

M0010/94B

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

Option: machines électriques

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة —
BIBLIOTHEQUE —
Ecole Nationale Polytechnique

THESE DE MAGISTER

Présentée par Mr BOUMEDIENE ABDELMADJID
Ingénieur ENP

THEME

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE DU REGLAGE D'ETAT
ECHANTILLONNE DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE
ALIMENTEE EN TENSION

Soutenue publiquement le 02/07/1994 devant le jury d'examen
composé de:

Mr A. Bensenouci (ENP)	Président
Mr M.S. Boucherit (ENP)	Rapporteur
Mr L. Nezli (ENP)	Rapporteur
Mr F. Boudjema (ENP)	Examineur
Mr B. Hemici (ENP)	Examineur
Mr M.O. Mahmoudi (ENP)	Examineur
Mr H. Zerroug (USTHB)	Invité

DEDICACE



- A mes parents
 - A mes frères et soeurs
 - A ma soeur AMINA
 - A toute ma famille
-
- A ABDENOUR (BBA)



REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction scientifique de Messieurs M.S. BOUCHERIT et L. NEZLI, à qui je présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les conseils et les encouragements qu'ils m'ont prodigués pendant toute la durée de ce travail, malgré leurs nombreuses occupations.

Je remercie vivement Monsieur A. Bensenouci maître de conférence à l'ENP pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.

Mes sincères remerciements vont également à :

- Monsieur F. Boudjema
- Monsieur B. Hemicci
- Monsieur M. O. Mahmoudi
- Monsieur H. Zerroug

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

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

Sommaire



NOTATIONS

INTRODUCTION GENERALE 2

CHAPITRE I: REGLAGE NUMERIQUE PAR REGULATEUR PI DE LA MSA

Introduction.....	4
1> Description du système.....	5
2> Modélisation de la machine synchrone.....	6
3> Modèle global du système à régler.....	8
4> Etudes des caractéristiques statiques du système lors de la variation de l'angle de calage.....	10
5> Réglage numérique de la vitesse.....	12
5-1> Introduction.....	12
5-2> Linéarisation des équations de fonctionnement de la MSA.....	12
5-3> Représentation par fonctions de transferts.....	13
5-4> Structure de réglage.....	16
5-5> Choix de la période d'échantillonnage	17
5-6> Dimensionnement du réglage.....	17
5-7> Système d'anti-windup.....	19
6> Simulations.....	20
7> Conclusion.....	20

CHAPITRE II: REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE DE LA VITESSE DE LA MSA

1> Introduction.....	26
2> Structure générale du réglage d'état.....	27
2-1> Equations échantillonnées du système.....	28
2-2> Détermination du vecteur de la contre réaction d'état.....	29
2-3> Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation.....	30
3> Représentation d'état du système à régler.....	31
3-1> Représentation d'état linéaire continu de la MSA..	31
3-2> Représentation d'état échantillonnée de la MSA....	32
4> Réglage d'état échantillonné de la vitesse de la MSA.	34

4-1> Structure du réglage.....	34
4-2> Choix des pôles en boucle fermée.....	35
4-3> Synthèse du vecteur de contre-réaction d'état.....	36
4-4> Détermination des coefficients de réglage.....	37
4-5> Système d'anti-windup.....	38
5> Simulations.....	38
6> Conclusion.....	39

CHAPITRE III: ETUDES DES PERFORMANCES DES DEUX REGLAGES

1> Introduction.....	45
2> Robustesse des réglages par rapport aux grandes variations et pour différentes plage de variations de vitesse.....	46
2-1> Réglage numérique PI.....	46
2-2> Réglage d'état.....	49
2-3> Comparaison des performances des réglages.....	55
3> Robustesse des réglages classique et d'état vis à vis de la variation des paramètres électriques et mécanique de la machine.....	56
4> Réglage d'état avec adaptation des paramètres.....	63
5> Conclusion.....	67

CHAPITRE IV: SIMULATION DE LA COMMANDE DE L'ASSOCIATION MLI-MSA POUR DEUX ALIMENTATIONS

1> Introduction.....	69
2> Alimentation par une source de tension continue fixe de l'ensemble onduleur MLI-MSA pour les deux de réglages	
2-1> Description.....	70
2-2> Modélisation de l'onduleur MLI.....	70
2-3> Modèle numérique du système.....	75
2-4> Simulations.....	75
3> Alimentation par un pont redresseur à diodes de l'ensemble onduleur MLI-MSA pour les deux réglages..	81
3-1> Description.....	81
3-2> Description et modélisation de la source.....	81
3-3> Simulations.....	83
4> Comparaison et commentaires.....	83
5> Conclusion.....	84

CONCLUSION GENERALE.....	89
--------------------------	----

ANNEXE : Paramètres de la machine synchrone.....	91
--	----

BIBLIOGRAPHIE	
---------------	--

NOTATIONS



Cem, Cr	: Couple électromagnétique, couple résistant
Cn	: Couple nominale
$d(q)$: Axe direct (en quadrature)
F	: Matrice d'état
f	: Coefficient de frottement
hu	: Vecteur d'entrée système échantillonné
hw, hv	: 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
irq	: Courant d'excitation
isd, isq	: 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
kr	: Coefficient de la contre-réaction d'état du régulateur intégrateur
kv, kw	: Coefficients d'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation
Ls, Lr	: Inductance cyclique, statorique et rotorique
Msr	: Mutuelle inductance stator rotor
P	: Nombre de paires de pôles
Rs	: Résistance d'une phase
Rr	: Résistance de l'inducteur
s	: Opérateur de Laplace
Tce	: Constante de temps électrique
Te	: Période d'échantillonnage
$v_{a,b,c}$: Tensions instantanées de phases de la machine
vsd, vsq	: Tensions statoriques d'axe, direct et quadrature
vf	: Tension d'excitation
vr, ir	: 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 générale

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 de 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 [2][6][7][31].

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 (absence de collecteur, couple massique important) et au fait que l'électronique de commande reste relativement simple [1][7][8].

Actuellement, les variateurs de vitesse doivent répondre à des cahiers de charges de plus en plus exigeants, ce qui a conduit à l'introduction croissante des techniques de réglage de plus en plus performantes. Ce qui est facilité par le progrès croissant de la micro-électronique [23]. Ce dernier a ouvert la voie à l'utilisation des techniques de l'automatique moderne dans la commande des entraînements réglés à courant alternatif.

Ces dernières années, de nombreux travaux ont été consacrés à l'alimentation en courant [5][18][24][28][29]. 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][28]. 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

[30][31][35][38]. 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 [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 notre système. Après la linéarisation et la représentation par fonction de transfert des équations de fonctionnement de la MSA, nous procédons au dimensionnement du régulateur numérique PI.

Le deuxième chapitre développe le réglage par retour d'état appliqué à la machine synchrone autopilotée, dont le modèle est linéarisé autour du point de fonctionnement nominale. ensuite par l'utilisation de la méthode d'imposition des pôles du système échantillonné en boucle fermée, nous déterminons les coefficients de réglage.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la robustesse des deux réglages dans différentes plages de variations de la vitesse, ainsi que les grandes variations de la charge, et la variation des paramètres électriques et mécanique de la machine. Ce qui nous a conduit à étudier l'adaptation des paramètres du réglage d'état.

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.

Les résultats obtenus dans ces travaux de simulation nous permettent de faire une analyse des performances et une comparaison des différents réglages.

REGLAGE NUMERIQUE PAR REGULATEUR PI DE LA MSA

INTRODUCTION

Le développement des éléments semi-conducteurs de puissance a permis le remplacement des machines à courant continu classiques par des machines à courant alternatif alimentées par un convertisseur statique.

Parmi ces associations, l'ensemble formé par une machine synchrone et un onduleur de tension, dans la mesure où le convertisseur se réduit à un pont à transistors déclenchés en synchrone avec la rotation de la machine, on donne généralement à ce système l'appellation de machine synchrone autopilotée (MSA) [1][2][4][22][26].

Dans ce chapitre, nous présentons le système à régler ainsi que le modèle utilisé pour la synthèse du réglage. Après la linéarisation et la discrétisation des équations de fonctionnement de la MSA, nous procédons au dimensionnement du régulateur numérique PI [14][23].

Enfin, nous présentons les réponses du système global lors de variations de la consigne puis lors de variations de la charge.

I-1 > DESCRIPTION DU SYSTEME

Le système à régler est une machine synchrone triphasée, alimentée en tension à fréquence et amplitude variables. 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 de cette machine synchrone, nous utilisons le principe d'Autopilotage [1][2][4], qui consiste à alimenter la machine avec une tension dont la fréquence et la phase sont asservies à la position du rotor (figure I-1).

Le convertisseur statique, fonctionnant en onduleur de tension, qui alimente 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 la position du rotor (codeur numérique absolu).

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 constant, ce qui est assuré par la deuxième boucle dans la figure (I-1)[17].

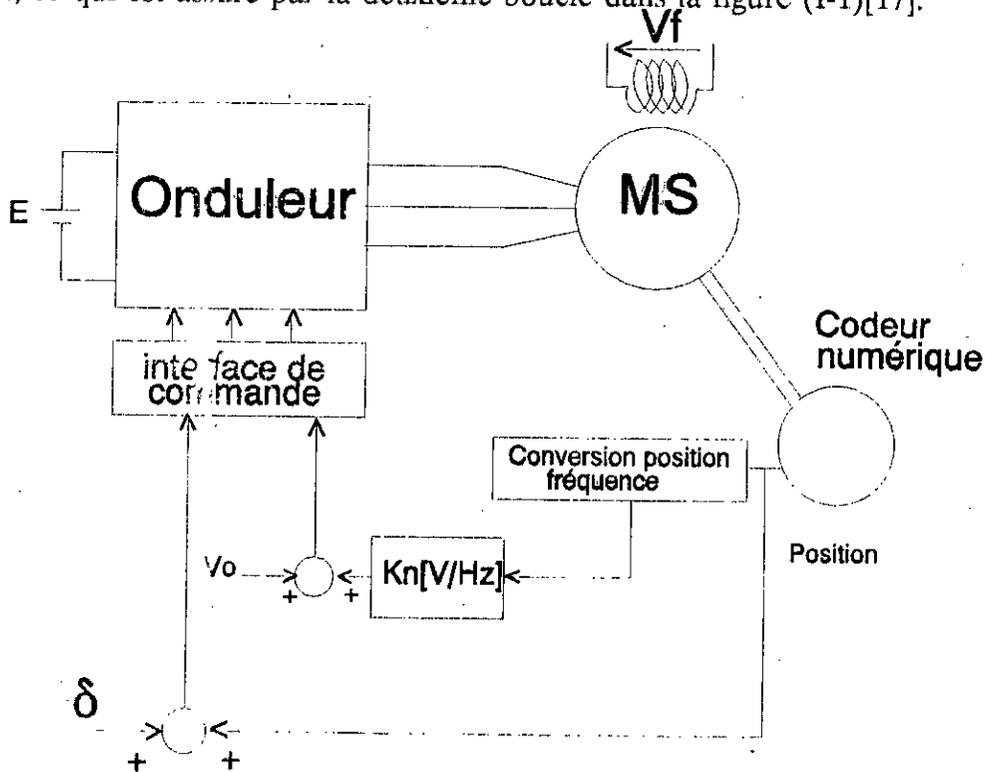


Figure I-1: Schéma de la MSA alimentée en tension.

L'angle δ entre la f.e.m fixée par l'excitation et la tension d'alimentation est dit angle de calage (figure I-2). Il permet d'agir sur la vitesse de rotation de la machine, ce qui représente une grandeur de commande pour le système [2][4][7].

I-2> MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

Afin d'établir le modèle de La machine synchrone, nous considérons les hypothèses suivantes [5][7]:

- machine non saturée,
- répartition sinusoïdale de la f.m.m dans l'entrefer de la machine,
- les pertes fer sont négligées,
- les résistances et réactances sont considérées indépendantes de la température.

Pour obtenir le modèle mathématique d'une telle machine, il sera plus intéressant d'écrire les équations de fonctionnement de la machine synchrone dans le repère de Park d-q [12][13][15][19]. Ainsi, les grandeurs réelles (tension, courant, flux) sont liées aux grandeurs de Park par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I-1)$$

$$\text{Avec : } \theta = \omega t - \delta \quad (\text{Cas moteur}) \quad (I-2)$$

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 Sd et Sq dans le référentiel rotorique.

Nous pouvons donc représenter la machine par le diagramme suivant:

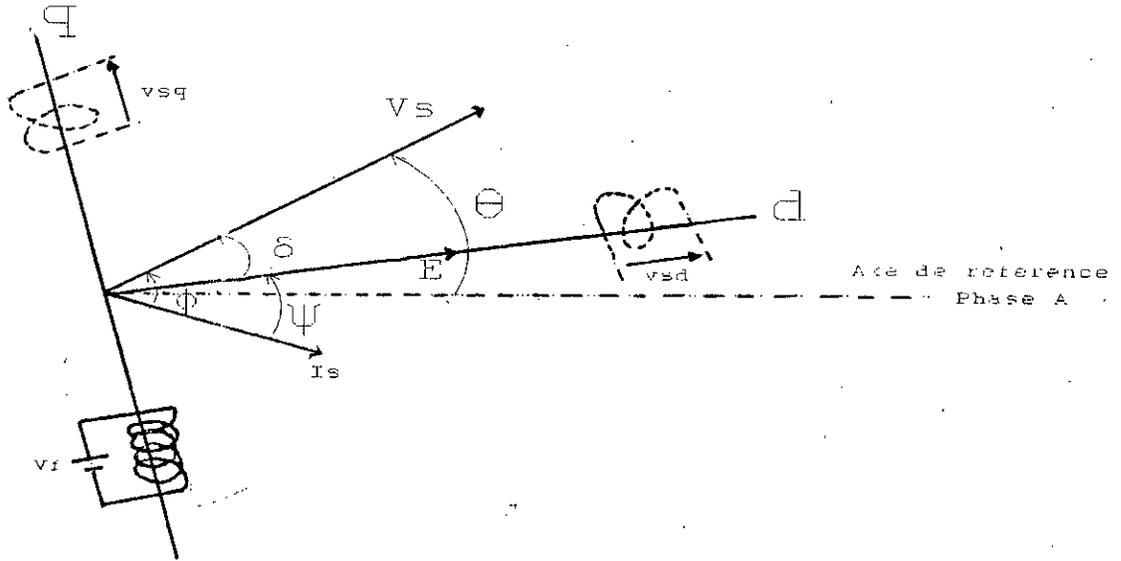


Figure I-2 : Diagramme vectoriel des tensions.

Ainsi, les équations électriques de la machine synchrone dans le repère de Park (d-q) s'écrivent [1][2][7]:

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d \phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d \phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d \phi_{rq}}{dt} = -V_f
 \end{aligned}
 \tag{I-3}$$

Auxquelles il faut adjoindre l'équation mécanique:

$$\frac{J}{P} \frac{d \omega}{dt} + f \frac{\omega}{P} = C_{em} - C_r
 \tag{I-4}$$

$$\text{Où : } C_{em} = P(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd})
 \tag{I-5}$$

P : correspond au nombre de paire de pôles

La relation flux courants est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

I-3 > MODELE GLOBAL DU SYSTEME A REGLER

En considérant les équations (I-3) et (I-4), et en remplaçant les flux par les courants, nous pouvons écrire l'équation matricielle électrique et l'équation mécanique par [2][7][22]:

- Equation électrique sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr} \omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_f \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

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

- Equation mécanique:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left(-P M_{sr} i_{sd} i_{rq} - f \frac{\omega}{P} - C_r \right) \quad (I-8)$$

Pour ce qui est de l'alimentation, nous considérons l'onduleur de tension comme une source 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 constant [29]. Après la transformation de Park, nous obtenons [1][7][19]:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \sqrt{3} V_{ef} \cos \delta \\ V_{sq} &= \sqrt{3} V_{ef} \sin \delta \end{aligned} \quad (I-9)$$

Où la tension efficace V_{ef} est calculée de façon à assurer la loi v/f constant [1][7]:

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega \quad (I-10)$$

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

K_n : rapport V_n/W_n assurant la loi v/f constant

Le remplacement de (I-9) dans les équations électriques (I-7), et le fait que nous n'envisageons pas le réglage par la tension d'excitation V_f , nous permet de rendre le modèle de la MSA monovariable dépendant uniquement de l'angle de calage.

L'écriture matricielle des équations électriques obtenues est:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

$$+ \begin{bmatrix} \sqrt{3} \frac{v_{ef}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \frac{1}{\sigma L_s} v_{ef} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & -\sqrt{3} \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} v_{ef} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \\ V_f \end{bmatrix}$$

I-4> CARACTERISTIQUES STATIQUES LORS DE LA VARIATION DE L'ANGLE DE CALAGE

Nous étudions ici le comportement de la MSA en régime statique, lorsque l'angle δ évolue, pour une tension d'excitation fixée et une charge proportionnelle à la vitesse telle que:

$$C_r = CC.N \quad (CC: \text{Coefficient de charge})$$

Nous devons résoudre les équations de fonctionnement de la MSA en régime statique, ainsi nous définissons l'état du variateur pour chaque point de fonctionnement, qui dépend des paramètres δ , Vf et Cr:

$$\begin{aligned} \sqrt{3} (Kn \omega + Vo) \cos \delta &= R_s I_{sd} - L_s \omega I_{sq} - M_{sr} \omega I_{rq} \\ \sqrt{3} (Kn \omega + Vo) \sin \delta &= R_s I_{sq} + L_s \omega I_{sd} \\ V_f &= -R_r I_{rq} \\ P M_{sr} I_{rq} I_{sd} + C_r + f \frac{\omega}{p} &= 0 \end{aligned} \quad (1-12)$$

Ou encore sous forme matricielle:

$$F(x) = 0 \quad (1-13)$$

avec $x = (i_{sd}, i_{sq}, \omega)$

La résolution de cette équation passe nécessairement par une procédure de calcul numérique itératif. Nous optons dans ce cas pour l'algorithme de Newton [7].

Les courbes de simulations représentées sur la figure I-3, permettent de tirer les résultats suivants:

- Pour une valeur de Vf fixée, la variation de δ dans l'intervalle $[0, \delta_m]$ ne permet pas d'atteindre toutes les vitesses.
- Dans le domaine 0 à δ_m , la vitesse est pratiquement linéaire avec δ .
- Le facteur de puissance, donc le courant efficace en ligne, est fortement lié à la valeur de Vf. Lorsque la tension inducteur est nominale (Vf=160 V), le facteur de puissance reste satisfaisant sur une grande partie de la gamme de vitesse. Ce qui conduit aussi à un courant de phase minimal.

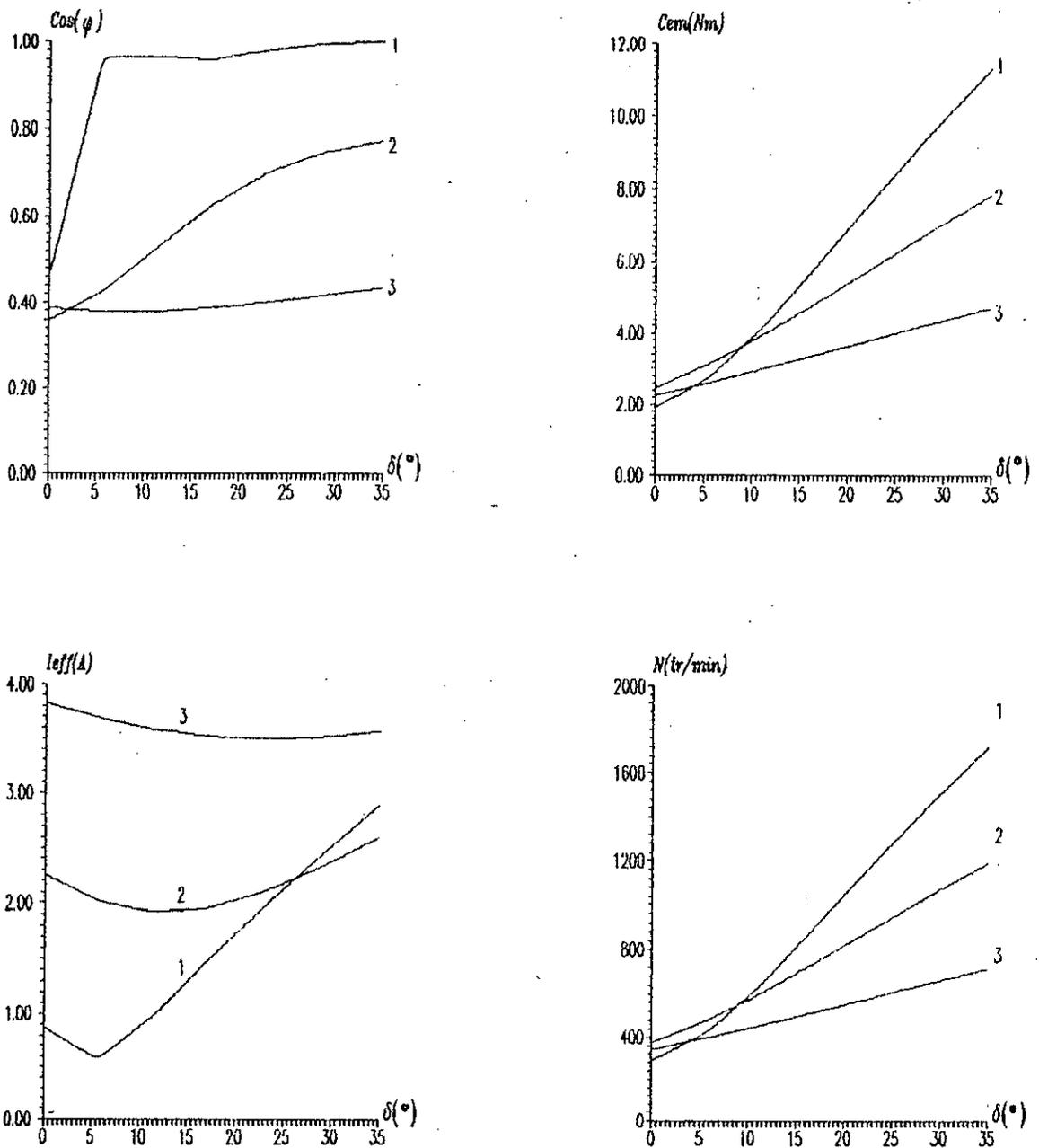


Figure I-3: Caractéristiques statiques lors de la variation de l'angle de calage δ ($Cr = CC.n$), pour différentes valeurs de la tension d'excitation V_f : 1: 160V 2: 100V 3: 50V

Pour la gamme de vitesse allant de 500 à 2000 tr/min, c'est la valeur nominale de la tension d'excitation à +10 %, qui rend le facteur de puissance unité. Le fonctionnement à V_f nominal n'est pas alors trop pénalisant par rapport à ce facteur.

I-5 > REGLAGENUMERIQUEDE LA VITESSE

I-5-1 > Introduction

Nous allons étudier une structure de commande de la vitesse de rotation de la machine par l'intermédiaire du réglage de l'angle de calage δ , tout en maintenant constante la tension inducteur. Cette commande s'opère dans le plan z réservé habituellement aux systèmes linéaires. Nous faisons donc une extension de l'utilisation de ce plan aux systèmes linéaires par palier [7][14]. En effet, nous considérons que pendant un intervalle de temps, la constante de temps mécanique du processus est suffisamment importante devant les constantes de temps électriques pour considérer le système invariant (vitesse constante). Moyennant cette hypothèse, nous pouvons utiliser la représentation par fonction de transfert pour modéliser le comportement du système [2][7].

I-5-2 > Linéarisation des équations de fonctionnement de la MSA

Les équations (I-11) de fonctionnement du système à régler sont non linéaire ($w_{i_{sd}}, i_{sd}, i_{rq}, \dots$). Pour déterminer la représentation par fonction de transfert du système, il est indispensable de linéariser ses équations.

Posons pour chaque grandeur [2][3][5]:

$$x = X_0 + \Delta x \quad (I-14)$$

Où:

x est la grandeur considérée

X_0 est cette grandeur au point de fonctionnement considéré

Δx est la petite variation autour de ce point de fonctionnement

En appliquant la relation (I-14) aux équations de fonctionnement de la MSA et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons l'écriture des équations électriques du système linéarisé autour du point de fonctionnement ω_0 et δ_0 :

$$\frac{d}{dt} (\Delta I) = A_e \Delta I + B_{uc} \Delta \delta \quad (I-15)$$

Où :

$$A_e = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_s} & \omega_o & \frac{M_{sr} \omega_o}{L_s} \\ -\frac{\omega_o}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & R_r \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr} \omega_o}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

$$B_{ue} = \begin{bmatrix} -\frac{V_{so}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{V_{so}}{\sigma L_s} \cos \delta_o \\ -\frac{M_{sr} V_{so}}{\sigma L_r L_s} \cos \delta_o \end{bmatrix} \quad \Delta I = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I-17)$$

Remarque: La représentation ainsi obtenue ne sera valable que pour de petites variations autour d'un point de fonctionnement.

I-5-3 > Représentation par fonction de transfert

La représentation par fonction de transfert s'obtient directement de l'équation matricielle (I-15) par la relation suivante (pour des conditions initiales nulles) [7]:

$$T(s) = (s I_d - A_e)^{-1} B_{ue} = \frac{\Delta I(s)}{\Delta \delta(s)} \quad (I-18)$$

Nous pouvons alors exprimer toutes les fonctions de transfert liant une composante de $\Delta I(s)$ avec l'angle de commande $\Delta \delta$.

$$\frac{\Delta I_{sd}}{\Delta \delta} = \frac{N_1(s)}{D(s)}, \quad \frac{\Delta I_{sq}}{\Delta \delta} = \frac{N_2(s)}{D(s)}, \quad \frac{\Delta I_{rq}}{\Delta \delta} = \frac{N_3(s)}{D(s)} \quad (I-19)$$

Ces différentes fonctions de transfert possèdent un dénominateur commun représenté par $D(s)$, qui contient toute la dynamique du processus [2][7]:

$$D(s) = s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 \quad (I-20)$$

Où:

$$a_2 = \frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} (1 + \sigma), \quad a_1 = 2 \frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r} + \frac{R_s^2}{\sigma L_s^2} + \omega_0^2$$

$$b_0 = \left(\frac{R_s^2}{L_s^2} + \omega_0^2 \right) \frac{R_r}{\sigma L_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r L_s}$$

Le numérateur de la fonction de transfert pour les variations de I_{sd} est représenté par:

$$N_1 (S) = b_2 s^2 + b_1 s + b_0 \quad (I-21)$$

Où :

$$b_2 = - \frac{V_{sq0}}{L_s}, \quad b_1 = - V_{sq0} \left(\frac{R_r}{\sigma L_s L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s^2} \right) + V_{sd0} \frac{\omega_0}{L_s}$$

$$b_0 = - V_{sq0} \left(\frac{R_r R_s}{\sigma L_s^2 L_r} \right) + V_{sd0} \left(\frac{R_r \omega_0}{\sigma L_s L_r} \right)$$

Pour la composante I_{sq} le numérateur est défini par:

$$N_2 (s) = b_5 s^3 + b_4 s + b_3 \quad (I-22)$$

Où :

$$b_5 = - \frac{V_{sd0}}{\sigma L_s}, \quad b_4 = \frac{V_{sd0}}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s}{L_s} \right) + V_{sq0} \frac{\omega_0}{\sigma L_s}$$

$$b_3 = \left(V_{sq0} \omega_0 + V_{sd0} \frac{R_s}{L_s} \right) \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}$$

Quant à l'évolution du courant dans l'inducteur I_{rq} , elle est donnée par:

$$N_3 (s) = b_7 s^3 + b_6 s \quad (I-23)$$

Ainsi, nous pouvons représenter le système à régler par le schéma fonctionnel suivant:

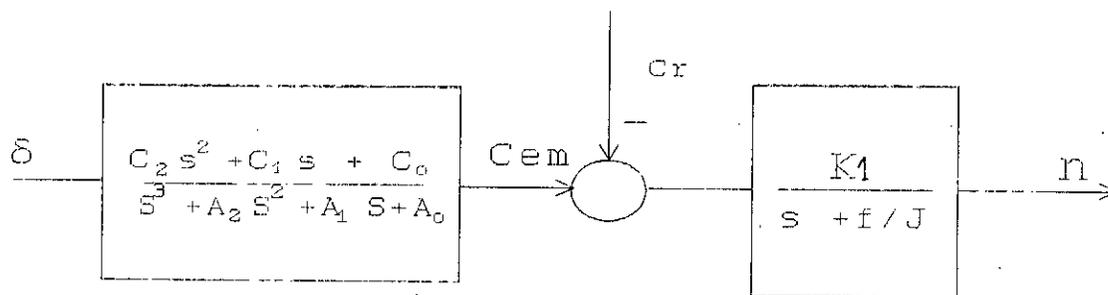


Figure I-4: Schéma fonctionnel du système à régler

Où : $K_1 = 30/(J \cdot \pi)$

I-5-4> Structure de réglage

Nous pouvons alors envisager la structure de commande représenté par le schéma suivant:

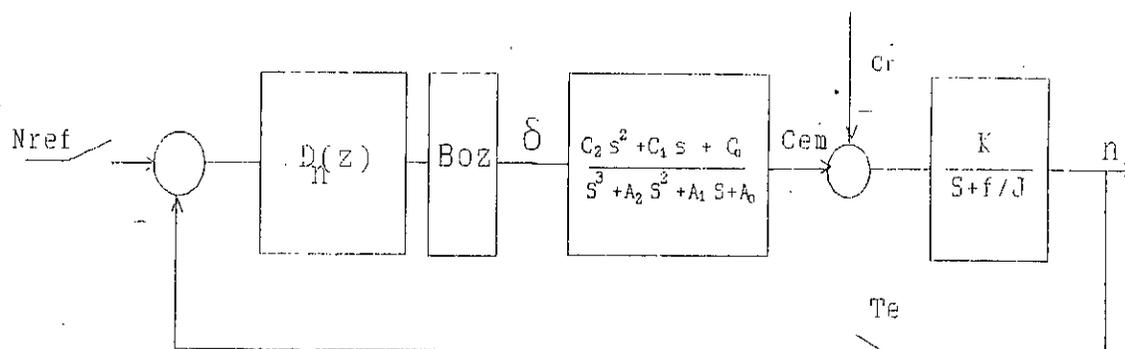


Figure I-5 : Structure de réglage numérique de la MSA.

Nous considérons ici que la charge de la machine (le couple résistant C_r) intervient comme une perturbation.

I-5-5 > Choix de la période d'échantillonnage

Le choix de la période d'échantillonnage T_e est fonction de la plus petite constante de temps T_{cc} du système tel que [16]:

$$T_e < (T_{cc}/2) \quad (I-27)$$

Mais le choix définitif est fonction des performances du réglage désirées. Nous avons choisi: $T_e = 10$ ms

I-5-6 > Dimensionnement du réglage

L'évolution de la vitesse en fonction de l'angle δ en boucle ouverte ($Cr=0$) est représentée par la fonction de transfert du 4^{ème} ordre suivante:

$$H(s) = \frac{n(s)}{\delta(s)} = \frac{c_2' s^2 + c_1' s + c_0'}{(s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0) \left(s + \frac{f}{J}\right)} \quad (I-28)$$

La discrétisation de la fonction de transfert $H(s)$ par la transformation en z , en tenant compte de l'effet du bloqueur d'ordre zéro (Boz), est donnée par [10][14]:

$$G_{e0}(z) = z \left[\frac{1 - e^{-T_e s}}{s} H(s) \right] \quad (I-29)$$

D'où nous obtenons une fonction de transfert dans le plan z du 4^{ème} ordre telle que:

$$G_{e0}(z) = \frac{c_2'' z^2 + c_1'' z + c_0''}{(z - Z_1)(z - Z_2)(z - Z_3)(z - Z_4)} \quad (I-30)$$

La fonction de transfert de la machine synchrone (caractéristiques en annexe), autour du point de fonctionnement nominal ($Cr=10$, $N_{ref}=1500$ tr/min) est décrit par:

$$G_{e0}(z) = \frac{122.786 z^3 - 53.577 z^2 - 21.316 z + 3.939}{(z - Z_1)(z - Z_2)(z - Z_3)(z - Z_4)}$$

Avec: $Z_{1,2} = -0.062 \pm j0.466$

$$Z_3 = 0.0022$$

$$Z_4 = 0.998$$

Et la fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par:

$$G_{eo}(z) = D_n(z) G_{co}(z)$$

Le régulateur PI choisi peut toujours se mettre sous la forme [14]:

$$D_n(z) = K \frac{P(z)}{R(z)} \quad (I-31)$$

Où K est un coefficient de proportionnalité qui devra être déterminé afin que le système en boucle fermée soit stable et bien amorti. Etant donné que la fonction de transfert (I-30) possède une constante de temps dominante, il est judicieux de choisir un régulateur PI, de façon à compenser le pôle dominant tel que [10][14]:

$$P(z) = z - Z_4 \text{ et } R(z) = z - 1$$

Il existe plusieurs méthodes pour la détermination du coefficient K dans les réglages par gain [14], néanmoins, nous adoptons une méthode directe basée sur les résultats de simulations. Ainsi, par approches successives nous avons déterminé la valeur de K qui donne les performances désirées :

$$K = 5$$

Par ailleurs, nous avons constaté que le courant est sensible vis-vis de l'angle de commande δ , il convient alors de limiter la valeur de δ . Le calcul de δ_{\max} repose sur l'étude en régime statique, qui correspond au point de fonctionnement nominal [7].

Nous effectuons une limitation permanente de δ à $\pm 35^\circ$, suivant le signe de la référence. Cependant, cette limitation nécessite l'utilisation d'un système d'anti-windup.

I-5-6 > Système d'anti-windup

La limitation de la grandeur de commande peut entraîner un phénomène d'emballlement de l'action intégrale, c-à-d l'intégrateur continuerait de sommer une erreur qui ne correspond plus à l'angle de commande [10][23][31]. Pour parer à ce phénomène, nous avons adopté une méthode qui consiste à corriger l'action intégrale suivant le schéma de la figure (I-6).

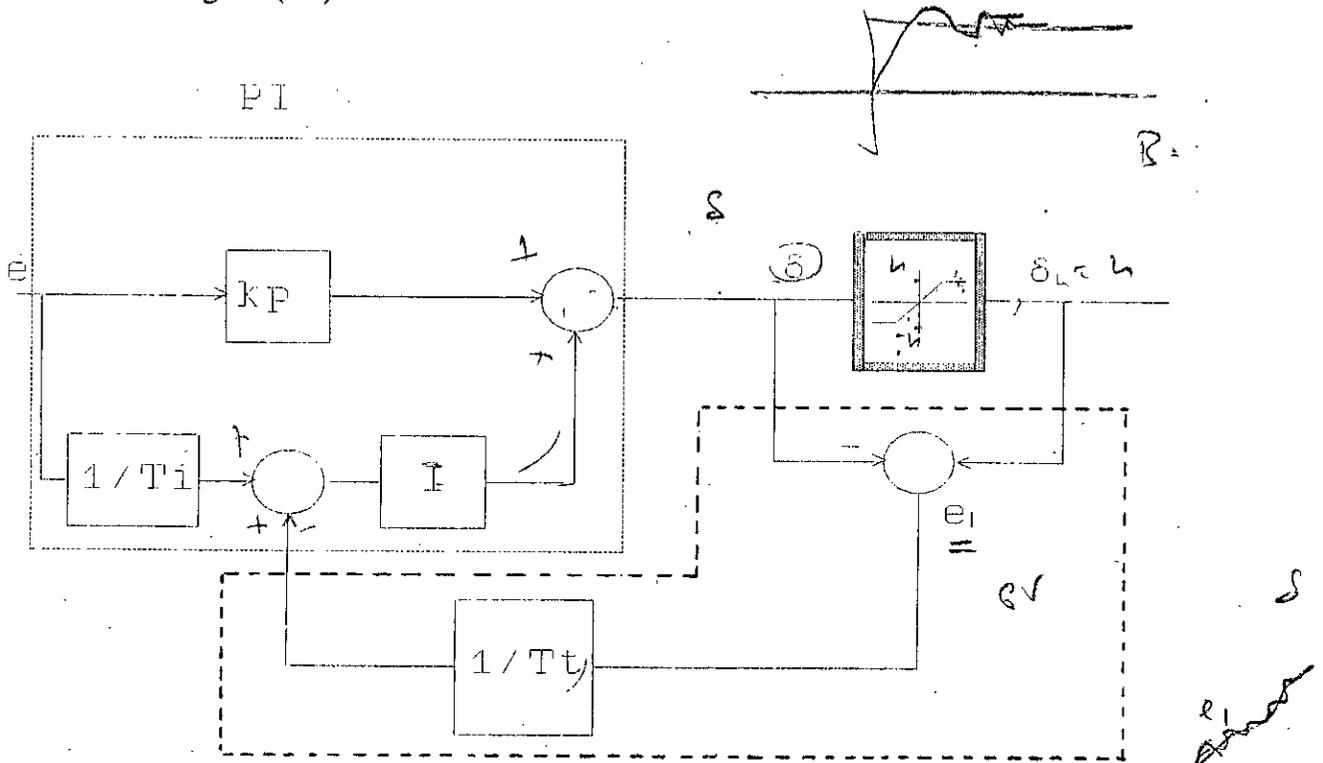


Figure I-6 : Schéma de principe de l'anti-windup.

Dans ce circuit, une branche de retour supplémentaire est fournie en mesurant l'angle de commande à l'entrée et à la sortie de l'élément non-linéaire et en donnant une erreur e_1 qui sera injectée à travers un coefficient de poursuite T_t dans l'intégrateur du régulateur PI. Ceci permet une remise à une valeur appropriée de la valeur de l'intégrateur [10][23].

$$0.1 T_i < T_t < 0.5 T_i$$

$$F(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

I-6> SIMULATIONS

Afin d'évaluer les performances du réglage, par régulateur PI échantillonné appliqué à une MSA alimentée en tension, dont les coefficients de réglage sont indépendants du point de fonctionnement, nous simulons en temps réel le fonctionnement global.

Les résultats de la simulation (figures I-7-a; I-8) montrent, pour une variation de la consigne, l'évolution de la vitesse N , du couple électromagnétique C_{em} , du courant de phase i_a et de l'angle de commande δ , pour deux types de charges:

- Charge proportionnelle à la vitesse : $C_r = CC \cdot n$
- Charge constante : $C_r = (3/4) \cdot C_n$

Dans le cas de la charge proportionnelle à la vitesse, il est relevé aussi (figure I-7-b): 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 deux variations de la perturbation et nous relevons les mêmes grandeurs caractéristiques (figure I-9).

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 impose un établissement rapide de la vitesse, sans dépassement, lors de la 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) engendre une faible détérioration des performances du réglage (faible dépassement).

I-7> CONCLUSION

Dans ce chapitre, le réglage numérique PI est synthétisé pour la MSA alimentée en tension, dont le modèle de Park est utilisé sous la forme de fonction de transfert. Les résultats obtenus, pour de petites variations, montrent que les performances de cette loi de commande sont satisfaisantes.

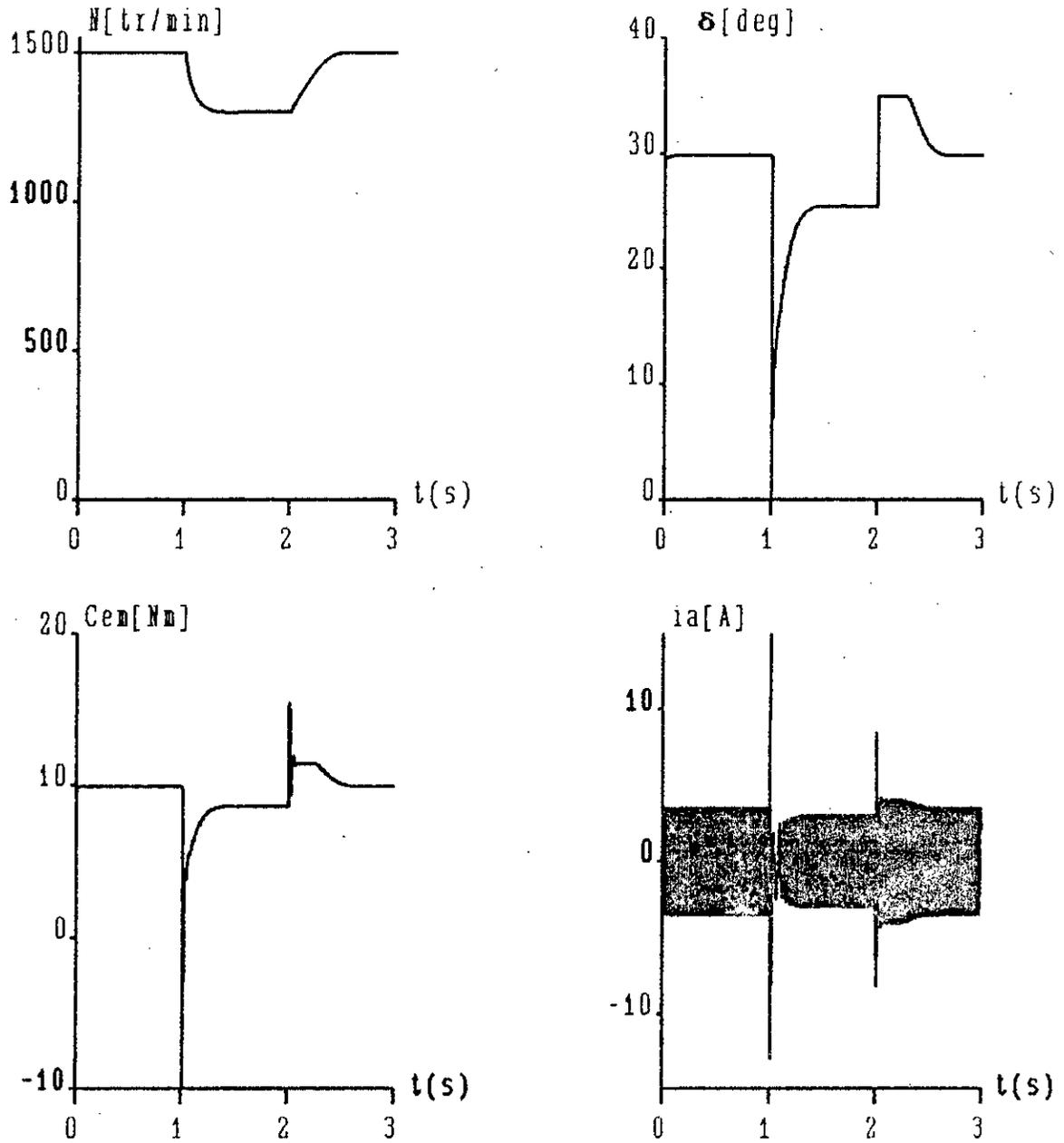


Figure I-7-a: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques du système global lors d'une variation de la consigne à charge variable ($Cr = CC.n$).

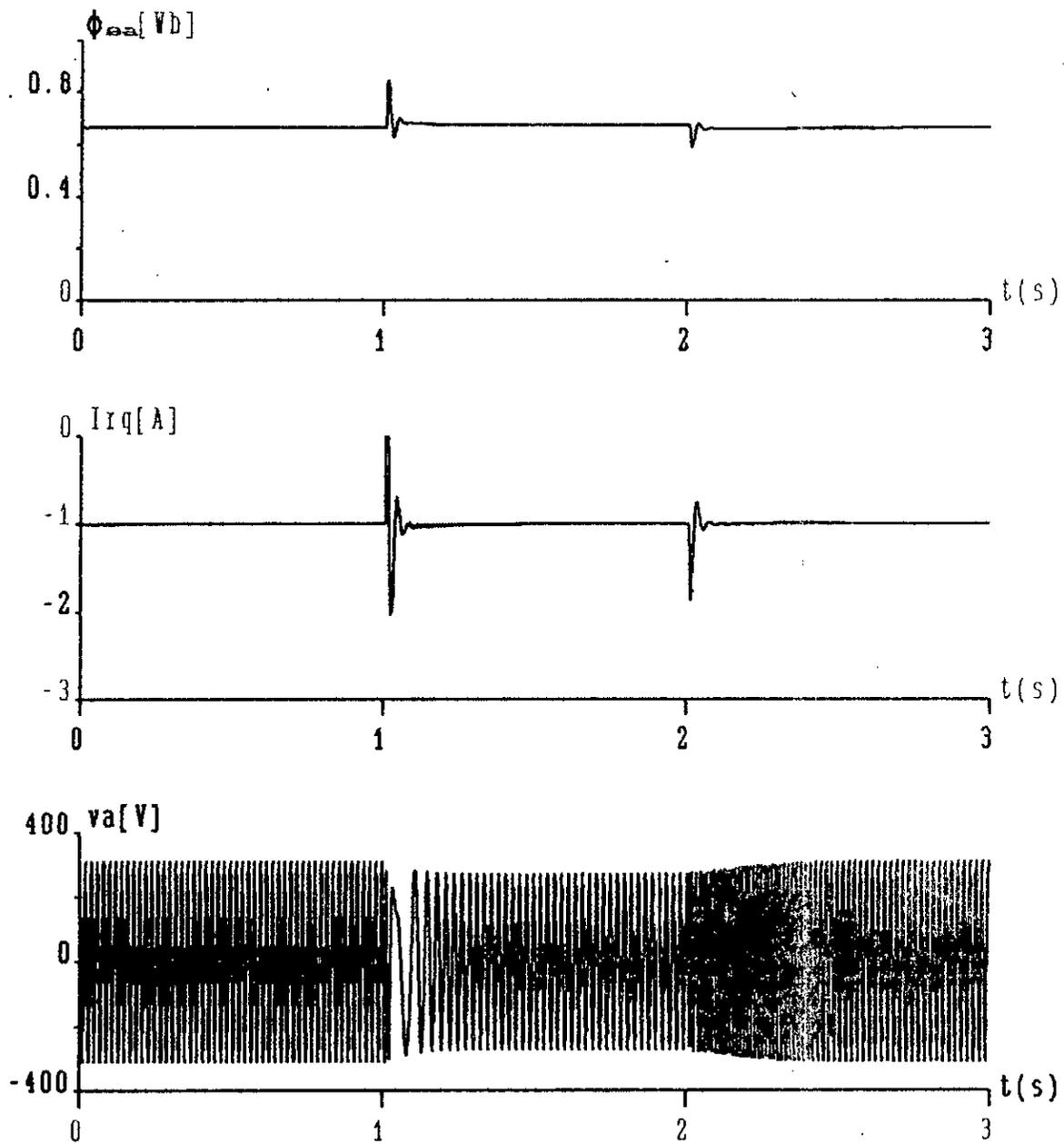


Figure I-7-b: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques du système global lors d'une variation de la consigne à charge variable ($C_r = C_C \cdot n$).

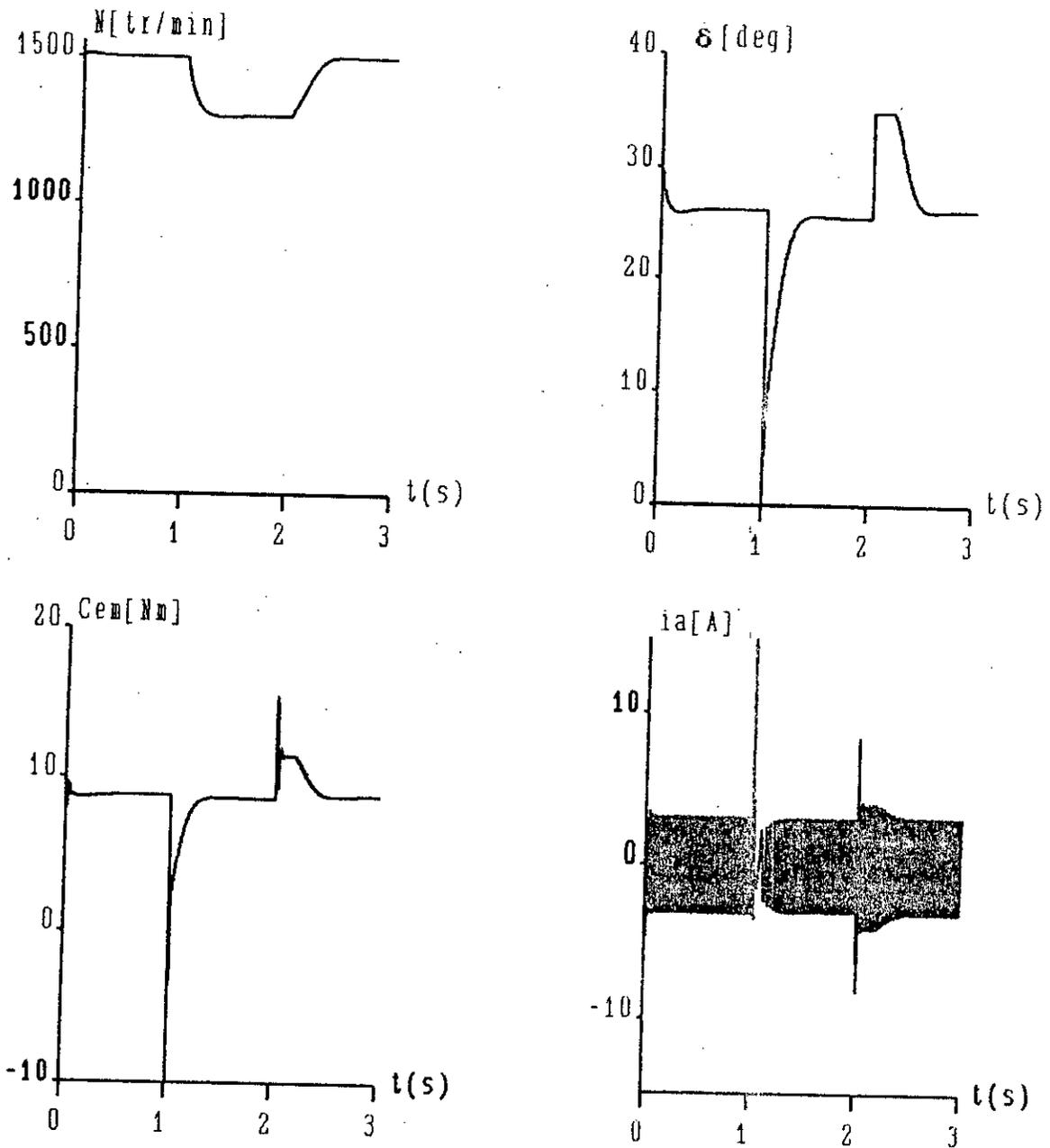


Figure I-8: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques du système global lors d'une variation de la consigne à charge constante ($C_r = 3/4 \cdot C_n$).

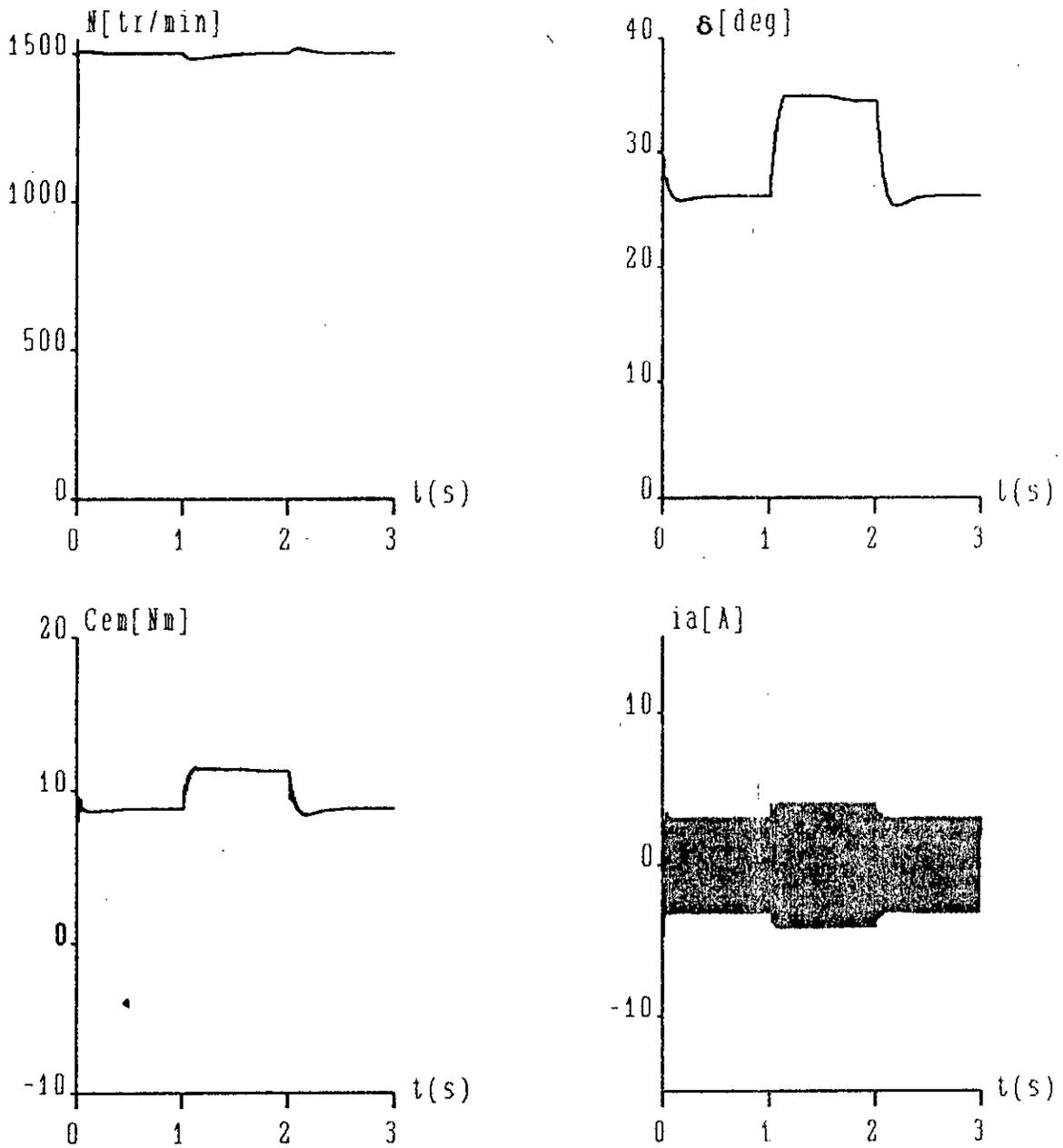


Figure I-9: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques du système global lors d'une variation de la charge à vitesse constante (1500 tr/min).

CHAPITRE

II

REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE DE LA VITESSE DE LA MSA

II-1> INTRODUCTION

La théorie de la commande par retour d'état a été utilisée dans de nombreuses applications [5][10]. Elle peut être appliquée aux systèmes électrotechniques en linéarisant autour d'un point de fonctionnement ou en utilisant un modèle linéaire équivalent [5][6].

Dans ce chapitre, nous introduisons le réglage d'état échantillonné dans la boucle de vitesse de la MSA. Après linéarisation des équations du système continu autour d'un point de fonctionnement, nous utilisons la méthode d'imposition des pôles du système échantillonné en boucle fermée pour la détermination des coefficients de réglage, l'avantage de cette méthode réside dans l'existence d'une relation assez simple entre l'emplacement des pôles dans le plan complexe (s pour les systèmes continus et z pour les systèmes échantillonnés) et les caractéristiques dynamiques obtenues pour le système bouclé (temps de réponse et amortissement des réponses indicielles) [5][20].

Enfin, nous simulons en temps réel le fonctionnement de la MSA pour des variations de la référence de la vitesse et pour une variation de charge, ce qui nous permet l'analyse des performances de cette stratégie de commande.

II-2> STRUCTURE GÉNÉRALE DU REGLAGE D'ÉTAT

La théorie générale de la commande optimale, est basée sur la minimisation d'un critère d'intégrale, qui dépend généralement du vecteur état et de la grandeur de commande du système. La synthèse du réglage d'état optimal, lors de l'influence des 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 [5][16]

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

Où $u(k)$, et $e(k)$ représentent respectivement les vecteurs de commande et l'écart de réglage, tandis que x_R représente l'état du régulateur intégrateur introduit pour éliminer l'écart de réglage. Les matrices Q_e , Q_R , R représentent respectivement les matrices de pondération de l'écart de réglage, des états du régulateur et de la commande [5][16].

L'application du principe d'optimalité de Bellman permet d'aboutir à la loi de commande suivante :

$$U_k = -K^T x_k + k_w w_k - k_v V_k \quad (\text{II-2})$$

Avec: $K^T = [K_s^T \quad -k_r]$

Ainsi, nous élaborons la structure optimale du réglage par retour d'état échantillonné (figure II-1). Cette structure de réglage est composée de trois actions combinées:

- une contre-réaction des grandeurs d'état à travers le vecteur K^T , composé de K_s^T et de K_r ,
- un effet d'anticipation par l'action directe de la consigne, à travers le coefficient K_w ,
- un effet de compensation, par l'intervention directe du vecteur de perturbation, à travers le coefficient K_v .

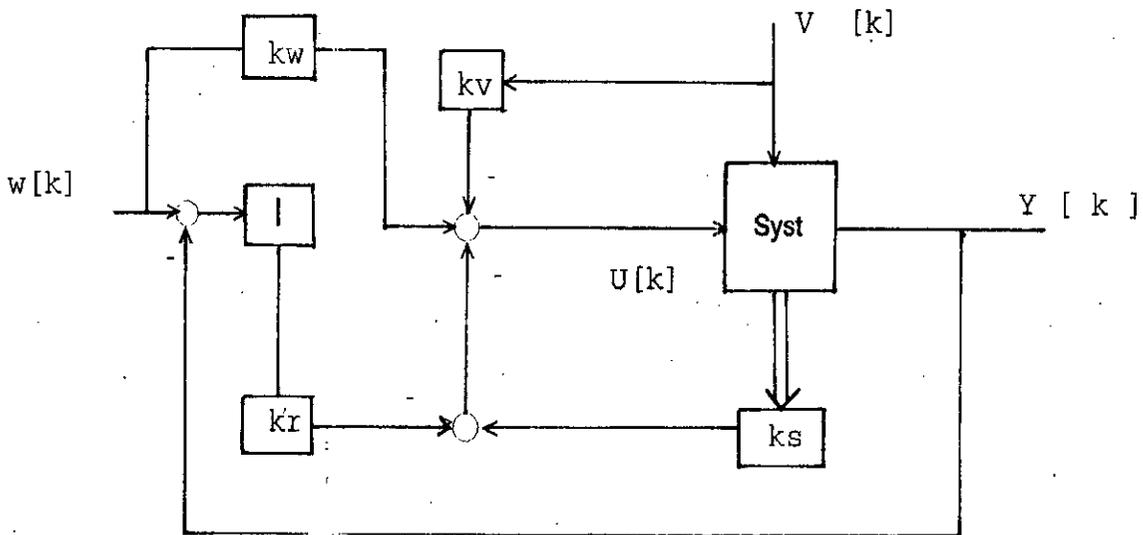


Figure II-1: Structure optimale du réglage d'état.

En régime établi, l'annulation de l'écart de réglage est assurée par le régulateur intégrateur. Il est aussi à noter qu'en toute rigueur, cette structure n'est optimale que si la consigne et la perturbation restent constantes (pendant une durée finie) [5][16].

II-2-1> Equations échantillonnées du système

Les équations d'états échantillonnées décrivant un système monovariante, de façon générale, sont de la forme [16]:

$$\begin{aligned} x_s [k+1] &= F_s x_s [k] + h_{su} U [k] + h_{sv} V [k] \\ Y [k] &= C_s^T x_s [k] \end{aligned} \quad (II-3)$$

Le régulateur intégrateur est décrit par la relation suivante :

$$x_R [k+1] = x_R [k] + w [k] - Y [k] \quad (II-4)$$

Sachant que le vecteur d'état augmenté est représenté par :

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

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

$$\begin{aligned} x [k+1] &= F x [k] + H_u U [k] + H_w w [k] + H_v V [k] \\ Y [k] &= C^T x [k] \end{aligned} \quad (\text{II-5})$$

Avec:

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

En introduisant la loi (II-2) de commande dans (II-5), on tire les équations d'état du système global fermé [5][16]:

$$x [k+1] = F_G x [k] + H_{Gw} w [k] + H_{Gv} V [k] \quad (\text{II-6})$$

Avec :

$$\begin{aligned} F_G &= F - H K^T \\ H_{Gw} &= H_w + H k_w \\ H_{Gv} &= H_v - H k_v \end{aligned}$$

II-2-2> Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état

Le calcul des coefficients de réglage du vecteur de contre-réaction d'état K^T fait appel à la forme canonique de réglage [5][16]. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que [16]:

$$x_r[k] = T x[k] \quad (\text{II-7})$$

où $x_r[k]$ est l'image de x 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_n, \dots, S_1 telle que [16]:

$$\begin{aligned} S_{n-1} &= F S_n + a_{n-1} S_n \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ &\cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ S_1 &= F S_2 + a_1 S_n \end{aligned} \quad (\text{II-8})$$

où S_n est défini par:

$$S_n = h$$

Tandis que les coefficients a_i sont les valeurs propres du système en boucle ouverte défini par le polynôme caractéristique suivant [16]:

$$\text{Det} (z\text{Id} - F) = z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 + a_0 \quad (\text{II-9})$$

Les coefficients de la contre-réaction d'état sont alors donnés par [16]:

$$K^T = K_r^T T \quad (\text{II-10})$$

où les coefficients Kr_i sont définis par [16]:

$$Kr_i = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \quad (\text{II-11})$$

Avec: $i=1..n$

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:

$$P(z) = \text{det}(z\text{Id} - F_c) = z^n + \alpha_{n-1} z^{n-1} + \dots + \alpha_1 + \alpha_0 \quad (\text{II-12})$$

II-2-3> Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation

Une fois le calcul du vecteur K^T effectué, il reste à déterminer les coefficients d'intervention directe de la consigne k_w et la perturbation k_v .

Le coefficient k_w est calculé de manière à compenser un pôle réel Z_r du système échantillonné tel que [5][16]:

$$k_w = \frac{k_r}{1 - Z_r} \quad (\text{II-13})$$

Le coefficient k_v est calculé à partir du critère de l'annulation de la grandeur d'état du régulateur intégrateur en régime établi qui abouti à [5][16]:

$$k_v = \frac{C_s^T (Id - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{sv}}{C_s^T (Id - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{su}} \quad (\text{II-14})$$

II-3> REPRESENTATION D'ETAT DU SYSTEME A REGLER

II-3-1> Représentation d'état linéaire continu de la MSA

Les équations qui régissent le fonctionnement de la MSA sont non linéaire. Pour déterminer la représentation d'état linéaire de ce système, nous devons donc linéariser ses équations en faisant une petite variation: $x = X_0 + \Delta x$ (II-15) autour d'un point de fonctionnement, et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons la représentation d'état de la MSA sous la forme linéaire suivante [3][7]:

$$[\dot{x}_s] = A [x_s] + B_u \Delta \delta + B_v \Delta C_r \quad (\text{II-16})$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_o & \frac{M_{sr} \omega_o}{L_s} & i_{sqo} + M_{sr} \frac{i_{rgo}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{K_n}{L_s} \cos \delta_o \\ -\frac{\omega_o}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & R_r \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{i_{sdo}}{\sigma} + \sqrt{3} \frac{K_n}{\sigma L_s} \sin \delta_o \\ \frac{M_{sr} \omega_o}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & M_{sr} \frac{i_{sdo}}{\sigma L_r} - \frac{\sqrt{3} M_{sr} K_n}{\sigma L_r L_s} \sin \delta_o \\ -\frac{P^2 M_{sr} i_{rgo}}{J} & 0 & -\frac{P^2 M_{sr} i_{sdo}}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

$$B_u = \begin{bmatrix} -\frac{V_{so}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{V_{so}}{\sigma L_s} \cos \delta_o \\ -\frac{M_{sr} V_{so}}{\sigma L_r L_s} \cos \delta_o \\ 0 \end{bmatrix} \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{bmatrix} \quad [x_s] = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \\ \Delta \omega \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

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

II-3-2> Représentation d'état échantillonnée de la MSA.

A partir du modèle linéaire continu du système à régler et avec un choix adéquat de la période d'échantillonnage, nous obtenons le modèle d'état échantillonné qui s'écrit sous la forme suivante:

$$x_s [k+1] = F_s x_s [k] + H_{su} \Delta \delta + H_{sv} \Delta C_r [k]. \quad (\text{II-19})$$

La discétisation de la matrice A et des vecteurs B_u et B_v , tenant compte de l'effet du bloqueur d'ordre zéro (Boz), est avec la même période d'échantillonnage que dans le cas du réglage PI.

Les différents éléments de la matrice F_s et des vecteurs H_{su} et H_{sv} sont calculés en utilisant la matrice de transition aux instants d'échantillonnage [10][16]. Dans ce cas, le système est d'ordre élevé, nous utilisons pour la détermination de la matrice de transition d'état, la méthode numérique de discrétisation où [16]:

$$F_s = \phi_t (Te)$$

$$H_{su} = \psi (Te) B_u \quad H_{sv} = \psi (Te) B_v \quad (\text{II-20})$$

Avec:

$$\phi_t (Te) = 1 + A \psi (Te) \quad (\text{II-21})$$

$$\phi_t (Te) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (A Te)^i \quad (\text{II-22})$$

La discrétisation du système autour du point de fonctionnement nominal ($Cr=10$, $N_{ref}=1500$ tr/min) donne:

$$F_s = \begin{bmatrix} -0.2635 & 0.9994 & 9.1448 & -0.0011 \\ 0.8874 & -7.9501 & -72.5298 & 0.0052 \\ -0.1305 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 \\ -1.0949 & -2.3234 & -21.8062 & 0.9982 \end{bmatrix}$$

$$H_{su} = \begin{bmatrix} 2.4553 \\ 38.2781 \\ -3.5451 \\ 25.7125 \end{bmatrix} \quad H_{sv} = \begin{bmatrix} 0.0004 \\ -0.0011 \\ 0.0001 \\ -0.4994 \end{bmatrix}$$

En tenant compte du régulateur intégrateur, définie par ses équations d'état suivantes:

$$x_R [k+1] = x_R [k] - (\omega[k] - \omega_{ref} [k]) \quad (II-23)$$

Ce qui permet la formation du vecteur état augmenté x et aboutir à la représentation d'état du système global suivante :

$$x [k+1] = F x [k] + H \Delta \delta [k] + H_w \omega_{ref} [k] + H_v \Delta C_r [k] \quad (II-24)$$

Où:

$$x [k] = \begin{bmatrix} x_s [k] \\ x_R [k] \end{bmatrix} \quad F = \begin{bmatrix} F_s & [0] \\ [0 & 0 & 0 & -1] & [1] \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{su} \\ 0 \end{bmatrix} \quad H_w = \begin{bmatrix} [0] \\ 1 \end{bmatrix} \quad H_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

II-4> REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE DE LA VITESSE DE LA MSA

II-4-1> Structure du réglage

L' application de la théorie de réglage par retour d'état à la MSA, après linéarisation des équations du système à régler autour d'un point de fonctionnement, conduit à la structure optimale du réglage d'état suivante:

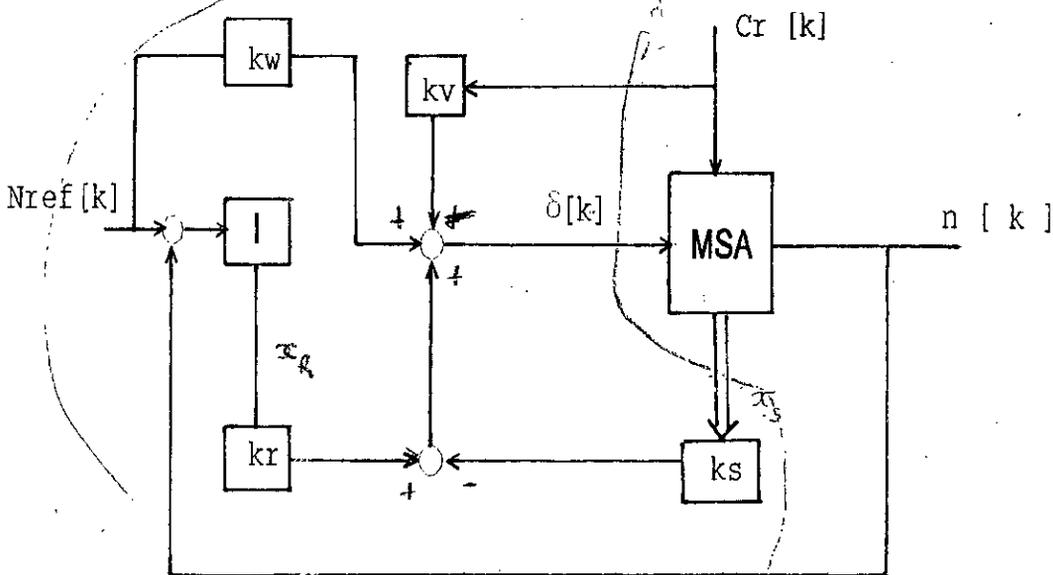


Figure II-2: Structure optimale du réglage de vitesse d'une MSA.

Où la grandeur de commande est défini par l'angle de calage δ .

Les quatres états du système à régler, qui sont les trois courants (i_{sd} i_{sq} i_{rq}) et la vitesse n de la machine, interviennent dans la contre-réaction d'état. Le signal de référence de la vitesse est injecté directement dans la commande à travers le régulateur intégrateur. Ce dernier permet de supprimer tout écart de réglage en régime établi.

Remarque: L'introduction des courants dans le vecteur d'état est justifiée, car les courants i_d et i_q peuvent être soit calculés par la transformation triphasée-biphasée [5] soit en utilisant un observateur approprié [7][10]. Cependant le courant d'excitation

irq est directement mesuré. Pour ce qui est de la vitesse, elle est déduite de la position instantanée du rotor par rapport au stator (codeur numérique absolu) [7]. Le couple résistant peut être mesuré ou observé [5][10].

II-4-2> Choix des pôles en boucle fermée

Le réglage d'état permet d'atteindre théoriquement des dynamiques de vitesse extrêmement rapides [5][16]. En réalité, les réponses rapides exigent une variation de puissance très élevée, ce qui nous oblige à limiter le courant. Par conséquent, c'est la limitation qui va imposer sa dynamique. De plus, certaines hypothèses simplificatrices ont été prises lors de la modélisation et la linéarisation, qui peuvent avoir un effet perturbateur important [5][10].

Le choix des pôles doit également prendre en compte le comportement dynamique désiré, donc des phénomènes d'amortissement et de temps de réponse.

Notre système est du 5^{ème} ordre, nous choisissons les pôles du système de telle sorte que [16][20]:

$$\begin{aligned} Z_{1,2} &= e^{-\rho T_e} (\cos^{-\rho T_e} \pm j \sin^{-\rho T_e}) \\ Z_r &= e^{-\rho T_e} \end{aligned} \quad (\text{II-25})$$

Une paire de pôles complexes conjugués et un pôle réel triple. Ces pôles du système échantillonné correspondent aux pôles suivants dans le plan s:

$$\begin{aligned} P_{1,2} &= -\rho \pm j\rho \\ P_r &= -\rho \end{aligned} \quad (\text{II-26})$$

Les pôles complexes conjugués sont placés sur la ligne d'amortissement relatif optimal. De plus, on désire que les pôles soient alignés dans le plan s (même partie réelle). Ce choix donne en général un comportement transitoire rapide et bien amorti [5][16][20].

Les pôles choisis sont déterminés pour $\rho = 1.1$. L'emplacement des pôles du système en boucle fermée à la figure

(II-3). Sur cette figure, on a représenté l'emplacement des pôles dans le plan z , ainsi que leur correspondance dans le plan s .

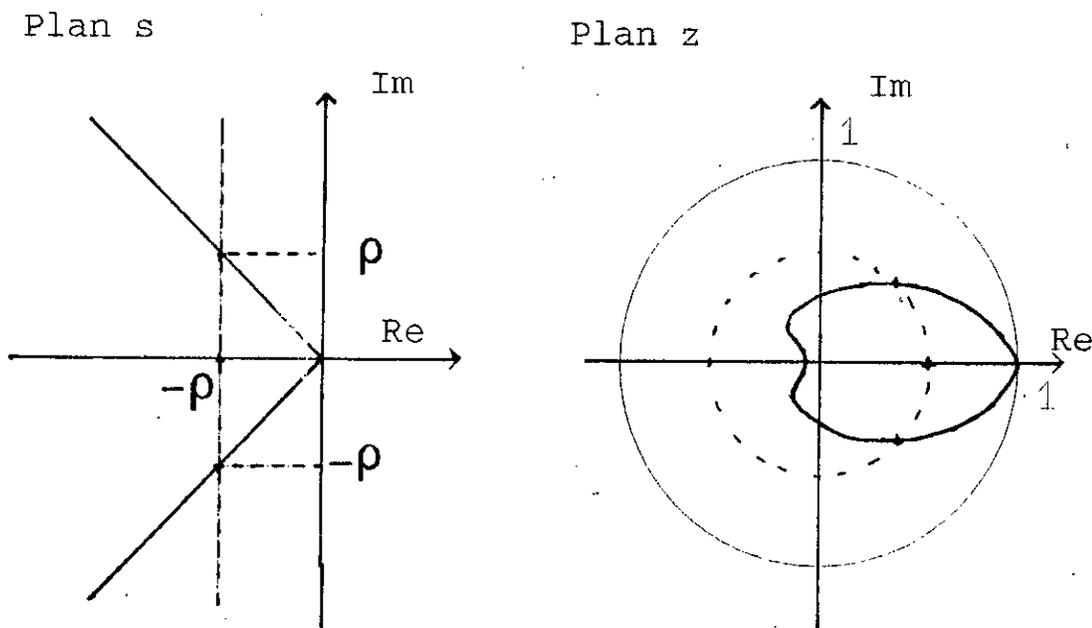


Figure II-3 : Configuration des pôles en boucle fermée dans le plan S , et son image dans le plan Z .

II-4-3> Synthèse du vecteur de contre-réaction d'état

L'équation caractéristique du système à régler en boucle ouverte, linéarisé autour du point de fonctionnement nominal, étant défini par :

$$\text{Det}(Z \text{ Id} - F) : z^5 - 1.88z^4 + 0.98z^3 - 0.32z^2 + 0.221z - 4.83E-4$$

Pour l'emplacement des pôles choisi, l'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$\text{Det}(Z \text{ Id} - F_c) = z^5 - 1.30z^4 + 0.75z^3 - 0.25z^2 + 0.05z - 0.004$$

Alors le vecteur de contre-réaction d'état vaut:

$$K^T = [\overbrace{-0.0376 \quad -0.0786}^{K_1} \quad -0.7227 \quad 0.0435 \quad \underbrace{-0.0221}_{-K_2}]$$

II-4-4> Détermination des coefficients de réglage

Pour l'emplacement des pôles choisis, le calcul du coefficient d'intervention de la consigne est effectué selon le critère de la compensation du pôle réel :

$$k_w = \frac{k_r}{1 - z_r} = 0.0332$$

Où: $z_r = 0.3329$

Pour la détermination du coefficient d'intervention directe de la perturbation, il est judicieux d'employer le critère sur l'annulation de la grandeur d'état du régulateur intégrateur en régime établi, on obtient:

$$k_v = -0.0248$$

- Charge proportionnelle à la vitesse : $Cr = CC \cdot n$
- Charge constante : $Cr = (3/4) \cdot Cn$

Dans le cas de la charge proportionnelle à la vitesse, il est relevé aussi (figure II-5-b): 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 deux variations de la perturbations et nous relevons les mêmes grandeurs caractéristiques (figure II-7).

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 la 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.

I-6> 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.

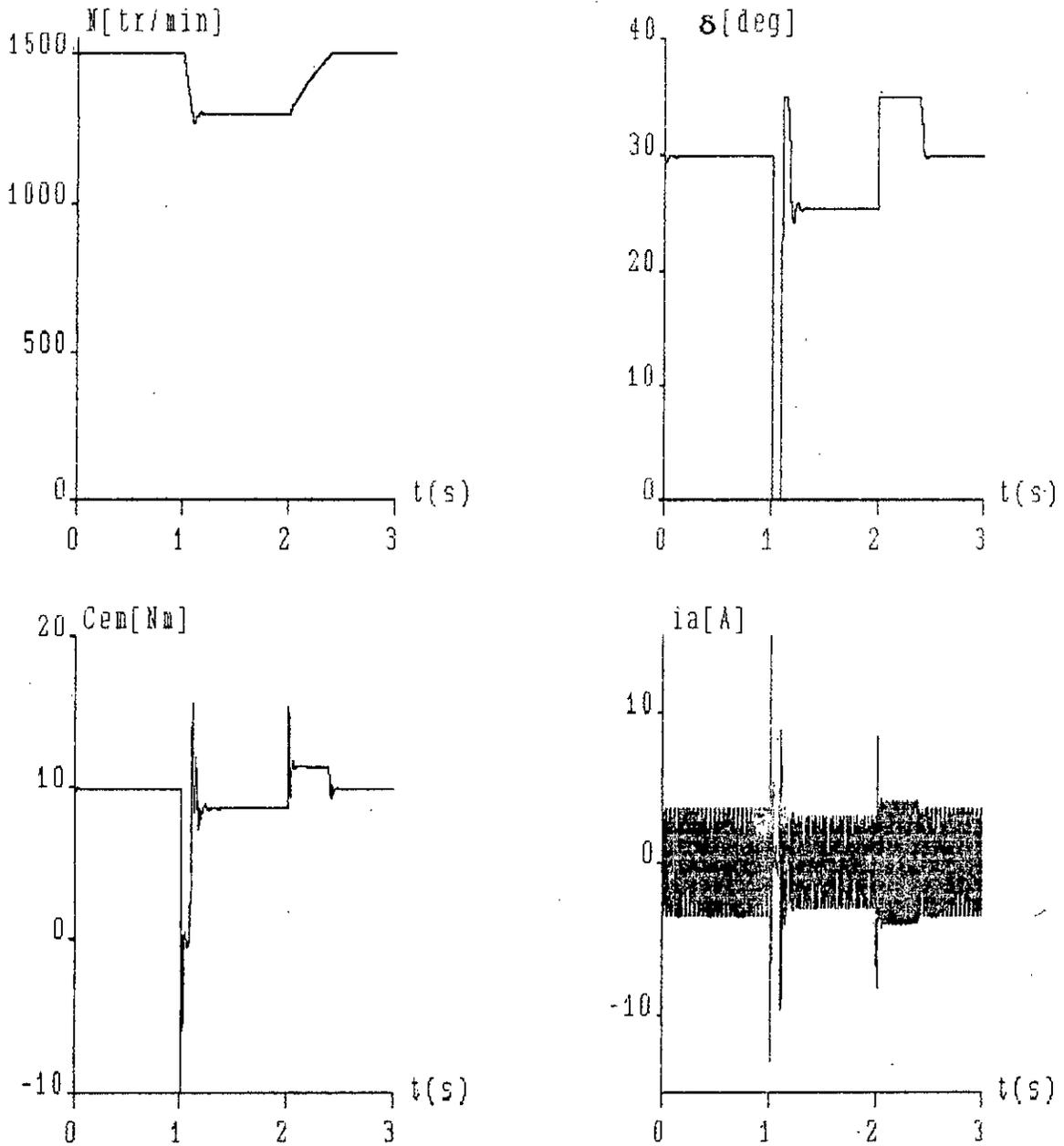


Figure II-5-a: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques du système global lors d'une variation de la consigne à charge variable ($C_r = CC.n$).

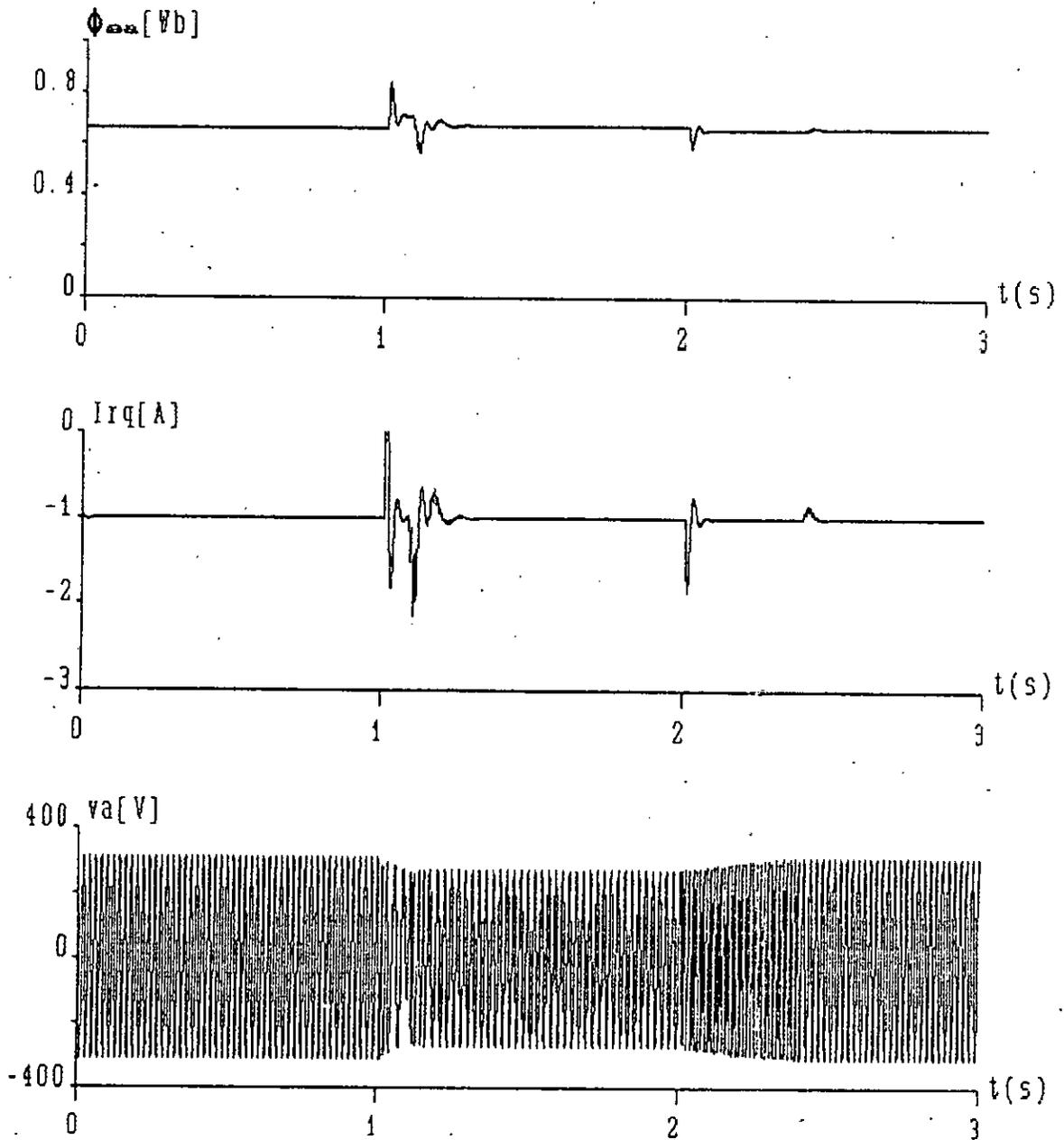


Figure II-5-b: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques du système global lors d'une variation de la consigne à charge variable ($Cr=CC.n$).

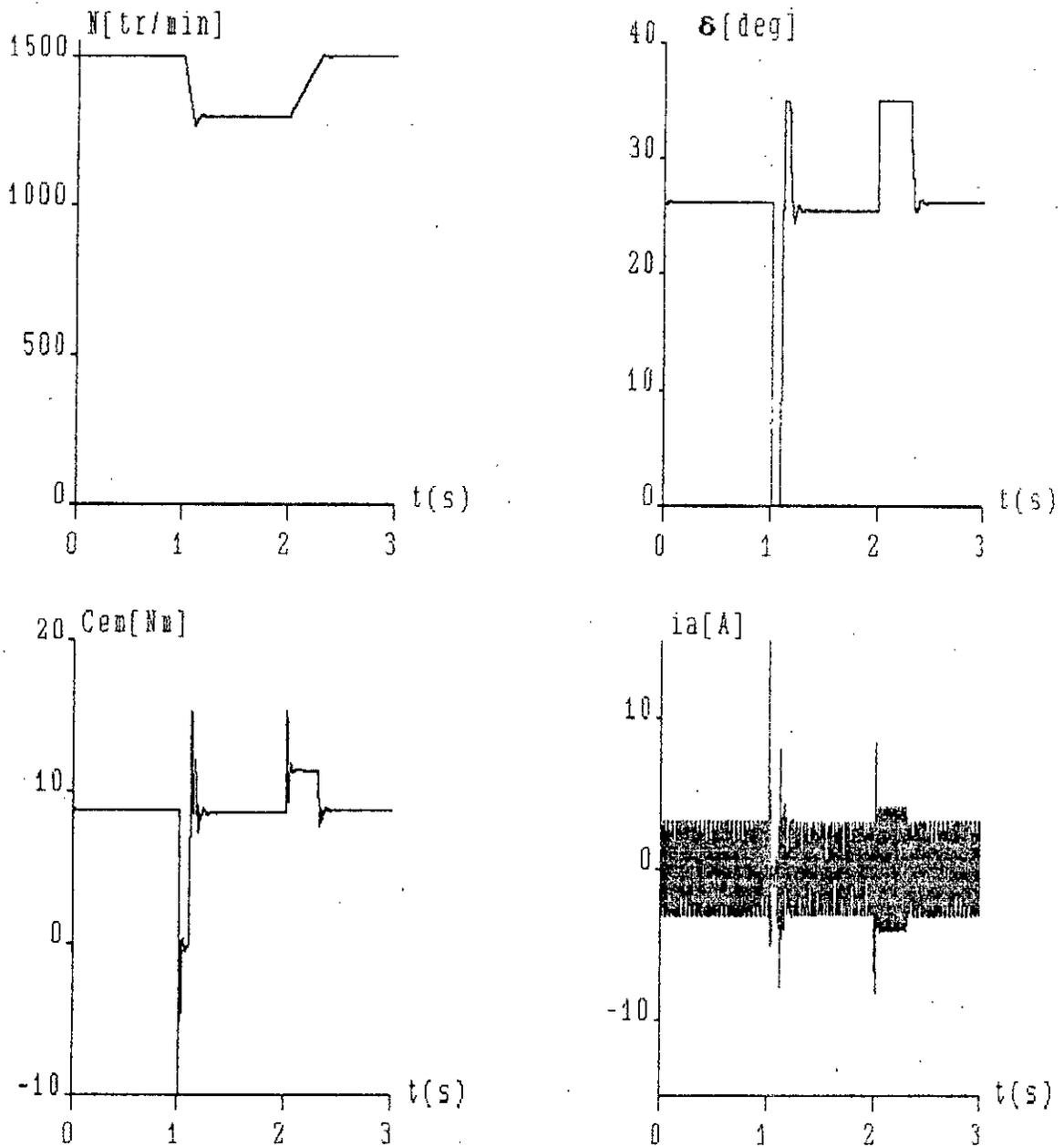


Figure II-6: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques du système global lors d'une variation de la consigne à charge constante ($C_r = 3/4 \cdot C_n$).

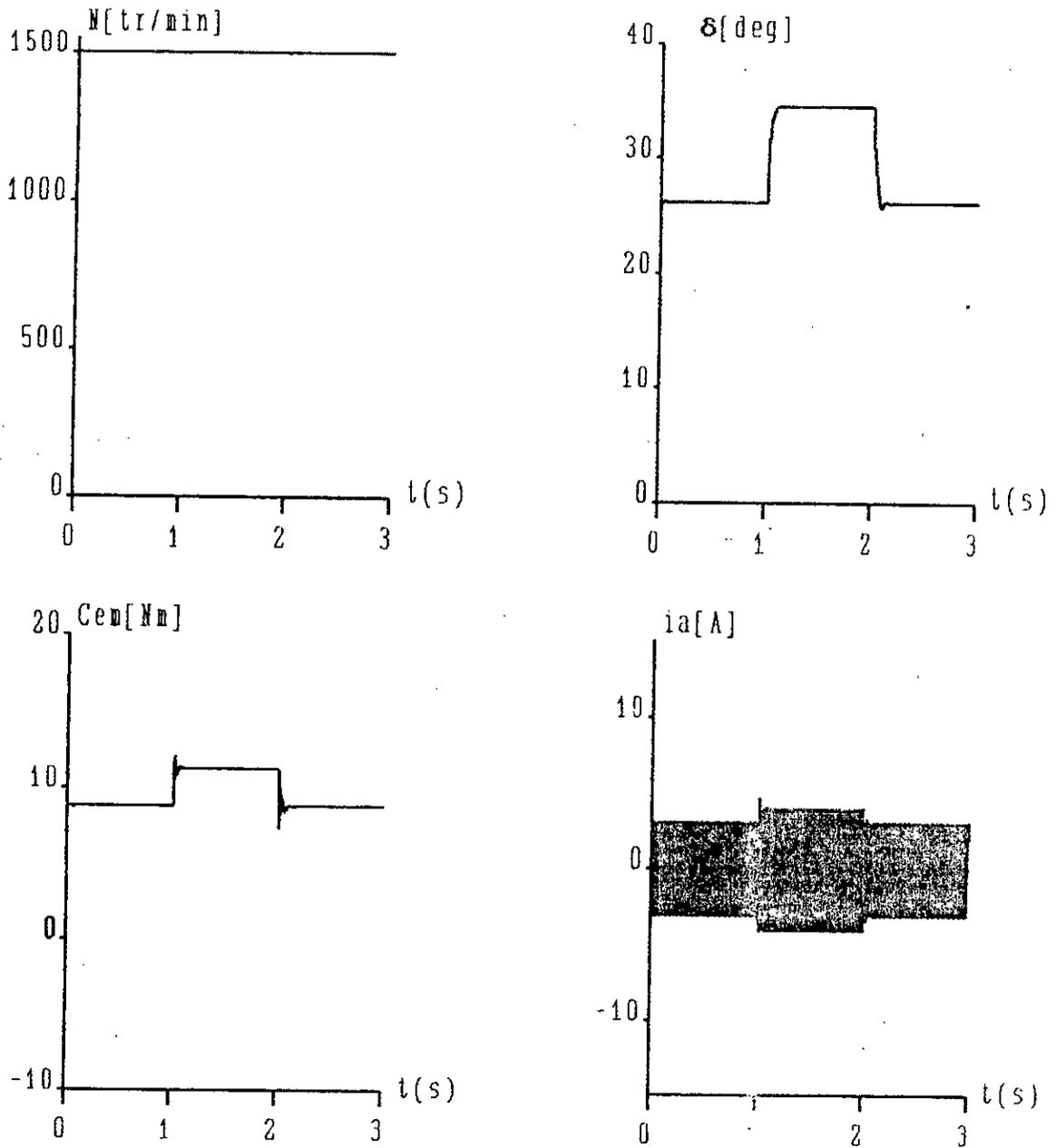


Figure II-7: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques du système global lors d'une variation de la charge à vitesse constante (1500 tr/min).

CHAPITRE

III

ETUDES DES PERFORMANCES DES REGLAGES

III-1> INTRODUCTION

Après avoir effectué une comparaison du réglage par retour d'état échantillonné appliqué à la commande de la vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension, et du réglage par régulateur numérique, nous intéressons à l'étude de la robustesse de ces deux types de réglage. En effet, la comparaison effectuée est basée uniquement sur le fonctionnement dans la plage de grandes vitesses.

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

- le système est soumis à des variations de consigne dans les différentes plages de variations

- le système est soumis à des variations des paramètres du modèle.

Cette étude, nous a amené à examiner la possibilité de l'adaptation des paramètres du réglage d'état.

III-2> ROBUSTESSE DES REGLAGES PAR RAPPORT AUX GRANDES VARIATIONS ET POUR DIFFERENTES PLAGE DE VARIATIONS DE VITESSE

III-2-1> Réglage numérique PI

Afin d'évaluer la robustesse du réglage numérique par régulateur PI par rapport à différentes variations de consigne et de perturbation, nous avons effectués les simulations suivantes:

1- Démarrage à demi-charge nominale de la MSA avec introduction puis élimination de la perturbation de charge, lorsque la machine atteint le régime permanent. Il est simulé le comportement de la vitesse, du couple et du courant de phase pour deux consignes différentes (figure III-1):

- 200 tr/min pour le cas de faible vitesse
- 1500 tr/min pour le cas de grande vitesse

Nous constatons que les performances de poursuite pour la vitesse nominale sont satisfaisantes (pas de dépassement, dynamique liée à celle de la limitation). Cependant le couple résistant introduit détériore le réglage. En effet, le rejet de la perturbation est relativement lent.

Par contre pour les faibles vitesses, nous notons un dépassement de l'ordre de 15% lors du démarrage et aussi lors de variation de charge. Par rapport au cas de la grande vitesse, nous relevons une dégradation appréciable des performances du réglage.

2- Démarrage à charge nominale de la MSA avec une variation du sens de rotation de la machine. Il est relevé les grandeurs suivantes: vitesse, couple, courant et tension de phase, courant d'excitation, angle de commande, pour une consigne de 500 tr/min (moyenne vitesse), figure (III-2). Les performances du réglage pour l'inversion du sens de rotation de la machine sont satisfaisantes néanmoins nous notons une pointe de couple (courant) très importante, mais d'une durée très courte.

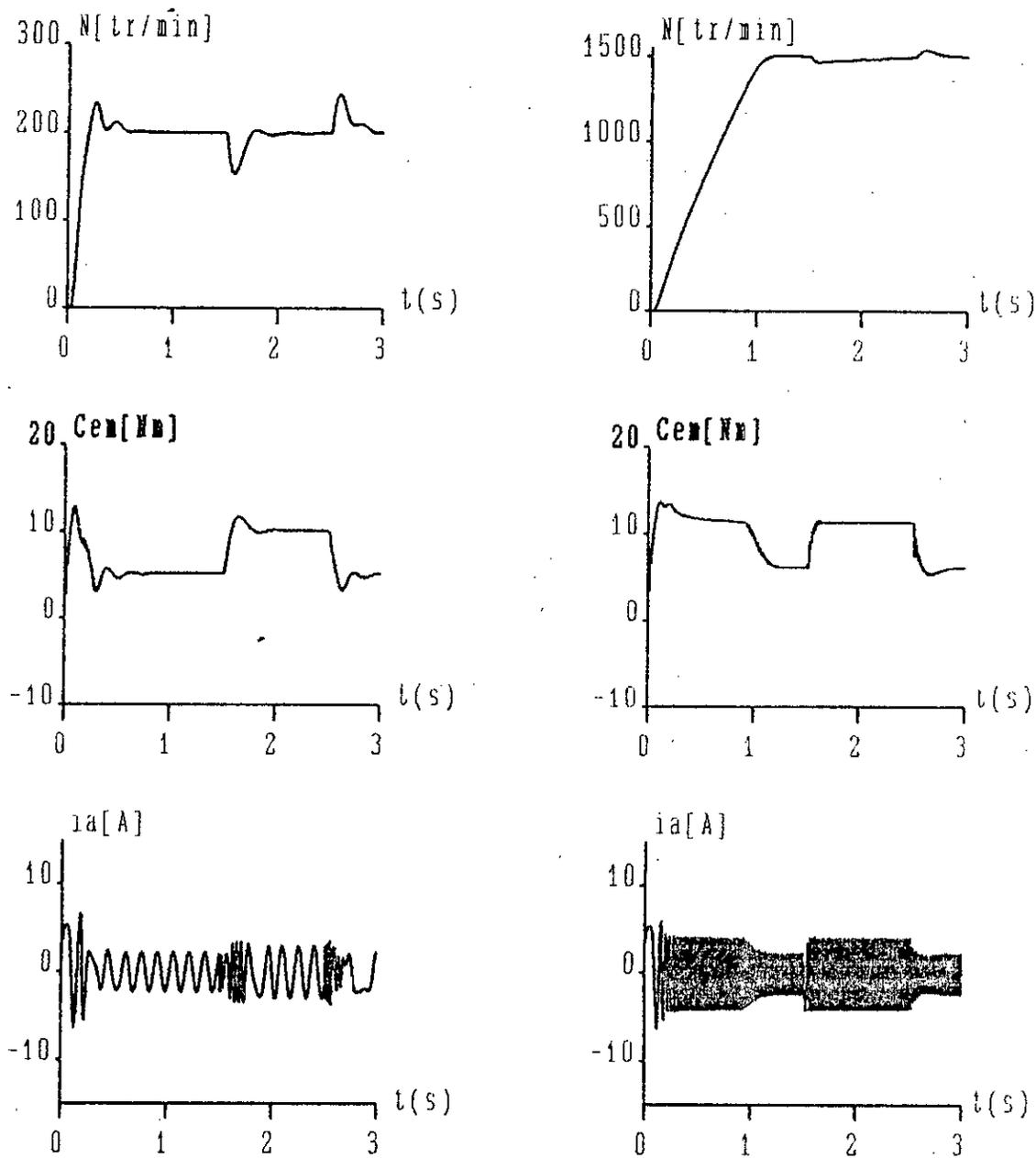


Figure III-1: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variations de la charge, cas du réglage PI.

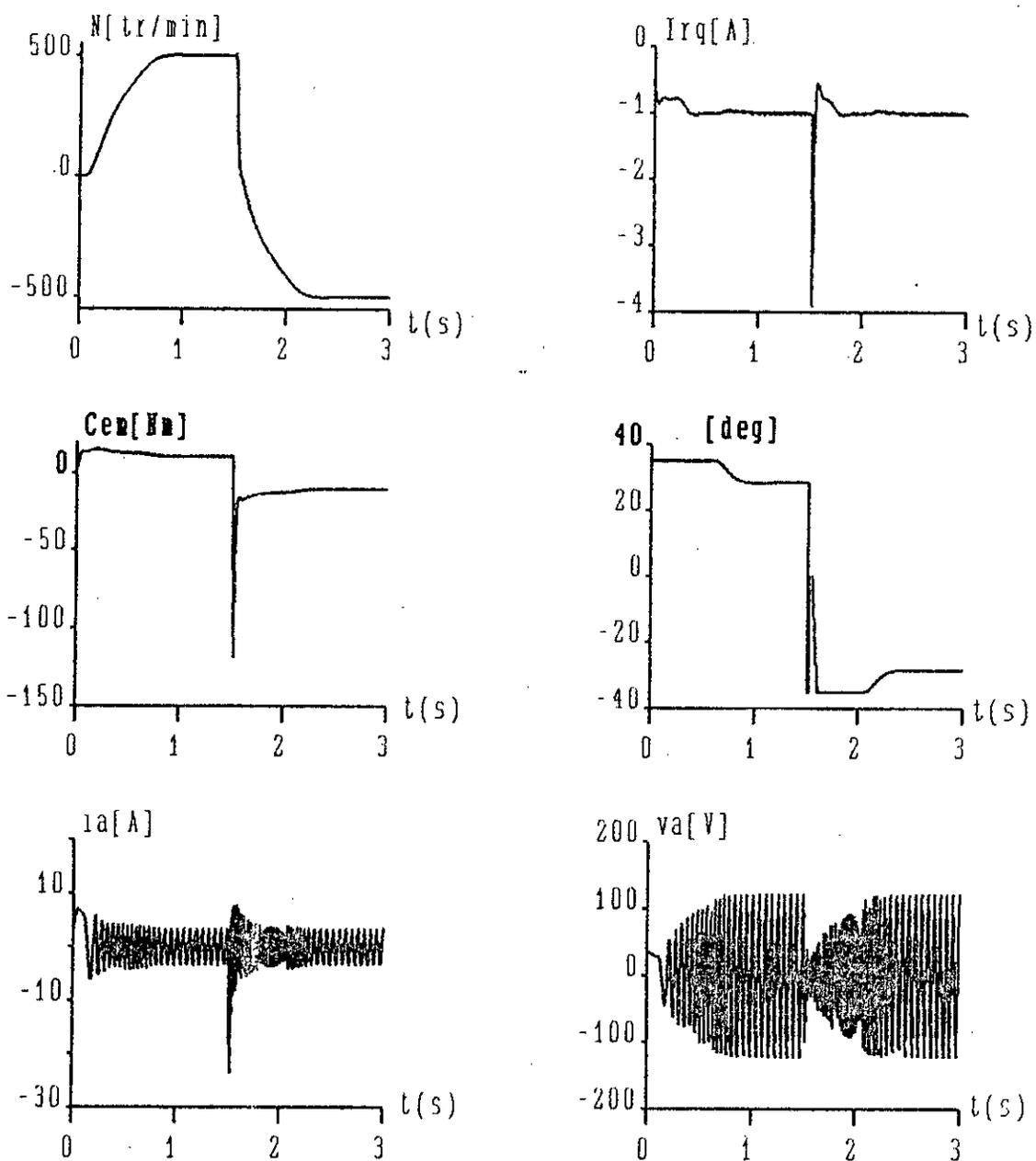


Figure III-2 : Inversion du sens de rotation de la machine dans le cas du réglage classique PI.

III-2-2> Réglage d'état

De la même façon que pour le réglage PI, nous simulons, en première étape, le démarrage de la MSA pour une variation de la charge pour deux références de vitesse tels que:

- 200 tr/min pour le cas de faible vitesse
- 1500 tr/min pour le cas de grande vitesse

La variation de la charge est effectuée de façon à passer d'une demi-charge ($C_n/2$) à la charge nominale (C_n) puis le retour au régime initial ($C_n/2$), figure (III-3).

Nous constatons que les performances de poursuite et la prise en compte du couple résistant sont très satisfaisantes pour la vitesse nominale.

Par contre pour les faibles vitesses, nous notons la présence d'oscillations et de dépassement de vitesse. Cette dégradation des performances est le résultat du choix du point de fonctionnement nominal ($C_r=10$, $N=1500$ tr/min) lors du dimensionnement du réglage. Pour améliorer les performances du réglage, nous devons choisir un point de fonctionnement représentatif qui donne des performances satisfaisantes pour une grande gamme de vitesse.

L'analyse des résultats de simulation obtenus montre que les performances du réglage dépendent de la plage de vitesse désirée. Nous considérons donc trois plages de fonctionnements: faible, moyenne et grande vitesse. Nous effectuons une étude qui nous permettra de présenter les courbes de la simulation du démarrage avec variation de la charge. La synthèse du réglage est donc effectuée autour de deux autres points de fonctionnements: $N_0=200$ et 500 tr/min, $C_{r_0}=C_n$.

- 1^{er} cas: $N_0=500$ tr/min. Les pôles sont choisis tels que $\rho = 0.4$, d'où les nouveaux coefficients sont:

$$K_s^T = [-0.0337 \quad -0.0004 \quad 0.0918 \quad 0.0316]$$

$$kr=0.0036 \quad ; \quad kw=0.0109 \quad ; \quad kv=-0.0459$$

- 2^{ème} cas: $N_0=200$ tr/min. Les pôles sont choisis tels que $\rho = 0.65$, d'où les nouveaux coefficients sont:

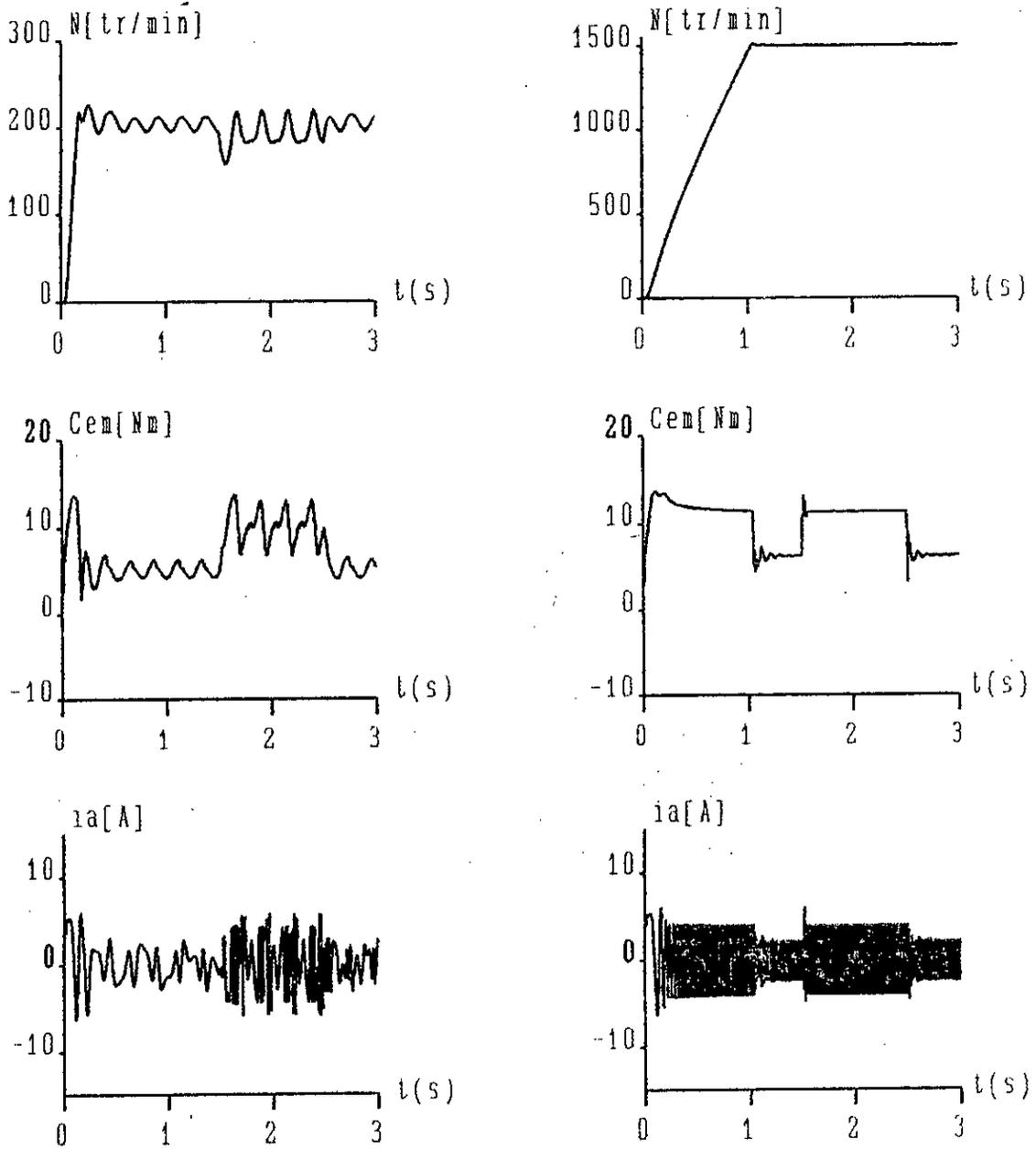


Figure III-3: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variations de la charge, cas du réglage d'état avec coefficients calculés pour $N_0=1500$ tr/min.

$$K_s^T = [0.6519 \quad -0.326 \quad -3.1941 \quad 0.4174]$$
$$kr=0.0707 ; kw=0.1479 ; kv=-0.1471$$

Nous présentons les courbes de la simulation du démarrage avec variation de charge pour deux points de fonctionnements ($N_0 = 200$ et 500 tr/min, $Cr_0 = Cn$) tels que:

Les figures III-3,4 présentent le démarrage avec une double variation de la charge pour les deux points de fonctionnement. Les résultats obtenus montrent une amélioration des performances de réglage pour le point de fonctionnement $N_0 = 500$ tr/min. Néanmoins, la qualité du réglage reste insuffisante. Par ailleurs, les résultats obtenus montrent que le choix d'un seul point de fonctionnement du réglage d'état, ne peut satisfaire les performances dynamiques désirées sur une grande gamme de vitesse et de couple. Par conséquent, il serait intéressant d'utiliser une commande adaptative, dont le point de fonctionnement est variable par palier de vitesse.

Comme deuxième étape, nous simulons le démarrage à charge nominale de la MSA avec une variation du sens de rotation de la machine. Il est relevé les grandeurs suivantes: vitesse, couple, courant et tension de phase, courant d'excitation, angle de commande, pour une consigne de 500 tr/min (moyenne vitesse), figure (III-5). Les performances du réglage pour l'inversion du sens de rotation de la machine sont satisfaisantes néanmoins nous notons une pointe de couple (courant) très importante, mais d'une durée très courte.

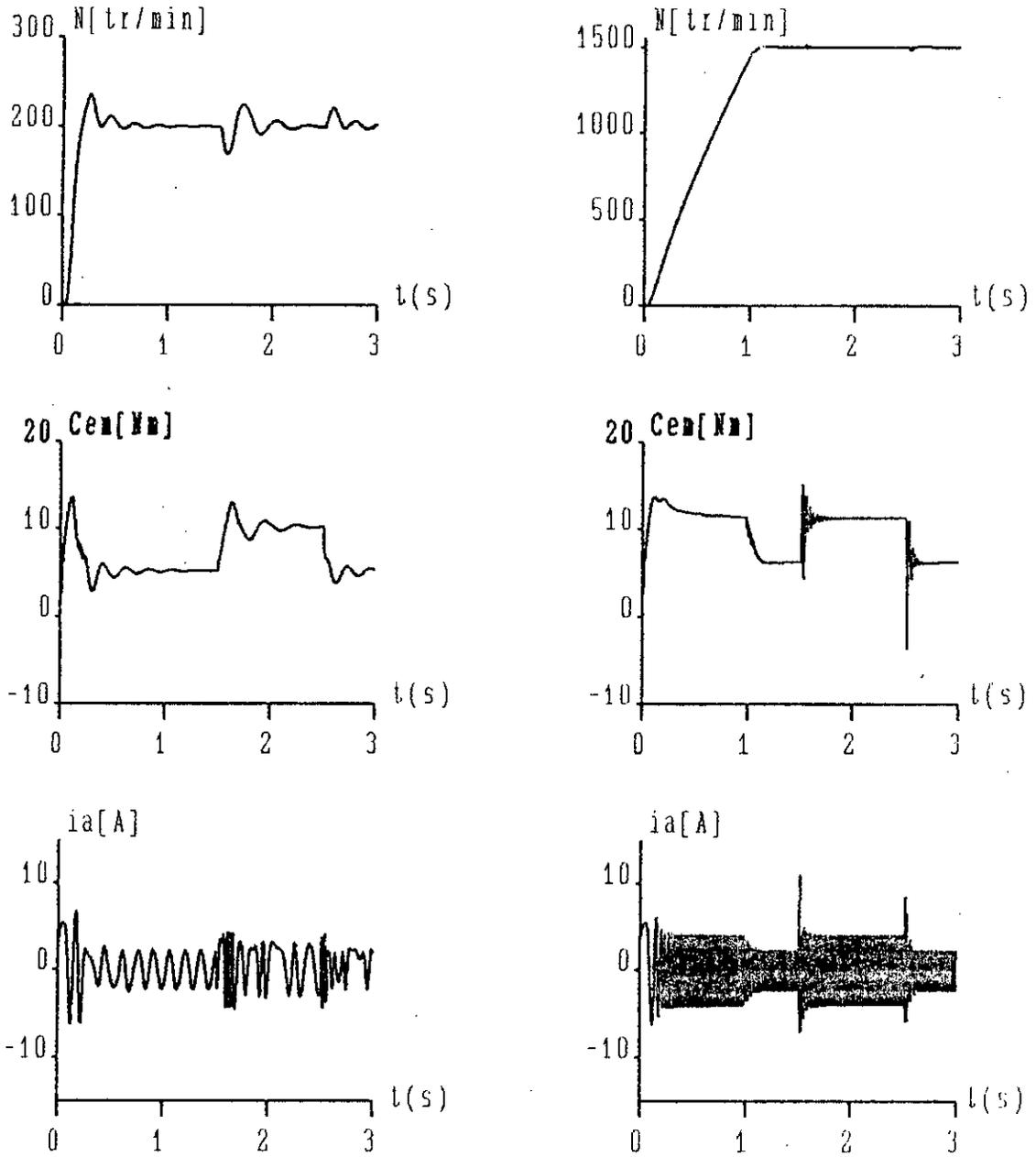


Figure III-4: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variations de la charge, cas du réglage d'état avec coefficients calculés pour $N_0=500$ tr/min.

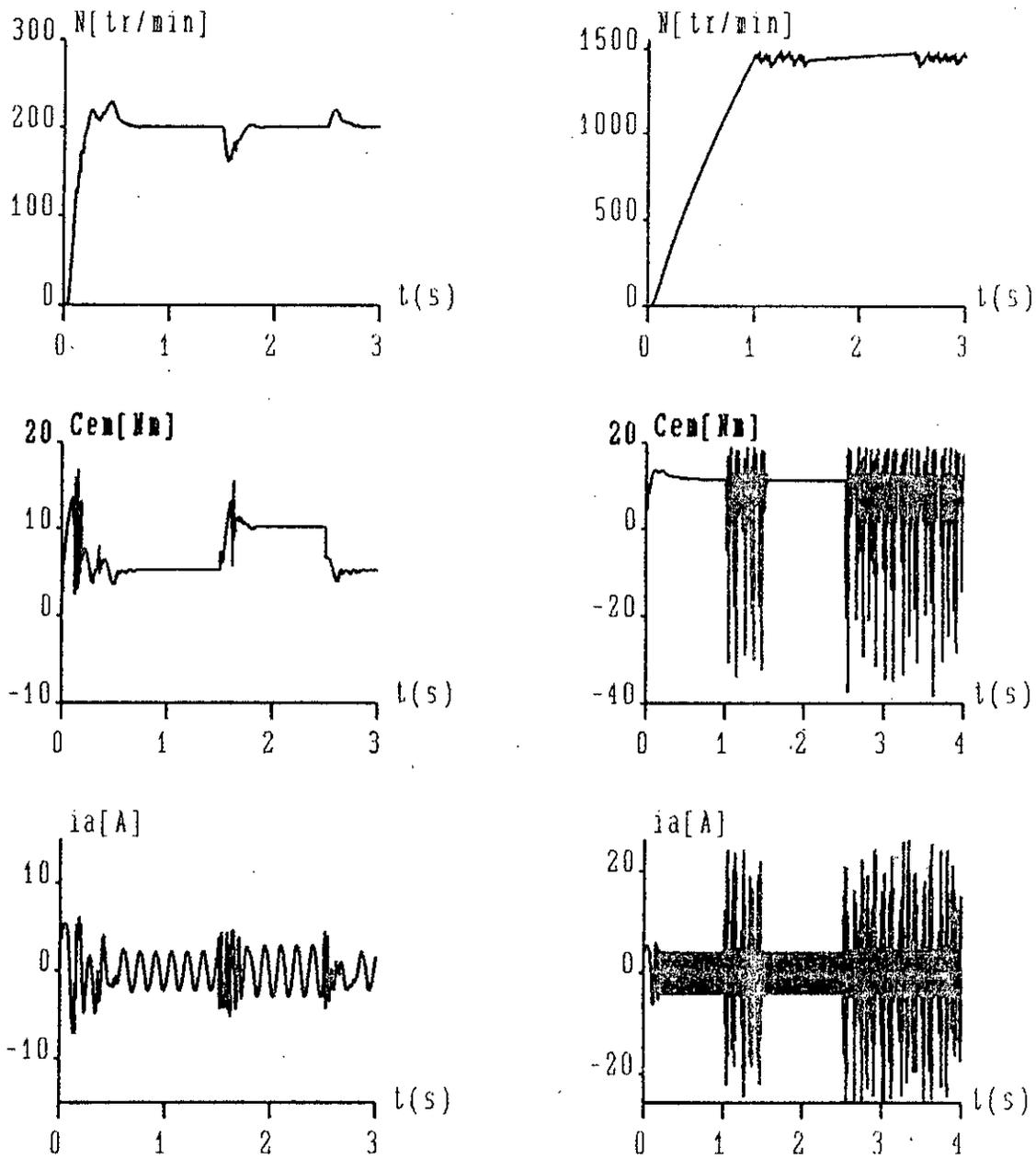


Figure III-5 : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de la MSA pour deux références de vitesse avec variations de la charge, cas du réglage d'état avec coefficients calculés pour $N_0=200$ tr/min.

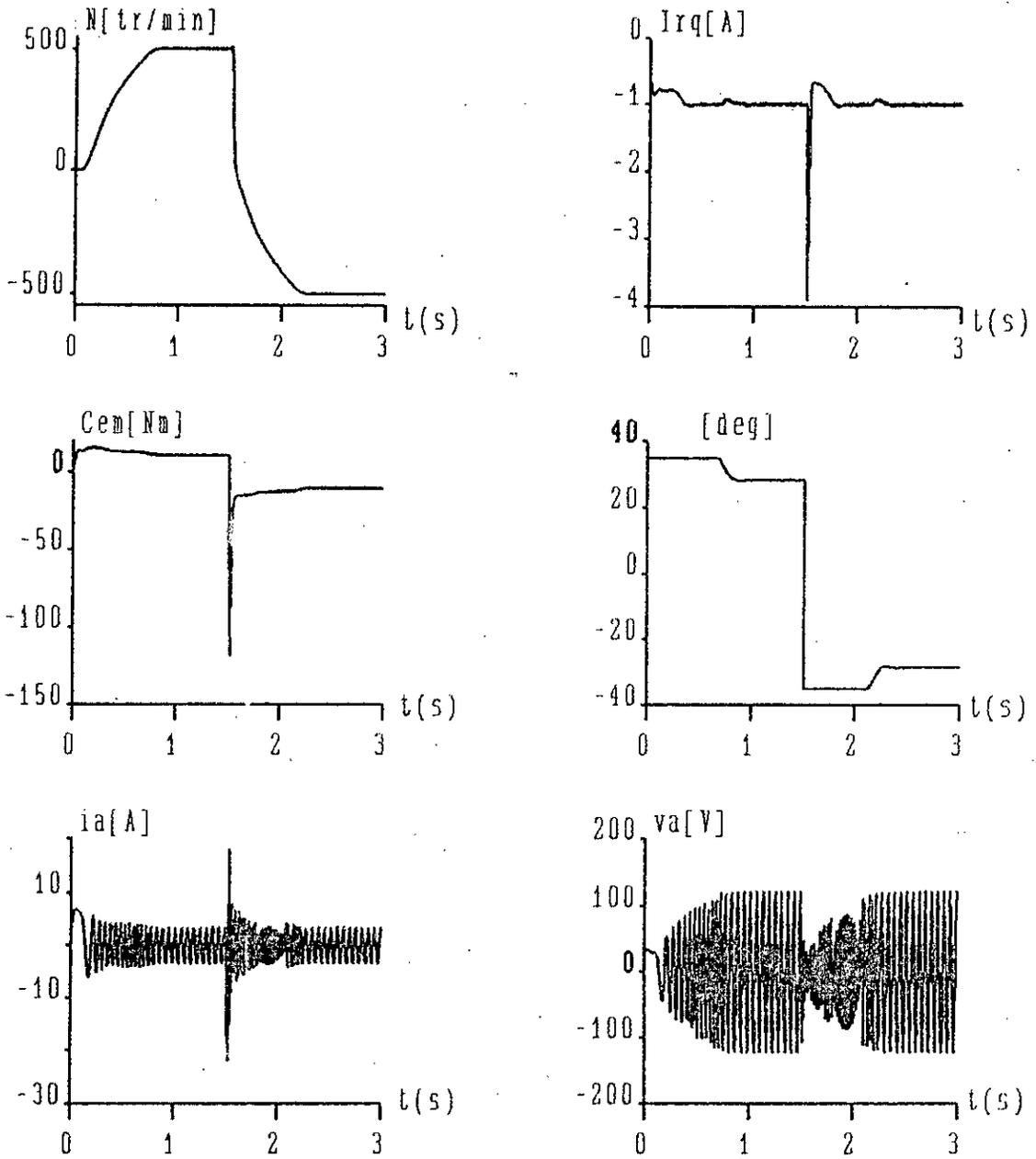


Figure III-6: Inversion du sens de rotation de la machine dans le cas du réglage d'état.

III-2-3> Comparaison des performances des réglages

Le réglage PI est plus sensible aux variations de la charge que le réglage d'état. Pour ce dernier, c'est grâce à l'effet de la compensation de la grandeur de perturbation qu'on réalise un bon rejet. Pour ce qui est de la dynamique de poursuite, les deux réglages ont sensiblement la même dynamique, qui est celle de la limitation de la grandeur de commande. Ce qui est plus visible lors de l'inversion du sens de rotation de la machine.

Les résultats obtenus montrent que:

- La dynamique de poursuite reste sensiblement la même, en passant d'un réglage par régulateur PI à un réglage d'état.
- La prise en compte du couple résistant est meilleure dans le cas du réglage d'état.

Cependant les résultats obtenus montrent 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 système asservi adaptatif, dont le point de fonctionnement est variable par palier de vitesse.

III-3> ROBUSTESSE DES REGLAGES CLASSIQUE ET D'ETAT VIS A VIS DE LA VARIATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES ET MECANIQUE DE LA MACHINE

Afin de vérifier la robustesse des deux types de réglages par rapport à la variation des paramètres de la machine, nous proposons de simuler le démarrage de la MSA à charge constante pour une augmentation respectif de chaque paramètre électriques et mécanique de 50 %.

Les paramètres électriques que nous avons varié sont:

R_s, R_r, L_s, L_r

Le paramètre mécanique est le moment d'inertie de la machine J .

La simulation est réalisée pour une référence de:

$N_{ref} = 1500 \text{ tr/min}$

et pour une variation de la charge ($C_n/2$ à 0).

La figure III-11 représente l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique et le courant de phase lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50 % de la résistance statorique.

Nous notons une légère augmentation du temps de réponse, ainsi qu'un léger dépassement de la vitesse pour les deux types de réglages.

La figure III-12 représente l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique et le courant de phase lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50 % de la résistance rotorique R_r . Nous notons un temps de réponse un peu plus important que dans le cas de R_s avec en plus un léger dépassement de la vitesse pour les deux types de réglages.

La figure III-13 représente l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique et le courant de phase lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50 % de l'inductance cyclique statorique L_s . Nous notons un temps de réponse un peu plus grand que dans les deux cas précédent pour les deux types de réglages.

La figure III-14 représente l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique et le courant de phase lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50 % de l'inductance cyclique

rotorique L_r . Nous notons un temps de réponse sensiblement identique au cas normal, cet écart est le plus faible par rapport aux précédents, pour les deux types de réglages.

La figure III-15 représente l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique et le courant de phase lors du démarrage de la MSA pour une augmentation de 50 % du moment d'inertie J . Nous notons un temps de réponse légèrement supérieur à celui du cas de l'augmentation de R_s , avec en plus un léger dépassement de la vitesse pour les deux types de réglages.

Nous pouvons retenir deux constatation qui sont:

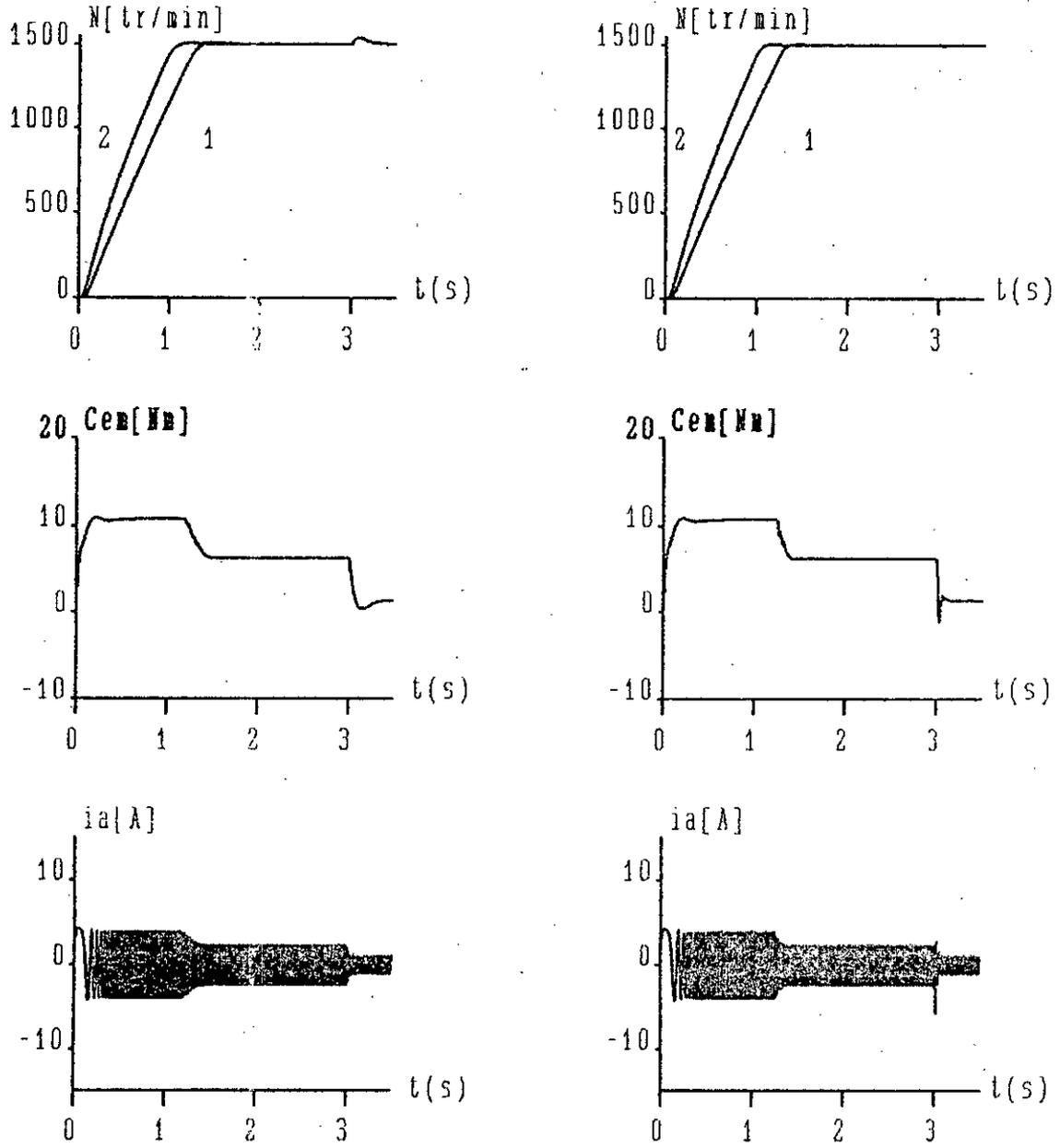
- l'augmentation du temps de réponse pour tous les paramètres

- présence de dépassement de la vitesse pour R_r , L_s et J .

Nous pouvons classer les paramètres électriques et mécanique selon leurs degré d'influence respectif:

- $L_s > R_r > J > R_s > L_r$ pour l'augmentation du temps de réponse

- $R_s \approx R_r \approx J$ pour le dépassement de la vitesse

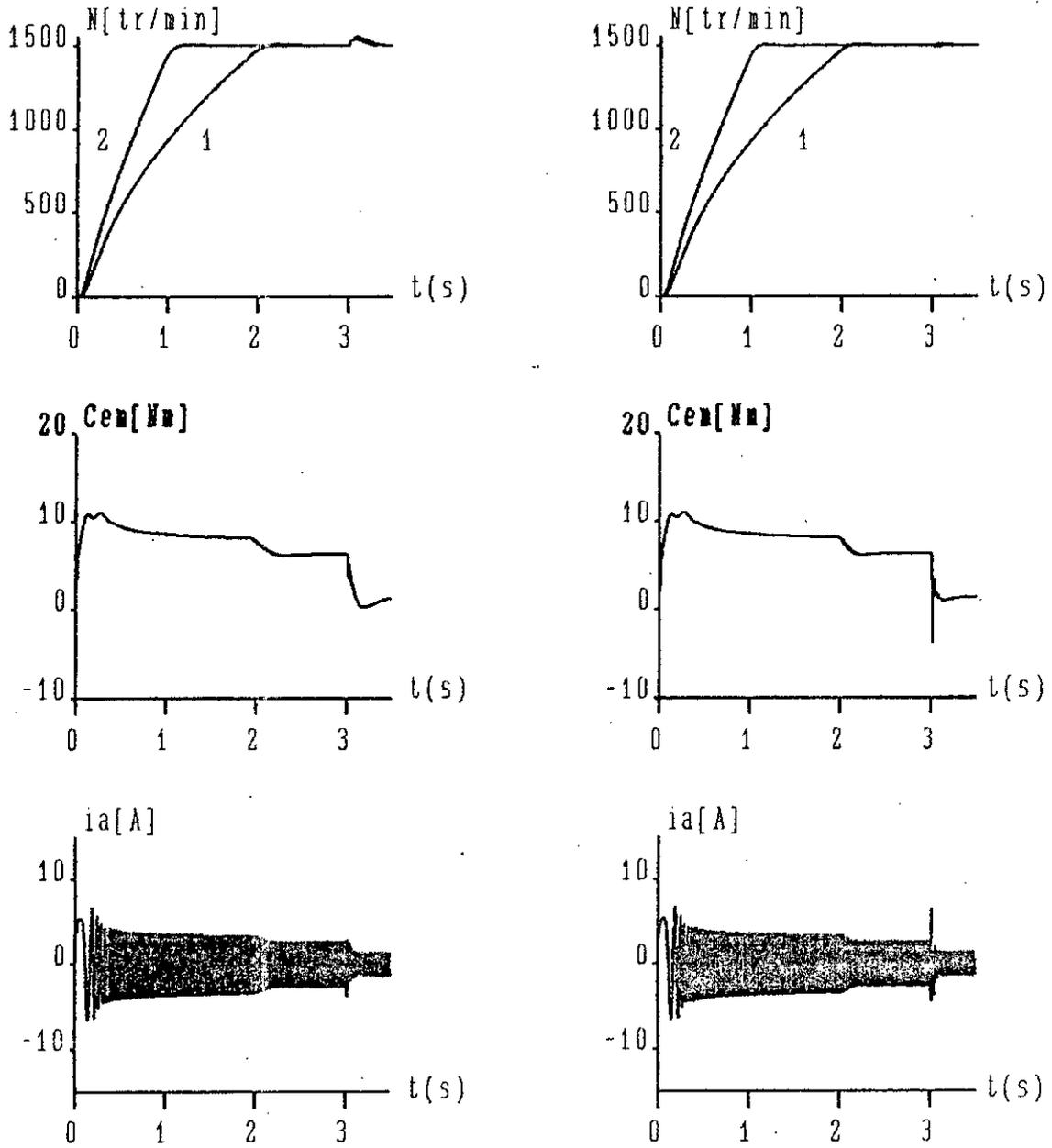


1: $1.5 R_s$ 2: R_s

R. classique

R. d'état

Figure III-7: Robustesse des réglages d'état et classique pour une variation de R_s .

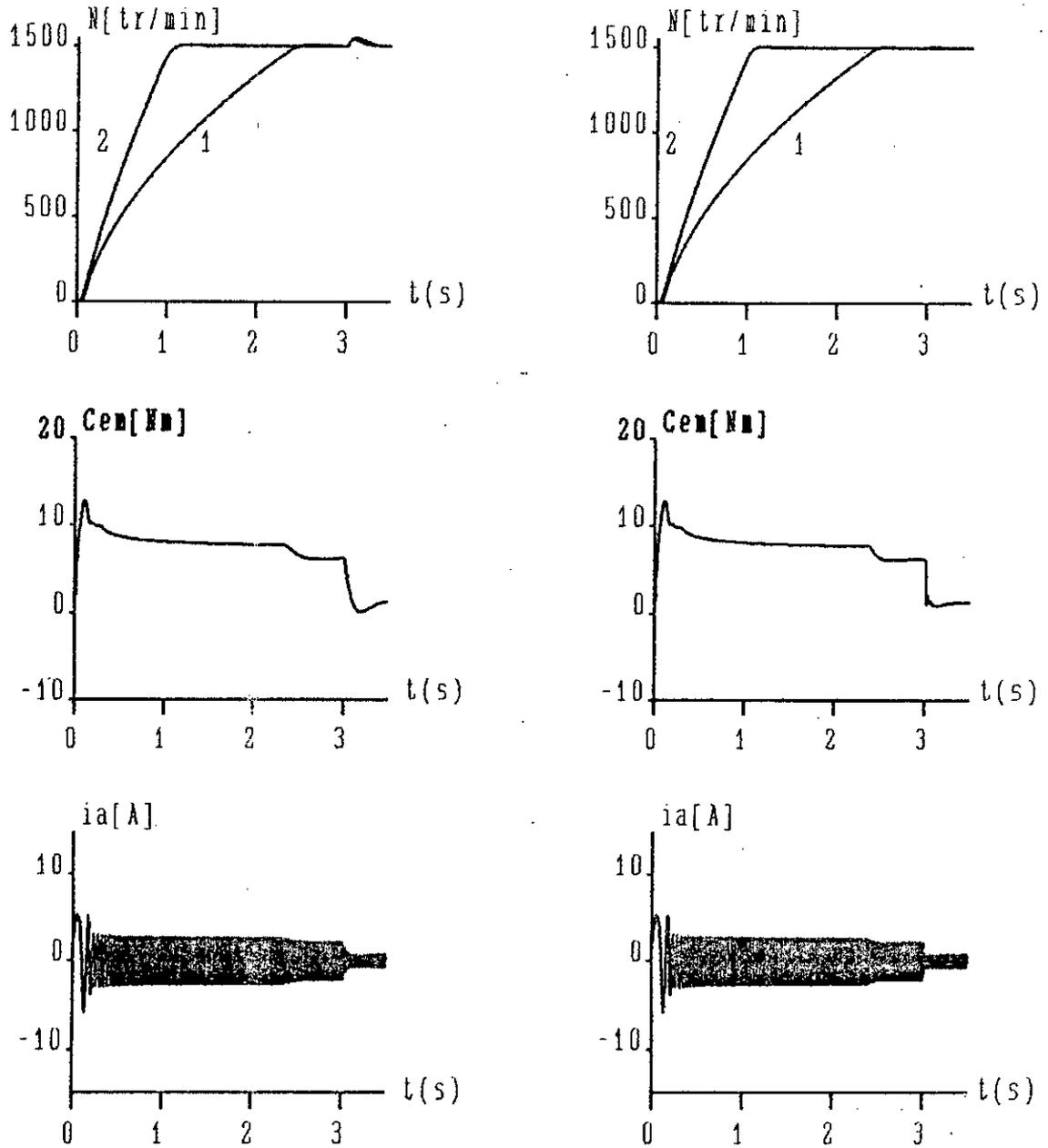


1: 1.5 R_r 2: R_r

R. Classique

R. d'Etat

Figure III-8: Robustesse des réglages d'état et classique par rapport à la variation de R_r .

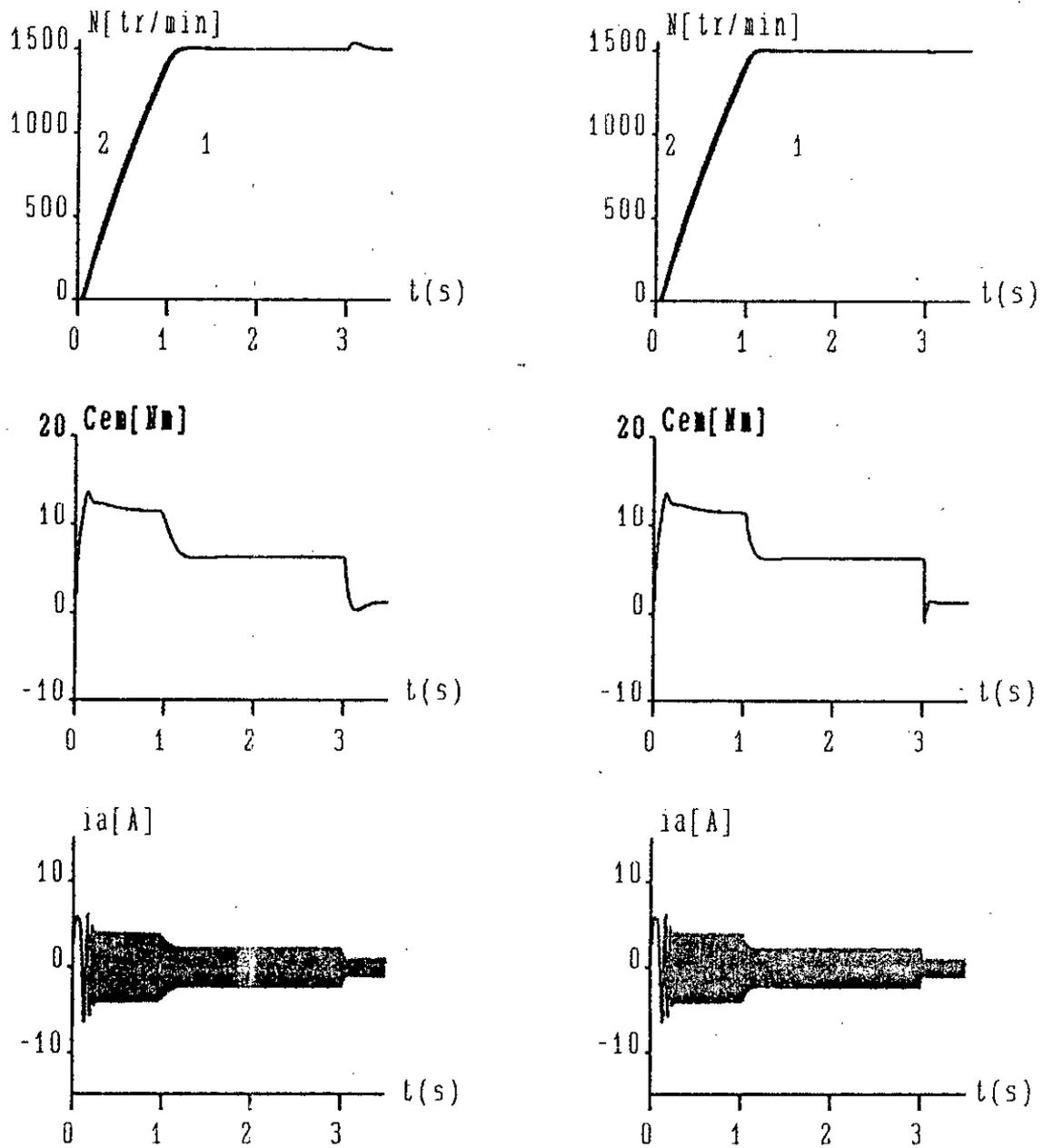


1: 1.5 Ls 2: Ls

R. Classique

R. d'Etat

Figure III-9: Robustesse des réglages d'état et classique par rapport à une variation de Ls.

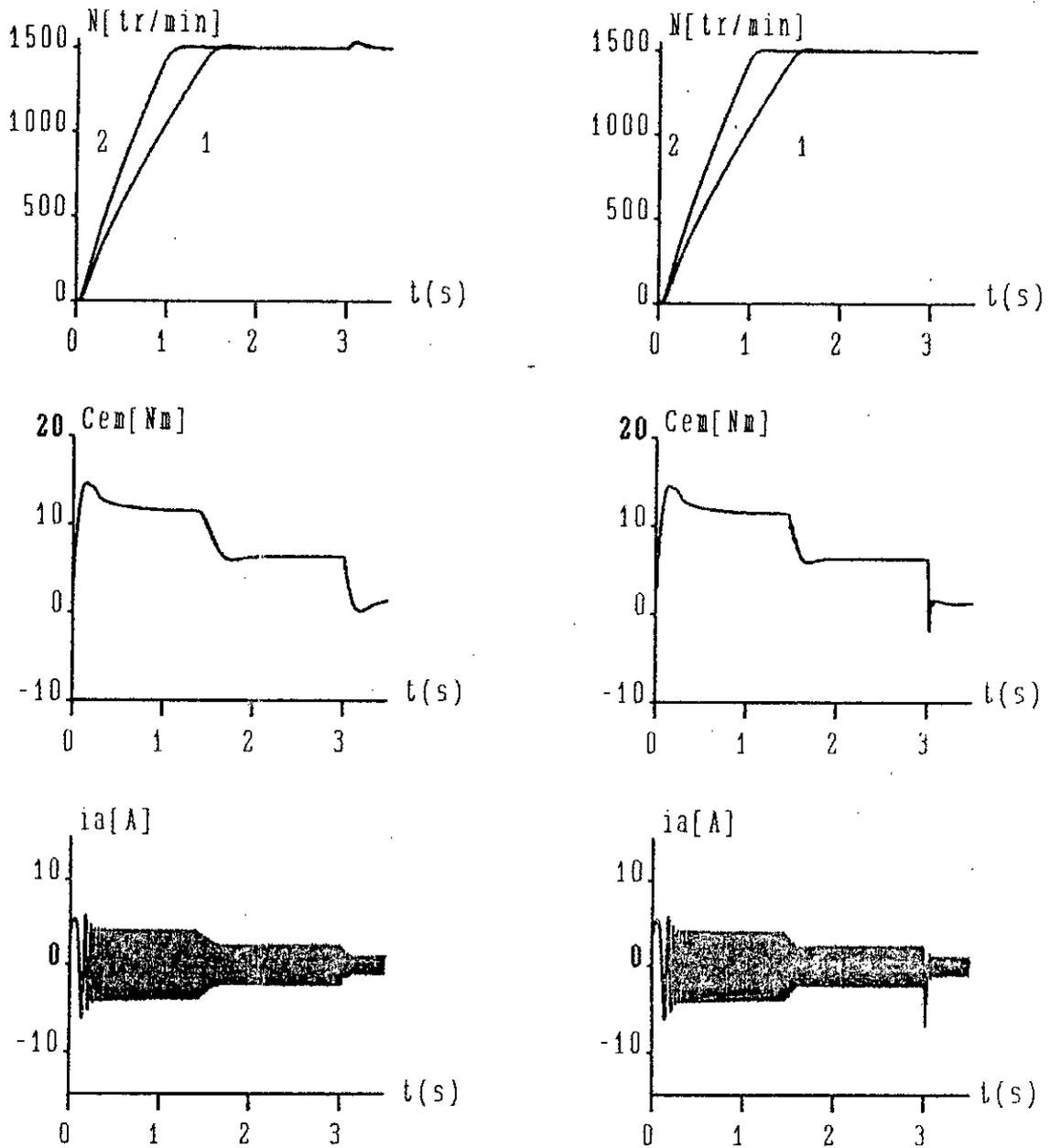


1: 1.5 L_r 2: L_r

R. Classique

R. d'Etat

Figure III-10: Robustesse des réglages d'état et classique par rapport à une variation de L_r .



1: 1.5 J 2: J

R. Classique

R. d'Etat

Figure III-11: Robustesse des réglages d'état et classique par rapport à une variation de 50% de J.

III-4> REGLAGE D'ETAT AVEC ADAPTATION DES PARAMETRES

L'étude précédente nous a permis de montrer que le choix d'un seul point de fonctionnement, lors du dimensionnement du réglage d'état, ne peut satisfaire les performances dynamiques désirées notamment aux faibles vitesses. Par conséquent, nous devons adapter les coefficients de réglage par palier de vitesse, c-à-d maintenir les coefficients de réglage constants dans un certain domaine de fonctionnement tels que:

- dans l'intervalle [0, 400 tr/min] nous utilisons les coefficients de réglage calculés pour $N_0=200$ tr/min.
- dans l'intervalle [400, 1000 tr/min] nous utilisons les coefficients de réglage calculés pour $N_0=500$ tr/min.
- dans l'intervalle [1000, 1500 tr/min] nous utilisons les coefficients de réglage calculés pour $N_0=1500$ tr/min.

Les courbes de la simulation sont représentées sur les figures suivantes:

- la figure III-7 représente les caractéristiques dynamiques lors du démarrage de la MSA pour une variation de la charge ($C_n/2$ à C_n) à une référence $N_{ref}=200$ tr/min
- la figure III-8 représente les caractéristiques dynamiques lors du démarrage de la MSA pour une variation de la charge ($C_n/2$ à C_n) à une référence $N_{ref}=800$ tr/min
- la figure III-9 représente les caractéristiques dynamiques lors du démarrage de la MSA pour une variation de la charge ($C_n/2$ à C_n) à une référence $N_{ref}=1500$ tr/min

Les résultats obtenus montrent une nette amélioration des performances de poursuite et une prise en compte efficace de la perturbation.

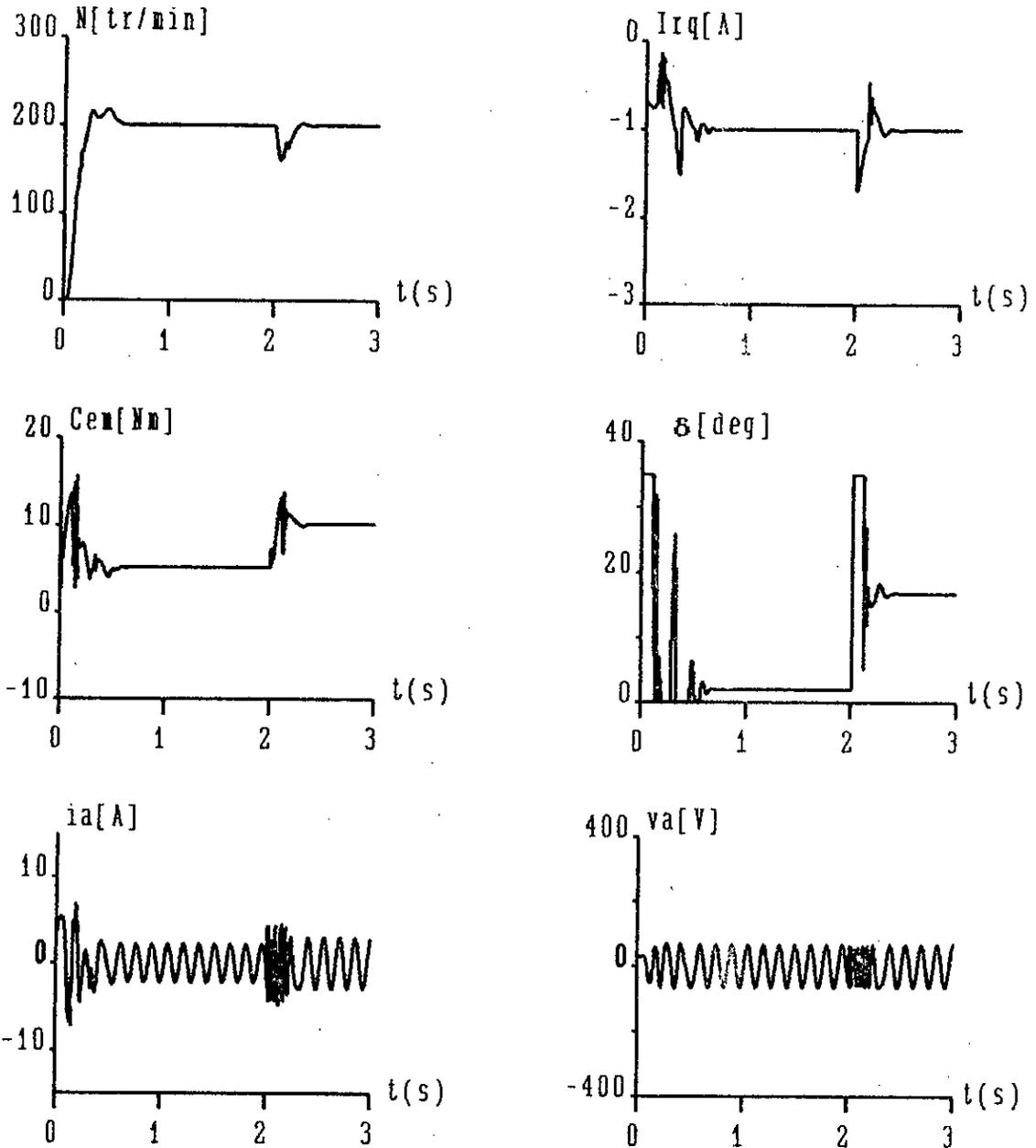


Figure III-12 : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de la MSA pour une variation de la charge à 200 tr/min, cas du réglage d'état avec adaptation des coefficients.

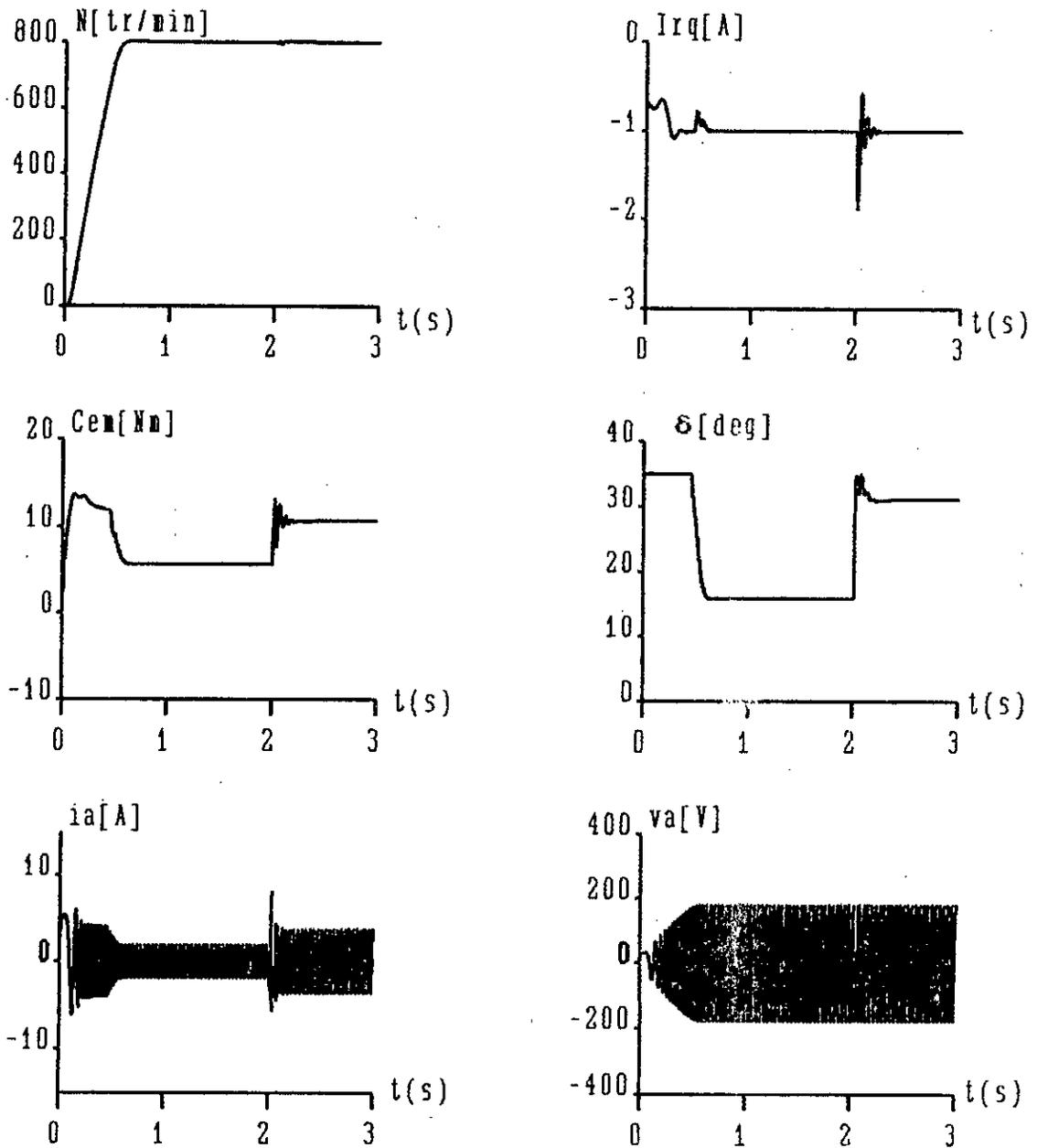


Figure III-13 : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de la MSA pour une variation de la charge à 800 tr/min, cas du réglage d'état avec adaptation des coefficients.

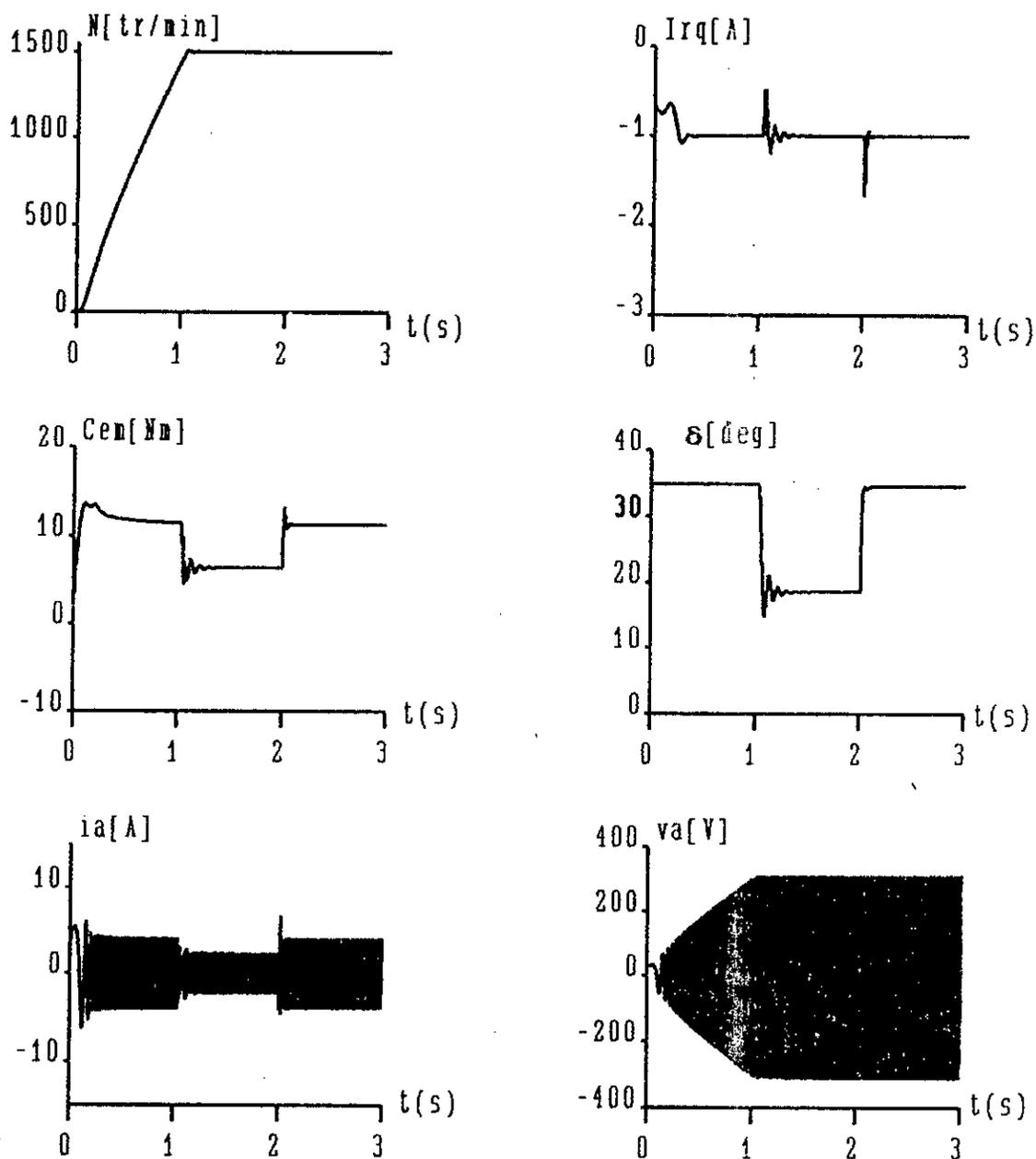


Figure III-14 : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de la MSA pour une variation de la charge à 1500 tr/min, cas du réglage d'état avec adaptation des coefficients.

III-5> CONCLUSION

Dans ce chapitre, une étude sur les performances des deux réglages, vis à vis des grandes variations de la consigne et de la charge, ainsi que lors de la variation des paramètres de la machine a été effectuée.

Les résultats obtenus montrent que :

- la dynamique de poursuite reste sensiblement la même, en passant du réglage par régulateur PI au réglage d'état.
- la prise en compte du couple résistant est meilleur dans le cas du réglage d'état, qui se traduit par une diminution importante du dépassement de la vitesse.
- les performances des deux types de réglages vis à vis de la variation des paramètres sont satisfaisantes.
- l'adaptation des paramètres du réglage d'état permet d'améliorer les performances du réglage aux basses vitesses.

CHAPITRE

IV

SIMULATION DE LA COMMANDE DE L'ASSOCIATION MLI-MSA POUR DEUX ALIMENTATIONS

VI-1> INTRODUCTION

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, elle 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 la commande de la machine synchrone [18][24][28][29][30].

Pour s'approcher plus de la réalité physique, nous consacrons ce dernier chapitre à la simulation de l'ensemble onduleur MLI-MSA munie des deux réglages numérique PI et par retour d'état, pour deux types d'alimentations continues, qui sont:

- Source de tension continue fixe
- redresseur à diodes lié à un filtre (R_f , L_f , C_f)

IV-2> ALIMENTATION PAR UNE SOURCE DE TENSION CONTINUE FIXE DE L'ENSEMBLE ONDULEUR MLI-MSA POUR LES DEUX REGLAGES

IV-2-1> Description

La figure (IV-1) présente le montage de principe de l'ensemble source de tension continue E- onduleur MLI- MSA. La tension d'alimentation E est prise égale à 515 V.

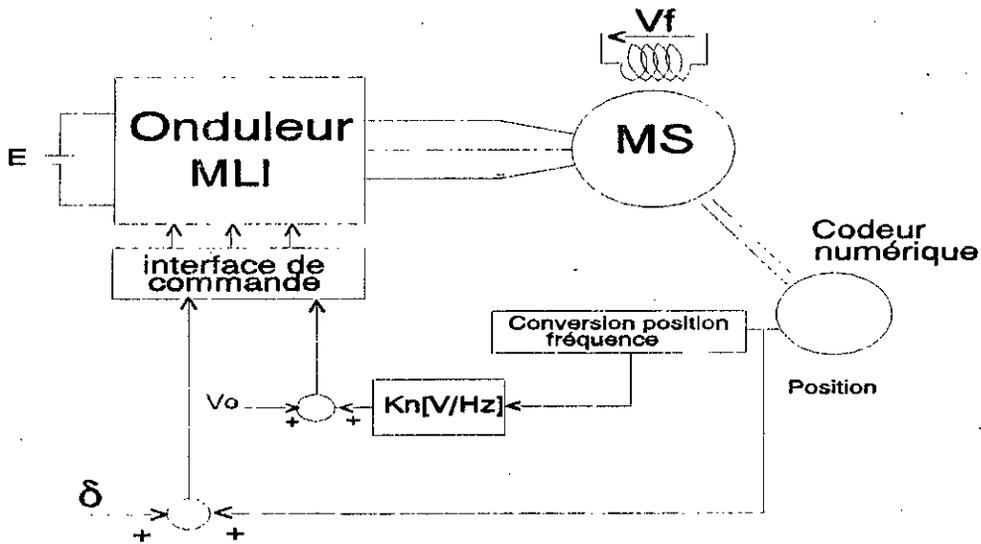


Figure IV-1: Schéma du système d'association MLI-MSA alimenté par une source de tension continue fixe.

VI-2-2> Modélisation de l'onduleur MLI

Le schéma simplifié de l'onduleur de tension associé à une MSA est représenté sur la figure (VI-2). Où chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs T_j et T_j' commandés à l'ouverture et à la fermeture, shuntés en antiparallèle par des diodes D_{rj} et D_{rj}' .

Les interrupteurs T_j et T_j' sont des composants semi-conducteurs (transistors). Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsions MLI, qui consiste à générer, par alternance de tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeurs variables. Elle permet ainsi, d'obtenir un fondamental de tension variable en amplitude et en fréquence. Plusieurs stratégie de modulation peuvent être utilisées pour les onduleurs MLI [11][21][25].

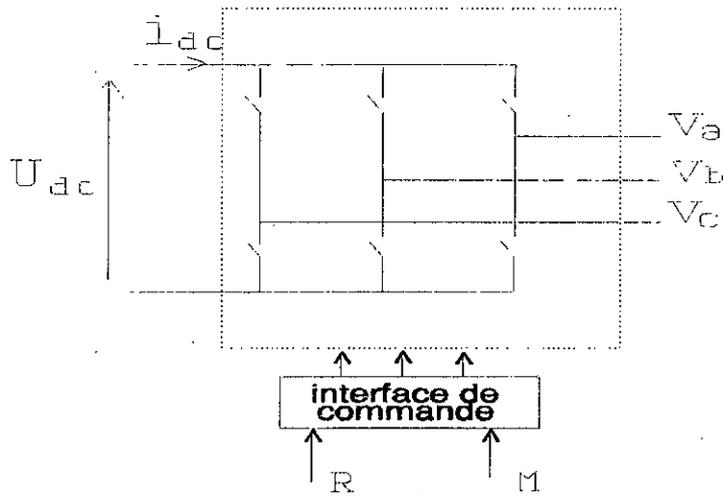


Figure IV-2 : Schéma de principe d'un onduleur MLI.

Pour notre étude, la stratégie triangulo-sinusoïdale asynchrone est appliquée, dont le principe consiste à comparer un signal triangulaire (p) d'amplitude et de fréquence fixe, appelé porteuse, à un signal de référence (r_s) d'amplitude et fréquence variables, appelé référence.

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs (figure VI-3).

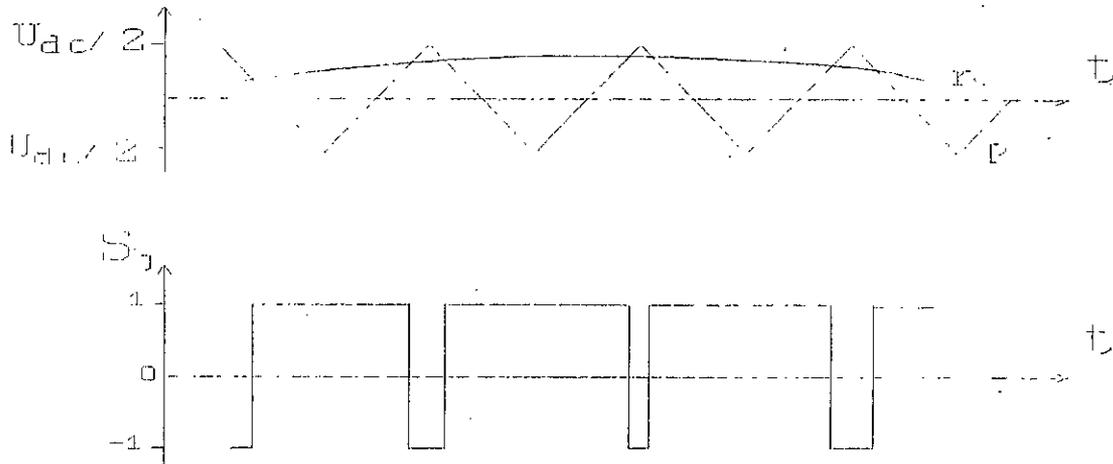


Figure IV-3 : Principe de la commande en MLI.

La porteuse triangulaire est décrite par les équations suivantes [11][21][25]:

- La partie ascendante de U_p est donnée par:

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

- La partie descendante de U_p est donnée par:

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

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

$$e_j = V_m \sin(\omega t - 2(j-1)\pi / 3) \tag{IV-3}$$

Avec: $j=1,2,3$

On définit les paramètres suivants:

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

$M = f_p / f_r$ rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de la référence (indice de modulation)

A chaque bras de l'onduleur, nous lui associons une fonction logique de connexion S_j telle que [11][21]:

$$S_j (t) = \begin{cases} 1 & \text{si } T_j \text{ fermé , } T_j \text{ ouvert} \\ -1 & \text{si } T_j \text{ fermé , } T_j \text{ ouvert} \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

Avec: $j=1,2,3$

Les équations des tensions de ligne aiguillées par l'onduleur, se déduisent immédiatement en fonction de la tension U_{dc} [11][21]:

$$\begin{aligned} U_{13} &= v_1 - v_3 = U_{dc} (S_1 - S_3) \\ U_{21} &= v_2 - v_1 = U_{dc} (S_2 - S_1) \\ U_{32} &= v_3 - v_2 = U_{dc} (S_3 - S_2) \end{aligned} \quad (\text{IV-5})$$

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

$$\sum_{j=1}^3 v_j = 0 \quad (\text{IV-6})$$

Par conséquent les tensions simples v_j s'écrivent:

$$[v] = U_{dc} [C] [S] \quad (\text{IV-7})$$

Avec: $[v] = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$, $[S] = [S_1 \ S_2 \ S_3]^T$

$[C]$ est dite matrice de connexion, définie par:

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV-8})$$

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

$$[v_{dq}] = [P(\theta)] [v]$$

$$[v_{dq}] = U_{dc} [P(\theta)] [C] [S] \quad (\text{IV-9})$$

Avec: $[v_{dq}] = [v_d \ v_q]^T$

Le courant i_{dc} à l'entrée de l'onduleur s'écrit :

$$i_{dc} = \sum_{j=1}^3 S_j(t) i_j(t) \quad (\text{IV-10})$$

Avec: $j = 1, 2, 3$

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 3 [11][17][21].

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 causé par les harmoniques dans la machine. Cependant l'augmentation de M conduit aussi à l'augmentation des pertes lié à la commutation dans le convertisseur.

L'apparition récente de transistors avec un temps de recouvrement très faible ($1 \mu\text{s}$), pour les moyennes puissances, nous autorise à utiliser des fréquences de fonctionnement maximales de plus en plus élevées [24]. Ce qui nous a permis de choisir $M = 21$ à 50 Hz , donc la fréquence de la porteuse est de 1.05 kHz . Le rapport cyclique R est relié à la fréquence des modulantes par le rapport $R/f = \text{Constante}$, afin de maintenir le flux statorique quasiment constant.

IV-2-3> Modèle numérique du système

Le modèle numérique du système global est régi par:

- Equations électriques sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr} \omega}{L_s} \\ -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr} \omega}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_f \end{bmatrix} \quad (IV-11)$$

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

- Equation mécanique:

$$\frac{d \omega}{dt} = \frac{P}{J} (- P M_{sr} i_{sd} i_{rq} - f \frac{\omega}{P} - C_r) \quad (IV-12)$$

- Tensions délivrées par l'onduleur:

$$[v_{dq}] = U_{dc} [P(\theta)] [C] [S] \quad (IV-13)$$

Avec: $[v_{dq}] = [v_d \quad v_q]^T$

La résolution numérique des équations différentielles du système associé à l'onduleur s'obtient par l'utilisation de l'algorithme de Runge-Kutta du quatrième ordre.

IV-2-4> Simulations

Pour évaluer les performances de la MSA munie des réglages classique et 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 figures (IV-4-a,b; IV-5-a,b) donnent les formes d'onde de l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, du courant et tension de phase statorique, de l'angle de commande, du courant d'excitation, de la valeur efficace du flux statorique et du courant d'entrée de l'onduleur, pour un démarrage à une référence de 800 tr/min et pour une variation de la charge ($C_n/2$ à C_n) tels que:

- les figures IV-4-a,b représentent le cas du réglage PI
- les figures IV-5-a,b représentent le cas du réglage d'état

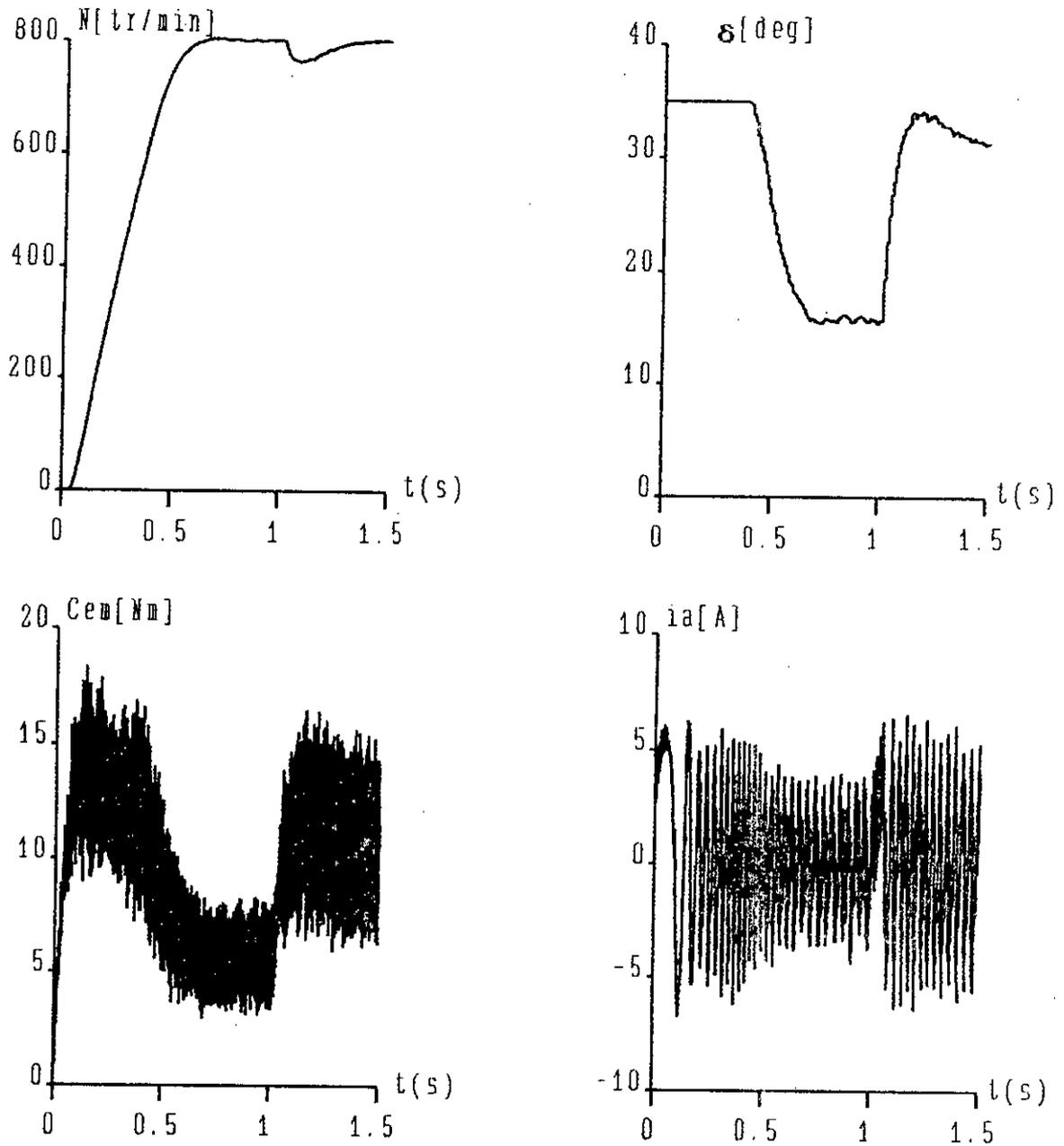


Figure IV-4-a: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble MLI-MSA alimentée par une source continu fixe, cas du réglage PI pour $N_r = 800$ tr/min et pour une variation de charge.

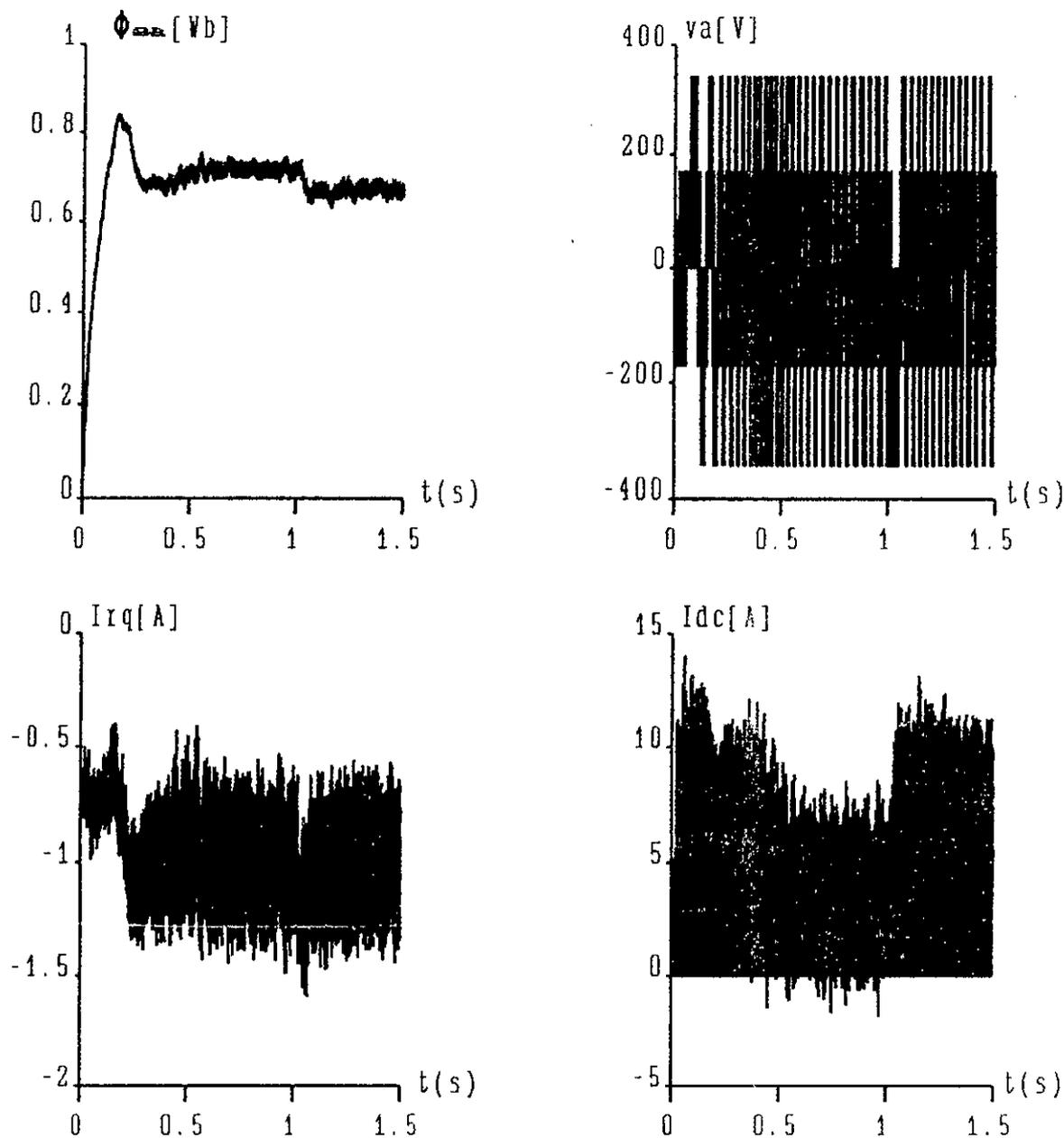


Figure IV-4-b: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble MLI-MSA alimentée par une source continue fixe, cas du réglage PI pour Nref=800 tr/min et pour une variation de charge.

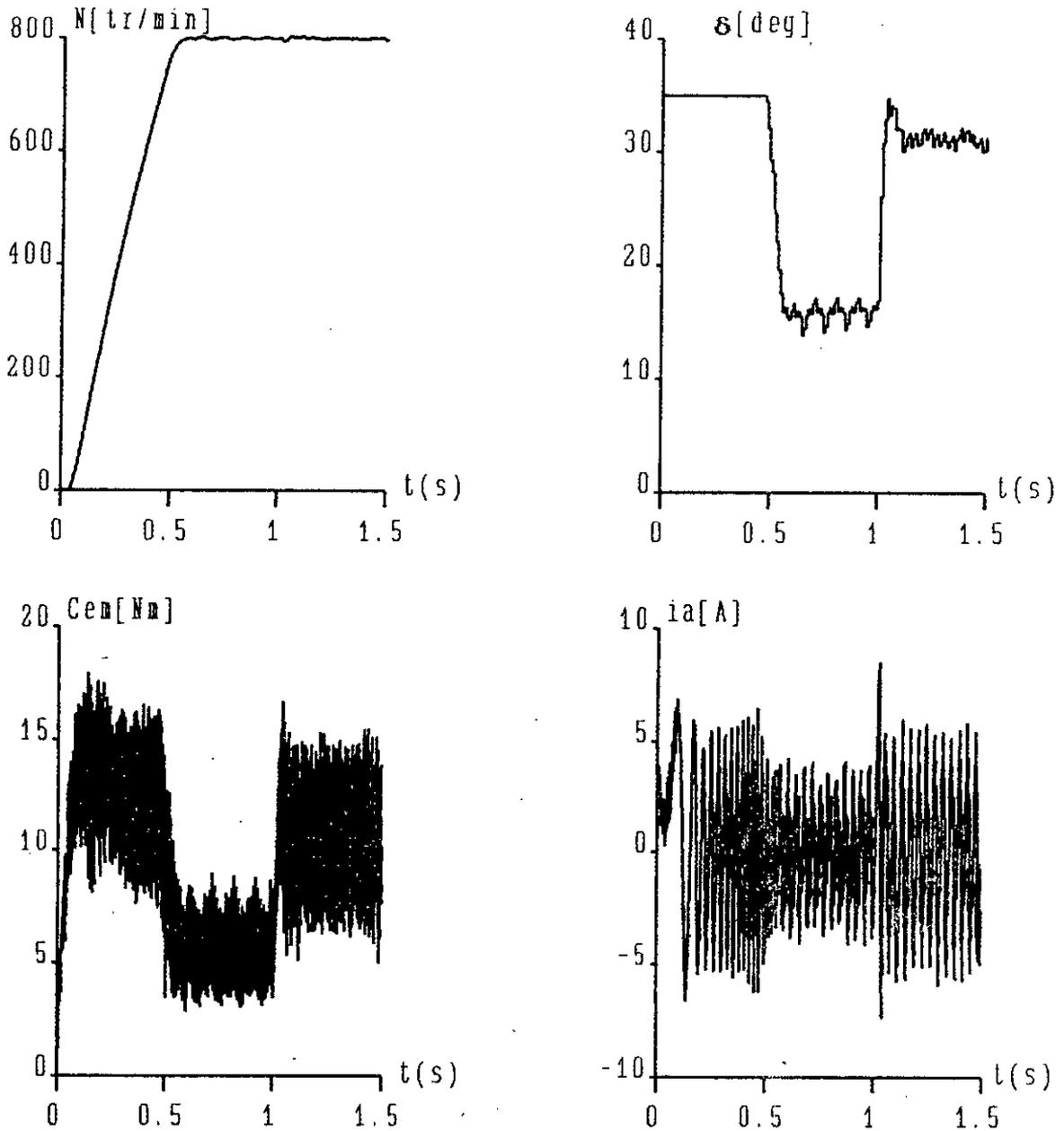


Figure IV-5-a: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble MLI-MSA alimentée par une source de tension fixe, cas du réglage d'état pour $N_{ref}=800$ tr/min et pour une variation de charge.

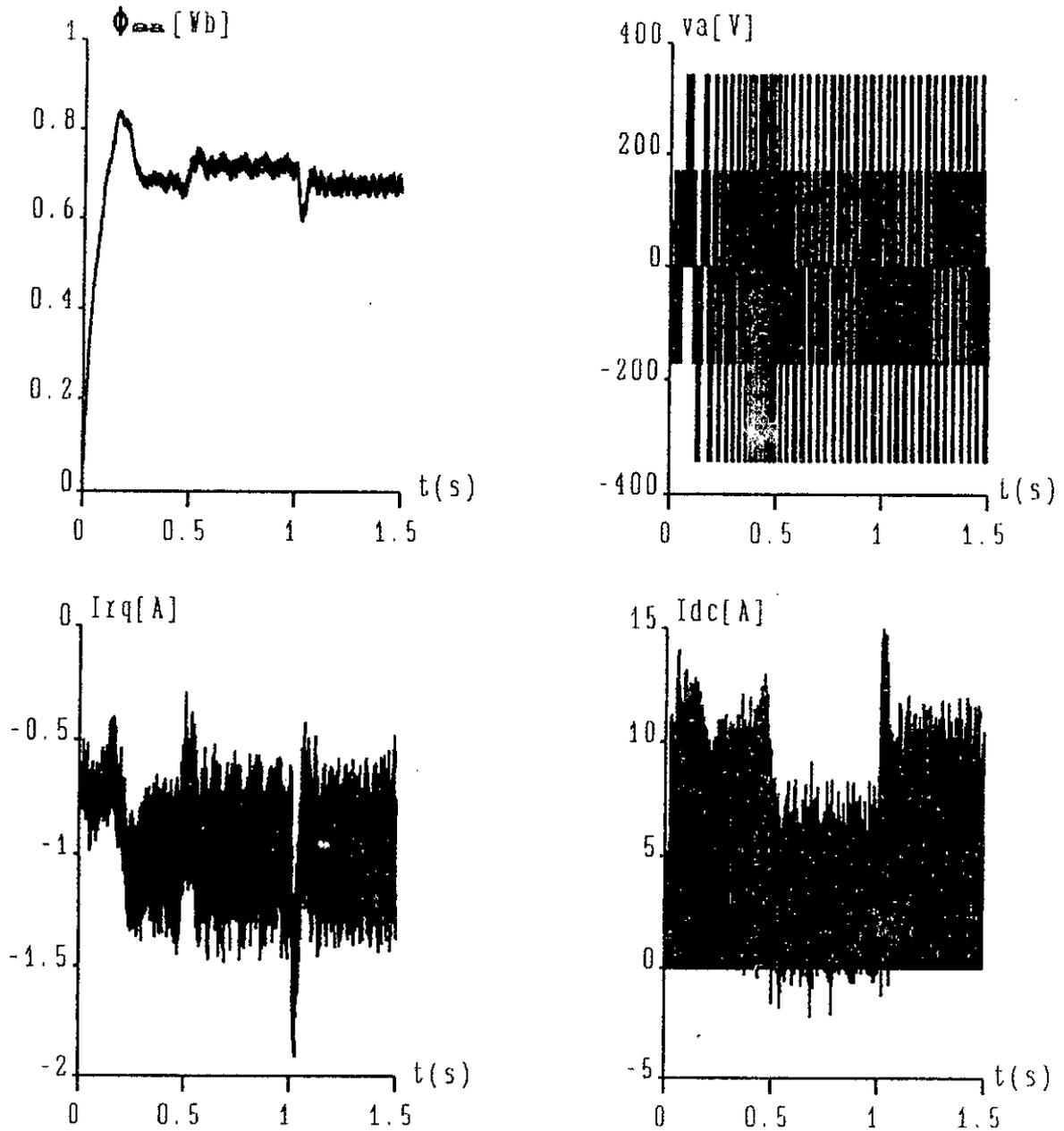


Figure IV-5-b: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble MLI-MSA alimenté par une source de tension fixe, cas du réglage d'état pour $N_{ref}=800$ tr/min et pour une variation de charge.

IV-3> ALIMENTATION PAR UN PONT REDRESSEUR A DIODES DE L'ENSEMBLE ONDULEUR MLI-MSA POUR LES DEUX REGLAGES

IV-3-1> Description

La figure (IV-6) présente le montage de principe de l'ensemble filtre- onduleur MLI- MSA alimenté par un redresseur à diodes, permettant de transformer la tension simple du réseau 220 V - 50 Hz en une tension continue de l'ordre de 515 V.

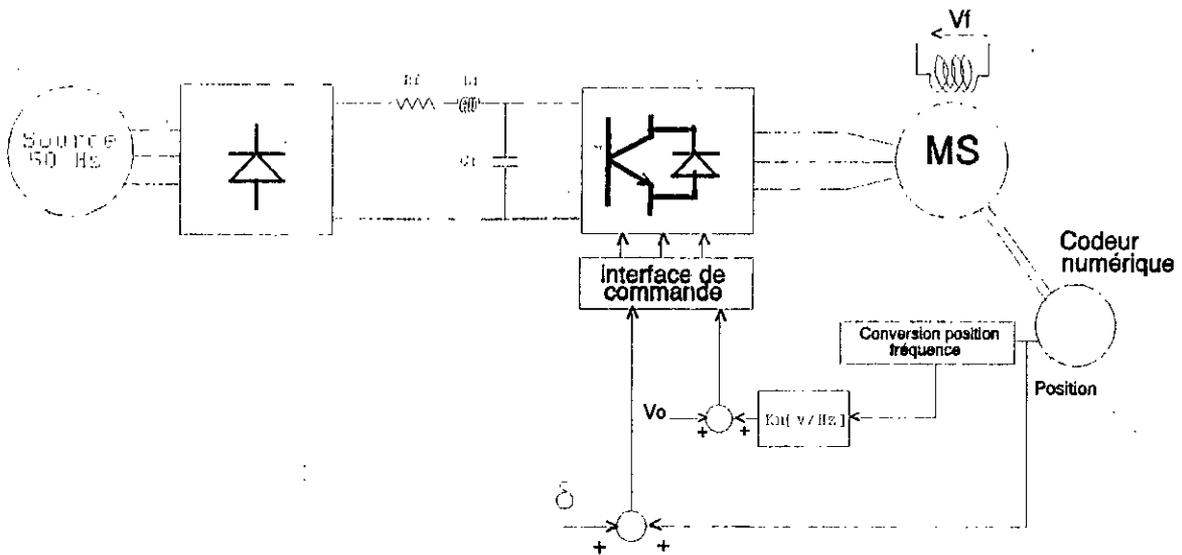


Figure IV-6: Schéma de principe du système d'association MLI-MSA alimenté par redresseur à travers un filtre (RLC).

VI-3-2> Description et modélisation de la source

La figure (VI-7) représente le schéma de principe d'un pont redresseur triphasé à diodes alimentant un filtre passif \$R_f\$, \$L_f\$ et \$C_f\$. Ce dernier permet de réduire les ondulations des grandeurs d'entrées \$u_{dc}\$ et \$i_{dc}\$.

Les diodes \$D_{pj}\$ et \$D_{nj}\$ sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associé une fonction logique de connexion \$D_{pj}\$ et \$D_{nj}\$ (\$j=1,2,3\$) définie comme suite [9][21]:

$$D_{yj} = \begin{cases} 1 & \text{si } v_{rj} \text{ est la plus positive} \\ 0 & \text{si } v_{rj} \text{ est la plus négative} \end{cases} \quad (IV-14)$$

Avec: \$y = p,n\$ et \$j = 1,2,3\$

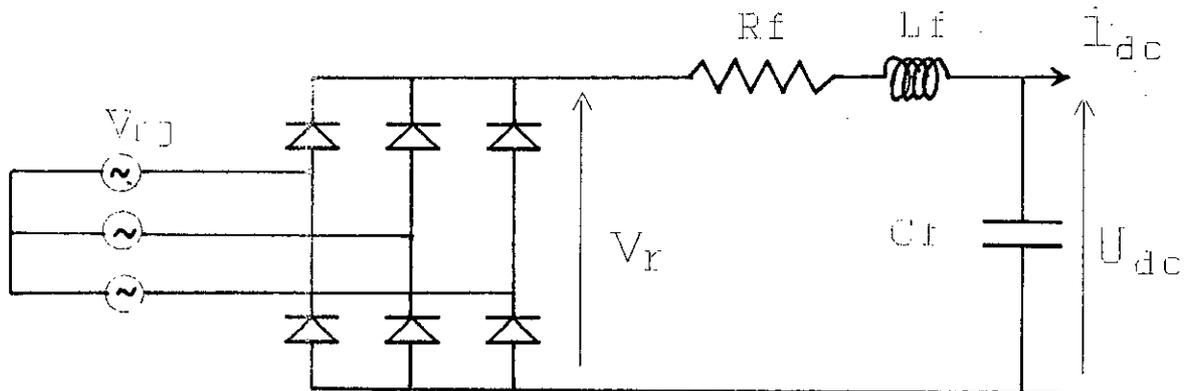


Figure IV-7 : Schéma d'un pont redresseur.

La tension redressée s'écrit:

$$v_r = (D_{p1} - D_{n1}) v_{r1} + (D_{p2} - D_{n2}) v_{r2} + (D_{p3} - D_{n3}) v_{r3} \quad (IV-15)$$

Les équations du filtre sont:

$$\begin{aligned} \frac{d i_r}{dt} &= (v_r - U_{dc} - R_f i_r) / L_f \\ \frac{d U_{dc}}{dt} &= (i_r - i_{dc}) / C_f \end{aligned} \quad (IV-16)$$

Afin de faciliter le filtrage des harmoniques d'ordre élevé provoquées par le 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 ait pas interaction entre les fréquences. La relation qui permet la détermination des paramètres du filtre s'écrit [9][17][21]:

$$L_f \omega_0^2 C_f > 1 \quad (IV-17)$$

Nous choisissons L_f et ω_0 , la capacité C_f peut être déterminée par la relation (IV-17). La résistance R_f est choisi de façon que l'établissement de la tension soit bien amortie.

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

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

IV-3-3> Simulations

Pour évaluer les performances de la MSA munie des réglages classique et d'état alimentée par un pont redresseur à diodes à travers un filtre et un onduleur de tension MLI, nous simulons en temps réel le fonctionnement global de l'ensemble.

Les figures (IV-8-a,b; IV-9-a,b) donnent les formes d'onde de l'évolution de la vitesse, du couple électromagnétique, du courant et tension de phase statorique, de l'angle de commande, du courant d'excitation, de la valeur efficace du flux statorique et du courant et tension d'entrée de l'onduleur et de la tension redressée, pour un démarrage à une référence de 800 tr/min et pour une variation de charge ($C_n/2$ à C_n) tels que:

- les figures IV-8-a,b représentent le cas du réglage PI
- les figures IV-9-a,b représentent le cas du réglage d'état

IV-4> COMPARAISON ET COMMENTAIRES

Nous notons que les résultats obtenus pour les deux alimentations (redresseur, source de tension constante) pour les deux types de réglages sont sensiblement identiques avec cependant une légère variation de l'amplitude de la tension simple. La capacité, qui est de valeur satisfaisante, permet de filtrer la tension redressée. Les harmoniques de courant sont réduits facilement par l'inductance de la machine.

L'onde du courant statorique, pour les deux alimentation, montre tout l'intérêt de la technique de modulation MLI, elle est assez proche de la forme sinusoïdale.

Les composantes harmoniques présentes dans les courants de phase provoquent une pulsation du couple autour de sa valeur moyenne, ainsi que pour le courant inducteur.

Le courant I_{dc} à l'entrée de l'onduleur présente des composantes négatives. Elles sont absorbées, par la capacité de filtrage C_f à travers les diodes de récupération.

IV-5> CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié, par le biais de la simulation, les caractéristiques dynamiques de la MSA, munie des deux réglages, associée à un onduleur de tension MLI et pour deux alimentations:

- source de tension continu fixe,
- redresseur.

Ces résultats montrent l'existence d'harmoniques dans l'onde courant, qui est l'origine des pulsations du couple. Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de l'ensemble puisqu'ils sont à haute fréquence.

Les performances obtenues pour les deux réglages sont sensiblement identiques pour ce qui est de la poursuite de la consigne, cependant le réglage d'état a donné de meilleurs performances pour ce qui est du rejet de la perturbation par rapport au réglage PI.

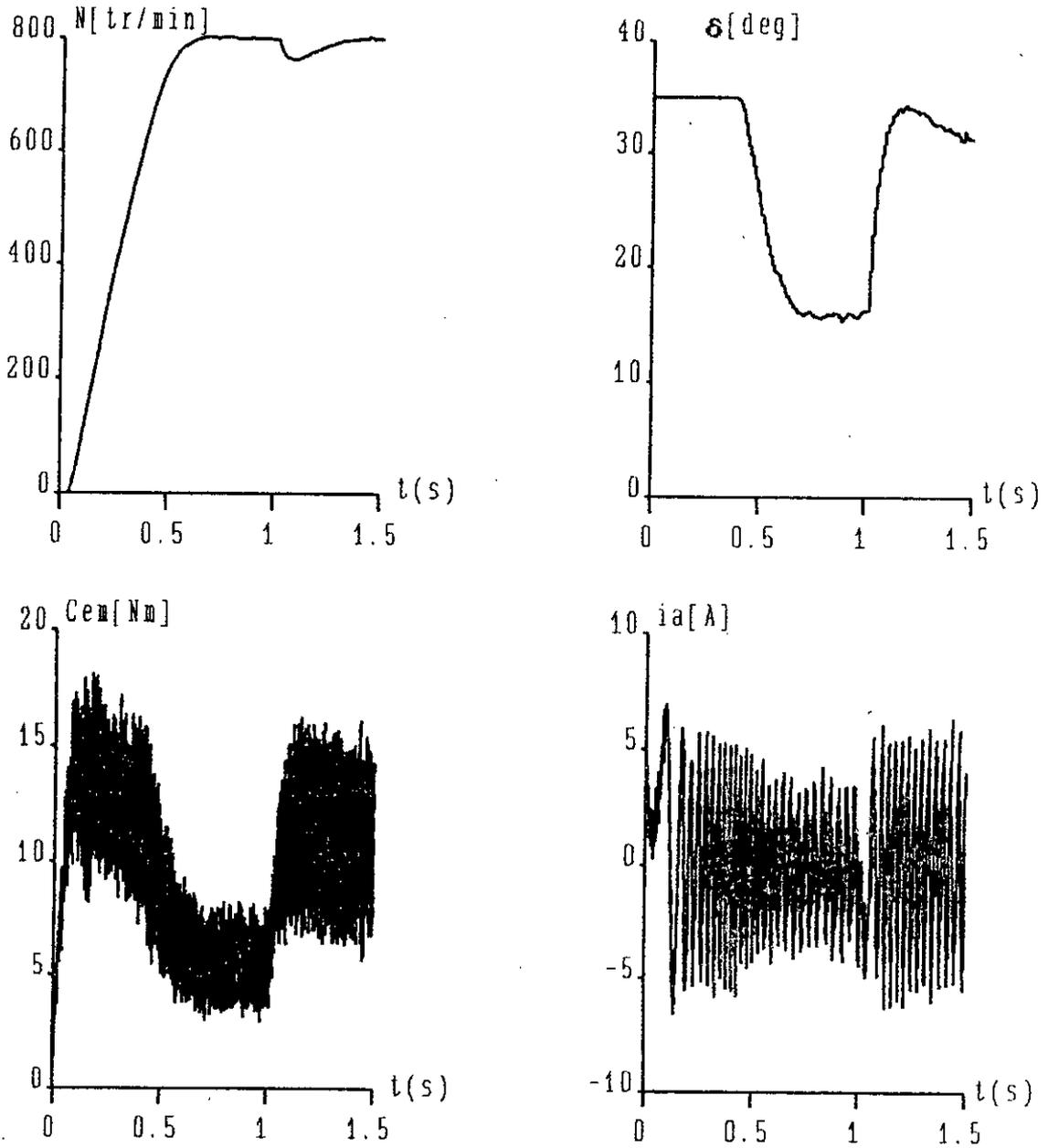


Figure IV-8-a: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble MLI-MSA alimentée par un pont redresseur-filtre, cas du réglage PI, pour $N_{ref}=800$ tr/min et pour une variation de charge.

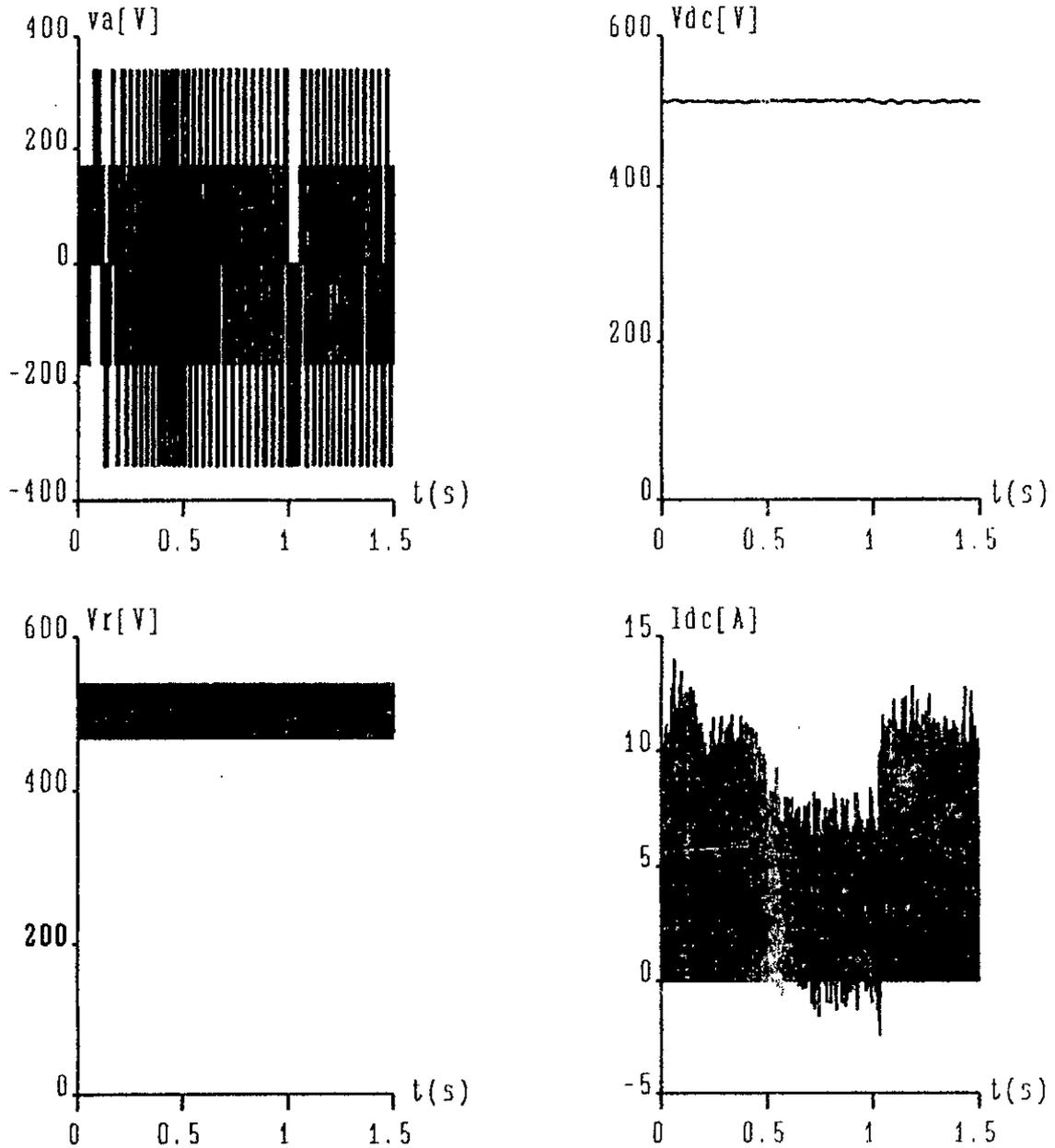


Figure IV-8-b: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble MLI-MSA alimentée par un pont redresseur-filtre, cas du réglage PI, pour $N_{ref}=800$ tr/min et pour une variation de charge.

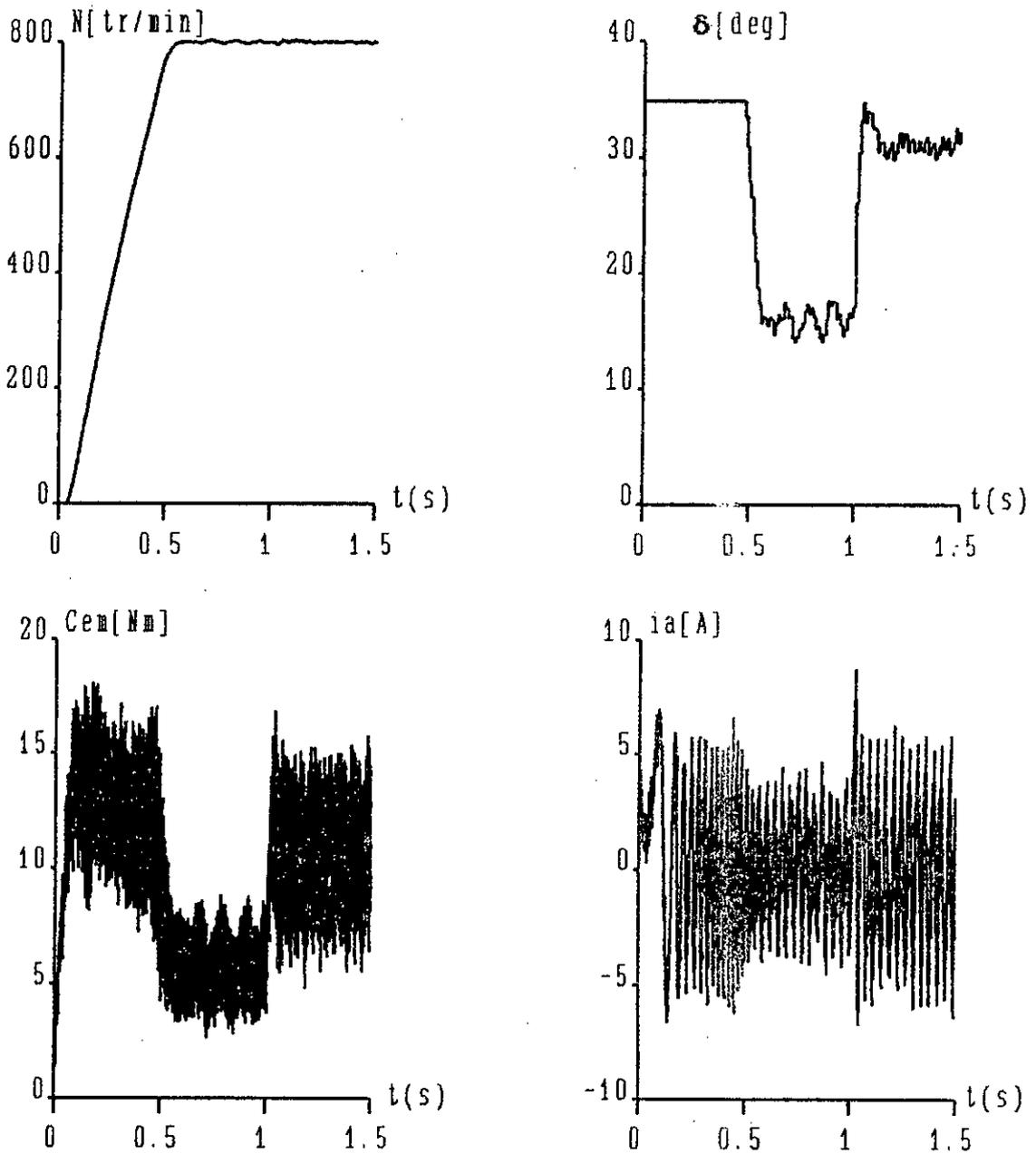


Figure IV-9-a: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble MLI-MSA alimentée par un pont redresseur-filtre, cas du réglage d'état, pour $N_{ref}=800$ tr/min et pour une variation de charge.

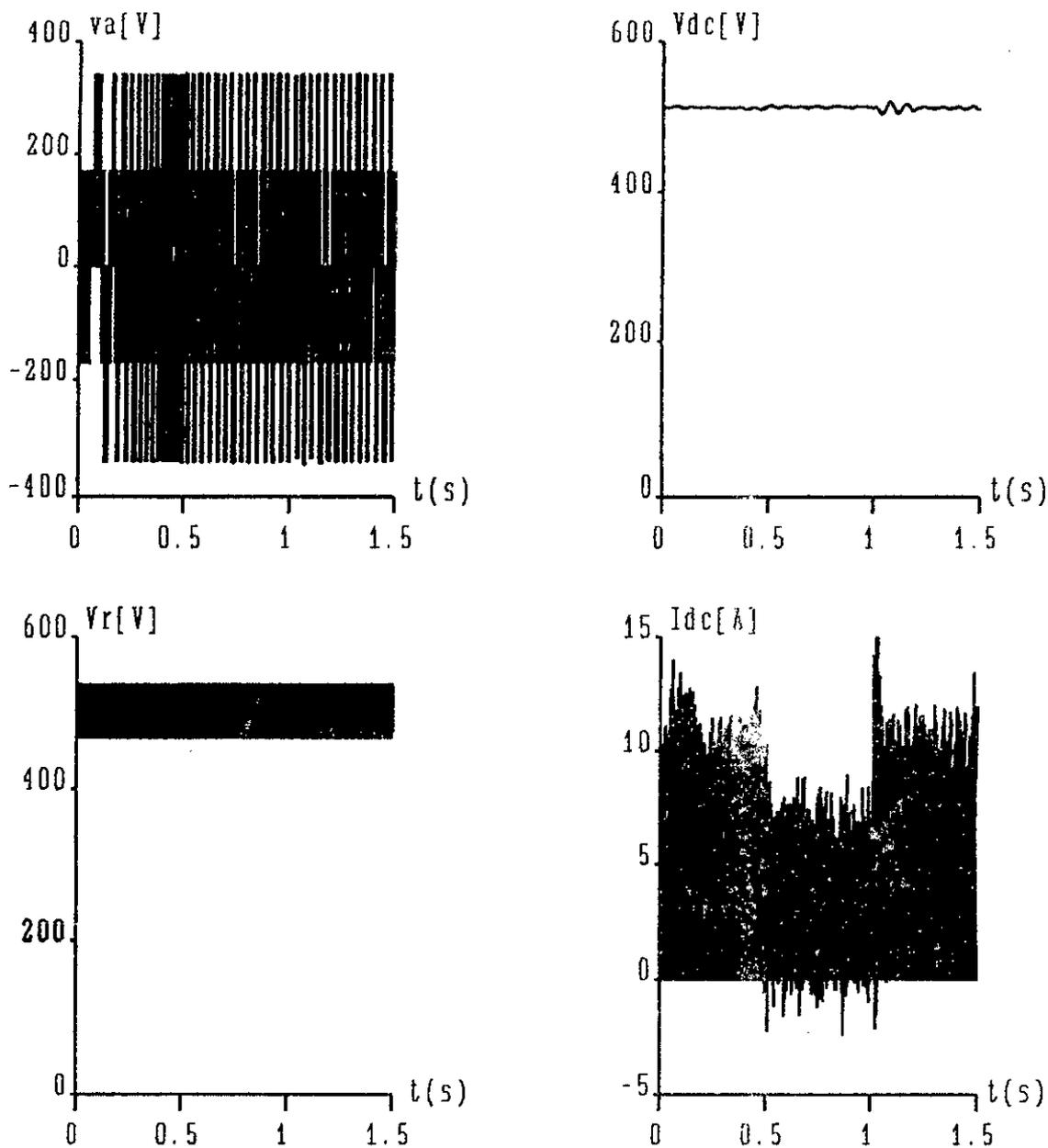


Figure IV-9-b: Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors du démarrage de l'ensemble MLI-MSA alimentée par un pont redresseur-filtre, cas du réglage d'état, pour $N_{ref}=800$ tr/min et pour une variation de charge.

Conclusion générale

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 apparaît les points suivants:
l'application du réglage d'état échantillonné à la commande de la MSA alimentée en tension, l'étude de la robustesse et la comparaison des performances du réglage d'état avec celle du régulateur numérique PI, et enfin, la simulation du système constitué de l'ensemble source d'alimentation-onduleur MLI-MSA pour deux types d'alimentations:

- source de courant continu 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 α , 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.

- Le réglage par régulateur numérique PI a permis de régler de façon satisfaisante le régime de poursuite, mais présente des faiblesses pour la prise en compte des perturbations notamment dans la plage des faibles vitesses.

- 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. Ce qui nous a conduit à opter vers l'adaptation des paramètres du réglage d'état.

Il apparaît aussi de nos résultats que le réglage d'état appliqué à la MSA présente une caractéristique importante qui est la robustesse des algorithmes de commande, non seulement vis à

vis des variations de charge, mais aussi vis à vis de la variation des paramètres de la machine. En effet, les résultats de la simulation montrent que le modèle linéarisé autour d'un point de fonctionnement est valable sur une grande plage de variation de la vitesse. Ce modèle destiné à la synthèse du réglage d'état, a conduit à des résultats satisfaisants, lorsque le modèle non linéaire est utilisé pour la simulation.

En outre, il est important de préciser que ce 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.

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 monovariable au réglage d'état multivariable, et au réglage d'état robuste.

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

Annexe

Caracteristiques de la machine utilisée

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

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.Lottly "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-sinusoidale: Etude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension", Thèse de Magister, ENP, Alger 1993.

OUVRAGES:

- [12] J.Lesenne & F.Notlet & G.Seguiet, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Tec et Doc Lavoisier 1981.
- [13] P.Barret, "Régime transitoire des machines tournantes"
- [14] H.Bühler, "Réglages échantillonnés; Vol.1: Traitement par la transformation en Z" Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [15] J.Chatelain, "Machines électriques" Vol.2, Dunod 1983.
- [16] H.Bühler, "Réglages échantillonnés; Vol.2: Traitement dans l'espace d'état" Presses Polytechniques Romandes, 1984.
- [17] F.Milsant & R.Chauprade, "Electronique de puissance: Commande des machines à courant alternatif", Vol.2, Eyrolles, 1984.
- [18] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives " Prentice-Hall, 1986.
- [19] P.C.Krause, "Analysis of electric machinery", Mc Graw-Hill international Editions 1987.
- [20] H.Bühler, "Conception de système automatiques" Presses Polytechniques Romandes, 1988.
- [21] G.Seguiet & F.Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance: La conversion continu-alternatif", Tome.4, Tec et Doc Lavoisier 1989.
- [22] B.De Fémel, "Variation de vitesse des machines à courants alternatif", Cours photocopié, INP Toulouse 1989.
- [23] K.J.Aström & B.Wittenmark, "Computer-controlled systems", Prentice-Hall International Editions, 1990.

- [24] W.Leonhard, "Control of electrical drives", Springer Verlag 1990.

ARTICLES:

- [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] J.Faucher & M.GrandPierre, "Analysis of autopiloted converter fed reluctance motors, a comparaisn between current source and voltage source feedings". MotorCon september 1982 Proceedings.
- [27] P.C.Sen & C.Nmuduri, "Digital simulation of an inverter-fed self controlled synchronous motor. IEEE Trans Vol IE-34 N°2, May 1987.
- [28] R.Perret, "La machine synchrone autopilotée", Journée d'électronique de puissance E.P.C, Université Blaise Pascal, Clermont-Ferrand 1987.
- [29] S.Y.Hui & H.R.Bolton, "Microcomputer controlled synchronous motor drives. Electric machines and power systems, N°12 1987.
- [30] T.H.Liu & all, "Microprocessor-based controlled design and simulation for permanent magnet synchronous motor drive ", IEE Vol IE-35 N°4, Nov 1988.
- [31] B.K.Bose & P.M.Szezesny, "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machine drive system for electric vehicule propulsion", IEEE Vol IE-35 N°4, Nov 1988.
- [32] B.Dagues & all, "Simulation generation based on Sosie methodology application to simultion of converter-machine- control set", IMACS-TC1'90, Nancy 1990.
- [33] D.Brown & P.D.Evans, "Simulation of brushless DC drives", IEE Proceedings vol 137 Pt N°5 sep 1990.
- [34] H.Burzanowska & P.Pohjalainen, "Modelling and simulation of PWM inverter-fed variable speed Motor drive", IMACS-TC1'90 Nancy.
- [35] 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.
- [36] P.C.Sen, "Electric motor drives and control-Past, Présente and Future", IEEE trans vol IE-37 N°6 Dec 1990.

- [37] K.Jelassi & all, "Etude comparative des techniques MLI destinées à l'alimentation en tension des variateurs asynchrones", JTEA Tunis, Janvier 1992.
- [38] B.Robyns, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones". Séminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable, Rabat, Avril 1992.
- [39] M.F.Khène, M.S.Boucherit & L.Nezli, " Simulation study of a cascade state-feedback control of a CSI-SCSM", IMACS-PC1'93 Montréal-Canada, July 1993.
- [40] 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.
- [41] 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.
- [42] 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.
- [43] 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.