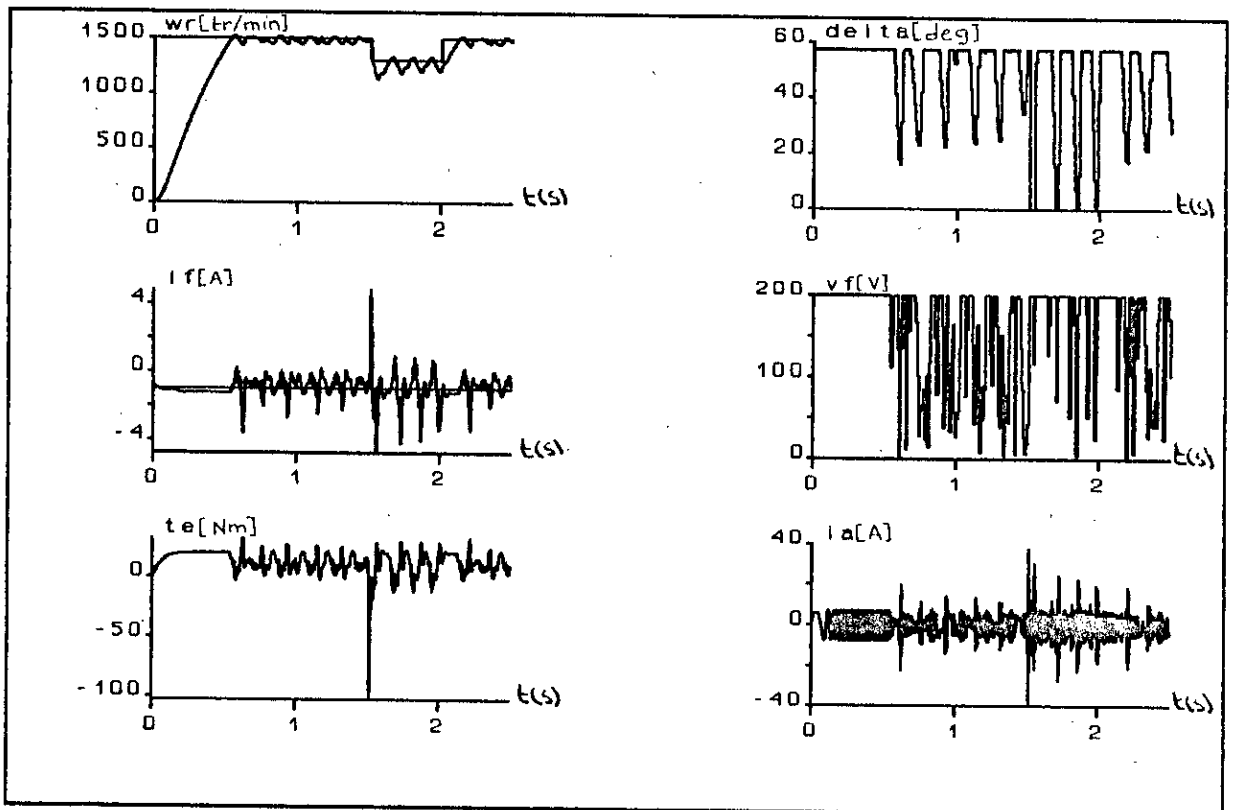


Fig III.3 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple variable).

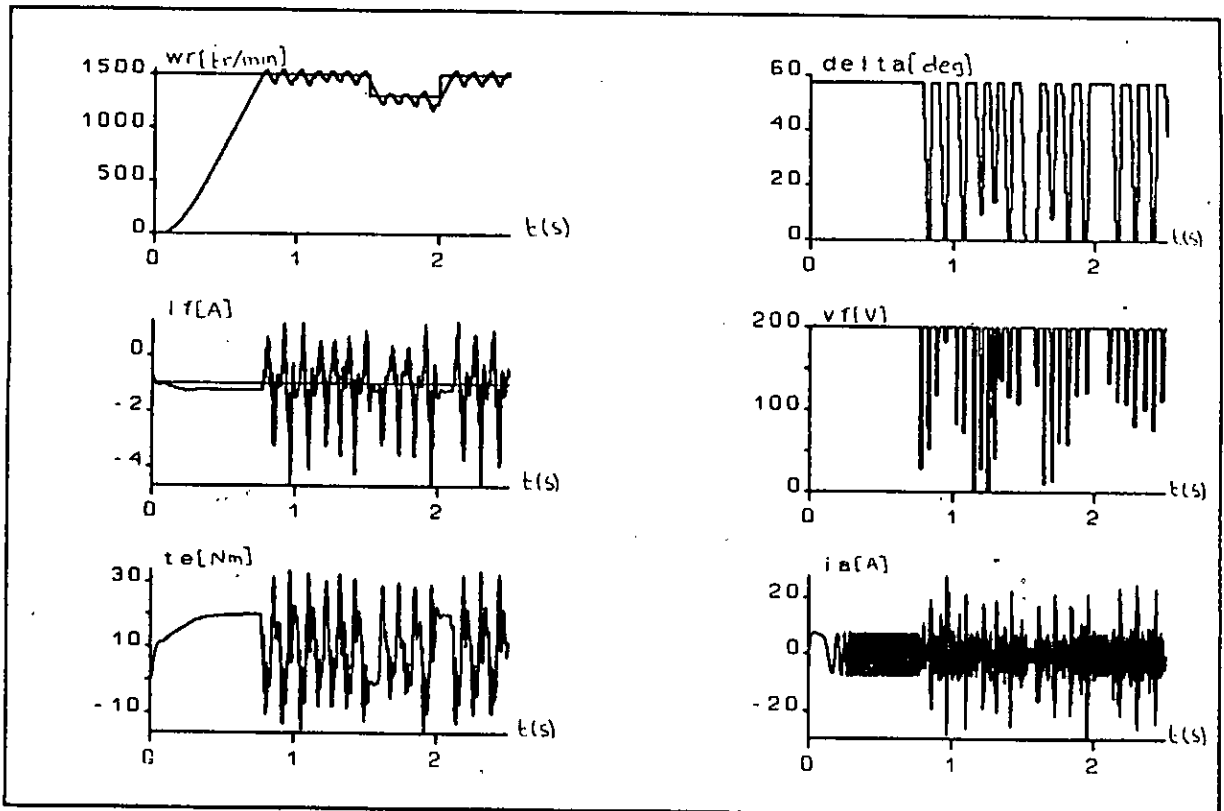


Fig III.4 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple constant).

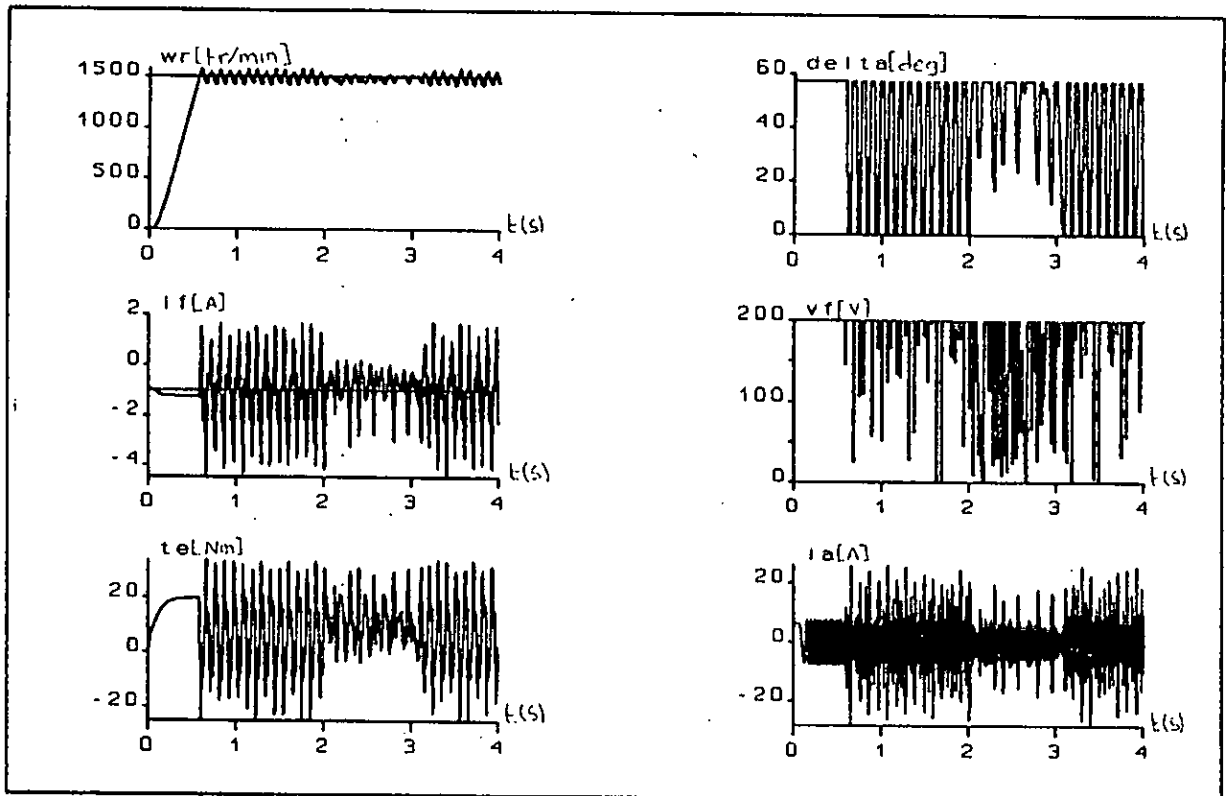


Fig III.5 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge.

## *CHAPITRE IV*

# REGLAGE D'ETAT MULTIVARIABLE DE LA MACHINE SYNCHRONE AVEC OBSERVATEURS

La commande de la MSA avec le réglage par retour d'état, nécessite la disponibilité de l'information sur toutes les variables d'état à chaque période d'échantillonnage. Cependant, les éléments du vecteur d'état ne sont pas tous facilement mesurables. Pour surmonter le problème du manque d'information sur les états, on fait appel à l'observateur d'état. Celui-ci fournit une solution élégante pour ce type de problème, et réalise ainsi l'implantation de la commande basée sur l'approche d'imposition des pôles en boucles fermée [30][150][52].

L'objectif de l'observateur est de trouver la meilleure estimation de l'ensemble des variables définissant l'état du système compte tenu des mesures effectuées périodiquement sur les entrées et les sorties du système. Contrairement à l'estimateur, l'observateur est constitué non seulement du modèle de la machine mais aussi d'une boucle de retour correctrice dont le rôle est d'éliminer l'erreur entre les grandeurs de sortie observées et mesurées [27][30].

Pour remplacer l'estimateur basé sur le modèle mathématique de la machine, on fait appel à un observateur d'état calculé à partir du modèle linéaire.

Dans ce chapitre, nous commençons dans un premier temps par le dimensionnement de l'observateur d'état d'ordre global, puis l'observateur d'état et de perturbation. Ensuite, le dimensionnement de l'observateur d'ordre réduit est effectué, en appliquant le principe de séparation. Chacun des observateurs d'état est testé en boucle ouverte puis incorporé dans la chaîne de régulation. Enfin nous simulons le réglage de vitesse en utilisant chacun des observateurs ainsi étudiés.

## IV.1 REGLAGE DE LA MACHINE SYNCHRONE AVEC OBSERVATEUR D'ETAT GLOBAL

### IV.1.1 STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR

La structure de l'observateur d'état global est présentée dans la figure IV.1, où  $X_b[k]$  est le vecteur d'état observé, tandis que  $e_b[k]$  étant l'écart d'observation, mis en contre réaction par l'intermédiaire du vecteur de contre réaction  $k_b$ . Cette terme

permet à l'observateur de s'adapter à l'état du système à régler [27][28][48].

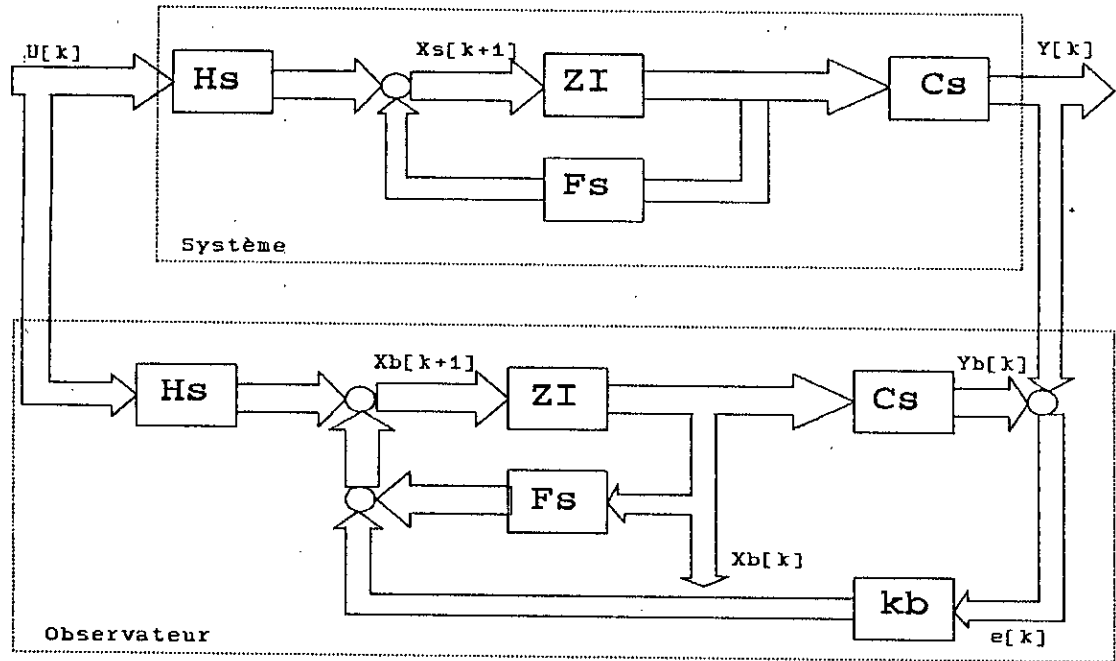


Fig IV.1 Structure de l'observateur d'état global

Les pôles de l'observateur sont généralement choisis de manière que les réponses de l'observateur soient plus rapides que ceux du système à observer. L'avantage dans la conception d'un observateur est que sa conception n'est pas du type hardware mais un programme sur un ordinateur. Il est possible d'augmenter la rapidité des réponses jusqu'à l'obtention du temps d'établissement minimal. Dans ce cas l'observateur converge rapidement vers les vrais états [27][30].

#### IV.1.2 SYSTEME D'EQUATION

Soit un système décrit dans l'espace d'état par les équations:

$$\begin{cases} x_s[k+1] = F_s x_s[k] + H_s U[k] + H_{sv} V[k] \\ Y[k] = C_s x_s[k] \end{cases} \quad (IV.1)$$

Une meilleure procédure, pour obtenir un estimé  $X_b[k]$  de  $X[k]$ , est de considérer que, l'estimé représente la sortie d'un système dynamique excité par la sortie mesurée  $Y_s[k]$  et l'entrée  $U[k]$  [30][39][48][49].

$$X_b[k+1] = F_b X_b[k] + H_b U[k] + k_b Y_s[k] \quad (IV.2)$$

La synthèse de l'observateur nécessite le calcul de  $F_b$ ,  $H_b$ ,  $k_b$ , de telle manière que l'erreur:



$$\hat{x}[k] = x_s[k] - x_b[k]$$

soit le plus faible possible.

Le vecteur observée étant donné par:

$$\hat{x}_b[k+1] = F_b x_b[k] + (F_s - F_b - k_b C_s) x_s[k] + (H_s - H_b) U[k] \quad (IV.3)$$

Pour que l'erreur tende asymptotiquement vers zéro, indépendamment de  $x_s[k]$  et  $U[k]$ , on doit avoir:

$$\begin{cases} F_b = F_s - k_b C_s \\ H_b = H_s \end{cases}$$

Le modèle d'état de l'observateur adopté est aussi donné par:

$$\begin{cases} x_b[k+1] = F_b x_b[k] + H_b U[k] + k_b e[k] \\ Y_b[k] = C_s x_b[k] \\ \hat{x}_b[k+1] = F_b \hat{x}_b[k] \end{cases} \quad (IV.4)$$

L'expression  $k_b * e(k)$  est un terme correctif, introduit pour les raisons suivantes:

- L'existence des bruits;
- Les mesures ne sont pas parfaitement précises;
- Le manque de précision sur les matrices du système, et sur ses conditions initiales [39].

#### Remarques:

1/ L'erreur d'observation ne dépend pas de la grandeur de commande;

2/ Le comportement dynamique propres de l'observateur ne dépend que de la matrice  $k_b$ .

### IV.1.3 SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR

#### IV.1.3.1 Détermination du gain de l'observateur

La matrice de contre réaction  $k_b(n,p)$  ( $p$ : nombre des grandeurs de sortie), possède  $n * p$  éléments, dont seulement  $n$  éléments sont déterminés par le choix des valeurs propres de la matrice  $F_b$ . La méthode de détermination de  $k_b$  est identique à celle présentée pour le réglage d'état. C'est une méthode qui utilise la forme canonique d'observation [27][40][48][50][51].

Le choix de toutes les valeurs propres de l'observateur à l'origine garantit un temps d'établissement fini et une erreur d'observation qui s'annule le plus rapidement possible.

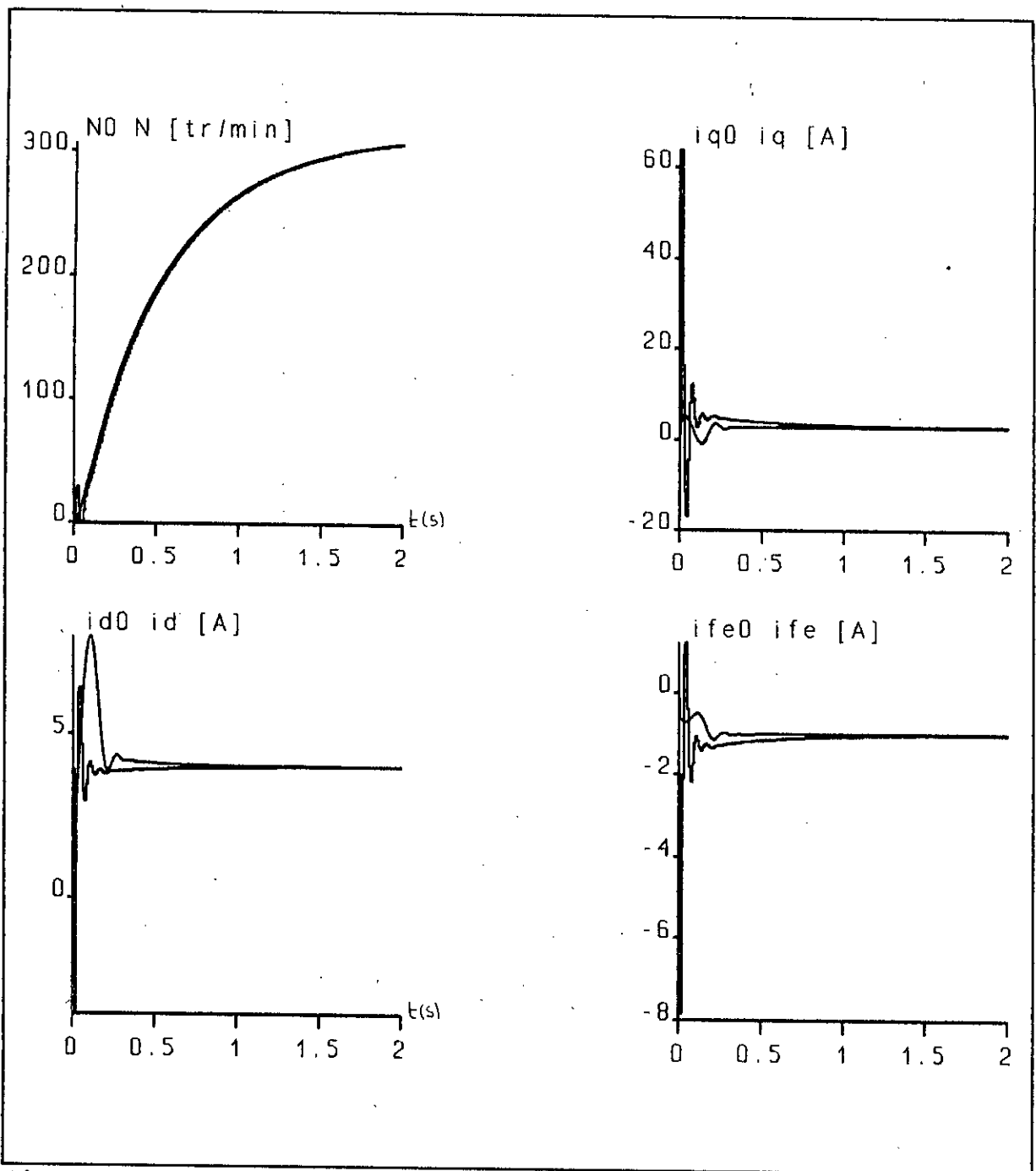


Fig IV.2 Résultats de simulation. Comportement des grandeurs réelles et estimées, lors d'un essai en boucle ouverte

La figure IV.2 montre que pendant le régime transitoire, l'observateur est loin de nous fournir des estimations plus ou moins proches des grandeurs réelles, ce qui est confirmé par les courbes représentant l'erreur d'observation.

En régime permanent, en comparant les grandeurs observées à celles du système à régler, l'état de l'observateur est très voisin de l'état. Il peut être donc incorporer dans une chaîne de régulation.

## IV.1.4 REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR

La structure générale du réglage d'état avec observateur d'état global est représentée par la figure IV.3 [27][30]:

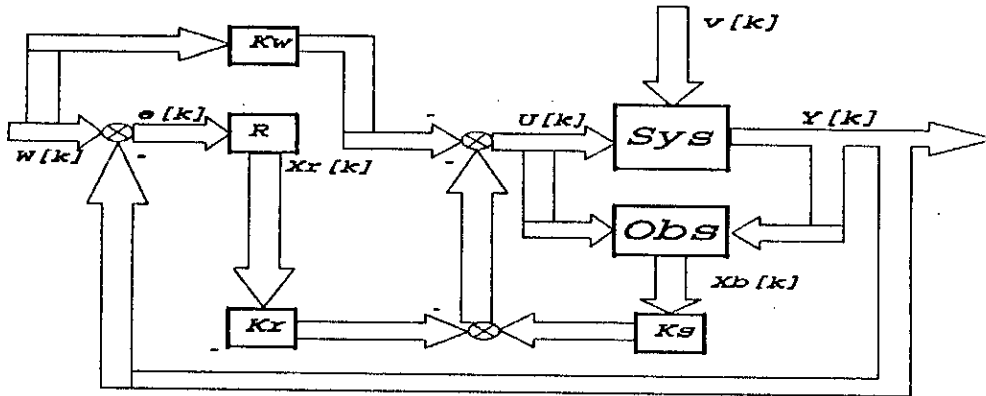


Fig IV.3 Structure générale du réglage d'état avec observateur

Pour la synthèse de notre observateur nous avons choisi les pôles à l'origine. Nous obtenons les coefficients suivants:

$$k_b = [0.0336 \quad -0.5451 \quad 0.0527 \quad 0.1498]$$

## IV.1.5 SIMULATION

Pour évaluer les performances du réglage par retour d'état multivariable avec observateur global appliqué à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension, nous simulons le fonctionnement en temps réel du système global.

Les résultats de la simulation montrent le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine: la vitesse  $N$ , le couple électromagnétique  $C_{em}$ , le courant de phase  $I_a$ , l'angle de calage  $\delta$ , courant d'excitation  $I_{fe}$  et tension d'excitation  $V_f$ . Il est simulé, dans un premier temps, le démarrage à charge nominale de la machine pour une référence de 1500 tr/min (figures IV.4, IV.5). Lorsque le régime permanent est atteint, une augmentation brusque de la charge est introduite (figures IV.6, IV.7). Il est simulé, ensuite, une variation de la référence de vitesse (1500 à 1300 à 1500 tr/min) (figures IV.8, IV.9).

On constate que le rejet de la perturbation est affecté cela dû au fait que la perturbation ne figure pas dans la commande ( $k_v = [0]$ ). En outre, on a remarqué que le principe de séparation n'est pas toujours vérifié pour n'importe quelles impositions des pôles, cela est raisonnable dans la mesure où notre modélisation néglige la non linéarité du système.

Par ailleurs il est nécessaire de compléter l'observateur d'état afin d'observer correctement le vecteur d'état et les grandeurs de perturbations.

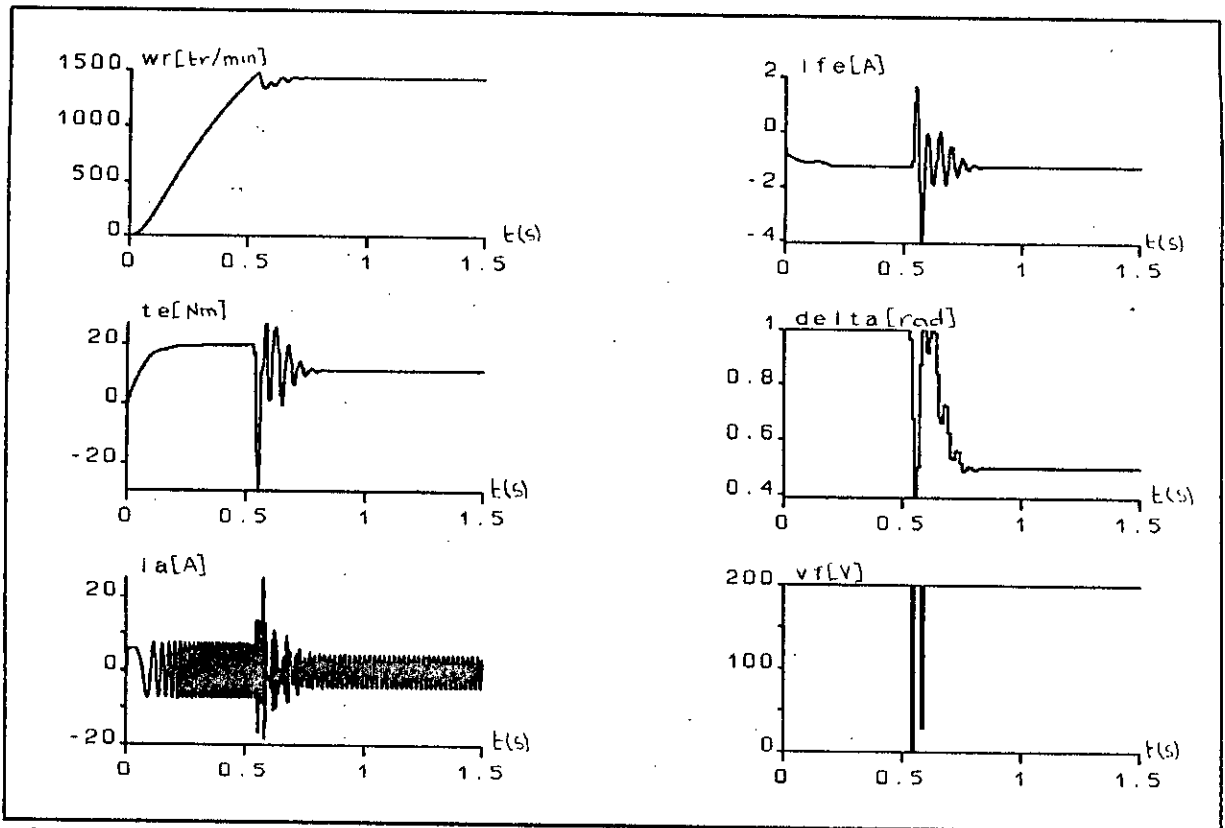


Fig IV.4 Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge (couple variable).

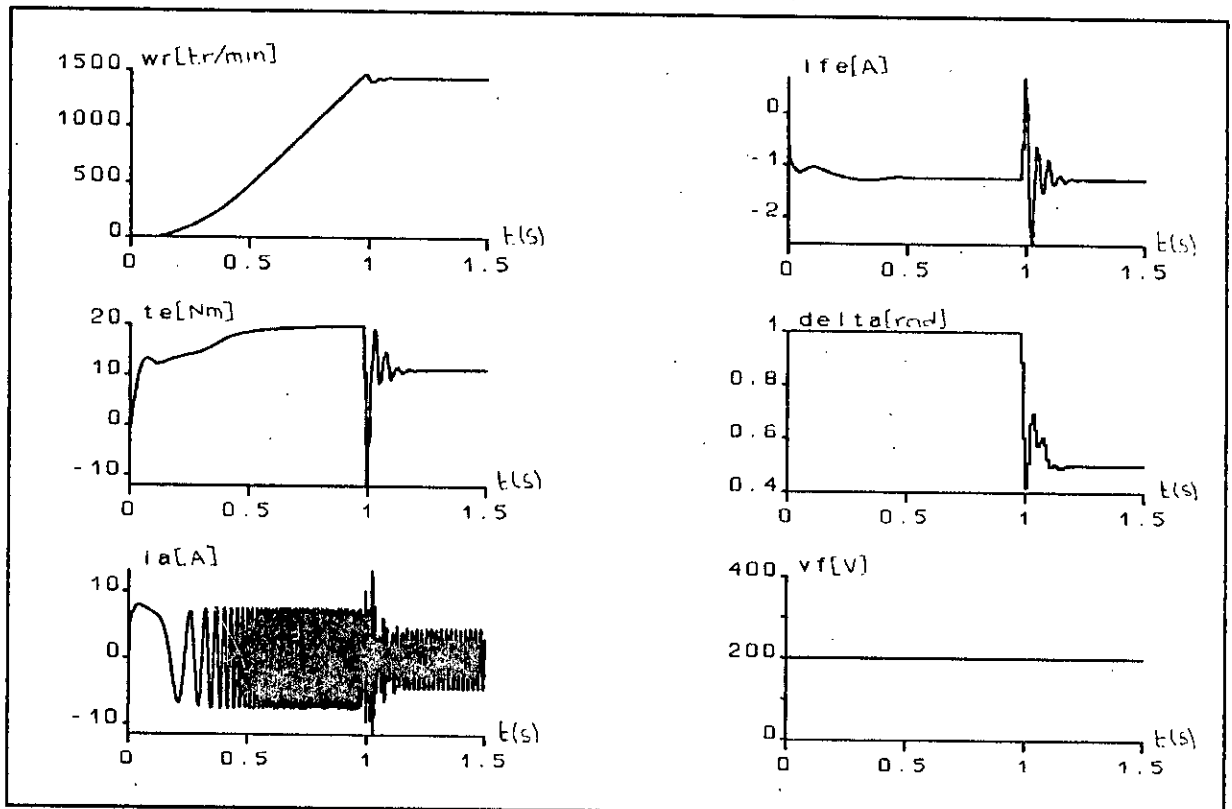


Fig IV.5 Résultats de simulation lors d'un démarrage de la MSA (couple constant).

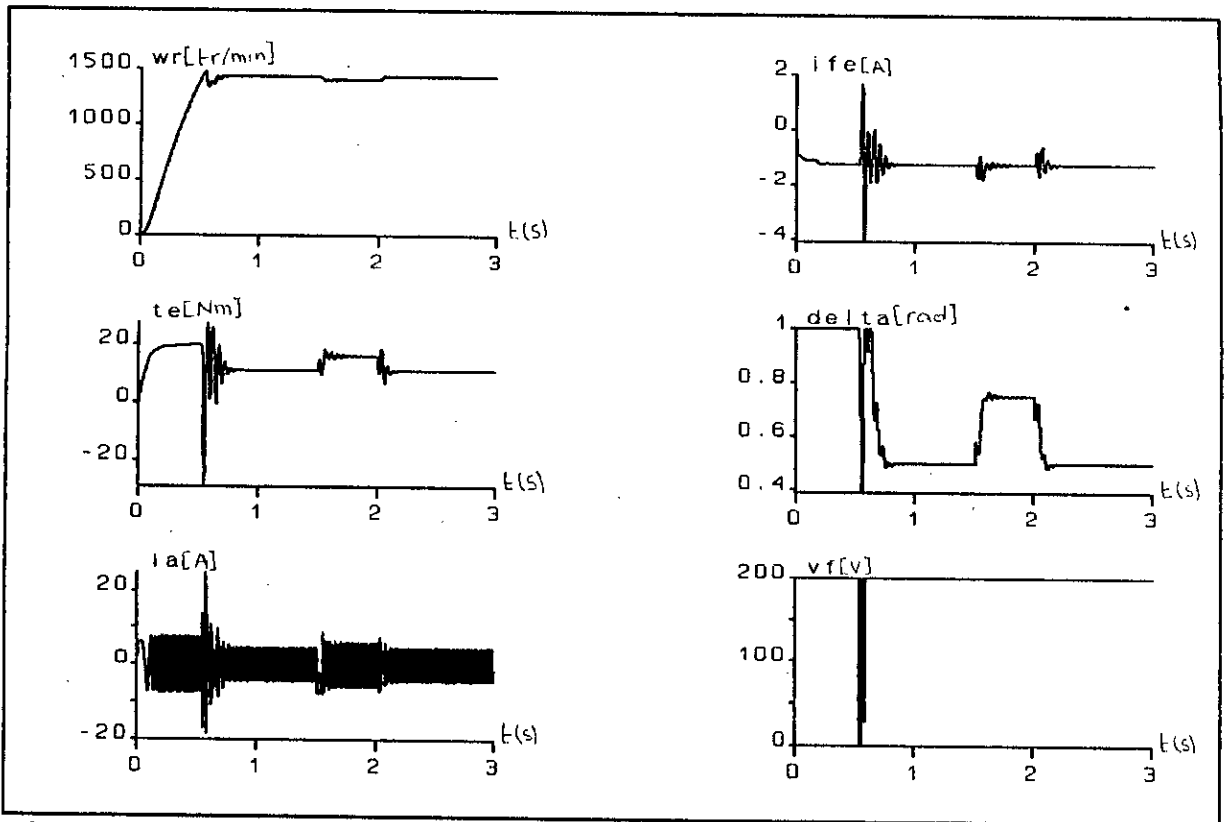


Fig IV.6 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple variable).

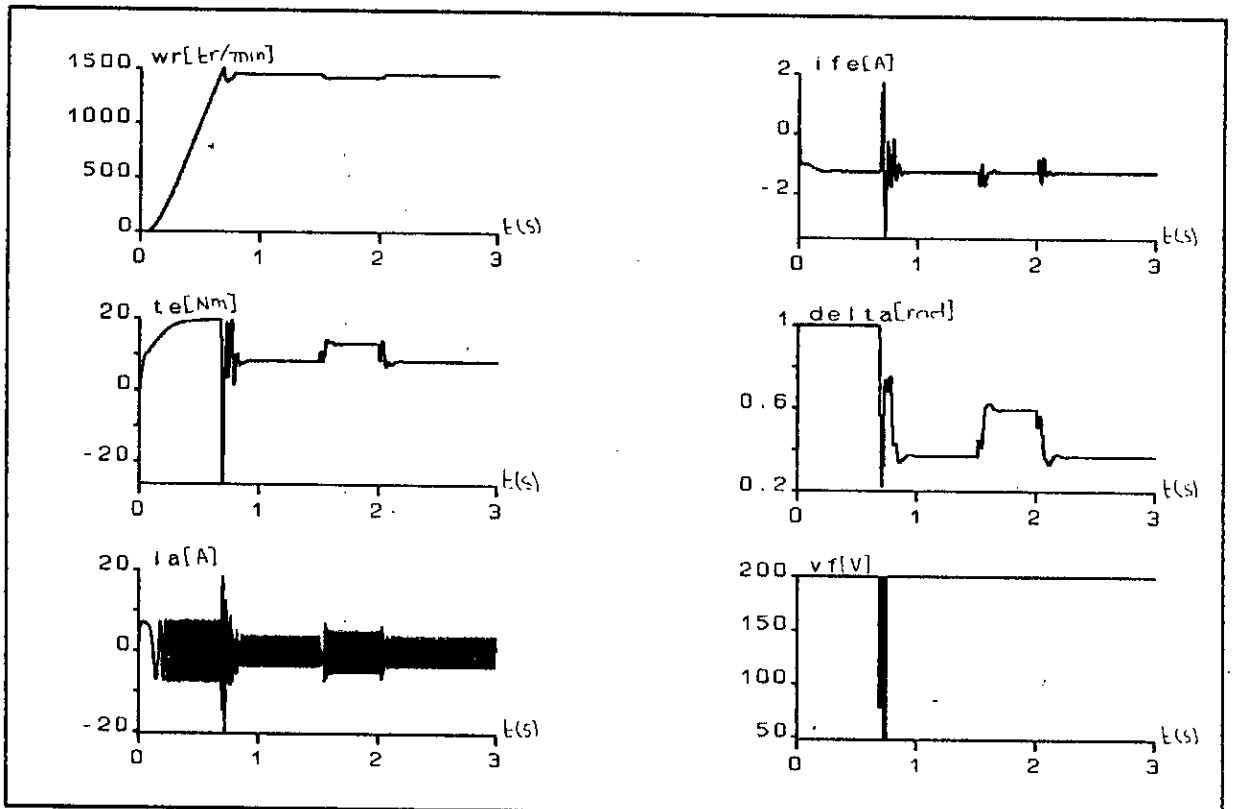


Fig IV.7 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple constant).

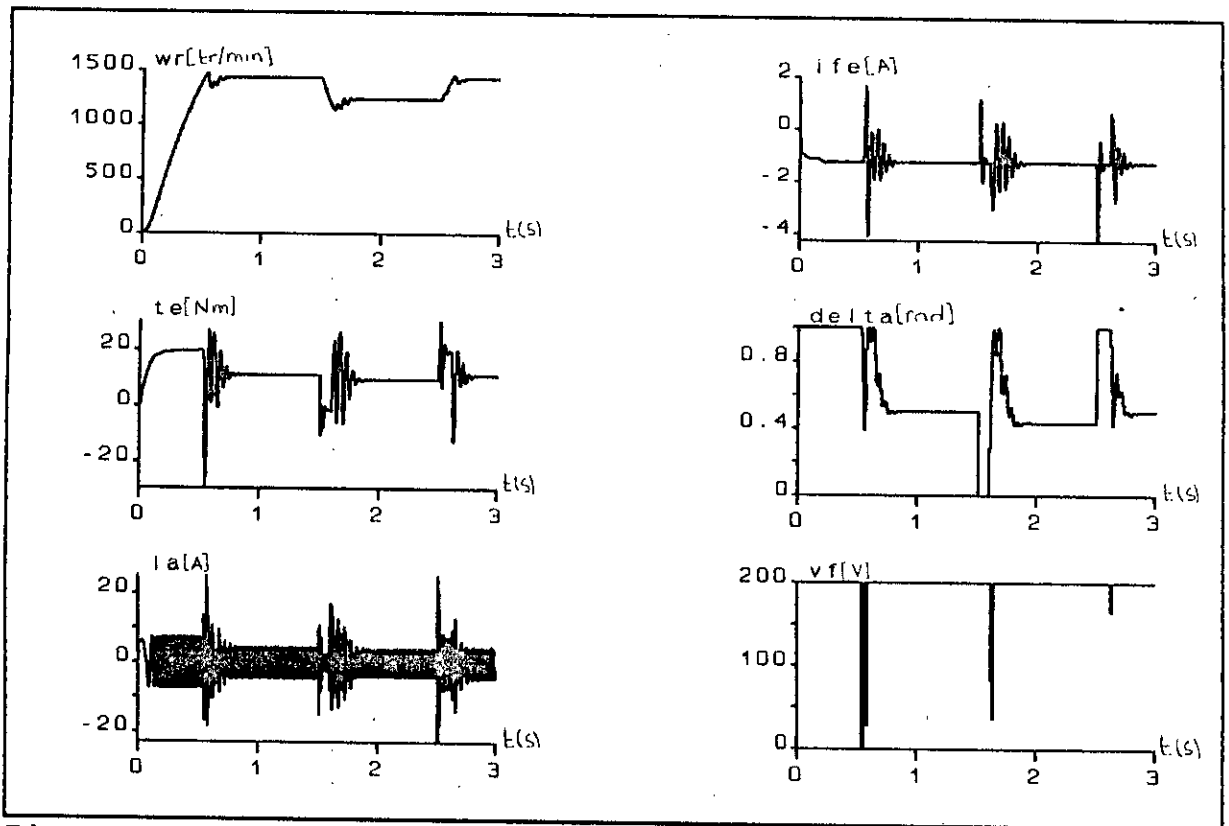


Fig IV.8 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple variable).

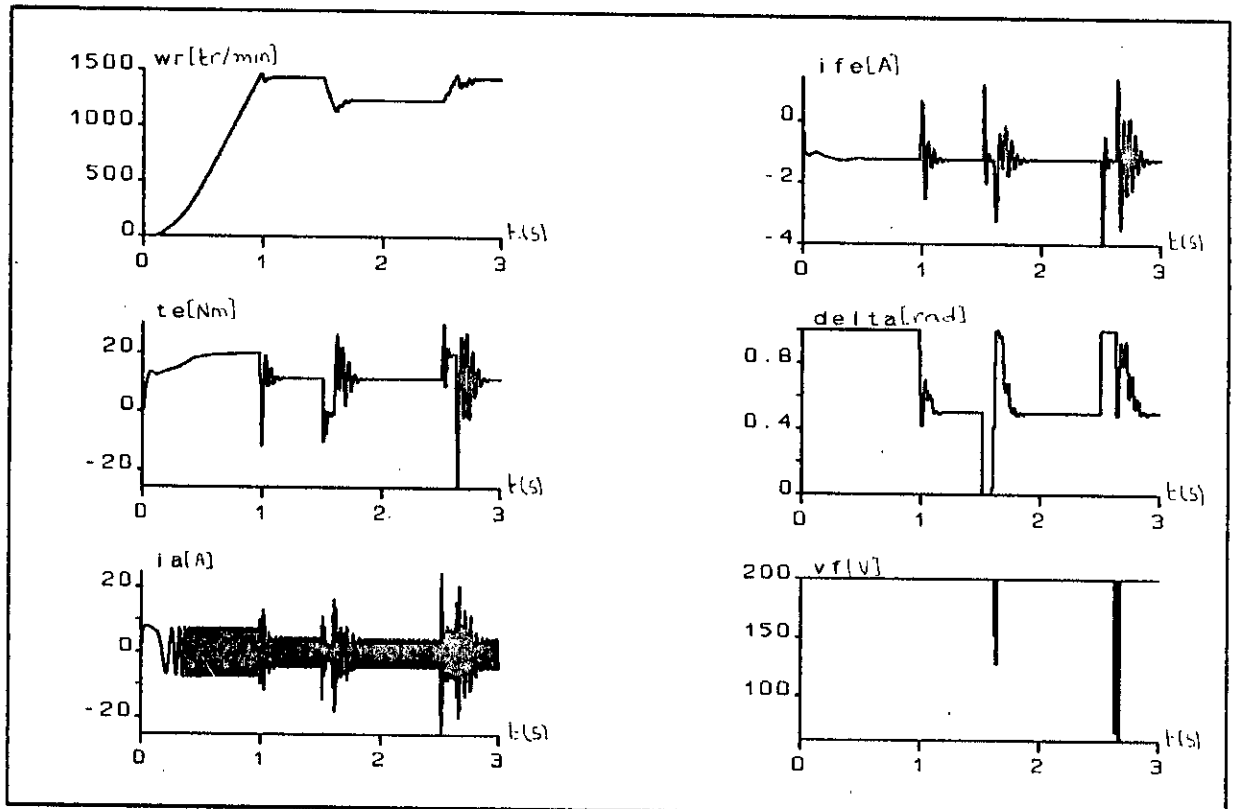


Fig IV.9 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple constant).

## IV.2 REGLAGE DE LA MACHINE SYNCHROME AVEC OBSERVATEUR D'ETAT DE PERTURBATION

En pratique, les systèmes à régler peuvent comporter des perturbations inaccessible ou non mesurables, et l'observateur d'état n'est plus suffisant. Ainsi, il est nécessaire de reconstituer les grandeurs de perturbations en régime établi, à partir de l'écart d'observation, donc pour pouvoir observer correctement les grandeurs d'état et de perturbation, on doit compléter la structure de l'observateur [30][47][48].

### IV.2.1 STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR D'ETAT ET DE PERTURBATION

La structure de l'observateur d'état et de perturbation, en présence du système à régler, est représentée par la figure (IV.10) [4][26][27][28][30].

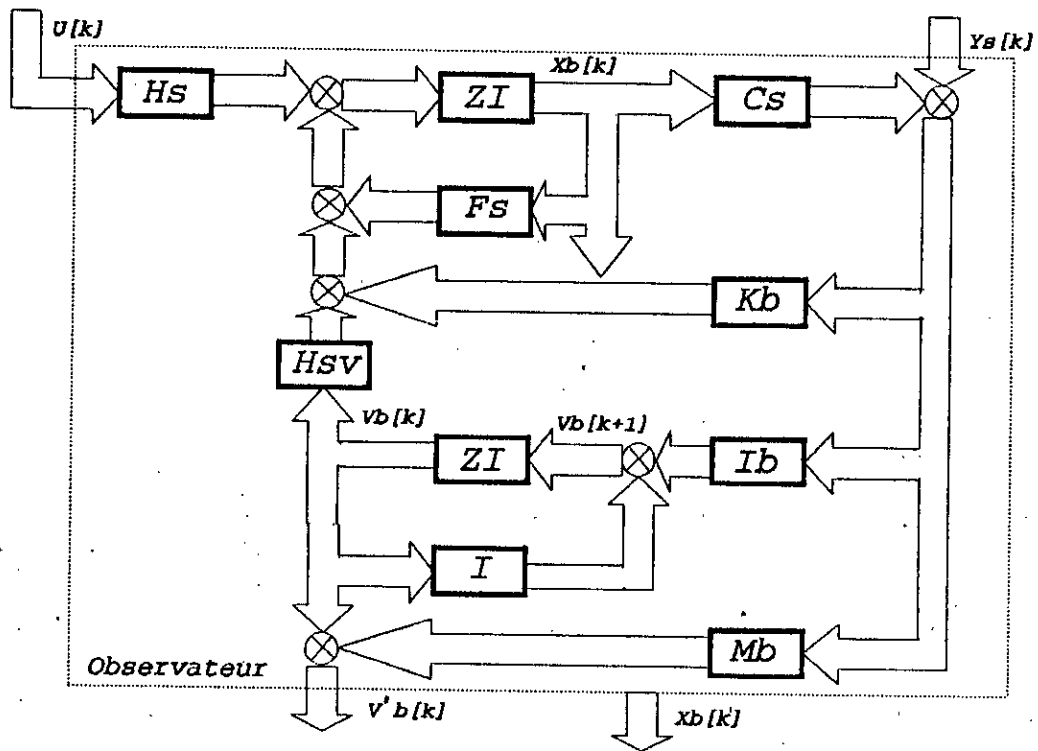


Fig IV.10 Diagramme de l'observateur d'état et de perturbation modifié.

La structure de l'observateur est composée de:

- Une observation des grandeurs d'état du système à régler,
- Un intégrateur discret qui permet l'observation de la perturbation. Cet intégrateur est soumis, à travers le coefficient  $I_b$ , à l'écart d'observation  $e_b(k)$ . Grâce à l'intégrateur, l'écart d'observation s'annule en régime établi,
- Une branche contenant une matrice de pondération  $m_b$ , qui permet de corriger l'observation de la perturbation.

Le vecteur de contre réaction  $k_b$ , et les coefficients  $I_b$  et  $m_b$  doivent être déterminés à partir des performances dynamiques que l'on désire imposer à l'observateur. La branche contenant  $m_b$ , est utilisée dans le cas de l'observateur d'état et de perturbation modifié. Cette branche introduit une correction de la perturbation [27][30].

#### IV.2.2 SYSTEME D'EQUATION

Le vecteur d'état  $x_b[k]$ , qui permet d'observer les états du système à régler, s'écrit par l'équation aux différences suivante [4][26][27]:

$$x_b[k+1] = F_s x_b[k] + H_s U[k] + k_b e_b[k] + H_{sv} V_b[k] \quad (IV.5)$$

tandis que le vecteur de perturbation  $V_b[k]$ , est donné par l'équation aux différences qui suit [4][26][27]:

$$V_b[k+1] = V_b[k] + I_b e_b[k] \quad (IV.6)$$

Où l'écart d'observation est:

$$e_b[k] = Y_s[k] - Y_b[k] = Y_s[k] - C_s^t x_b[k] \quad (IV.7)$$

L'introduction de l'équation (IV.7) dans (IV.5) et (IV.6) nous donne l'algorithme d'observation des grandeurs d'état et de perturbation:

$$\begin{cases} x_b[k+1] = F_b x_b[k] + H_s U[k] + H_{sv} V_b[k] + k_b Y_s[k] \\ V_b[k+1] = -I_b C_s^t x_b[k] + I_b Y_s[k] \end{cases} \quad (IV.8)$$

avec:

$$F_b = F_s - k_b C_s^t$$

L'observateur ainsi défini estime correctement le vecteur de perturbation en régime établi. Par contre, il possède un mauvais comportement dynamique à cause du retard d'une période d'échantillonnage, introduit par l'intégrateur discret. Pour pallier à cet inconvénient, l'observateur d'état et de perturbation modifié est utilisé Figure IV.10. Ainsi, en ajoutant la branche contenant le coefficient  $m_b$ , l'observation de la grandeur de perturbation se fait dès la première période d'échantillonnage. La perturbation observée est alors corrigée telle que [26][27]:

$$V_b^c[k] = V_b[k] + m_b e_b[k] \quad (IV.9)$$

#### IV.2.3 SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR

Les équations d'état échantillonnées du système à régler étant données par l'équation II.19, lorsque l'erreur d'observation est définie par:



$$\tilde{x}_b[k] = x_s[k] - x_b[k] \quad (\text{IV.10})$$

Ainsi, à partir des équations (IV.5), (IV.6) et (IV.10), on aboute à :

$$\begin{cases} \tilde{x}_b[k+1] = (F_s - k_b C_s^t) \tilde{x}_b[k] - H_{sv} V_b[k] + H_{sv} V[k] \\ V_b[k+1] = -I_b C_s^t x_b[k] + V_b[k] \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

Pour étudier l'observateur, il est judicieux d'établir les équations aux différences en introduisant le vecteur d'état augmenté suivant :

$$x_{bG}[k] = \begin{pmatrix} x_b[k] \\ V_b[k] \end{pmatrix}$$

Ce qui conduit à une seule équation aux différences :

$$x_{bG}[k+1] = F_{bG} x_{bG}[k] + H_{bG} V[k] \quad (\text{IV.12})$$

Avec :

$$F_{bG} = \begin{pmatrix} F_s - k_b C_s^t & -H_{sv} \\ I_b C_s^t & 1 \end{pmatrix} ; \quad H_{bG} = \begin{pmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$$

La matrice  $F_{bG}$  caractérise le comportement dynamique de l'observateur d'état et de perturbation. Cette matrice peut être décomposé de manière à aboutir à une forme équivalente à celle du système en boucle fermée telle que [4][26][27] :

$$F_{bG} = F_{bo} - k_{bo} C_{bo} \quad (\text{IV.13})$$

Avec :

$$F_{bo} = \begin{pmatrix} F_s & -H_{sv} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} ; \quad k_{bo} = \begin{pmatrix} k_b \\ -I_b \end{pmatrix} ; \quad C_{bo} = [C_s \quad 0]$$

Pour la détermination des coefficients de la contre réaction  $k_b$  et  $I_b$ , nous reconduisons la même méthode que celle utilisée pour la détermination du vecteur de contre réaction d'état. Pour ce qui est du choix des pôles de l'observateur, on a choisi quatre pôles identiques ( $Z_i = 0.300$   $i=1,4$ ), afin de garantir un temps de réponse très court et l'annulation rapide de l'erreur d'observation.

La synthèse de l'observateur, a donné les coefficients suivants :

$$k_b^t = [-0.001 \quad -0.1686 \quad 0.0121 \quad 0.3778 \quad 0.2508]$$

Pour le coefficient de correction  $m_b$ , qui est déterminé en imposant au le vecteur  $v'(k)$ , la valeur de  $v(0)$ , au premier instant

d'échantillonnage telle que:

$$m_b = \frac{1}{Y_b(1) - Y_s(1)}$$

Le calcul donne:

$$m_b = 0.25$$

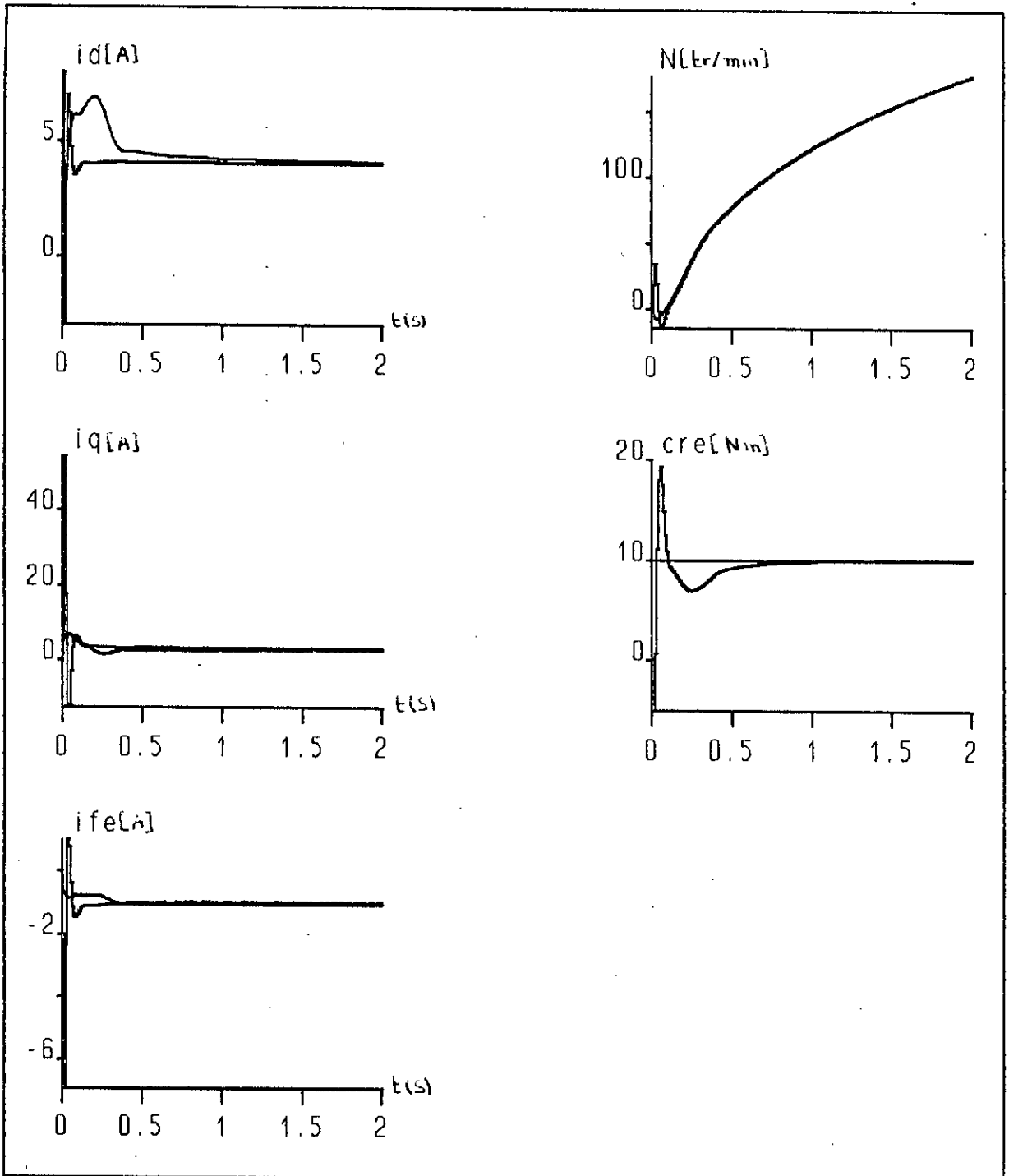


Fig IV.11 Résultats de simulation. Comportement des grandeurs réelles et estimées, lors d'un essai en boucle ouverte.

## IV.2.4 STRUCTURE DU REGLAGE AVEC OBSERVATEUR D'ETAT

La structure générale du réglage avec observateur d'état et de perturbation est présentée par la figure IV.12 [27][48].

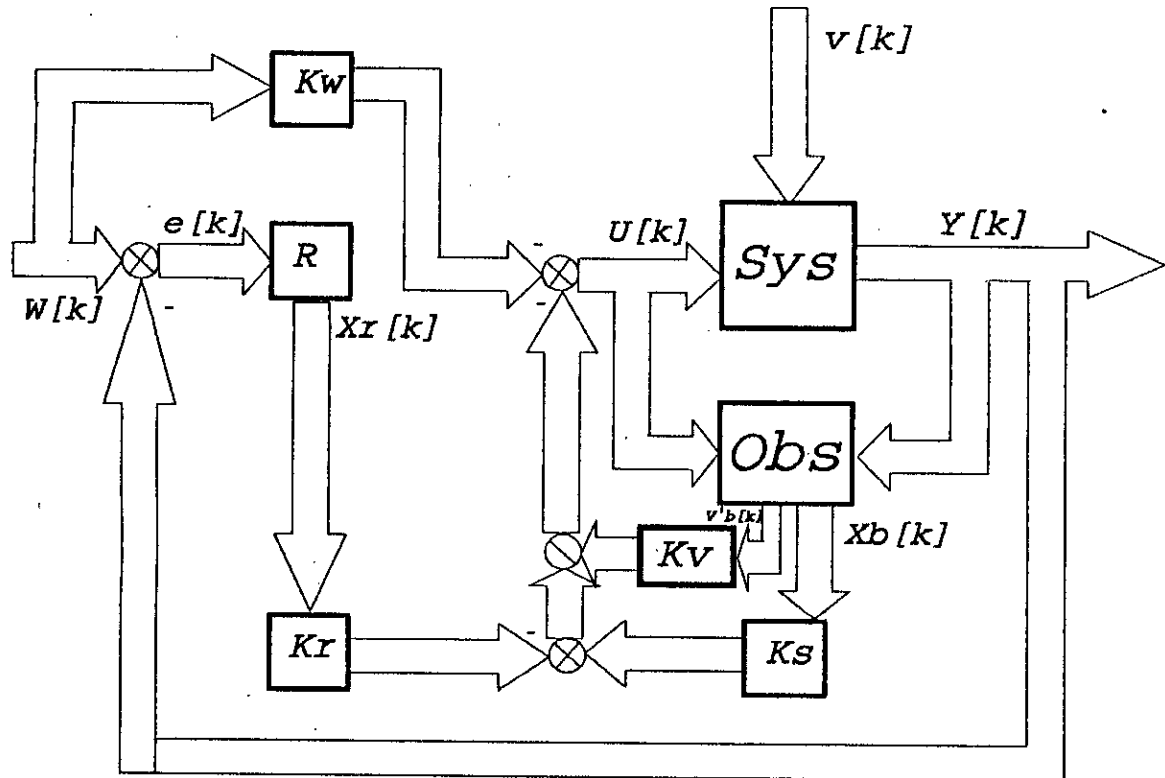


Fig IV.12 Structure générale du réglage avec observateur d'état et de perturbation.

Ainsi, à partir de la mesure du vecteur de commande  $U[k]$  et du vecteur de sortie  $Y[k]$ , l'observateur permet le calcul du vecteur d'état et du vecteur des perturbations tel que :

- Le vecteur d'état  $x_b[k]$  représente les états estimés qui sont utilisés dans le retour d'état à travers le coefficient de réglage  $k_s^t$  ;
- L'intervention directe de la perturbation utilise le vecteur  $v_b[k]$ , qui estime les perturbations du système.

## IV.2.5 RESULTATS DE SIMULATION

Nous avons simulé le comportement de l'observateur, pour vérifier son aptitude à observer la vitesse, les courants et le couple résistant lors du réglage d'état. Sur la figure IV.11 nous avons présenté l'évolution des grandeurs réelles et observées de la machine synchrone autopilotée en boucle ouverte avec un observateur de perturbation.

L'évolution de la vitesse observée est identique à celle de la vitesse réelle, de même pour le couple observé qui se rapproche de

la réponse du couple réel après un régime transitoire court.

Pour évaluer les performances du réglage par retour d'état multivariable avec observateur de perturbation appliqué à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension, nous simulons le fonctionnement en temps réel du système global.

Les résultats de la simulation montrent, lors du démarrage de la MSA (figures IV.14, IV.15) et lors d'une variation de la consigne (figures IV.15, IV.16), l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$ , du courant statorique  $i_a$ , l'angle de calage  $\delta$ , le courant d'excitation  $I_f$  et tension d'excitation  $V_f$  pour deux types de charge.

Par la suite, la machine étant en régime permanent, nous introduisons deux variations de la perturbation et nous relevons les mêmes grandeurs pour une référence de 1500 tr/min (figures IV.17, IV.18).

Nous constatons que la dynamique de régulation est nettement meilleurs que dans le cas où le couple de charge n'est pas observé.

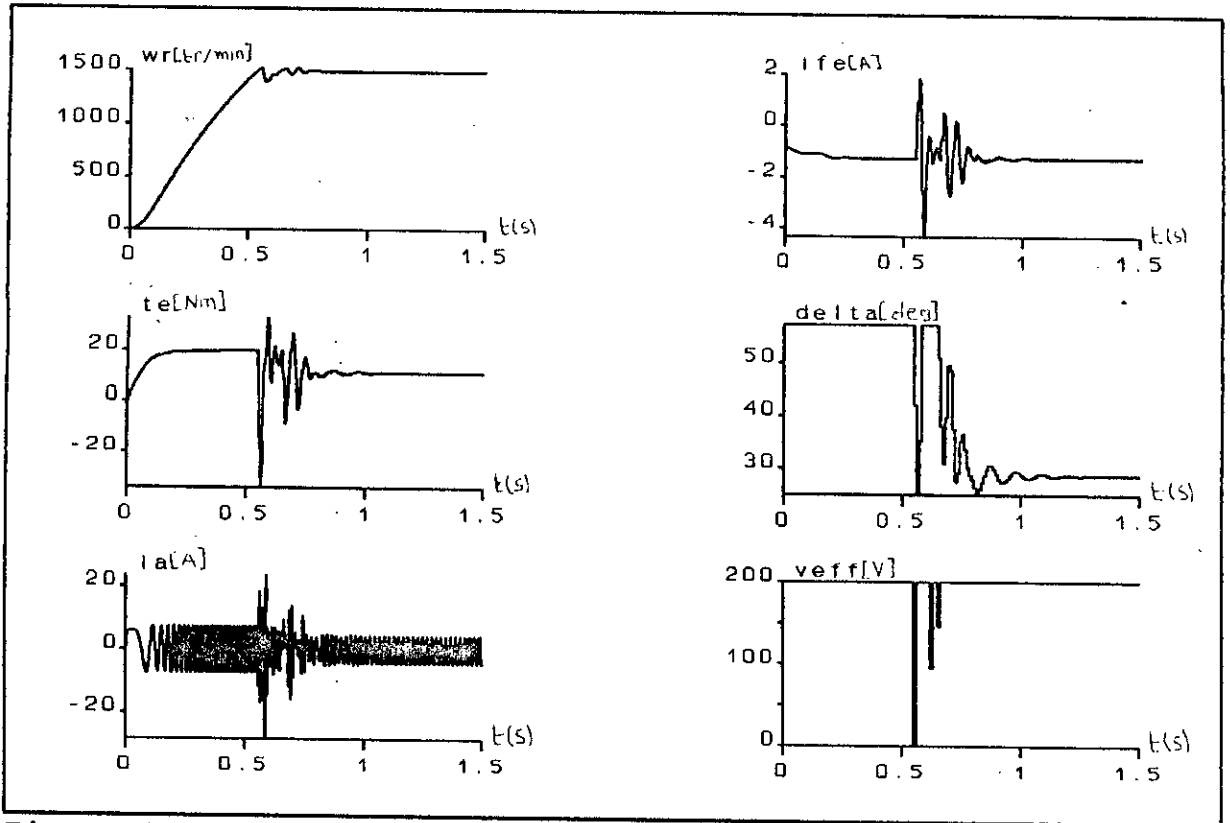


Fig IV.13 Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge (couple variable).

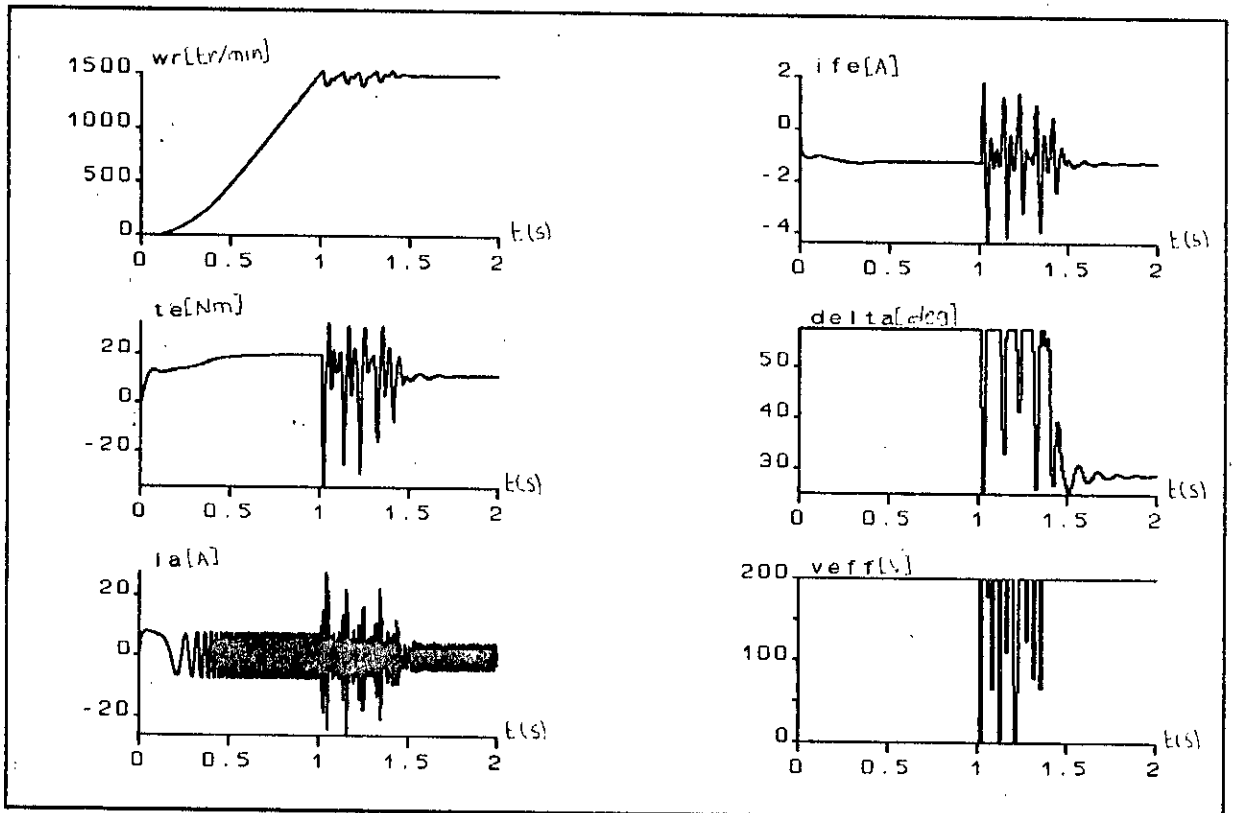


Fig IV.14 Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge (couple constant).

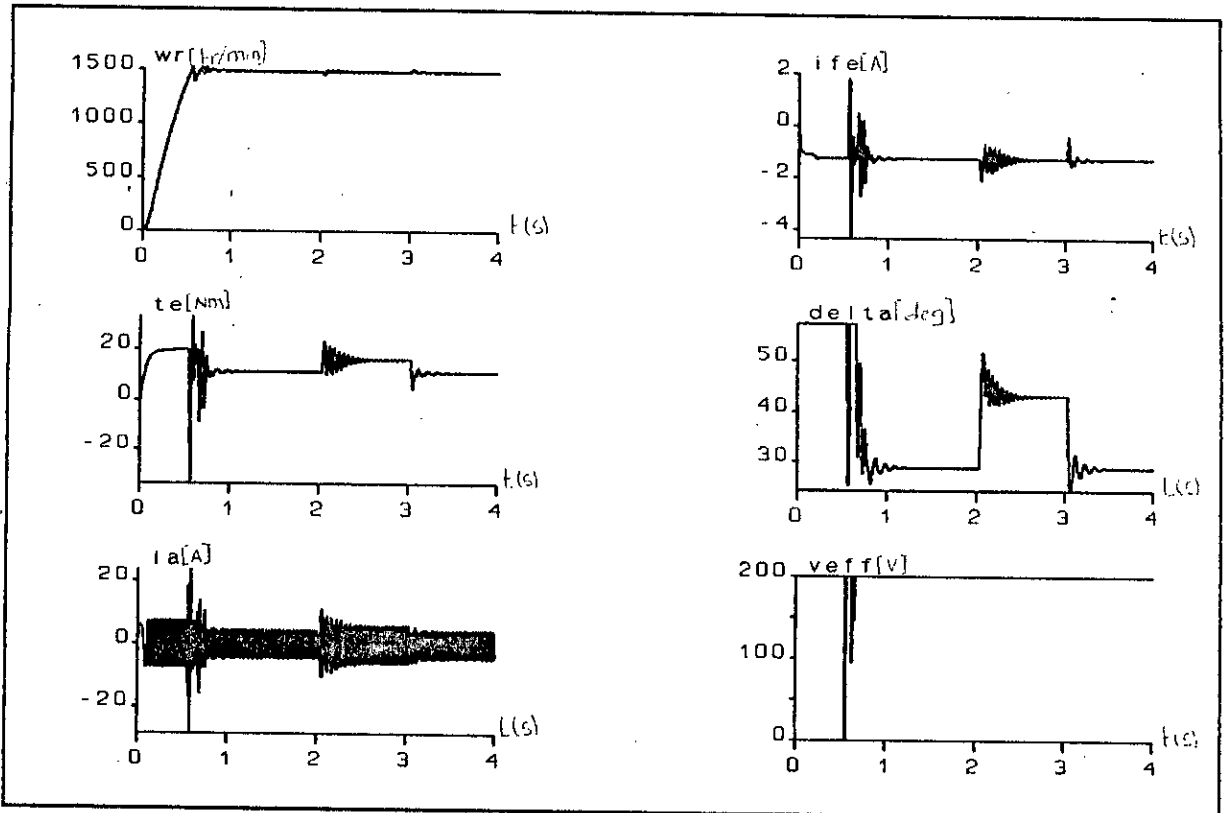


Fig IV.15 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple variable).

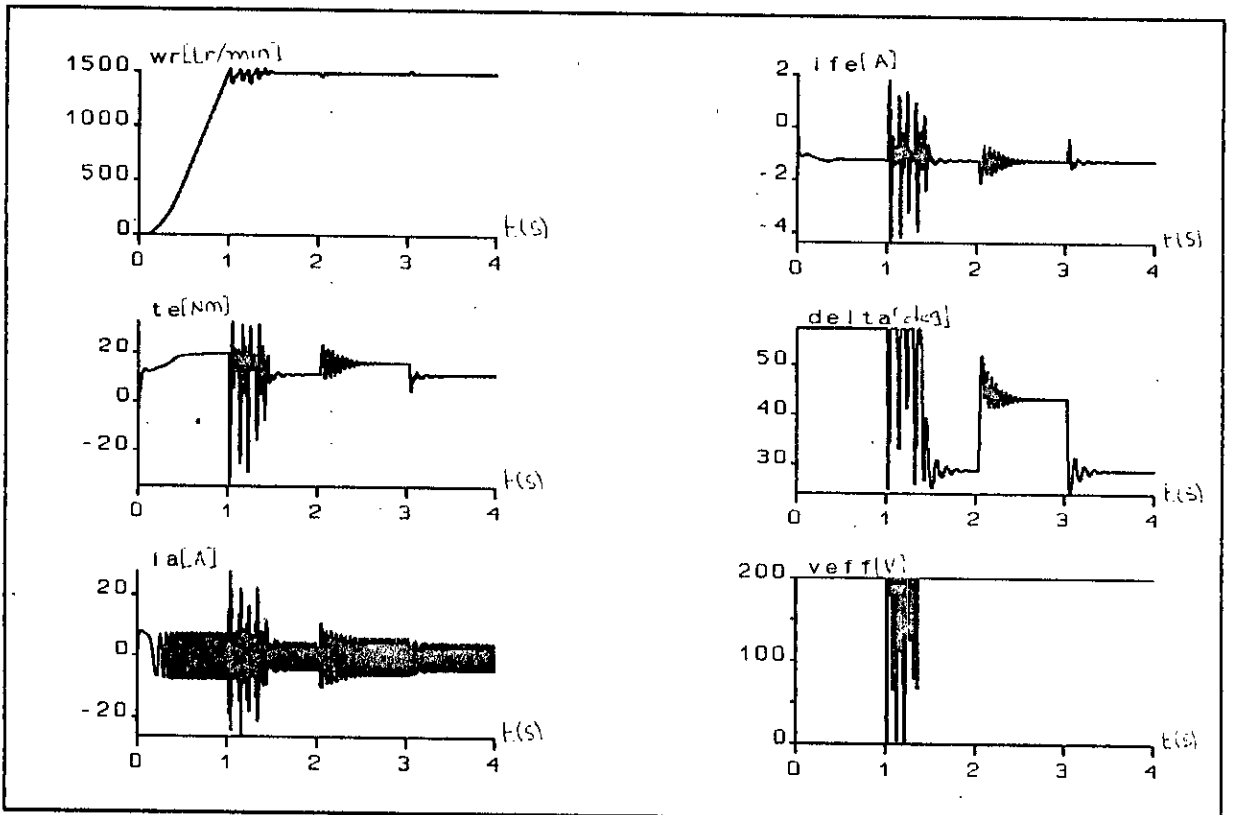


Fig IV.16 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple constant).

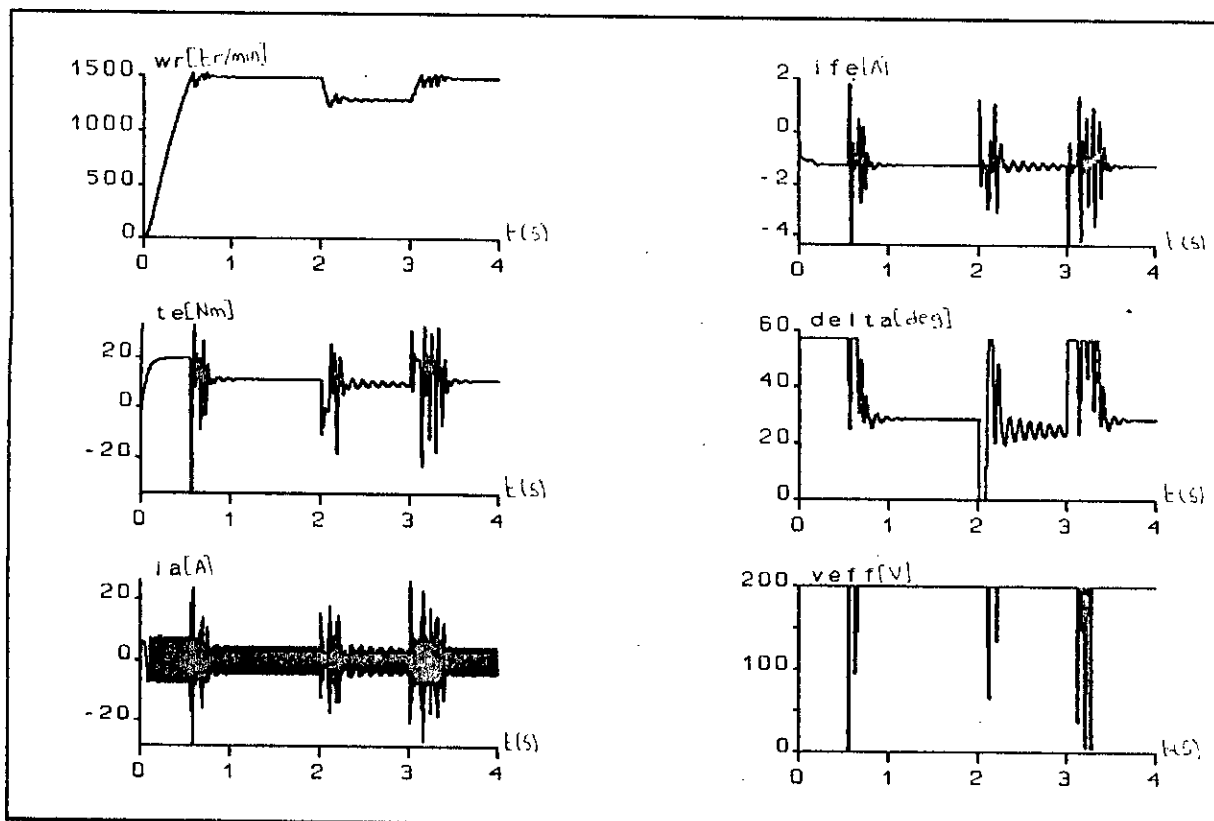


Fig IV.17 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple variable).

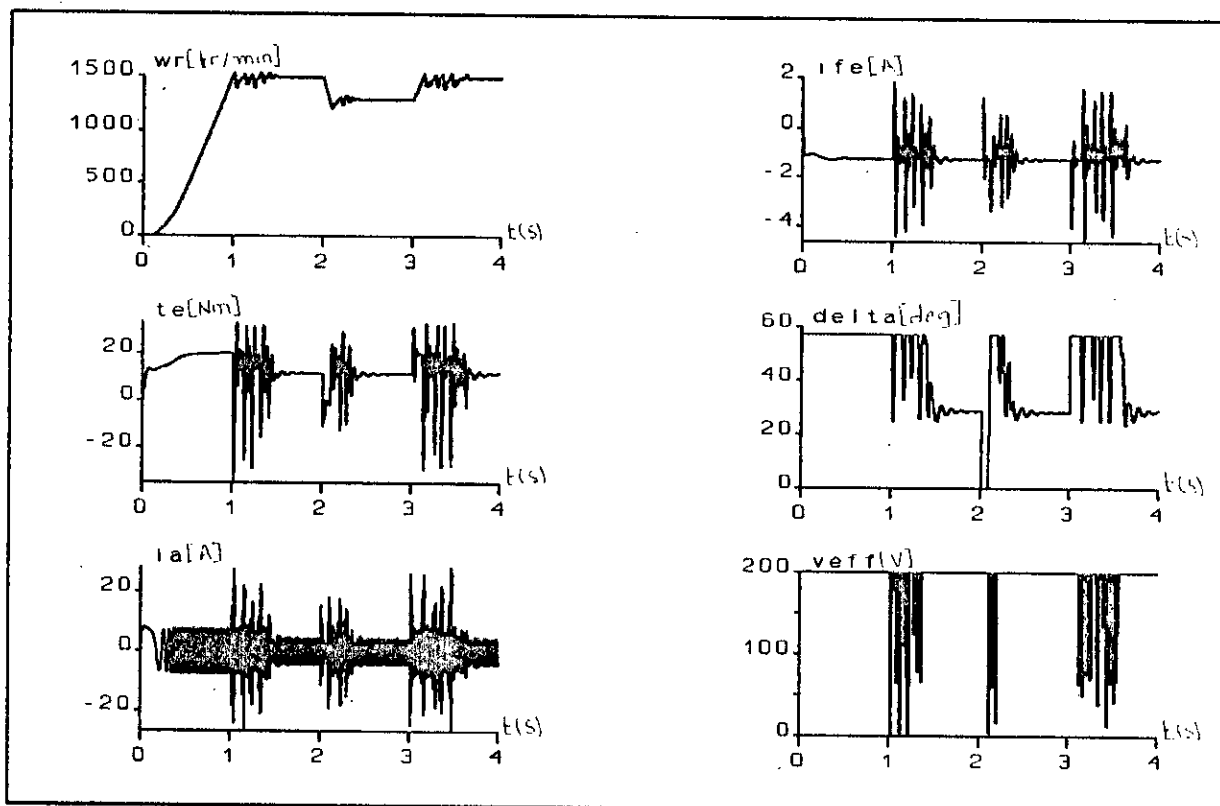


Fig IV.18 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple constant).

### IV.3 REGLAGE DE LA MACHINE SYNCHROME AVEC OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT

L'observateur d'état est un système discret d'ordre  $n_s$ , conformément à l'ordre du système à régler. Lors de la définition du vecteur d'état de l'observateur, peut ne pas tenir compte de l'information fournie par le système à régler, en particulier de son vecteur de sortie  $Y_s[k]$ . Dans le cas des systèmes multivariables avec plusieurs grandeurs de sortie, il peut être judicieux d'utiliser ces grandeurs pour déterminer partiellement le vecteur d'état. On peut alors construire des observateurs d'ordre réduit, c'est à dire avec un ordre inférieur à  $n_s$  [27][28].

#### IV.3.1 TRANSFORMATION DES EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME A REGLER

Soit un système à régler linéaire:

$$\begin{aligned} x_s[k+1] &= F_s x_s[k] + H_s U[k] \\ Y_s[k] &= C_s x_s[k] \end{aligned} \quad (IV.14)$$

Nous décomposons le vecteur d'état  $x_s[k]$  en deux composantes:

$$x_s[k] = \begin{pmatrix} x_{s1}[k] \\ x_{s2}[k] \end{pmatrix}$$

Où, la dimension du sous vecteur  $x_{s2}[k]$  doit être égale à la dimension du vecteur de sortie  $Y_s[k]$ .

On voit que le vecteur  $x_{s1}[k]$  possède la dimension  $n_s - p$ , et qu'il représente un vecteur d'état partiel.

Ainsi, les équations (IV.14) peuvent s'écrire sous la forme suivante.

$$\begin{pmatrix} x_{s1}[k+1] \\ x_{s2}[k+1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{s11} & F_{s12} \\ F_{s21} & F_{s22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{s1}[k] \\ x_{s2}[k] \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} H_{s1} \\ H_{s2} \end{pmatrix} U[k] \quad (IV.15)$$

et:

$$Y_s[k] = [C_{s1} \quad C_{s2}] \begin{pmatrix} x_{s1}[k] \\ x_{s2}[k] \end{pmatrix} = C_{s1} x_{s1}[k] + C_{s2} x_{s2}[k] \quad (IV.16)$$

REMARQUE: La décomposition du vecteur d'état  $x_s[k]$  doit être faite de sorte que la matrice  $C_{s2}$  soit régulière [27].

Si la matrice  $C_{s2}$  est régulière, on peut l'inverser et tirer le vecteur  $x_{s2}[k]$ :



$$x_{s2}[k] = C_{s2}^{-1}(Y_s[k] - C_{s1}x_{s1}[k]) \quad (IV.17)$$

Cette relation permet d'éliminer  $x_{s2}[k]$ , ce qui conduit à :

$$x_{s1}[k] = (F_{s11} - F_{s12}C_{s2}^{-1}C_{s1})x_{s1}[k] + F_{s12}C_{s2}^{-1}Y_s[k] + H_{s1}U[k] \quad (IV.19)$$

Lorsqu'on remplace encore  $x_{s1}[k+1]$  l'équation (IV.19), on trouve [27]:

$$Y_s[k+1] = C_{s1}[(F_{s11} - F_{s12}C_{s2}^{-1}C_{s1})x_{s1}[k] + F_{s12}C_{s2}^{-1}Y_s[k] + H_{s1}U[k]] + C_{s2}[F_{s21} - F_{s22}C_{s2}^{-1}C_{s1}]x_{s1}[k] + F_{s22}C_{s2}^{-1}Y_s[k] + H_{s2}U[k] \quad (IV.20)$$

On peut réduire les relations (IV.19) et (IV.20) tel que [27]:

$$x_{s1}[k+1] = F'_{11}x_{s1}[k] + F'_{12}Y_s[k] + H'_1U[k] \quad (IV.21)$$

et

$$Y_s[k+1] = F'_{21}x_{s1}[k] + F'_{22}Y_s[k] + H'_2U[k] \quad (IV.22)$$

avec:

$$\begin{cases} F'_{11} = F_{s11} - F_{s12}C_{s2}^{-1}C_{s1} \\ F'_{12} = F_{s12}C_{s2}^{-1} \\ H'_1 = H_{s1} \\ F'_{21} = C_{s1}(F_{s11} - F_{s12}C_{s2}^{-1}C_{s1}) + C_{s2}(F_{s21} - F_{s22}C_{s2}^{-1}C_{s1}) \\ F'_{22} = (C_{s1}F_{s12} + C_{s2}F_{s22})C_{s2}^{-1} \\ H'_2 = C_{s1}H_{s1} + C_{s2}H_{s2} \end{cases}$$

Le comportement du système à régler est ainsi décrit par une équation aux différences pour le vecteur d'état partiel  $x_{s1}[k]$  de dimension  $n_s - p$  et par une équation aux différences pour le vecteur de sortie  $Y_s[k]$  de dimension  $p$ . Dans ce cas, seul le vecteur  $x_{s1}[k]$  est inconnu et la connaissance nécessite une estimation de ce vecteur par un observateur d'ordre réduit.

#### IV.3.2 OBSERVATEUR DU VECTEUR D'ETAT PARTIEL

L'équation aux différences de l'observateur est donnée par [27]:

$$x_{b1}[k+1] = F'_{11}x_{b1}[k] + F'_{12}Y_s[k] + H'_1U[k] + K_b e_b[k] \quad (IV.23)$$

On ne peut pas définir l'écart d'observation  $e_b[k]$  par  $Y_s[k] - Y_b[k]$  car il n'existe pas une relation permettant d'exprimer  $Y_b[k]$  en fonction du vecteur  $x_{b1}[k]$  observé. Par contre, on peut établir une équation aux différences pour  $Y_b[k]$  à partir de la relation (IV.22) lorsqu'on remplace  $x_{s1}[k]$  par le vecteur observe  $x_{b1}[k]$  et

$Y_s[k+1]$  par le vecteur observe  $Y_b[k+1]$ . On aboutit à l'expression suivante:

$$Y_b[k+1] = F'_{21}x_{b1}[k] + F'_{22}Y_s[k] + H'_2U[k] \quad (IV.24)$$

et l'écart d'observation est:

$$e_b[k] = Y_s[k+1] - Y_b[k+1] \quad (IV.25)$$

L'introduction de (IV.25) et (IV.24) dans (IV.23), conduit à [27]:

$$x_{b1}[k+1] = F'_{11}x_{b1}[k] + F'_{12}Y_s[k] + H'_1U[k] + k_b(Y_s[k+1] - F'_{21}x_{b1}[k] - F'_{22}Y_s[k] - H'_2U[k]) \quad (IV.26)$$

D'où l'expression du vecteur d'état partiel  $x_{s2}[k]$  donnée par une valeur observée:

$$x_{b2}[k] = C_{s2}^{-1}(Y_s[k] - C_{s1}x_{b1}[k]) \quad (IV.27)$$

#### IV.3.2.1 STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR

A l'instant d'échantillonnage  $k$  le vecteur de sortie  $Y_s[k+1]$  n'est pas encore connu et ne peut pas être mesuré. Il faut alors modifier l'équation aux différences de l'observateur pour le vecteur d'état partiel. Ainsi, on n'observera pas le vecteur  $x_{b1}[k]$ , mais le vecteur modifié [27].

$$x'_{b1}[k] = x_{b1}[k] - k_bY_s[k] \quad (IV.28)$$

Lorsqu'on remplace dans (IV.26)  $x_{b1}[k]$  par  $x'_{b1}[k] + k_bY_s[k]$ , on obtient:

$$x'_{b1}[k+1] = F'_{11}(x'_{b1}[k] + k_bY_s[k]) + F'_{12}Y_s[k] + H'_1U[k] - k_b[F'_{21}(x'_{b1}[k] + k_bY_s[k]) + F'_{22}Y_s[k] + H'_2U[k]] \quad (IV.29)$$

Cette relation peut être écrite sous une forme condensée telle que:

$$\begin{cases} F_b = F'_{11} - k_bF'_{21} \\ H_b = H'_1 - k_bH'_2 \\ k_{bs} = F'_{12} + F'_{11}k_b - k_bF'_{22} - k_bF'_{21}k_b \end{cases} \quad (IV.30)$$

et

$$x'_{b1}[k+1] = F_b x'_{b1}[k] + H_b U[k] + k_{bs} Y_s[k] \quad (IV.31)$$

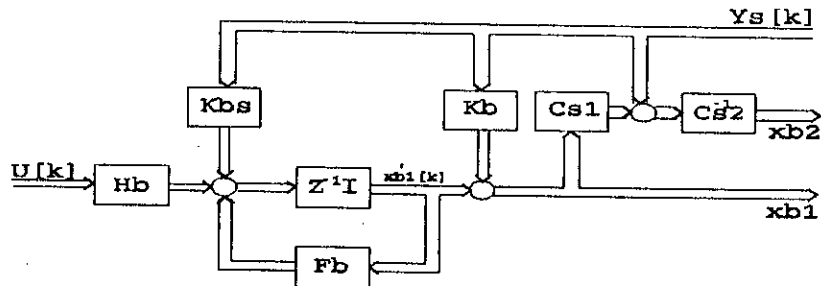


Fig IV.19 Structure de l'observateur d'ordre réduit.

VI.3.2.2 ERREUR D'OBSERVATION

Pour l'observation d'ordre réduit, on peut également introduire l'erreur d'observation. Cette dernière peut être définie, à l'instant d'échantillonnage k, par la relation [27]:

$$\tilde{x}_{b1}[k+1] = x_{s1}[k+1] - x_{b1}[k+1] \tag{IV.32}$$

Par conséquent, l'erreur d'observation à l'instant d'échantillonnage k+1 devient

$$\tilde{x}_{b1}[k+1] = x_{s1}[k+1] - x_{b1}[k+1] \tag{IV.33}$$

Où  $x_{s1}[k+1]$  est donné par la relation (IV.21) et  $x_{b1}[k+1]$  par (IV.26).

Dans cette dernière relation, on peut encore substituer  $Y_s[k+1]$  par la relation (IV.22). Après calcul, on aboutit à l'expression [27]:

$$\tilde{x}_{b1}[k+1] = (F'_{11} - k_b F'_{21}) \tilde{x}_{b1}[k] = F_b \tilde{x}_{b1}[k] \tag{IV.34}$$

L'erreur d'observation s'annule donc selon les valeurs propres imposées à la matrice  $F_b$  et on remarque que le comportement dynamique de l'observateur dépend de la matrice de contre réaction  $k_b$ .

IV.3.3 SYNTHÈSE DE L'OBSERVATEUR

IV.3.3.1 DÉTERMINATION DE LA MATRICE DE CONTRE RÉACTION

Sachant que:

$$F_b = F'_{11} - k_b F'_{21} \tag{IV.35}$$

La matrice de l'observateur d'ordre réduit à la même forme une matrice  $F_b$  de l'observateur complet. La matrice de contre réaction  $k_b$  contient les coefficients qui permettent d'imposer dynamique à l'observateur d'ordre réduit. Dans ce cas, la matrice  $k_b$  est une matrice  $(n_s - p, p)$  et contient  $(n_s - p) * p$  éléments. Etant donné que le vecteur d'état partiel  $x_{b1}$  possède la dimension  $n_s - p$ , on voit que l'on peut imposer  $n_s - p$  valeurs propres de l'observateur [27]. Pour la détermination des  $(n_s - p) * p$  éléments de la matrice  $k_b$ , il existe

donc une certaine liberté, comme dans le cas d'un observateur d'état pour système multivariables [27].

#### IV.3.3.2 OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT

Afin d'appliquer l'observateur d'ordre réduit dans la structure de réglage de MSA, nous considérons le modèle du système à régler décrit par les matrices suivante:

$$F_s = \begin{pmatrix} 0.0594 & 1.3158 & 12.3911 & -0.6280 \\ -0.6148 & -9.1768 & -85.7175 & 3.5750 \\ 0.0750 & 1.0733 & 10.0497 & -0.4475 \\ -1.2459 & -2.4273 & -23.0295 & 1.5457 \end{pmatrix}; \quad H_s = \begin{pmatrix} -2.9226 & -0.0056 \\ 62.2995 & 0.0451 \\ -6.9188 & -0.0056 \\ 28.1241 & 0.0127 \end{pmatrix}$$

$$C_s = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

C'est un système possédant deux entrées et deux sorties, d'ordre  $n_s=4$ . La matrice  $C_s$  présente sous une forme où la matrice  $C_{s2}$  est régulière.

Dans une première étape, nous écrivons, à partir des équations (IV.29) et (IV.30), les matrices:

$$F'_{11} = \begin{pmatrix} 0.0594 & 1.3158 \\ -0.6148 & -9.1768 \end{pmatrix}; \quad F'_{12} = \begin{pmatrix} 12.3911 & -0.6280 \\ -85.7175 & 3.5750 \end{pmatrix}; \quad H'_1 = \begin{pmatrix} -2.9226 & -0.0056 \\ 62.2995 & 0.0451 \end{pmatrix}$$

et

$$F'_{21} = \begin{pmatrix} 0.0750 & 1.0733 \\ -1.2459 & -2.4273 \end{pmatrix}; \quad F'_{22} = \begin{pmatrix} 10.0497 & -0.4475 \\ -23.0295 & 1.5457 \end{pmatrix}; \quad H'_2 = \begin{pmatrix} -6.9188 & -0.0056 \\ 28.1241 & 0.0127 \end{pmatrix}$$

Pour déterminer la matrice  $k_b$ , on doit faire appel à la relation (IV.35). Etant donné que  $n_s-p=2$ , il est possible d'imposer deux valeurs propres de l'observateur. Dans notre cas, on choisira deux valeurs propres,  $Z_1=Z_2=0.255$ , d'où:

$$F_b = \begin{pmatrix} -0.255 & 0 \\ 0 & -0.255 \end{pmatrix}$$

En décomposant la relation (IV.35), on aboutit aux éléments de la matrice  $k_b$ :

$$k_b = \begin{pmatrix} 0.7587 & -0.2066 \\ -8.3316 & -0.0084 \end{pmatrix}$$

Enfin, selon (IV.30), nous écrivons:

$$H_b = \begin{pmatrix} 8.1376 & 0.0013 \\ 4.8906 & -0.0018 \end{pmatrix}; K_{bs} = \begin{pmatrix} -0.1854 & 0.0836 \\ -0.0557 & -0.1386 \end{pmatrix}$$

Avec le vecteur d'état partiel  $x_{b1}[k]$ , on observe donc les éléments  $i_{sd}[k]$  et  $i_{sq}[k]$  du vecteur d'état du système à régler, tandis qu'avec le vecteur d'état partiel  $x_{s2}[k]$ , on observe les éléments  $i_f[k]$  et  $N[k]$  du vecteur d'état du système à régler.

#### IV.3.4 RESULTATS DE SIMULATION

Après la synthèse du réglage d'état à partir de modèle d'état échantillonné linéaire autour d'un point de fonctionnement avec observateur d'ordre réduit, nous simulons le fonctionnement de l'ensemble MSA-commande. Dans ces travaux de simulation nous considérons le modèle non linéaire de la machine synchrone autopilotée.

Les résultants de la simulation montrent, lors du démarrage de la MSA (figures IV.20, IV.21) pour une référence de 1500 tr/min et lors d'une variation de la consigne (figures IV.22, IV.23), l'évolution de la vitesse  $N$ , du couple électromagnétique  $C_{em}$ , du courant statorique  $I_a$ , l'angle de commande  $\delta$ , le courant d'excitation  $I_{fe}$  et tension d'excitation  $V_f$  pour deux types de charge.

Par la suite, la machine étant en régime permanent, nous introduisons deux variations de perturbations et nous relevons les mêmes grandeurs pour une référence de 1500 tr/min (figures IV.24, IV.25, IV.26, IV.27). Enfin, nous simulons le démarrage de la MSA pour une référence 1300 tr/min (figures IV.28, IV.29).

#### IV.4 CONCLUSION

Lors de la mise en fonction d'un réglage d'état avec observateur, il est très utile de mettre en fonction d'abord l'observateur. Après adaptation de l'observateur aux conditions initiales du système à régler, on met en fonction le réglage d'état, ce qui se manifeste dans le principe de séparation, ce dernier annonce que le réglage d'état et l'observateur peuvent être étudiés séparément.

L'introduction des observateurs d'état a permis d'éliminer des chaînes de mesures, tout en gardant des performances très proches que celles obtenues par le réglage par retour d'état multivariable. Une comparaison des observateurs nous a permis d'opter pour l'observateur d'ordre réduit. En effet, ce dernier présente la structure la plus simple pour une implémentation pratique.

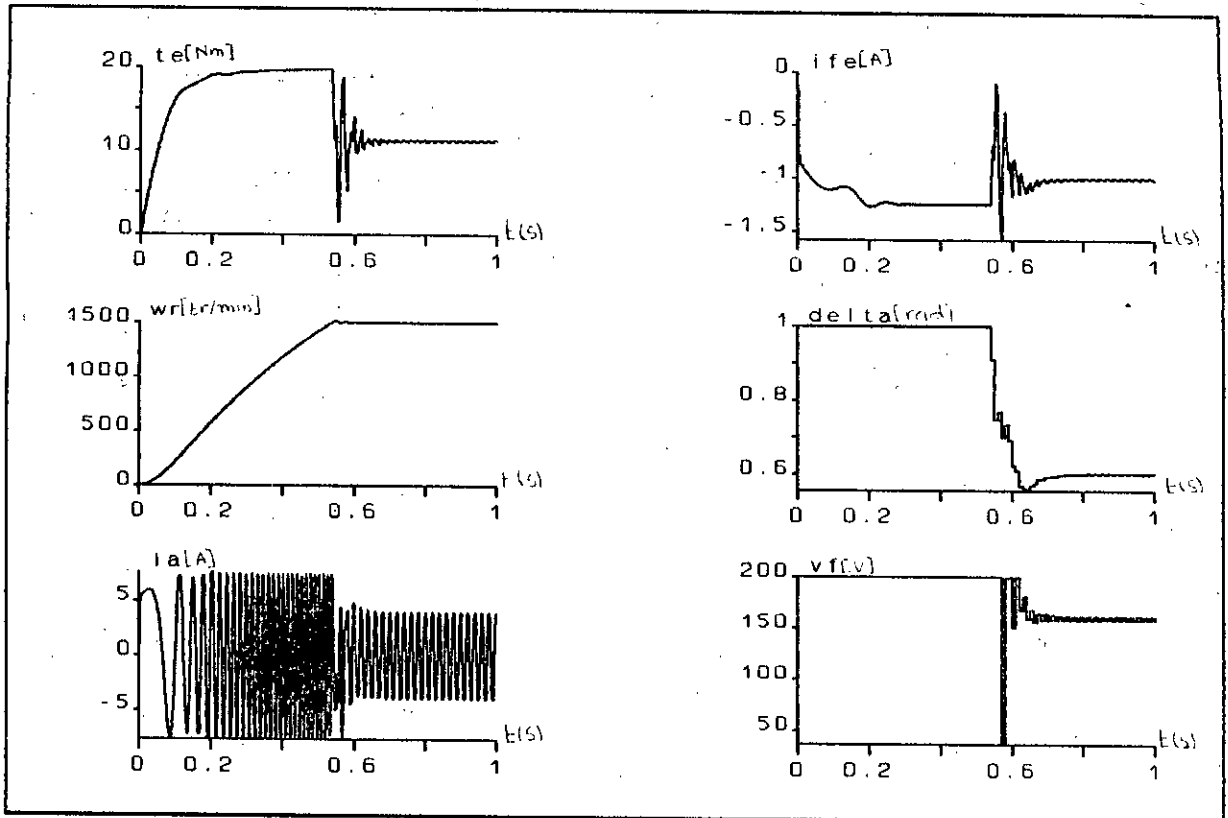


Fig IV.20 Résultats de simulation lors du démarrage de la MSA (couple variable).

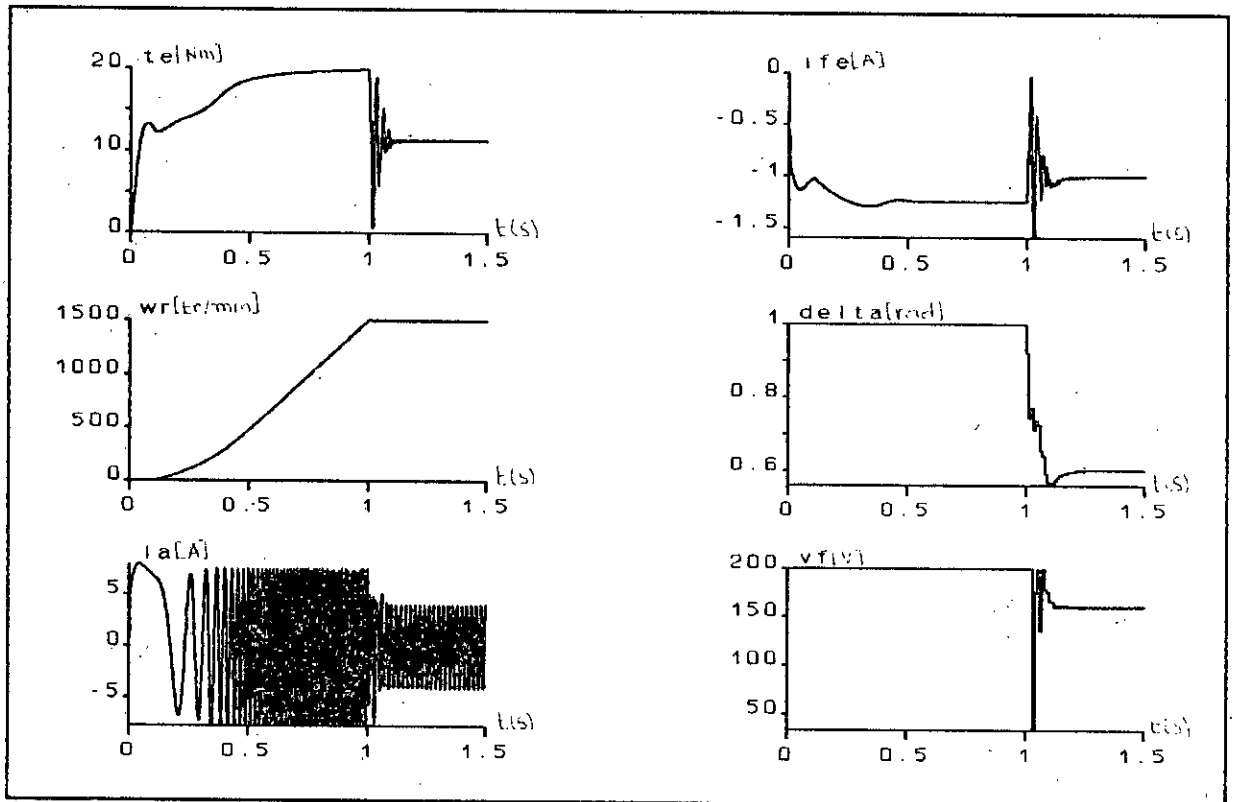


Fig IV.21 Résultats de simulation lors du démarrage de la MSA (couple constant).

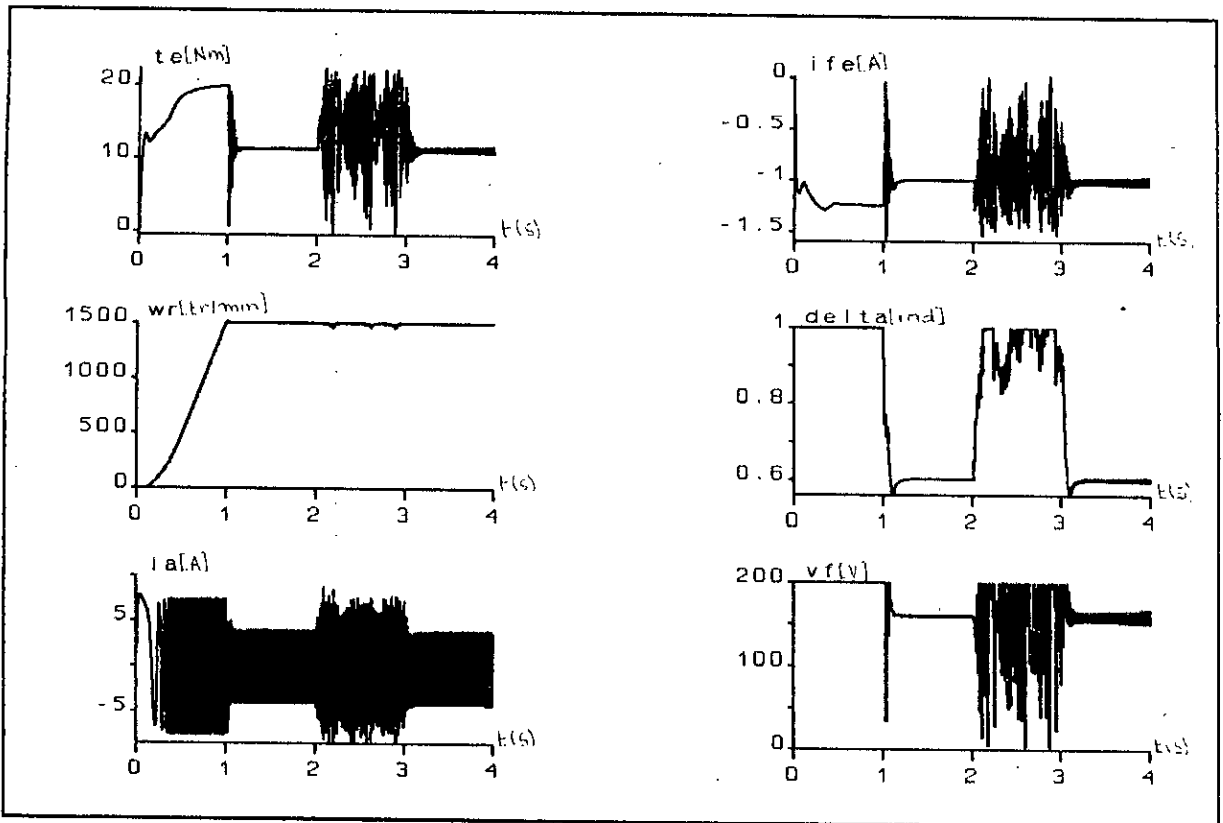


Fig IV.24 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple constant).

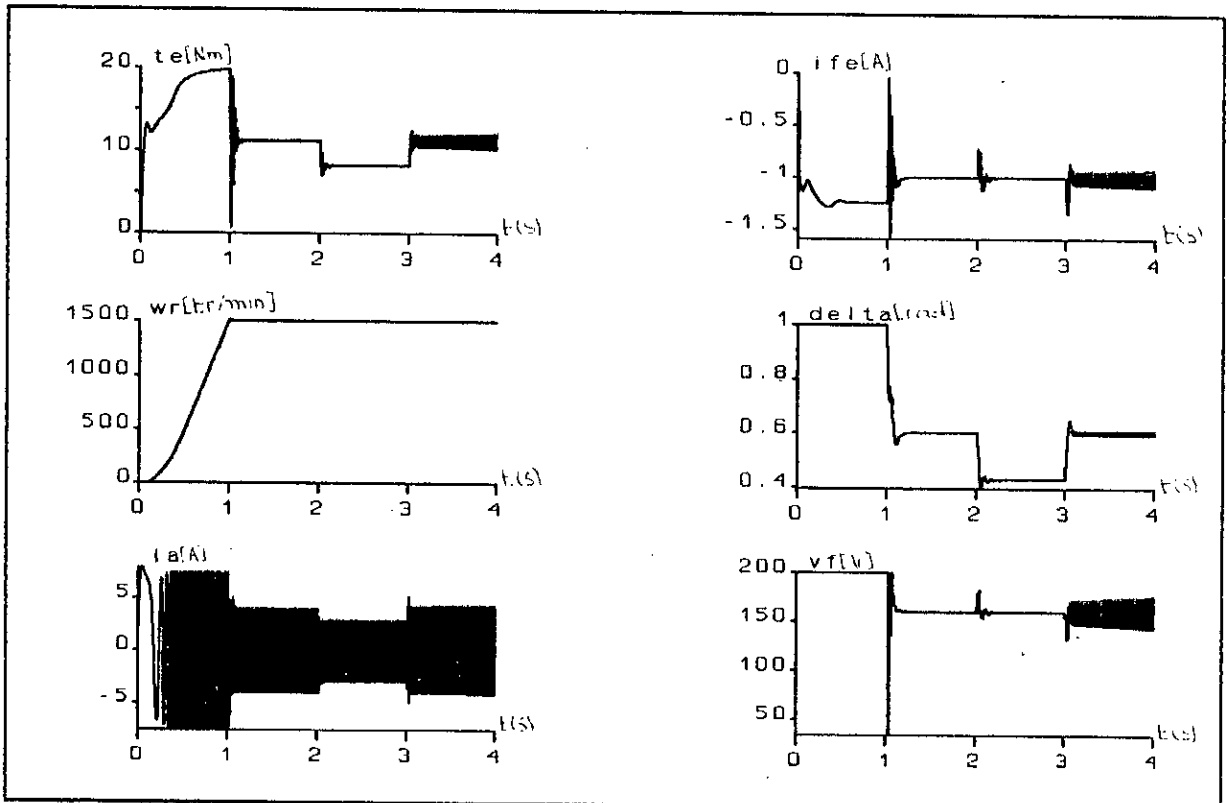


Fig IV.25 Résultats de simulation lors d'une variation de la charge (couple constant).

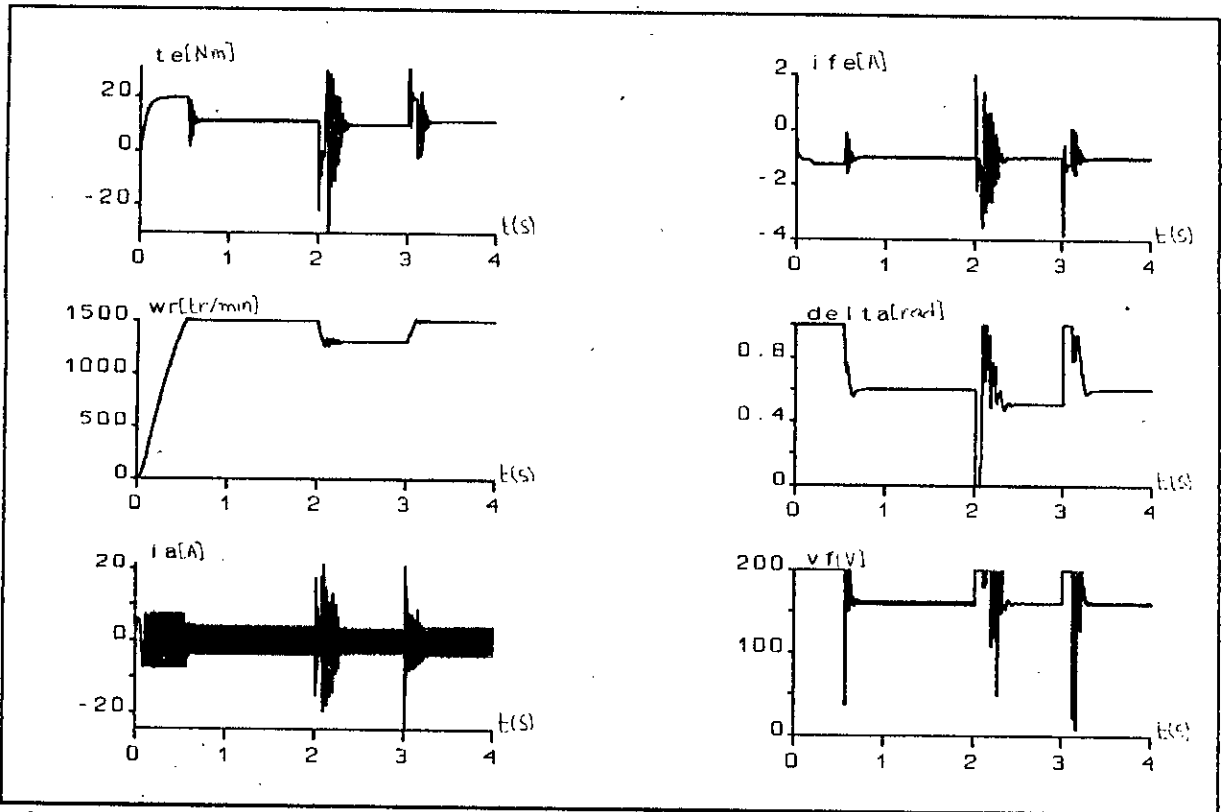


Fig IV.26 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple variable).

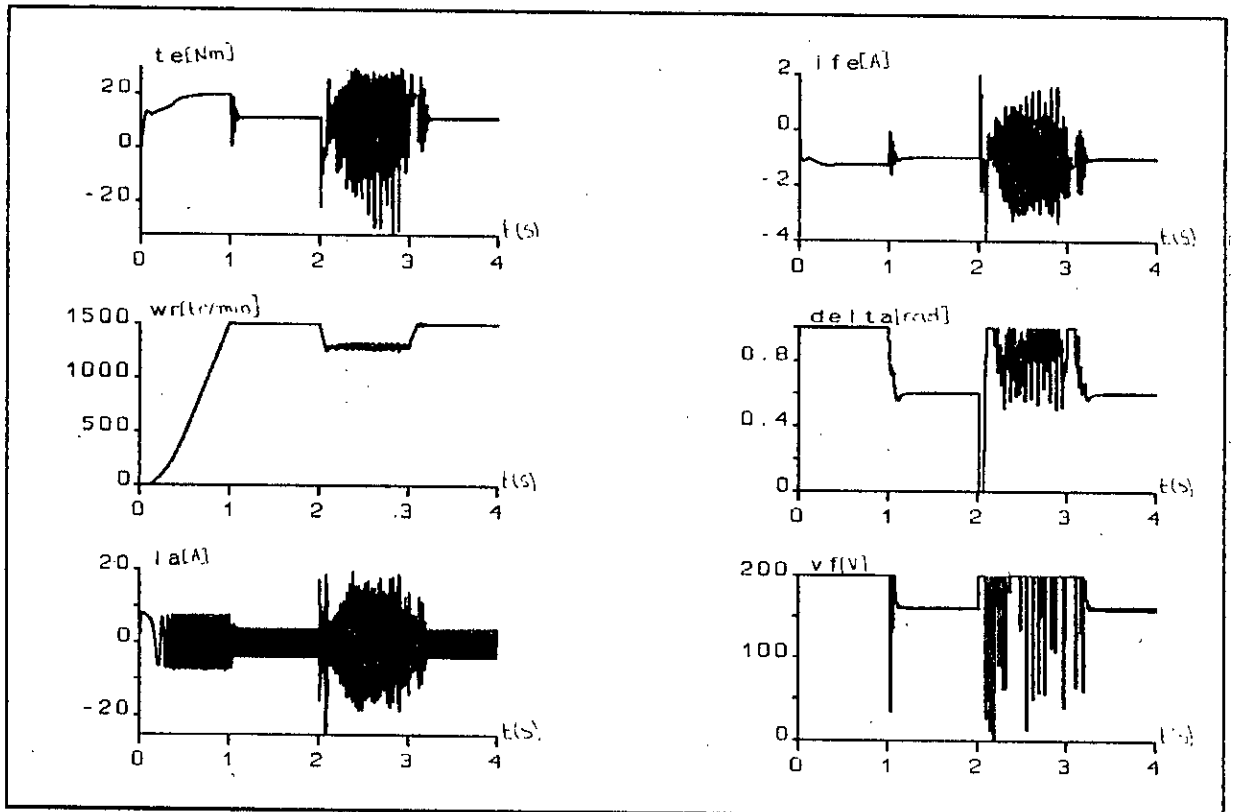


Fig IV.27 Résultats de simulation lors d'une variation de la consigne (couple constant).



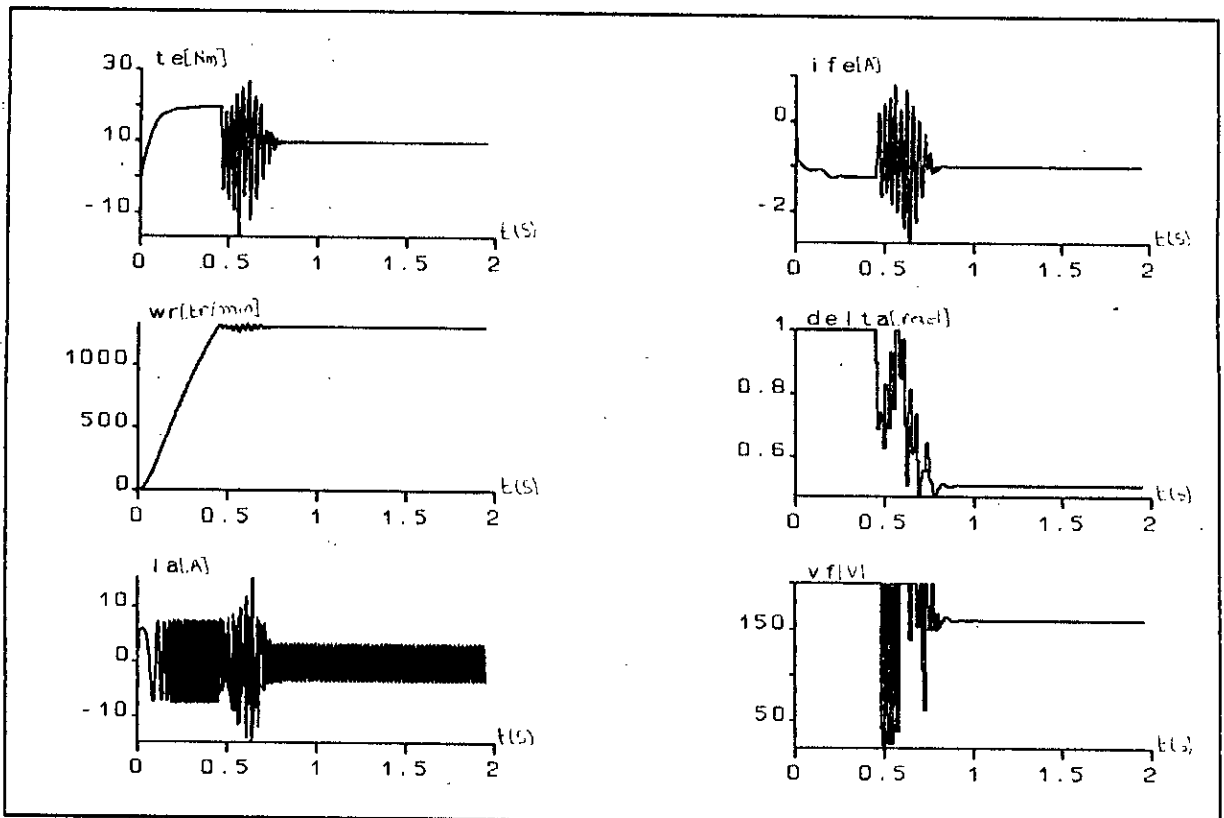


Fig IV.28 Résultats de simulation lors d'un démarrage pour une référence  $N_{ref}=1300\text{tr/min}$  (couple variable).

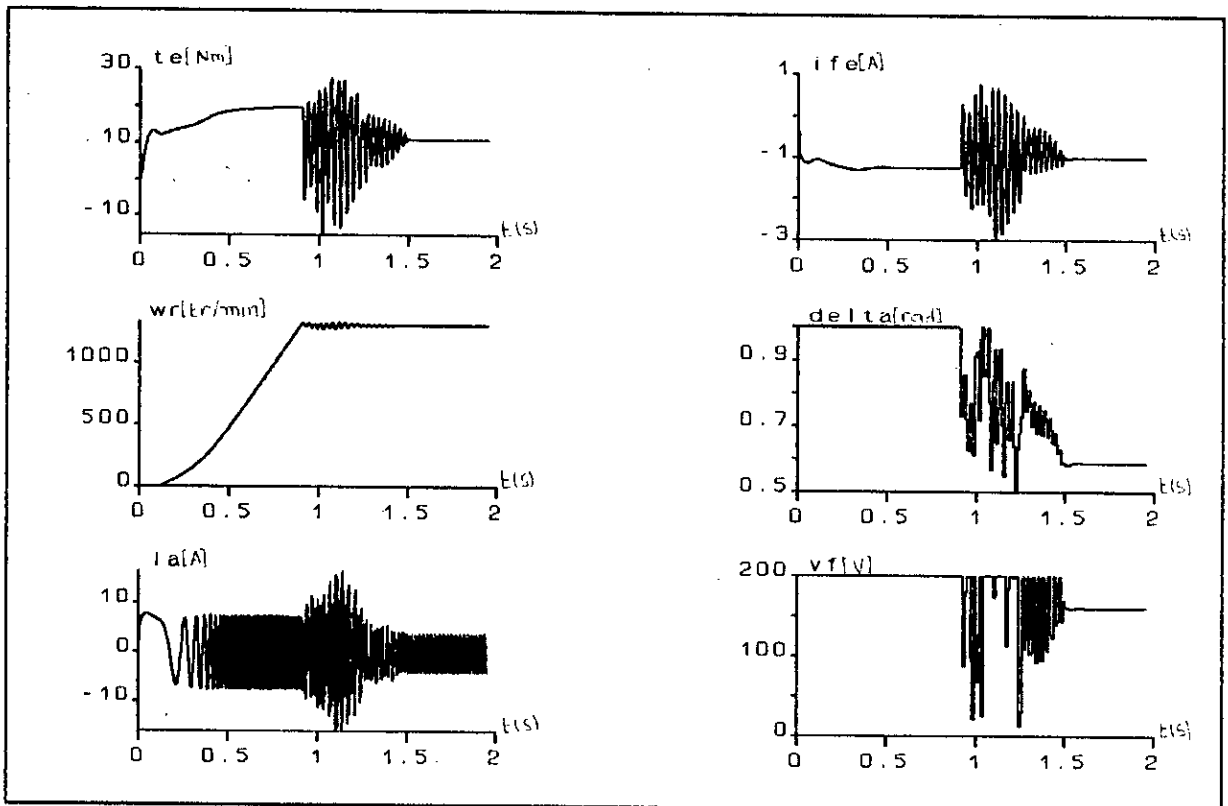


Fig IV.29 Résultats de simulation lors d'un démarrage pour une référence  $N_{ref}=1300\text{tr/min}$  (couple constant).

# ***CONCLUSION GENERALE***

# CONCLUSION GENERALE

Par ces travaux, nous avons abordé un thème d'actualité très important dans la commande des machines électriques qui consiste à l'application des techniques de l'automatique moderne dans le domaine de la commande des machines électriques. Ainsi, nous avons appliqué le réglage échantillonné par retour d'état multivariable et le réglage avec observateurs, à la machine synchrone autopilotée alimentée en tension.

La commande de la machine synchrone autopilotée par l'intermédiaire de l'angle de calage et avec tension d'excitation, permet un réglage aisé de la vitesse. Ce type de commande est en mesure d'assurer un bon facteur de puissance sur une grande plage de vitesse.

Devant l'insuffisance des performances dynamiques du régulateur PI, nous avons fait appel au régulateur d'état qui se prête bien pour la commande de machine synchrone autopilotée. On peut affirmer que le réglage d'état permet en générale d'obtenir des résultats satisfaisants simultanément par rapport aux grandeurs de consigne et de perturbation. En effet l'ajustement du comportement dynamique du système est basé sur le choix des pôles imposés en boucle fermée. Ainsi, un choix adéquat des pôles suivant la nature physique et la dynamique désirée du système est indispensable.

Le réglage par contre réaction d'état échantillonné a permis une amélioration des performances de poursuite et une prise en compte efficace des perturbations. Cependant dans la plage des faibles vitesses, nous notons d'appréciable détérioration du réglage. L'adaptation des paramètres a permis d'améliorer ces performances.

L'analyse des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique permet d'atteindre de meilleures performances que les réglages classiques. Ainsi, nous avons observé que le réglage par retour d'état multivariable améliore d'une façon appréciable les performances du réglage, par rapport à la structure monovariable.

Par ailleurs, l'introduction des observateurs d'état a permis d'éliminer des chaînes de mesures, tout en gardant des performances très proches que celles obtenues par le réglage par retour d'état

multivariable. Une comparaison des observateurs nous a permis d'opter pour l'observateur d'ordre réduit. En effet, ce dernier présente la structure la plus simple pour une implémentation pratique.

En outre, il est important de préciser que le réglage d'état est d'une implantation pratique, sur microprocesseur, assez simple. Elle a aussi l'avantage de demander un temps de calcul voisin de celui du réglage par régulateur numérique PI.

Enfin, ces travaux ouvrent de nombreuses directions de recherche nouvelles qui peuvent être exploitées dans l'avenir. Nous pouvant citer entre autres: l'introduction de la commande non linéaire pour la commande de la machine synchrone autopilotée, l'adaptation de la commande prédictive généralisée à la machine synchrone, l'introduction de la commande multivariable par les grandeurs  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ , au lieu de l'angle de calage, et enfin si les moyens matériels le permettent la mise en oeuvre pratique de ces différentes techniques.

***ANNEXE***

# ANNEXE

## Paramètres de la machine utilisée

Cette simulation est effectuée sur une machine définie par les Paramètres suivants:

- $P_a = 1.5 \text{ kW}$
- $N = 1500 \text{ tr/min}$
- $220/380 \text{ V}$
- $p = 2$
- $R_s = 4.8 \text{ } \Omega$
- $R_r = 160 \text{ } \Omega$
- $L_s = 0.16 \text{ H}$
- $L_r = 13 \text{ H}$
- $M_{sr} = 1.4 \text{ H}$
- $I_{rq} = 1 \text{ A}$
- $f = 8 \cdot 10^{-3} \text{ Nm.s/rad}$
- $J = 4 \cdot 10^{-3} \text{ Mm.s}^2/\text{rad}$

# ***BIBLIOGRAPHIE***

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] B.ROBYNS, "Commande numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif", Thèse de Doctorat de l'Université Catholique de Louvain, Décembre 1993.
- [2] P.VAS, W.DRURY, "Electrical machines and drives: present and future", IEEE, 1996, p. 67-74.
- [3] C.SEN, PARESH, "Electric motor drives and control: past, present and futur", IEEE Trans. On Industriel Electronics, Vol. 37, N° 6, Dec. 1990.
- [4] M.S.BOUCHERIT, "Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques", Thèse de Doctorat, ENP, Alger 1995.
- [5] B.K.BOSE, "Power electronics and AC drives", Prentice-Hall 1986.
- [6] J.CHATELAIN, "Machines électriques", Vol.2, Dunod.
- [7] A.IBRAHIM.SAID, "Etude des caractéristiques d'un dispositif à vitesse variable réalisé à partir d'une machine synchrone alimentée en tension par un convertisseur statique et autopilotée", Thèse Doct.Ingénieur, Université P.Sabatier Toulouse 1975.
- [8] B.DE FORNEL, "Machines à courants alternatifs alimentées à fréquences variables par convertisseurs statiques: Etudes des ondes de courants et de tensions. Comportements en régimes permanents et transitoires", Thèse de Doctorat Es Sciences Physiques, INPL, Toulouse 1976.
- [9] M.IZADI, "Modélisation et Identification d'un Générateur Synchrone Couplé sur le Réseau", Thèse Doct.Ingénieur, INP Lorraine 1979.
- [10] M.FADEL, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension MLI: commande modale avec observateur de flux, commande auto-adaptative", Thèse de Doctorat, INPL, Toulouse 1988.
- [11] A.ABDEL RAZEK, J.P.PIERRAT, M.POLOUJADOFF, A.WIART, "Fréquence limite de fonctionnement en commutation naturelle d'une MSA", RGE, Tome 88, No 9, Septembre 1979.
- [12] J.C.BENDIEN, J.GEUNICH, "On the behaviour of a current fed synchronous machine without DC link inductance", IEEE Trans.PE, Vol.PE-5, N°2, April 1990.
- [13] P.BARRET, "Régime transitoire des machines tournantes", Paris, Eyrolles 1982.
- [14] J.LESENNE, F.NOTLET, G.SEGUIER, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Tec.et.Doc.Lavoisier 1981.
- [15] J.ACKERMANN, "Parameter space design of robust control systems", IEEE Trans, Automat.Contr., Vol. AC-25, N°6, Dec.1980, p.1058-1072.
- [16] A.BOUMEDIENE, "Etude par simulation numérique du réglage d'état échantillonné de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Thèse de Magister, ENP, Alger 1994.
- [17] P.J.RIEDO, "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone", Doctorat Es Sciences techniques, EPFL, Lausanne 1985.
- [18] B.DE FORMAL, "Variation de vitesse des machines à courants alternatif", Cours photocopié, INP Toulouse 1989.



- [19] P.C.KRAUSE, "Analysis of electric machinery", Mc Graw-Hill International Editions 1987.
- [20] A.K.LOTFY, "Définition et mise en oeuvre d'une structure de commande numérique pour machine synchrone autopilotée, Thèse Doct. Ingénieur, INP Toulouse 1981.
- [21] G.SEGUIER, F.LABRIQUE, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Dunod, Tome IV, 1989.
- [22] S.GROUNI, "Etude de l'étage d'alimentation d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Thèse de Magister, ENP, Alger 1992.
- [23] F.MILSANT, R.CHAUPRADE, "Electronique de puissance: Commande des machines à courant alternatif", Vol.2, Eyrolles, 1984.
- [24] N.BOUDJERDA, "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoïdale: Etude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension", Thèse de Magister, ENP, Alger 1993.
- [25] S.R.BOWES, R.R.CLEMENTS, "Computer aided design of PWM inverter systems", IEE Proc, Vol.129.Pt.B, N°1 January 1982.
- [26] F.KHENE, "Etude par simulation de réglage d'état échantillonné en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant", Thèse de Magister, ENP, Alger 1993.
- [27] H.BUHLER, "Réglage échantillonné: Traitement dans l'espace d'états", Presses Polytechniques Romandes, Tome II, 1986.
- [28] H.BUHLER, "Conception des systèmes automatiques", Presses Polytechniques Romandes 1988.
- [29] H.BUHLER, "Réglage échantillonnés: Traitement par la transformation en Z", Vol.I Pesses Polytechnique Romandes, Lausanne 1987.
- [30] S.BARKATI, "Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone", Thèse de Magister, ENP, Alger 1997.
- [31] M.S.BOUCHERIT, H.CHEKIREB, "Etude par simulation de la commande optimale par retour d'état avec observateur d'un moteur à courant continu", Modelling, measurement & control, A, AMSE Press, Vol.44, N°2, 1992.
- [32] M.S.BOUCHERIT, A.HAMDANI, A.AZZI, N.K.M'SIRDI, W.KOCZARA, "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel", AMSE Press.
- [33] M.S.BOUCHERIT, A.HAMDANI, A.AZZI, W.KOCZARA, "Commande optimale échantillonnée: application à un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel", Colloque National en Analyse Mathématique Appliquée, CNAMA'93, Constantine, Algérie, Nov.1993.
- [34] A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, M.S.BOUCHERIT, "Réglage numérique par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", CMSES 94, Skikda, 10<sup>th</sup> & 11<sup>th</sup>, may 1994.
- [35] A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, M.S.BOUCHERIT, "Réglage optimal par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", CMGE'94, Rades, Tunisie, Mai 1994.
- [36] A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, M.S.BOUCHERIT, "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", JTEA'94, Hammamet, Tunisie, 1994
- [37] A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, M.S.BOUCHERIT, "Etude par simulation du réglage par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension MLI", International Conférence, ICEEE'94, Oran 1994.
- [38] D.G.LUENBERGER, "Canonical forms for linear multivariable systems", IEEE Tran. On Automatic Control, p.290-292, June 1967.

- [39] D. BOUKHETALA, "Observateurs d'état dans les système échantillonnés", Compléments de cours de régulation automatique, ENP, Alger 1995.
- [40] O. BOUCHHIDA, M.S. BOUCHERIT, K. BENMANSOUR, L. NEZLI, "Réglage d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension par un observateur d'état d'ordre global", International Conference of IEAA'97, Batna, 7-9 Dec. 97.
- [41] M. GOSSA, "Modélisation dans l'espace d'état et commande numérique d'un moteur à courant continu", Thèse de Doctorat 3<sup>ème</sup> Cycle, INSA, Toulouse 1984.
- [42] A. HABBADI, "Commande numérique d'une machine asynchrone alimentée par onduleur de tension", Doctorat de l'INPT, Toulouse 1988.
- [43] T.H. LIU, C.M. YOUNG, C.H. LIU, "Microprocessor Based Controlled Design and Simulation for a permanent magnet synchronous motor drive", IEE Trans, Vol. IE-35, N°4, Nov. 1988.
- [44] M.F. KHENE, M.S. BOUCHERIT, L. NEZLI, "Réglage numérique par retour d'état en cascade d'un moteur synchrone autopilotée", JTEA'93, Hammamet, Tunisie, Fev. 1993.
- [45] L. NEZLI, "Etude en simulation d'une machine synchrone autopilotée", Thèse de Magister, ENP, Alger 1985.
- [46] A. FOSSARD, "Système multi-entrées multi-sorties", Technique de l'Ingénieur, R7220, P.12-16.
- [47] G.C. VERGHESE, S.R. SANDERS, "Observers for flux estimateur in induction machines", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 35, N°1, Feb. 1988.
- [48] D.G. LUENBERGER, "An introduction to observers", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-16, N°6, Dec. 1971
- [49] C. FOULARD, "Commande et régulation par calculateur numérique", Dunod, 1987.
- [50] J. O'REILLY, "Observers for linear systems", Academic Press, 1983.
- [51] T. ORLOWSKA-KOWALSKA, "Analysis of linear state observer for spécial class of non linear dynamic system", Advances in Modelling, C, AMSE Press, Vol. 36, N°4, 1993.
- [52] T. ORLOWSKA-KOWALSKA, "State and parameter observers in the induction motor control systems", Proc. of ICEM'92, Vol II, Manchester, 1992.
- [53] G.C. VERGHESE, S.R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines", IEEE Trans. I.E., Vol. 35, N°1, Feb 1988.
- [54] B. ROBYNS, "Commande numérique des moteurs synchrone et asynchrone", Séminaire sur les entraînements à vitesse variable, Rabat, Maroc 1992.
- [55] H. BUHLER, "Impact of modern automatic control theory on electrical drives", 10<sup>th</sup> IFAC World Congress On Automatic Control, Preprints, Vol. 3, Munich 1987.
- [56] Y. DOTE, "Application of modern control techniques to motors control", Procceding of IEEE, Vol. 76, N°4, Avril 1988, pp. 438-454.
- [57] J. O'REILLY, "Observer for linear systems", London Academic Press, 1983

