

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

Genie électrique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Synthèse de La commande par retour
d'état échantillonnée appliquée à une
machine synchrone autopilotée alimentée
en tension.

Proposé par :

Etudié par :

Dirigé par

Mr M. S. Boucherit Mr O. Bouchhida Mr M. S. Boucherit
Mr L. Vezli Mr B. Guemari Mr L. Vezli

PROMOTION

Juin 95 .

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

Genie électrique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات

BIBLIOTHEQUE — المكتبة

Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Synthèse de la commande par retour
d'état échantillonnée appliquée à une
machine synchrone autopilotée alimentée
en tension.

Proposé par :

M. S. Bouchetit
H. Mezli

Etudié par :

D. Bouchrida
B. Guemati

Dirigé par

M. S. Bouchetit
H. Mezli

PROMOTION

Juin 95

— الإهداء —

إلى أمي وأبي ...

إلى إخوتي وأخواتي ...

إلى صنّاع الحياة العاملين بصمت
شعارهم بذل وتضحية بلا ضواء ...

إلى أبناء الجزائر المخلصين ...

إلى كل الأصدقاء في الحي الجامعي "بوراي عمارة"

أهدي هذا العمل

ب. قاري

طني ثوب مرقع
كل جزء فيه مصنوع بمصنع
وعلى الثوب نقوش ومويّة
فرقت أشكالها الأهواء
لكن
وحدت ما بينها نفس الهويّة
عنة واسعة
وعهد يتبع

— الإهداء —

إلى وطني العكزير "الجزائر"
إلى المرحومة جدتي "حنصة"
إلى الوالدين الكثرمين المخلصين - حفظها الله -

إلى جدتي الوحيدة - أظل الله في عمرها -
إلى أخواني وخالاتي وخاصة خالي المخترب - حفظها الله -

إلى إخوتي وأخواتي والأقارب
إلى كافة أهل الأقاليم
إلى صديقتي المخلص والوفية "محمد الغزالي"
إلى صنّاع الحياة
إلى أبناء مدرسة "بورايي عمار"

أهدي هذا العمل
المتواضع

من: ج. وصيد

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du centre de calcul de l'Ecole Nationale Polytechnique ainsi qu'au département Génie Electrique sous la direction des Messieurs M.S. Bouchrit, Maître de Conférence, et L. Nezli, Chargé de Cours à l'ENP.

Nous tenons à leur exprimer notre profonde gratitude pour leurs aides sans réserve et leurs conseils précieux qu'ils nous ont dispensés tout au long de ce travail.

Nous remercions vivement Messieurs les membres de Jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger au Jury.

Nos remerciements vont également à Messieurs A.M. Boumediène et B.B. Rochdi pour leurs aides et conseils précieux.

Nous remercions aussi Messieurs S. Arif et M. Nibouche pour leurs aides considérables lors de la réalisation de ce travail.

Nous associons particulièrement à ces remerciements tous les amis qui nous ont aidé et soutenu depuis le début jusqu'à l'achèvement de ce travail qu'ils traivent, ici, l'expression de notre profonde gratitude.

هذا المشروع يتمثل في دراسة تصميمية للتحكم بعودة
الحالة العددى [باستعمال الحاسوب] المطبق على الماكينة
المتزامنة ذات القيادة الذاتية المغذاق بتوتر
في البداية قد صمنا التمثيل الرياضى للجمله ونتائج
المحاكات العددية للعمل في حالة دائرة تحكم
مفتوحة.

وفي المرحلة الموالية قد صمنا تفصيل حول التحكم
بعودة الحالة وتبيان نتائج المحاكات العددية للجمله
هذا التحكم.

كما قمنا بتقديم كل الخصائص لهذا التحكم المطبق على الماكينة
المتزامنة ذات القيادة الذاتية مع تبيان قوة ومرونة الجمله.
وفي النهاية قمنا بربط الآلهة بممّوج البعد المدفوع
[ml] وإظهار مدى فعالية وصلاحيه نوعيه هذا التحكم
بالمحاكات العددية.

Notations

Introduction générale 1

Chapitre I: Modélisation et simulation de la MSA

I.1) Description du système à régler 3

I.2) Modélisation de la machine synchrone 4

I.3) Modèle globale du système à régler 8

I.4) Caractéristiques statiques lors de la variation de l'angle de calage 10

I.5) Simulation en boucle ouverte 11

Chapitre II: Réglage d'état échantillonnée de la MSA

II.1) Structure générale du réglage d'état 16

II.2) Equation d'état du système 18

II.3) Détermination du vecteur de la contre réaction d'état 19

II.4) Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne K_v et de la perturbation K_v' 20

II.5) Représentation d'état continu du système à régler .. 21

II.6) Représentation d'état échantillonnée de la MSA 22

II.7) Choix de la période d'échantillonnage	
II.8) Dimensionnement du réglage d'état	24
II.8.a) Choix des pôles en boucle fermée	24
II.8.b) Détermination du vecteur de contre réaction	26
II.8.c) Détermination des coefficients K_v et K_p	26
II.9) Dispositif anti-windup	27
II.10) Simulation	28

Chapitre III: Etude des performances du réglage d'état d'une MSA

III.1) Robustesse de réglage par rapport aux grandes variations de vitesse	34
III.2) Influence de V_0 sur les performances du réglage	36
III.3) Robustesse du réglage d'état vis à vis la variation des paramètres électriques et mécaniques de la machine	43
III.4) Réglage d'état avec adaptation des paramètres	51
III.5) Conclusion	56

Chapitre IV: Simulation de la commande de l'association MLI-MSA

IV.1) Modélisation de l'onduleur MLI	58
IV.2) Comportement du moteur alimenté par onduleur	59
IV.2.a) Alimentation par une source de tension continue fixe	63
IV.2.b) Simulation	65
IV.2.c) Alimentation par un pont redresseur à diode	68
IV.2.d) Simulation	70

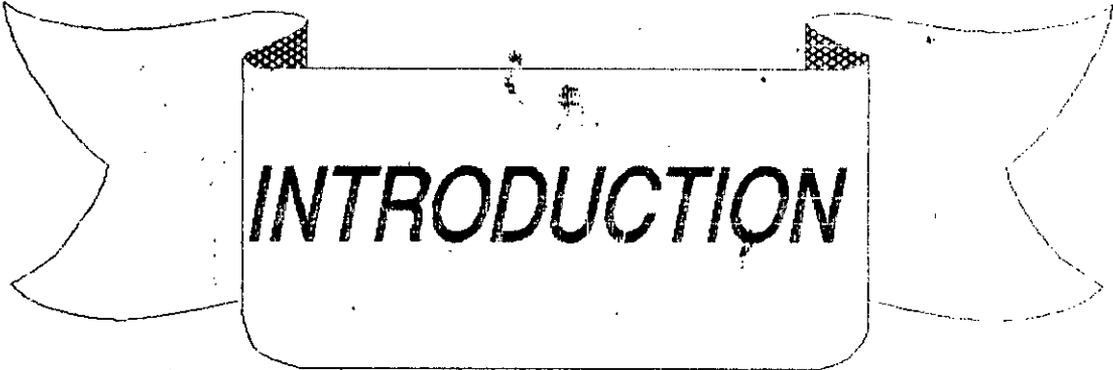
IV.2.e) Conclusion	
Conclusion générale	73
Annexe	75
Bibliographie	76

NOTATIONS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

- C_{em}, C_r : Couple électromagnétique, couple résistant
- C_n : Couple nominale
- $d(q)$: Axe direct (en quadrature)
- F : Matrice d'état
- f : Coefficient de frottement
- h_u : Vecteur d'entrée du système échantillonné
- h_v, h_w : Vecteur d'entrée de la grandeur de consigne et de la grandeur de perturbation
- $i_{a,b,c}$: 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_{dc}, V_{dc} : Courant et tension à l'entrée de l'onduleur
- I_d : Matrice identité
- J : Moment d'inertie des parties tournantes
- K : Matrice de contre-réaction du vecteur d'état du système
- K_r : Coefficient de la contre-réaction d'état du régulateur intégrateur
- k_v, k_w : Coefficients d'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation
- L_s, L_r : Inductance cyclique, statorique et rotorique
- M_{sr} : Mutuelle inductance stator-rotor
- P : Nombre de paires de pôles
- R_s : Résistance d'une phase
- R_r : Résistance de l'inducteur
- S : Opération de Laplace

- T_{ce} : Constante de temps électrique
- T_e : Période d'échantillonnage
- $V_{a,b,c}$: Tensions instantanées de phases de la machine
- V_{sd}, V_{sq} : Tensions statoriques d'axe, direct et quadrature
- V_f : Tension d'excitation
- V_r, I_r : Tension et courant redressés aux bornes du redresseur
- θ : Position angulaire
- δ : Angle de calage
- ω : Vitesse angulaire de rotation du rotor
- σ : Coefficient de dispersion



INTRODUCTION

INTRODUCTION GENERALE

Dans les applications nécessitant des variations de vitesse ou de position, les machines à courant continu (MCC) furent les premières à faire leur apparition sur le marché industriel. Ceci grâce à la simplicité de la commande de ces machines qui se conjugue à celle de la réalisation du variateur associé [10].

Avec le développement de l'électronique de puissance, les entraînements réglés à courants alternatifs commencèrent à apparaître sur le marché. Les machines à courants alternatifs présentent l'avantage d'être plus robuste et de ne pas avoir de collecteur mécanique [10].

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 [2][10]. Actuellement l'utilisation de la machine synchrone s'étend aux faibles puissances (<10 kw) 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 et au fait que l'électronique de commande reste relativement simple [1][7][8][12].

parallèlement, le progrès croissant de la micro-informatique, a ouvert la voie à l'utilisation des techniques de l'automatique moderne dans la commande des entraînements réglés à courants alternatifs. Ces dernières années, de nombreux travaux ont été consacrés à l'alimentation en courant [5][21][27]. Certains d'entre eux consistent en la mise en oeuvre de stratégies assurant le contrôle direct du courant dans les trois phases [5]. D'autres auteurs basent leurs commandes sur la régulation du courant résultant, à l'entrée du commutateur [10][12][31]. 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. Cependant, pour le cas d'une MS à inducteur bobiné, le peu qui existe, concerne le réglage de la vitesse avec

la commande des courant soit par action sur la tension d'alimentation [4][8], soit par l'utilisation d'une loi tension-fréquence permettant la commande indirecte du courant [7]. Les techniques de commande utilisées sont:

- le réglage classique
- le réglage d'état de base

Ainsi nous nous sommes intéressé à l'application du réglage échantillonné par retour d'état tenant compte de l'intervention directe de la consigne et de la perturbation à la MSA alimentée en tension.

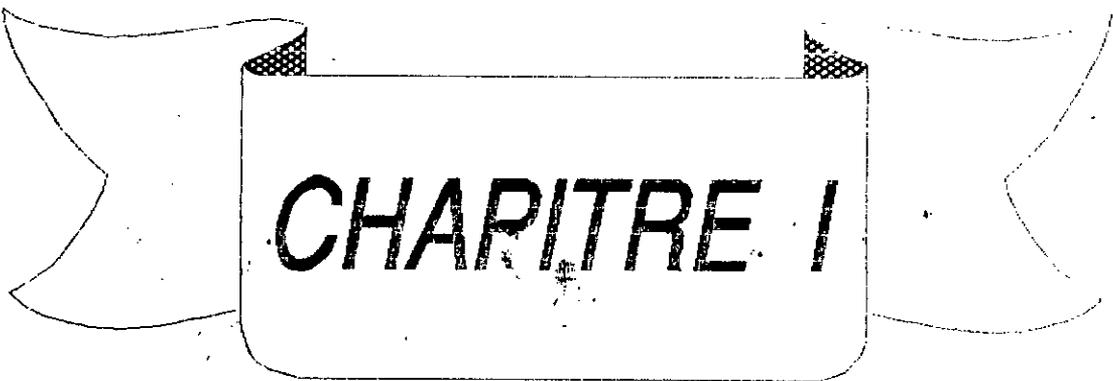
Dans le premier chapitre, nous faisons un rappel sommaire sur le principe et les caractéristiques de la MSA alimentée en tension. Nous présentons ensuite une modélisation de système global à régler, après l'étude des caractéristiques statique de MSA, nous passons à la simulation en boucle ouverte.

Dans le deuxième chapitre, nous introduisons le réglage d'état échantillonné dans la boucle de vitesse. En premier lieu, nous discutons les méthodes générales pour la détermination des coefficients de réglage. Après nous appliquons le réglage par retour d'état à la machine MSA dans le modèle linéarisé autour du point de fonctionnement nominal. Enfin, nous présentons les résultats de simulation.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la robustesse de réglage d'état, dans différentes plages de variations de la vitesse, ainsi que la variation des paramètres électriques et mécaniques de la machine, et l'influence de la tension de démarrage V_0 .

Enfin, dans le dernier chapitre, nous présentons la simulation du système constitué de l'ensemble source d'alimentation onduleur MLI-MSA pour deux types d'alimentations:

- cas d'une source de tension continue fixe,
- cas d'un pont redresseur.



CHARITRE I

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE

La machine synchrone autopilotée alimentée en tension est un dispositif qui permet de remplacer les machines à courant continu classiques dans les entraînements à vitesse variable. Elle est constituée d'un onduleur de tension alimentant une machine synchrone dont la fréquence d'alimentation est asservie à la vitesse de rotation.

Ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone dans le plan triphasé, puis dans le biphasé selon le modèle de PARK. La deuxième partie concerne l'étude des caractéristiques statiques de la machine synchrone autopilotée lors de variation de l'angle de calage et la simulation en boucle ouverte.

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, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante. Pour la variation de vitesse, nous utilisons le principe d'autopilotage [1][2][4][12], qui consiste à alimenter la machine avec une tension dont la fréquence et la phase sont asservies à la position du rotor.

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 [12].

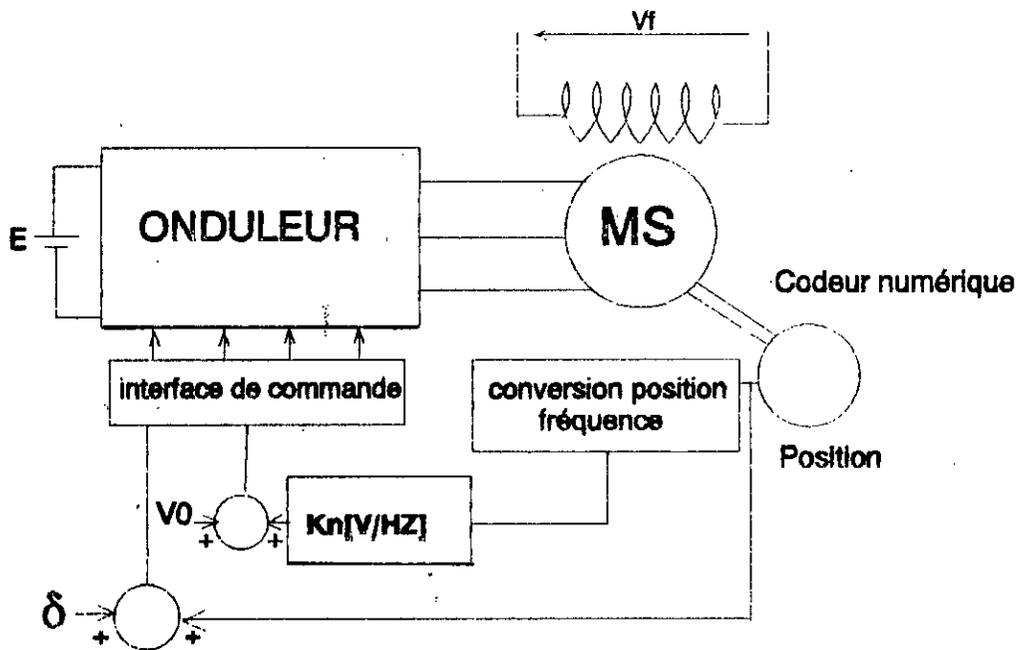


Figure I.1 Schéma du système globale à régler.

L'angle δ entre la f.e.m fixée par l'excitation et la tension d'alimentation est dite l'angle de calage. Il permet d'agir sur la vitesse de rotation de la machine, ce qui représente une grandeur de commande pour la machine synchrone.

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 suivants[5][7][12][16] :

- 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.

Les équations électriques de la machine synchrone s'écrivent [16]:

$$[V] = [L] \frac{d}{dt} [I] + [R][I] \quad (1-1)$$

avec:

$$[I] = [I_a \ I_b \ I_c \ I_f]^t$$

$$[V] = [V_a \ V_b \ V_c \ V_f] :$$

$$[R] = \text{diagonale} [R_a \ R_b \ R_c \ R_f]$$

La relation entre le flux et le courant est donnée par [16]:

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M & M & M_f \cos \theta \\ M & L_s & M & M_f \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M & M & L_s & M_f \cos (\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_f \cos \theta & M_f \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos (\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

Pour réduire la complexité de ce système on fait le changement de variable (transformation de PARK) qui consiste à transformer les trois enroulements des phases à des enroulement orthogonaux (d-q)

la machine peut être représentée dans l'axe (d-q) par la (figure I.2).

Les grandeurs triphasées (tension, courant, flux) sont liées aux grandeurs biphasées (d-q) par la matrice [15,18]:

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

tel que: $\theta = \omega t - \delta$. (cas de fonctionnement moteur) (I-4)

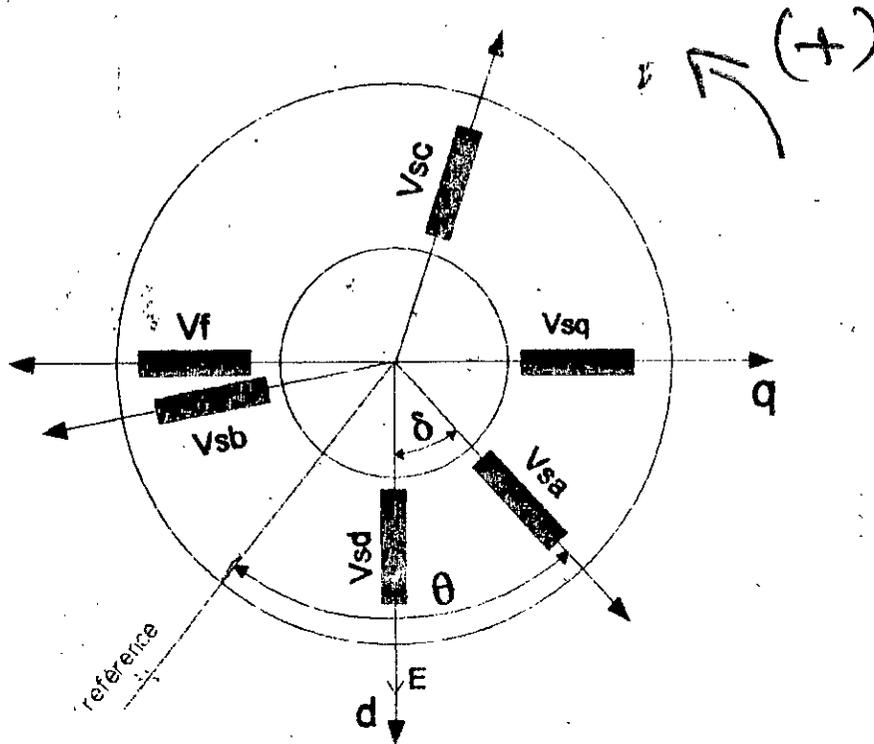


Figure I.2 représentation schématique d'une machine synchrone.

Pour retrouver les grandeurs statoriques (courant, flux, et tension) à partir des grandeurs biphasées (d-q) nous utilisons la matrice inverse de PARK [15] [16].

$$[P]^{-1} = [P]^t \tag{I-1}$$

Les équations électriques de la machine dans les axes (d-q) sont:

$$\begin{aligned}
 [V_{dq0}] &= [P] [V_{abc}] \\
 &= [P] \frac{d}{dt} \phi_{abc} + R_s [P] [I_{abc}] \\
 &= [P] [P]^{-1} \frac{d}{dt} \phi_{dq0} - [P] \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) \phi_{dq0} + R_s [P] [P]^{-1} [I]_{dq0}
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

tel que :

$$\begin{aligned}
 [V_{dq0}] &= [V_{sd} \quad V_{sq} \quad V_{s0}]^t \\
 [V_{abc}] &= [V_a \quad V_b \quad V_c]^t \\
 [\phi_{abc}] &= [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^t \\
 [I_{abc}] &= [I_a \quad I_b \quad I_c]^t \\
 [\phi_{dq0}] &= [\phi_{sd} \quad \phi_{sq} \quad \phi_{s0}]^t \\
 [I_{dq0}] &= [I_{sd} \quad I_{sq} \quad I_{s0}]^t
 \end{aligned}$$

D'où

$$\begin{cases}
 V_{sd} = R_s I_{sd} + d \frac{\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\
 V_{sq} = R_s I_{sq} + d \frac{\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd}
 \end{cases} \tag{1.6}$$

Pour l'enroulement d'excitation on a [16,12]:

$$V_{Iq} = R_r I_{Iq} + d \frac{\phi_{Iq}}{dt} = -V_f \tag{1.8}$$

La partie mécanique, est régie par l'équation:

$$C_{em} - C_r = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + f \frac{\omega}{p} \quad (1.9)$$

où

$$C_{em} = p(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \quad (1.10)$$

avec:

p : nombre de paires de pôles

f : coefficient de frottement

J : moment d'inertie des parties tournantes

C_{em} : couple moteur

C_r : couple résistant.

La relation flux-courant dans les axes (d-q) est donnée par:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

1.3) MODELE GLOBALE DU SYSTEME A REGLER

En considérant les équations (1.7) (1.8) (1.9) et (1.11), les équations électriques et mécaniques peuvent s'écrire:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (-p M_{sr} I_{sd} I_{rq} - f \frac{\omega}{p} - C_r) \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}\omega}{L_r} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_f \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\sigma = 1 - M_{sr}^2 / (L_s L_r)$$

En considérant l'onduleur de tension comme une source de tension parfaite, la machine est alors alimentée par des tensions sinusoïdales de fréquence égale à celle de la f.e.m et d'amplitude réglable assurant la loi V/f constante.

Après la transformation de PARK, nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{3} V_{ef} \cos \delta \\ V_{sq} = \sqrt{3} V_{ef} \sin \delta \end{cases} \quad (1.14)$$

Où la tension efficace V_{ef} est telle :

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega \quad (1.15)$$

V_0 : valeur initiale de la tension d'alimentation au démarrage.

K_n : rapport V/ω_n assurant la loi V/f constant

Du fait qu'on a pris la loi V/f constant, et en remplaçant l'équation (1.14) dans l'équation (1.12), le modèle de la MSA devient monovarié dépend seulement de l'angle de calage δ .

Ainsi nous obtenons les équations électriques sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{xq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}\omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{M_{sr}\omega}{\sigma L_r} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{xq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3} \frac{V_{ef}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \frac{V_{ef}}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\sqrt{3} \frac{M_{sr} V_{ef}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\delta \\ \sin\delta \\ V_f \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

1.4) CARACTERISTIQUES STATIQUES LORS DE LA VARIATION DE L'ANGLE DE CALAGE

Dans cette partie on va étudier les caractéristiques statiques de la MSA lors d'une variation de l'angle de calage δ pour différentes valeurs de la tension d'excitation en considérant les deux cas de charges suivants:

- charge proportionnelle à la vitesse:

$$C_r = CC \cdot n \quad (CC: \text{coefficient de charge})$$

- charge constante:

$$C_r = C_{te}$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \sqrt{3}(K_n \omega + V_0) \cos \delta = R_s I_{sd} - L_s \omega I_{sq} - M_{sr} \omega I_{rq} \\
 \sqrt{3}(K_n \omega + V_0) \sin \delta = R_s I_{sq} + L_s \omega I_{sd} \\
 p M_{sr} I_{rq} I_{sd} + C_r + f \frac{\omega}{p} = 0 \\
 V_f = -R_r I_{rq}
 \end{array} \right. \quad (1.17)$$

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 les figures (1.3) et (1.4) des quelles on tire les résultats suivants:

- La variation de la vitesse est pratiquement linéaire avec l'angle de calage δ dans le cas (Cr=CC.N).
- 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 δ
- Le facteur de puissance, et le courant efficace de ligne sont fortement liés à la valeur de V_f dans le cas Cr=CC.N.
- Le facteur de puissance reste satisfaisant sur une grande partie de la gamme de vitesse, pour une tension d'excitation nominale.

I.5) Simulation en boucle ouverte

Afin de montrer la stabilité de fonctionnement du système à régler, nous simulons en temps réel le fonctionnement en boucle ouverte de la MSA.

La simulation est faite lors d'un démarrage en charge nominale de la machine, les comportements de la vitesse N , du couple C_{em} , du courant I_a et de l'angle de calage sont représentés dans les figures (1.5), (1.6).

D'après les résultats de la simulation il a été constaté que:

- Pour une charge nominale, la vitesse de la machine synchrone tend vers sa valeur nominale (1500tr/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.
- Le temps de démarrage dans le cas $C_r = \text{cte}$ est assez lent un couple résistant constant (C_n) est imposé dès le démarrage tout en gardant δ fixe (δ nominale).

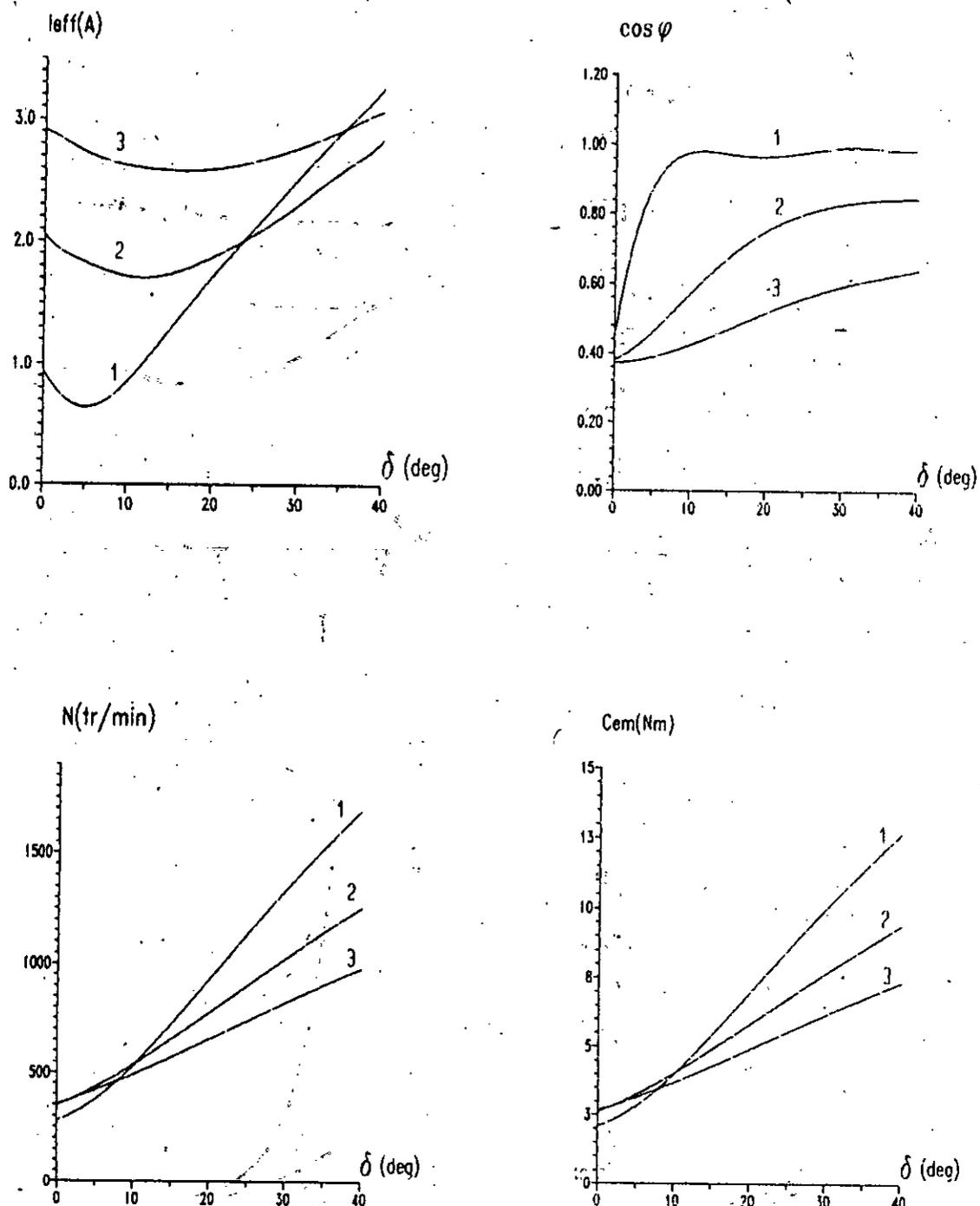
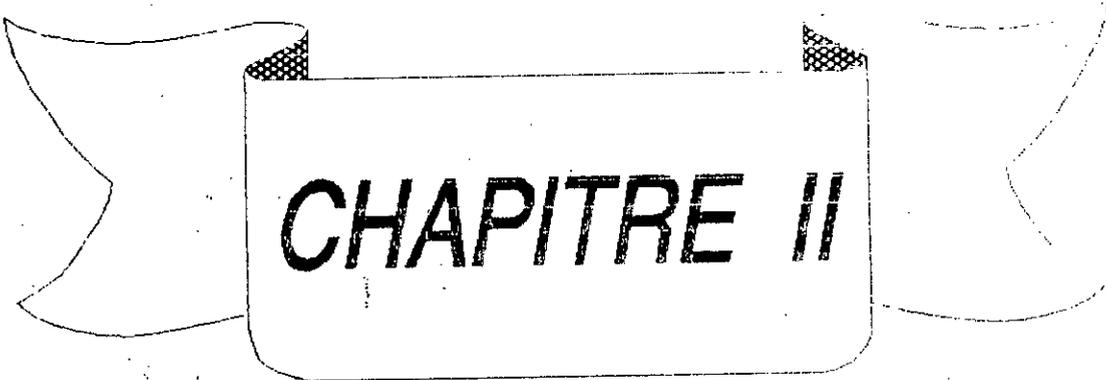


Figure I.3 caractéristiques statiques de la MSA lors de la variation de l'angle de calage δ pour différentes valeurs de la tension d'excitation ($C_r=C_n$), 1) $V_f:160$, 2) $V_f:110$, 3) $V_f:80$



CHAPITRE II

REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE DE LA MSA

La conception et l'analyse d'un système de commande dans le domaine fréquentiel ont été développées durant les années quarante. Ce type d'approche est généralement connu sous le nom de commande classique, et cela afin de la différencier de la commande moderne dans l'espace d'état, qui a eu naissance 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 cette méthode la possibilité de décrire le comportement dynamique global du système. De plus, elle présente l'avantage de conserver la même représentation indépendamment du type du système à réguler.

Dans ce chapitre, nous introduisons le réglage échantillonné par retour d'état de la vitesse de la MSA. D'autre part, nous présentons la structure globale du réglage, ainsi que les techniques de détermination des différents coefficients. 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 pour la commande de modèle non linéaire de la MSA.

II.1) STRUCTURE GENERALE DU REGLAGE D'ETAT

La synthèse du réglage d'état optimal, lors de l'influence de grandeurs de consigne et de perturbation, est basée sur la minimisation du critère de performance quadratique étendu avec pondération de l'état final. Ce critère est donné par [12][13][19]:

$$I = e_N^T Q_0 e_N + X_{R,N}^T Q_N X_{R,N} + \sum_{k=0}^{N-1} (e_k^T Q_0 e_k + X_{R,k}^T Q_R X_{R,k} + U_k^T R U_k) \quad (2.1)$$

où Q_0 et R sont respectivement les matrices de pondération de l'écart du réglage et la commande, tandis que la matrice Q_R prendra l'état du régulateur intégrateur, les vecteurs $U(t)$ et $e(t)$ représentant respectivement la commande et l'écart du réglage [12][13][19].

L'application du principe d'optimisation de BELLMAN permet d'aboutir à la loi de commande optimale suivante [12][13]:

$$U_k = -K^T X_k + K_w W_k - K_v V_k \quad (2.2)$$

avec:

$$X_k = [X_{sk}, X_{rk}]^T \quad (2.3)$$

$$K^T = [K_0^T, -K_1]$$

où X_{sk} représente le vecteur d'état du système à l'instant k , X_{rk} est le vecteur d'état du régulateur intégrateur à l'instant k .

D'où la structure optimale de réglage:

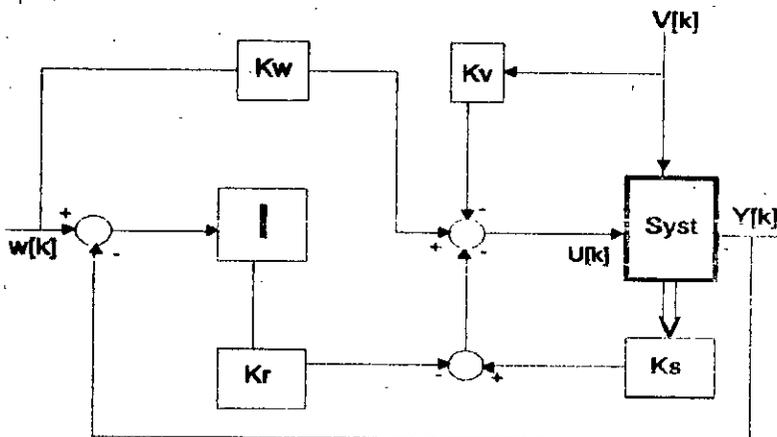


Figure II.1 Structure optimale du réglage d'état.

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

- une contre réaction introduite par le vecteur K^T
- une action anticipatrice introduite par le coefficient K_v
- une action de compensation des perturbations introduite par le coefficient K_p .

En régime établi, l'annulation de l'écart de réglage est assurée par le régulateur intégrateur [12][13][19].

II.2) EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME

Les équations d'état échantillonnés décrivant le système à régler sont données par [19]:

$$X_b[k+1] = F_b X_b[k] + h_{bu} U[k] + h_{bv} V[k] \quad (2.4)$$

$$Y_b[k] = C_b^T X_b[k] \quad (2.5)$$

En tenant compte, du régulateur intégrateur décrit par:

$$X_r[k+1] = X_r[k] + W[k] - Y[k] \quad (2.6)$$

et tel que le vecteur d'état augmenté est:

$$\tilde{x}[k] = \begin{bmatrix} x_b[k] \\ x_r[k] \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

le modèle mathématique global du système devient [12][13][19]:

$$\begin{aligned} X[k+1] &= F X[k] + H_u U[k] + H_w W[k] + H_v V[k] \\ Y[k] &= C^T X[k] \end{aligned} \quad (2.8)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{bmatrix} ; \quad H = \begin{bmatrix} H_{su} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$H_v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad C^T = [C_s^T \quad 0] \quad (2.10)$$

En introduisant la loi de commande dans (2.2), on tire les équations d'état du système global en boucle fermée: [12][19]

$$X[k+1] = F_G X[k] + H_{GW} W[k] + H_{GV} V[k] \quad (2.11)$$

avec :

$$\begin{cases} F_G = F - H K^T \\ H_{GW} = H_w + H K_w \\ H_{GV} = H_v - H K_v \end{cases} \quad (2.12)$$

II.3) **DETERMINATION DU VECTEUR DE LA CONTRE REACTION D'ETAT**

La détermination du vecteur de contre réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que [19]:

$$X_r[k] = T X[k] \quad (2.13)$$

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

La matrice de transformation est égale à l'inverse de la matrice S , non singulière, définie récursivement à partir des vecteurs colonnes S_1, \dots, S_n telle que [19]:

$$\begin{cases} S_{n-1} = F S_n + a_{n-1} S_n \\ \vdots \\ s_1 = F S_2 + a_1 S_n \end{cases} \quad (2.14)$$

où S_n est défini par: $S_n = h$

La synthèse du réglage est basée sur une imposition des pôles. Ainsi, si les valeurs propres du système ouvert sont données par [19]:

$$\text{Det} (Z I_d - F) = Z^n + a_{n-1} Z^{n-1} + \dots + a_1 + a_0 \quad (2.15)$$

et la dynamique du système en boucle fermée est imposée par le polynôme caractéristique suivant [19]:

$$P (Z) = \text{Det} (Z I_d - F_G) = Z^n + \alpha_{n-1} Z^{n-1} + \dots + \alpha_1 + \alpha_0 \quad (2.16)$$

alors les coefficients de la contre réaction d'état sont donnés par [19]:

$$K^T = K_r^T T \quad (2.17)$$

où:

$$K_{rj} = \alpha_{j-1} - a_{j-1} \quad (2.18)$$

II.4) **DETERMINATION DES COEFFICIENTS D'INTERVENTION DIRECTE DE LA CONSIGNE K_w ET DE LA PERTURBATION K_v**

Le coefficient K_w est calculé de manière à compenser un pôle réel Z_r du système échantillonné tel que [12][13][19]:

$$K_w = \frac{K_r}{1 - Z_r} \quad (2.19)$$

Pour le coefficient K_v , nous d'imposons une grandeur d'état du régulateur nulle en régime établi, qui conduit à [12][13][19]:

$$K_v = \frac{C_s^T (I_d - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{sv}}{C_s^T (I_d - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{su}} \quad (2.20)$$

II.5) **REPRESENTATION D'ETAT CONTINU DU SYSTEME A REGLER**

Les équations de fonctionnement de la MSA sont non linéaires, cependant le réglage par retour d'état adapté n'est valable que pour les systèmes linéaires, ce qui a nécessité la linéarisation de ces équations en faisant une petite variation au tour d'un point de fonctionnement.

$$X_s = X_0 + \Delta X_s \quad (2.21)$$

- où: X_s : la grandeur considérée,
 X_{s0} : la valeur de cette grandeur au point de fonctionnement considéré,
 ΔX_s : la petite variation autour du point de fonctionnement.

Sachant que le système non linéaire est de la forme:

$$\dot{X}_s = f (X_s , U) \quad (2.22)$$

où:

$$X_s = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rq} \ \omega]^T \quad (2.23)$$

telle que: $U = \delta$ (grandeur de commande).

On veut linéariser le système autour de son point de fonctionnement (X_0, U_0) tel que:

$$f(X_{s0} , U_0) = 0 \quad (2.24)$$

En appliquant l'équation (2.21), et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons la représentation d'état de la MSA sous la forme linéaire suivante [7][12]:

$$[\dot{X}_s] = A[X_s] + B_u \Delta\delta + B_v \Delta C_r \quad (2.25)$$

où:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_0 & \frac{M_{sr}\omega_0}{L_s} & i_{sq0} + M_{sr}\frac{i_{rq0}}{L_s} + \sqrt{3}\frac{K_n}{L_s}\cos\delta_0 \\ -\frac{\omega_0}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & R_r\frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{i_{sd0}}{\sigma} + \sqrt{3}\frac{K_n}{L_s}\sin\delta_0 \\ \frac{M_{sr}\omega_0}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & M_{sr}\frac{i_{sd0}}{\sigma L_r} - \sqrt{3}\frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} K_n \sin\delta_0 \\ -\frac{P^2 M_{sr} i_{rq0}}{J} & 0 & -\frac{P^2 M_{sr} i_{sd0}}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

$$B_u = \begin{bmatrix} -\frac{V_{s0}}{L_s} \sin\delta_0 \\ \frac{V_{s0}}{\sigma L_s} \cos\delta_0 \\ -\frac{M_{sr} V_{s0}}{\sigma L_s L_r} \cos\delta_0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{bmatrix}; \quad [X_s] = \begin{bmatrix} \Delta I_{sd} \\ \Delta I_{sq} \\ \Delta I_{rq} \\ \Delta \omega \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

REMARQUE

La représentation d'état ainsi obtenue n'est valable que pour des petites variations autour d'un point de fonctionnement.

II.6) REPRÉSENTATION D'ÉTAT ÉCHANTILLONNÉ DE LA MSA

Le modèle échantillonné du système à régler est de la forme:

$$X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_{su} \Delta\delta + H_{sv} \Delta C_r[k] \quad (2.28)$$

Les différents éléments de la matrice F_s sont donnés par la matrice de transition aux instants d'échantillonnage [10][12][19]:

$$F_s = \Phi_c (T_e) \quad (2.29)$$

et les vecteurs d'entrée et de perturbation par [19]:

$$\begin{cases} H_{su} = \Psi (T_e) B_u \\ H_{sv} = \Psi (T_e) B_v \end{cases} \quad (2.30)$$

avec :

$$\begin{cases} \Phi_c (T_e) = 1 + A \Psi (t_e) \\ \Phi_c (T_e) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (A T_e)^i \end{cases} \quad (2.31)$$

La discrétisation du système autour du point de fonctionnement nominal, nous a donné:

- Cas 1 ($C_r=10 \text{ Nm}$, $N_{ref}=1500 \text{ tr/min}$)

$$F_s = \begin{bmatrix} -0.2635 & 0.9994 & 9.1447 & -0.0011 \\ 0.8876 & -7.9502 & -72.5304 & 0.0052 \\ -0.1305 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 \\ -1.0999 & -2.3234 & -21.8067 & 0.9982 \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$h_{su} = \begin{bmatrix} 2.4554 \\ 38.2774 \\ -3.5451 \\ 25.7127 \end{bmatrix} ; \quad h_{sv} = \begin{bmatrix} 0.0004 \\ -0.0011 \\ 0.0001 \\ -0.4994 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

- Cas 2 ($C_r=CC*N$, $N_{ref}=1500 \text{ tr/min}$)

$$F_s = \begin{bmatrix} -0.2635 & 0.9994 & 9.1447 & -0.0011 \\ 0.8876 & -7.9502 & -72.5205 & 0.0053 \\ -0.1305 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 \\ -1.0986 & -2.3205 & -21.7790 & 0.9982 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$h_{su} = \begin{bmatrix} 2.4626 \\ 38.2440 \\ -3.5416 \\ 25.6897 \end{bmatrix} ; \quad h_{sv} = \begin{bmatrix} 0.0004 \\ -0.0011 \\ 0.0001 \\ -0.4994 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

En tenant compte de l'équation du régulateur intégrateur [19]:

$$X_R[k+1] = X_R[k] - (\omega[k] - \omega_{ref}[k]) \quad (2.36)$$

La représentation d'état échantillonné du système global devient:

$$X[k+1] = F X[k] + H \Delta \delta[k] + H_\omega \omega_{ref}[k] + H_v \Delta C_r[k] \quad (2.37)$$

où:

$$X[k] = \begin{bmatrix} X_s[k] \\ X_R[k] \end{bmatrix} ; \quad F = \begin{bmatrix} F_s & [0] \\ [0 \ 0 \ 0 \ -1] & [1] \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{su} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad H_\omega = \begin{bmatrix} [0] \\ 1 \end{bmatrix} ; \quad H_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

II.7) **CHOIX DE LA PERIODE D'ECHANTILLONNAGE**

Le choix de la période d'échantillonnage T_e est fonction de la plus petite des constantes de temps dominantes, du système tel que [10][12][19]:

$$T_e \leq (T_o/2) \quad (2.40)$$

Dans notre cas, nous avons considéré $T_e = 10$ ms

II.8) **DEMENSIONNEMENT DU REGLAGE D'ETAT**

II.8.a) **Choix des pôles en boucle fermée**

Le réglage d'état possède la particularité d'atteindre théoriquement des dynamiques de vitesse extrêmement rapides [12][19]. En réalité, les réponses rapides exigent un appel de puissance très élevée, il faut donc vérifier qu'elles sont physiquement réalisables. Dans le cas du choix de dynamiques très

rapides, c'est la limitation de courant qui risque d'imposer sa dynamique [10][12].

De plus, certaines constantes de temps, volontairement négligées dans la modélisation, peuvent avoir un effet perturbateur important. Le choix des pôles doit également prendre en compte, le transitoire de vitesse désiré, c'est à dire les phénomènes d'amortissements et le temps de réponse.

Notre système est du 5^{ème} ordre, les pôles à imposer sont telles que [19]:

$$\begin{aligned} Z_{1,2} &= e^{-\zeta T_s} (\cos(-\zeta T_s) \mp j \sin(-\zeta T_s)) \\ Z_r &= e^{-\zeta T_s} \end{aligned} \tag{2.41}$$

Les pôles choisis sont déterminés comme:

$$\begin{aligned} Z_{1,2} &= 0.1838 \mp j 0.3061 \\ Z_r &= 0.3570 \end{aligned} \tag{2.44}$$

La paire de pôles conjugués choisie, se situe sur le contour de l'amortissement relatif optimal, tandis que le troisième pôle triple est réel et aligné avec les deux autres pôles pour obtenir une meilleure dynamique en boucle fermée [10][12][19].

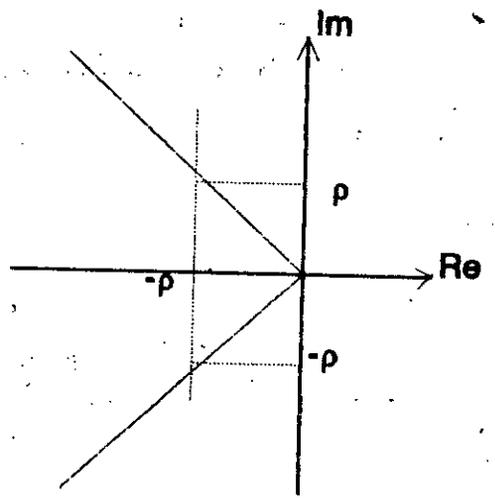


Figure II.2 Configuration des pôles en boucle fermée dans le plan S

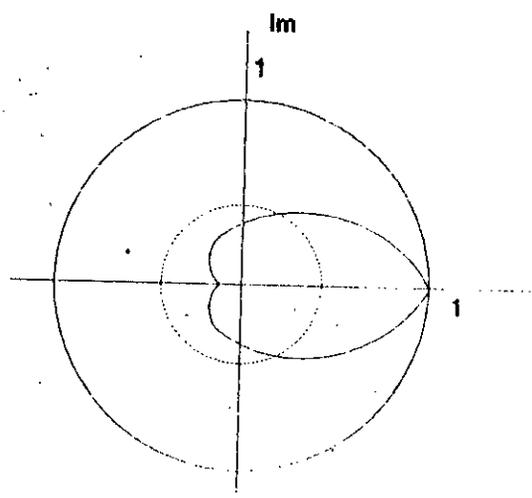


Figure II.3 Configuration des pôles en boucle fermée dans le plan Z

II.8.b) Détermination du vecteur de contre réaction

- Cas 1: $C_r=10$

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

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

et celle de la boucle fermée désirée par:

$$Det(ZI_d - F_d) = Z^5 - 1.4386Z^4 + 0.9035Z^3 - 0.3226Z^2 + 0.0655Z - 0.0058$$

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

$$K_c = [-0.0344 \quad -0.0904 \quad -0.8288 \quad 0.0406 \quad 0.0186]$$

- Cas 2: $C_r = CC * N$

Les équations caractéristiques étant définie par:

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

et

$$Det(ZI_d - F_d) = Z^5 - 1.4386Z^4 + 0.9035Z^3 - 0.3226Z^2 + 0.0655Z - 0.0058$$

alors la Détermination du vecteur gain de contre réaction donne:

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

II.8.c) Détermination des coefficients k_w et k_v

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

- Cas 1: $C_r=10$

$$K_w = 0.0290 \quad ; \quad K_v = -0.224$$

- Cas 2: $C_r = CC * N$

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

II.9) DISPOSITIF 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 calculée n'est pas appliquée au système. Pour parer à ce phénomène, nous avons adopté une méthode qui consiste à corriger l'action intégrale suivant le schéma de la figure (II.4) [10][12]:

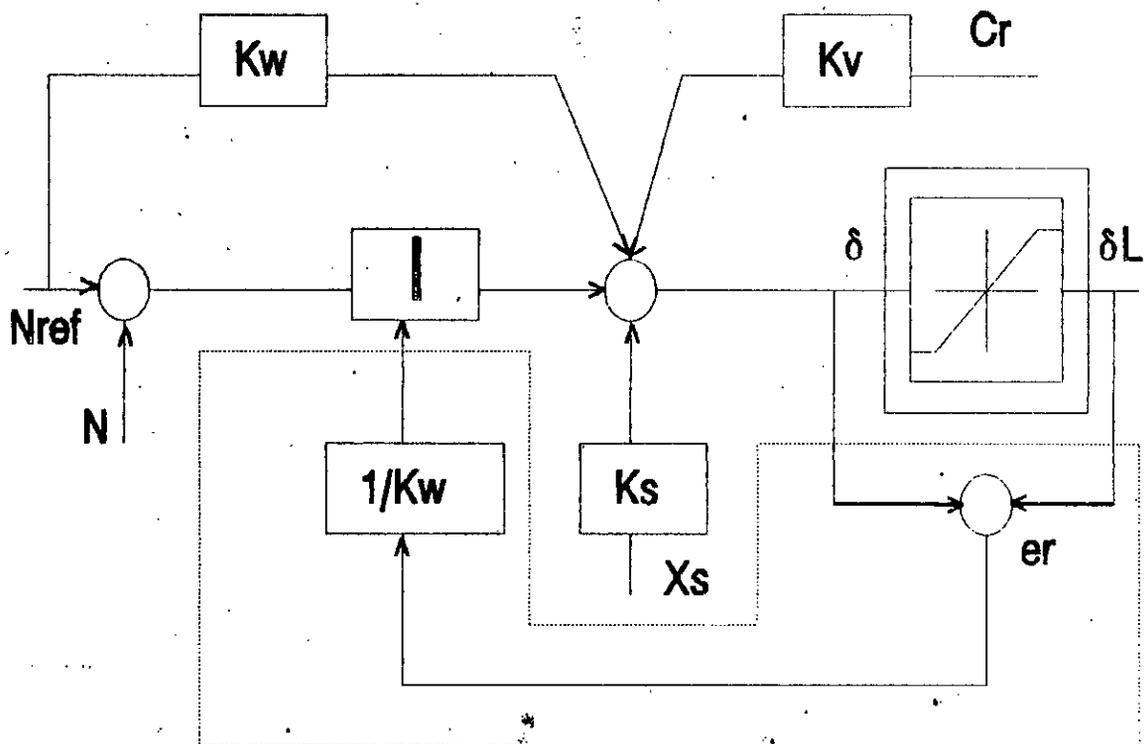


Figure II.4 Principe du système d'anti-windup

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 $1/K_v$ tel que [10][12]:

$$X_R[k+1] = X_R[k] - \left(\frac{1}{K_w}\right) (\delta[k] - \delta_L) \quad (2.44)$$

II.10) SIMULATIONS

Afin d'évaluer les performances de la commande par retour d'état appliquée à une MSA alimentée en tension, dont le modèle est linéarisé autour de point de fonctionnement nominal, nous simulons en temps réel le fonctionnement global.

Les résultats de la simulation montrent, pour le démarrage de la MSA et pour une variation de la consigne, l'évolution de la vitesse N , du couple électromagnétique C_{em} , du courant de phase I_a , l'angle de commande δ , le flux statorique, le courant d'excitation I_{rq} et la tension de phase V_a , pour deux types de charges:

- charge proportionnelle à la vitesse: $C_r = CC * N$
- charge constante: $C_r = \text{constante}$

Par la suite, la machine étant en régime permanent, nous introduisons deux variations de la perturbations et nous relevons les mêmes grandeurs caractéristiques.

L'analyse de ces 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 la MSA et pour une variation de référence, tout en assurant une valeur raisonnable du courant de phase.
- lors de la variation brusque de l'angle de calage, nous notons une brève baisse du courant inducteur.
- l'effet de la perturbation (charge) est minimisé grâce à l'effet de la compensation.

II.11) **CONCLUSION**

Dans ce chapitre, le réglage d'état est synthétisé pour la MSA 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.
- Le rejet de la perturbation est efficace, grâce à l'effet de la compensation par le coefficient K_v .

Les résultats obtenus, pour de petites variations, montrent que les performances du réglage d'état sont satisfaisantes.

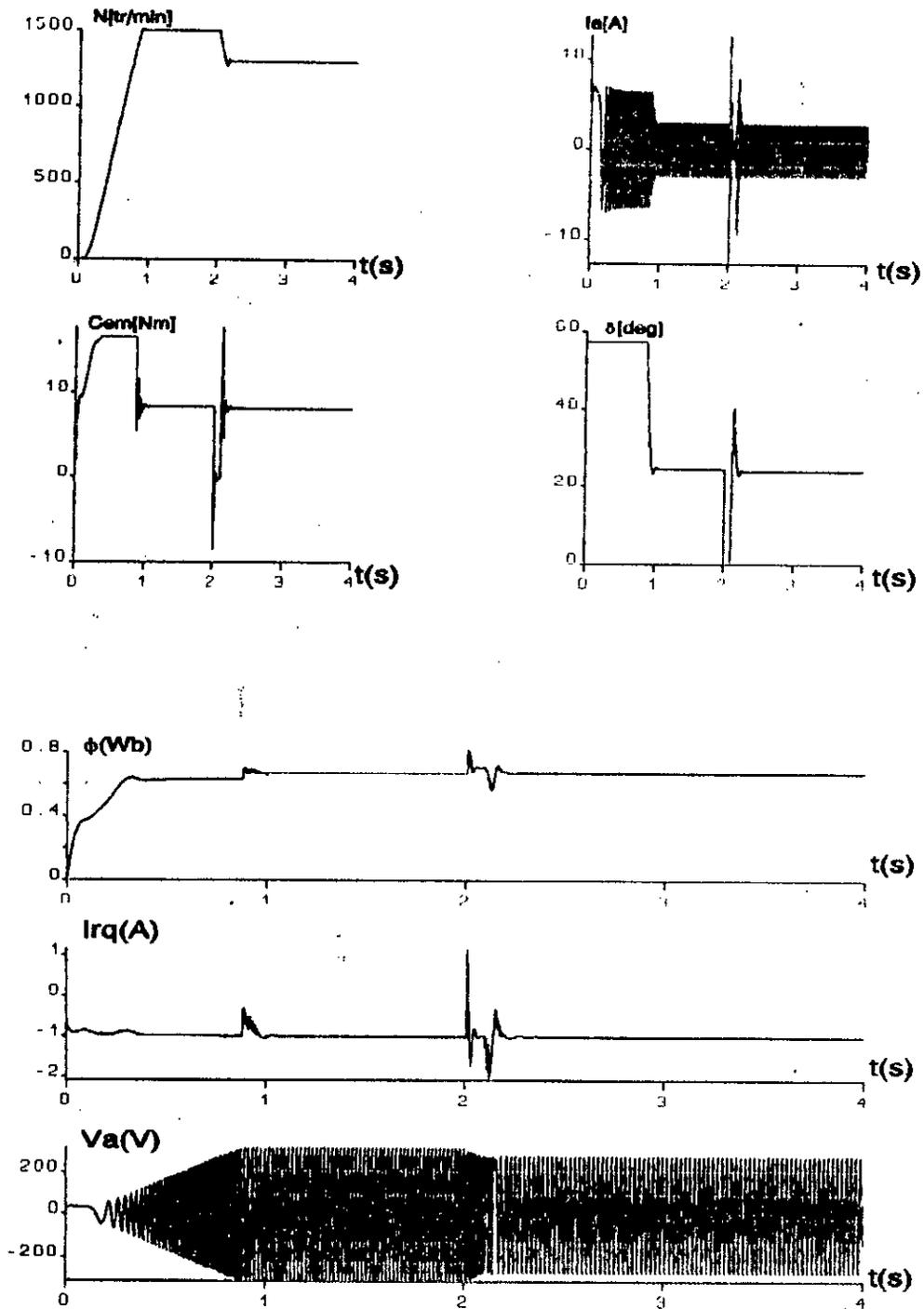


Figure II.5 Caractéristiques dynamique du système global lors du démarrage de la MSA et pour une variation de la consigne a charge constante ($C_r = \text{constante}$).

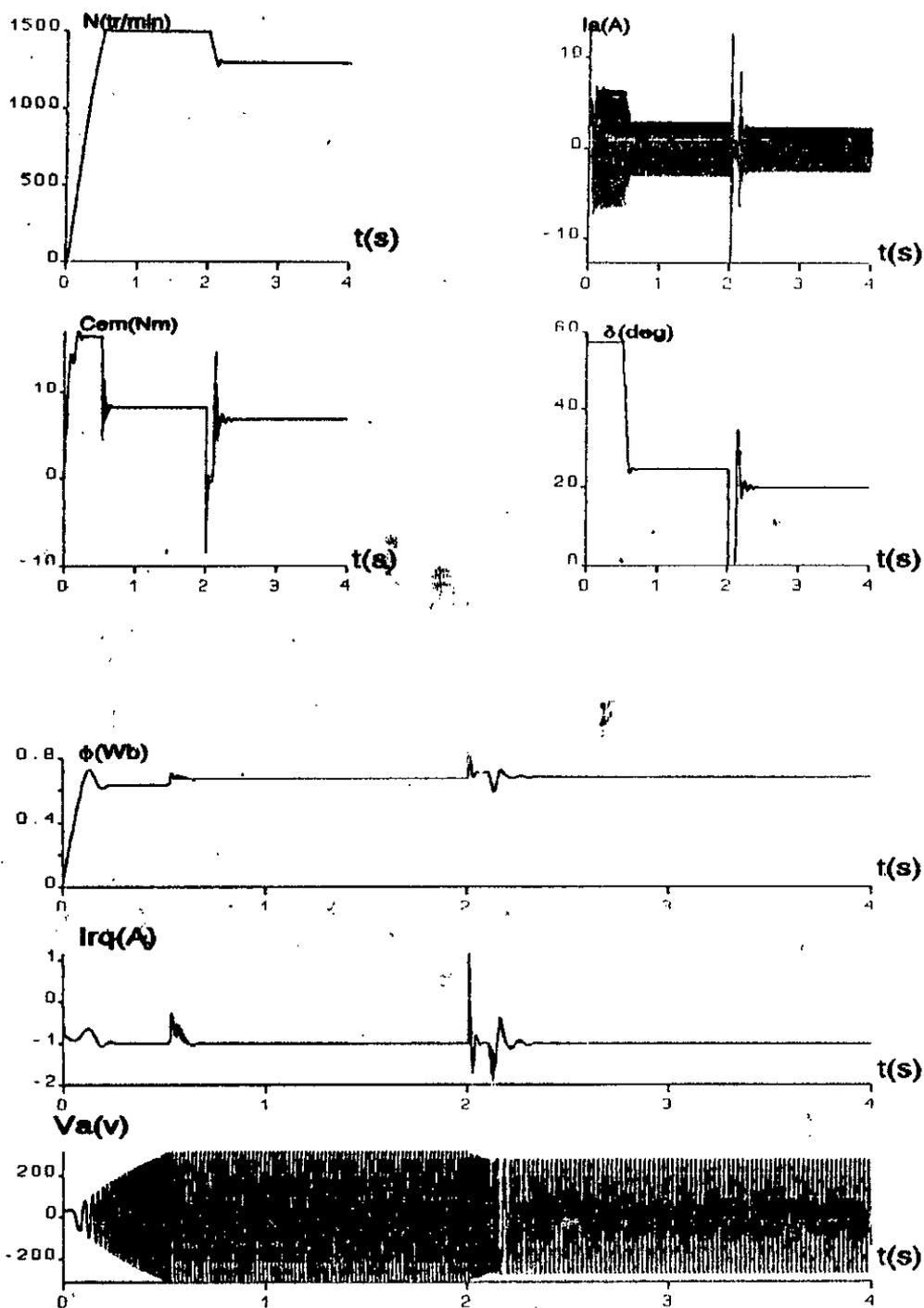


figure II.6 Caractéristiques dynamique du système global lors du démarrage de la MSA et pour une variation de la consigne a charge variable ($C_r = CC \cdot N$)

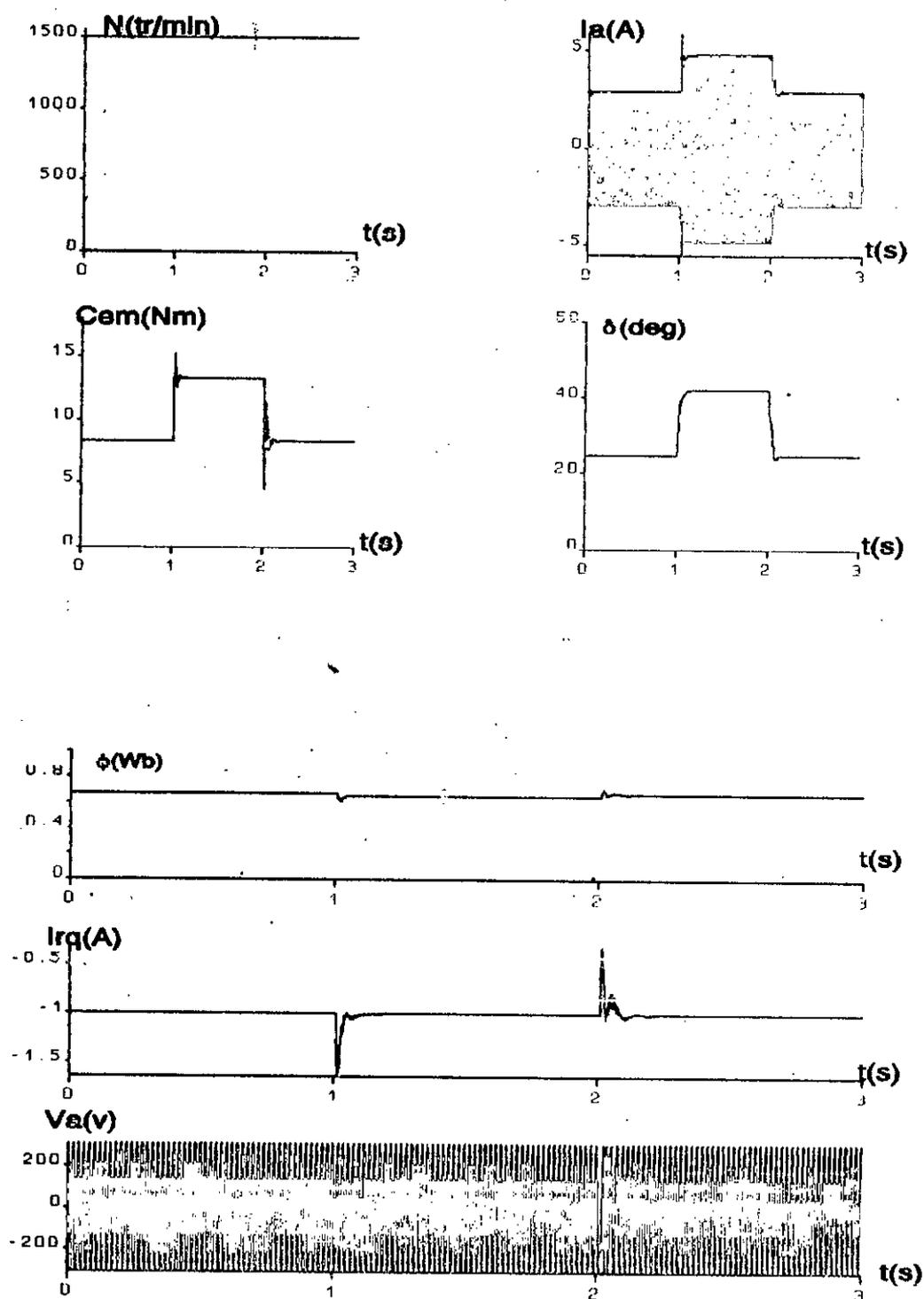


figure II.7 Caractéristiques dynamique du système global lors d'une variation de la charge (C_r =constante)

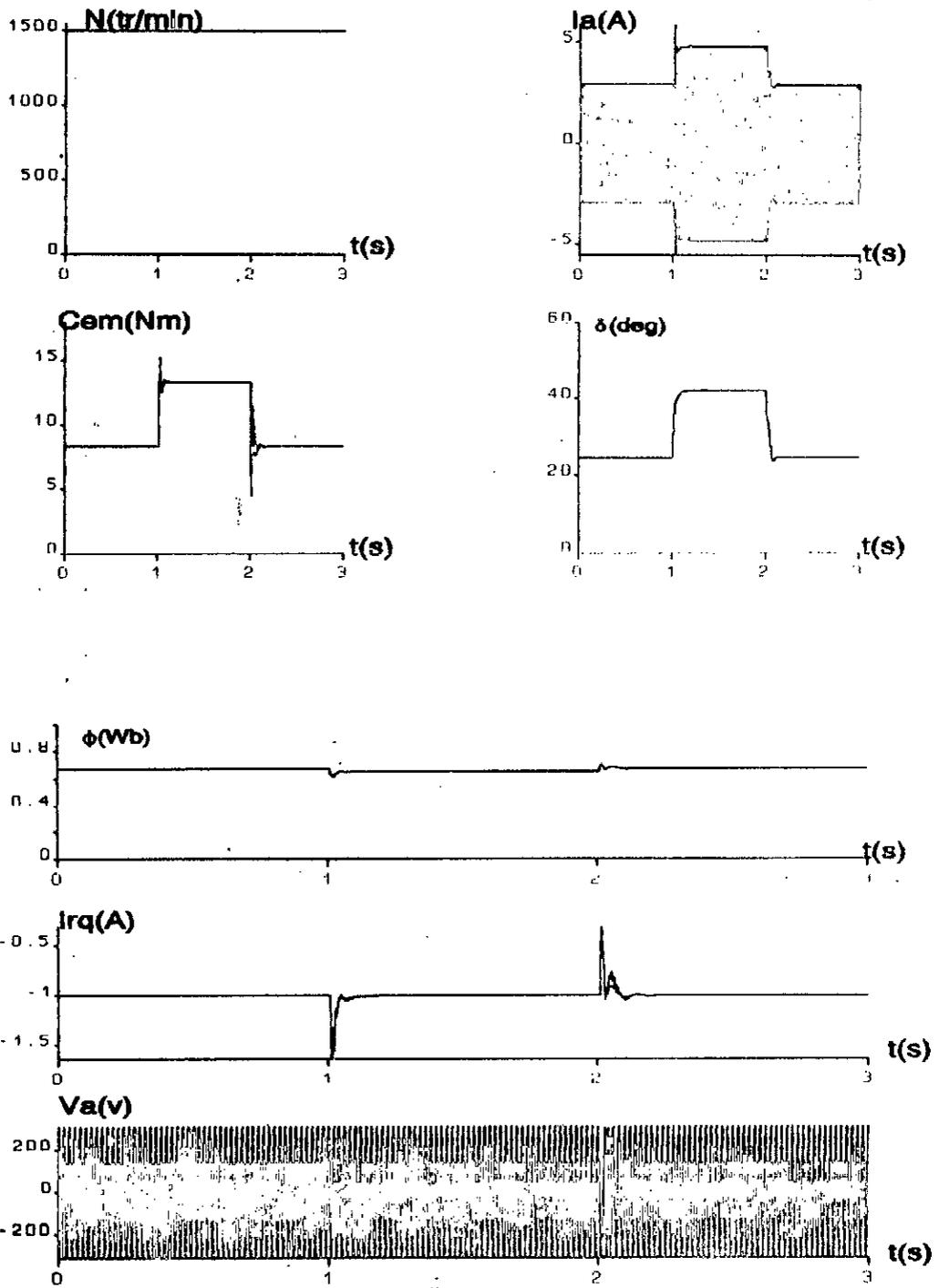
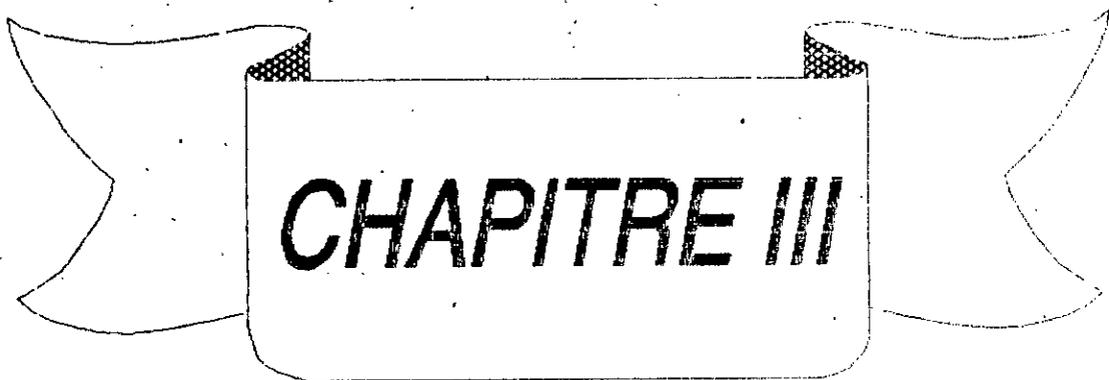


Figure II.8 Caractéristiques dynamique du système global lors d'une variation de la charge ($C_r = CC \cdot N$)



CHAPITRE III

ETUDE DES PERFORMANCES DU REGLAGE D'ETAT D'UNE MSA

Après avoir étudié le réglage par retour d'état échantillonné appliqué à la commande de vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension nous nous intéressons à l'étude de la robustesse de ce réglage. En effet l'étude effectuée est basée uniquement sur le fonctionnement autour du point nominal.

Pour une étude plus poussée, il serait très intéressant de développer les travaux précédents par une analyse de la robustesse de réglage lorsque:

- le système est soumis à des variations de consigne dans différentes plages de variation,
- le système est soumis à des variations des paramètres du modèle.

Ainsi dans ce chapitre nous allons évoluer les performances du réglage d'état appliqué à la MSA. Ensuite, pour améliorer les résultats nous utilisons l'adaptation des paramètres du réglage.

III.1) Robustesse de réglage par rapport aux grandes variations de vitesse

Afin d'étudier la robustesse du réglage par retour d'état par rapport aux différentes variations de consigne et de perturbation nous avons effectués les simulations suivantes:

- Démarrage de la MSA avec variation de la charge pour trois références de vitesse tel que:

$N=500\text{tr/min}$ pour les moyennes vitesses (figure III.1).

$N=1500\text{tr/min}$ pour les grandes vitesses (figure III.1)

Les résultats obtenus nous montrent que les performances de poursuite et le rejet de la perturbation de couple sont très satisfaisantes pour la vitesses nominale. Cependant pour les

faibles et moyennes vitesses, nous notons la présence d'un dépassement. Cette dégradation des performances résulte du fait qu'on a pris le point de fonctionnement nominale lors du dimensionnement de du réglage d'état.

Pour améliorer les performances nous devons choisir un point de fonctionnement représentatif qui donne des performances satisfaisantes pour une grande gamme de vitesse.

Après avoir analysé les résultats de simulation nous constatons que les performances du réglage d'état dépendent de la plage de vitesse. nous considérons donc trois plages de fonctionnement faible, moyenne et grande vitesse.

Nous avons effectués la simulation de démarrage avec variation de la charge autour de trois points de fonctionnement $N=200\text{tr/min}$, $N=500\text{tr/min}$ et $N=700\text{tr/min}$, $C_r=CC.N$ tout en gardant le même choix des pôles.

$$\begin{aligned} - N0 = 200\text{tr/min} \quad K_s &= [0.7444 \quad 0.1219 \quad 1.0441 \quad 0.8464] \\ K_r &= 0.2639 \quad K_v = 0.4104 \quad K_v = -0.3309 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} - N0 = 500\text{tr/min} \quad K_s &= [0.0874 \quad -0.0919 \quad -0.9268 \quad 0.1776] \\ K_r &= 0.0415 \quad K_v = 0.0753 \quad K_v = -0.0571 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} N0 = 700\text{tr/min} \quad K_s &= [0.0957 \quad 0.0713 \quad 0.5988 \quad 0.1722] \\ K_r &= 0.0409 \quad K_v = 0.0636 \quad K_v = -0.0950 \end{aligned}$$

Nous présentons les résultats de simulation de démarrage avec variation de la charge pour les points de fonctionnement précédentes tel que:

Les figures (III.1), (III.2), (III.3) et (III.4) représentant le démarrage avec variation de la charge pour les points de fonctionnement cités précédemment.

Les résultats obtenus montrent que:

les performances de réglage sont améliorées néanmoins ces performances restent insuffisantes ce qui montre par ailleurs que le choix d'un seul point de fonctionnement lors du dimensionnement du réglage d'état, ne peut satisfaire les performances dynamiques désirées sur une grande gamme de vitesse et de couple. par conséquent il est recommandé d'utiliser un réglage d'état adaptatif, dont le point de fonctionnement est variable par palier de vitesse.

Ensuite nous avons simulé le démarrage à charge proportionnelle à la vitesse ($C_r = C_c \cdot N$) de la MSA avec une variation de sens de rotation de la machine figure III.5. ce qui nous a montré que les performances du réglage pour l'inversion de sens de rotation de la machine sont satisfaisantes néanmoins nous notons une pointe de couple (courant) de très courte durée.

III.2) Influence de V_0 sur les performances du réglage

Afin de montrer l'influence de la tension initiales concernant la loi V/f constant V_0 sur les performances du réglage nous simulons en temps réel le démarrage de la MSA pour différentes valeurs de V_0 en notant à chaque fois le temps de réponse ainsi que la valeur maximale du courant pour trois différentes limitation de l'angle de calage (tableau III.1)

$V_0(V)$	$T_e(60^\circ)$	$I_{max}(60^\circ)$	$T_e(50^\circ)$	$I_{max}(50^\circ)$	$T_e(40^\circ)$	$I_{max}(40^\circ)$
5	1.37	6.30	1.36	5.55	2.21	4.60
10	0.91	6.36	1.03	5.63	1.68	4.58
15	0.78	6.46	0.89	5.80	1.39	5.18
20	0.70	7.18	0.81	6.62	1.20	6.28
25	0.64	8.00	0.73	7.56	1.07	7.61
30	0.60	8.70	0.68	8.45	0.99	8.93
35	0.57	9.40	0.65	9.48	0.90	10.23
40	0.54	10.06	0.61	10.55	0.85	11.47
50	0.49	11.82	0.56	12.84	0.78	13.61
60	0.47	13.98	0.52	14.76	0.73	15.57
70	0.44	15.76	0.50	16.47	0.70	17.54

Des résultats de la (figure III.6), nous observons que:

- L'augmentation de V_0 ainsi que δ_{\max} rend la réponse de système rapide c.à.d que la constante du temps diminuée, cependant elle provoque une augmentation remarquable du courant maximal de démarrage.

- L'augmentation de δ_{\max} provoque une translation pour ce qui concerne le temps de réponse, par contre pour le courant max, il existe deux régions distincts :

La première pour $V_0 < 30$ V, où nous constatons une augmentation du courant tandis que la seconde ($V_0 > 30$ V) présente une diminution du courant.

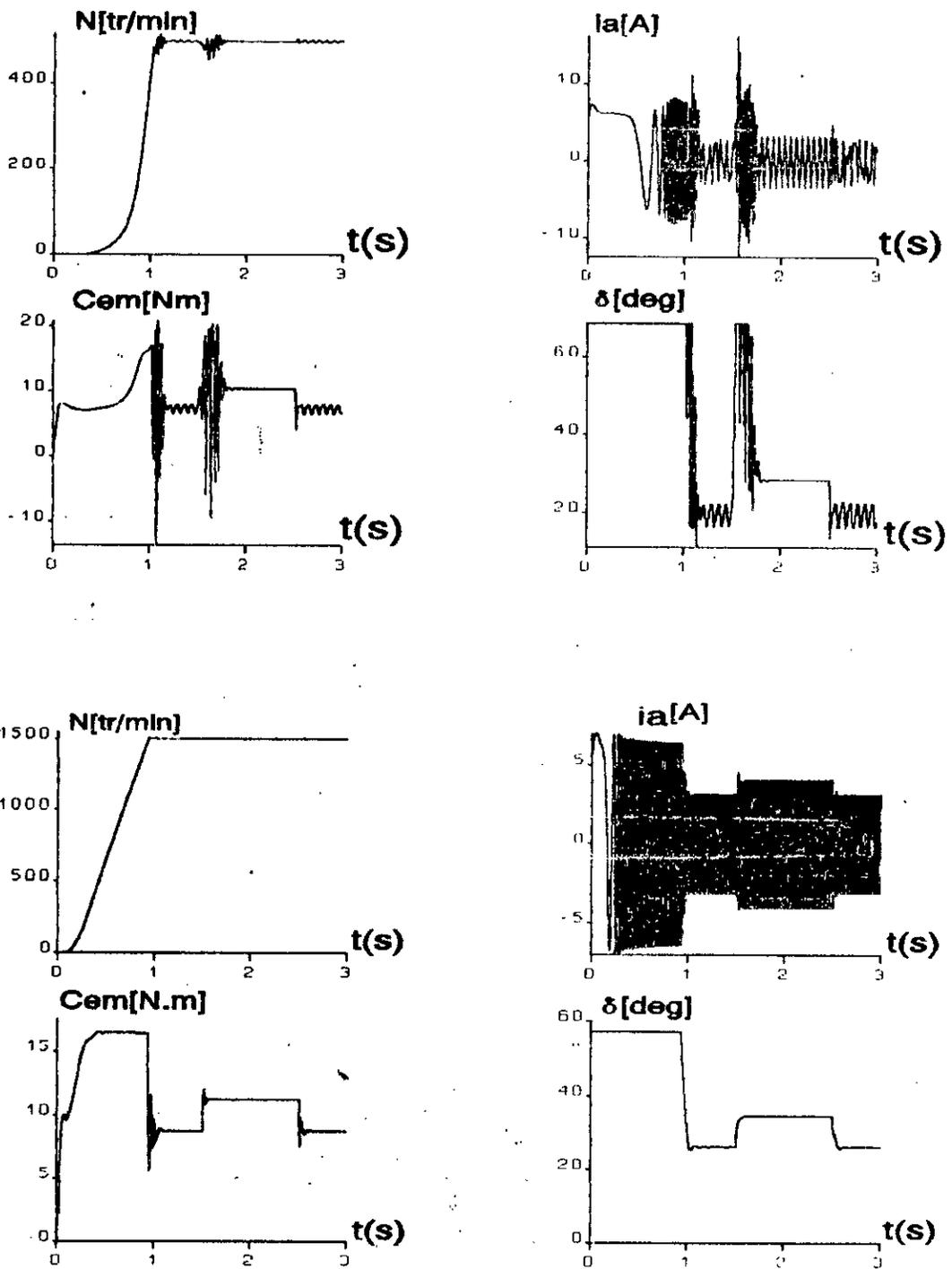


Figure III.1 résultats de simulation de la MSA pour deux références de vitesse avec variation de la charge, coefficients calculés pour $N = 1500$ tr/min.

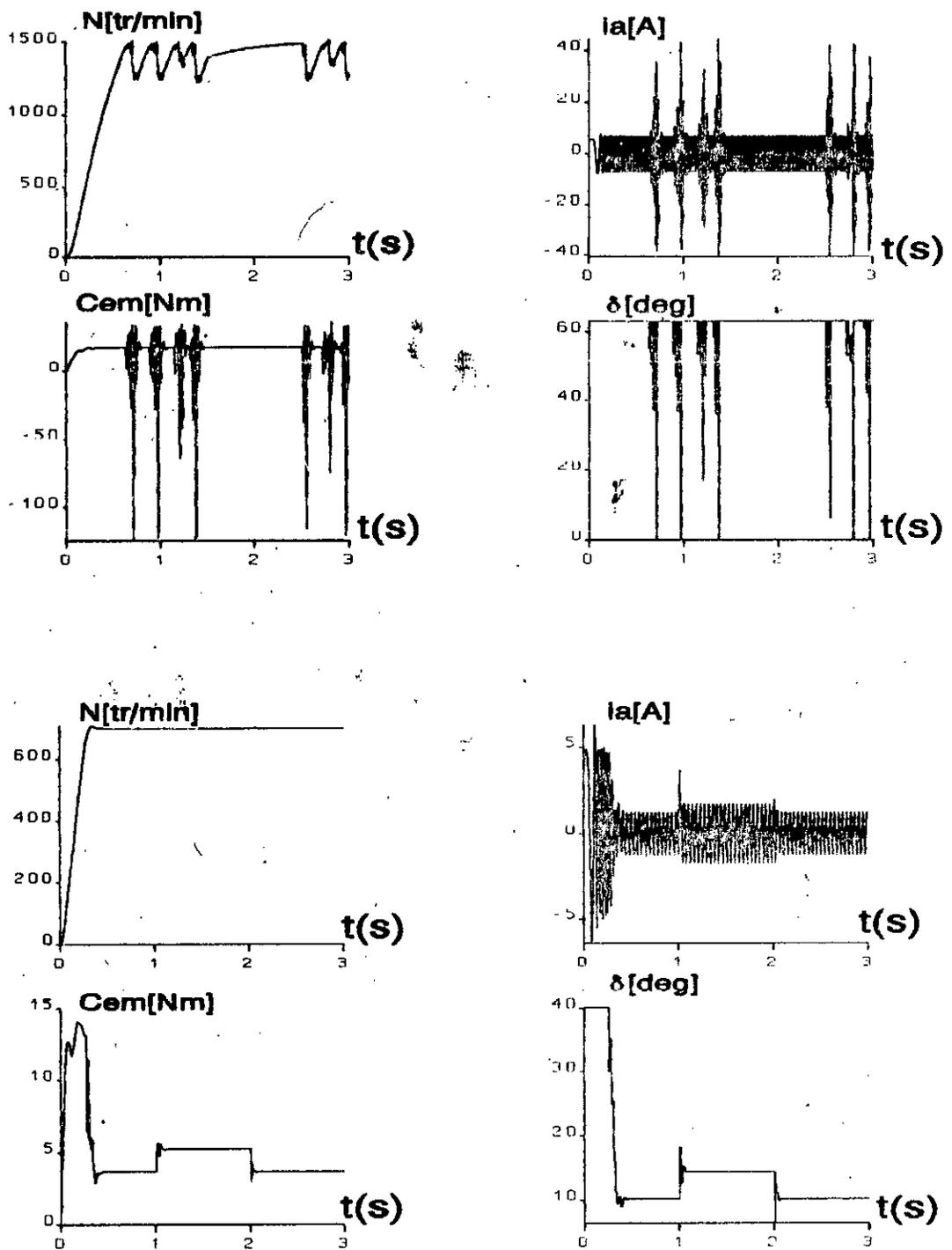


Figure III.2 résultats de simulation lors d'un démarrage de la MSA pour deux références de vitesse, coefficients calculés pour $N = 700 \text{ tr/min}$

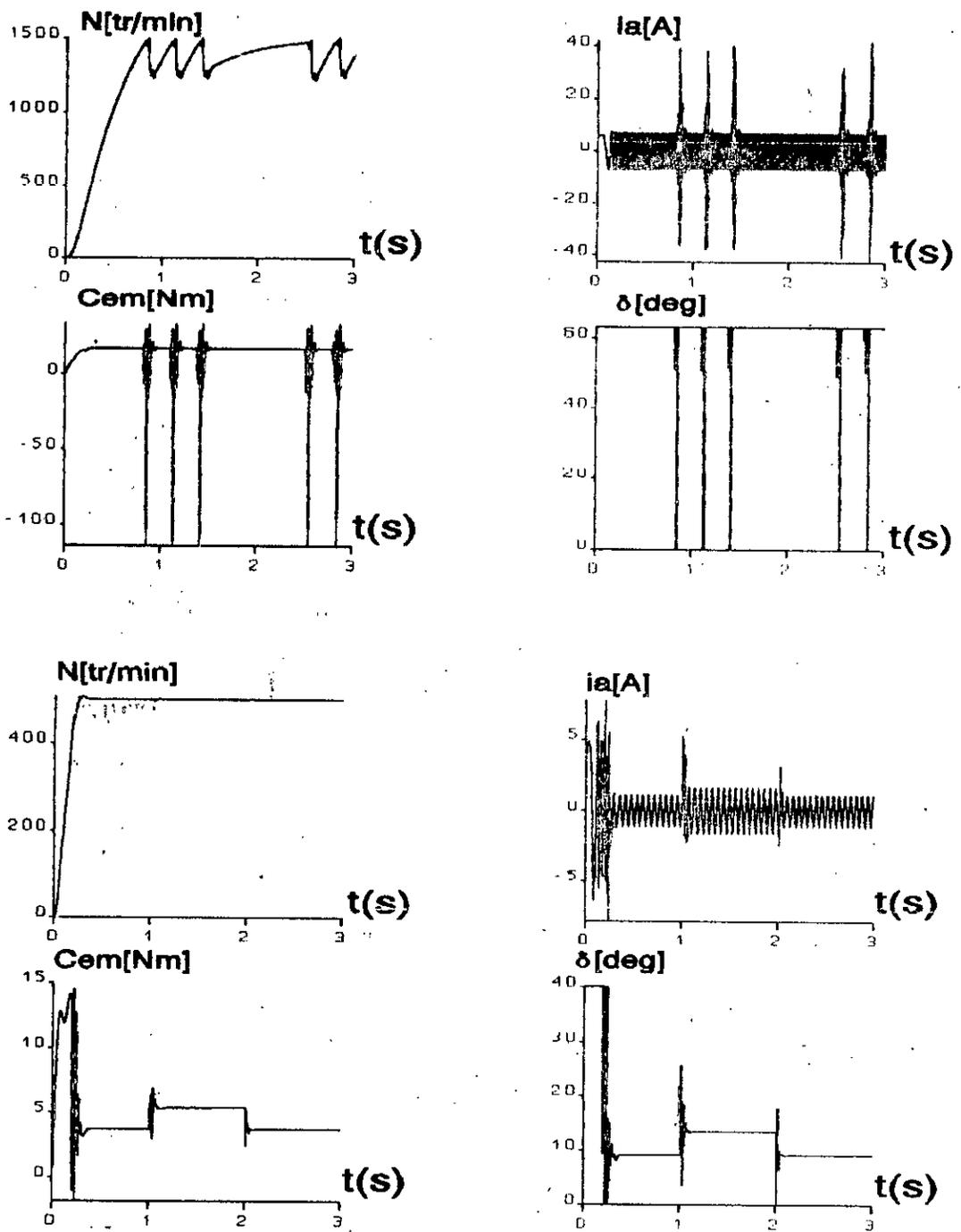


Figure III.3 résultats de simulation lors d'un démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variation de la charge, coefficients calculés pour $N=500$ tr/min.

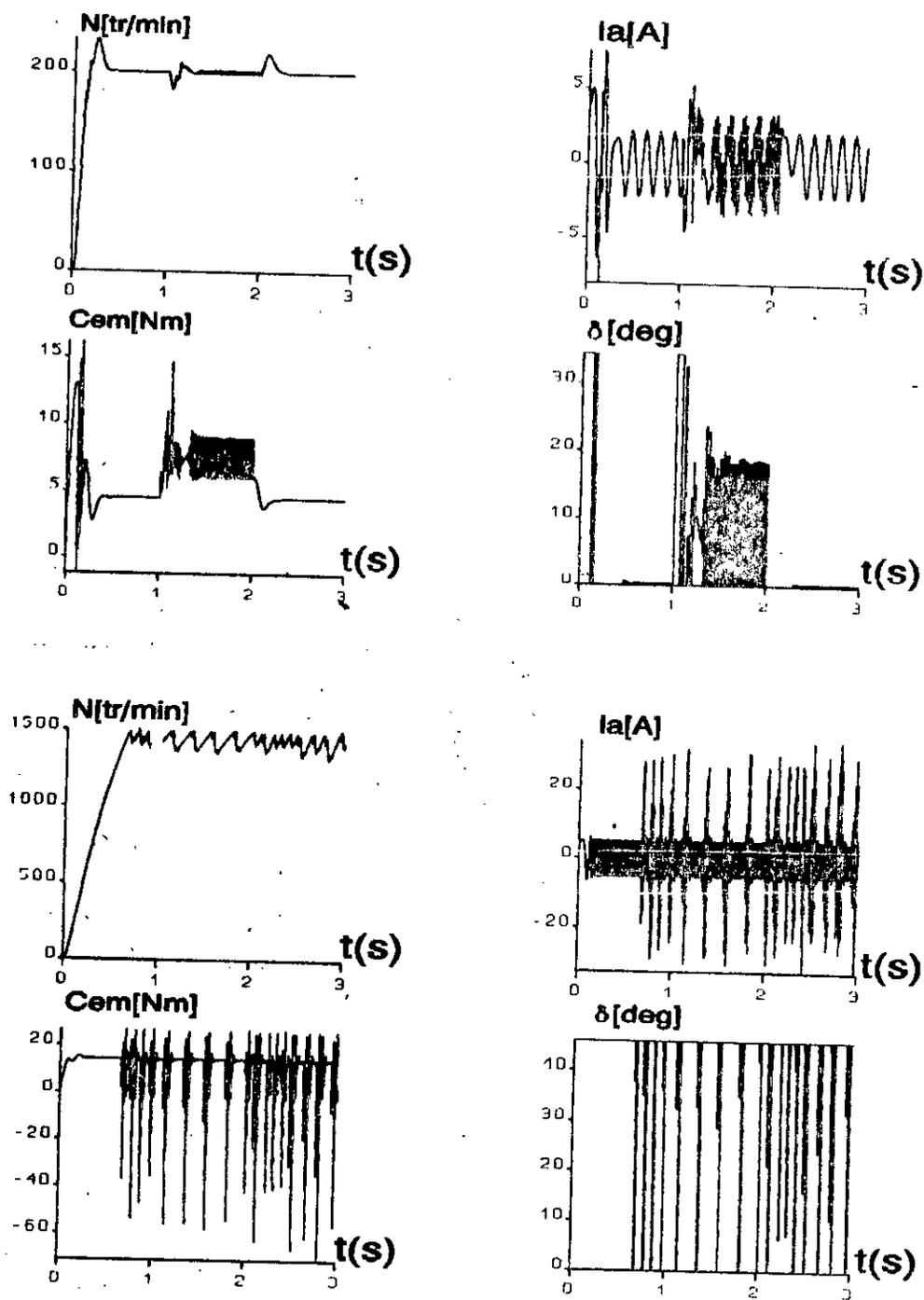


Figure III.4 résultats de simulation lors d'un démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variation de la charge, coefficients calculés pour $N=200$ tr/min.

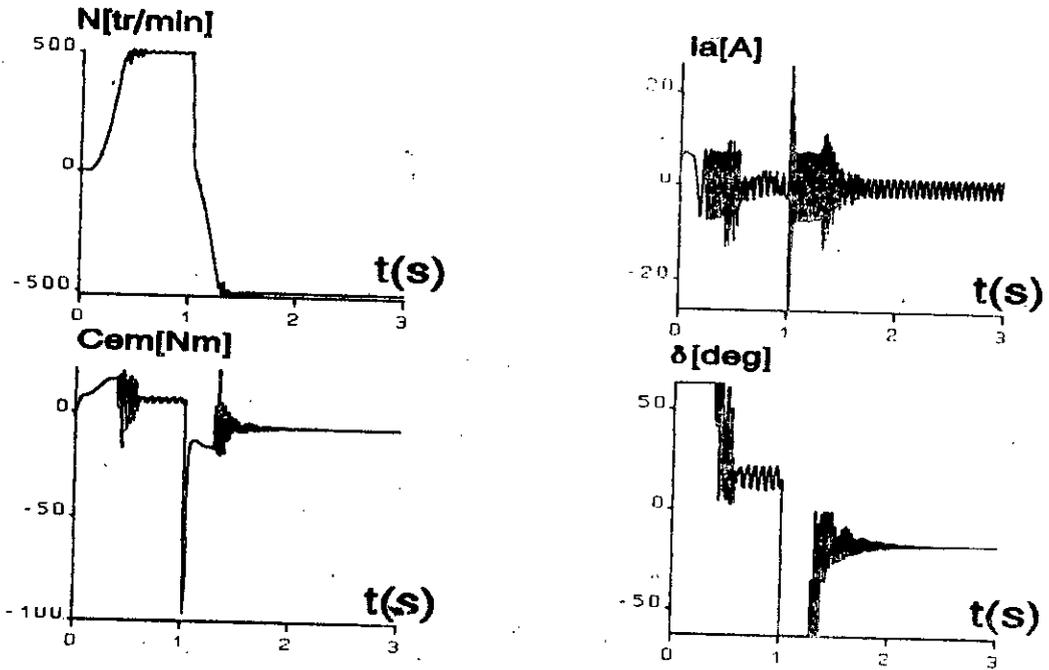


Figure III.5 inversion de sens de rotation de la MSA.

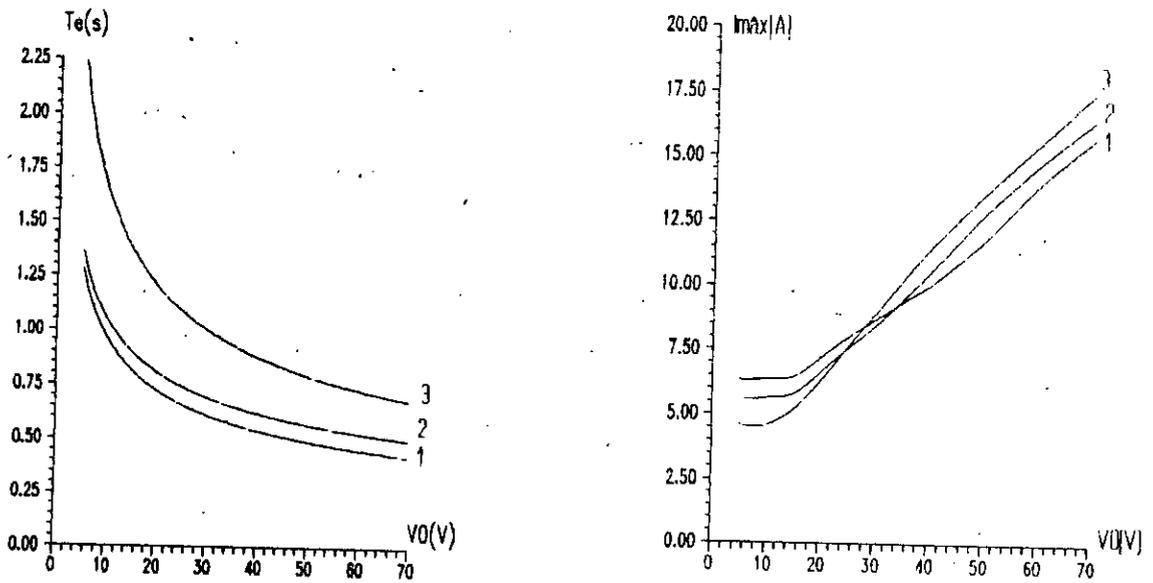


Figure III.6 influence de V_0 sur les performances de réglage
 1) $\delta_{max} : 60^\circ$ 2) $\delta_{max} : 50^\circ$ 3) $\delta_{max} : 40^\circ$.

III.3) *Robustesse du réglage d'état vis à vis la variation des paramètres électriques et mécaniques de la machine*

Dans les réglages industriels, les paramètres du système à régler ne sont pas en général connus exactement. Des erreurs de $\pm 10\%$... $\pm 50\%$ sont tout à fait normales.

Ainsi, ces paramètres peuvent varier, par exemple, à cause de l'échauffement ou à cause de la variation du point de fonctionnement. Pour ce dernier cas on mentionne comme exemple les caractéristiques magnétiques non linéaires des machines électriques qui peuvent avoir une influence sur les facteurs de transfert et des constantes de temps.

La théorie de la commande robuste a été développée récemment, comme une nouvelle approche pour la commande des systèmes dont les paramètres ne sont pas bien connus.

Contrairement à la commande stochastique, la théorie de la commande robuste ne nécessite pas une description statique des paramètres inconnus. Certainement aussi à la commande adaptative, la commande robuste ne nécessite pas une identification de l'une des paramètres du système à régler. La commande robuste traite des problèmes réels rencontrés par l'automaticien, tel que

- erreurs d'identification (imperfection du modèle mathématique),
- tolérances de fonctionnement (problème d'échauffement), petites non linéarités,
- variation des paramètres du système à cause de son fonctionnement;

Afin d'évaluer la robustesse du réglage par retour d'état par rapport aux différentes variations des paramètres de la machine nous avons simulé le démarrage de la MSA à charge constante et pour une consigne de 1500 tr/min en faisant varier les paramètres électriques (R_s, R_r, L_s, L_r) et mécaniques (moment d'inertie J).

La figure (III.7) représente l'évolution de vitesse, couple

électromagnétique et l'angle de calage lors de démarrage de la MSA pour une augmentation de 100% de la résistance statorique. nous notons une petite augmentation du temps de réponse. Ce ralentissement n'affecte pas les performances.

La figure (III.8) représente les mêmes résultats de simulation de la MSA lors d'un démarrage avec une augmentation de 50% de l'inductance statorique. nous notons aussi une augmentation du temps de réponse, avec une atténuation du courant de démarrage.

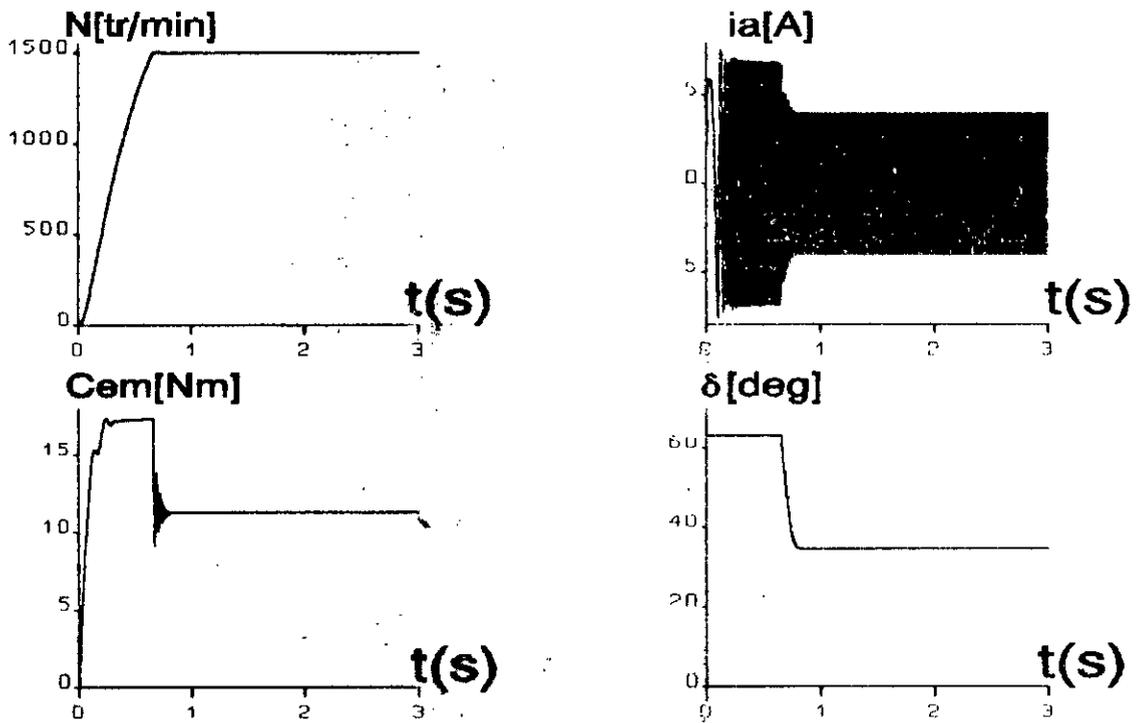
La figure (III.9) montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors d'un démarrage avec une augmentation de 50% de la résistance rotorique. nous remarquons un ralentissement du système.

Dans figure (III.10), il est présenté le comportement de la vitesse, du couple, du courant et de l'angle de calage pour une augmentation de 30% de l'inductance rotorique, nous relevons un très léger dépassement de vitesse, ainsi que des ondulations sur le couple.

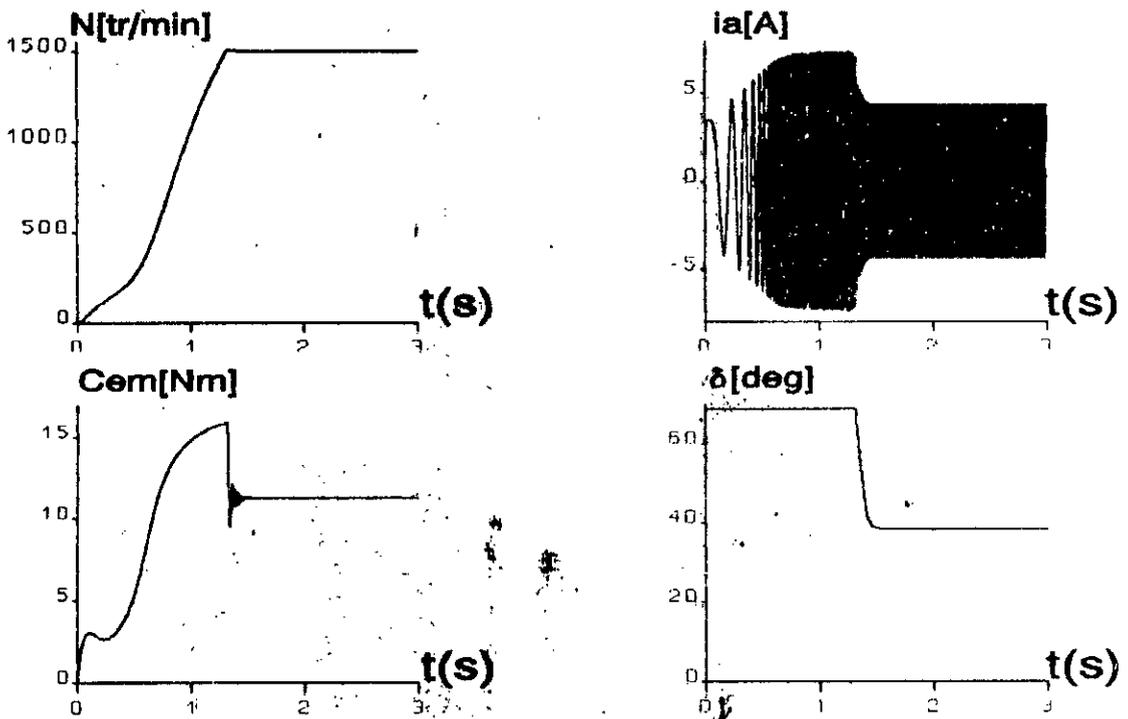
La figure (III.11) représente l'évolution des grandeurs mécaniques et électriques de la machine lors d'un démarrage avec une augmentation de 100% de moment d'inertie où on note un ralentissement de la réponse en vitesse.

La figure (III.12) représente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques lors d'un démarrage avec variation de tous les paramètres de la machine où on note une augmentation considérable du temps de réponse ainsi que la présence d'un très léger dépassement de vitesse.

Les résultats obtenus montrent que les variations sur le modèle de la machine n'affectent pas d'une façon appréciable les performances, malgré les grandes variations introduites pour certaines grandeurs. En effet l'impact le plus important est un ralentissement. Ainsi nous pouvons dire que la commande adoptée est robuste vis à vis des variations du modèle.

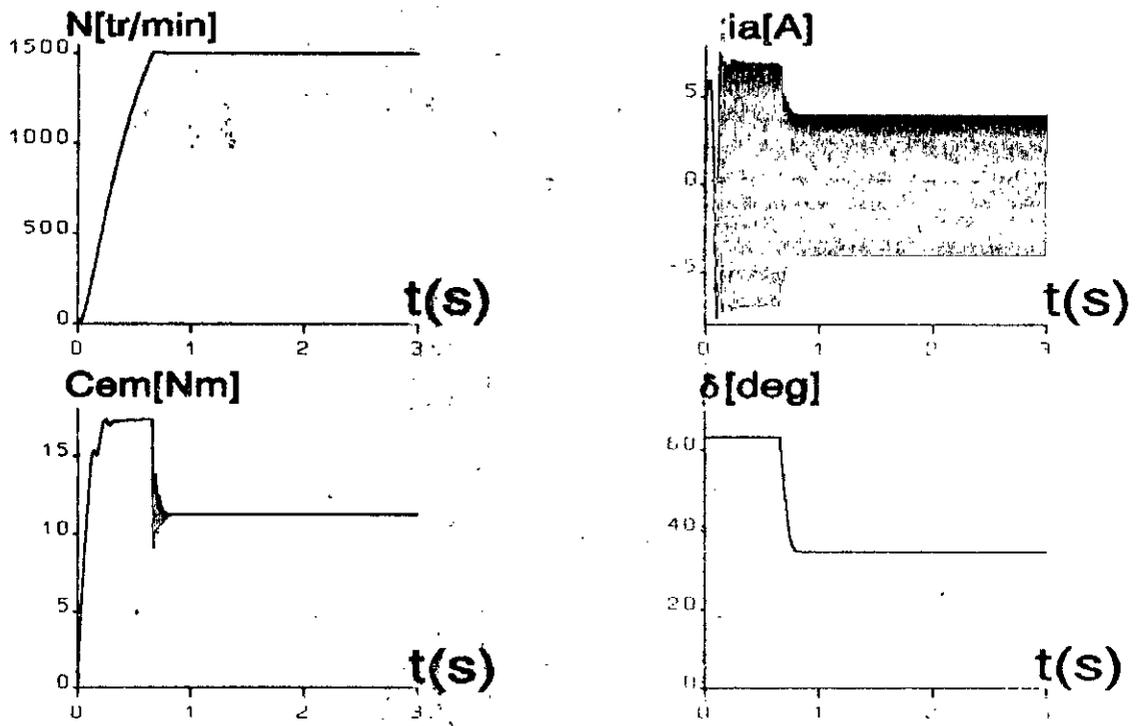


a)

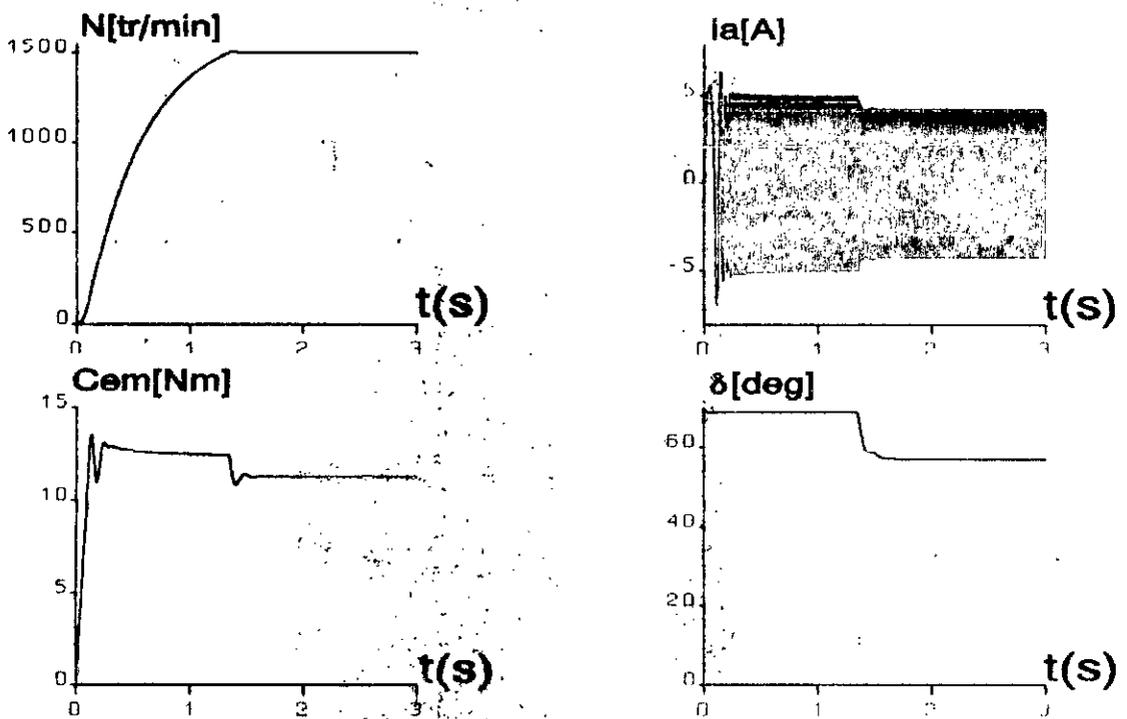


b)

Figure III.7 robustesse du réglage d'état vis à vis à la variation de R_s , a) R_s b) $2 R_s$

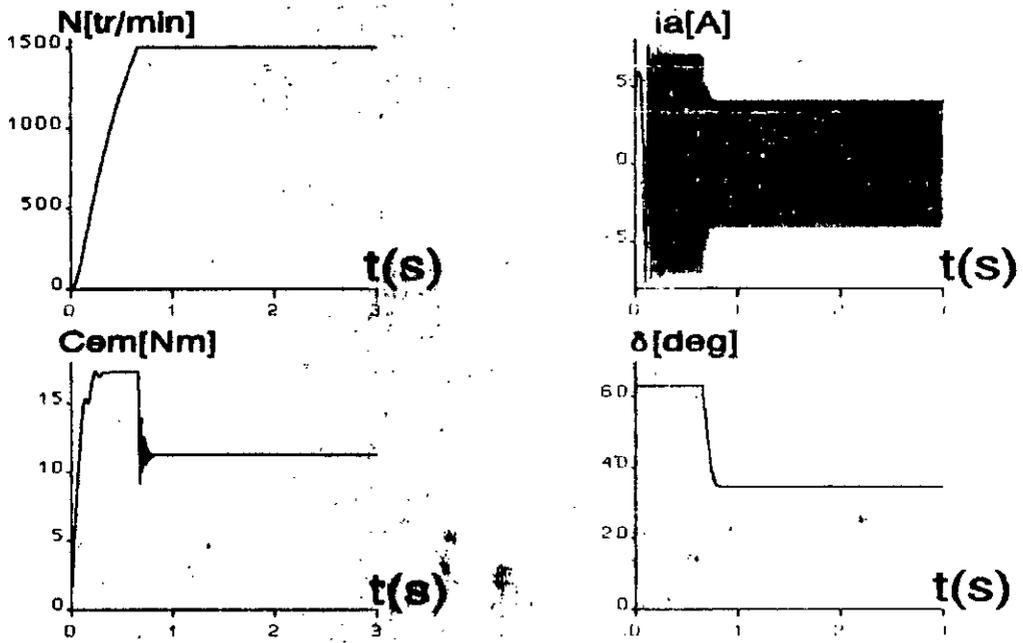


a)

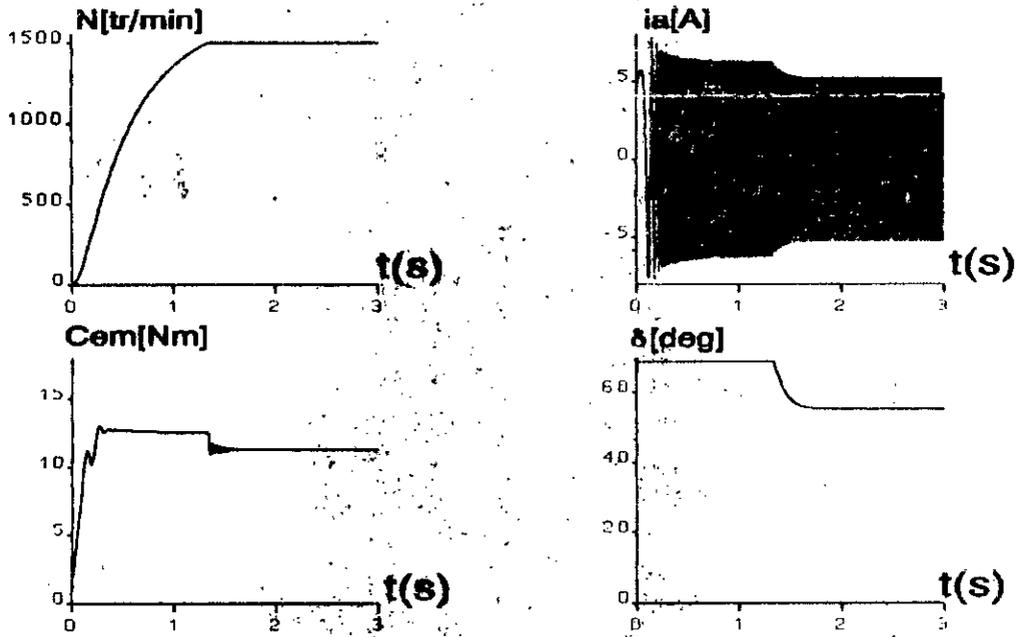


b)

Figure III.8 robustesse du réglage d'état par rapport à la variation de L_s , a) L_s b) $1.5 L_s$



a)



b)

Figure III.9 robustesse du réglage d'état vis à vis à la variation de R_r a) R_r b) $1.5 R_r$

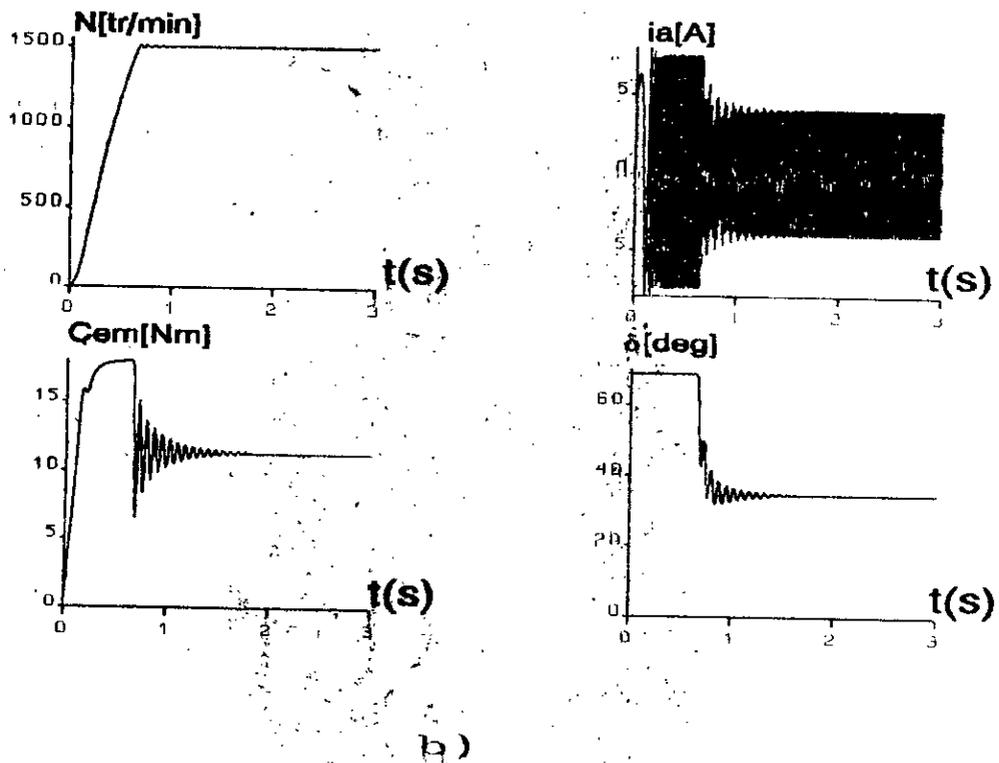
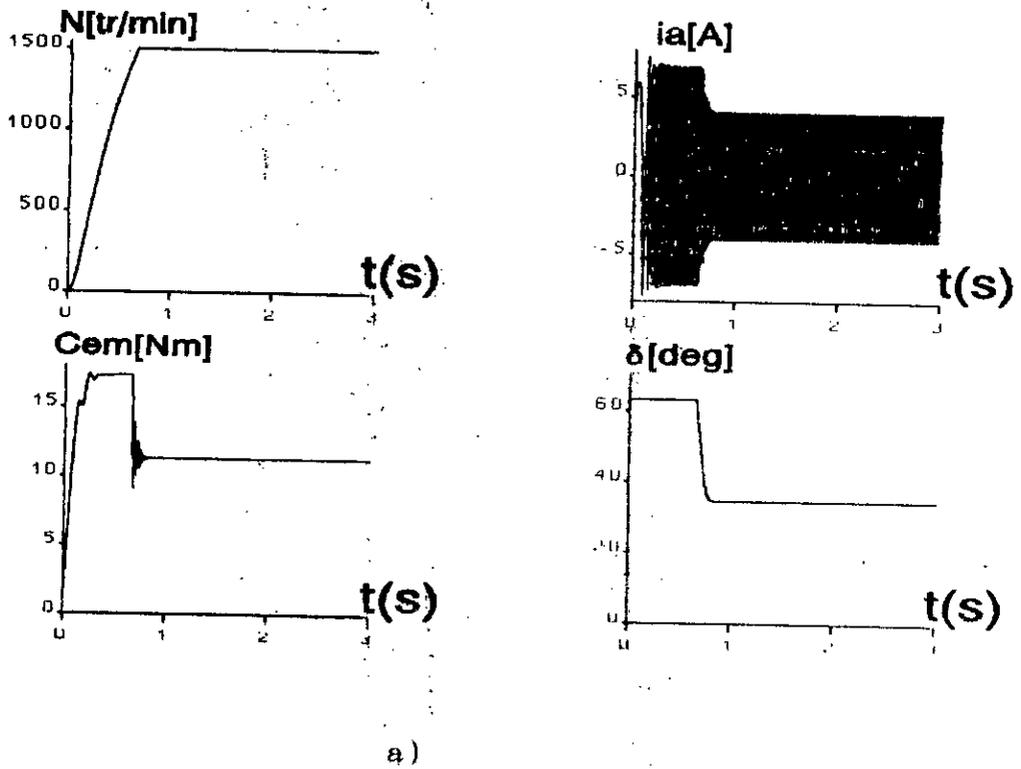
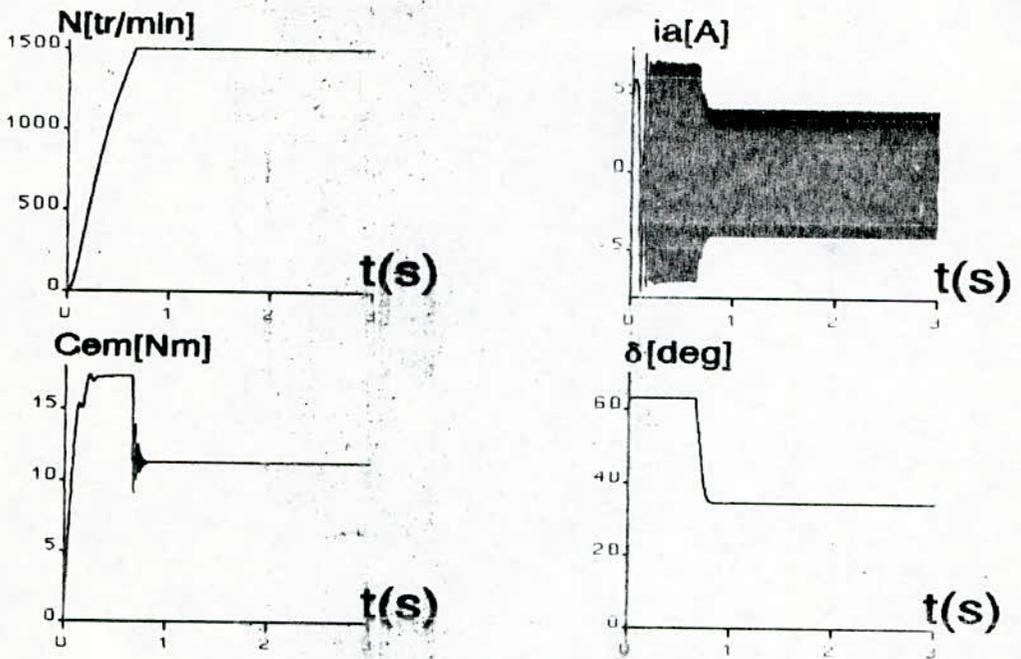
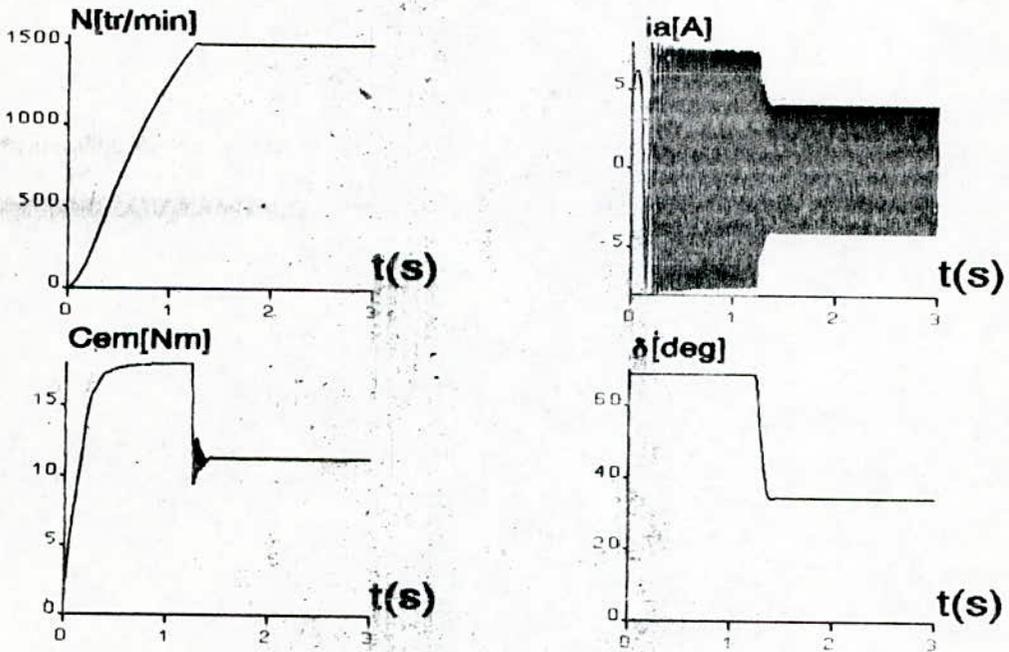


Figure III.10 robustesse du réglage d'état vis a vis à la variation de L_r , a) L_r b) $1.3 L_r$

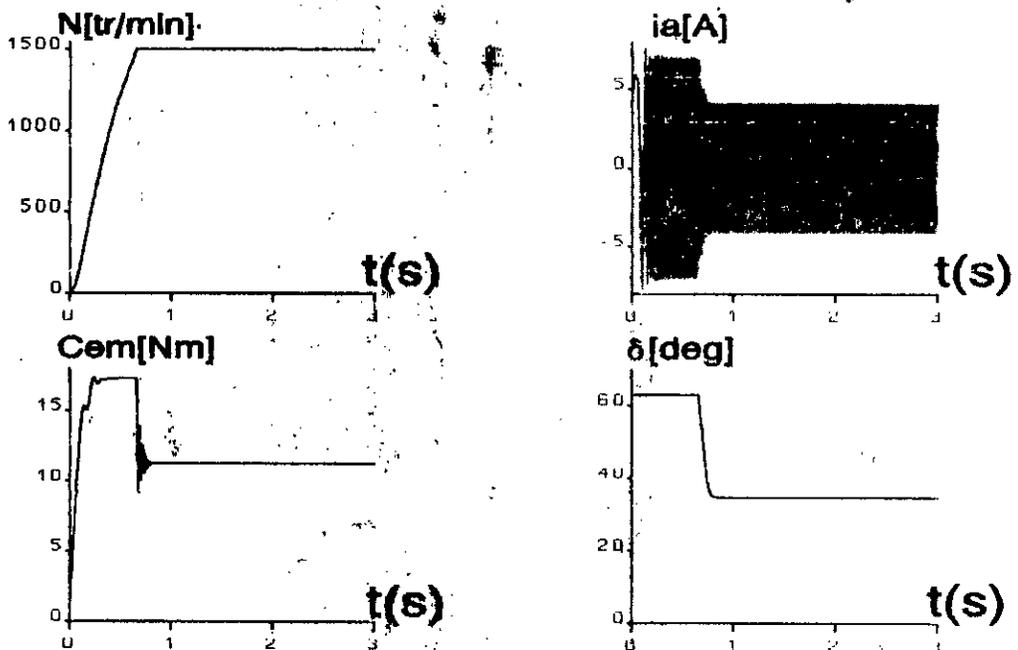


a)

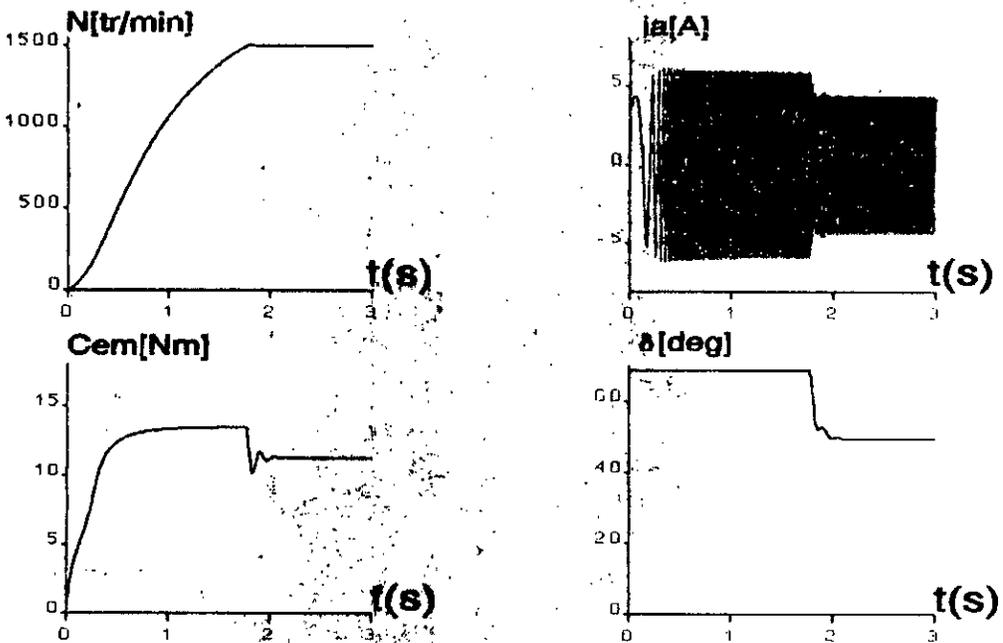


b)

Figure III.11 robustesse du réglage d'état par rapport à la variation de J , a) J . b) $2J$



a)



b)

Figure III.12 robustesse du réglage d'état vis a vis à la variation de tous les paramètres, a) R_s, L_s, L_r, R_r, J
 b) $2 R_s, 1.2 L_s, 1.2 L_r, 1.1 R_r, 1.5 J$

III.4) Réglage d'état avec adaptation des paramètres

D'après les résultats précédentes on constate que le choix d'un seul point de fonctionnement lors de dimensionnement du réglage d'état ne peut satisfaire les performances désiré notamment aux faibles vitesses ce nous conduit à l'adaptation des coefficients du réglage par palier de vitesse, c.à.d de fixer pour chaque plage de vitesse les coefficient qui conduit aux performances désirés, tels que.

- Coefficients calculés pour $N = 200$ tr/min pour l'intervalle $[0 \text{ } 500 \text{ tr/min}]$.
- Coefficients calculés pour $N = 700$ tr/min pour l'intervalle $[500 \text{ } 1000 \text{ tr/min}]$.
- Coefficients calculés pour $N = 1500$ tr/min pour l'intervalle $[1000 \text{ } 1500 \text{ tr/min}]$.

- Les figures (III.13), (III.14) et (III.15) représentent l'évolution des grandeurs électrique et mécaniques lors de démarrages de la MSA avec variation de la charge, pour différentes valeurs de la consigne tels que $N = 200$ tr/min, $N = 500$ tr/min $N = 900$ tr/min ... on note une amélioration remarquable des performances de poursuite et de prise en compte de perturbation.

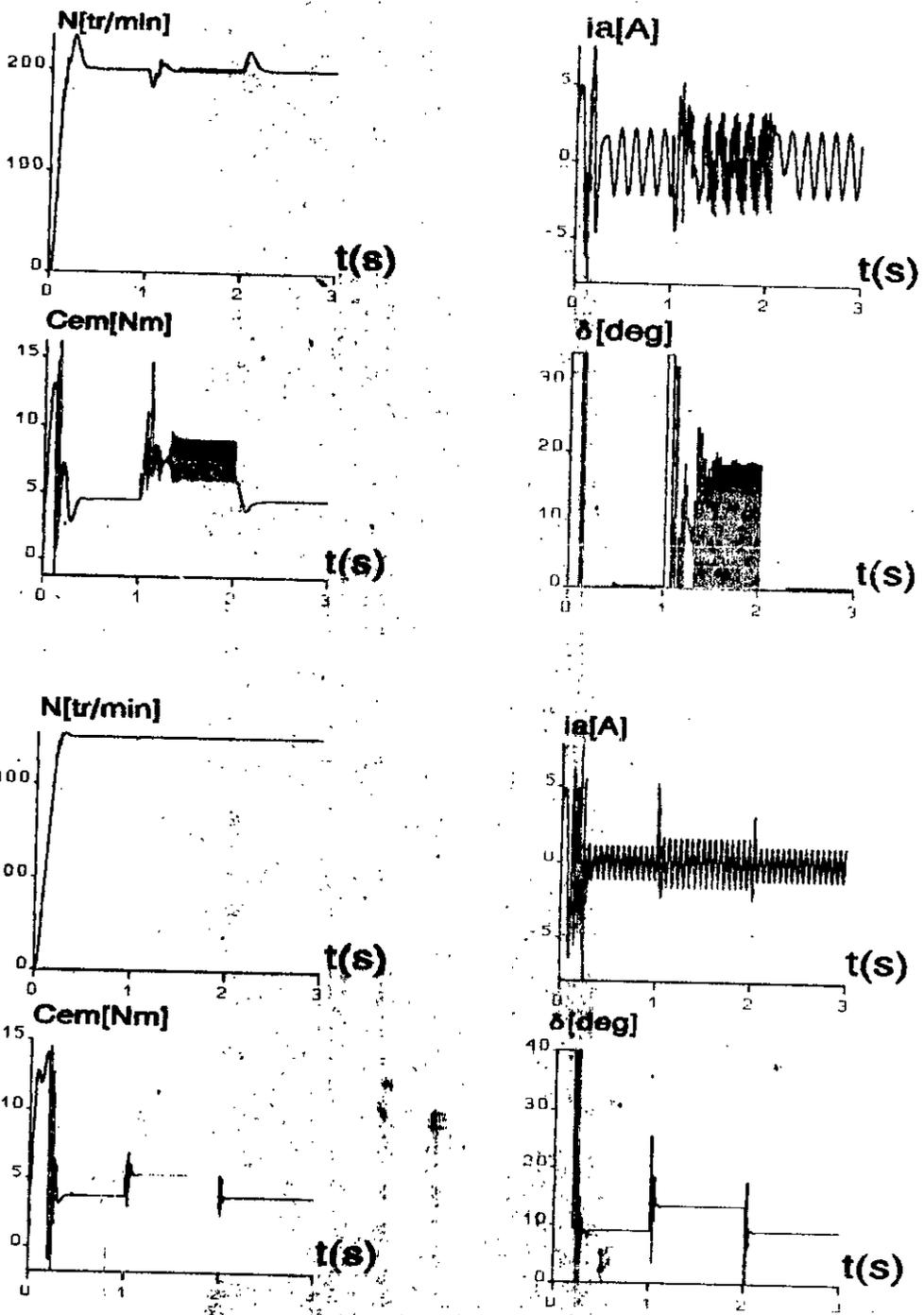


Figure III.13 résultats de simulation lors d'un démarrage de la MSA avec variation de la charge cas du réglage d'état avec adaptation des paramètres.

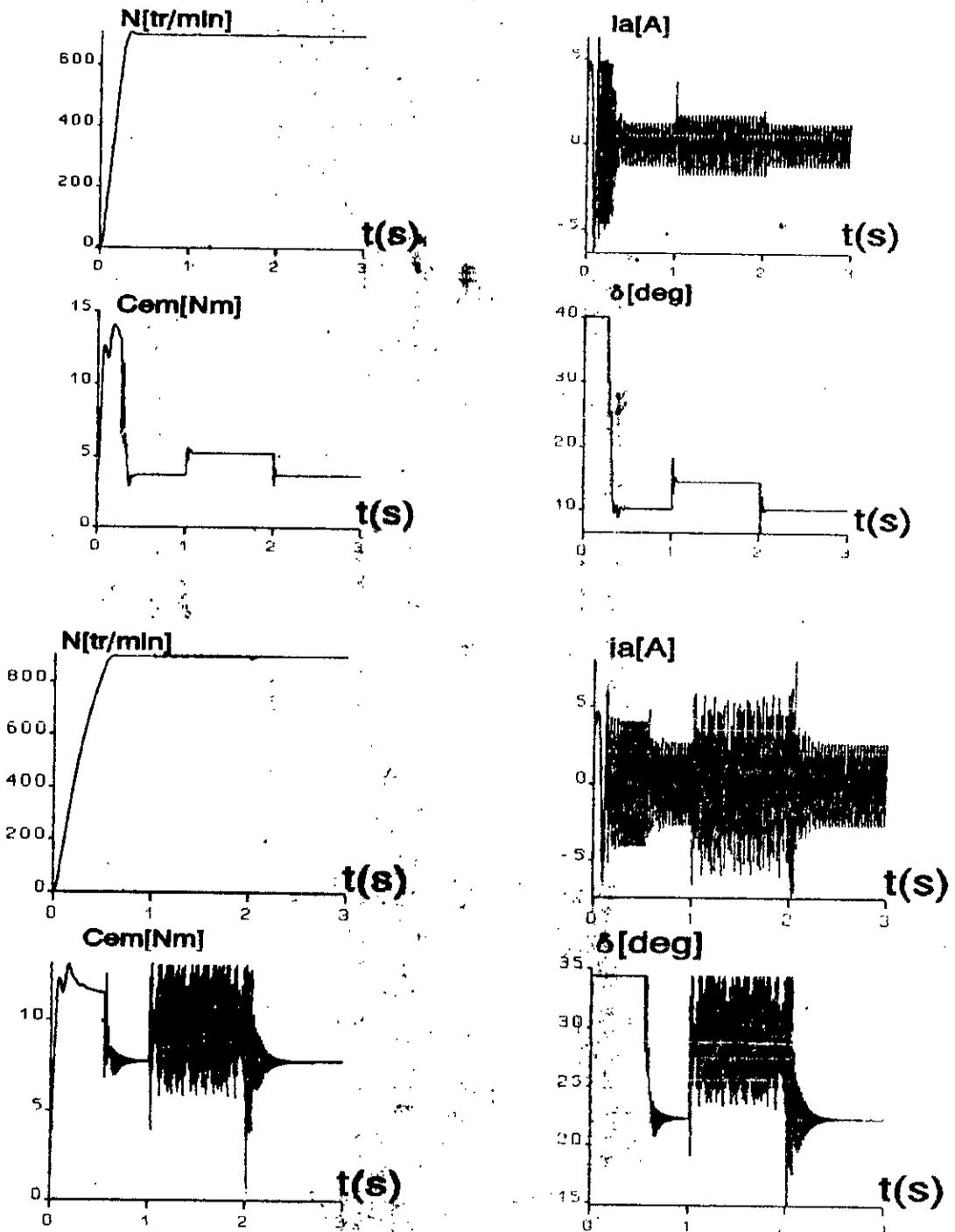


Figure III.14 résultats de simulation lors d'un démarrage de la MSA avec variation de la charge cas du réglage d'état avec adaptation des paramètres.

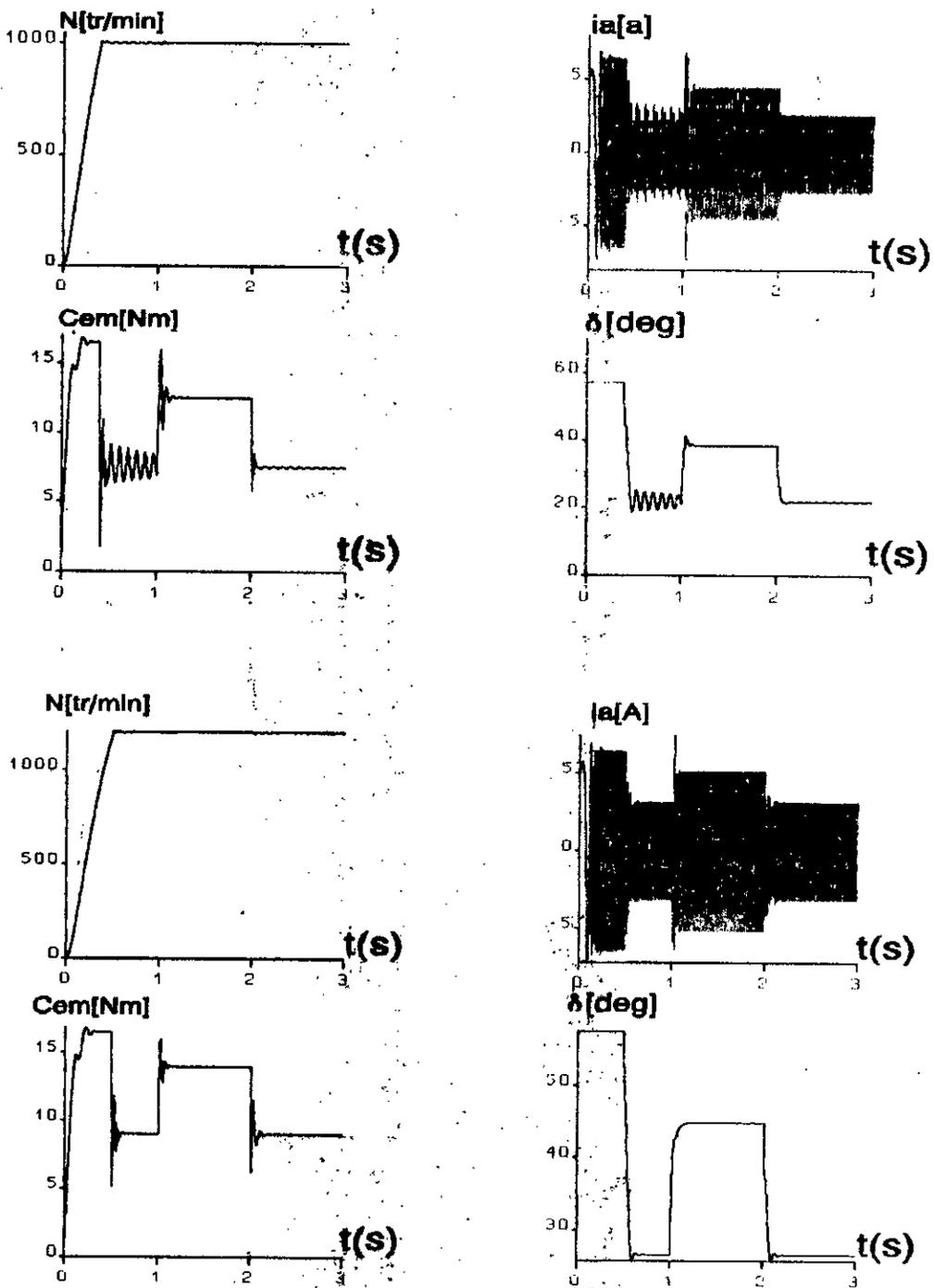


Figure III.15 résultats de simulation lors d'un démarrage de la MSA avec variation de la charge cas du réglage d'état avec adaptation des paramètres.

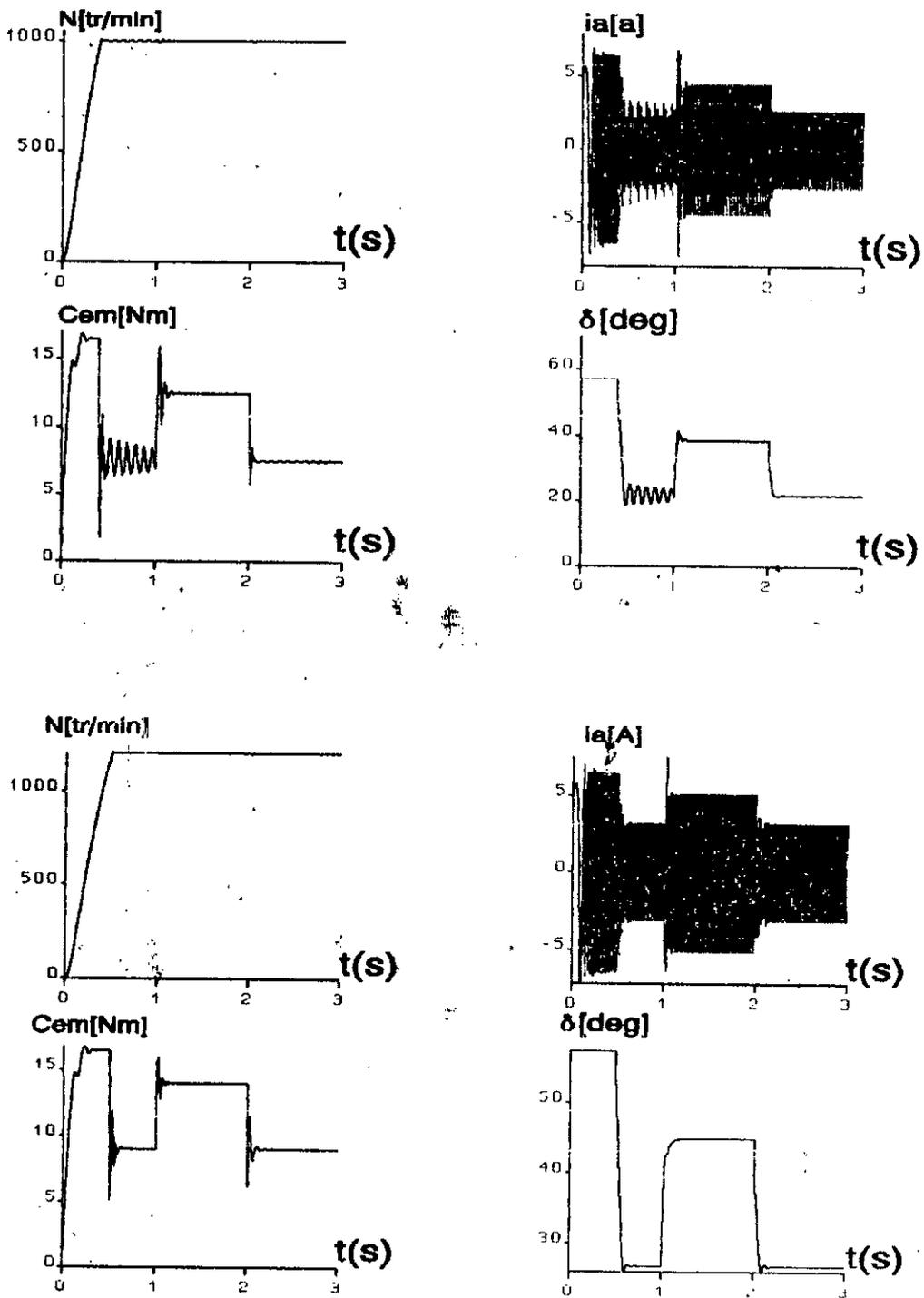


Figure III.16 résultats de simulation lors d'un démarrage de la MSA avec variation de la charge cas du réglage d'état avec adaptation des paramètres.

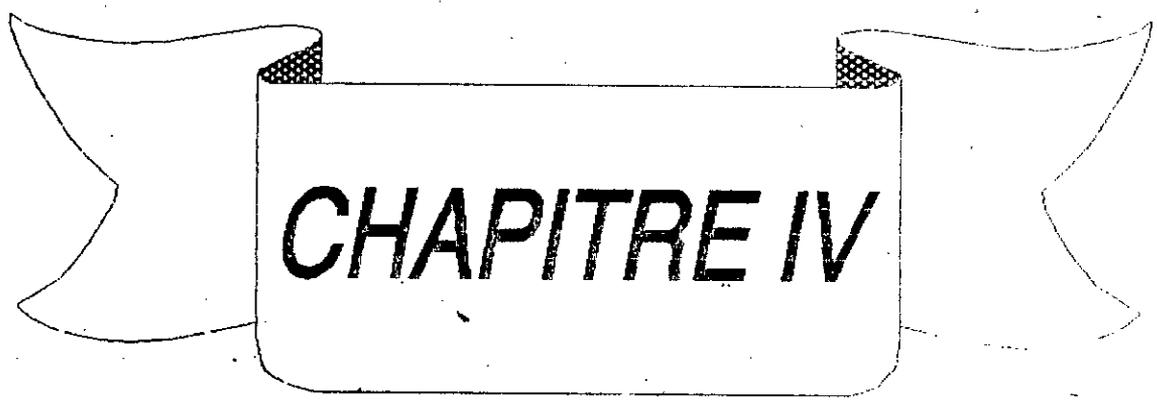
III.5) Conclusion

- L'étude des performances du réglage d'état vis à vis à la variation de la consigne et de la charge, ainsi que lors de variation des paramètres nous a conduit aux résultats suivants:

- Le réglage par retour d'état présente des excellentes performances autour de point de fonctionnement. néanmoins ces performances se dégradent aux très faibles vitesses.

- Ce type de réglage présente des bonnes performances vis à vis à la variation des paramètres.

- L'adaptation des paramètres conduit à une amélioration appréciable des performances du réglage aussi bien lors de la variation de la consigne que celle de la perturbation.

A decorative banner with a central rectangular box containing the text 'CHAPITRE IV'. The banner has a wavy, ribbon-like appearance with a stippled texture on the inner edges of the central box.

CHAPITRE IV

SIMULATION DE LA COMMANDE DE L'ASSOCIATION MLI-MSA

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension, à modulation de largeur d'impulsions MLI, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. 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 adapté à une commande de la machine synchrone [12][21][27].

Dans ce dernier chapitre, on va modéliser l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions MLI. Ensuite, la simulation de l'ensemble onduleur MLI-MSA munie de réglage par retour d'état, sera étudiée pour deux types d'alimentations continues que sont:

- source de tension continue fixe
- redresseur a diodes lie a un filtre (R,L,C)

Le schéma simplifié de l'onduleur de tension associé à une MSA est représenté sur la figure(4.1), où chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs T_1 et T_2 qui sont des composants semi-conducteurs (thyristor)

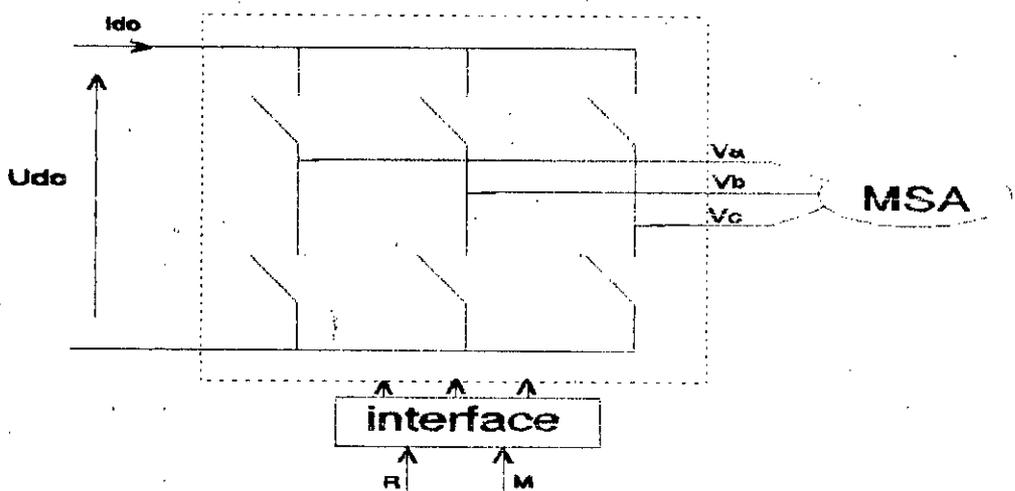


figure IV.1 Schéma de principe d'un onduleur MLI

IV.1) **MODELISATION DE L'ONDULEUR MLI**

Plusieurs techniques de modulation peuvent être utilisées pour les convertisseurs MLI [11][12][24]. Notre étude sera consacré à la technique MLI, triangulo-sinusoidale qui consiste à comparer des signaux de référence, qui imagent les tensions de sortie désirées de fréquence f décalées entre elles d'un tiers de période, à un signal triangulaire de fréquence f_p appelé "porteuse"

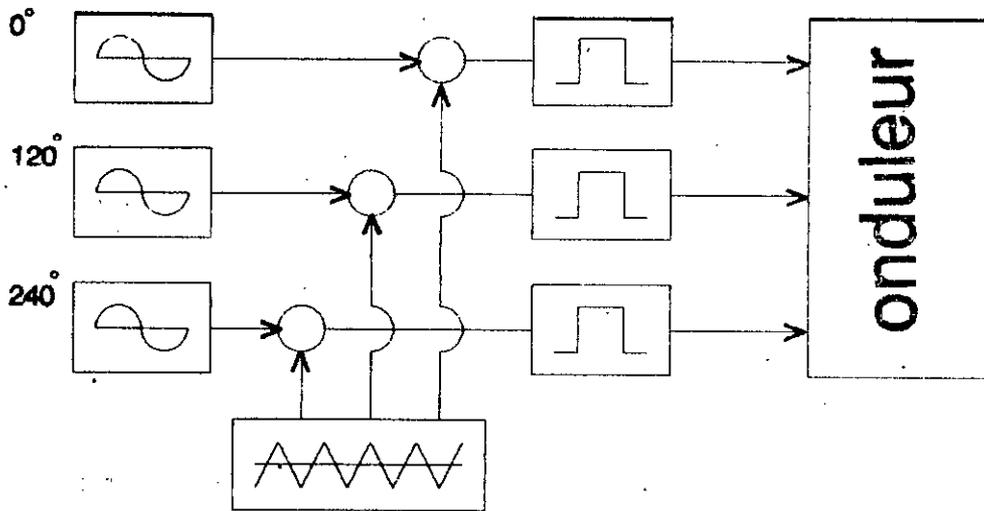


Figure IV.2 Technique triangulo-sinusoidale

On désigne par l'indice de modulation m le rapport f_p/f , et par le rapport cyclique r le rapport entre les valeurs maximales du signal de référence et de la porteuse (U_{cm}/U_{pm}).

Chaque intersection des deux signaux commande le changement d'état d'un comparateur figure (4.3) qui donne les ordres de commutation aux interrupteurs constituant une phase de l'ondulation.

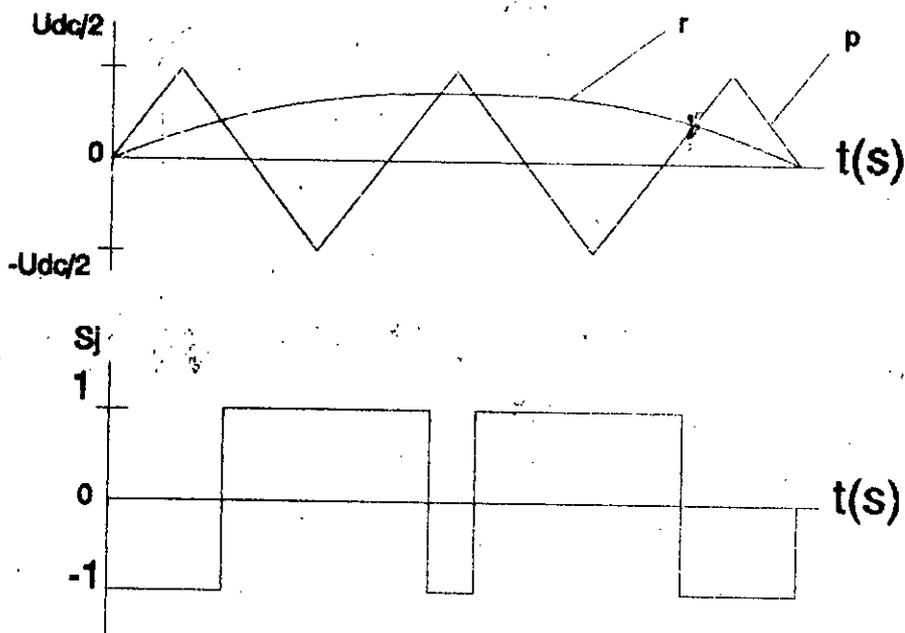


Figure IV.3 Principe de la commande en MLI

La porteuse triangulaire comporte deux parties [1][12][24]

- La partie ascendante de U_p est donnée par:

$$U_{pa} = (U_{dc}/2) (-1 + 4 t f_p) \quad (4.1)$$

- La partie descendante de U_p est donnée par:

$$U_{pd} = (U_{dc}/2) (3 - 4 t f_p) \quad (4.2)$$

Les signaux modulateurs sont délivrés par le capteur de position, dont l'expression est donnée par l'équation suivante [11]:

$$e_j = V_m \sin(\omega t - 2(j-1) \frac{\pi}{3}) \quad (4.3)$$

avec:

$$j = 1, 2, 3$$

et on a les paramètres suivants [11]:

$R = V_m / (U_{dc}/2)$: coefficient de réglage en tension

$M = f_p / f_r$: rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de la référence

- Tensions aux bornes de l'onduleur [11]:

$$\begin{cases} U_{12} = V_{10} - V_{20} \\ U_{23} = V_{20} - V_{30} \\ U_{13} = V_{10} - V_{30} \end{cases} \quad (4.4)$$

- Tensions simples aux bornes de la charge montée en étoile [11]:

$$\begin{cases} V_1 = \frac{2}{3} V_{10} - \frac{1}{3} (V_{20} + V_{30}) \\ V_2 = \frac{2}{3} V_{20} - \frac{1}{3} (V_{30} + V_{10}) \\ V_3 = \frac{2}{3} V_{30} - \frac{1}{3} (V_{10} + V_{20}) \end{cases} \quad (4.5)$$

V_{10} , V_{20} , V_{30} sont les tensions entre les phases a, b, c et le neutre fictif de la source supposée parfaitement continue.

Ces tensions sont données par:

$$\begin{cases} V_{10} = \frac{U}{2} S_{k1} \\ V_{20} = \frac{U}{2} S_{k2} \\ V_{30} = \frac{U}{2} S_{k3} \end{cases} \quad (4.6)$$

S_{k1} , S_{k2} , S_{k3} sont les fonctions logiques qui représentent l'état logique des interrupteurs électriques, (K_1 , K_2 , K_3) dont la commutation est supposée instantanée [11][12][24]:

$$S_{k_i} \ (i=1,2,3) = \begin{cases} 1 \text{ si } K_i \text{ ferme et } k_i \text{ ouvert} \\ -1 \text{ si } K_i \text{ ouvert et } k_i \text{ ferme} \end{cases} \quad (4.7)$$

Les tensions composées aiguillées par l'onduleur sont [11][24]:

$$\begin{cases} U_{12} = V_1 - V_2 = (S_1 - S_2) U_{bc} \\ U_{23} = V_2 - V_3 = (S_2 - S_3) U_{bc} \\ U_{13} = V_1 - V_3 = (S_1 - S_3) U_{bc} \end{cases} \quad (4.8)$$

Vue que la machine est symétrique avec le neutre non relié à la source, nous déduisons:

$$\sum_{j=1}^3 V_j = 0 \quad (4.9)$$

Les tensions simples V_j s'écrivent:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} U_{bc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

ou encore:

$$[V] = U_{bc} [I] [S] \quad (4.11)$$

avec: $[I]$ la matrice de connexion.

Sur le référentiel de park, les tensions délivrées par l'onduleur peuvent s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} [V_{dq}] &= [P(\theta)] [V] \\ [V_{dq}] &= U_{dc} [P(\theta)] [I] [S] \end{aligned} \quad (4.12)$$

avec:

$$[V_{dq}] = [V_d \ V_q]^T \quad (4.13)$$

Le courant I_{dc} a l'entrée de l'onduleur s'écrit:

$$I_{dc} = \sum_{j=1}^3 S_j(t) I_j(t) \quad (4.14)$$

avec:

$$j=1, 2, 3$$

IV.2)

COMPORTEMENT DU MOTEUR ALIMENTÉ PAR ONDULEUR DE TENSION MLI

-IV.2.a) Alimentation par une source de tension continue fixe

La figure(4.4) présente le montage de principe de l'ensemble source de tension continue E+onduleur MLI-MSA

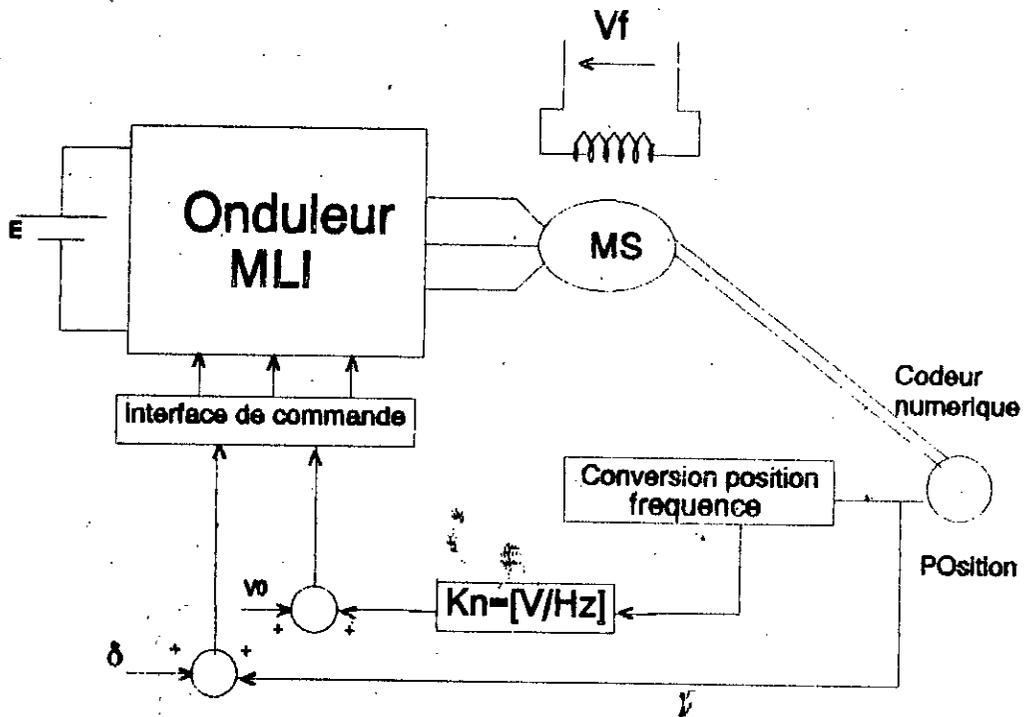


Figure IV.4 Schéma du système d'association MLI-MSA alimenté par une source de tension continue fixe

Le système global est composé d'un moteur synchrone alimenté par un onduleur de tension a transistors, shunté en antiparallèle par des diodes.

Le modèle numérique du système global est régi par:

- Equation électrique sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}\omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}\omega}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3} \frac{V_{ef}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \frac{1}{\sigma L_s} V_{ef} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & -\sqrt{3} \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} V_{ef} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\delta \\ \sin\delta \\ V_f \end{bmatrix}$$

tel que:

$$\begin{aligned} V_{ef} &= V_0 + K_n \omega \\ \sigma &= 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r L_s} \end{aligned} \quad (4.15)$$

-Equation mécanique:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left(-P M_{sr} i_{sd} i_{sq} - f \frac{\omega}{P} - C_r \right) \quad (4.16)$$

-Tensions délivrées par l'onduleur:

$$[V_{dq}] = U_{dc} [P(\omega)] [I] [S] \quad (4.17)$$

avec:

$$[V_{dq}] = [V_d \ V_q]^T \quad (4.18)$$

Pour une alimentation en MLI, l'harmonique le plus gênant est celui correspondant à la fréquence de modulation. Pour l'éliminer, on considère tout d'abord que le récepteur est sans neutre, et on choisit une fréquence de modulation telle que le rapport de cette dernière par celle du fondamental (indice de modulation) soit multiple de trois [11][12][20][24].

En plus, l'augmentation de M permet de repousser les harmoniques de bas ordre vers des ordres plus élevés, ce qui permet la réduction des pertes causées par les harmoniques dans la machine. Cependant l'augmentation de M conduit aussi à l'augmentation des pertes liées à la commutation dans le convertisseur.

L'apparition récente des transistors avec un temps de recouvrement très faible (1 μ s), pour les moyennes puissances, nous autorise à utiliser des fréquences de fonctionnement maximales de plus en plus élevées [27]. Ce qui nous a permis de choisir $M=15$ à 50_{Hz} , donc la fréquence de la porteuse est de 750_{Hz} . Le rapport cyclique R est relié à la fréquence des modulantes par le rapport $R/f=\text{constant}$, afin de maintenir le flux statorique quasiment constant.

La résolution numérique des équations différentielles du système associé à l'onduleur s'obtient par l'utilisation de l'algorithme de RUNGÉ-KUTTA du 4^{ème} ordre.

IV.2.b) *SIMULATION*

Pour évaluer les performances de la MSA munie de réglage d'état alimentée par une source de tension continue fixe à travers un onduleur de tension MLI, nous simulons en temps réel le fonctionnement global de l'ensemble.

Les résultats de la simulation montrent pour le démarrage de la MSA, et pour une variation de la perturbation, l'évolution de la vitesse N , du couple électromagnétique C_{em} , du courant de phase I_a , l'angle de commande δ , le flux statorique, le courant d'excitation I_{rq} et la tension de phase V_a .

Par la suite, la machine étant en régime permanent, nous introduisons une variation de la consigne et nous relevons les même grandeurs caractéristiques.

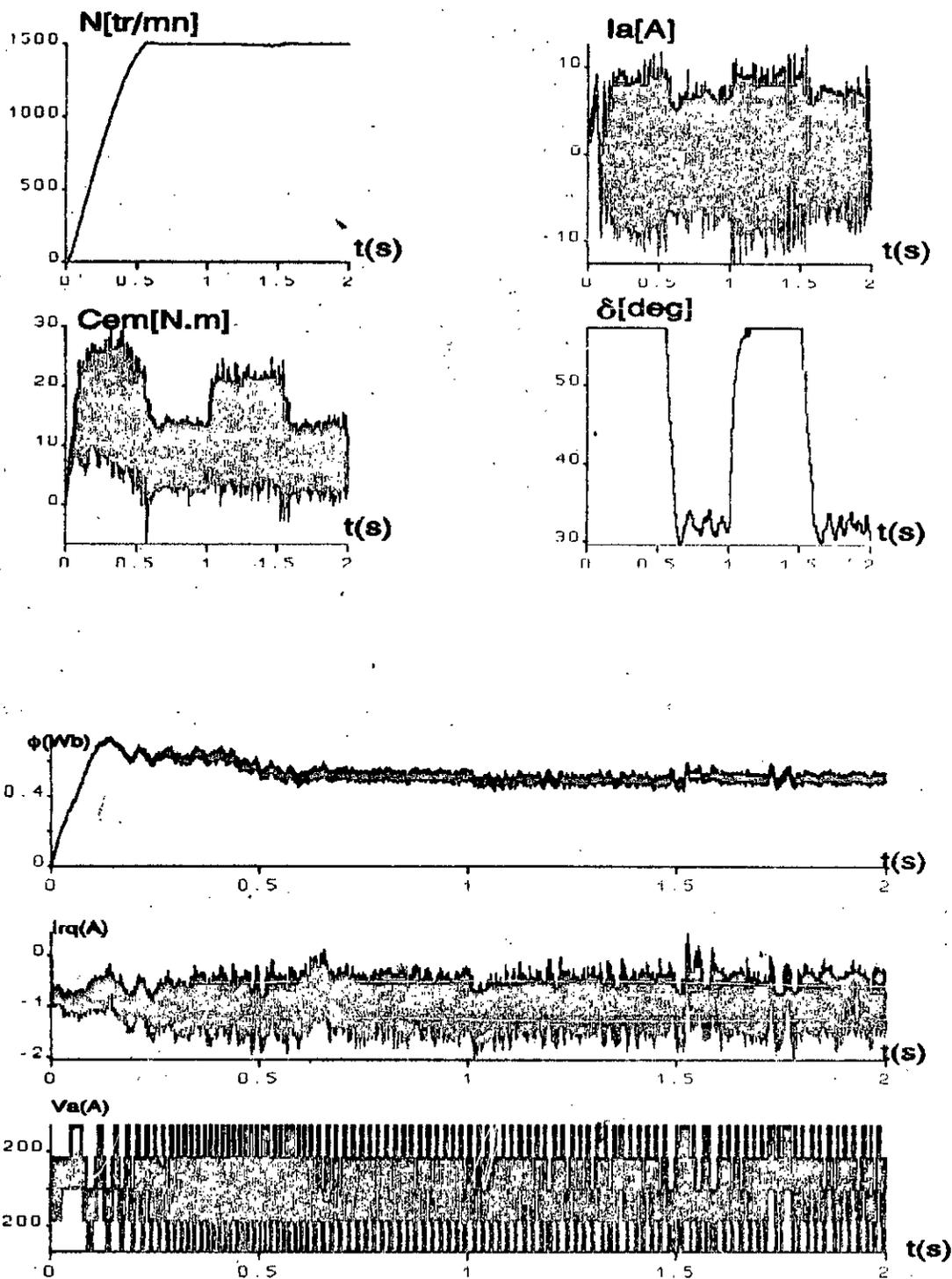


Figure IV.5 Caractéristiques dynamiques du système global lors du démarrage et lors d'une variation de la charge (alimentée par une source de tension fixe)

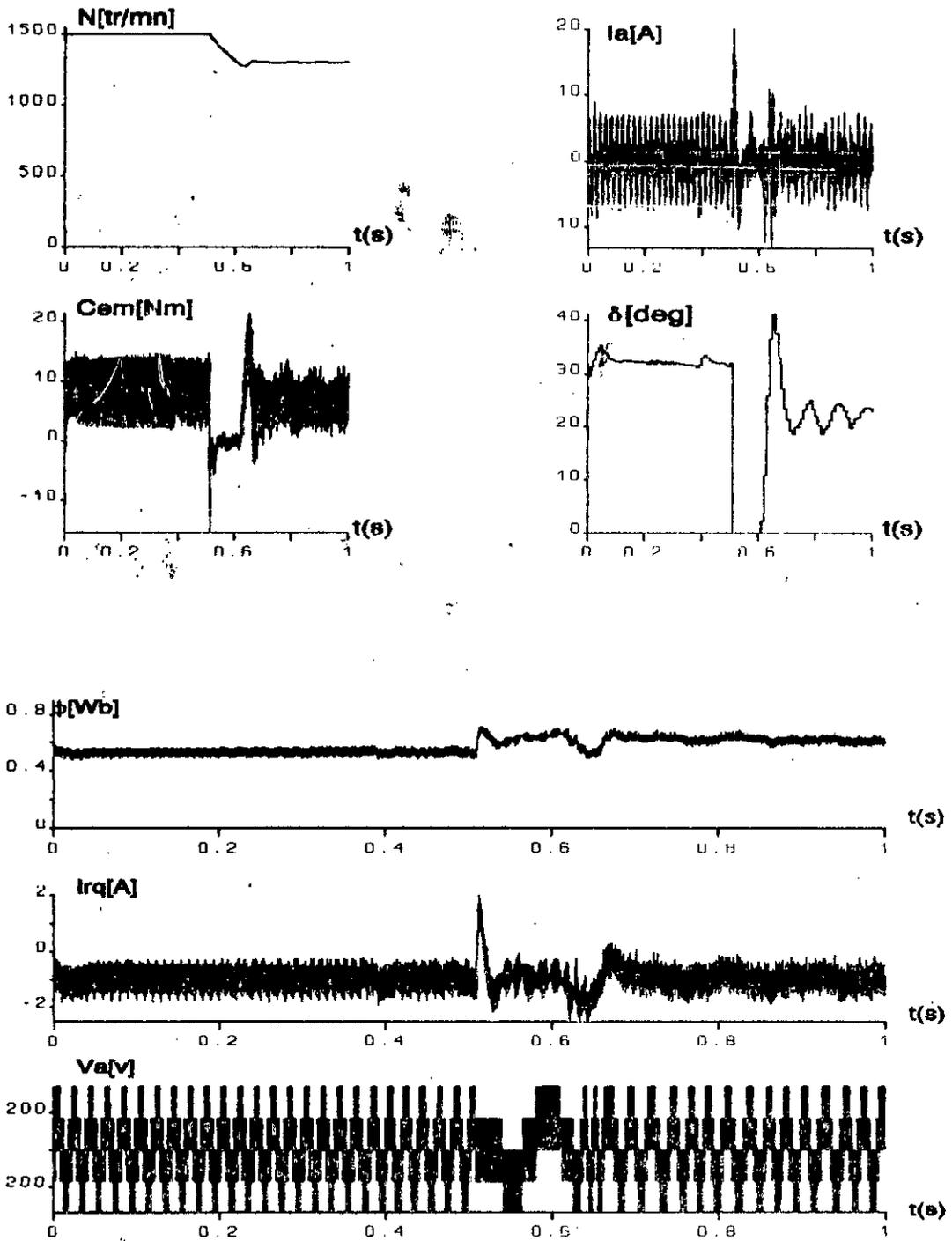


Figure IV.6 Caractéristiques dynamiques du système global lors d'une variation de la consigne (alimentée par une source de tension fixe)

IV.2.c) **Alimentation par un pont redresseur à diodes**

La tension continue alimentant l'onduleur, est obtenue par redressement de la tension alternative du réseau. le redresseur est un pont de GREATZ, qui peut être à la base de diode.

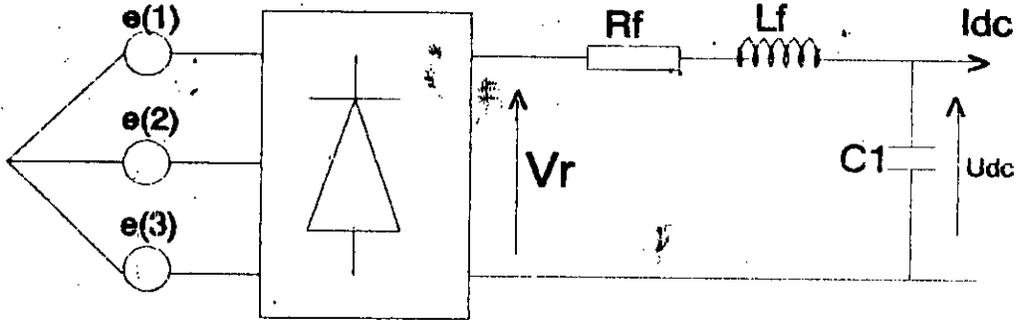


Figure IV.8 La source de tension continue

Le filtre (R_f , L_f , C_f) permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U_{dc} sensiblement constante et un courant d'entrée I_{dc} légèrement ondulé.

Les diodes D_{pj} et D_{nj} sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associée une fonction logique de connexion D_{pj} et D_{nj} ($j=1,2,3$) définie comme suite [9][12][24]:

$$D_{yj} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{rj} \text{ est la plus positive} \\ 0 & \text{si } V_{rj} \text{ est la plus négative} \end{cases} \quad (4.19)$$

La tension redressées s'écrit

$$V_r = (D_{p1} - D_{n1}) V_{r1} + (D_{p2} - D_{n2}) V_{r2} + (D_{p3} - D_{n3}) V_{r3} \quad (4.20)$$

Les équations du filtre sont:

$$\begin{cases} \frac{di_r}{dt} = \frac{V_r - U_{dc} - R_f i_r}{L_f} \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{i_r - i_{dc}}{C_f} \end{cases} \quad (4.21)$$

Afin de faciliter le filtrage des harmoniques d'ordre élevé dues au fonctionnement de l'onduleur, nous avons choisi un filtre passe-bas dont la fréquence de résonance f_r et loin de la fréquence d'utilisation, pour qu'il n'y est pas interaction entre les fréquences. La relation qui permet la détermination des paramètres du filtre s'écrit [9][12][20][24]:

$$L_f \omega_0^2 C_f > 1 \quad (4.22)$$

Nous choisissons L_f et ω_0 . La capacité C_f peut être déterminée par la relation (4.22). La résistance R_f est choisie de façon que l'établissement de la tension soit bien amortie.

Les paramètres du filtre choisi sont [8][9][12]:

$$R_f = 0.7 \Omega ; L_f = 0.04 \mu H ; C_f = 4000 \mu F$$

La figure(4.7) présente le montage de principe de l'ensemble filtre-onduleur MLI-MSA alimenté par un redresseur 220v qui donne une tension continue de l'ordre de 515v.

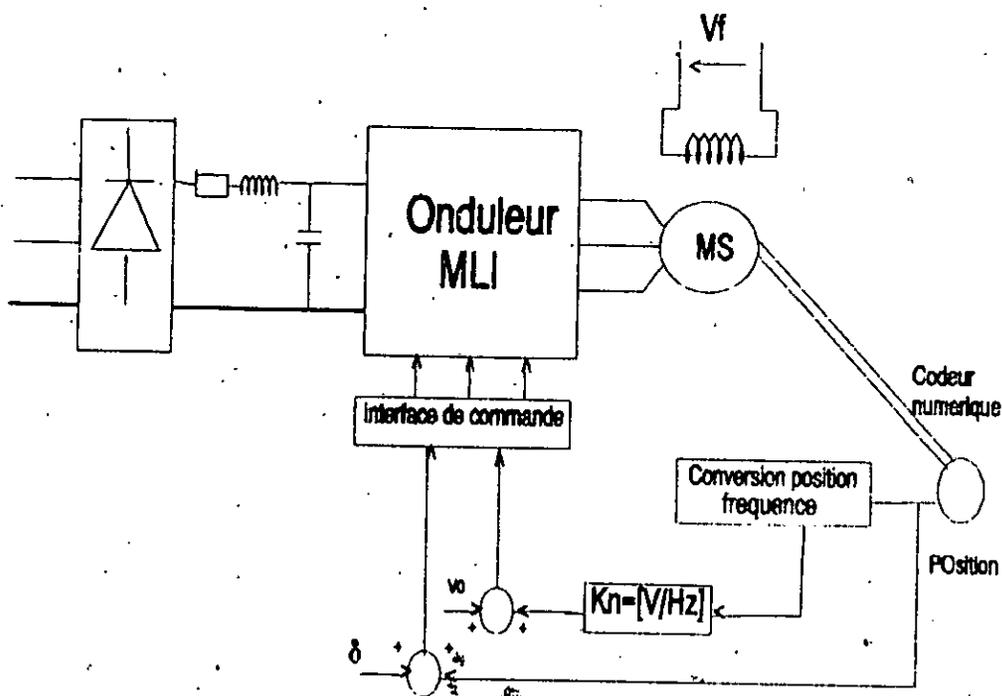
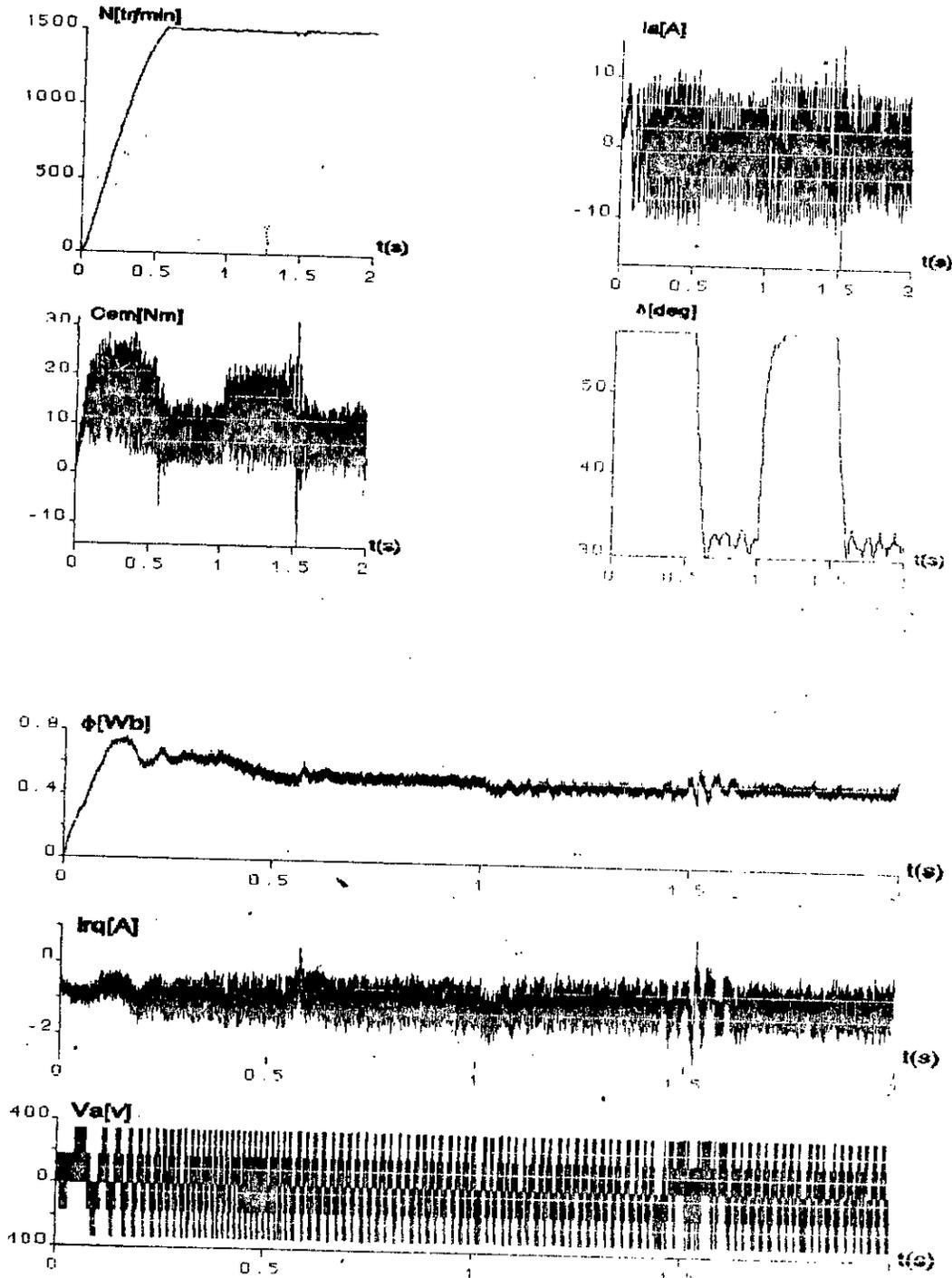
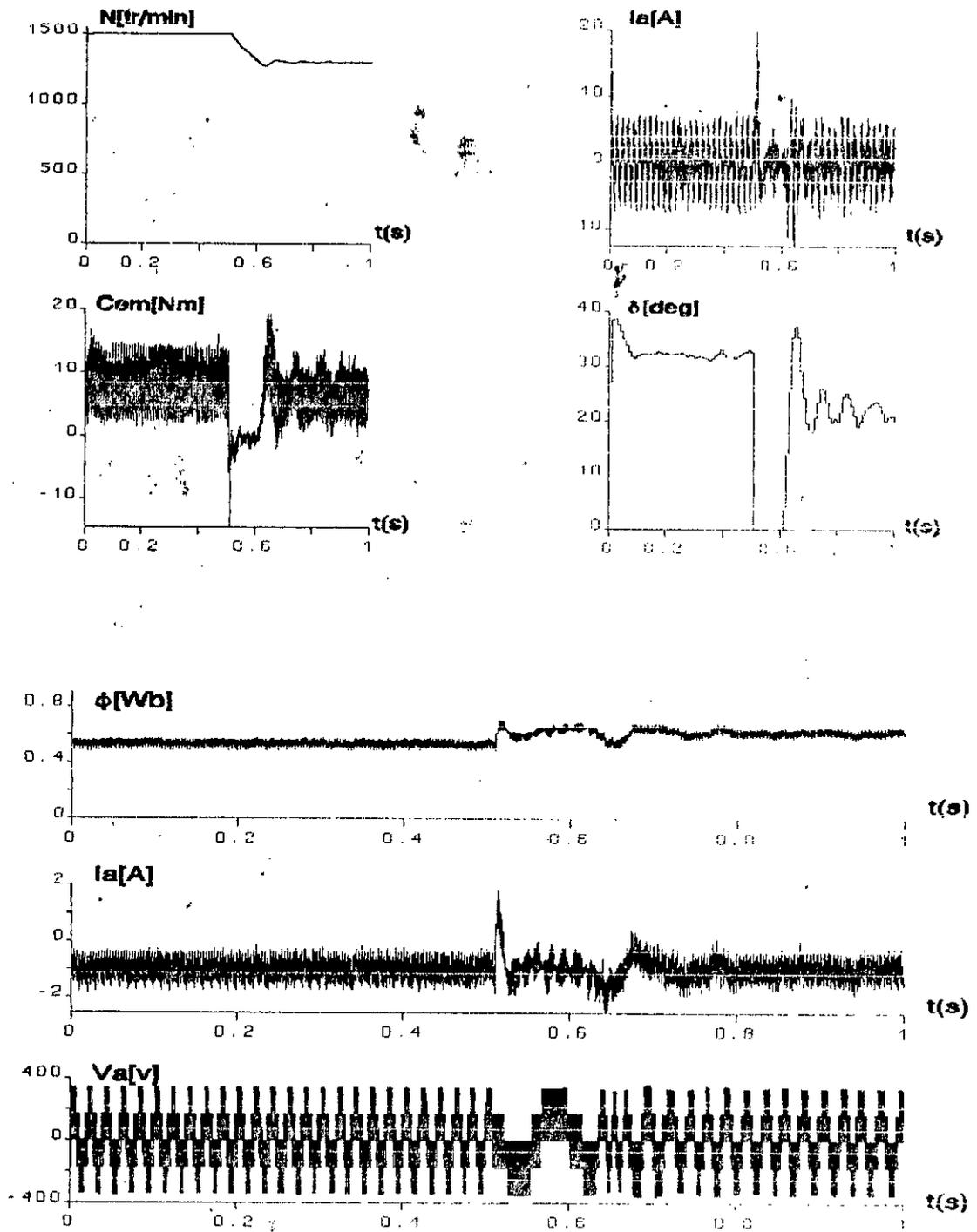


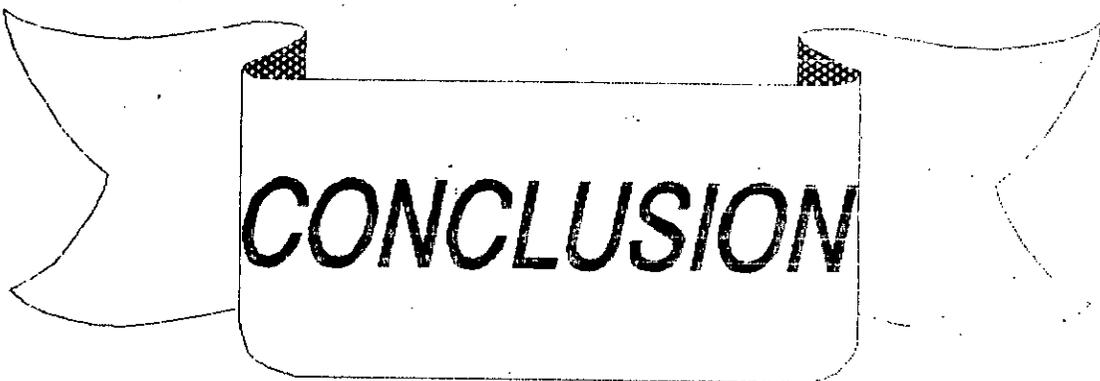
Figure IV.8 Schéma de principe du système d'association MLI-MSA alimenté par redresseur



Fig(4.7): Caractéristiques dynamiques du système global lors du démarrage et lors d'une variation de la charge: alimentée par un pont redresseur-filtre



Fig(4.8): Caractéristiques dynamiques du système global lors d'une variation de la consigne: alimentée par un pont redresseur-filtre



CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse, nous a permis d'étudier le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension, munie du réglage d'état échantillonné. Les résultats obtenus montrent que cette méthode de l'automatique est bien adaptée à la commande de la MSA.

De nos travaux apparait les points suivants:

L'application du réglage d'état échantillonné à la commande de la MSA alimentée en tension, et la simulation du système constitué de l'ensemble source d'alimentation-onduleur MLI-MSA pour deux types d'alimentations:

- source de tension continue fixe,
- redresseur-filtre.

A l'issue de ce travail nous pouvons tirer les conclusions suivantes:

La commande de la MSA par l'intermédiaire de l'angle de calage δ , avec tension d'excitation constante, 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.

La commande par retour d'état échantillonné à la MSA alimentée en tension présente l'avantage d'être d'une implémentation très simple sur ordinateur. Ce réglage présente d'excellentes performances autour du point nominal. Néanmoins, ce type de réglage n'est pas utilisable pour des applications nécessitant un fonctionnement à très faible vitesse.

L'étude des performances du réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres, appliquée à la machine synchrone autopilotée alimentée en tension, nous a montré que l'adaptation des paramètres du réglage par retour d'état conduit à une amélioration appréciable des performances du réglage aussi bien lors de la variation de la consigne que celle de la perturbation. En plus, ce réglage présente l'avantage d'être une implémentation simple dans une commande par ordinateur.

Il reste néanmoins de nombreuses directions dans lesquelles cette étude peut être développée, pour améliorer encore les performances et les facilités d'utilisation. Il serait extrêmement intéressant de continuer cette étude par:

- l'application pratique des techniques de commande sur une MSA alimentée en tension.

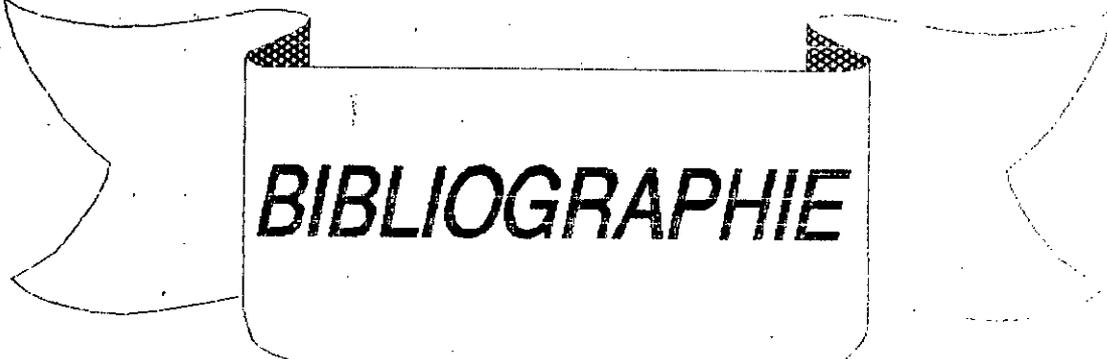
- l'extension du réglage d'état monovarié au réglage d'état multivarié, et au réglage d'état robuste.

- l'application d'autres méthodes de réglages (auto-adaptative).

ANNEXE

Caractéristiques de la machine utilisée

- $P_g = 1.5$ kw
- $N = 1500$ tr/min
- 220/380
- $P = 2$
- $R_s = 4.8$ Ω
- $R_r = 160$ Ω
- $L_s = 0.16$ H
- $L_r = 13$ H
- $M_{sr} = 1.4$ H
- $I_{rq} = 1$ A
- $f = 8.10^{-3}$ Nm.s/rad
- $J = 4.10^{-2}$ Nm.s²/rad



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

THESES:

- [1] **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.
- [2] **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.
- [3] **M.Izadi**, "Modélisation et Identification d'un Générateur Synchrone Couplé sur le Réseau", Thèse Doct-Ingénieur, INP Lorraine 1979.
- [4] **A.K.Lotfy** "Définition et mise en oeuvre d'une structure de commande numérique pour machine synchrone autopilotée", Thèse Doct-Ingénieur, INP Toulouse 1981.
- [5] **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.
- [6] **M.Yong.Dong.Li** "Etude comparative des lois de commande des machines asynchrone alimentées par onduleur de tension MLI. Réalisation d'une commande numérique de positionnement", Thèse de Doctorat, INPL 1987.
- [7] **M.Fadel**, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I.:
-commande modale avec observateur de flux
-commande auto-adaptative"
Thèse de doctorat, INPL, Toulouse 1988.
- [8] **K.Soukal**, "Etude par simulation d'une machine synchrone autopilotée et son asservissement", Thèse de Magister, Université de Blida 1992.
- [9] **S.Grouni**, "Etude de l'étage d'alimentation d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Thèse de Magister, ENP, Alger 1992.

- [10] M.F.Khène, "Etude par simulation numérique de réglages d'état échantillonnés en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant", Thèse de Magister, ENP, Alger 1993.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] M.S.Boucherit, "Application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques", Thèse de doctorat d'état, ENP, Alger 1995.
- [14] L.Nezli, "Etude en simulation d'une machine synchrone autopilotée", Thèse de Magister, ENP, Alger 1994.

OUVRAGES:

- [15] J.Lesenne & F.Notlet & G.Seguier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Tec et Doc Lavoisier 1981.
- [16] P.Barret, "Régime transitoire des machines tournantes"
- [17] H.Bühler, "Réglages échantillonnés; Vol.1: Traitement par la transformation en Z" Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [18] J.Chatelain, "Machines électriques" Vol.2, Dunod 1983.
- [19] H.Bühler, "Réglages échantillonnés; Vol.2: Traitement dans l'espace d'état" Presses Polytechniques Romandes, 1984.
- [20] F.Milsant & R.Chauprade, "Electronique de puissance: Commande des machines à courant alternatif", Vol.2, Eyrolles, 1984.
- [21] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives " Préntice-Hall, 1986.
- [22] P.C.Krause, "Analysis of electric machinery", Mc Graw-Hill international Editions 1987.
- [23] H.Bühler, "Conception de système automatiques" Presses Polytechniques Romandes, 1988.

- [24] G.Seguir & F.Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance: La conversion continu-alternatif", Tome.4, Tec et Doc Lavoisier 1989.
- [25] B.De Formel, "Variation de vitesse des machines à courants alternatif", Cours photocopié, INP Toulouse 1989.
- [26] K.J.Aström & B.Wittenmark, "Computer-controlled systems", Prentice-Hall International Editions, 1990.
- [27] W.Leonhard, "Control of electrical drives", Springer Verlage 1990.

ARTICLES:

- [28] S.R.Bowes & R.R.Clements, "Computer aided design of PWM inverter systems", IEE Proc, Vol 129.Pt.B, N°1 January 1982.
- [29] J.Faucher & M.GrandPierre, "Analysis of autopiloted converter fed reluctance motors; a comparaison between current source and voltage source feedings". MotorCon september 1982 Proceedings.
- [30] P.C.Sen & C.Nmuduri, "Digital simulation of an inverter-fed self controlled synchronous motor. IEEE Trans Vol IE-34 N°2, May 1987.
- [31] R.Perret, "La machine synchrone autopilotée", Journée d'électronique de puissance E.P.C, Université Blaise Pascal, Clermont-Ferrand 1987.
- [32] S.Y.Hui & H.R.Bolton, "Microcomputer controlled synchronous motor drives. Electric machines and power systems, N°12 1987
- [33] T.H.Liu & all, "Microprocessor-based controlled design and simulation for permanent magnet synchronous motor drive ", IEE Vol IE-35 N°4, Nov 1988.
- [34] B.K.Bose & P.M.Szezesny, "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machine drive system for electric vehicle propulsion", IEEE Vol IE-35 N°4, Nov 1988.
- [35] B.Dagues & all, "Simulation generation based on Sosie methodology application to simultion of converter-machine- control set", IMACS-TC1'90, Nandy 1990.
- [36] D.Brown & P.D.Evans, "Simulation of brushless DC drives", IEE Proceedings vol 137 Pt N°5 sep 1990.

- [37] H.Burzanowska & P.Pohjalainen, "Modelling and simulation of PWM inverter-fed variable speed Motor drive", IMACS-TC1'90 Nancy.
- [38] P.Pillay & R.Krishnan, "Control characteristics and speed controller design of a high performance permanent magnet synchronous motor drive ", IEEE trans vol PE-5, Apr 1990.
- [39] P.C.Sen, "Electric motor drives and control-Past, Presente and Future", IEEE trans vol IE-37 N°6 Dec 1990.
- [40] K.Jelassi & all, "Etude comparative des techniques MLI destinées à l'alimentation en tension des variateurs asynchrones", JTEA Tunis, Janvier 1992.
- [41] B.Robyns, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones". Séminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable, Rabat, Avril 1992.
- [42] M.F.Khène, M.S.Boucherit & L.Nezli, " Simulation study of a cascade state-feedback control of a CSI-SCSM", IMACS-TC1'93 Montréal-Canada, July 1993.
- [43] M.O.Mahmoudi, "Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI", JTEA, Jan 1991, pp.EL 4.1-4.3.
- [44] A.Boumediène, L.Nezli & M.S.Boucherit, "Réglage numérique par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", CMSES 94, Skikda 10th & 11th may 1994.
- [45] A.Boumediène, L.Nezli & M.S.Boucherit, "Adaptation des paramètres du réglage d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", ICSS'94, USTHB d'Alger septembre 24-26 1994.
- [46] A.Boumediène, L.Nezli & M.S.Boucherit, "Réglage numérique par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension MLI", ICEEE-94, USTO d'Oran octobre 1-3 1994.
- [47] M.S.Boucherit & A.Boumediene & L.Nezli & N.K.M'sidi & W.Koczara, " Etude des performances du réglage d'état appliqué à une MSA alimenté en tension", Journal of Technology, special issue, proceedings of CEA'94, Mars 1995.
- [48] M.S.Boucherit & A.Boumediene & L.Nezli & N.K.M'sidi, "Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une MSA alimentée en tension", Revue Générale d'Electricité, (soumis).

