

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

Ecole Nationale Polytechnique

DER de Génie Electrique & Informatique

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكنية
Ecole Nationale Polytechnique

Pour l'obtention du Diplôme de
Magistère en Automatique

MAGISTER EN AUTOMATIQUE

Présentée par

Amirouche NAIT SEGHIR

Ingénieur d'Etat en Automatique de L'ENP

IDENTIFICATION ET COMMANDE ADAPTATIVE D'UNE MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE ALIMENTEE PAR ONDULEUR DE TENSION

Soutenue publiquement en Juillet 1997 devant le jury composé de:

MM. A. HELLAL
M.S. BOUCHERIT
L. NEZLI
F. BOUDJEMA
D. BOUKHETALA
B. HEMICI

Maître de Conférences, ENP
Maître de Conférences, ENP
Chargé de Cours, ENP
Maître de Conférences, ENP
Chargé de Cours, ENP
Chargé de Cours, ENP

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examinateur
Examinateur
Examinateur

1944

Je dédie cette thèse

*à ma mère son amour et sa générosité
ont été à l'origine de ma réussite
à mes soeurs et frères
à toute ma famille
à toi Mohamed à qui je dois beaucoup,
je te souhaite une vie heureuse avec ta fiancée Nora
à vous Kamel et Loucif mes amis pour toujours,
je vous serais éternellement reconnaissant
à toi...*

AVANT-PROPOS

Je tiens à remercier très chaleureusement **M. M.S. BOUCHERIT**, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique, qui a été à l'origine de ce travail, pour la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.

Je remercie Monsieur **L. NEZLI** Chargé de Cours à l'E.N.P, Codirecteur de Thèse, pour son souci de voir ce travail achevé. Qu'il trouve ici ma profonde reconnaissance.

Je tiens à exprimer mes remerciements à toutes les personnes qui ont accepté de faire partie du jury d'examen:

J'exprime ma vive gratitude à Monsieur **A. HELLAL**, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.

Que Monsieur **F. BOUDJEMA**, Maître de Conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique, trouve ici ma respectueuse gratitude pour avoir bien voulu examiner ce travail en acceptant de siéger dans ce jury.

Je tiens à remercier également Monsieur **D. BOUKHETALA**, Chargé de Cours à l'E.N.P, pour l'assistance qu'il m'a témoignée tout au long de ce travail et pour avoir accepté de siéger dans le jury comme examinateur. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde sympathie.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **B. HEMICI** Chargé de Cours à l'E.N.P, d'avoir accepté de faire partie de ce jury. Qu'il trouve ici ma respectueuse gratitude.

J'exprime ma reconnaissance à tous les Enseignants qui ont contribué à ma formation, sans oublier MM. **Rachid IBTIOUEN** et **Omar TOUHAMI** pour leur impatience de me voir soutenir. Qu'ils trouvent ici l'expression de ma profonde gratitude.

Mes remerciements vont tout particulièrement à mes collègues et amis **Aziz BOUZIDA** à qui je souhaite une réussite, **Said TOUATI**, **Malik LOUDINI** et **Youcef OUAZIR** qui par la bonne ambiance qu'ils ont su créer et leur sympathie ont donné un sens aux années qu'on a passées ensemble. Je ne saurais oublier **Nouredine BALI** et **Lakhdar GUENFAF** pour leur soutien, encouragements et surtout pour leur impatience à voir ce travail terminé. Que tous mes collègues de l'Institut des Techniciens Supérieurs: **Nadia KHALECHE**, **Rabia GUEDOUANI**, **Amina HAMIMI** et **Saida GUERBAS** trouvent ici un témoignage amical pour leur soutien et leur amitié.

Ce travail doit également beaucoup au personnel de la Bibliothèque de l'E.N.P. qui par leur dévouement et compréhension m'ont aidé, qu'il trouvent ici le témoignage de ma reconnaissance et surtout qu'ils m'excusent de n'avoir pu tous les citer nominativement.

Je remercie de façon toute particulière MM: **Azzedine REKKAB**, Directeur de la scolarité de l'ITS-USTHB et **Mohamed DJOUADI**, Directeur du centre de calcul de l'USTHB ainsi que **Mustapha AMOURI** pour l'aide qu'ils m'ont apportée au cour de l'impression de ce mémoire.

Dans le souci de n'oublier personne, que tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, que ce soit par leur amitié, leurs conseils ou leur soutien moral et matériel, trouvent dans ces quelques lignes l'expression de ma profonde gratitude.

C_{em}	:couple électromagnétique.
C_r	:couple de charge résistant extérieur.
J	:moment d'inertie des parties tournantes de la machine synchrone.
ω	:pulsation électrique.
Ω	:vitesse angulaire mécanique. ($\omega=P.\Omega$)
P	:nombre de paires de pôles.
V_o	:tension initiale d'alimentation au démarrage.
V_f	:tension d'excitation.
V_{sd}, V_{sq}	:tensions statoriques dans l'axe direct et transverse.
I_{sd}, I_{sq}	:courants statoriques dans l'axe direct et transverse.
I_{rq}	:courant rotorique suivant l'axe en quadrature.
Φ_{sd}, Φ_{sq}	:flux statoriques dans l'axe direct et transverse.
R_s, R_r	:résistances des enroulements statorique et rotorique.
δ	:angle de calage interne de la machine entre la f.e.m induite et la tension d'alimentation.
L_s, L_r	:inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
M_{sr}	:inductance mutuelle cyclique stator/rotor.
f	:coefficient de frottement visqueux.
σ	:coefficient de dispersion de Blondel.
s	:opérateur de Laplace
$T(s)$:fonction de transfert
$T(q^{-1})$:opérateur de transfert
T_e	:période d'échantillonnage
t	:temps continu
k	:temps discret
q^{-1}	:opérateur retard
d	:retard du système échantillonné
$\theta(k)$:vecteur des paramètres à l'instant k
$\hat{\theta}(k)$:vecteur des paramètres estimés
$\phi(k)$:vecteur des mesures ou d'observation
λ	:facteur d'oubli
ρ	:gain initial d'adaptation
e	:erreur quadratique
e_{rms}	:erreur quadratique moyenne

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	<i>Page</i> 1
------------------------------------	------------------

CHAPITRE -I-

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

I.1 INTRODUCTION	4
I.2 DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	5
I.3 LE FONCTIONNEMENT AUTOPILOTE	5
I.4 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE	6
I.4.1 Hypothèses de travail	6
I.4.2 Transformation des coordonnées	6
I.4.3 Modèle dynamique de la machine	7
I.5 REPRESENTATION PAR FONCTION DE TRANSFERT	10
I.5.1 Linéarisation des équations	10
I.5.2 Représentation par fonction de transfert des variations des grandeurs de la machine	12
I.6 ETUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT	13
I.7 CARACTERISTIQUES STATIQUES DU VARIATEUR	13
I.8 CONCLUSION	16

CHAPITRE -II-

IDENTIFICATION DYNAMIQUE DU VARIATEUR DE VITESSE

II.1 INTRODUCTION	17
II.2 REPRESENTATION DU PROCEDE	18
II.3 ETAPES DE MODELISATION PARAMETRIQUE	19
II.4 PROBLEMES DE L'IDENTIFICATION	19
II.4.1 Choix de la période d'échantillonnage	19
II.4.2 Choix des signaux d'excitation	20

II.5 IDENTIFICATION DYNAMIQUE HORS LIGNE	20
II.6 ESTIMATION EN LIGNE DES PARAMETRES	21
II.6.1 Introduction	21
II.6.2 Principe de l'identification paramétrique	21
II.6.3 Algorithme des moindres carrés récursifs (MCR)	22
II.6.4 Algorithme du gradient	25
II.7 ESTIMATION DANS LE CAS STOCHASTIQUE	26
II.8 TEST D'IDENTIFICATION ET VALIDATION DU MODELE	26
II.9 APPLICATION AU VARIATEUR DE VITESSE	27
II.9.1 Structure du modèle	27
II.9.2 Modèle linéaire du variateur	28
II.9.3 Résultats d'identification	28
II.9.3.1 Identification d'un modèle du courant	29
II.9.3.2 Identification d'un modèle de vitesse $\Delta w/\Delta\delta$	38
II.10 CONCLUSION	42

CHAPITRE -III-

COMMANDE ADAPTATIVE DE LA MACHINE SYNCHRONE

III.1 INTRODUCTION	43
III.2 DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE ADAPTATIVE	44
III.2.1 Commande adaptative à modèle de référence	44
III.2.2 Commande auto-ajustable	46
III.3 COMMANDE AUTO-AJUSTABLE A VARIANCE MINIMALE	47
III.3.1 Introduction	47
III.3.2 Synthèse d'un régulateur auto-ajustable à variance minimale implicite	48
III.3.3 Algorithme auto-ajustable implicite	50
III.4 COMMANDE ADAPTATIVE A ERREUR DE PREDICTION MINIMALE	51
III.4.1 Introduction	51
III.4.2 Synthèse de la loi de commande	51
III.4.3 Commande à erreur de prédiction minimale pondérée	53
III.5 APPLICATION A LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE	54
III.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION	55
III.7 CONCLUSION	74

CHAPITRE -IV-

COMMANDE DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MLI-MACHINE SYNCHRONE

IV.1 INTRODUCTION	75
IV.2 DESCRIPTION DE L'ALIMENTATION	76
IV.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR M.L.I	76
IV.3.1 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur	76
IV.3.2 Modèle de commande de l'onduleur	77
IV.3.3 Stratégie de commande de l'onduleur	79
IV.3.3.1 <i>Introduction</i>	79
IV.3.3.2 <i>Triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel</i>	79
IV.4 RESULTATS DE SIMULATION	81
IV.5 CONCLUSION	82
 CONCLUSION GENERALE	 93
ANNEXE	95
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	96

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'application des machines synchrones dans le domaine des entraînements à vitesse variable était limitée à des systèmes à puissance élevée (broyeurs et laminoirs). Une limitation qui est due essentiellement au coût élevé de ces variateurs, puisqu'ils doivent être alimentés par des convertisseurs de fréquence [LAJ91]. De nos jours, ces machines sont de plus en plus utilisées dans les moyennes et faibles puissances grâce au développement de l'électronique de puissance adaptée aux exigences industrielles et aux importants progrès des techniques numériques. Par conséquent, la combinaison "machine-électronique de puissance" a trouvé de nombreuses applications dans des domaines variés tels que la robotique et les machines outils. D'une manière générale, ces variateurs remplacent de plus en plus le moteur à courant continu. Ce dernier a fait, jusqu'à il y a quelques années, l'objet de la majorité sinon de toutes les applications de faible puissance à vitesse variable, car étant le mieux adapté particulièrement pour les asservissements [BER89].

La commande des machines électriques est l'un des domaines dans lequel les contrôleurs analogiques conventionnels sont largement utilisés jusqu'à très récemment dans les milieux industriels. Ces compensateurs (PI et/ou PID) sont insuffisants pour répondre aux exigences des besoins industriels et faire face aux non-linéarités que présentent ces variateurs. Ils sont sujet à une détérioration des performances en présence de perturbations structurelles et/ou environnementales, dues par exemple, à une augmentation de température, saturation magnétique, variation de l'inertie ou du couple de charge, type d'alimentation et autres. Pour surmonter cette détérioration, l'utilisation de régulateurs plus performants permettant de pallier à ces imperfections semble nécessaire [ROB94].

On assiste, ces dernières années, à une grande tendance vers l'application des techniques modernes de l'automatique aux machines électriques [BOU91],[KET92],[SAB93],[DEF94]. L'utilisation des commandes vectorielle et par retour d'état, a montré de bonnes performances [SIE88],[BOU94]. Néanmoins, ces performances restent bien souvent limitées en raison de la complexité des systèmes en question (non linéarité, variation des paramètres,...). Afin d'outre passer ces problèmes, dans le souci d'améliorer les performances, l'utilisation d'une commande qui permettra de faire l'ajustement automatique du régulateur en fonction d'éventuels changements dans la dynamique du système, s'avère nécessaire. Ceci peut être obtenu par la commande adaptative [NAI84],[NAI87],[KUM86],[FU 91],[YAN93].

Beaucoup d'importance a été accordée à cet axe, depuis que les contrôleurs adaptatifs sont facilement implémentables grâce à l'évolution de la micro-électronique. Cette commande est bien adaptée pour résoudre les problèmes cités et maintenir les performances désirées. Elle concerne la commande des systèmes en présence des incertitudes, perturbations structurelles, et variations environnementales. Ce système de commande a été déjà utilisé dans de nombreuses applications liées aux machines électriques [BAL83],[BRI83],[BRI85]. Aussi dans le milieu industriel comme les machines à papier [CHA87].

Les régulateurs auto-ajustables sont un type parmi d'autres de commande adaptative caractérisés par la présence d'une boucle d'identification en ligne. D'ou l'intérêt qu'il faut porter à cette boucle. Ce type de commande est très répandu en raison de sa flexibilité concernant d'une part, le choix de la méthodologie de conception du régulateur (critère quadratique, variance minimale,...) et d'autre part, le choix de l'algorithme d'identification (moindres carrés récursifs, maximum de vraisemblance,...).

C'est dans ce contexte que se situent les travaux exposés dans cette thèse. L'objectif de notre travail est de présenter, en première partie, une méthodologie pour l'identification de modèles discrets de type entrées-sorties décrivant le comportement dynamique du variateur. La seconde partie traite de l'application de la commande auto-adaptative basée sur ces modèles, pour commander en vitesse le variateur. Nous nous sommes intéressés successivement, à la commande auto-ajustable à variance minimale généralisée [BAL86],[DJE94a] et à la commande à erreur de prédiction minimale [GOO84],[NAI96]. L'approche adoptée pour ces techniques est directe. Pour chaque commande, les performances du système ont été évaluées pour différents points de fonctionnement du variateur. Nous nous sommes également penchés sur la robustesse de ces commandes vis-à-vis des variations des paramètres physiques de la machine.

Le variateur de vitesse que nous étudions, est constitué par une machine synchrone à rotor bobiné fonctionnant en autopilotage et alimentée par un convertisseur statique (onduleur de tension). Dans le cas considéré, le système globale n'utilise pas une régulation pour le courant absorbé. Le contrôle de celui-ci est effectué indirectement par une loi tension-fréquence.

Ce travail est organisé de la manière suivante:

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone autopilotée en vu de sa commande. L'élaboration analytique du modèle de connaissance, a été effectuée en se basant sur certaines hypothèses simplificatrices. Une formulation linéarisée par fonction de transfert a été présentée. Cette formulation nous a permis de voir la représentation entrée-sortie

de quelques grandeurs de la machine. L'étude au régime permanent, de la machine, présente quelques caractéristiques statiques en fonction de la grandeur de commande choisie.

L'aspect identification des modèles entrées-sorties, caractérisant la dynamique des grandeurs de la machine, a été abordé dans le second chapitre. Comme la commande envisagée nécessite une identification en ligne de modèle linéaire, nous nous sommes intéressés à l'identification récursive en présentant deux algorithmes à savoir celui du gradient et les moindres carrés récursifs.

Après avoir présenté d'une manière générale la commande adaptative et ses différentes approches, le troisième chapitre traite de l'analyse puis de l'application des stratégies évoquées au variateur de vitesse.

La dernière partie de notre travail, a été consacré à la commande de l'association onduleur de tension - machine synchrone autopilotée. Nous nous sommes intéressés à l'effet de l'onduleur sur la qualité de la commande et de réglage en tenant compte des limitations technologiques imposées par celui-ci. Les performances des techniques développées au troisième chapitre, ont été testées. L'aspect robustesse vis-à-vis des variations imprévues dans les paramètres physiques ou les signaux d'entrée du système a été également revu.

CHAPITRE

-I-

MODELISATION

DE LA

MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE

I.1 INTRODUCTION

L'alimentation de la machine synchrone par un groupe redresseur-onduleur est une des méthodes d'entraînement à vitesse variable qui s'est développée ces dernières années, principalement dans le domaine des grandes puissances [LED81]. Cette association machine tournante-convertisseur statique a pour avantage essentiel de permettre l'obtention de vitesses de rotation variables dans une large plage [LAJ91]. Ceci est dû au passage par l'étape intermédiaire à courant continu qui permet le découplage entre la fréquence du réseau d'alimentation et celle de la sortie du convertisseur.

Dans les applications d'entraînement à vitesse variable, il est nécessaire de modéliser convenablement tout l'ensemble du système dont la machine synchrone est un élément majeur. La phase de modélisation est destinée à définir un modèle suffisamment fin pour décrire au mieux le comportement du procédé.

I.2 DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le système de puissance (Figure I.1) est composé d'une machine synchrone à inducteur bobiné, à pôles lisses, sans amortisseurs, et d'un pont à thyristors fonctionnant en onduleur et alimentant les phases statoriques de la machine [FAD88],[RIE85]. La commande du convertisseur est réalisée par le générateur d'impulsions moyennant un capteur de la position du rotor à chaque instant. Cette commande est conçue de manière à imposer une tension alternative dans les enroulements statoriques de la machine. C'est le dispositif d'autopilotage de la machine.

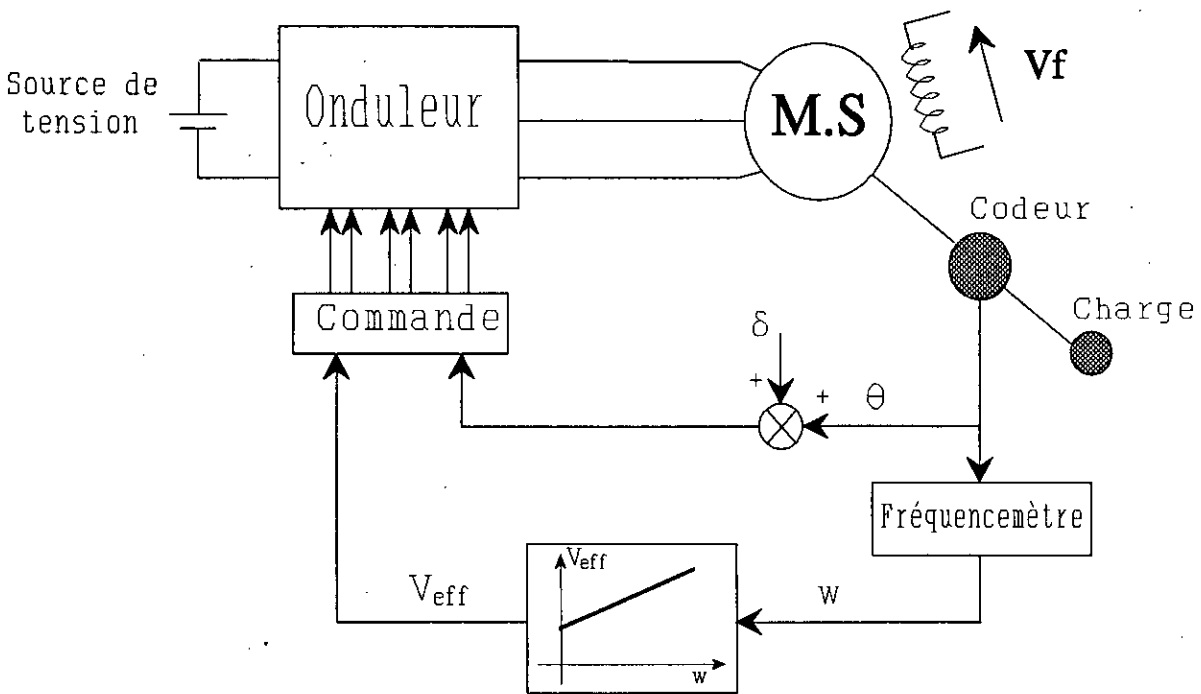


Figure I.1 Schéma de principe du variateur.

I.3 LE FONCTIONNEMENT AUTOPILOTE

Les machines ne se conçoivent plus indépendamment de leur alimentation; le fonctionnement autopiloté supprime la commutation mécanique et permet d'obtenir la variation de vitesse [BER89],[LAJ91].

La procédure d'autopilotage caractérise le principe qui consiste à lier la fréquence d'alimentation à la vitesse de rotation. La phase entre courant d'alimentation et f.e.m étant imposée de façon à assurer un contrôle rigoureux du couple. Ce qui permet de palier les problèmes d'instabilité. La boucle qui permet ce mode de fonctionnement est composée:

- d'un convertisseur statique qui permet de réaliser une fréquence d'alimentation variable.
- d'une logique de commande qui permet de déterminer les séquences d'alimentation à partir de la position du rotor.

Le dispositif ainsi constitué est appelé: machine synchrone autopilotée car elle définit elle même sa fréquence d'alimentation [PER87].

I.4 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE

La détermination des équations de la machine synchrone, compte tenu de certaines hypothèses simplificatrices, est traitée en détail dans plusieurs ouvrages [CHA83]. Dans le cadre de ce travail, nous nous limitons à rappeler les équations essentielles de la machine synchrone et de son alimentation.

I.4.1 Hypothèses de travail

Pour établir le modèle du variateur, nous considérons les hypothèses suivantes:

- Les phénomènes de saturation du circuit magnétique seront négligés, de même que les harmoniques d'espace dans la machine synchrone.
- L'onduleur est alimenté par une source de tension continue parfaite.
- Les thyristors seront assimilés à des interrupteurs parfaits.
- L'inducteur de la machine sera supposé alimenté par une tension constante V_f .
- L'onduleur est considéré comme source parfaite.

I.4.2 Transformation des coordonnées

Les équations qui décrivent le comportement de la machine se simplifient si l'on remplace les enroulements triphasés fixes par rapport au stator par des enroulements biphasés équivalents solidaires du rotor [RIE85],[CHA83]. La machine synchrone peut être représentée schématiquement, moyennant cette transformation, par le diagramme vectoriel de la figure I.2.

Les relations qui permettent de déterminer les grandeurs statoriques représentées dans le référentiel tournant avec le rotor (d,q), à partir des grandeurs statoriques repérées dans le référentiel fixe triphasé (a,b,c) sont [CHA83]:

$$\begin{aligned} [X_{dq}] &= [A][X_{abc}] \\ [X_{abc}] &= [A]^{-1}[X_{dq}] \end{aligned} \tag{I.1}$$

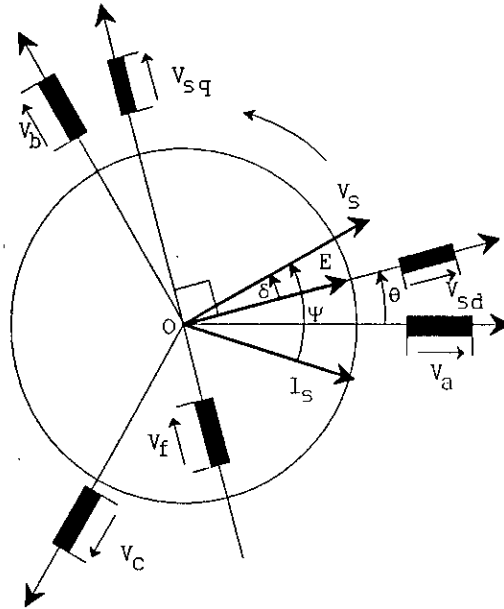


Figure 1.2 Diagramme vectoriel de la machine

où la matrice transformation A est donnée par:

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

avec $\theta_e = \omega t - \delta$ est la position angulaire et X désignant le vecteur tension ou courant.

Cette transformation est communément appelée: transformation de **Park**. Le plan (d,q) offre à la commande une simplicité et une supériorité par rapport au plan (a,b,c) [DJE94b].

I.4.3 Modèle dynamique de la machine

L'utilisation de la transformée de Park permet d'obtenir un système d'équations non linéaires de la machine dans le plan (d,q). Dans le référentiel tournant lié au rotor, le modèle dynamique de la machine synchrone est décrit par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} &= V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega \Phi_{sq} \\ \frac{d\Phi_{sq}}{dt} &= V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega \Phi_{sd} \end{aligned} \quad (I.2)$$

Pour le circuit d'excitation, l'équation est:

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -V_f - R_r i_{rq} \quad (I.3)$$

L'équation du mouvement est donnée par:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{-f}{J} \Omega + \frac{1}{J} (C_{em} - C_r) \quad (I.4)$$

où le couple électromagnétique développé est:

$$C_{em} = P (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (I.5)$$

P désigne le nombre de paire de pôles et $\Omega = \omega/P$.

Les équations du système sont exprimées à l'aide des courants i_{sd} , i_{sq} et i_{rq} en éliminant les flux, car les courants peuvent être facilement mesurés. Les relations liant les flux aux courants sont données par l'expression matricielle suivante:

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

Comme il a été indiqué dans les hypothèses de travail, pour cette étude nous n'allons pas considérer la modélisation du redresseur et de l'onduleur. Par conséquent, les tensions alimentant la machine sont sinusoïdales et sont données par:

$$V_{sd} = \sqrt{3} V_{ef} \cos \delta$$

$$V_{sq} = \sqrt{3} V_{ef} \sin \delta$$

où V_{ef} désigne la tension efficace d'alimentation de la machine calculée pour garantir le rapport tension/fréquence constant par:

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega$$

avec:

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

K_n : coefficient calculé pour obtenir la fréquence nominale à la tension nominale.

Ces deux paramètres sont maintenus constants pour assurer une valeur de flux convenable sur toute la gamme de vitesse et sont calculés pour obtenir un flux nominal pour une tension nominale.

Pour une alimentation en tension, il existe deux possibilités pour commander la machine en vitesse [REK91]:

- réglage par la tension d'excitation V_f
- réglage par l'angle interne δ

La grandeur de réglage choisie pour notre travail est l'angle interne δ . Cependant, le contrôle indirect du courant est assuré par la loi V/f constant [FAD88],[BOU94].

Après transformation et arrangement des équations du système (I.2) à (I.6), le modèle sous forme matricielle s'écrit:

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

et l'équation mécanique devient:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_{res}) \quad (I.8)$$

avec

$$C_{em} = -P M_{sr} i_{sd} i_{rq}$$

$$C_{res} = f \frac{\omega}{P} + C_r$$

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

Le schéma bloc de la machine synchrone peut être représenté sur la figure I.3.

La résolution de ce système non linéaire à été faite à l'aide de l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre quatre [CAR69].

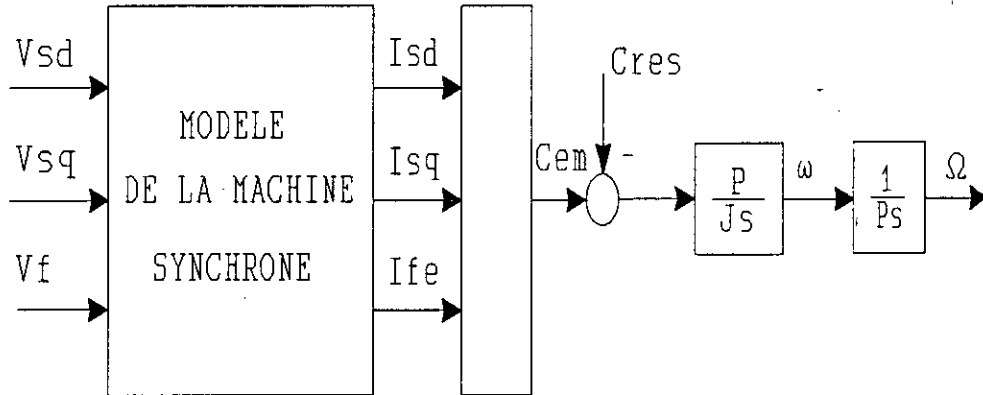


Figure I.3 Schéma bloc de la machine synchrone alimentée en tension

I.5 REPRESENTATION PAR FONCTION DE TRANSFERT

I.5.1 Linéarisation des équations

D'après les équations (I.7) et (I.8), le système considéré est non linéaire. Pour déterminer la représentation par fonction de transfert de ce système, il est indispensable de linéariser les équations. La représentation obtenue ne sera valable que dans une zone limitée par de petites variations autour du point de fonctionnement choisi, et ce quelque soit le point considéré dans la gamme de vitesse.

Pour linéariser les équations, posons pour chaque grandeur: $X = X_0 + \Delta X$. où

X est la grandeur considérée.

X_0 est la valeur de cette grandeur au point de fonctionnement considéré.

ΔX représente les petites variations autour du point de fonctionnement.

Le système d'équations du variateur est linéarisé en négligeant les termes de deuxième ordre en " Δ ". Après calcul, le modèle complet de la machine est exprimé par l'équation matricielle suivante:

$$\frac{dX}{dt} = A.X + B_u \Delta \delta + B_v \Delta C_r \quad (I.9)$$

où les différentes matrices sont données par:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_o & \frac{M_{sr}}{L_s} \omega_o & i_{sq_o} + M_{sr} \frac{i_{rq_o}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{K_n}{L_s} \cos \delta_o \\ -\frac{\omega_o}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{i_{sd_o}}{\sigma} + \sqrt{3} \frac{K_n}{\sigma L_s} \sin \delta_o \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} \omega_o & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & M_{sr} \frac{i_{sd_o}}{\sigma L_r} - \sqrt{3} \frac{M_{sr} K_n}{\sigma L_r L_s} \sin \delta_o \\ -\frac{P^2 M_{sr} i_{rq_o}}{J} & 0 & -\frac{P^2 M_{sr} i_{sd_o}}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

et

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

Les variables électriques ont une évolution rapide dans le temps par rapport aux variables mécaniques qui elles évoluent lentement. Autrement dit, les variables mécaniques peuvent être considérées comme constantes lors de l'évolution des variables électriques. Dans ce cas $\Delta \omega$ n'est plus une variable d'état.

Le système d'équations d'état devient [FAD88],[BER95]:

$$\Delta \dot{I} = A \cdot \Delta I + B \cdot \Delta U \quad (I.10)$$

où les différentes matrices sont données par:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_o & \frac{M_{sr}}{L_s} \omega_o \\ -\frac{\omega_o}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} \omega_o & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{V_{so}}{L_s} \sin \delta_o & 0 \\ \frac{V_{so}}{\sigma L_s} \cos \delta_o & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ -M_{sr} \frac{V_{so}}{\sigma L_s L_r} \cos \delta_o & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix}$$

$$\Delta I^T = [\Delta i_{sd} \quad \Delta i_{sq} \quad \Delta i_{rq}]$$

$$\Delta U = [\Delta \delta \quad \Delta V]$$

avec $V_{so} = \sqrt{3}(V_0 + K_n \omega_o)$

I.5.2 Représentation par fonction de transfert des variations des grandeurs de la machine

La représentation par fonction de transfert est formulée sans passer par le développement des calculs. Lorsque sont considérés les courants comme grandeurs de sorties, la matrice de transfert s'obtient en utilisant la relation suivante [BÜH86]:

$$T(s) = \frac{\Delta I(s)}{\Delta U(s)} = C.(sI - A)^{-1}.B \quad (I.11)$$

Les fonctions liants les variations des composantes de Park du courant statorique avec les variations de la grandeur de commande δ sont:

$$\frac{\Delta I_{sd}}{\Delta \delta} = \frac{b_0 s^2 + b_1 s + b_2}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} ; \quad \frac{\Delta I_{sq}}{\Delta \delta} = \frac{b_3 s^2 + b_4 s + b_5}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3} \quad (I.12)$$

où les paramètres du dénominateur sont donnés par:

$$a_1 = \frac{R_r}{\sigma L_r} + \frac{R_s}{\sigma L_s} (1 + \sigma) ; \quad a_2 = 2 \frac{R_r R_s}{\sigma L_r L_s} + \frac{R_s^2}{\sigma L_s^2} + \omega_o^2 ; \quad a_3 = \frac{R_r}{\sigma L_r} \left[\frac{R_s^2}{L_s^2} + \omega_o^2 \right]$$

et les paramètres des numérateurs sont donnés par:

$$\left\{ \begin{array}{l} b_0 = -\frac{V_{sq_o}}{L_s} \\ b_1 = -\frac{V_{sq_o}}{\sigma L_s} \left[\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s}{L_s} \right] + V_{sd_o} \frac{\omega_o}{L_s} \\ b_2 = \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \left[-V_{sq_o} \frac{R_s}{L_s} + V_{sd_o} \omega_o \right] \end{array} \right. ; \quad \left\{ \begin{array}{l} b_3 = \frac{V_{sd_o}}{\sigma L_s} \\ b_4 = \frac{V_{sd_o}}{\sigma L_s} \left[\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s}{L_s} \right] + V_{sq_o} \frac{\omega_o}{\sigma L_s} \\ b_5 = \frac{R_r}{\sigma L_r L_s} \left[V_{sd_o} \frac{R_s}{L_s} + V_{sq_o} \omega_o \right] \end{array} \right.$$

I.6 ETUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT $\Delta\Omega/\Delta\delta$

Comme cela est constaté dans l'expression (I.11), la fonction de transfert dépend du point de fonctionnement (N_o, δ_o) . La figure I.4 montre la réponse harmonique de la fonction de transfert $G_N(s)$ pour différents point de fonctionnement.

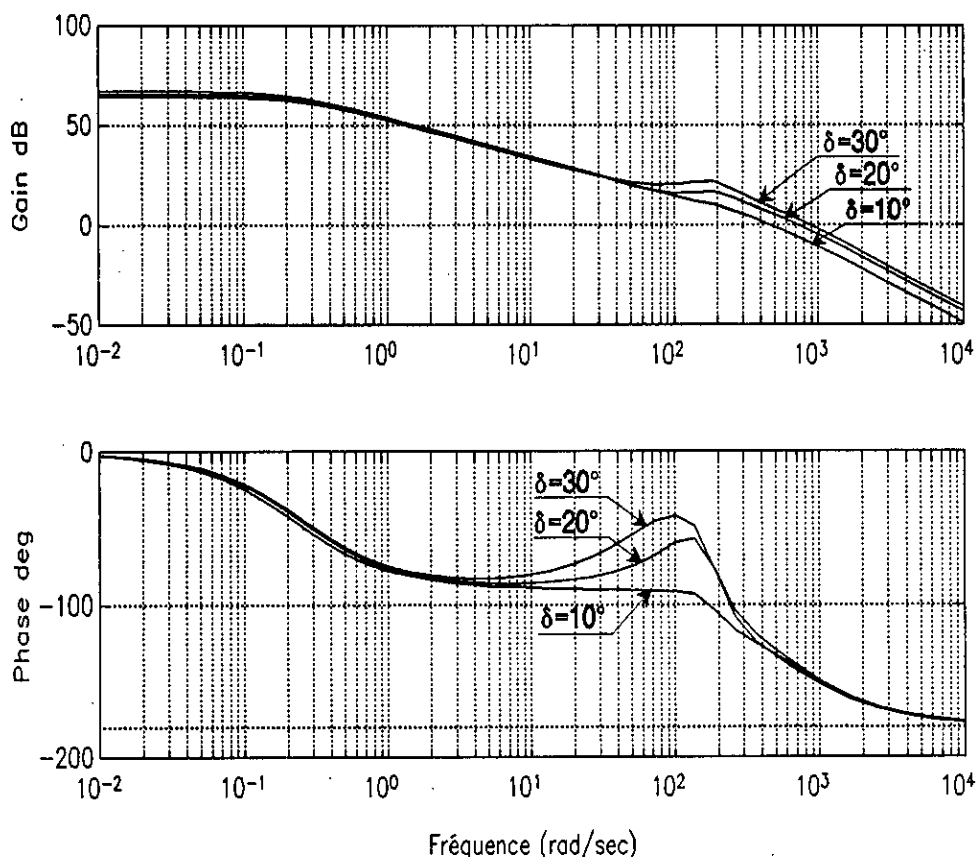


Figure I.4 Réponse harmonique de $G_N(s)$

A partir de la réponse fréquentielle, nous remarquons que le système possède deux pentes, c'est à dire deux constantes de temps. la première se situe aux alentours de 2×10^{-1} rad/sec qui correspond à la constante de temps mécanique, l'autre est située aux environs de 2×10^2 rad/sec et qui correspond à la constante de temps électrique. Nous pouvons déduire que le système peut être représenté par une fonction de transfert de deuxième ordre.

I.7 CARACTERISTIQUES STATIQUES DU VARIATEUR

En régime permanent, les équations de la machine ne contiennent plus les termes de dérivation et le système (I.7) et (I.8) devient:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & L_s \omega & M_{sr} \omega \\ -L_s \omega & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3}(V_0 + k_n \omega) \cos \delta \\ \sqrt{3}(V_0 + k_n \omega) \sin \delta \\ V_f \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$0 = P M_{sr} i_{sd} i_{rq} + f \frac{\omega}{P} + C_r$$

Pour étudier les caractéristiques statiques du variateur vis-à-vis des variations des paramètres définissant le point de fonctionnement ou l'état du variateur (θ , V_f , C_r), nous résolvons le système (I.13) pour différentes valeurs du paramètre en question, tout en fixant les autres paramètres à leurs valeurs nominales. les coefficients V_0 et k_n sont choisis pour garantir un couple initial au démarrage et une valeur convenable du flux. Ces coefficients sont calculés au point nominal.

Pour notre étude, nous nous intéressons à la caractéristique $N=f(\delta)$ afin de déterminer les limitations sur la grandeur de réglage définissant le domaine d'étude pour lequel une puissance admissible est garantie. Les autres paramètres sont choisis (Tableau I.1) égaux à leurs valeurs nominales [FAD88],[BOU94]:

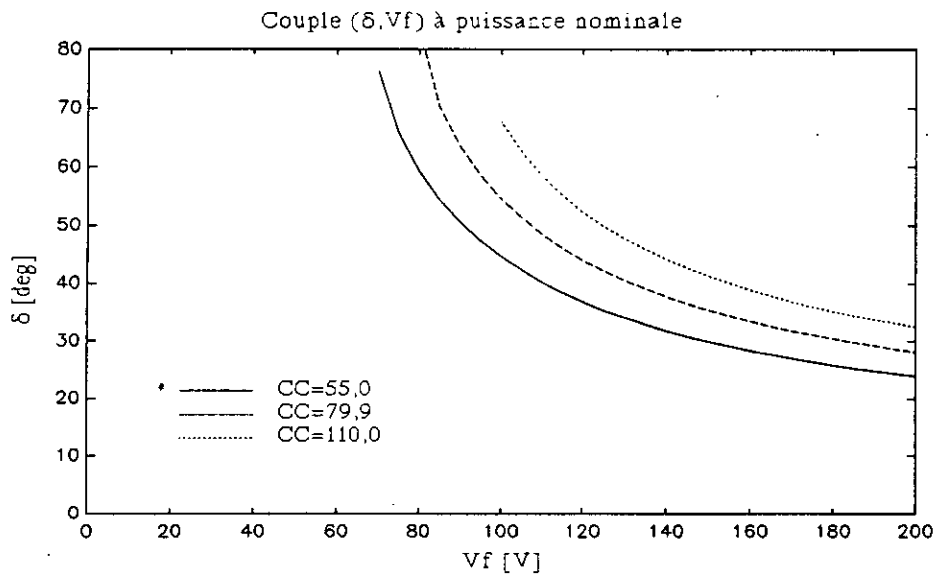


Figure I.5 Les couples tension inducteur-angle interne à puissance nominale

Tableau I.1.

k_n	V_f	C_r
$\pi/2$	160 V	10 Nm

La Figure I.5 présente l'évolution des couples (δ, V_f) à puissance nominale constante, établis pour différents coefficients de charge. Nous pouvons distinguer dans cette caractéristique qu'au voisinage de la charge nominale ($CC=110.0$), la tension d'excitation nominale correspond à un angle de calage que nous qualifierons de nominale, de $\delta=35^\circ$. Cette valeur sera considérée comme valeur maximale de la grandeur de commande qui assure un fonctionnement plus au moins stable du variateur.

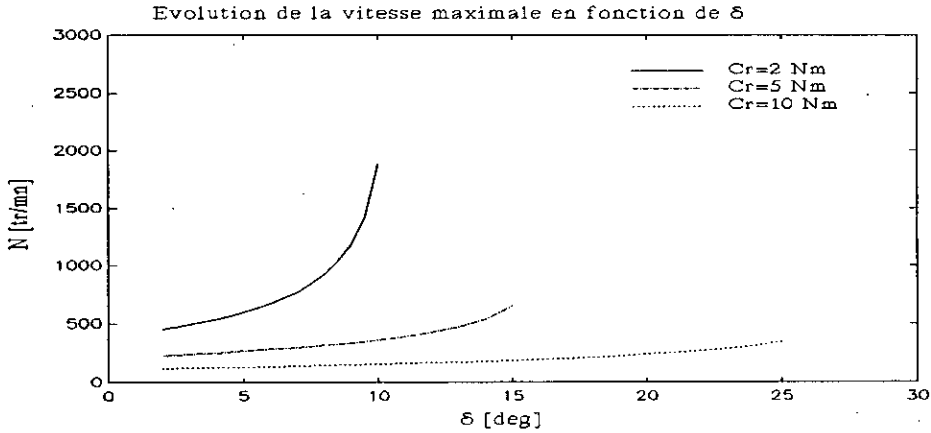


Figure I.6a Caractéristique vitesse-angle interne pour différentes charges constantes

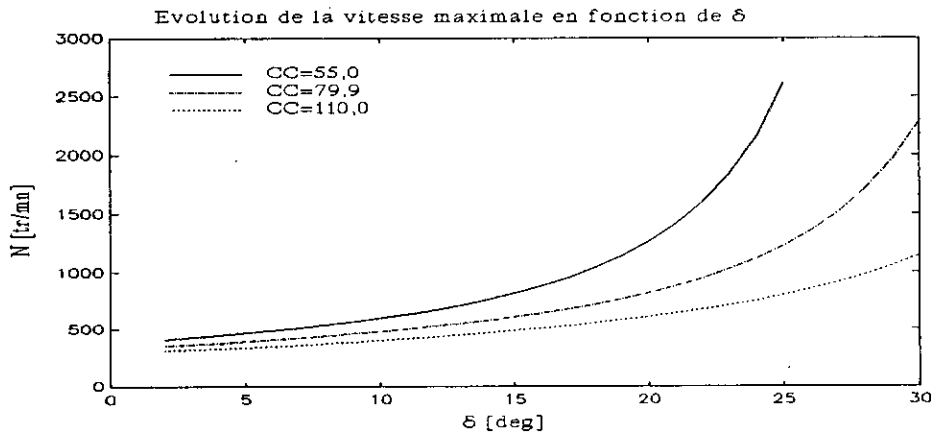


Figure I.6b Caractéristique vitesse-angle interne pour différentes charges linéaires

La Figure I.6 présente l'évolution de la vitesse maximale en fonction de l'angle interne pour différentes charges. D'abord constantes (Figure I.6a), puis proportionnelles à la vitesse (Figure I.6b). Cette vitesse est obtenue pour une valeur optimale de la tension inducteur.

Nous constatons que l'évolution de l'ensemble des vitesses réalisables en fonction de l'angle interne dépend considérablement de la charge appliquée. Nous remarquons que plus la charge augmente moins la vitesse est sensible à l'angle δ .

I.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle non linéaire (de connaissance) de la machine synchrone autopilotée associée à une source d'alimentation parfaite en se basant sur les hypothèses posées au préalable. Ce modèle nous servira de représentation réelle pour simuler le comportement du système étudié dans la suite de notre travail. Le modèle en question présente une structure multivariable d'entrées: l'angle interne et la tension d'excitation. La formulation monovariante du modèle sera utilisée, par la suite, en choisissant l'angle interne comme entrée de commande de la machine. Par ailleurs, une étude du régime statique a mis en exergue les différentes caractéristiques de la machine vis-à-vis de la grandeur de commande choisie. L'analyse de la caractéristique $N(\delta)$ nous a permis de définir le domaine d'étude.

CHAPITRE

-II-

IDENTIFICATION DYNAMIQUE DU VARIATEUR DE VITESSE

IDENTIFICATION DYNAMIQUE DU VARIATEUR DE VITESSE

II.1 INTRODUCTION

Pour concevoir une commande performante d'un système dynamique, il est nécessaire d'avoir un modèle qui décrit, d'une manière précise le comportement de ce système [ÅST89]. Deux types de modèles peuvent être utilisés [RIV89], à savoir: *le modèle de connaissance et le modèle de représentation ou de comportement*. De tels modèles sont obtenus soit par modélisation, lorsque le modèle est obtenu à partir des lois du procédé (modèle de connaissance), soit par identification, lorsque le modèle est construit à partir de suites de mesures des entrées/sorties (modèle de représentation) [LAN93a].

Un modèle linéarisé, en négligeant les facteurs causant la non linéarité dans le modèle réel, peut être obtenu si cela est acceptable pour répondre aux performances exigées. En considérant un point de fonctionnement du système, on peut obtenir une équation dynamique linéarisée par les techniques d'identification linéaire à partir de données entrée-sortie du procédé. Dans ce cas on n'a pas besoin de connaître ses paramètres physiques. Le procédé est considéré comme une "boîte noire" dans laquelle on ne s'intéresse qu'à ses entrées et ses sorties [GAU77].

Le problème de l'identification revient à la détermination d'un modèle paramétrique qui approxime le comportement du procédé dans un certain sens. La méthode d'identification paramétrique identifie directement les paramètres du modèle par minimisation d'une fonction de

II.3 ETAPES DE MODELISATION PARAMETRIQUE

La modélisation paramétrique des systèmes se compose de trois principales étapes représentées par la figure II.1 [LAN86]:

- *Choix de la structure du modèle:* Ce choix est le résultat d'un compromis entre la complexité du modèle et son aptitude à représenter correctement le système dans le domaine d'étude.
- *L'estimation paramétrique:* Les paramètres du modèle, déjà choisis, sont estimés de façon à minimiser un critère prédéfini.
- *Test de validation du modèle:* L'importance de cette étape réside dans la vérification de l'aptitude du modèle à représenter la classe des systèmes considérés (vérification du choix de la structure et de la méthode d'estimation).

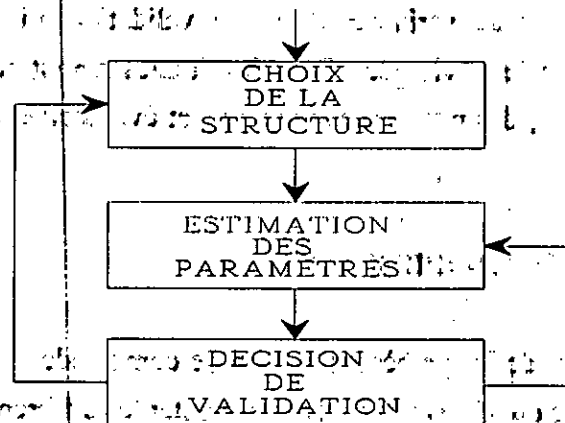


Figure II.1 Etapes de la modélisation paramétrique

II.4 PROBLEMES DE L'IDENTIFICATION

Beaucoup de facteurs peuvent influencer négativement la qualité de l'estimation paramétrique des modèles, parmi lesquels nous pouvons citer la période d'échantillonnage et le signal d'excitation. Un autre problème de l'identification réside dans le fait que les paramètres identifiés ne peuvent plus être reliés aux paramètres physiques du système, à cause de la dégénérescence du modèle. Cependant, la procédure reste valable quand l'objectif est la réalisation de la commande.

II.4.1 Choix de la période d'échantillonnage

Les performances dynamiques du réglage échantillonné d'un système donné sont moins bonnes que celle d'un réglage continu. De ce point de vue, l'échantillonnage d'un signal continu doit se faire avec une fréquence proche de l'infini. Par ailleurs, la période d'échantillonnage ne

doit pas être très faible sinon, nous aurons des pôles identifiés repoussés près du cercle unité. De plus, elle ne doit pas être inférieure au temps de calcul nécessaire à l'exécution de l'algorithme de commande. Il est donc, indispensable de faire un choix judicieux. Pour ce faire, certains utilisent des méthodes expérimentales [KET92], mais le plus souvent, l'évaluation de la fréquence d'échantillonnage s'effectue d'après le théorème de Schannon [BÜH86]; elle devrait être choisie supérieure ou égale à deux fois la plus haute fréquence que contient le signal à échantillonner. De cette façon, nous assurons un nombre assez suffisant d'échantillons pour représenter les dynamiques les plus rapides; le signal est ainsi complètement déterminé.

II.4.2 Choix des signaux d'excitation

Pour faire une bonne identification, le signal d'entrée doit être riche en informations. Les industriels utilisent, comme signal d'entrée, l'échelon ou la rampe. Mais le développement des calculateurs numériques a facilité la mise en oeuvre des séquences numériques plus riches en fréquence telle que la séquence binaire pseudo-aléatoire (S.B.P.A). Le choix de la séquence doit se faire d'une façon convenable [LAN93b],[TOU94]:

- les signaux générés doivent être dans la bande de fréquence désirée
- la fréquence d'horloge de la SBPA est généralement 5 à 6 fois la fréquence de coupure du système.
- l'amplitude du signal d'entrée doit être suffisamment petite.

II.5 IDENTIFICATION DYNAMIQUE HORS LIGNE

L'estimation des valeurs des paramètres du modèle est obtenue par un procédé d'identification à partir de mesures effectuées dans les conditions normales de fonctionnement du système. L'identification dynamique hors ligne consiste à stocker les grandeurs d'entrée-sortie nécessaires à l'identification, puis à faire le traitement en temps différé. Cette méthode nécessite une capacité mémoire importante pour le stockage des données. Ce qui constitue un grand désavantage de cette approche. De plus, elle ne s'adapte pas pour être utilisée avec un algorithme de commande, chose dont nous aurons besoin pour la suite de ce travail (commande du variateur)[BOU89].

L'identification des paramètres peut se faire en utilisant la méthode du gradient [ÅST89], mais l'inconvénient de cet algorithme est qu'il est d'une convergence lente et oscille autour du point nominal. En outre, il dépend de l'initialisation des paramètres à identifier, ainsi que de la valeur du gain du gradient. La méthode des moindres carrés simples est alors souvent utilisée [LAN93a].

II.6 ESTIMATION EN LIGNE DES PARAMETRES

II.6.1 Introduction

De nos jours, les méthodes d'identification en ligne sont de plus en plus utilisées. La raison est que d'une part, beaucoup de techniques de commande moderne se basent sur un modèle de type entrée-sortie dont les paramètres doivent être identifiés à chaque période d'échantillonnage telle que la commande adaptative, et d'autre part, l'identification hors ligne nécessite un espace mémoire très important pour le stockage des mesures nécessaires pour l'identification. D'où l'intérêt porté sur les algorithmes d'identification en ligne qui permettent, à la fois, d'éviter le stockage des données et de réduire le nombre d'opérations numériques utilisées.

II.6.2 Principe de l'identification paramétrique

Il est supposé que le système, mono-entrée mono-sortie (SISO) inconnu, peut être représenté par un modèle ARMAX (AutoRegressive Moving-Average with eXogenous input) de la forme:

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) + v(k) \quad (\text{II.2})$$

A et B sont des polynômes en q^{-1}

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m} \quad , \quad b_0 \neq 0$$

$u(k)$, $y(k)$ sont respectivement, l'entrée et la sortie du processus.

$v(k)$ est la séquence d'erreur du modèle donnée par: $v(k) = (q^{-1})\xi(k)$ avec $\xi(k)$ bruit blanc.

n, m sont les degrés des polynômes $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$.

q^{-1} est l'opérateur retard défini par : $q^{-1}y(k) = y(k-1)$.

C'est un modèle très populaire pour les algorithmes d'identification linéaire, et spécialement lorsque le système présente un temps mort (temps de retard) [PET93].

La génération du modèle linéaire du système, à partir des échantillons du processus, utilise la formulation récursive de l'algorithme de régression linéaire multiple des moindres carrés commun. Cette orientation rapide en ligne, évite le stockage des données et l'inversion matricielle utilisés dans la formulation hors ligne.

Pour estimer les paramètres du modèle (polynômes A et B), nous introduisons les vecteurs paramètres et mesures suivants:

$$\theta^T = [a_1, \dots, a_n, b_1, \dots, b_m]$$

$$\phi^T(k-1) = [-y(k-1), \dots, -y(k-n), u(k-1), \dots, u(k-m)]$$

Le modèle (II.2) est réécrit alors sous la forme de régression [CHA89]:

$$y(k) = \phi^T(k-1) \theta + \varepsilon(k) \quad (\text{II.3})$$

$\varepsilon(k)$ désigne l'écart dû au bruit, entre la sortie prédite et celle du système.

La sortie prédite "a priori" du système est définie par la relation:

$$\hat{y}(k) = \phi^T(k-1) \hat{\theta} \quad (\text{II.4})$$

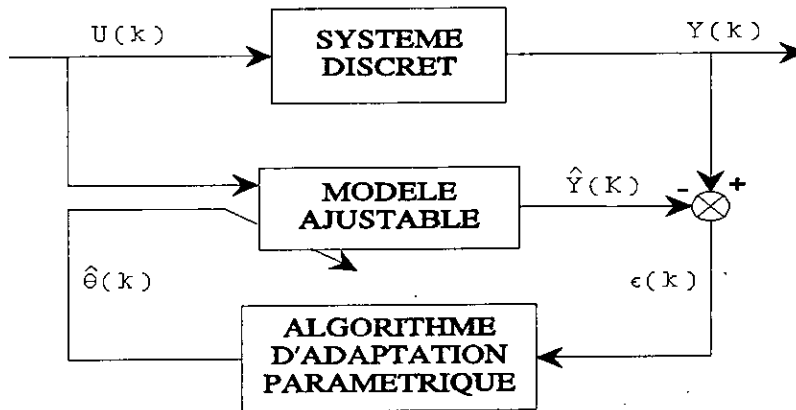


Figure II.2 Principe de l'identification

La forme de base du calcul récursif des coefficients, exprime, à chaque pas d'échantillonnage la nouvelle estimation du vecteur coefficients moyennant un gain d'adaptation paramétrique qui est calculé suivant l'approche considérée.

Le principe de l'identification est illustré par la figure II.2. L'erreur de prédiction $\varepsilon(k)$ est utilisée par l'algorithme d'adaptation paramétrique qui, à chaque instant d'échantillonnage, modifie les paramètres du modèle de manière à minimiser un critère en fonction de cette erreur.

II.6.3 Algorithme des moindres carrés récursifs (MCR)

La structure du modèle est celle donnée par l'équation (II.2). Mais, nous utilisons le modèle sous la forme de régression donné par l'équation (II.3). L'objectif est de trouver un mécanisme d'ajustement récursif qui se base sur la minimisation, par rapport au vecteur des paramètres θ , du critère des moindres carrés suivant:

$$J_N(k) = \sum_{i=k-N}^k [y(i) - \phi^T(i-1) \hat{\theta}(k)]^2 \quad (\text{II.5})$$

$\hat{\theta}(k)$ est le vecteur paramètres estimés à l'instant k .

N étant le nombre de mesures disponibles.

La solution récursive du problème est donnée en utilisant le lemme d'inversion matricielle [LJU87],[LAN93a]. Les estimés satisfont les équations récursives:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k) \varepsilon^o(k)$$

$$K(k) = \frac{P(k-1) \phi(k-1)}{1 + \phi^T(k-1) P(k-1) \phi(k-1)} \quad (\text{II.6})$$

$$P(k) = [I - K(k) \phi^T(k-1)] P(k-1)$$

$$\varepsilon^o(k) = y(k) - \phi^T(k-1) \hat{\theta}(k-1)$$

$P(k)$: matrice de covariance de l'erreur d'estimation.

$K(k)$: vecteur gain d'adaptation de Kalman.

$\varepsilon^o(k)$: erreur de prédiction a priori.

Cet algorithme nécessite l'initialisation du vecteur $\theta(k)$ ainsi que la matrice P . Comme dans la plupart des cas on ne possède aucune connaissance a priori sur les paramètres à estimer, le vecteur $\theta(k)$ est initialisé à zéro ($\theta(0)=0$). Quand à la matrice $P(k)$, typiquement, elle est choisie de la forme: $P(0)=\rho I$, où ρ est grand ($=10^3$), I est la matrice identité. Ce choix de ρ permet d'écartier l'influence des valeurs initiales des paramètres θ dans la progression de l'estimation [LAN86].

Pour garantir une estimation non biaisée, il faut que la séquence $\{v(k)\}$ soit un bruit blanc.

Dans sa forme de base (II.6), cet algorithme est utilisé pour identifier des procédés invariants dans le temps, car la capacité d'adaptation est choisie décroissante et s'annule exponentiellement de manière à ce que l'estimation reste insensible aux nouvelles données, quand les paramètres ont convergé vers leurs vraies valeurs.

En pratique, comme la dynamique de la plupart des systèmes n'est pas statique, on préfère un algorithme qui poursuit les variations dans la dynamique du processus. Pour atteindre cette habilité, l'algorithme doit maintenir une capacité d'adaptation suffisante tout au long de l'estimation. Plusieurs techniques permettent d'y parvenir [LAN93a]. Une méthode, qui consiste à donner du poids aux données récentes sans tenir compte des anciennes, est souvent utilisée. Cela est assuré par l'introduction d'un facteur d'oubli dans l'expression du critère à minimiser. La reformulation du critère donne:

$$J_N(k) = \sum_{i=k-N}^k \lambda^{k-i} [y(i) - \phi^T(i-1) \theta(k)]^2 \quad (\text{II.7})$$

λ est le facteur d'oubli, $0 < \lambda \leq 1$.

la matrice P et le gain K deviennent:

$$K(k) = \frac{P(k-1) \phi(k-1)}{\lambda + \phi^T(k-1) P(k-1) \phi(k-1)} \quad (\text{II.8})$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} [I - K(k) \phi^T(k-1)] P(k-1)$$

La matrice P est artificiellement gonflée par λ qui l'empêche de décroître vers zéro. Cependant, ce facteur ne peut empêcher P de croître indéfiniment dans le cas où le système n'est pas suffisamment excité (données pauvres). Pour palier ce problème, une manière de procéder est d'utiliser un facteur d'oubli variable [LAN86], qui permettra de moduler la pondération des données en fonction de leurs richesses. λ doit se rapprocher de 1 lorsque les données sont pauvres, alors que dans les régions de fortes excitation, une valeur plus faible est plus convenable [BOR90]. Une méthode qui est souvent utilisée pour imposer la variation de λ , consiste à calculer ce facteur de manière à maintenir la trace de la matrice covariance constante. Cette méthode est appelée "Facteur d'oubli variable avec trace constante" [LAN93a].

La nouvelle formulation du gain d'adaptation sera:

$$K(k) = \frac{P(k-1) \phi(k-1)}{\lambda(k) + \phi^T(k-1) P(k-1) \phi(k-1)} \quad (\text{II.9})$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda(k)} [I - K(k) \phi^T(k-1)] P(k-1)$$

$\lambda(k)$ est calculé de façon à assurer:

$$\text{tr } P(k) = \text{tr } P(k-1) = \text{tr } P(0) = n_p \cdot \rho \quad (\text{II.10})$$

n_p : nombre de paramètres.

ρ : gain initial.

Ce facteur permet de cette façon de fixer un compromis entre la précision de l'estimation et la capacité de poursuite des paramètres dans le cas des systèmes variants dans le temps. Les valeurs typiques de $\lambda(0)$ sont de 0.95 pour les variations rapides à 0.99 pour les variations lentes [LAN86].

L'inconvénient majeur de cette approche réside dans le choix de la valeur de la trace initiale. En effet, une trace importante aboutira à une convergence rapide des paramètres à estimer, mais au dépend d'un transitoire très agité. De plus, en régime stationnaire, le bruit résiduel présent sur les paramètres peut être gênant pour la commande. Le choix de la trace sera

fonction de la nature des perturbations agissant sur le système d'une part, et de la vitesse de convergence désirée d'autre part. $P(0)$ peut être interprétée comme une précision de l'estimation initiale.

II.6.4 Algorithme du gradient

L'objectif fixé pour cet algorithme, est de minimiser à chaque pas le critère quadratique suivant:

$$J(k) = [y(k) - \phi^T(k-1) \hat{\theta}(k)]^2 \quad (\text{II.11})$$

Les estimés des paramètres seront calculés par:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \eta \phi(k-1) \quad (\text{II.12})$$

où η est choisi de manière à avoir:

$$\begin{aligned} y(k) &= \phi^T(k-1) \hat{\theta}(k) \\ y(k) &= \phi^T(k-1) \hat{\theta}(k-1) + \eta \phi^T(k-1) \phi(k-1) \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Ce qui donne:

$$\eta = \frac{1}{\phi^T(k-1) \phi(k-1)} [y(k) - \phi^T(k-1) \hat{\theta}(k-1)] \quad (\text{II.14})$$

Ce qui nous conduit alors, en substituant dans l'équation (II.12), à la formule de calcul des paramètres θ :

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \frac{\phi(k-1)}{\phi^T(k-1) \phi(k-1)} [y(k) - \phi^T(k-1) \hat{\theta}(k-1)] \quad (\text{II.15})$$

C'est l'algorithme de projection "Kaczmarz" [ÅST89].

Les données sont générées par l'équation (II.2).

Pour éviter le risque de division par zéro, qui surgit quand $\phi(k)$ est nul, l'algorithme est modifié dans la pratique de la manière suivante:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + a(k) \frac{\phi(k-1) [y(k) - \phi^T(k-1) \hat{\theta}(k-1)]}{c + \phi^T(k-1) \phi(k-1)} \quad (\text{II.16})$$

où $c > 0$ et $0 < a(k) < 2$.

a est une constante de gain calculée par:

$a(k) = 1$ si θ_{n+1} , calculé avec $a(k) = 1$, $\neq 0$

$a(k) = \gamma$ sinon

avec $\varepsilon < \gamma < 2 - \varepsilon$, $\gamma \neq 1$ et $0 < \varepsilon < 1$.

Cet algorithme est aussi connu dans certaines littératures, comme l'algorithme des moindres carrés moyen normalisé.

La convergence globale de cet algorithme a été démontrée dans [GOO84],[AST89]. Il a la propriété d'avoir un gain d'adaptation scalaire ne tendant pas vers zéro et est donc utilisé pour l'identification et la régulation adaptative de systèmes stationnaires ou à paramètres variables dans le temps. Cet algorithme possède l'avantage de la simplicité, d'où une mise en oeuvre plus simple, mais sa convergence est très lente.

II.7 ESTIMATION DANS LE CAS STOCHASTIQUE

Dans le cas où le système est stochastique, l'estimation avec les moindres carrés devient biaisé. Une possibilité d'éviter ce problème, est de modéliser la perturbation et d'estimer les paramètres qui la décrivent [AST89].

Considérons le modèle ARMAX:

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})\xi(k) \quad (\text{II.17})$$

A, B et C sont respectivement des polynômes d'ordre n, m et l.

$\{\xi(k)\}$ est un bruit blanc.

Les paramètres du polynôme C décrivent la corrélation de la perturbation. Ce modèle ne peut être converti en un modèle de régression car $\{\xi(k)\}$ n'est pas connue. Cependant, un modèle de régression peut être obtenu par une approximation convenable.

Le vecteur des paramètres sera:

$$\theta^T = [a_1, \dots, a_n, b_1, \dots, b_m, c_1, \dots, c_l]$$

et le vecteur des mesures

$$\phi^T(k) = [-y(k), \dots, -y(k-n+1); u(k), \dots, u(k-m+1); \varepsilon(k), \dots, \varepsilon(k-l+1)]$$

avec $\varepsilon(k) = y(k) - \phi^T(k-1)\theta(k-1)$

$\xi(k)$ est alors approximée par l'erreur de prédiction. Le modèle peut être exprimé par l'équation (II.4). L'algorithme, donné par (II.6) est alors appliqué. La méthode obtenue est appelée: *Moindres Carrés Etendus (MCE)*. Elle permet d'identifier aussi bien les paramètres du système que ceux décrivant le modèle de la perturbation.

II.8 TEST D'IDENTIFICATION ET VALIDATION DU MODELE

Afin d'aboutir à des modèles paramétriques convenables pour la commande, il est nécessaire de procéder à la validation de ces modèles. Cette procédure peut être de différentes manières (graphique, statistique, test en ligne et simulation)[LAN86]:

- Coefficient d'Akaike (final prediction error): c'est un critère statistique qui permet de juger la qualité de l'estimation.
- Comparaison des signaux de sortie du modèle identifié et ceux du système réel.
- Tracé des propriétés fréquentielles des modèles.

Pour notre cas, la validation de l'estimation des paramètres est faite sur la base de la comparaison entre les paramètres du modèle réel et ceux identifiés d'une part, et entre les signaux de sortie du système réel et ceux estimés à un échelon d'entrée, d'autre part.

II.9 APPLICATION AU VARIATEUR DE VITESSE

Pour illustrer l'application du procédé d'identification décrit précédemment, nous allons l'utiliser à notre système comme c'est montré dans la figure II.3. Nous nous intéressons aux transferts entre l'angle interne et les composantes du courant statorique puis la vitesse de rotation.

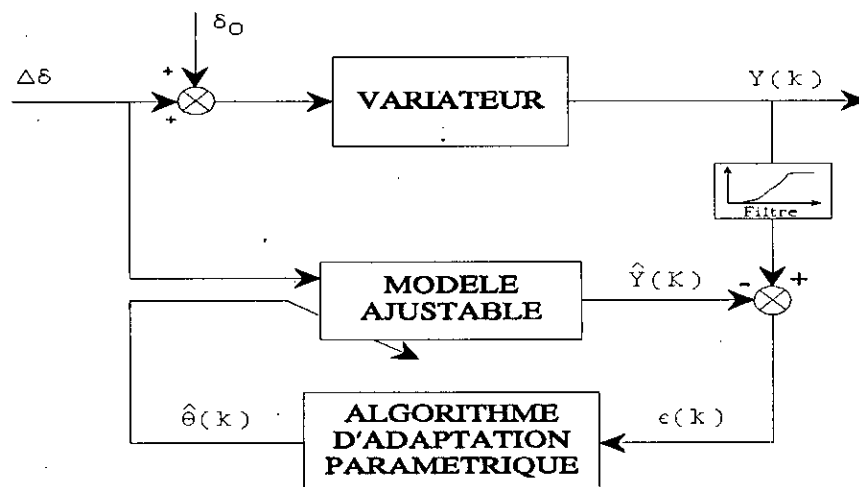


Figure II.3 Schéma de principe de la procédure d'identification du variateur

II.9.1 Structure du modèle

La classe des modèles les plus compatibles avec les conditions dans lesquelles se situe notre problème, est celle qui peut être représentée par l'équation (II.1). En effet, ce modèle linéaire est à la base de la synthèse de la plupart des lois de commandes linéaires [PET93]. Sa nature discrète le rend facilement utilisable numériquement, et il est capable de représenter le comportement de la majorité des procédés rencontrés en pratique, notamment des machines électrique.

Il existe plusieurs méthodes d'évaluation de l'ordre du modèle. On peut distinguer celles qui font appel à une procédure de test a posteriori de la validité d'un modèle identifié, de celles qui visent à trouver directement l'ordre du modèle [LJU87]. Quand au retard, il suffit d'en connaître une borne inférieure, et d'augmenter la dimension du polynôme $B(q^{-1})$. Il faut alors se baser sur l'observation expérimentale du comportement du procédé pour fixer la structure de ce modèle. C'est à ce moment qu'intervient la réalisation d'un compromis entre la complexité du modèle, pour représenter au mieux le procédé, et sa simplicité pour alléger les manipulations numériques.

II.9.2 Modèle linéaire du variateur

Le procédé constitué par la machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur de tension est considérée comme une "boite noire" avec une entrée qui est l'angle de calage interne " δ " et une sortie qui consiste en une des grandeurs électrique ou mécanique de la machine.

Sur la base de l'étude effectuée au premier chapitre, la forme de la fonction de transfert liant les courants à la commande peut s'écrire comme suit:

$$T(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}} \quad (\text{II.18})$$

Nous rappelons que nous ne déterminerons pas les paramètres physiques de la machine, mais seulement les paramètres du modèle de représentation.

Par ailleurs, nous considérons que la machine fonctionne en régime permanent à vitesse constante. Connaissant la vitesse et les différentes mesures du vecteur d'observation à chaque instant d'échantillonnage, nous appliquons la méthode des moindres carrés récursive pour identifier le vecteur paramètres du modèle.

II.9.3 Résultats d'identification

La procédure d'identification consiste à exciter le procédé par une SBPA et à mesurer périodiquement les entrées-sorties du procédé. Le modèle est identifié autour d'un point de fonctionnement (δ_0, Ω_0) pour obtenir un modèle linéarisé plus proche de l'hypothèse de linéarisation.

II.9.3.1 Identification d'un modèle du courant

Nous procédons dans ce paragraphe à l'identification d'un modèle de comportement des composantes diphasées du courant.

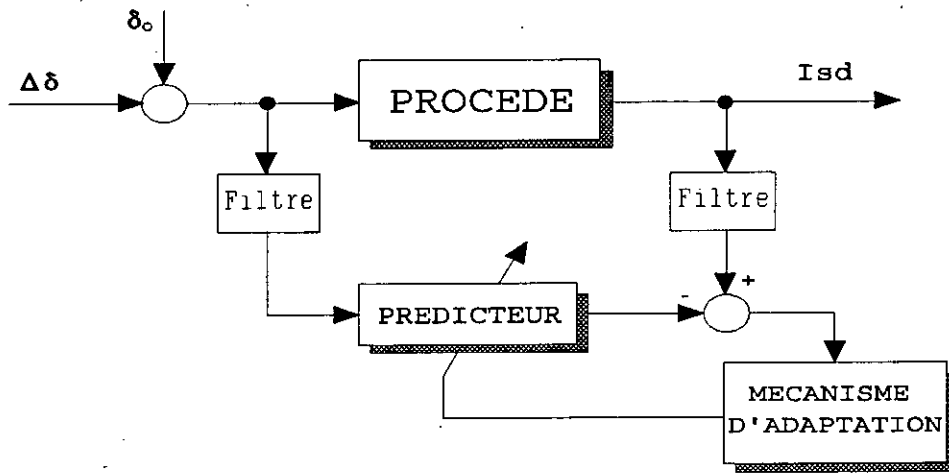


Figure II.4 schéma de principe de l'identification de la composante Isd.

Il est possible d'identifier différents modèles à différentes périodes d'échantillonnage. Cependant, sur la base des résultats obtenus au chapitre premier, les fonctions de transferts liant les courants à la consigne peuvent être représentées par le modèle (II.18). Nous avons choisi une fréquence d'échantillonnage égale à 1000 Hz; soit une période de 1 ms.

Nous considérons le système stabilisé, caractérisé par son point de fonctionnement. A partir de cet état stable, nous perturbons l'entrée par un signal $\Delta\delta$ qui donnera en sortie un signal Δy comme l'indique la figure II.4.

a) Identification de $\Delta Isd/\Delta\delta$

Les paramètres caractérisant la procédure d'identification sont donnés par le tableau suivant:

Tableau II.1 Conditions du test

Modèle			Point de fonctionnement			Paramètres d'identification					
n	m	d	N [tr/mn]	δ [rad]	CC [Ω]	ρ	λ	LR	FR	$\Delta\delta$ [rad]	Te [ms]
3	2	1	482	0.5	0.2	1e7	0.95	7	2	5e-3	1

LR et FR représentent respectivement la longueur et la fréquence de la SBPA.

L'erreur quadratique moyenne est de: $e_{rms}=9.5e-8$.

Nous avons porté notre choix sur le point de fonctionnement défini par le Tableau II.1. La réponse en courant à une perturbation par une séquence SBPA de caractéristiques données par le Tableau II.1, est montrée par la figure II.5a. Nous rappelons que pour ce signal, il faut $(2^{LR}-1)*FR$ échantillons pour balayer tout le spectre de fréquence. L'évolution de l'estimation des paramètres est représentée par la figure II.5b. Dans cette figure, nous avons représenté la valeur réelle de chaque paramètre obtenu en passant par la linéarisation du modèle du variateur (équation I.12), puis la discrétisation à la période d'échantillonnage indiquée au Tableau II.1.

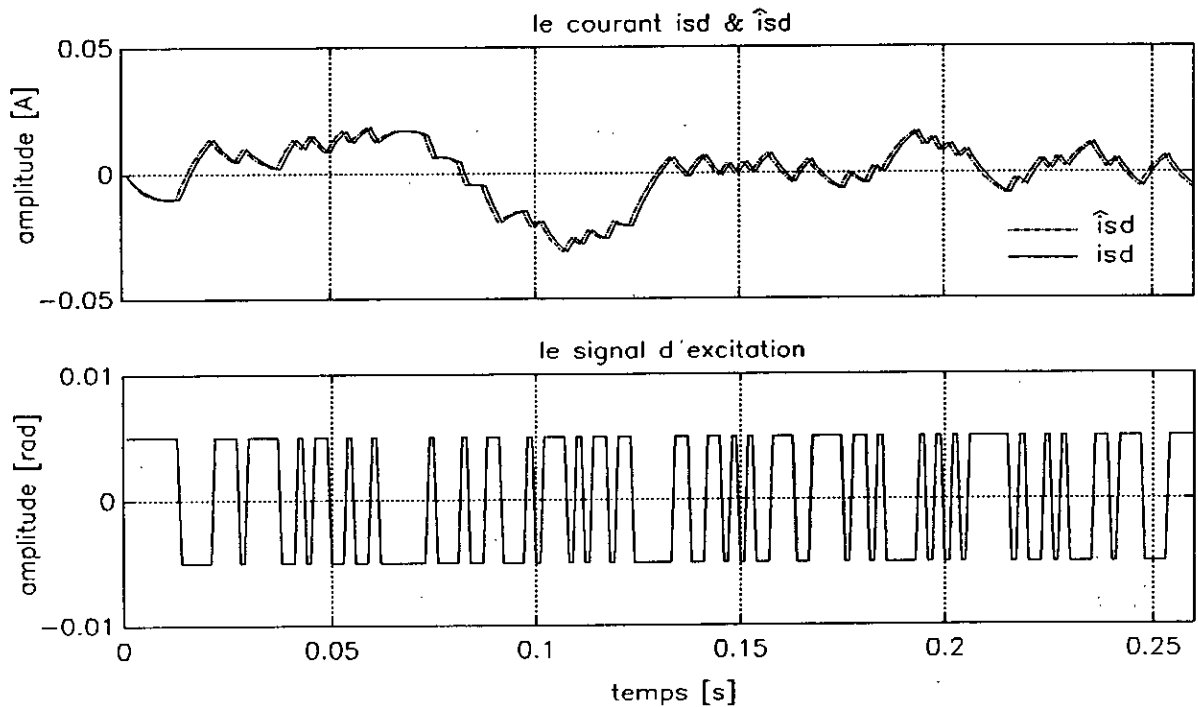


Figure II.5a

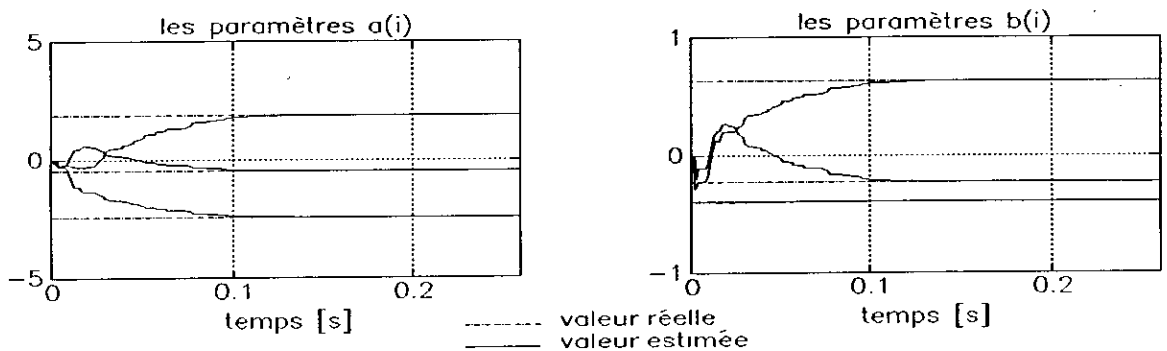


Figure II.5b Evolution des paramètres estimés

Nous remarquons que les paramètres convergent vers leurs valeurs réelles avec une erreur quadratique qui avoisine 10^{-7} (Figure II.5c).

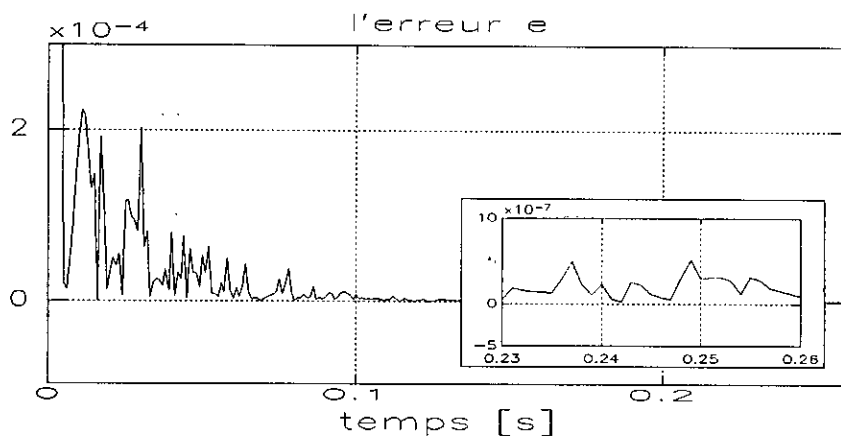


Figure II.5c Evolution de l'erreur quadratique

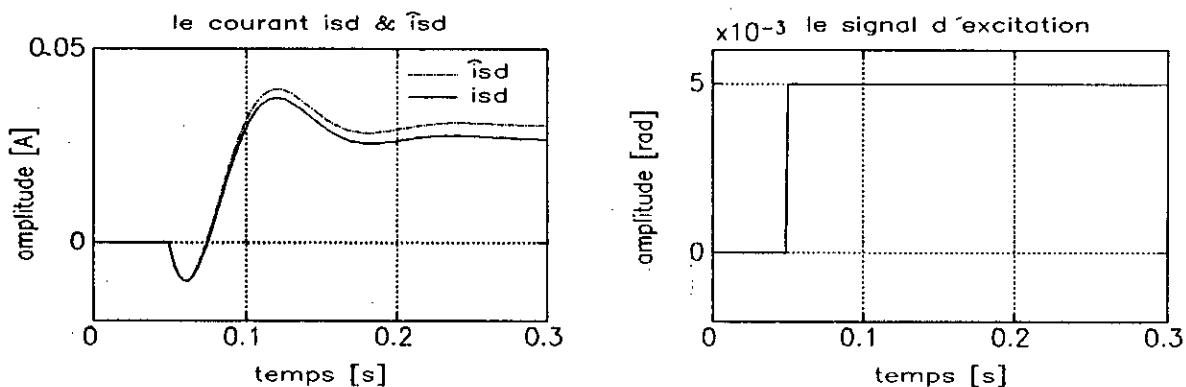


Figure II.5d Test du modèle identifié

Pour évaluer la qualité de l'identification, nous avons procédé à un autre test de validation qui consiste en la comparaison entre la réponse indicielle du système réel et celle du système simulé en utilisant les paramètres identifiés (Figure II.5d). Le résultat du test montre que la réponse est non minimale de phase et que la réponse du modèle identifié présente un écart au régime permanent de celle du système réel. Cet écart n'est pas le résultat d'une mauvaise estimation des valeurs des paramètres, puisque ces derniers ont convergé vers leurs vraies valeurs, mais du choix de la structure du modèle. Ce dernier étant obtenu en négligeant l'effet de la variation de la vitesse (équation I.10). Néanmoins, le modèle trouvé est valable pour être utilisé pour implanter une loi de commande.

Pour éliminer cet écart, un modèle d'ordre plus élevé ($n=4, m=3$) est utilisé. Les conditions du test sont définies dans le Tableau II.2.

Tableau II.2 Conditions du test

Modèle			Paramètres d'identification					
n	m	d	ρ	λ	LR	FR	$\Delta\delta$ [rad]	Te [ms]
4	3	1	1e7	0.95	7	2	5e-3	1

$e_{rms}=2.6e-5$.

Les résultats de l'identification pour ce test sont représentés par les figures (II.6a)-(II.6c).

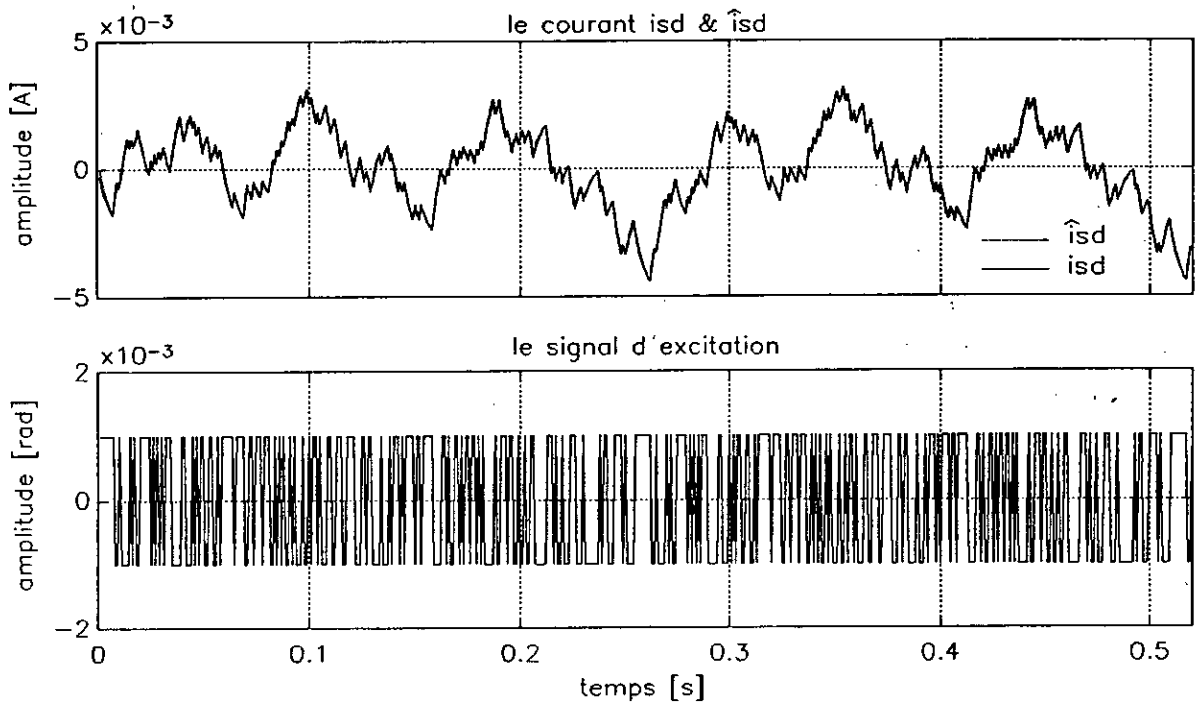


Figure II.6a

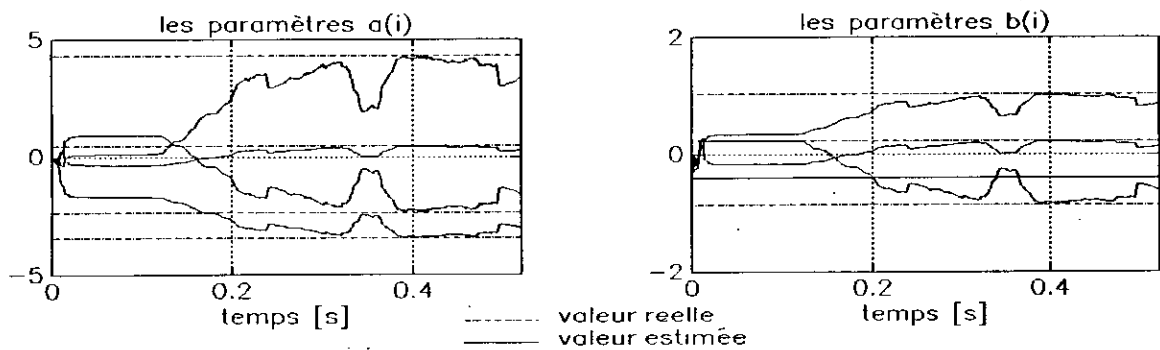


Figure II.6b Evolution des paramètres estimés

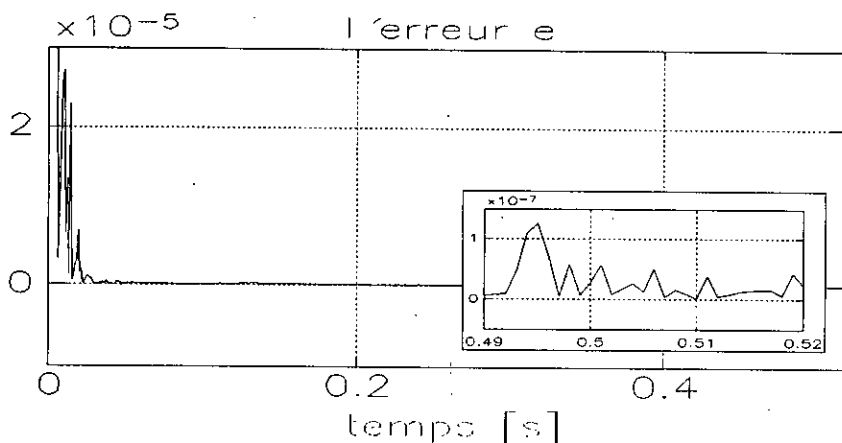


Figure II.6c Evolution de l'erreur quadratique

Nous constatons que les estimés convergent timidement vers leurs valeurs réelles obtenues cette fois-ci en utilisant le modèle complet issu de la représentation d'état donnée par l'équation (I.9) du chapitre précédent.

Nous allons essayer d'améliorer la qualité de l'estimation en modifiant les caractéristiques du signal d'excitation. En augmentant la fréquence de la SBPA ($FR=2$), nous obtenons les résultats de la figure (II.7) où les paramètres estimés présentent une convergence meilleure que la précédente. C'est dû au fait que la fréquence de la SBPA doit être choisie comme spécifié à la section II.4.2, mais nous remarquons toujours que l'estimation ne se stabilise pas, chose qui est due à la forte non linéarité du système. L'erreur quadratique moyenne est de même ordre que précédemment.

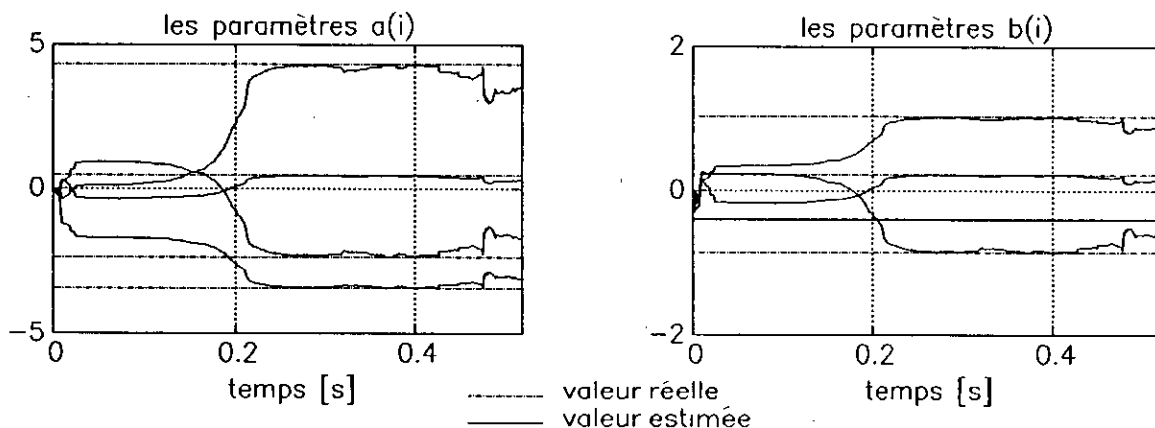


Figure II.7a Evolution des paramètres estimés

Nous allons tenter cette fois de diminuer l'amplitude de signal d'excitation pour ne pas dévier le système loin du point de fonctionnement afin de respecter l'hypothèse de petites variations de $\Delta\delta$. Nous choisissons $\Delta\delta=1e^{-4}$ rad. La figure II.8a montre la bonne convergence des estimés. L'erreur quadratique atteint $1e^{-10}$ (Figure II.8b) et $e_{rms}=2.7e-6$.

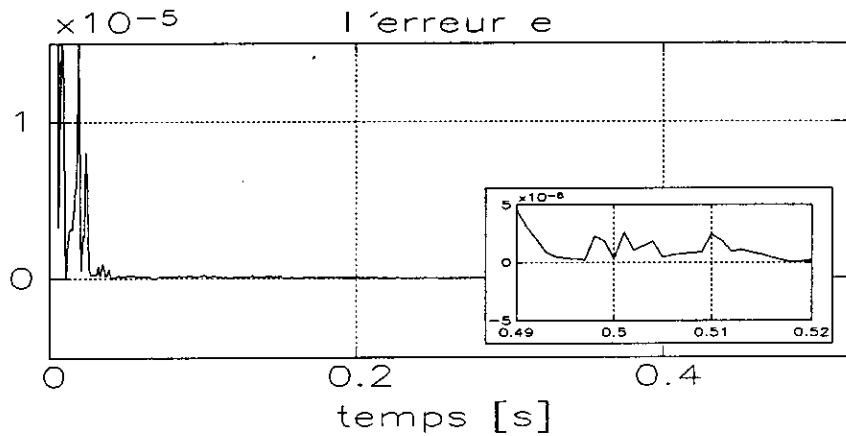


Figure II.7b Evolution de l'erreur quadratique

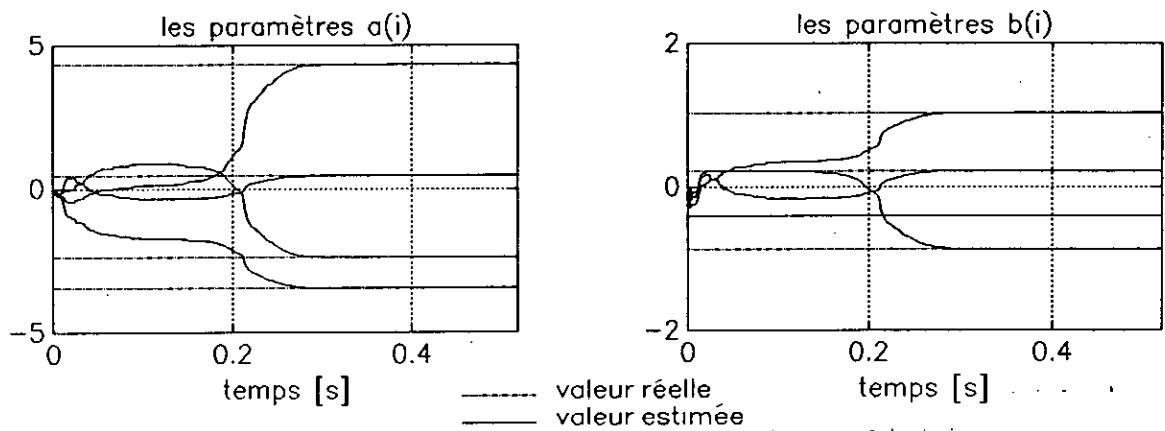


Figure II.8a Evolution des paramètres estimés

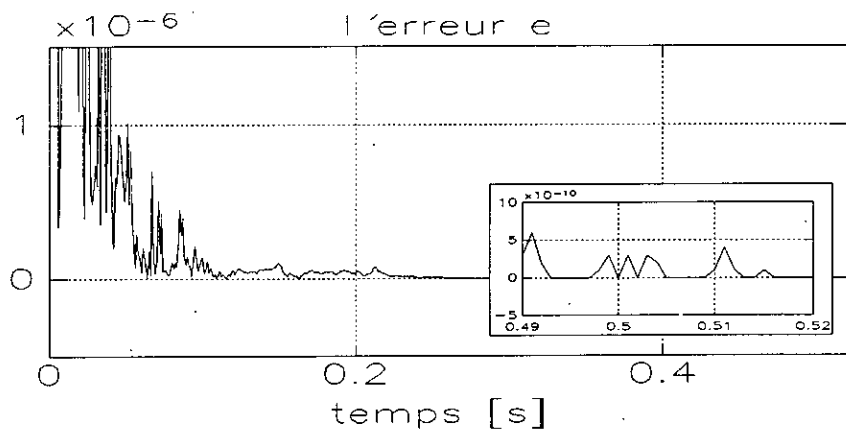


Figure II.8b Evolution de l'erreur quadratique

Pour vérifier la fidélité du modèle obtenu, nous procédons au test de validation précédent. La figure II.8c montre la réponse indicielle du courant lors d'un saut de l'entrée de 0.01 [rad]. Nous remarquons que pour le même échelon, la réponse du modèle identifié est identique à celle du système réel.

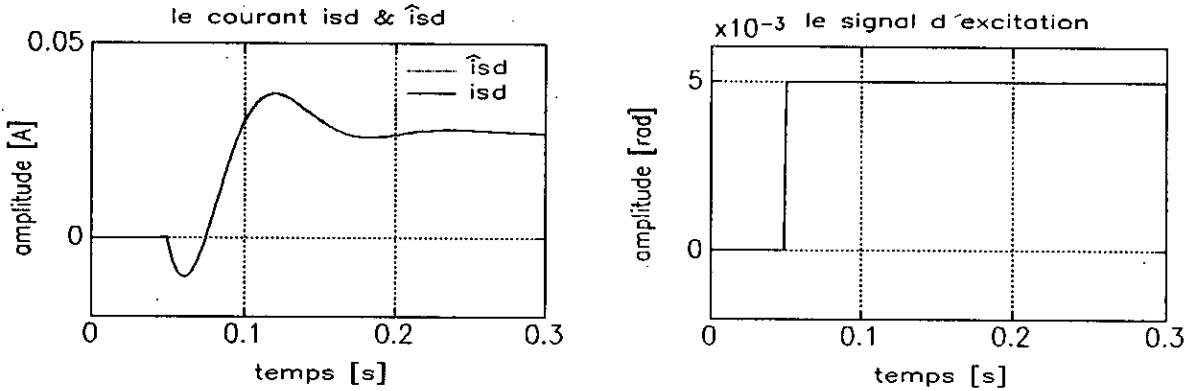


Figure II.8c Test du modèle identifié

b) Identification de $\Delta Isq/\Delta\delta$

La même procédure antérieure est utilisée. Les conditions du test sont spécifiées par le tableau suivant:

Tableau II.3 Conditions du test

Modèle			Paramètres d'identification					
n	m	d	ρ	λ	LR	FR	$\Delta\delta$ [rad]	T_e [ms]
3	2	1	1e10	0.95	7	2	5e-3	1

$e_{rms}=9.9e-6$

Les résultats du test sont présentés par les figures (II.9).

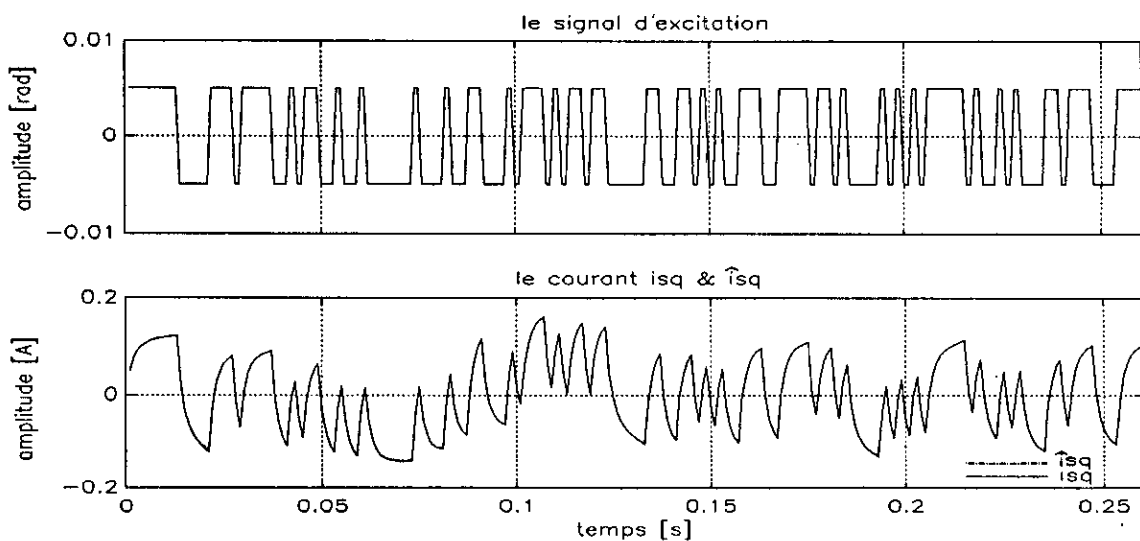


Figure II.9a

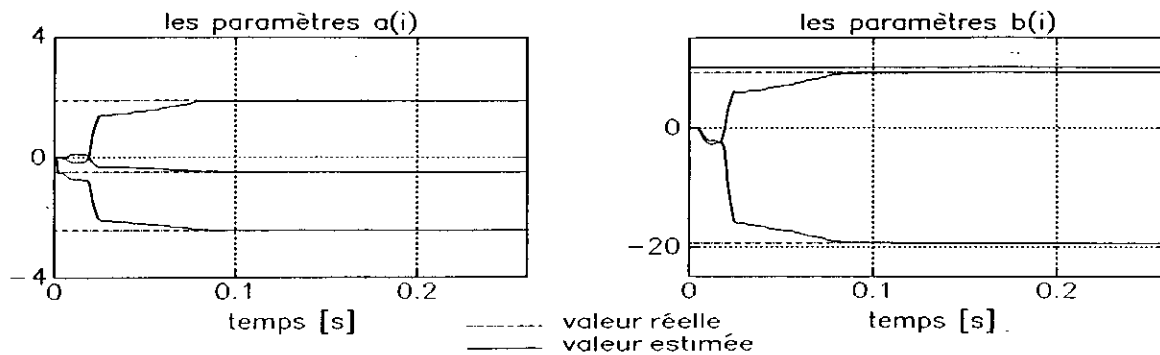


Figure II.9b Evolution des paramètres estimés

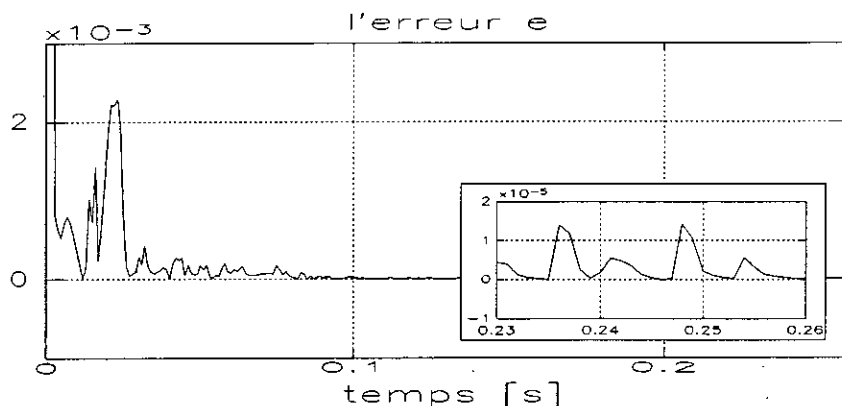


Figure II.9c Evolution de l'erreur quadratique

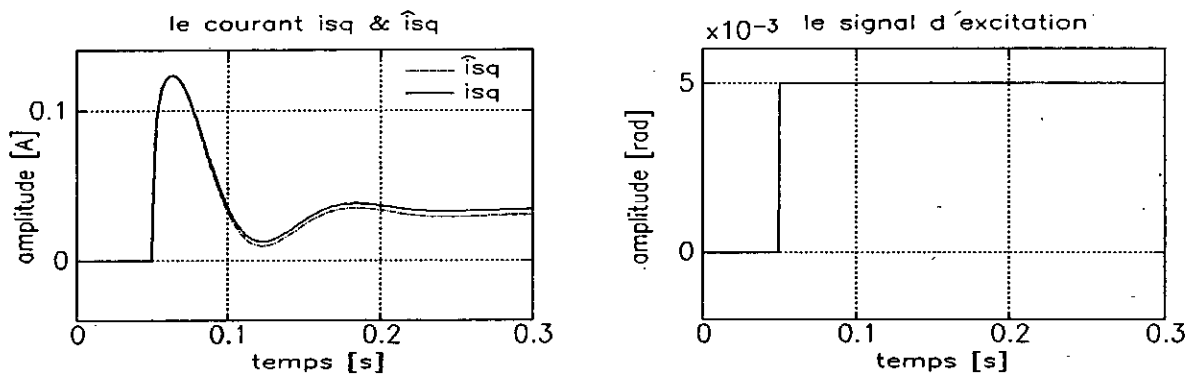


Figure II.9d Test du modèle identifié

Nous remarquons une bonne convergence des paramètres estimés (Figure II.9b). Cependant, le test de validation (Figure II.9d) montre un écart en régime permanent entre la sortie du modèle identifié et le système réel, qui est dû, comme c'est le cas précédemment, à l'influence de la variation de la vitesse sur les variations du courant statorique.

Le test de l'identification utilisant le modèle augmenté, est effectué avec les caractéristiques définies par le Tableau II.4.

Tableau II.4 Conditions du test

Modèle			Paramètres d'identification					
n	m	d	ρ	λ	LR	FR	$\Delta\delta$ [rad]	T_e [ms]
4	3	1	1e10	0.95	7	2	5e-3	1

$e_{rms}=1.0e-5$

Nous remarquons pour ce test (Figures II.10), après validation du modèle identifié

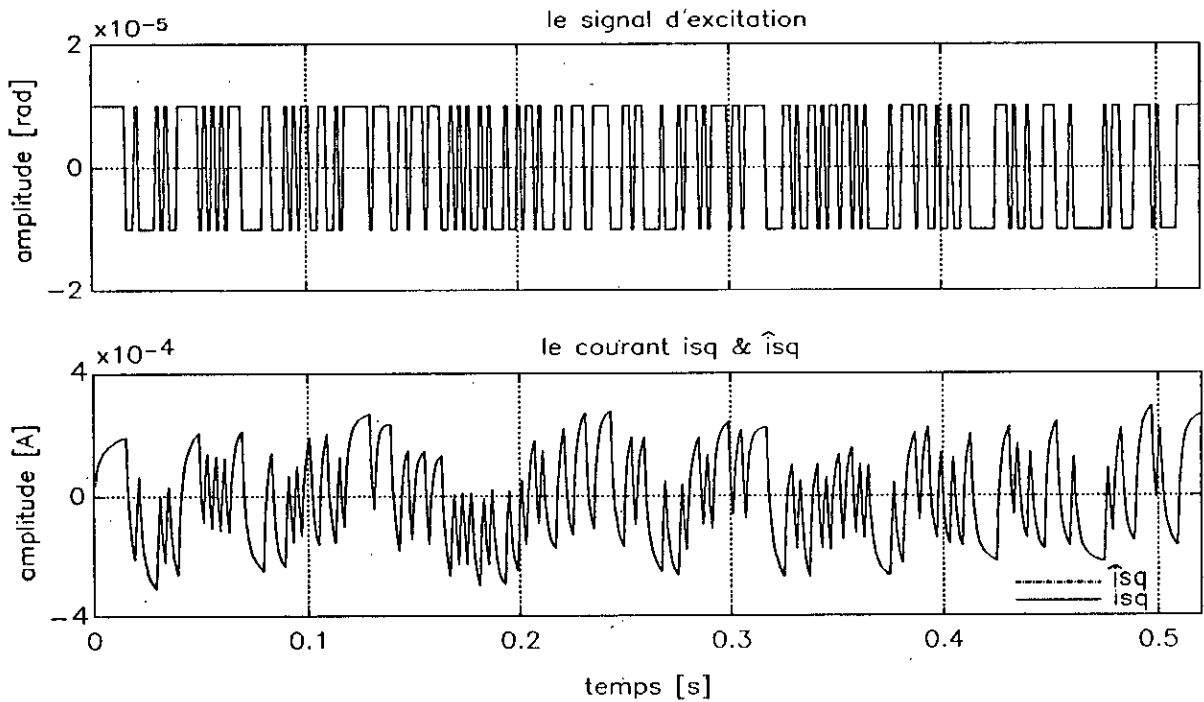


Figure II.10a

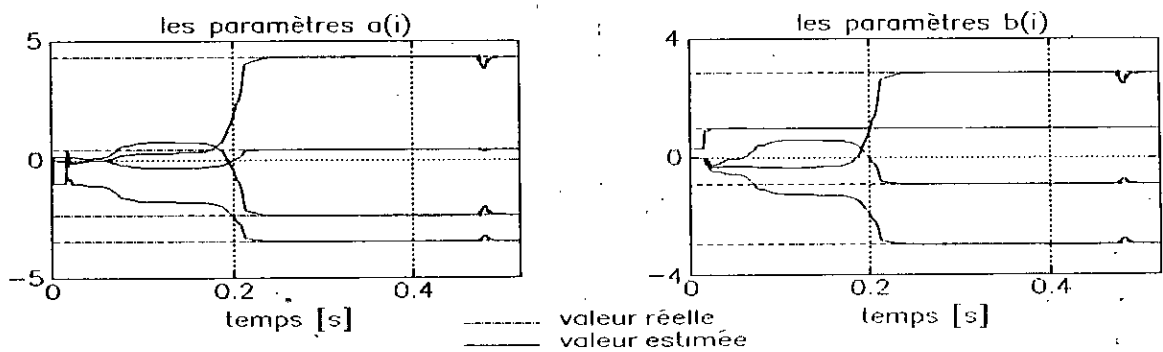


Figure II.10b Evolution des paramètres estimés

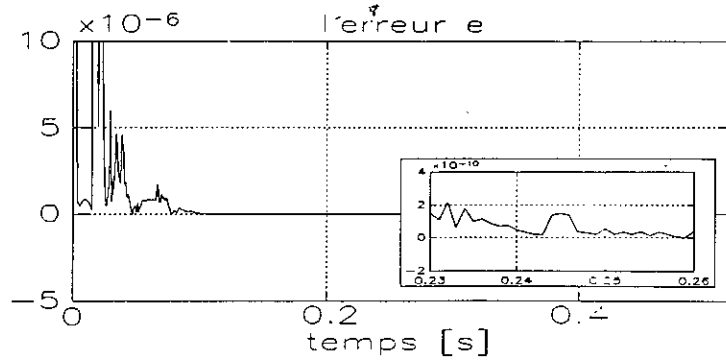


Figure II.10c Evolution de l'erreur quadratique

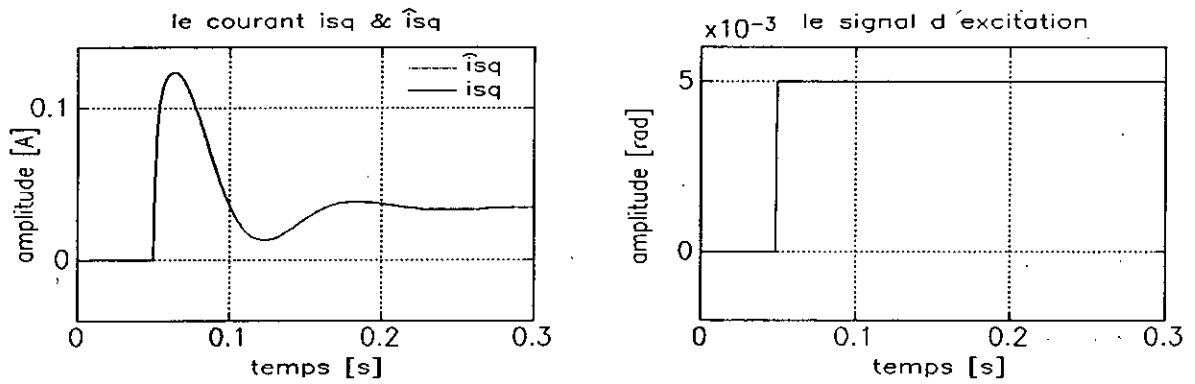


Figure II.10d Test du modèle identifié

(Figure II.10d), une meilleure fidélité à reproduire le comportement du système réel. L'erreur quadratique atteinte dans ce cas vaut $1e^{-10}$ (Figure II.10c).

II.9.3.2 Identification d'un modèle de vitesse $\Delta\omega/\Delta\delta$

Nous identifions le modèle caractérisant les variations de la vitesse de sortie du variateur. Pour cette fonction de transfert, nous procédons en premier temps à l'estimation du modèle complet issu de la représentation d'état de l'équation (I.9). Les conditions du test sont spécifiées par le Tableau II.5.

Tableau II.5 Conditions du test

Modèle			Point de fonctionnement			Paramètres d'identification					
n	m	d	N [tr/mn]	δ [rad]	CC [Ω]	ρ	λ	LR	FR	$\Delta\delta$ [rad]	Te [ms]
4	4	1	482	0.5	0.2	$1e10$	0.95	6	4	$1e-4$	10

L'erreur quadratique moyenne: $e_{rms}=3.79e-5$

Les résultats de l'estimation, donnés pour les conditions d'identification définies, sont montrés par les figures (II.11a)-(II.11c).

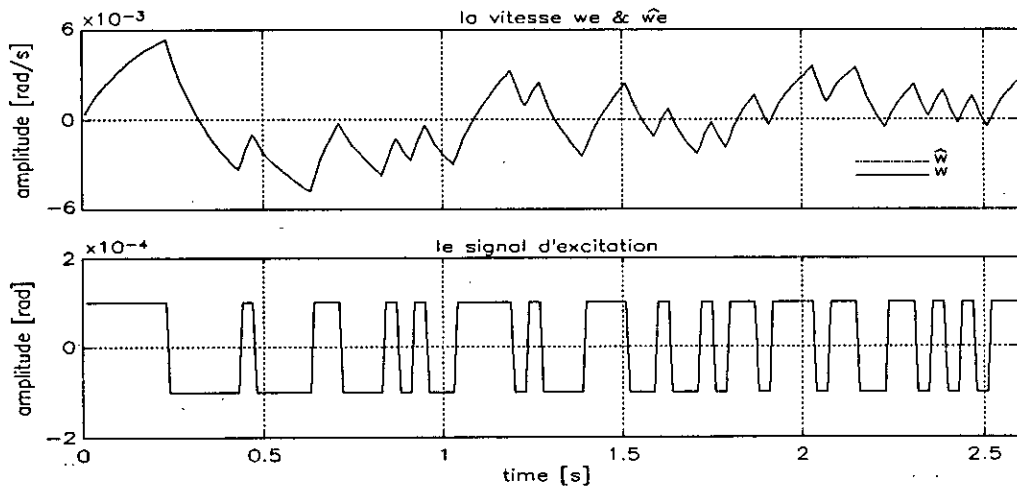


Figure II.11a

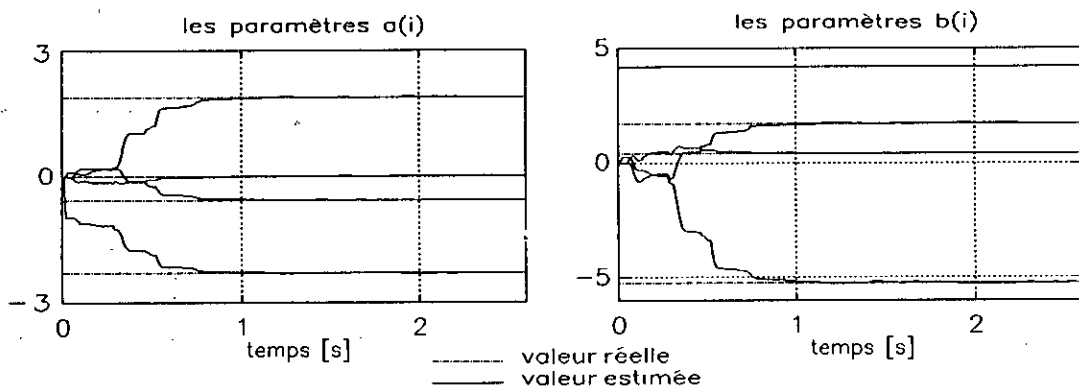


Figure II.11b Evolution des paramètres estimés

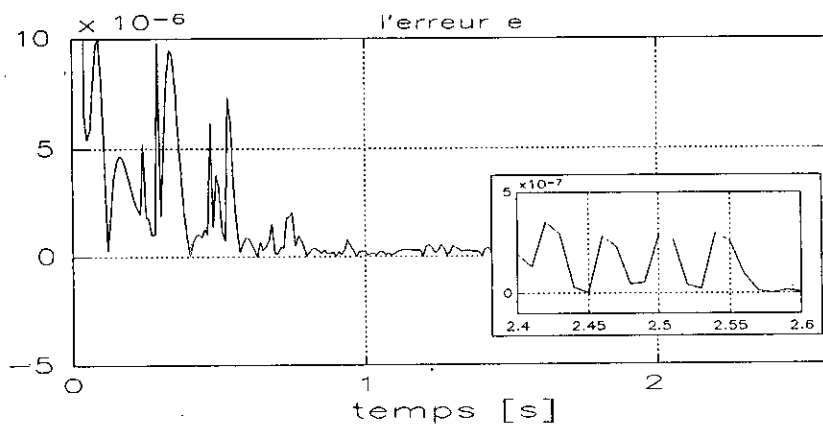


Figure II.11c Evolution de l'erreur quadratique

Nous remarquons que les paramètres du modèle identifié convergent rapidement vers leurs vraies valeurs. L'erreur quadratique atteint la valeur de $1e-7$ (Figure II.11c).

Nous allons essayer à présent d'identifier un modèle réduit plus simple. Pour ce faire, nous utilisons les conditions du test spécifiées dans le Tableau II.6.

Tableau II.6 Conditions du test

Modèle			Paramètres d'identification					
n	m	d	ρ	λ	LR	FR	$\Delta\delta$ [rad]	T_e [ms]
2	1	1	$1e8$	0.98	8	1	$1e-4$	10

$e_{rms}=6.63e-5$

Les résultats de l'estimation sont montrés par les figures (II.12a)-(II.12c).

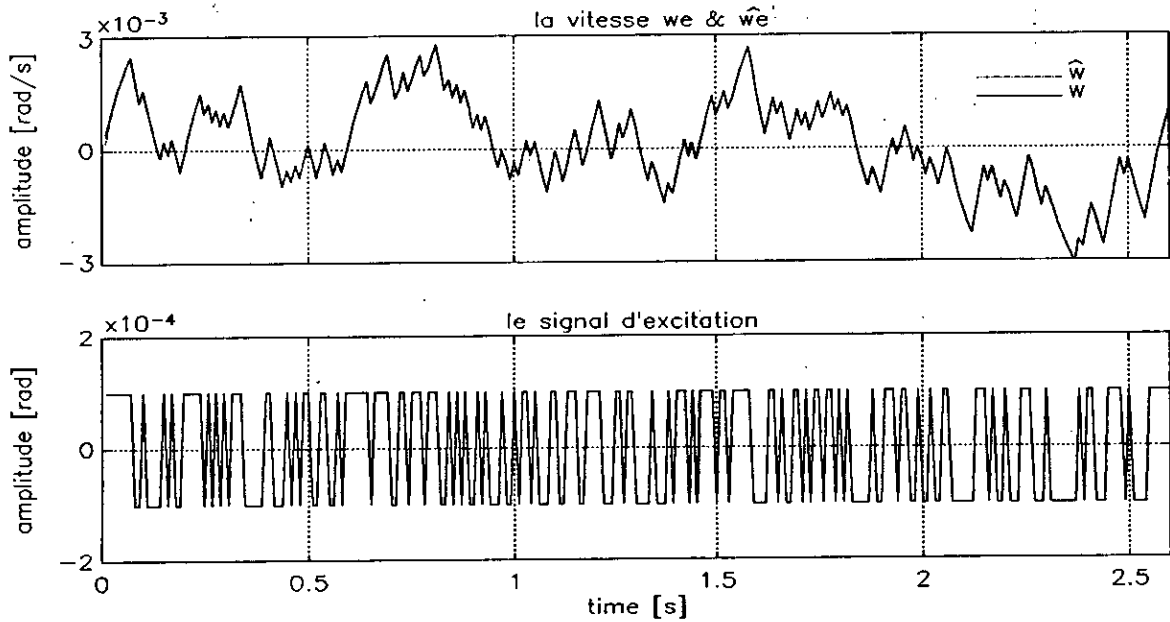


Figure II.12a

L'erreur quadratique est de $5e-5$ (Figure II.12c). Nous remarquons que le niveau de cette erreur est supérieur à celui du modèle complet. Ce qui signifie que ce modèle est moins précis que le premier. C'est ce que nous confirme le test de fidélité de la figure II.12d.

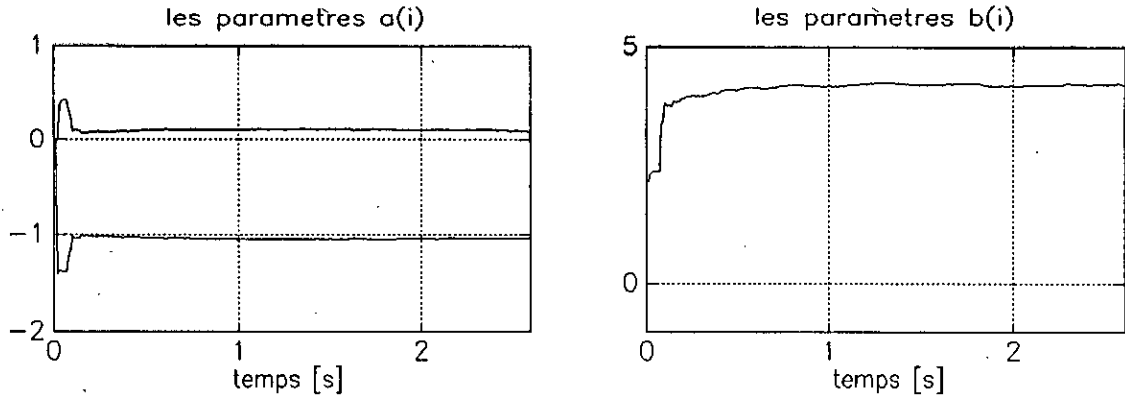


Figure II.12b Evolution des paramètres estimés

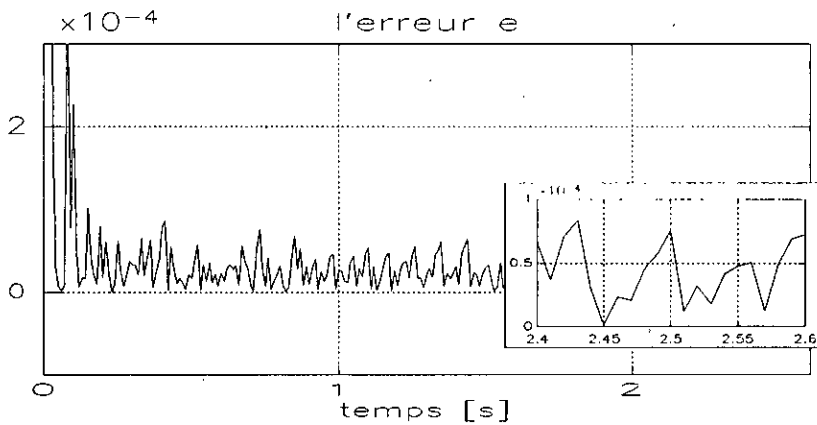


Figure II.12c Evolution de l'erreur quadratique

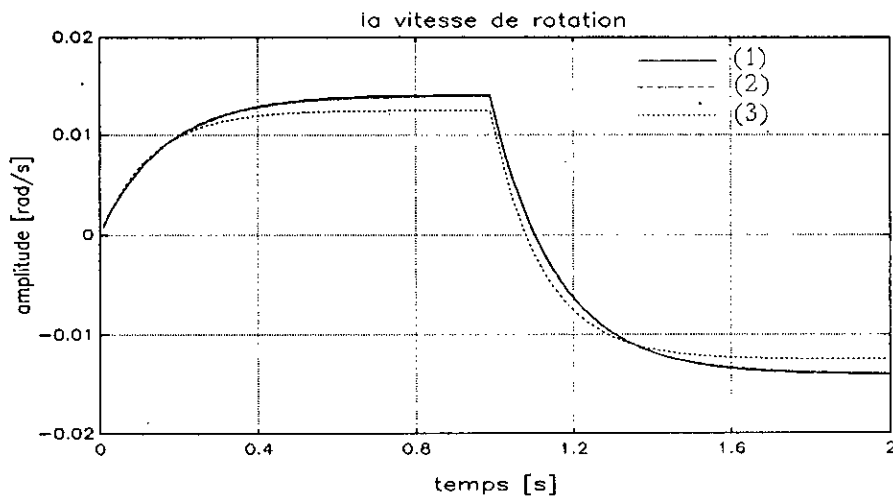


Figure II.12d Test du modèle identifié

- (1) réponse du système réel
- (2) réponse du modèle complet
- (3) réponse du modèle réduit

II.10 CONCLUSION

Nous avons présenté, dans ce chapitre, une étude d'identification du modèle entrée-sortie basé sur l'exploitation de la dynamique des deux courants de phases d et q et de la vitesse de rotation de la machine. Les résultats obtenus, montrent que l'identification converge pratiquement, pour chaque test effectué, vers un point optimum avec une convergence satisfaisante des paramètres. Par ailleurs, nous avons pu remarquer l'influence des caractéristiques du signal d'excitation sur les résultats. Les tests de validation ont montré que les modèles identifiés représentent, d'une manière plus ou moins exacte, selon la structure choisie, le comportement du système réel. Pour le choix de la structure adéquate, un compromis entre la complexité du modèle, pour représenter au mieux le procédé, et sa simplicité pour alléger les manipulations numériques, s'impose.

CHAPITRE

-III-

COMMANDE ADAPTATIVE DE LA MACHINE SYNCHRONES

COMMANDE ADAPTATIVE DE LA MACHINE SYNCHRONNE

III.1 INTRODUCTION

Lorsque le système de commande est non-linéaire et que les paramètres de son modèle de connaissance varient dans de grandes proportions, la commande adaptative est une alternative intéressante qui permet de prendre en compte ces problèmes.

Les stratégies de contrôle de l'ensemble convertisseur-machine électrique deviennent de plus en plus complexes. Cette complexité suit l'évolution des besoins industriels dont les cahiers de charge sont actuellement plus contraignants, et nécessitent l'utilisation d'outils modernes de l'automatique [DEF94]. Les régulateurs de type PI ou PID à coefficients constants, sont insuffisants pour répondre à ces exigences, il convient alors d'utiliser un contrôle adaptatif.

La commande adaptative peut être d'un grand intérêt à cause de la large gamme de changement des caractéristiques de charge ou de la variation dans le temps des paramètres du système. Plusieurs possibilités de commande adaptative peuvent être envisagées. Nous présentons, dans ce chapitre, la commande des systèmes linéaires, dont les paramètres sont inconnus ou variables dans le temps [ÅST89]. Le régulateur comporte un algorithme d'identification de type gradient ou moindres carrés récursifs, permettant d'estimer en ligne les paramètres de la fonction de transfert échantillonnée équivalente, combiné avec une stratégie de commande. Ce qui donne des régulateurs auto-ajustables ou régulateurs adaptatifs.

Nous nous proposons de faire la synthèse de deux stratégies de commande. La première stratégie, consiste en la commande à erreur de prédiction minimale [GOO84], la seconde est la commande à variance minimale généralisée [CLA75],[CLA79]. Ces stratégies sont liées aux hypothèses faites sur les zéros du système échantillonné et aux objectifs de la commande. L'application de ces deux stratégies au variateur de vitesse, sera présentée en dernier lieu.

III.2 DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE ADAPTATIVE

Le schéma de base de la commande adaptative est représenté par la figure (III.1). Il comporte la boucle d'asservissement classique et une boucle d'adaptation des paramètres du régulateur. Cependant, parmi les méthodes de commande adaptative, deux principales approches ont attiré le plus d'attention [AST89]:

- La commande adaptative à modèle de référence (Model Reference Adaptive Control "M.R.A.C").
- Les systèmes de commande auto-ajustable (Self-Tuning Regulator "S.T.R").

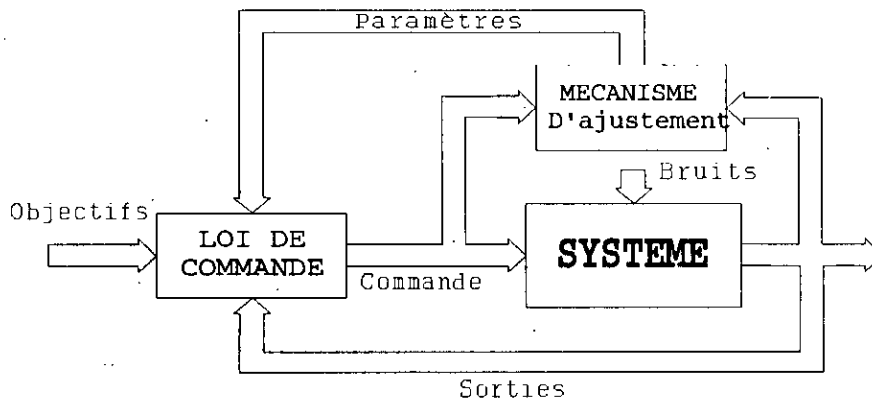


Figure III.1 Structure de base d'une commande adaptative

La principale différence qui existe entre les deux approches réside dans le mode d'ajustement des paramètres du régulateur. De plus, les systèmes MRAC sont initialement développés pour les problèmes de poursuite en temps continu déterministe et la technique STR pour les problèmes de régulation discrète stochastique [LAN81].

Après la présentation des généralités sur ces deux approches, nous nous intéresserons, aux régulateurs auto-ajustables.

III.2.1 Commande adaptative à modèle de référence

Les systèmes (MRAC) sont importants puisqu'ils sont relativement simples à implémenter et qu'ils n'ont pas besoin d'une identification des performances de la dynamique du procédé [CHA87]. L'idée de base de ces systèmes est de synthétiser le signal de commande qui forcera le système de se conduire d'une certaine manière prescrite par un modèle de référence idéalement choisi [LAN79].

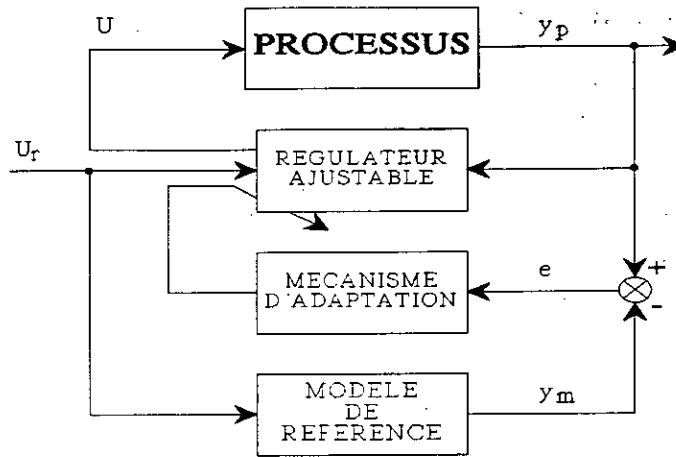


Figure III.2 Commande adaptative à modèle de référence.

Dans cette approche, la comparaison entre l'indice de performance (IP) désiré et celui mesuré est obtenu directement en comparant la sortie du modèle de référence avec celle du système à commander. L'erreur est utilisée par la suite par le mécanisme d'adaptation pour l'ajustement des paramètres du régulateur (Figure III.2). Ce schéma représente les systèmes (MRAC) explicite (appelés aussi systèmes de commande adaptative directe).

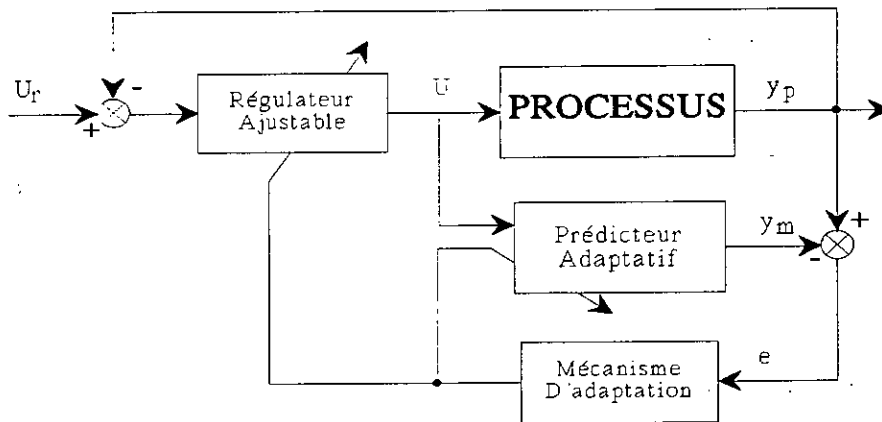


Figure III.3 Commande adaptative à modèle de référence implicite.

Il existe des systèmes (MRAC) implicite (appelés aussi systèmes de commande adaptative indirecte) [LAN80],[LAN81], dans lesquels, un prédicteur adaptatif dérivé des systèmes adaptatifs à modèle de référence (SAMR) est utilisé [SIL79]. Les paramètres de ce dernier servent pour le calcul du régulateur (Figure III.3). L'ensemble prédictif-contrôleur se conduit à chaque instant comme le système à dynamique "désirée". Par ailleurs, il est démontré que pour une paramétrisation particulière du procédé, les deux aspects de commande conduisent aux mêmes équations [ÅST89],[GOO84].

III.2.2 Commande auto-ajustable

Dans les systèmes adaptatifs, il est supposé que les paramètres du régulateur sont ajustés pendant tout le temps. Ceci implique que les paramètres du régulateur suivent les changements dans le processus. Le régulateur est appelé auto-ajustable du fait qu'il ajuste le contrôleur aux performances désirées [ÅST89].

Ce type de régulateur à été décrit par Kalman (1958). Un régulateur similaire, basé sur la commande à variance minimale, est publié par Wiestander et Wittenmark (1971), revu et développé en suite par Åström & Wittenmark (1973) [ÅST73].

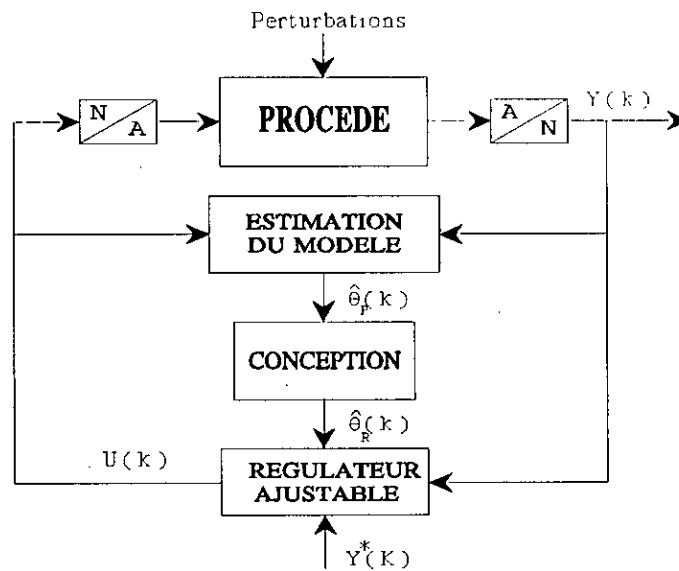


Figure III.4 Commande auto-ajustable schéma de base

Les régulateurs auto-ajustables se basent essentiellement sur l'estimation des paramètres du procédé. Les paramètres du régulateur sont calculés indirectement, via le prédicteur (Figure III.4). C'est l'algorithme auto-ajustable indirect (explicit self-tuning control).

Il est cependant possible de reparamétriser le modèle en termes de paramètres du régulateur de façon à ce qu'ils soient estimés directement (Figure III.5). Ce qui donne une simplification significative de l'algorithme. C'est le régulateur auto-ajustable direct (implicit self-tuning control)[ÅST73].

Nous allons utiliser deux de ces régulateurs auto-ajustables, à savoir:

- les régulateurs auto-ajustables à erreur de prédiction minimale.
- les régulateurs auto-ajustables à variance minimale généralisée.

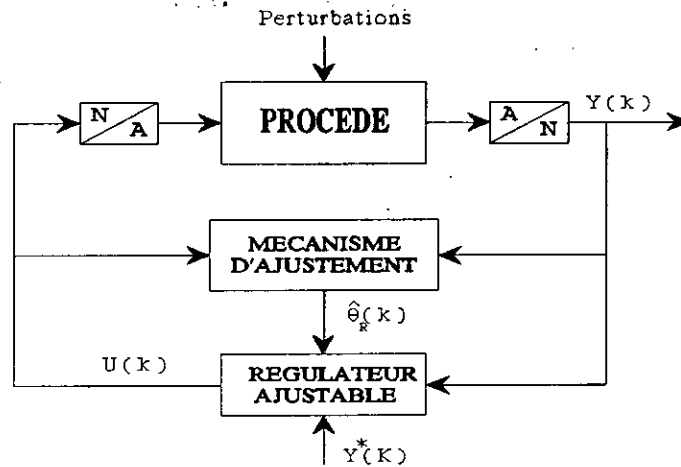


Figure III.5 Cycle auto-ajustable implicite

L'approche que nous adopterons, pour les deux stratégies de commande, est l'approche directe. Elle a pour avantage d'éliminer l'étape de l'identification des paramètres du procédé. Ce qui nous facilite les calculs et réduit le temps d'exécution.

Le schéma de la commande adaptative à erreur de prédiction minimale est destiné à opérer dans un environnement déterministe et les régulateurs auto-ajustables à variance minimale généralisée sont destinés à opérer dans un environnement stochastique [ÅST89],[GOO84].

III.3 COMMANDE AUTO-AJUSTABLE A VARIANCE MINIMALE

III.3.1 Introduction

Le premier régulateur auto-ajustable développé par Åström & Wittenmark [ÅST73], est basé sur le principe de la variance minimale stochastique. C'est une approche utilisant l'objectif de la commande optimale. Les suppositions requises sont que le système soit à phase minimale, le temps de retard soit connu et qu'une limite de l'ordre du système soit donnée. L'objectif de cette approche est de minimiser la variance de la sortie mesurée à des instants d'échantillonnage.

Clarke et Gawthrop [CLA75],[CLA79], ont étendu cette idée pour couvrir une large variété d'objectifs, en incluant les variations du point de fonctionnement de façon à assurer la faisabilité de la poursuite et de la régulation. Cela nécessite la minimisation d'une combinaison de la variance de la commande et celle de la sortie.

III.3.2 Synthèse d'un régulateur auto-ajustable à variance minimale généralisée [NAI97a]

Le système à commander est décrit par le modèle ARMAX (Figure III.6), à paramètres constants, suivant:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})\xi(k) \quad (\text{III.1})$$

d représente le retard pur du système. C'est un nombre entier de périodes d'échantillonnage, et $d \geq 1$.

$y(k)$ et $u(k)$ sont respectivement, l'entrée et la sortie du système. $\xi(k)$ est une séquence non corrélée provenant du bruit de mesure, de variance σ .

Les polynômes A, B et C sont donnés par:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_m q^{-m}, \quad b_0 \neq 0$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_l q^{-l}$$

La définition de d impose: $b_0 \neq 0$. Les racines du polynôme C sont supposées résider à l'intérieur du cercle unité (stabilité du système en boucle fermée). Aucune restriction n'est imposée aux polynômes A et B. Cependant, le retard d et des bornes supérieures de n , m et l doivent être connus a priori.

La structure du régulateur dépend du choix de la fonction coût à minimiser. Pour la technique de variance minimale généralisée, le critère choisit par Clarke et Gawthrop consiste à minimiser la variance d'une sortie auxiliaire [CLA79].

$$J = E[\Phi^2(k+d|_k)] \quad (\text{III.2})$$

Φ est la sortie auxiliaire (Figure III.7) de la forme:

$$\Phi(k+d) = P(q^{-1})y(k+d) + Q(q^{-1})u(k) - R(q^{-1})W(k) \quad (\text{III.3})$$

$W(k)$ désigne le signal de référence à l'instant k . Les Polynômes P, Q et R sont des pondérations qui peuvent être choisies selon les caractéristiques de la réponse désirée (action intégrale, minimisation des effets de la perturbation,...).

Ce critère introduit dans sa structure suffisamment de degrés de liberté pour pouvoir assurer la stabilité d'une large variété de systèmes.

Dans l'équation (III.3), le second et le troisième terme du second membre sont connus à l'instant

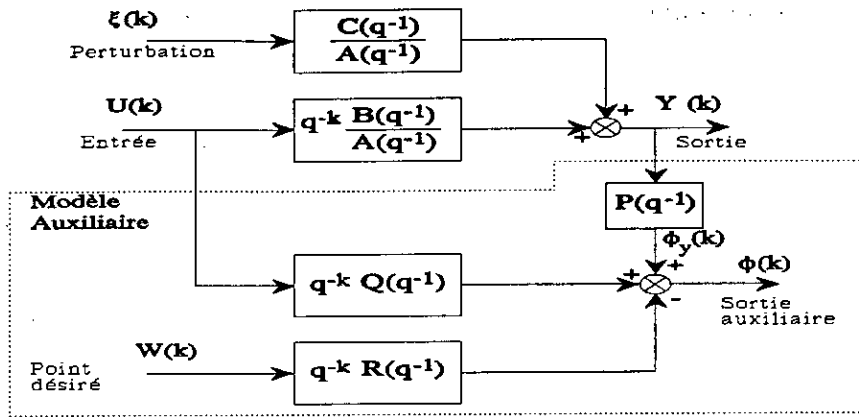


Figure III.7 Structure du modèle du procédé avec le modèle auxiliaire.

k. Il reste alors à prédire le premier terme, qui est de la forme:

$$\Phi_y(k) = P(q^{-1})y(k) \quad (\text{III.4})$$

La prédiction de la sortie Φ_y est donnée par [CLA79],[GAW82]:

$$C(q^{-1})\Phi_y^*(k+d|_k) = F(q^{-1})y(k) + G(q^{-1})u(k) \quad (\text{III.5})$$

où F et G sont des polynômes vérifiant l'identité:

$$\frac{C(q^{-1})P(q^{-1})}{A(q^{-1})} = E(q^{-1}) + q^{-d} \frac{F(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (\text{III.6})$$

avec: $G = EB$. E et F sont respectivement, d'ordre (d-1) et (n-1). A partir des équations (III.3) et (III.5), la sortie auxiliaire prédite sera:

$$\Phi^*(k+d) = \Phi_y^*(k+d) + Q(q^{-1})u(k) - R(q^{-1})W(k) \quad (\text{III.7})$$

La loi de commande optimale obtenue par minimisation du critère choisi, en annulant la prédiction à l'instant k de la sortie auxiliaire définie par (III.7), est donnée comme suit:

$$U_0(k) = \frac{R(q^{-1})W(k) - \Phi_y^*(k+d|_k)}{Q(q^{-1})} \quad (\text{III.8})$$

En utilisant les équations (III.5) et (III.7), elle s'exprime par:

$$U_0(k) = \frac{C(q^{-1})R(q^{-1})W(k) - F(q^{-1})y(k)}{G(q^{-1}) + Q(q^{-1})C(q^{-1})} \quad (\text{III.9})$$

C'est une loi de commande incluant la trajectoire de référence. Cette commande optimale doit, en outre, être combinée avec un algorithme d'estimation paramétrique pour produire un régulateur auto-ajustable.

III.3.3 Algorithme auto-ajustable implicite

Le schéma implicite de Åstrom et Wittenmark [ÅST73], et Clarke & Gawthrop [CLA75],[CLA79] est basé sur l'idée d'éviter de séparer entre l'étape d'identification et celle de la commande. car les paramètres du contrôleur sont incorporés dans la procédure d'identification.

Pour calculer la commande optimale (III.8), il est nécessaire d'avoir la sortie $\Phi^*_y(k+d|_k)$ définie par (III.5). Comme les polynômes F, G et C sont inconnus, leurs coefficients sont alors à estimer. Pour cela, un algorithme d'identification récursif basé sur les moindres carrés étendus (MCE), est utilisé. Le "*principe d'équivalence certaine*" [ÅST89], permet d'utiliser les estimés à la place des vrais paramètres, dans la loi de commande.

Le prédicteur peut s'écrire comme suit:

$$\Phi^*_y(k+d|_k) = F(q^{-1})y(k) + G(q^{-1})u(k) - \sum_{i=1}^n c_i \Phi^*_y(k+d-i|_{k-i}) \quad (\text{III.10})$$

Définissons les vecteurs X et θ par:

$$\begin{aligned} \theta^T(k) &= [g_0, \dots; f_0, \dots; -c_1, \dots] \\ \mathbf{X}^T(k) &= [u(k), \dots; y(k), \dots; \Phi^*_y(k+d-1|_{k-1}), \dots] \end{aligned}$$

Ces derniers désignent les observations et les paramètres correspondants. L'équation (III.5) devient alors:

$$\Phi^*_y(k+d|_k) = \mathbf{X}^T(k)\theta(k) \quad (\text{III.11})$$

Finalement, prédire la sortie $\Phi^*_y(k+d|_k)$ revient à estimer le vecteur paramètres θ composé des coefficients des polynômes F, G et C.

L'algorithme auto-ajustable direct est donné par:

étape 1: Estimation du vecteur paramètres θ par les moindres carrés étendus.

étape 2: Calcul du prédicteur $\Phi^*_y(k+d|_k)$ puis du signal de commande donné par l'équation (III.8) en utilisant les estimés obtenus dans l'étape 1.

Revenir à l'étape 1.

III.4 COMMANDE ADAPTATIVE A ERREUR DE PREDICTION MINIMALE [NAI96]

III.4.1 Introduction

L'idée de cette commande est basée sur le fait que les performances désirées du système peuvent être obtenues en atteignant une erreur de poursuite de référence ($W(k)-y(k)$) nulle et réaliser la stabilité en boucle fermée. L'utilisation de l'approche directe pour cette commande, nécessite la mise en forme prédictive du modèle du procédé.

III.4.2 Synthèse de la loi de commande

Le modèle retenu pour cette commande est le modèle DARMA (Deterministic ARMA) donné par l'équation polynomiale suivante:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) \quad (\text{III.11})$$

Les polynômes A et B sont définis de la même manière que dans l'équation (III.1).

Les hypothèses suivantes doivent être vérifiées:

- a- le retard d du système et des bornes supérieurs de n et m sont connus a priori,
- b- $B(q^{-1})$ doit avoir ses zéros à l'intérieur du cercle unité.

Pour avoir la forme prédictive du modèle, nous utilisons l'identité suivante [GOO84]:

$$1 = F(q^{-1})A(q^{-1}) + q^{-d}G(q^{-1}) \quad (\text{III.12})$$

avec:

$$F(q^{-1}) = 1 + f_1q^{-1} + \dots + f_{d-1}q^{-d+1}$$

$$G(q^{-1}) = g_0 + g_1q^{-1} + \dots + g_{n-1}q^{-n+1}$$

le prédicteur à d pas est alors obtenu. Il est de la forme:

$$y(k+d) = \alpha(q^{-1})y(k) + \beta(q^{-1})u(k) \quad (\text{III.13})$$

où les polynômes $\alpha(q^{-1})$ et $\beta(q^{-1})$ sont écrits comme suit:

$$\alpha(q^{-1}) = \alpha_0 + \alpha_1q^{-1} + \dots + \alpha_{n-1}q^{-n+1}$$

$$\beta(q^{-1}) = \beta_0 + \beta_1q^{-1} + \dots + \beta_{m+d-1}q^{-(m+d-1)} \quad ; \quad \beta_0 \neq 0$$

le modèle vectoriel devient donc:

$$y(k+d) = \phi^T(k) \theta(k) \quad (\text{III.14})$$

θ et ϕ sont respectivement les vecteurs de paramètres et d'observations:

$$\theta(k) = [\alpha_0, \dots, \alpha_{n-1}, \beta_0, \dots, \beta_{m+d-1}]^T$$

$$\phi(k) = [y(k), \dots, y(k-n+1), u(k), \dots, u(k-m-d+1)]^T$$

L'erreur de poursuite est alors définie par

$$\begin{aligned} \varepsilon(k+d) &= y(k+d) - W(k+d) \\ &= \phi^T(k) \theta - W(k+d) \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

où W représente la sortie désirée.

La loi de commande est choisie de façon à satisfaire:

$$\phi^T(k) \theta = W(k+d) \quad (\text{III.16})$$

et on aboutira à l'erreur $\varepsilon(k+d)$ nulle.

Comme les paramètres du vecteur θ sont inconnus et/ou variables dans le temps, un algorithme d'identification en ligne est alors utilisé pour les estimer à chaque pas. Nous utiliserons, par la suite, les estimés dans la loi de commande, à la place des vraies paramètres.

L'équation précédente devient alors:

$$\phi^T(k) \hat{\theta}(k) = W(k+d) \quad (\text{III.17})$$

où $\hat{\theta}(k)$ désigne les estimés des paramètres θ à l'instant k .

De l'équation (III.17), l'expression de la commande est obtenue comme suit:

$$\begin{aligned} u(k) = \frac{1}{\hat{\theta}_{n+1}(k)} & [-\hat{\theta}_1(k) y(k) \dots - \hat{\theta}_n(k) y(k-n+1)) - \hat{\theta}_{n+2}(k) u(k-1) \\ & \dots - \hat{\theta}_{n+m+d}(k) u(k-m-d+1) + W(k+d)] \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

Cette loi ne s'applique qu'aux procédés ayant des zéros asymptotiquement stables (hypothèse "b"). D'où l'idée d'étendre la méthode à d'autres systèmes, notamment, les systèmes à phase non minimale.

III.4.3 Commande à erreur de prédiction minimale pondérée [NAI97b]

La commande à erreur de prédiction minimale pondérée (EPMP) est une généralisation de la stratégie à erreur de prédiction minimale ordinaire (EPMO), qui nécessite certaines hypothèses pour garantir la stabilité de la boucle fermée [GOO84]. La commande à (EPMP) a pour objectif de faire un compromis entre l'énergie dépensée de la commande et l'obtention d'une erreur de poursuite de la référence ($W(k+d)-y(k+d)$) nulle, en réalisant la stabilité de la boucle fermée. En conséquence, cette technique permet:

- de réduire l'énergie de la commande
- de traiter une large gamme de systèmes.

Les hypothèses sont réduites à la connaissance a priori du retard d et des bornes supérieures de n et m .

Comme l'approche de cette commande est directe, le modèle du système (III.11) est mis sous forme prédictive (III.13).

Les polynômes $\alpha(q^{-1})$ et $\beta(q^{-1})$ sont donnés par:

$$\begin{aligned}\alpha(q^{-1}) &= G(q^{-1}) \\ \beta(q^{-1}) &= F(q^{-1})B(q^{-1})\end{aligned}\tag{III.19}$$

tels que les polynômes $F(q^{-1})$ et $G(q^{-1})$ sont solutions de l'identité (III.12).

Pour garder la simplicité de l'algorithme, nous allons faire une extension du critère de la commande à (EPMO) en introduisant suffisamment de degrés de liberté dans la structure du critère afin d'assurer la stabilité d'une large variété de classes de systèmes.

Le critère à utiliser s'écrit:

$$J = \left\{ \frac{1}{2} \varepsilon^2(k+d) + \frac{\lambda}{2} \bar{u}^2(k) \right\}\tag{III.20}$$

où l'erreur de poursuite est définie par (III.15) et $\bar{u}(k)$ est exprimé par la relation:

$$P(q^{-1})\bar{u}(k) = R(q^{-1})u(k)\tag{III.21}$$

$P(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ sont des polynômes de pondération de la forme:

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + \dots + p_l q^{-l}$$

$$R(q^{-1}) = 1 + r_1 r^{-1} + \dots + r_l q^{-l}$$

En substituant l'équation (III.15) dans (III.20), et en annulant la dérivée par rapport à $u(k)$ de l'expression résultante, nous aboutissons à:

$$\beta_0 \{y(k+d) - W(k+d)\} + \lambda \bar{u}(k) = 0 \quad (\text{III.22})$$

En multipliant cette équation par $A(q^{-1})$ et en utilisant (III.11), nous obtenons l'expression de la loi de commande minimisant J :

$$u(k) = \frac{P(q^{-1})A(q^{-1})W(k+d)}{P(q^{-1})B(q^{-1}) + \frac{\lambda}{\beta_0} R(q^{-1})A(q^{-1})} \quad (\text{III.23})$$

Si nous utilisons l'équation (III.13) au lieu de (III.11) la commande aura pour expression:

$$u(k) = \frac{P(q^{-1})[W(k+d) - \alpha(q^{-1})y(k)]}{P(q^{-1})\beta(q^{-1}) + \frac{\lambda}{\beta_0} R(q^{-1})} \quad (\text{III.24})$$

La boucle fermée est stable si le dénominateur de l'équation (III.23) est stable. Ce polynôme peut être stabilisé par un choix approprié de λ , $P(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ pour tout système. En pratique, un filtrage et une action intégrale pour garantir une erreur de poursuite nulle, sont introduits [CLA79],[GOO84]. Ils sont choisis généralement, de la forme $R(q^{-1})/P(q^{-1}) = (1 - q^{-1})/(1 - \alpha q^{-1})$ où $0 < \alpha < 2$. Cette loi peut être appliquée aux procédés ayant des zéros instables.

Pour calculer la séquence $u(k)$ dans (III.24), il faut avoir les polynômes $\alpha(q^{-1})$ et $\beta(q^{-1})$. Comme leurs paramètres sont supposés inconnus et/ou variables dans le temps, il faut alors les estimer moyennant un algorithme d'adaptation paramétrique.

III.5 APPLICATION A LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

Nous appliquons, dans cette section, les stratégies du contrôle adaptatif analysées à la machine synchrone subissant les différentes perturbations. Le régulateur auto-adaptatif est destiné à tenir compte des variations du couple de charge que subit l'axe de rotation, de la poursuite des variations de la consigne et éventuellement des paramètres physiques.

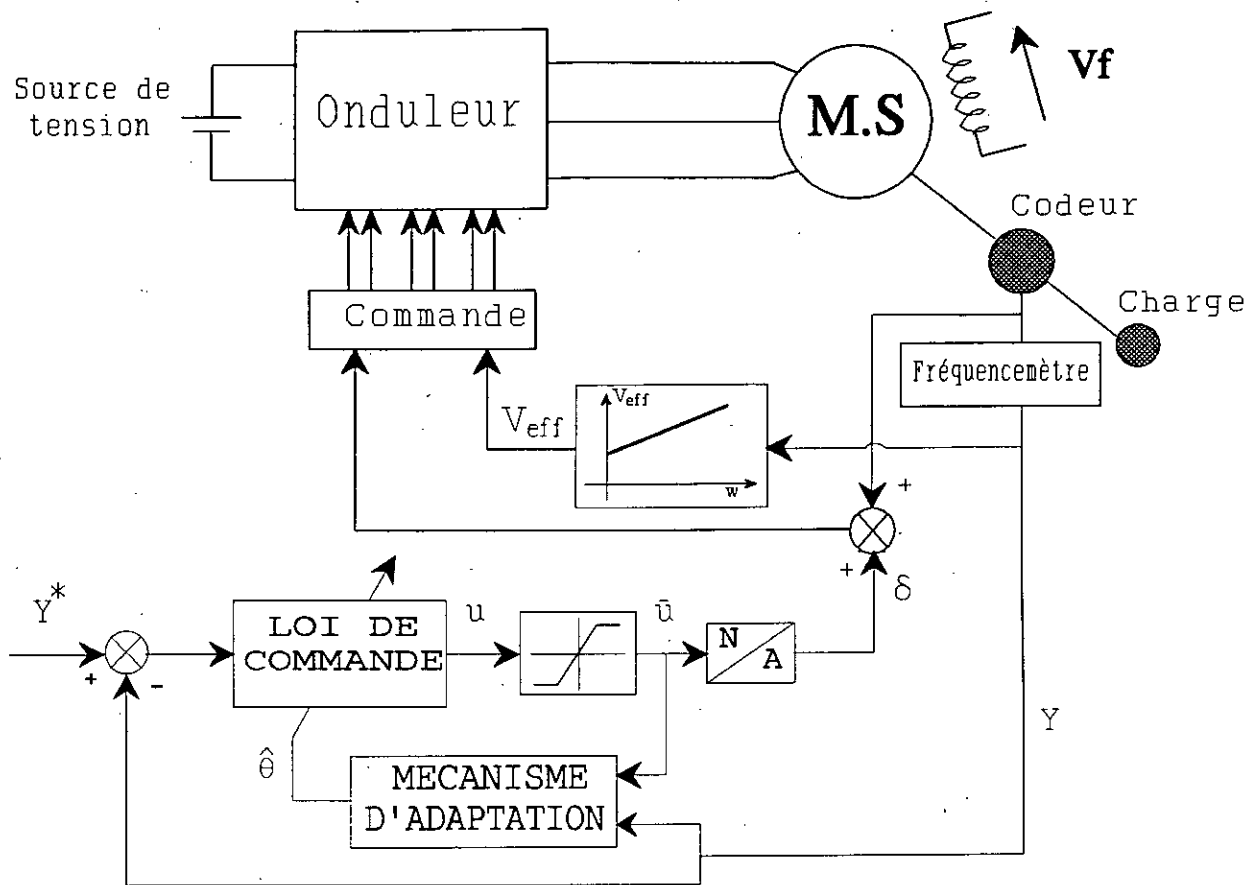


Figure III.8 Schéma globale du système commandé

La structure générale de la commande adaptative appliquée à la M.S.A est montrée par le schéma globale de la figure III.8. Nous distinguons la boucle de régulation et la boucle d'adaptation.

III.6 RESULTATS DE SIMULATION ET DISCUSSION

Les paramètres utilisés pour simuler le comportement de la machine sont donnés en annexe. Le comportement de la commande vis-à-vis de la variation de la consigne de vitesse, de la charge et de la variation de paramètres de la machine sera examiné pour les différentes stratégies .

a) *Commande à erreur de prédiction minimale:*

Le démarrage du variateur a été simulé pour une vitesse de consigne nominale et une moyenne vitesse à couple de charge $C_r=5$ Nm. La figure III.9 présente l'évolution des

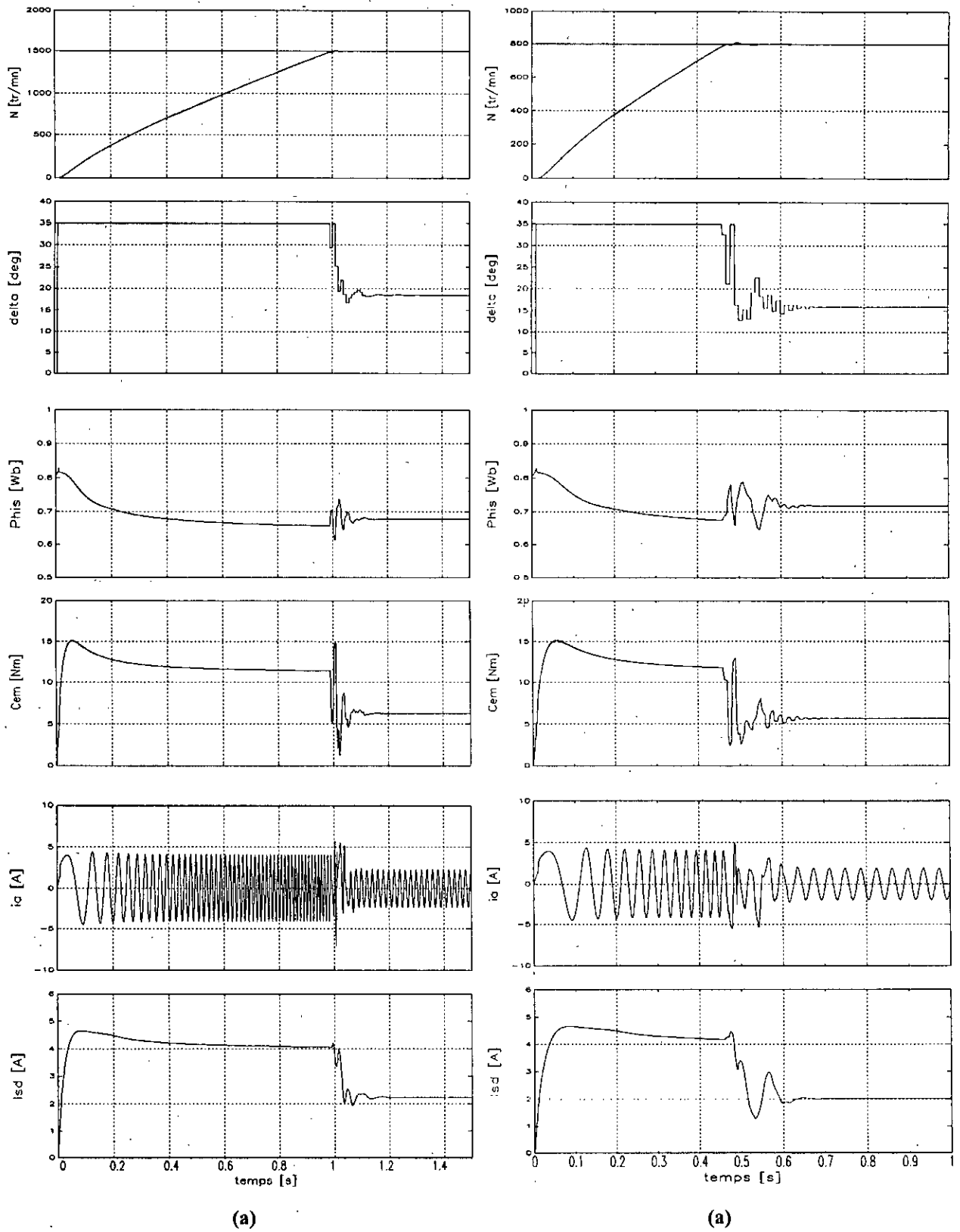


Figure III.9 Réponse du système à un échelon de vitesse ($C_r=5Nm$) .

(a) $N_{ref}=1500$ tr/mn; (b) $N_{ref}=800$ tr/mn.

différentes grandeurs de la machine pour les deux tests. Nous constatons que la commande impose une valeur maximale jusqu'à l'établissement de la vitesse, puis agit de telle manière à assurer un établissement, sans dépassement ni agitation, de la vitesse.

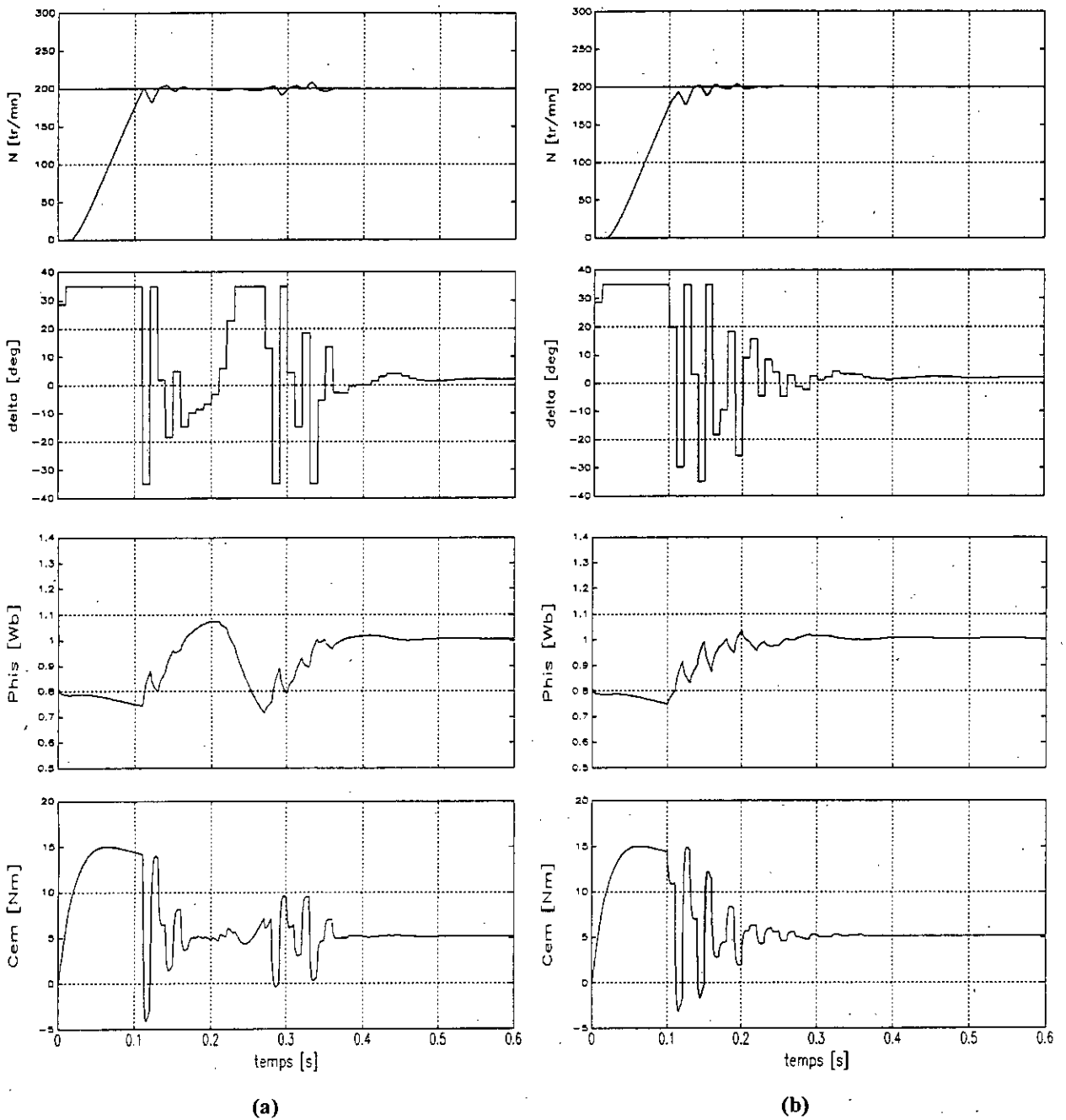


Figure III.10 Démarrage pour $N_{ref}=200$ tr/mn et $C_r=5$ Nm.

(a) moindres carrés récursifs

(b) algorithme du gradient

Une comparaison entre la commande utilisant comme algorithme d'adaptation paramétrique, l'algorithme du gradient et la méthode des moindres carrés récurrente, est présentée dans la figure III.10. La vitesse de référence est choisie faible pour pouvoir déterminer l'efficacité des deux algorithmes, sachant que la dynamique à identifier dans cette zone est complexe. Les réponses obtenues montrent des oscillations de la commande et de la sortie au régime transitoire, pour l'algorithme du gradient, mais une meilleure stabilité au régime permanent (Figure III.10b). Par contre, moins d'oscillations et moins de stabilité pour le cas des MCR (Figure III.10a). Ceci peut être expliqué par la lenteur dans la convergence dans le premier cas et une forte sensibilité de l'algorithme dans le deuxième cas.

Les courbes de la figure III.11 montrent le comportement du système lors d'une variation par un échelon négatif de la consigne (référence), pour un fonctionnement à demi-charge et à vitesse nominale. Dans la figure III.12, les courbes représentent l'évolution des variables de la machine pour une variation par un échelon positif de la consigne. Ces deux tests montrent l'efficacité de la commande à faire suivre la vitesse de sortie les variations de la consigne.

Les tests de la robustesse de cette commande vis-à-vis des perturbations paramétriques et de charge, sont présentés dans les figures (III.13)-(III.15). Dans le premier test, une perturbation par échelon négatif de couple résistant est appliquée au système en fonctionnement nominal. Une variation par un échelon positif de couple de charge est examinée dans le test suivant. Les résultats obtenus, montrent l'action de la commande à maintenir la vitesse à sa valeur de référence et ça, malgré la forte perturbation de charge appliquée ($\Delta C_r = 5 \text{ Nm}$). Les grandeurs caractéristiques de la machine présentent une réponse acceptable. L'effet d'une variation paramétrique est testé pour une variation de la résistance statorique de 50% de sa valeur réelle. Nous remarquons un temps de montée plus important qui est dû à l'augmentation de la constante de temps électrique du système. Cependant, la commande s'adapte bien et assure l'asservissement du variateur.

L'analyse de ces résultats montre que la commande assure à la machine synchrone de bonnes performances. Le contrôleur fait suivre au système les variations de consigne imposées et compense la déviation de la vitesse de rotation due à la perturbation de charge et au changement paramétrique.

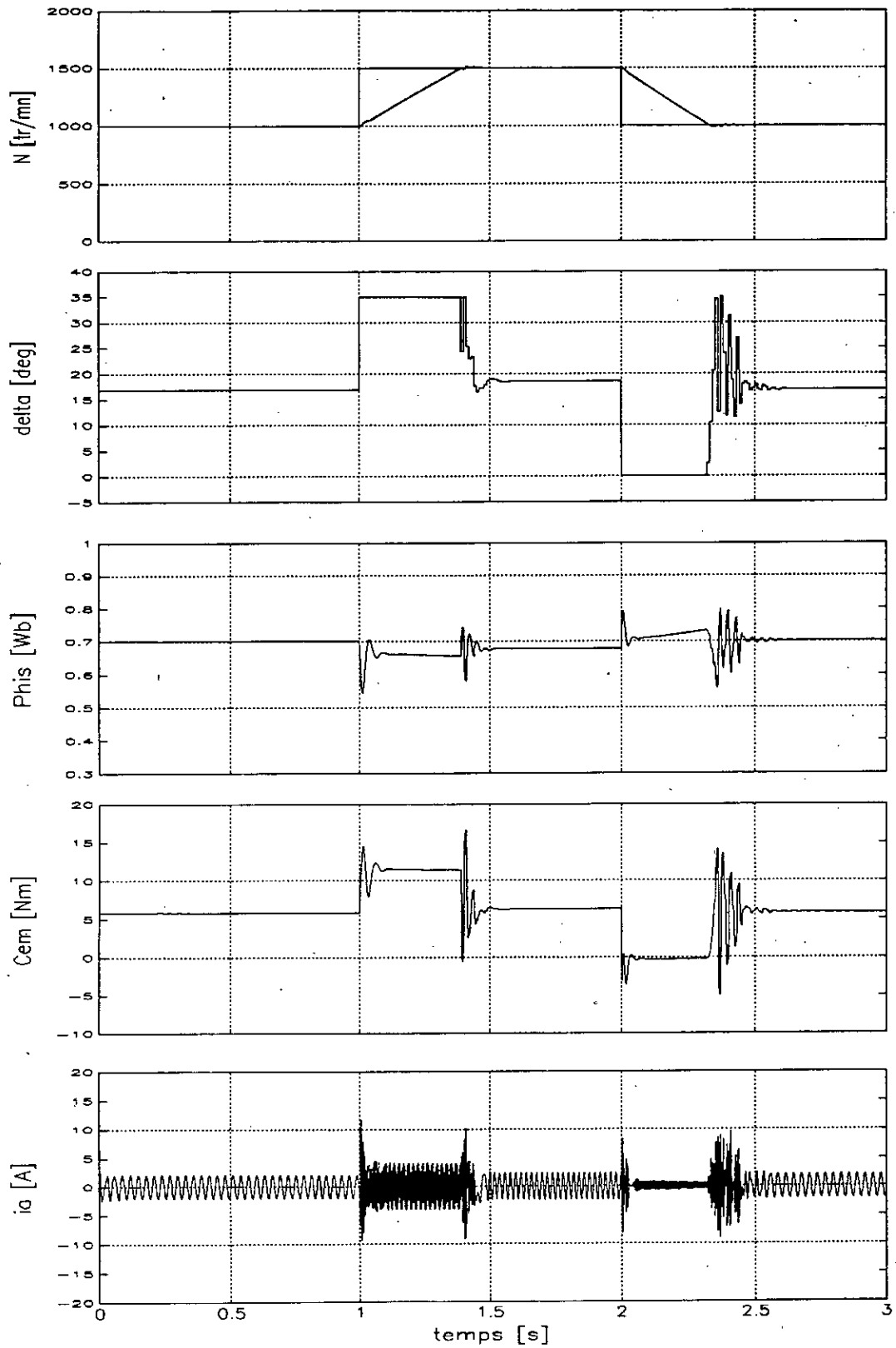


Figure III.11 Variation par un échelon positif de la consigne.

$N_{ref}=1000$ tr/mn, $C_r=5$ Nm.

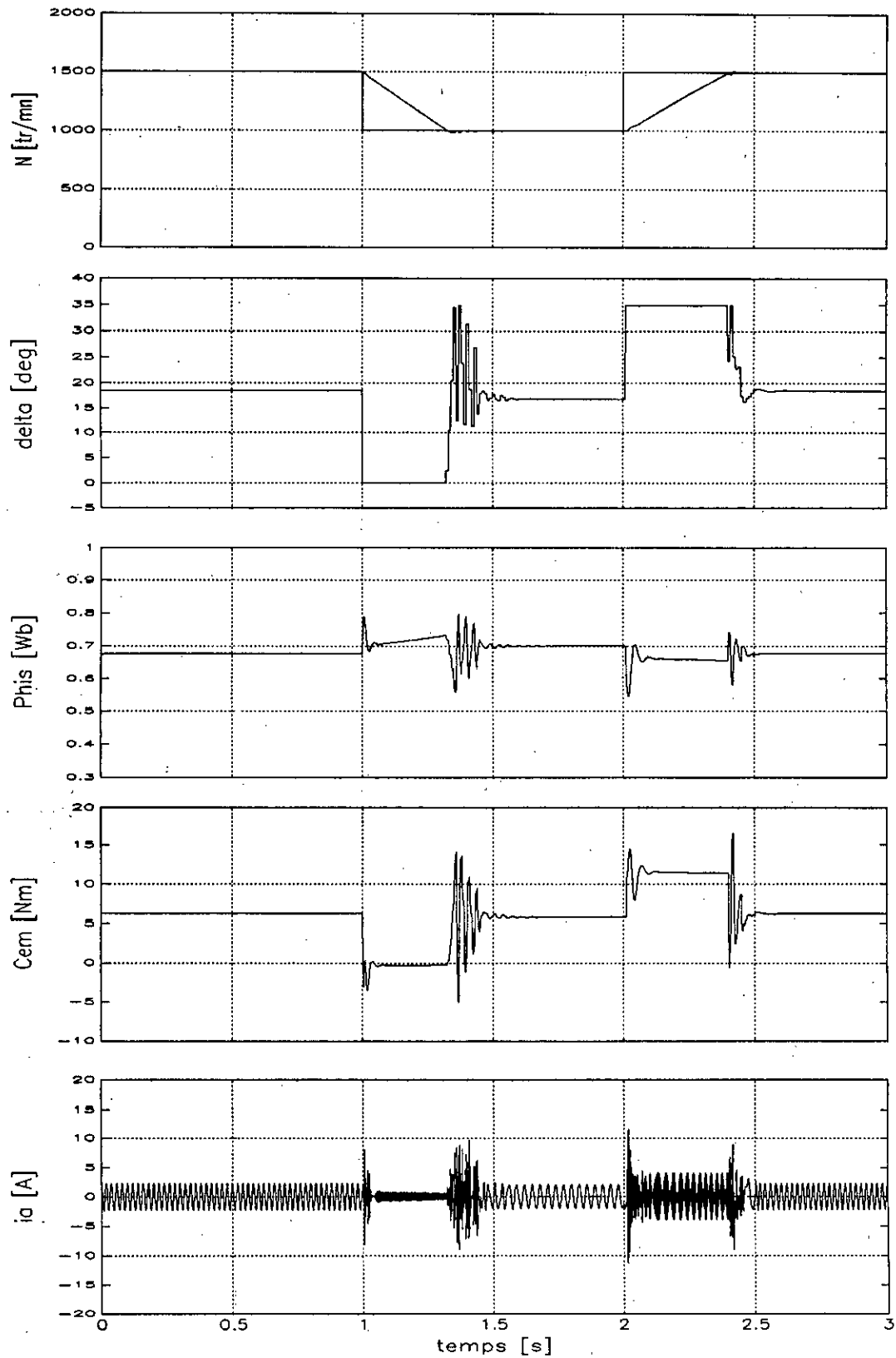


Figure III.12 Variation par un échelon négatif de la consigne.

$N_{ref}=1500$ tr/mn, $C_r=5$ Nm.

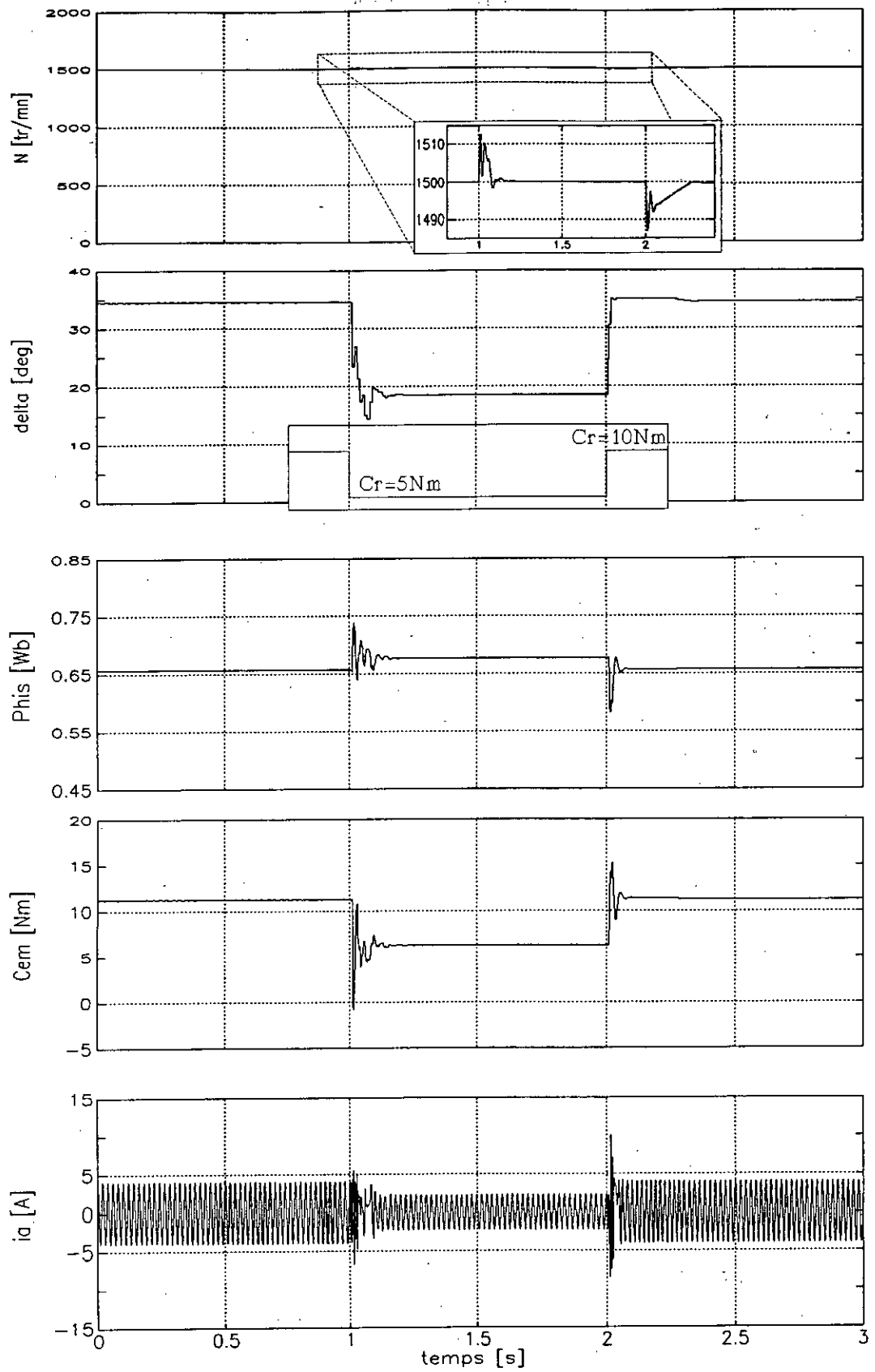


Figure III.13 Réglage pour $N_{ref}=1500$ tr/mn et $C_r=10$ Nm.

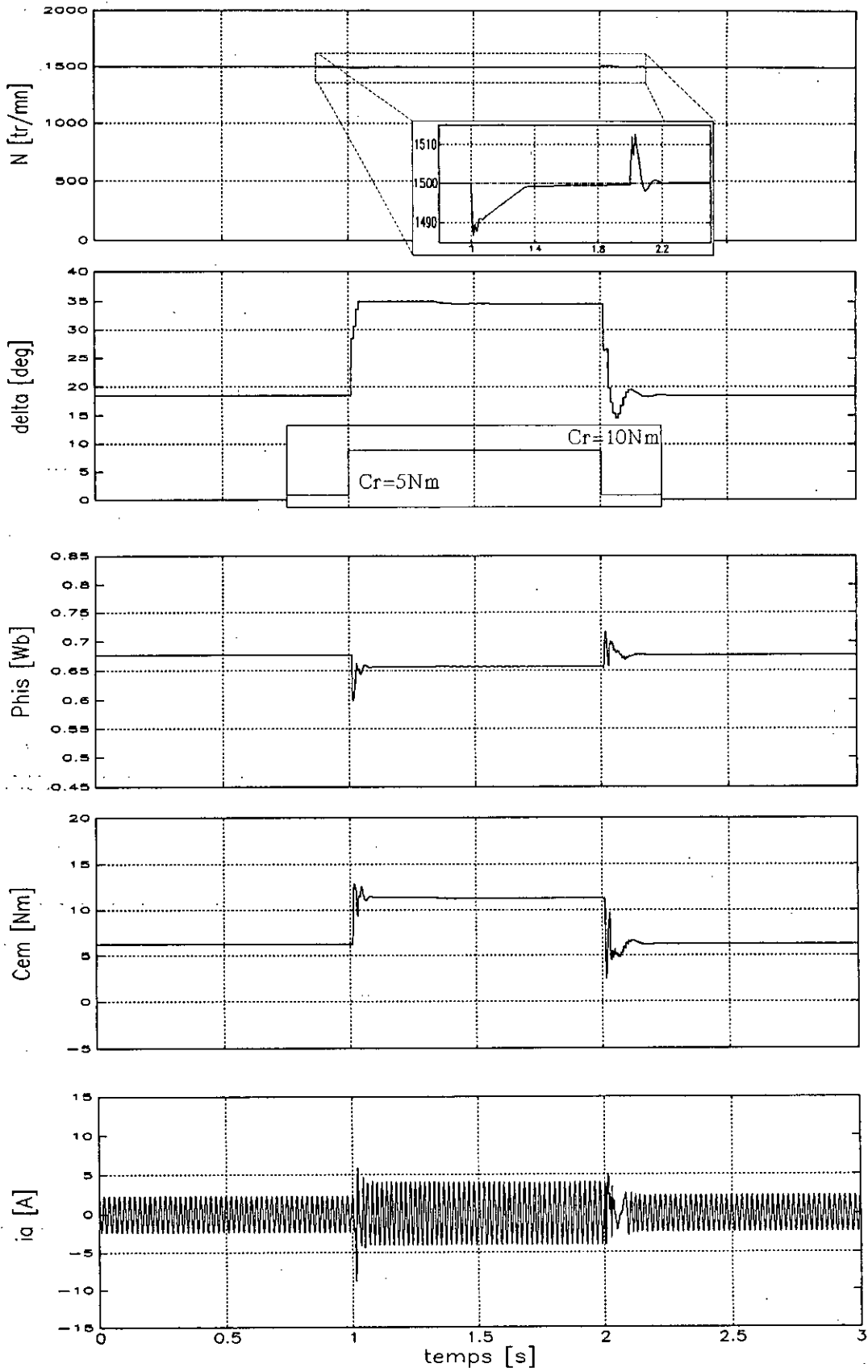


Figure III.14 Réglage pour $N_{ref} = 1500$ tr/mn et $Cr = 5$ Nm.

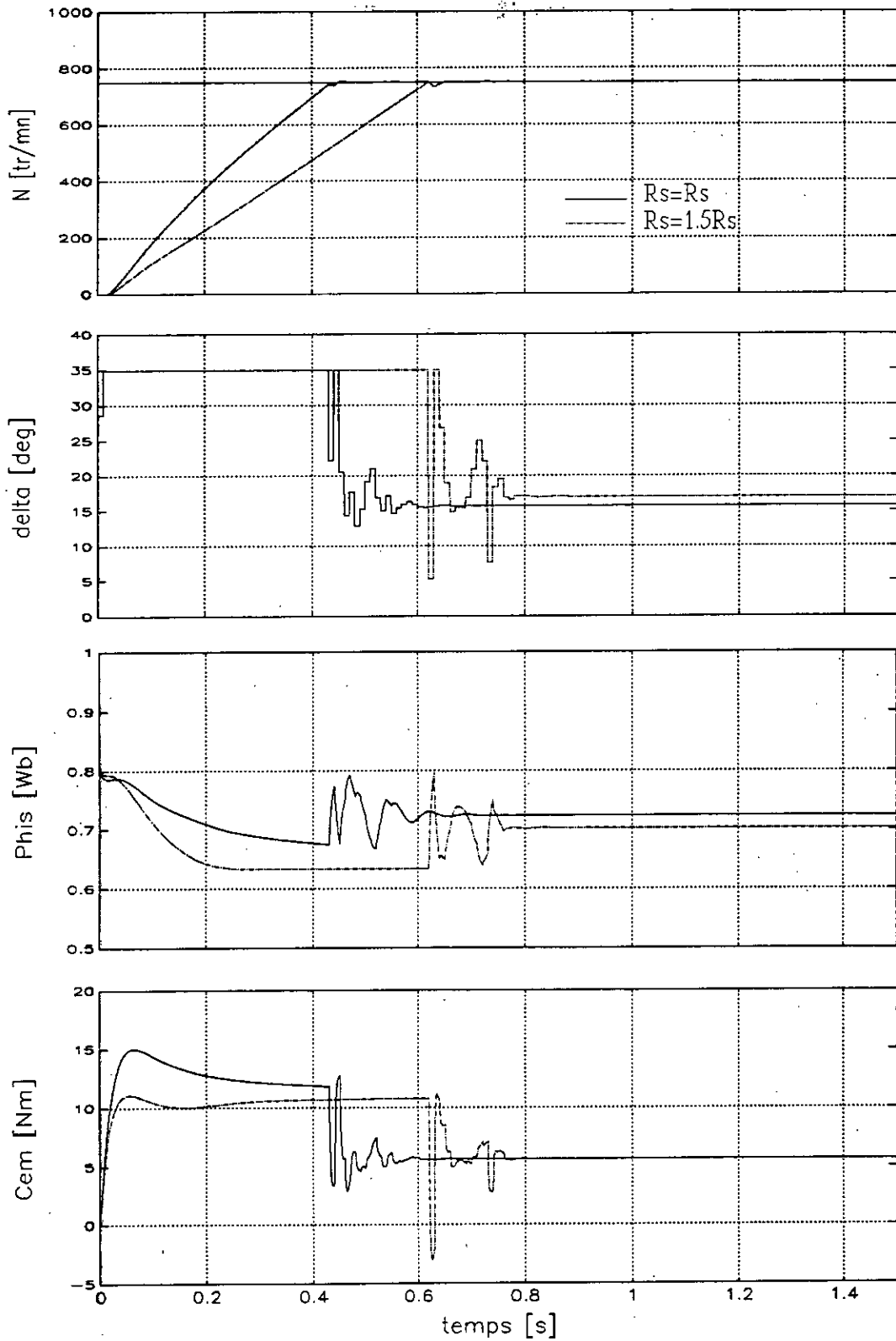


Figure III.15 Influence de la variation de la résistance R_s ,
Démarrage pour $N_{ref}=750$ tr/mn et $C_r=5$ Nm.

b) Commande à erreur de prédiction minimale pondérée:

Nous allons essayer de montrer la nécessité d'utiliser La commande EPMP et l'amélioration qu'apporte celle-ci sur la qualité de réglage. Les polynômes de pondération sont choisis de la forme $R(q^{-1})/P(q^{-1}) = (1 - q^{-1}) / (1 - \alpha q^{-1})$ avec: $\lambda=0.95$, $\alpha=-0.85$.

L'évolution des variables de la machine, lors du démarrage avec une vitesse de référence de 800 tr/mn, est présentée dans la figure III.16. Nous remarquons bien que la commande à EPMO ne donne pas un bon résultat pour ce point de fonctionnement. L'utilisation de la commande à EPMP montre bien ses capacités à commander le système pour ce point. La réponse présente un bon établissement de la vitesse.

Un test de la commande pour les faibles vitesses de consigne (100 tr/mn) à charge nominale, est examiné dans la figure III.17. La réponse obtenue montre une variation douce de la commande pour agir sur le système et par conséquent, une évolution sans agitations du couple et du flux statorique. Nous avons choisi pour ce cas $\alpha=-0.63$ pour mieux filtrer les oscillations de la commande, car comme c'est déjà mentionné, cette région présente des difficultés à assurer la stabilité de la boucle fermée.

Pour une vitesse de consigne de 1500 tr/mn et une charge $C_r=2$ Nm, nous comparons les performances des deux lois de commande adaptative (Figure III.18). Le test comporte aussi l'application d'une large variation du couple résistant après établissement du régime permanent. Pour ce cas $\alpha=-0.71$. La commande à EPMP conduit mieux la sortie du système par rapport à la commande à EPMO et montre une bonne robustesse à rejeter la perturbation qui est de l'ordre de 80% du couple résistant nominal.

L'efficacité de la commande en présence d'une perturbation paramétrique est testée pour une vitesse de consigne de 500 tr/mn et une charge linéaire de $C_r=0.1\Omega$ (Figure III.19). Dans ce cas, la résistance statorique est supposée être 50 % plus élevée que sa valeur. Une perturbation de charge de 4 Nm est additionnée à $t=0.6s$. Le régulateur adaptatif maintient la qualité de l'asservissement et du réglage.

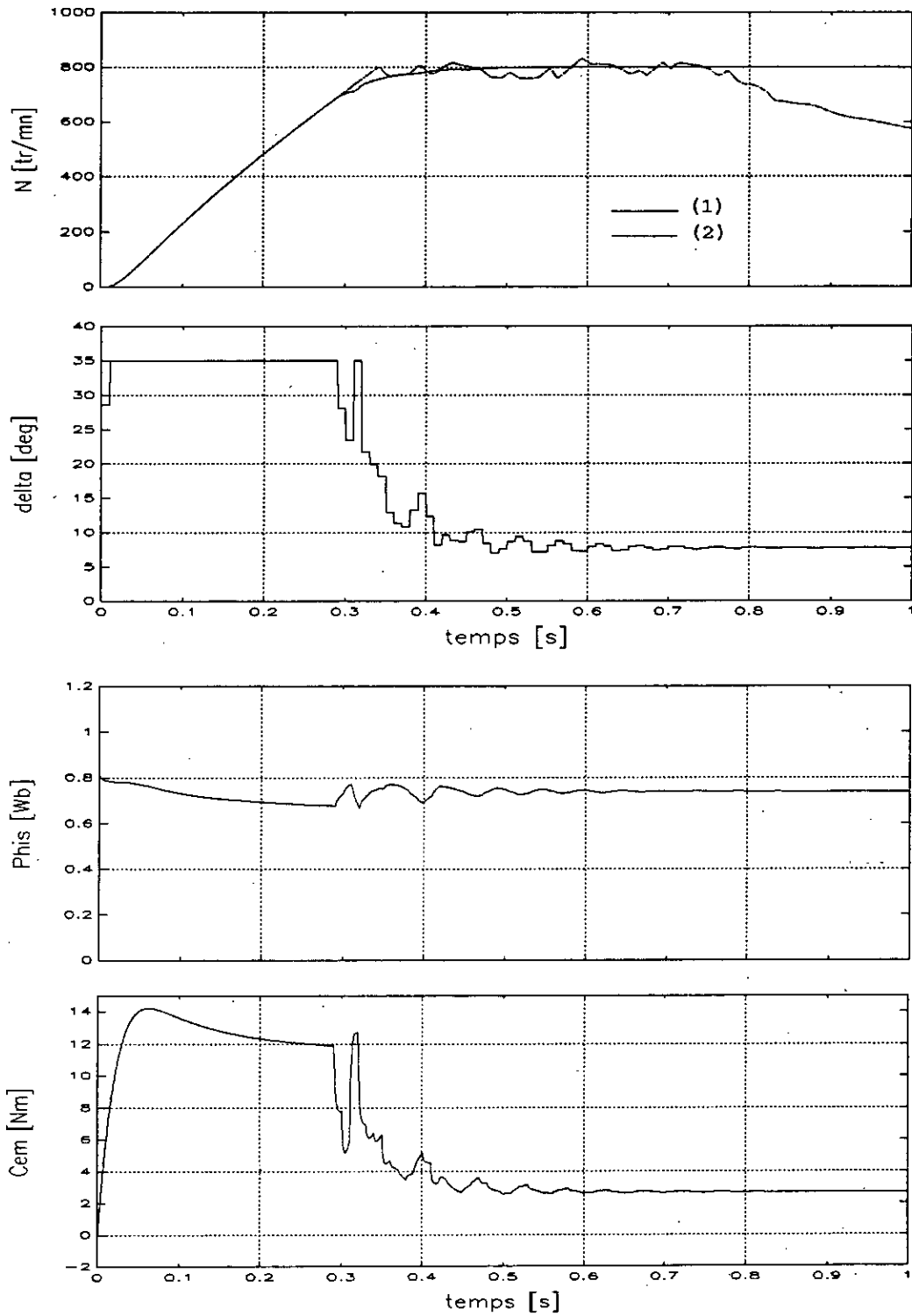


Figure III.16 Réponse à un échelon de référence.

Démarrage pour $N_{ref}=800$ tr/mn et $C_r=2$ Nm.

(1) Commande (MPEP). (2) Commande (MPEO).

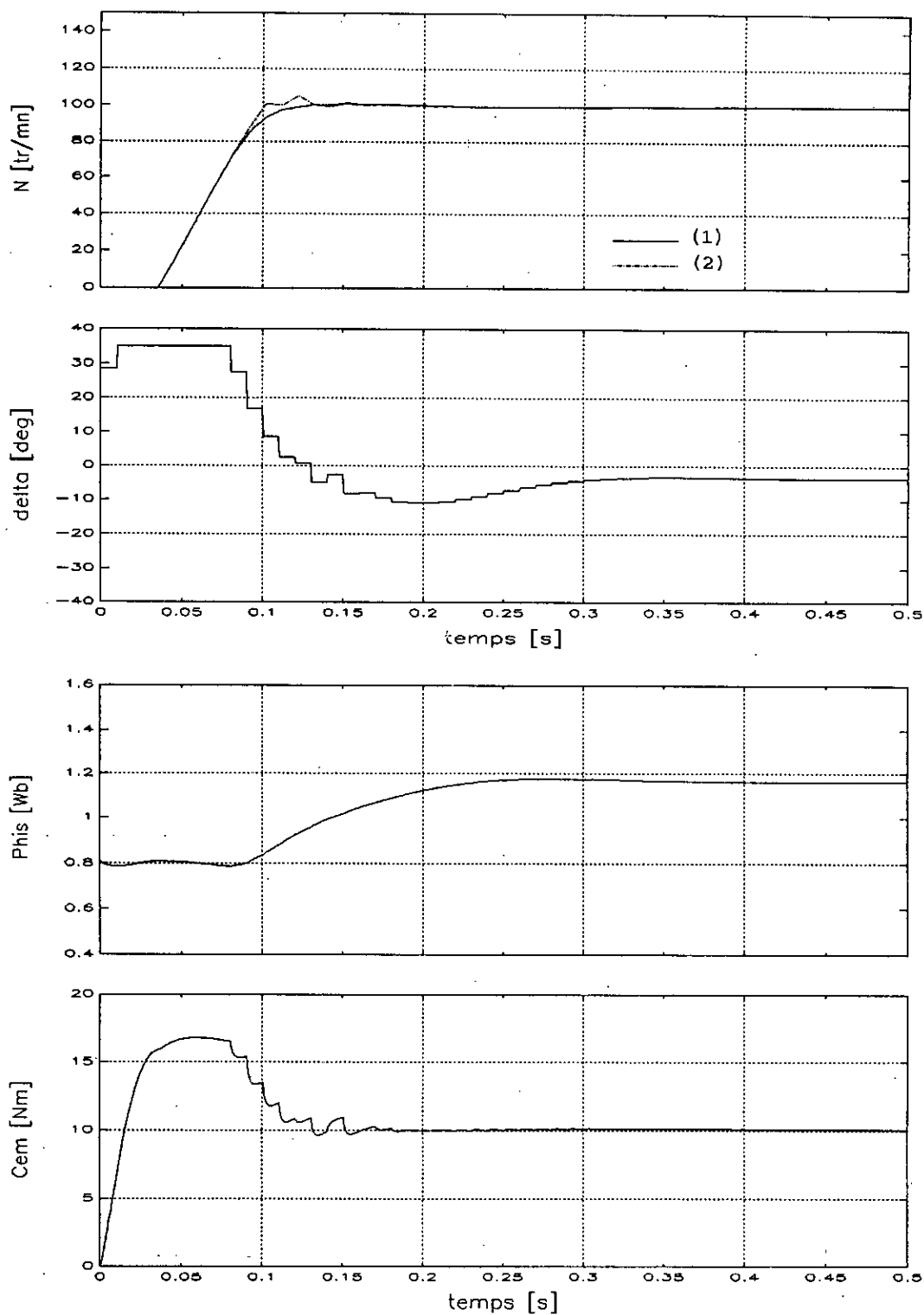


Figure III.17 Démarrage pour une faible vitesse de consigne ($C_r=C_n$)
(1) Commande (MPEP). (2) Commande (MPEO).

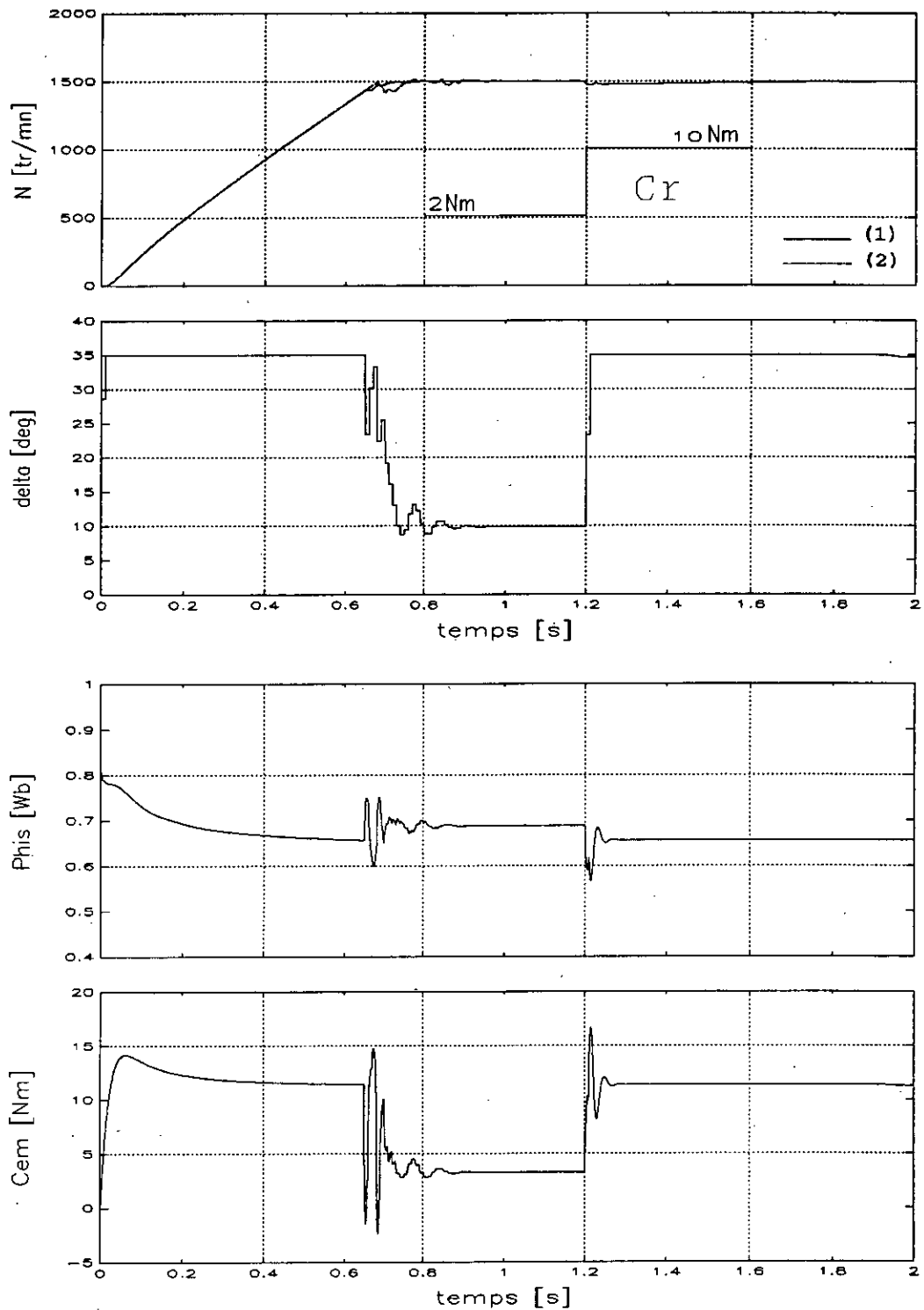


Figure III.18 Démarrage avec variation brusque de la charge tr/mn).

(1) Commande (MPEP). (2) Commande (MPEO).

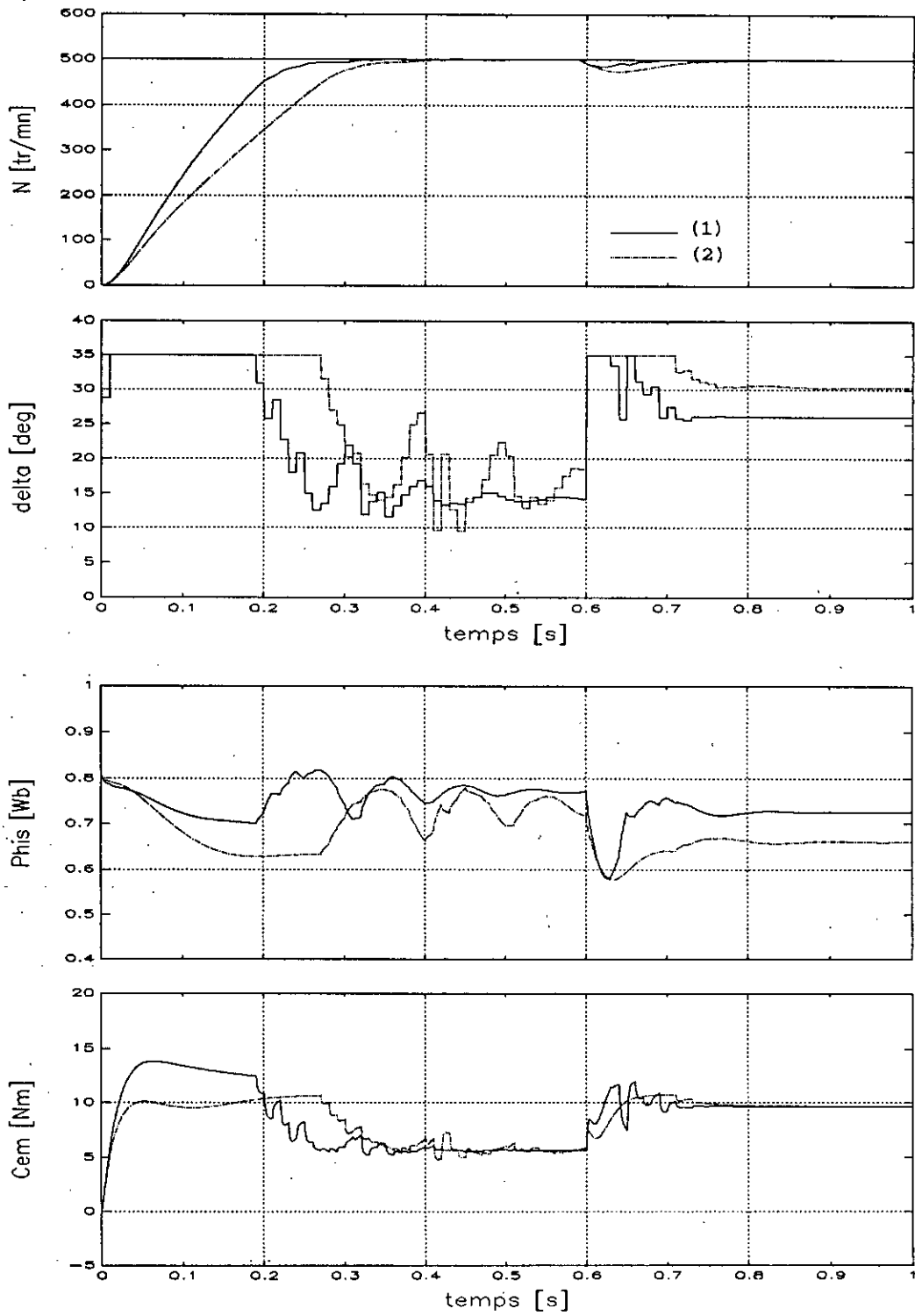


Figure III.19 Influence de la variation de la résistance statorique en présence d'une perturbation de couple.
 Démarrage pour $N_{ref}=500$ tr/mn et $CC=0.1 \Omega$.
 (1) $R_s=R_s$, (2) $R_s=1.5 \cdot R_s$.

L'ensemble de ces résultats, montre les performances et la robustesse de cette loi de commande sur tout le domaine de fonctionnement de la machine, en particulier, dans les basses vitesses. En effet, il apparait bien que la commande apporte une amélioration remarquable à maintenir les performances aussi bien lors des variations paramétriques que celles de la charge.

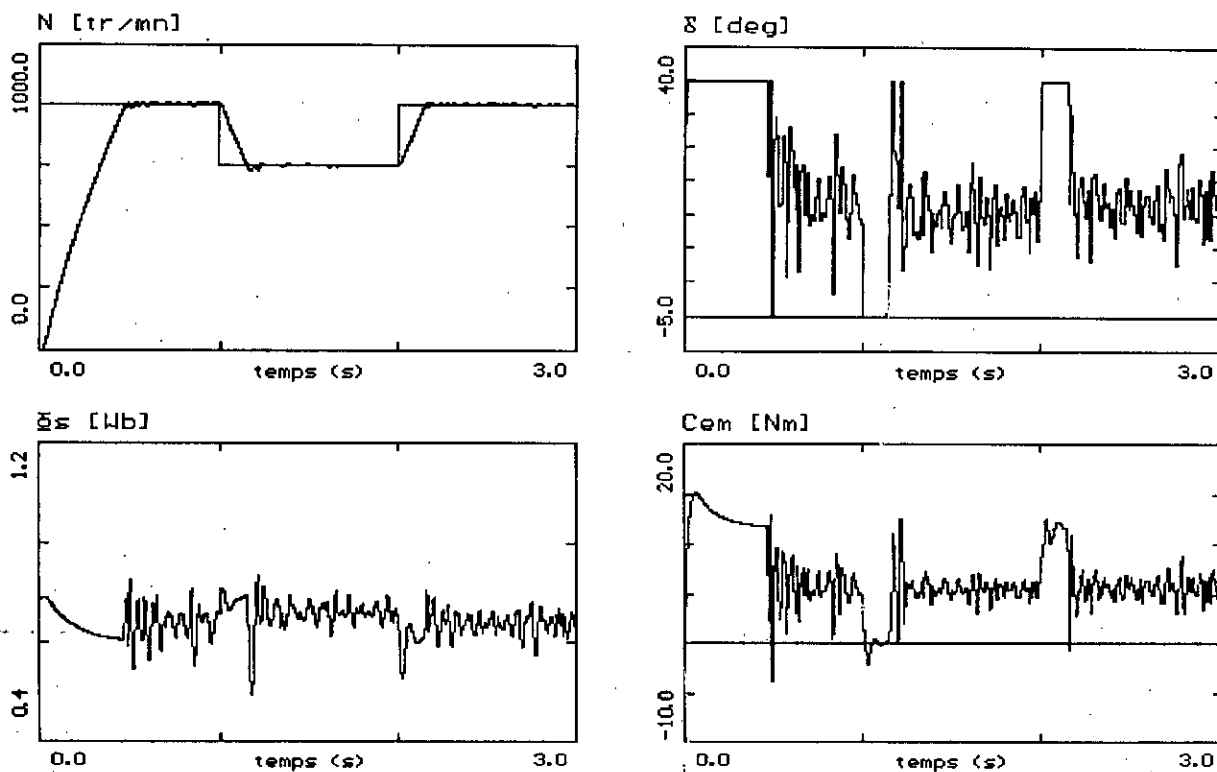
c) Commande Auto-ajustable:

Les tests effectués, pour cette stratégie, ont été simulés en choisissant $R=1$, $P=1$ et $Q=\lambda(1-q^{-1})$, avec $\lambda=0.95$.

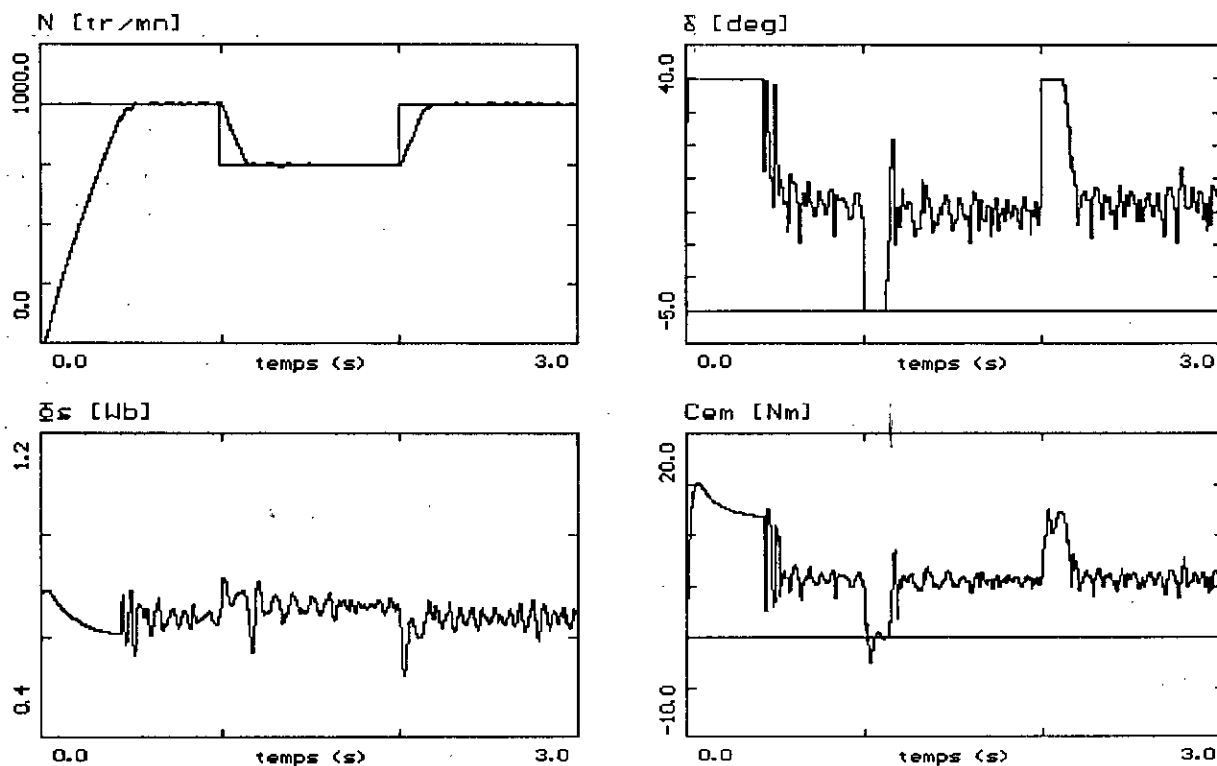
Le premier test (Figure III.20) concerne le démarrage avec une variation de la consigne de vitesse. Dans la figure (III.21), nous avons effectué le même démarrage, mais cette fois-ci en perturbant avec une variation de charge. Pour les deux tests, nous avons associé à la mesure de vitesse de rotation un bruit de variance $\sigma=0.2$. Les caractéristiques (a) et (b) des deux figures (III.20) et (III.21) représentent respectivement, l'essai sans pondération ($Q=0$) et avec pondération. L'évolution des grandeurs de la machine, montre que le régulateur auto-ajustable assure la poursuite de la consigne ainsi que le rejet de la perturbation et minimise considérablement l'effet du bruit sur la sortie et les autres grandeurs de la machine, en introduisant la pondération.

La robustesse de la commande vis-à-vis d'une perturbation, par échelon de couple résistant $\Delta Cr=5Nm$, est testée pour un fonctionnement nominal à demi-charge (Figure III.22). Le bruit de mesure est toujours présent. La réponse montre bien l'action de la commande pour compenser l'effet de la perturbation et du bruit. Les grandeurs de la machine présentent une évolution sans agitation.

Un autre test (Figure III.23) est effectué pour vérifier la robustesse de la stratégie de commande quand aux grandes variations du point de fonctionnement. Pour cela, une double variation de la consigne de référence est imposée pour décrire les trois régions de fonctionnement de la machine, à savoir: à vitesse nominale, à moyenne et faible vitesse. Nous remarquons que le contrôle est assuré dans toute la gamme du test, la vitesse de sortie présente à chaque changement un rétablissement sans dépassement ni oscillations. Le couple électromagnétique et le courant de phase associé, suivent cette perturbation de façon instantanée, ensuite se stabilisent.

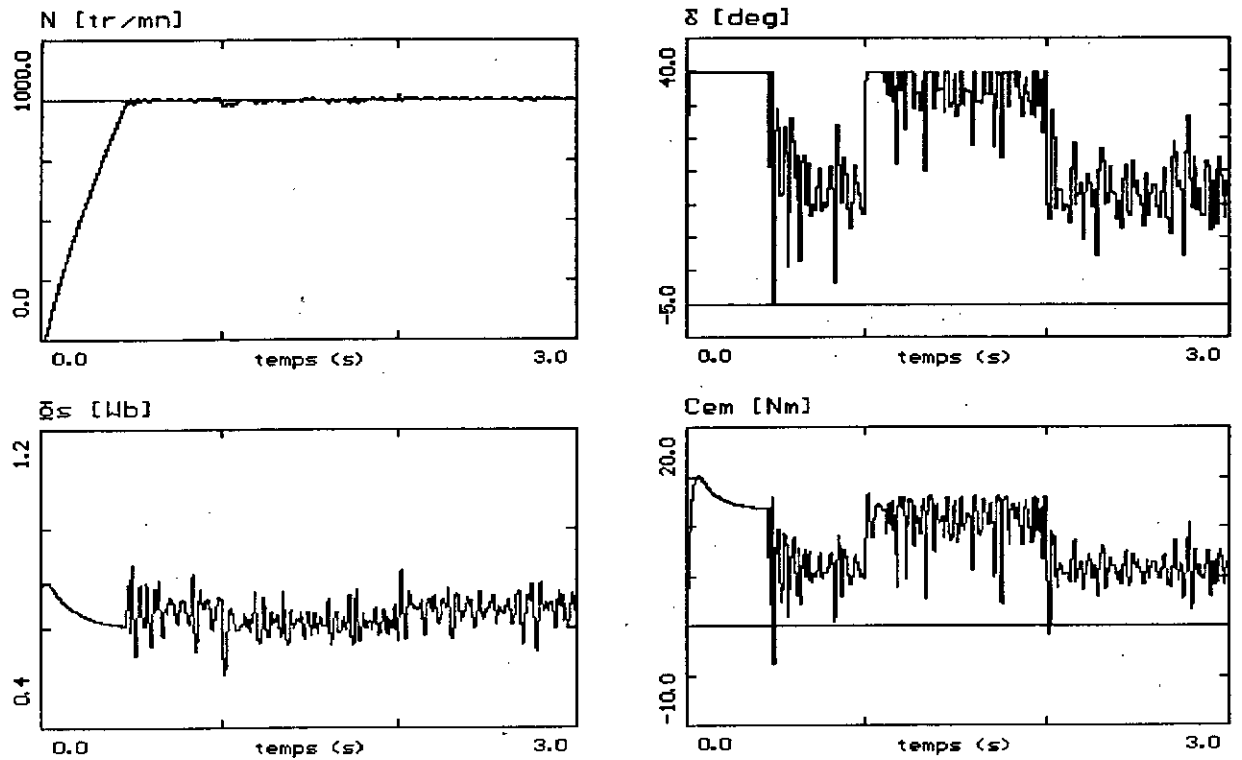


(a)

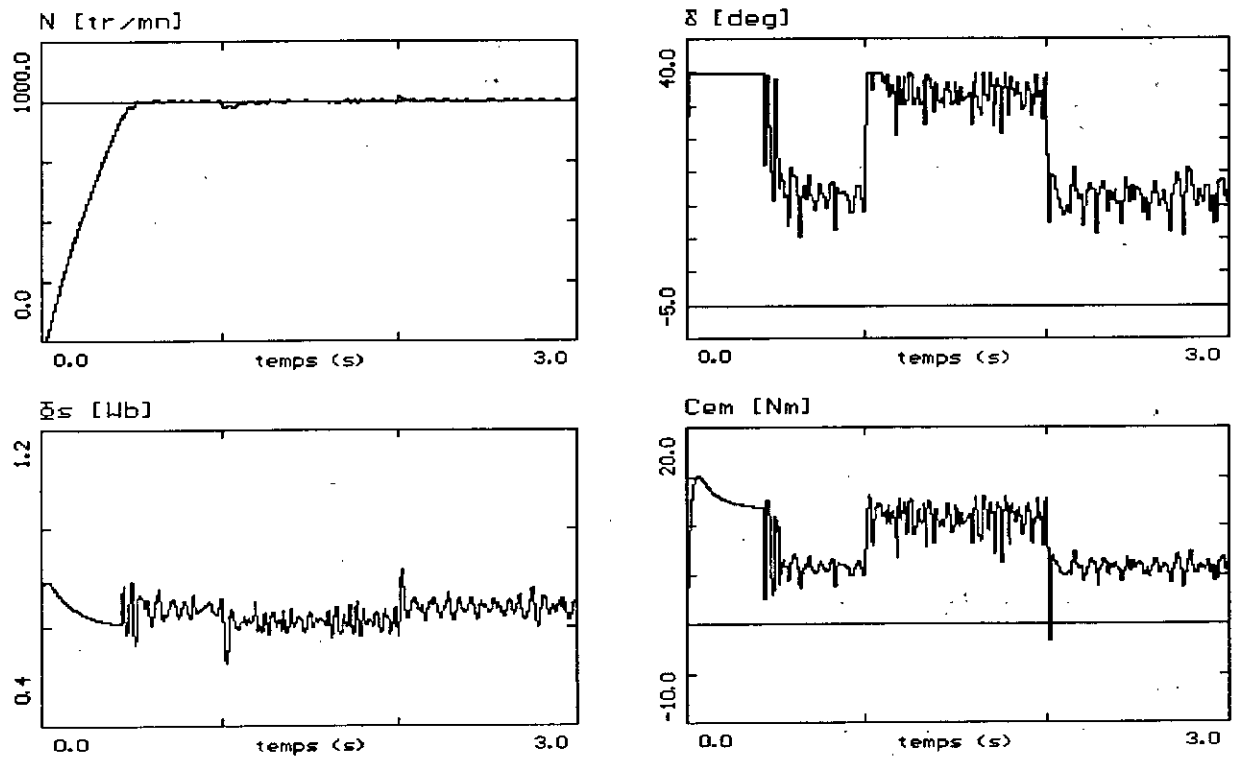


(b)

Figure III.20 Variation de consigne pour une moyenne vitesse ($C_r=5 \text{ Nm}$)
 (a): sans pondération (b): avec pondération



(a)



(b)

Figure III.21 Perturbation de charge pour une vitesse de consigne
 (a): sans pondération (b): avec pondération ($C_r=5 \text{ Nm}$ $\Delta C_r=5 \text{ Nm}$)

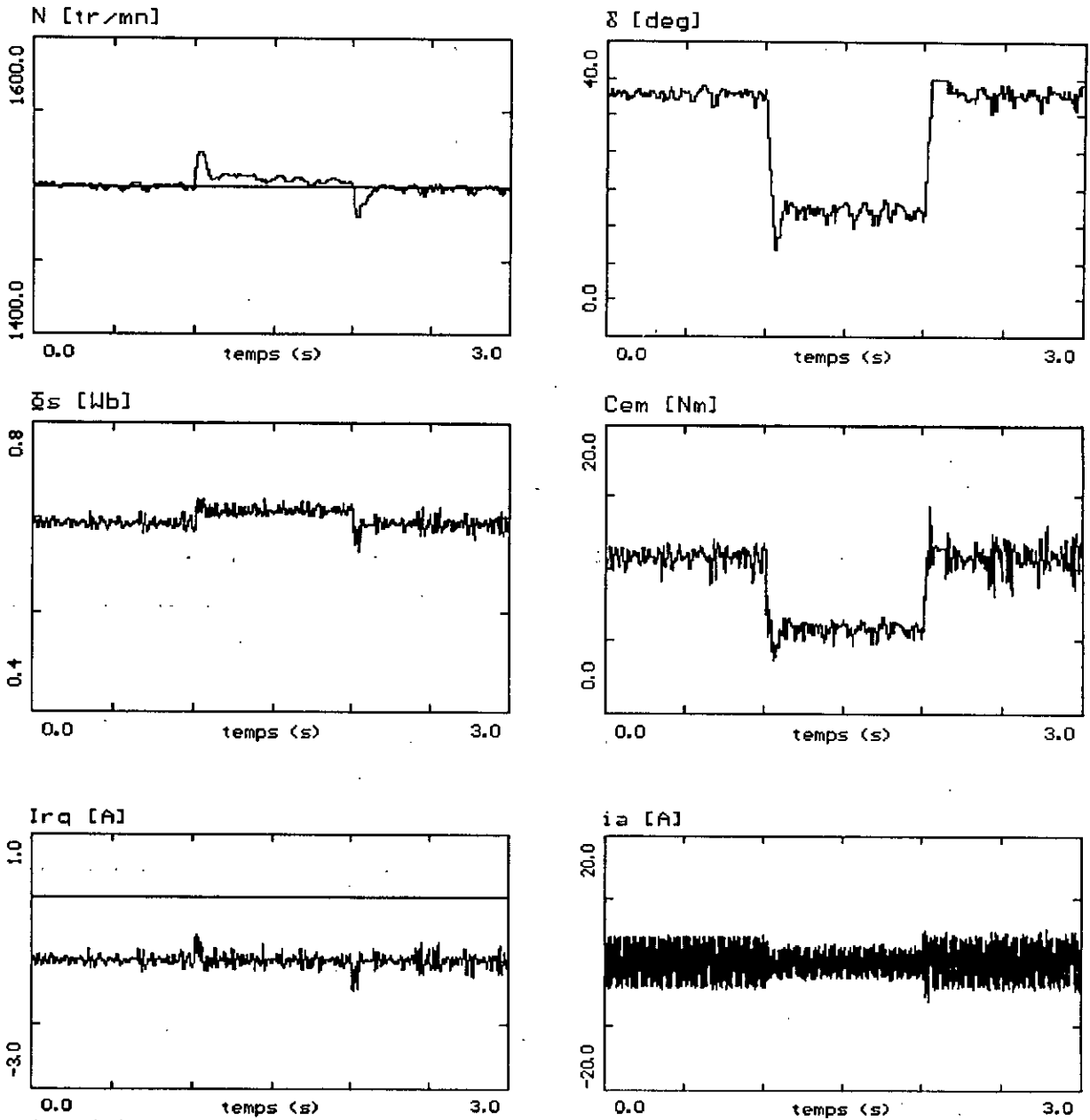


Figure III.22 Réglage de vitesse en présence d'une variation de charge

L'influence d'une variation paramétrique en présence d'une perturbation de charge $\Delta C_r = 4$ Nm, appliquée à $t = 1$ s, est montrée dans la figure III.24. Dans ce test, l'inertie de la machine est supposée augmentée de 100% de sa valeur réelle. Nous remarquons que cette erreur sur J engendre une réponse très lente (une racine qui devient très proche du cercle unité). Cependant la commande s'adapte bien à cette perturbation paramétrique.

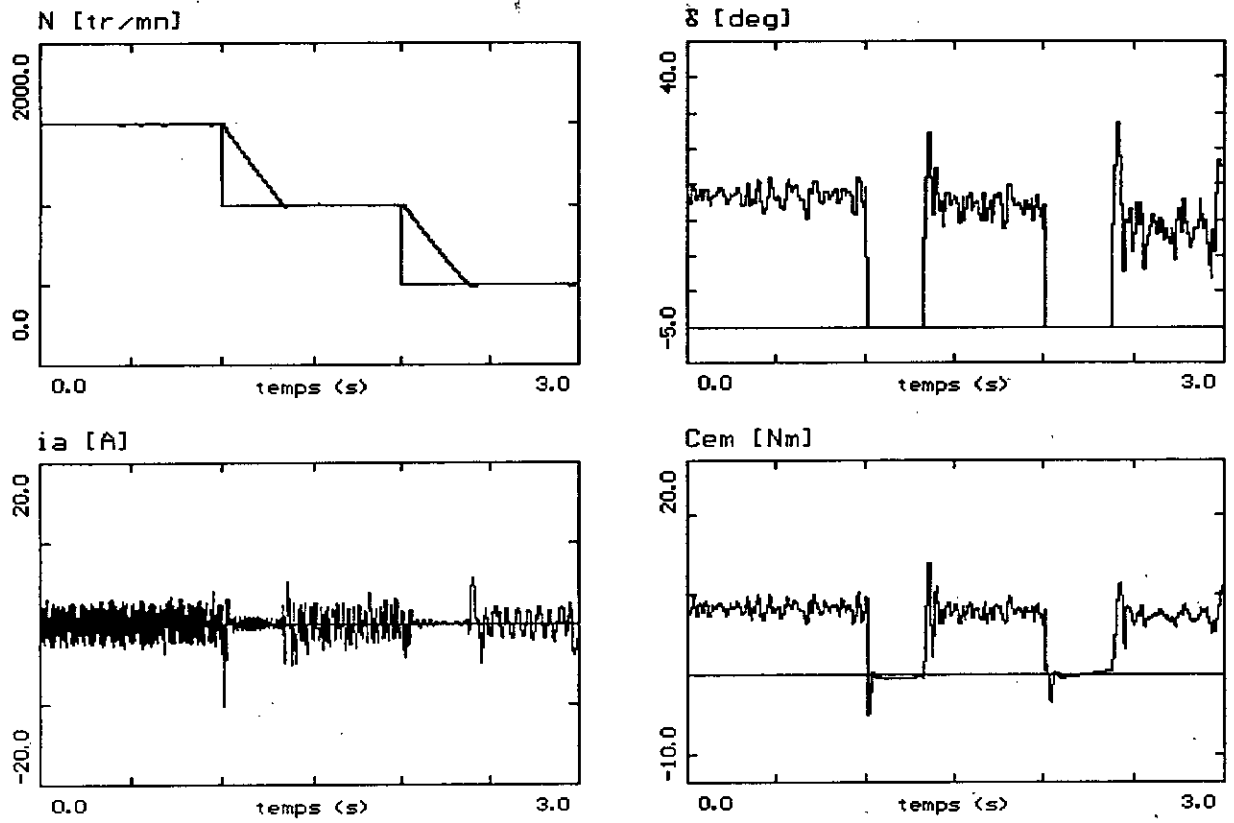


Figure III.23 test de poursuite

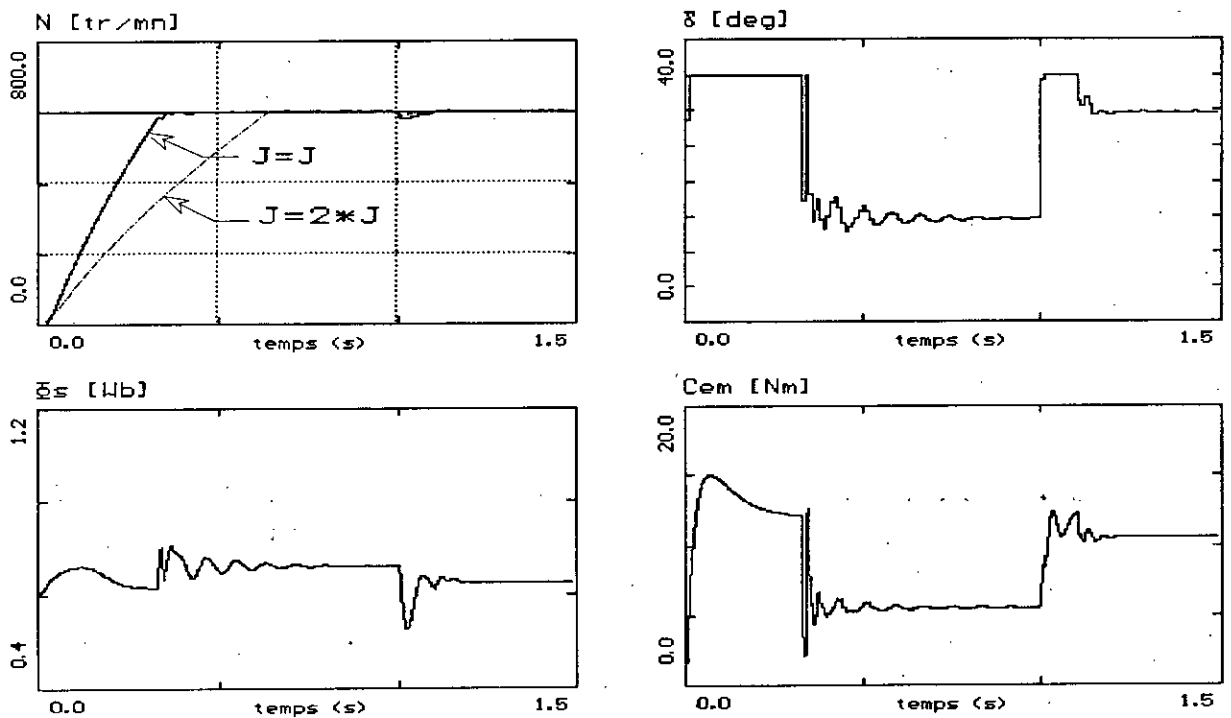


Figure III.24 Test de variation de l'inertie J en présence de ΔC , ($N^*=600$ tr/mn $C_r=5$ Nm)

Après le test de cette stratégie de commande, nous constatons que le régulateur est peu sensible aux variations du couple de charge et de la consigne même en présence du bruit de mesure. Il s'adapte bien lorsque les paramètres de la machine sont mal connus. La commande montre, donc, une bonne efficacité à maintenir les performances requises.

III.7 CONCLUSION

Par l'intermédiaire de cette étude, nous avons évalué clairement les possibilités de la commande adaptative. Les structures de commande développées ont été appliquées à la machine synchrone autopilotée. L'influence des divers paramètres sur le comportement des différentes stratégies ont été également étudiée.

L'utilisation de l'algorithme d'estimation des moindres carrés récursifs nous donne une convergence rapide mais pas toujours de meilleurs résultats.

La première structure de commande présentée dans ce chapitre est d'une grande performance. Cependant, elle présente un risque d'instabilité surtout en petites vitesses. L'action de la commande à répondre aux différentes variations est très brusque, ce qui engendre parfois des variations sévères des grandeurs de la machine. L'apport de l'extension de cette stratégie a été bénéfique. La réduction de l'énergie dépensée par la commande a permis une évolution plus au moins douce des grandeurs de la machine. Cela n'est assuré bien sûr que par un bon choix de la pondération, ce qui est fastidieux. Néanmoins, un autre problème n'est toujours pas résolu par ces deux approches, celui du bruit dont la mesure de la vitesse est entachée. C'est dans cette optique, que la stratégie à variance minimale a été utilisée. Cette commande nous a permis de répondre aux différents types de variation dans le système.

Dans l'ensemble, la commande adaptative nous a permis de réaliser de bonnes performances. Elle offre une robustesse vis-à-vis des variations du moment d'inertie, dues par exemple à la déformation du dispositif entraîné, ainsi que des variations des paramètres électriques telle que la résistance statorique. Les résultats de poursuite des variations de la consigne et de rejet de la perturbation sont d'un intérêt considérable.

Ainsi, la mise en oeuvre de la commande auto-adaptative, qui consiste finalement à modifier les coefficients du correcteur en fonction de l'évolution des paramètres du système, permet de maintenir le critère de performance à un niveau optimale.

CHAPITRE

-IV-

COMMANDE DE L'ASSOCIATION
ONDULEUR MLI-MACHINE SYNCHRONE

COMMANDE DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MLI-MACHINE SYNCHRONNE

IV.1 INTRODUCTION

Plusieurs structures de sources de courant ou de tension triphasées sinusoïdales sont décrites dans la littérature [BOU93],[SEI88]. Il est possible, par exemple, à partir d'une source de tension continue constante obtenir un système triphasé de tension ou de courant parfaitement commandable. Le schéma de principe de cette alimentation est donné sur la figure IV.1. Ce convertisseur est appelé: *onduleur*.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons au pilotage de la machine par convertisseur à commutation forcée (onduleur de tension). Aussi, nous étudierons l'influence de cette association sur la qualité de la commande de la machine.

$$\begin{cases} V_{AN} = F_{11} \cdot U_C \\ V_{BN} = F_{21} \cdot U_C \\ V_{CN} = F_{31} \cdot U_C \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Les tensions composées de l'onduleur exprimées en utilisant les fonctions de connexion sont exprimées comme suit:

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AN} - V_{BN} = (F_{11} - F_{21}) \cdot U_C \\ U_{BC} = V_{BN} - V_{CN} = (F_{21} - F_{31}) \cdot U_C \\ U_{CA} = V_{CN} - V_{AN} = (F_{31} - F_{11}) \cdot U_C \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme suit:

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

L'expression sous forme matricielle des tensions simples de l'onduleur, au moyen des fonctions logiques de connexion, est obtenue à partir des équations (IV.3) et (IV.4):

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \cdot U_C \quad (\text{IV.5})$$

Le courant d'entrée de l'onduleur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation:

$$i_s = F_{11} \cdot i_1 + F_{21} \cdot i_2 + F_{31} \cdot i_3 \quad (\text{IV.6})$$

avec:

$$\begin{cases} -i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

lorsque le neutre de la charge est isolé.

IV.3.3 Stratégie de commande de l'onduleur

IV.3.3.1 Introduction

L'onduleur de tension qui assure l'alimentation de la machine, est commandé par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I). La modulation de largeur d'impulsion est l'échantillonnage du signal qui contient l'information à transmettre appelé "signal modulant". Cette information est ensuite convertie en une série d'impulsions dont la largeur est définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage.

En d'autres termes, la M.L.I consiste à appliquer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamentale de ce signal soit le plus proche de la référence de tension sinusoïdale [REK95],[SEI88]. Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection de la tension de référence appelée "modulatrice" avec un signal triangulaire de haute fréquence appelé "porteuse" (Figure IV.3).

L'emploi de la technique de modulation de largeur d'impulsion présente deux principaux avantages. Elle repousse les harmoniques à des fréquences élevées, d'une part, et permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur d'autre part.

Afin de générer une source de tension la plus proche possible d'une source parfaite, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions sont décrites dans la bibliographie. Parmi ces techniques, nous utiliserons dans notre travail, la triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel [BOU93].

IV.3.3.2 Triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel

Parmi les nombreuses lois de commande permettant d'élaborer une onde M.L.I, la technique la plus simple et la plus répandue est la "Triangulo-sinusoïdale". Pour cette stratégie, la détermination des instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions s'effectue, en comparant une tension de référence modulante sinusoïdale, de fréquence f , à une porteuse d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure à f . La figure IV.3 illustre le principe de cette commande.

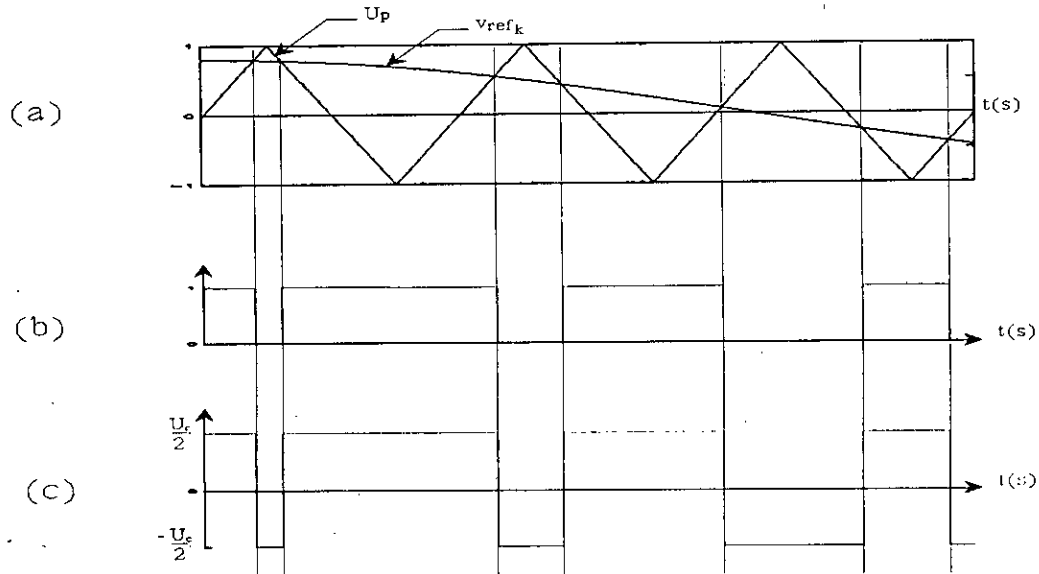


Figure VI.3 Technique MLI échantillonnée naturelle

a- porteuse triangulaire et référence sinusoïdale

b- impulsion de commande

c- onde de sortie de l'onduleur

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres: l'indice de modulation m et le taux de modulation r . Ces deux coefficients sont déterminés par les relations suivantes:

$$r = \frac{\sqrt{2} V_{eff}}{(U_c/2)} \quad \text{et} \quad m = \frac{1}{Th \cdot f}$$

où f désigne la fréquence des tensions de sortie de l'onduleur et Th la période de la porteuse.

Pour décrire analytiquement ce procédé de comparaison, nous définissons les tensions de référence de l'onduleur par:

$$\begin{cases} V_{ref_1} = V_m \sin(\omega t + \delta) \\ V_{ref_2} = V_m \sin(\omega t + \delta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref_3} = V_m \sin(\omega t + \delta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

$V_m = \sqrt{2} V_{eff}$ de la tension d'alimentation.

L'équation de la porteuse utilisée (Figure IV.3) est définie comme suit:

$$U_p = \begin{cases} \frac{4 V_e}{Th} [t - \frac{Th}{4}] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{Th}{2} \\ -\frac{4 V_e}{Th} [t - \frac{3Th}{4}] & \text{si } \frac{Th}{2} < t \leq Th \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

ou $V_e = \frac{1}{2} U_c$

Le modèle de l'ensemble machine-onduleur MLI sera donné par le système d'équation (I.7) et (I.8) du chapitre I, avec comme tensions délivrées par l'onduleur: $[V_{dq}] = [A][V_{abc}]$

[A] est la matrice de transformation de Park définie dans (I.1), et le vecteur tension $[V_{abc}]$ est obtenu par la relation (IV.5).

IV.5 RESULTATS DE SIMULATION

L'onduleur MLI de tension que nous utilisons pour conduire notre machine synchrone est caractérisé par une fréquence de 2kHz. L'indice et le taux de modulation sont imposés par la structure de la commande.

Dans la souci de réduire le nombre d'opérations et par conséquent le temps de calcul, nous avons choisi une structure du modèle plus souple (n=2,m=1).

Pour les différents tests qui seront présentés pour cette stratégie de commande, l'algorithme d'adaptation paramétrique est initialisé par le choix de $\rho=5e^2$ et de $\lambda=0.95$.

Les courbes de la figure IV.4 représentent les caractéristiques dynamiques de la machine ainsi que l'onde de tension de sortie de l'onduleur. Le démarrage s'effectue pour une vitesse de référence nominale et une charge de couple résistant $C_r=5$ Nm. Le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur moyenne. Ces oscillations n'ont aucun effet sur la vitesse de sortie qui présente un établissement sans dépassement. L'onde de tension ainsi que le courant de phase montrent un profil correspondant à l'évolution de la vitesse de rotation de la machine.

Les réponses du système à une perturbation de charge pour un démarrage à vitesse de consigne de 1500 et 800 tr/mn, sont présentées dans les figures (IV.5) et (IV.6). La variation du couple résistant est de 5 Nm. Nous remarquons une compensation de la perturbation traduite par le profil de la vitesse de sortie. Cependant, le couple électromagnétique présente et la valeur efficace du flux statorique montrent des impulsions plus importantes pour la moyenne vitesse que pour la vitesse nominale.

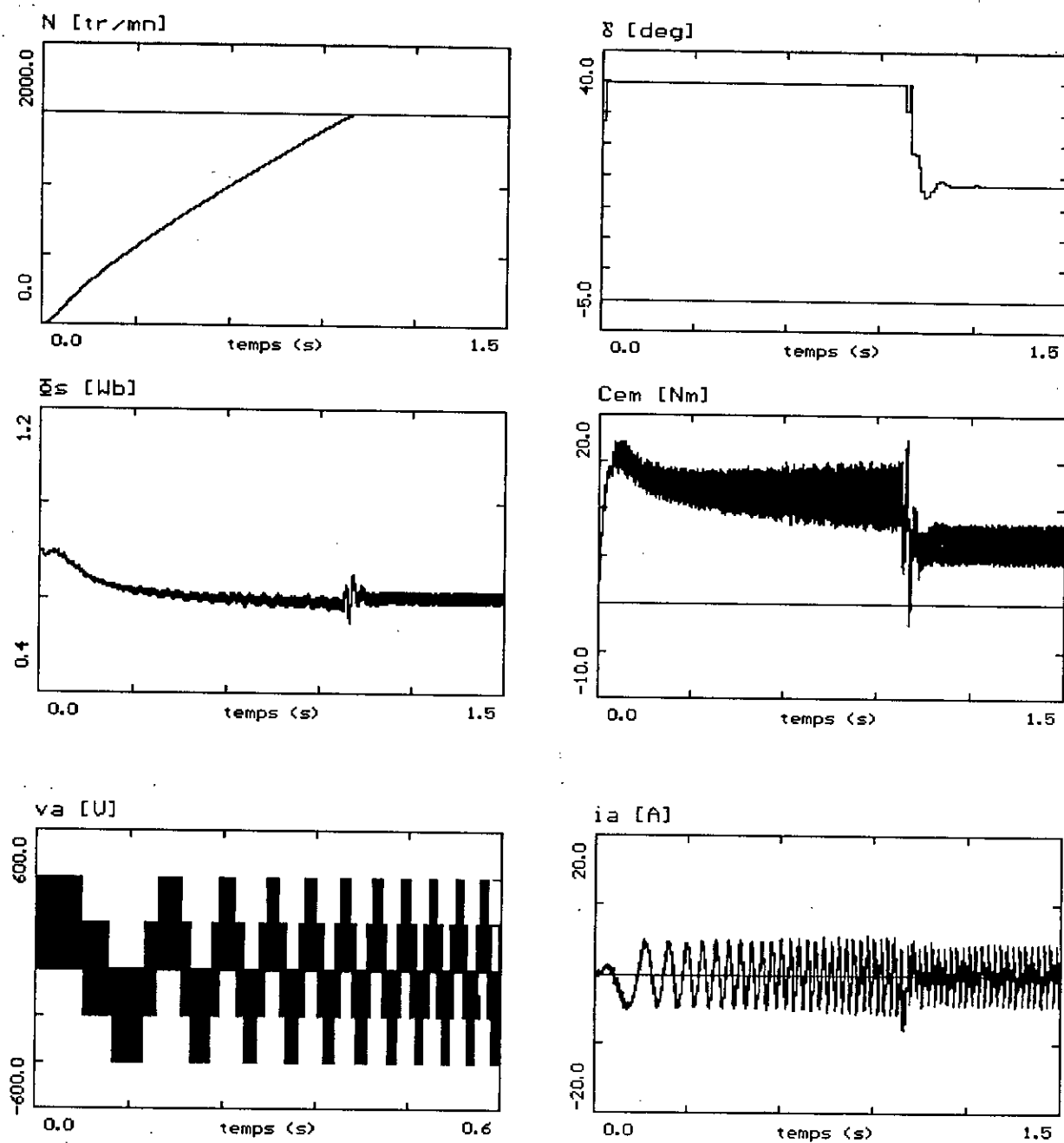


Figure IV.4 Réponse à un échelon de consigne.

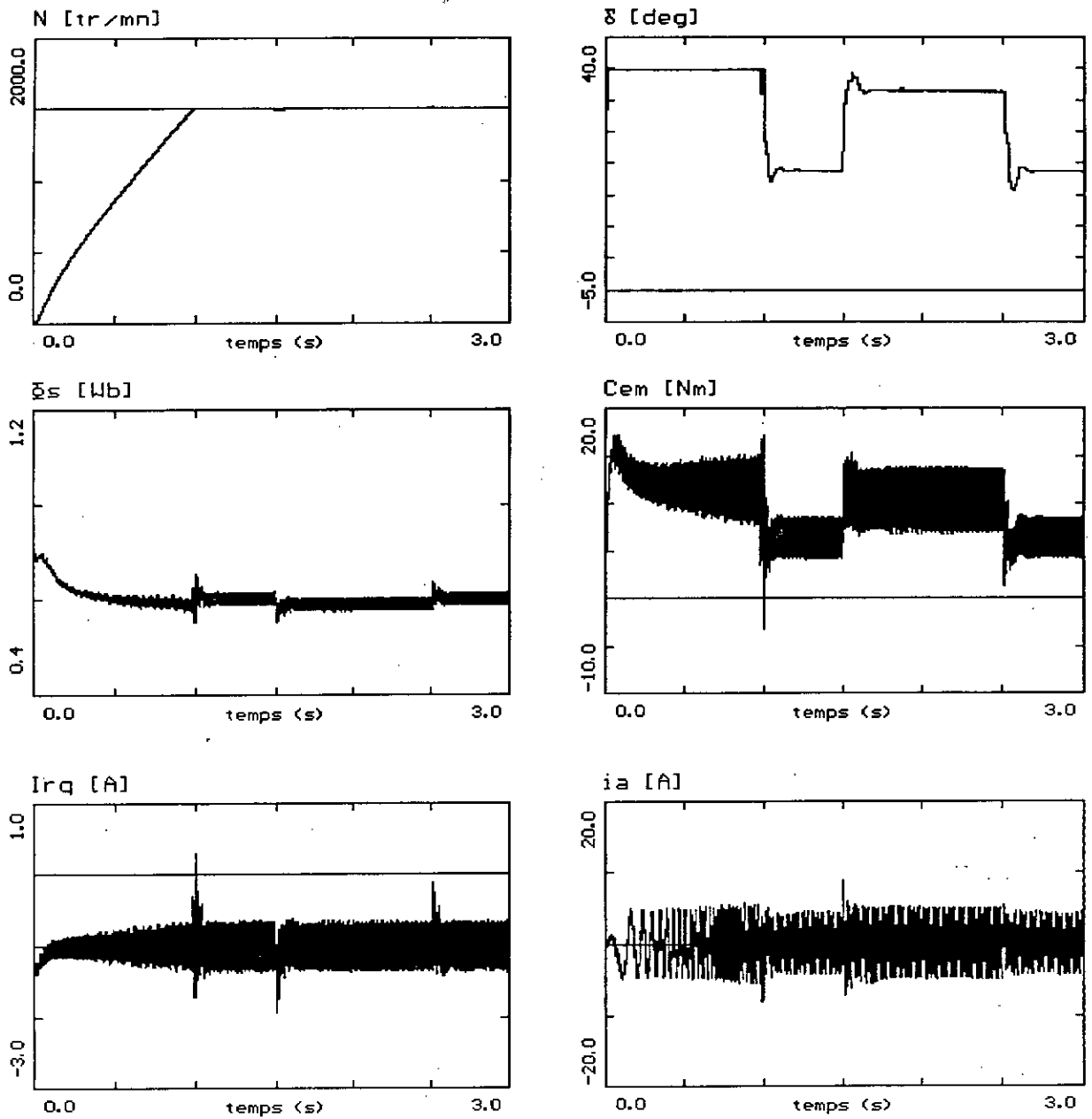


Figure IV.5 Réponse à un échelon de consigne avec variation de charge
($C_r=5$ Nm, $\Delta C_r=+5$ Nm)

Le test de poursuite est montré par les figures (IV.7) et (IV.8) où une variation par échelon de consigne, négatif dans le premier et positif dans le deuxième, est utilisée. De même pour ce test, la valeur efficace du flux statorique et le couple électromagnétique sont particulièrement agités pour le fonctionnement à 800 tr/mn. Cependant, la vitesse de sortie suit parfaitement le changement de consigne imposé.

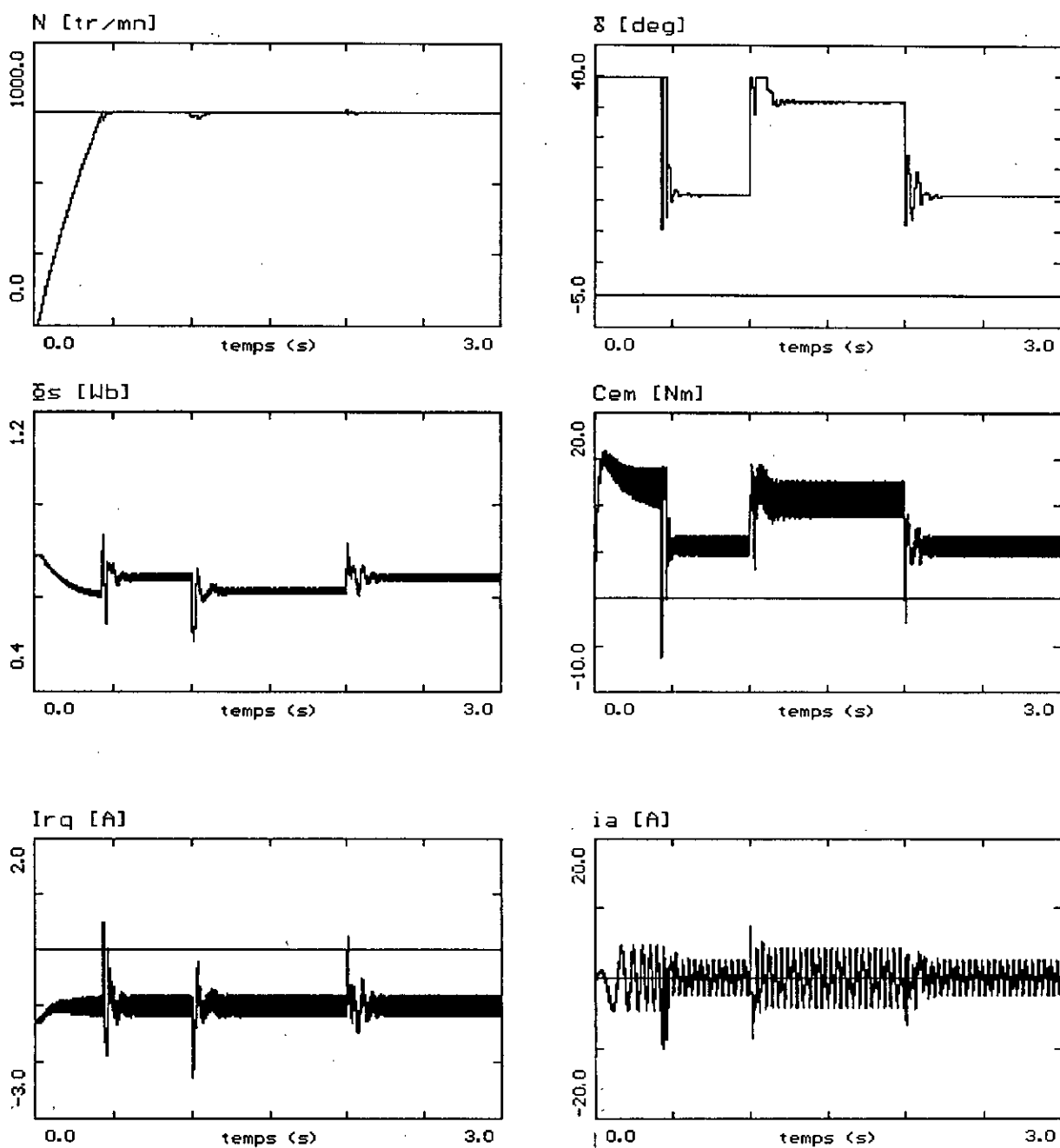


Figure IV.6 Perturbation de charge pour une moyenne vitesse de consigne
 ($C_r=5 \text{ Nm}$ et $\Delta C_r=+5 \text{ Nm}$)

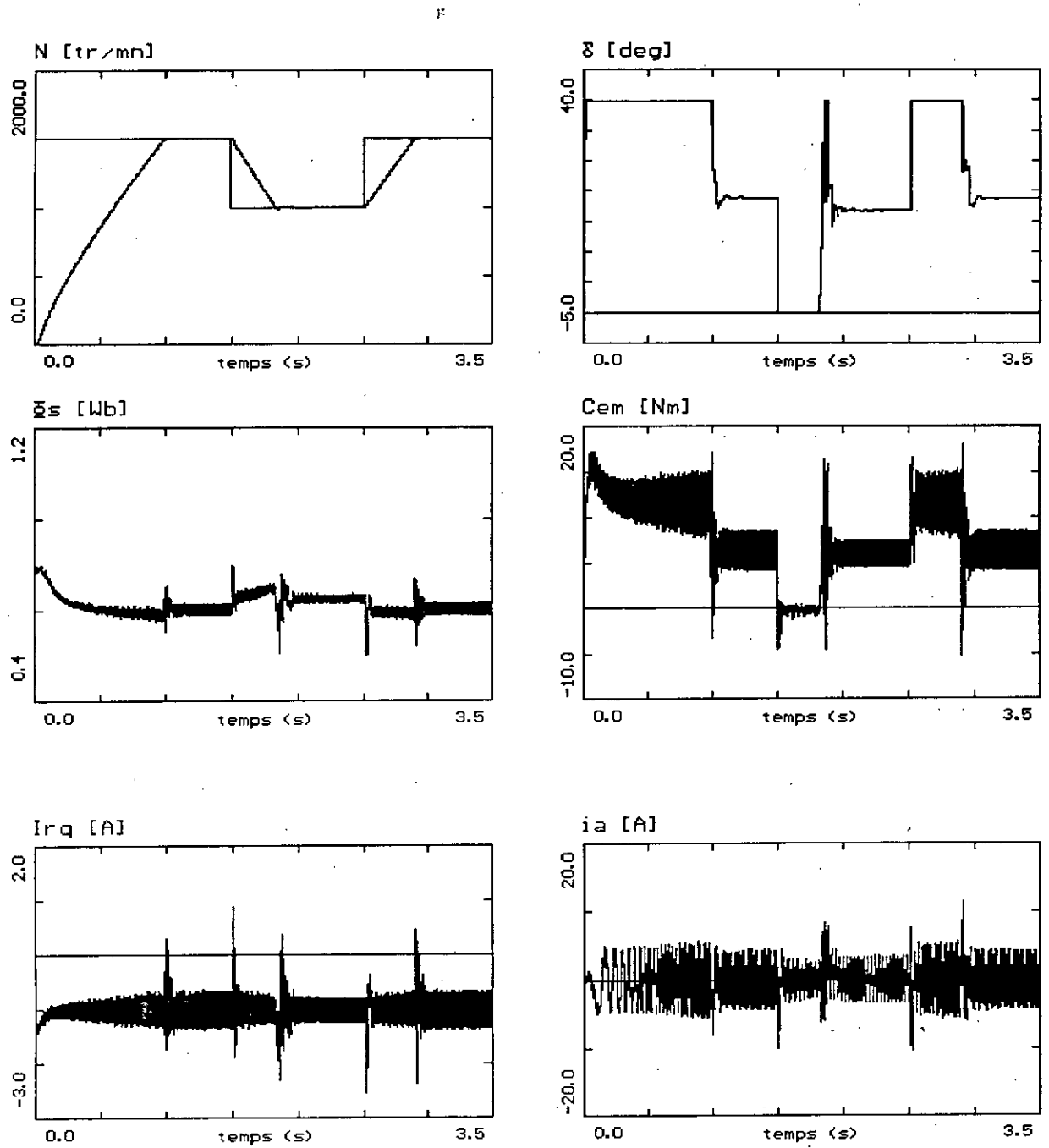


Figure IV.7 Démarrage et variation par un échelon négatif de consigne

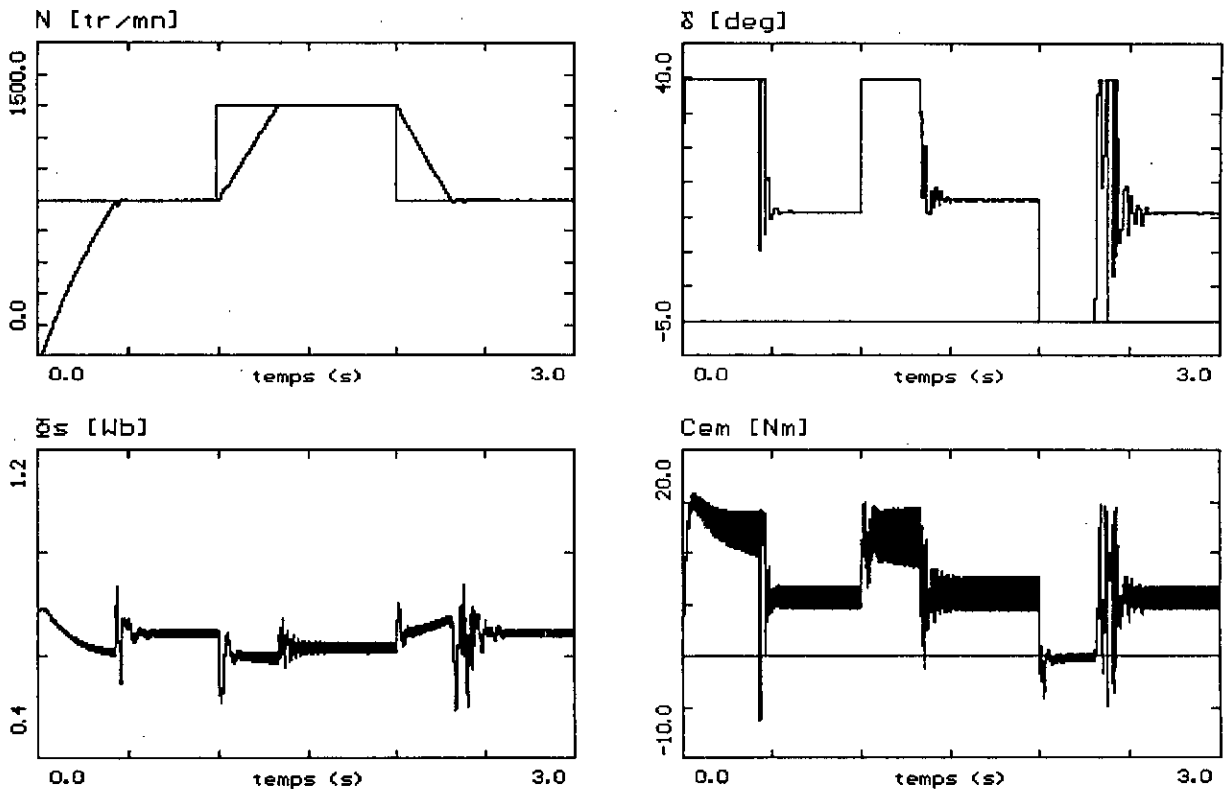


Figure IV.8 Variation par un échelon positif de consigne

L'influence d'une erreur sur la résistance statorique est examinée dans la figure (VI.9). Nous avons supposé une erreur de 50% sur sa valeur estimée. Le résultat du test effectué montre un temps d'établissement de la sortie du système, que se soit pour le démarrage ou pour compenser la perturbation additionné à $t=0.75$ s.

Une comparaison des performances de la commande à EPMP à ceux de la commande à EPMP, est présentée dans la figure (VI.10). La commande ainsi que le couple électromagnétique montrent bien l'effet de la commande à EPMP à réduire les variations brusques de ces grandeurs.

Toujours avec cette commande, l'influence de la variation de l'inertie de la machine, en présence d'une perturbation de charge, est montrée par la figure VI.11. L'inertie est augmentée de 50% de sa valeur initiale. la commande est insensible à cette variation paramétrique.

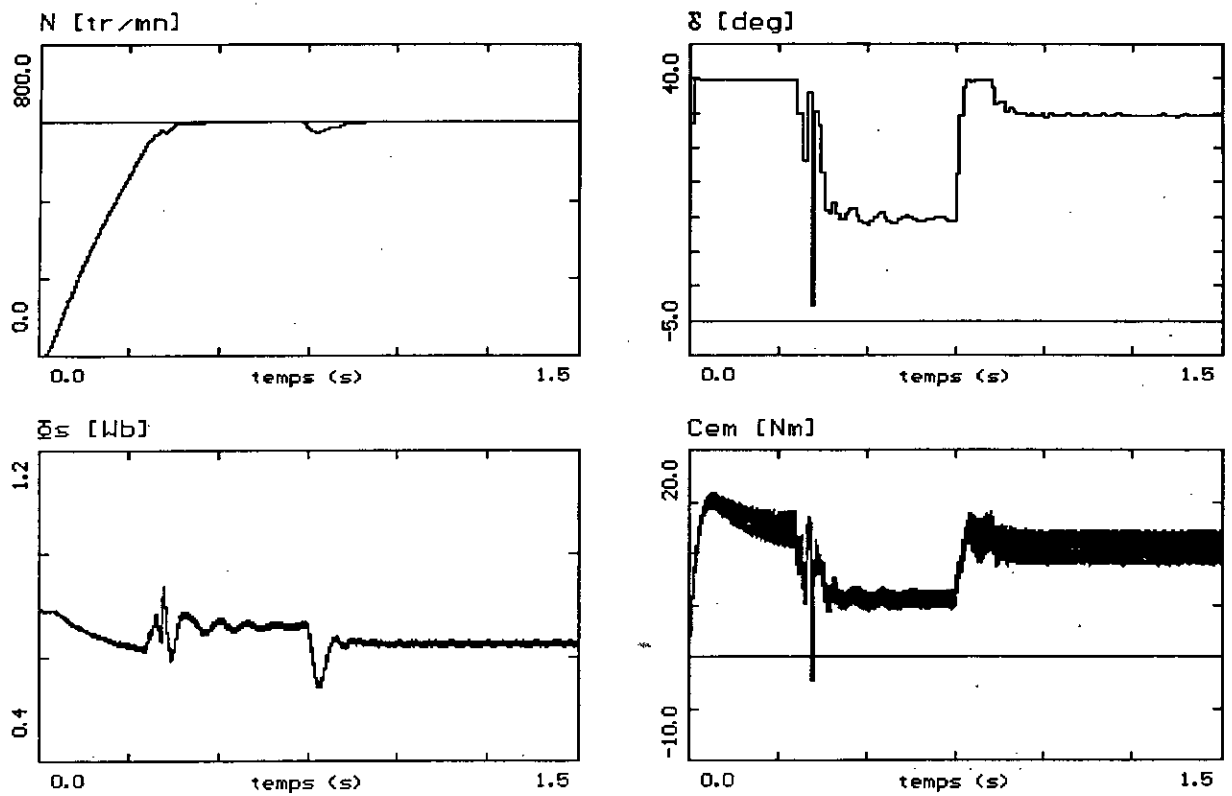


Figure (IV.9a) $R_s = 1.0 \cdot R_s$

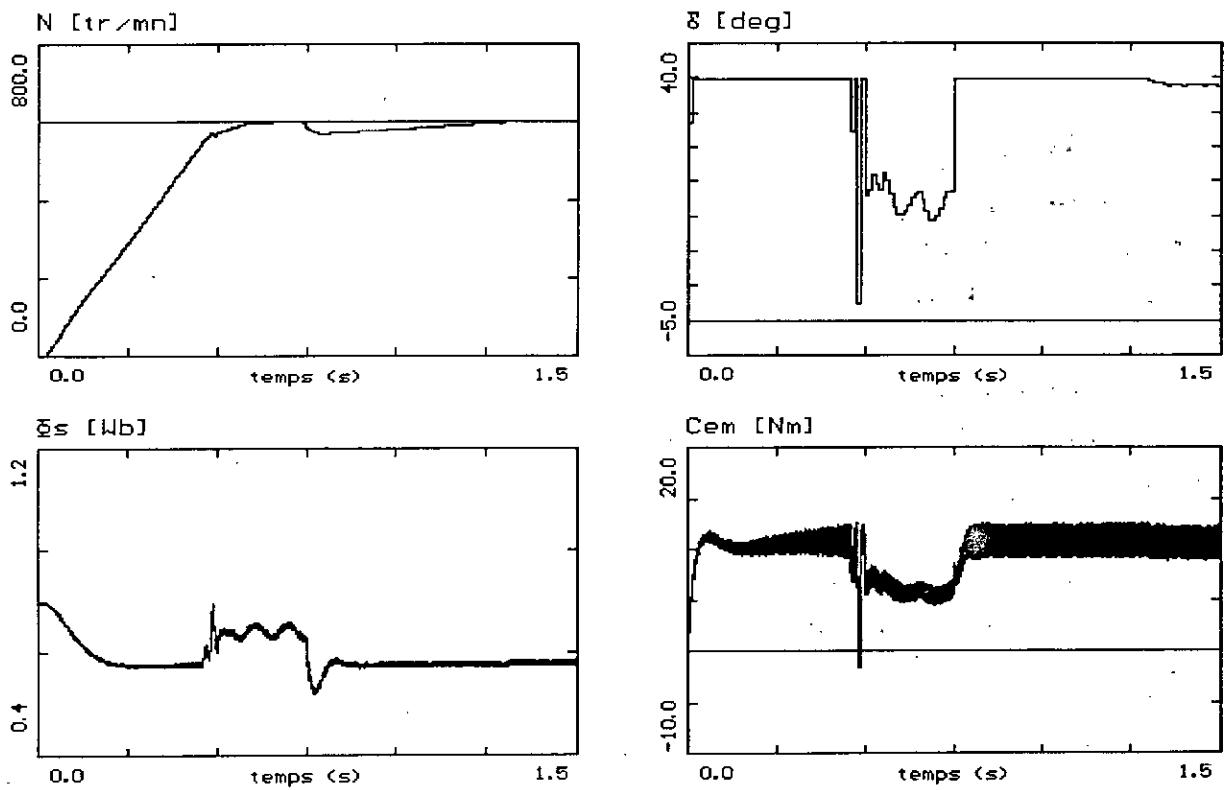


Figure (IV.9b) $R_s = 1.5 \cdot R_s$

Figure IV.9 Influence de la variation de la résistance statorique en présence d'une perturbation de charge. ($N^* = 600$ tr/mn $C_r = 5$ Nm)

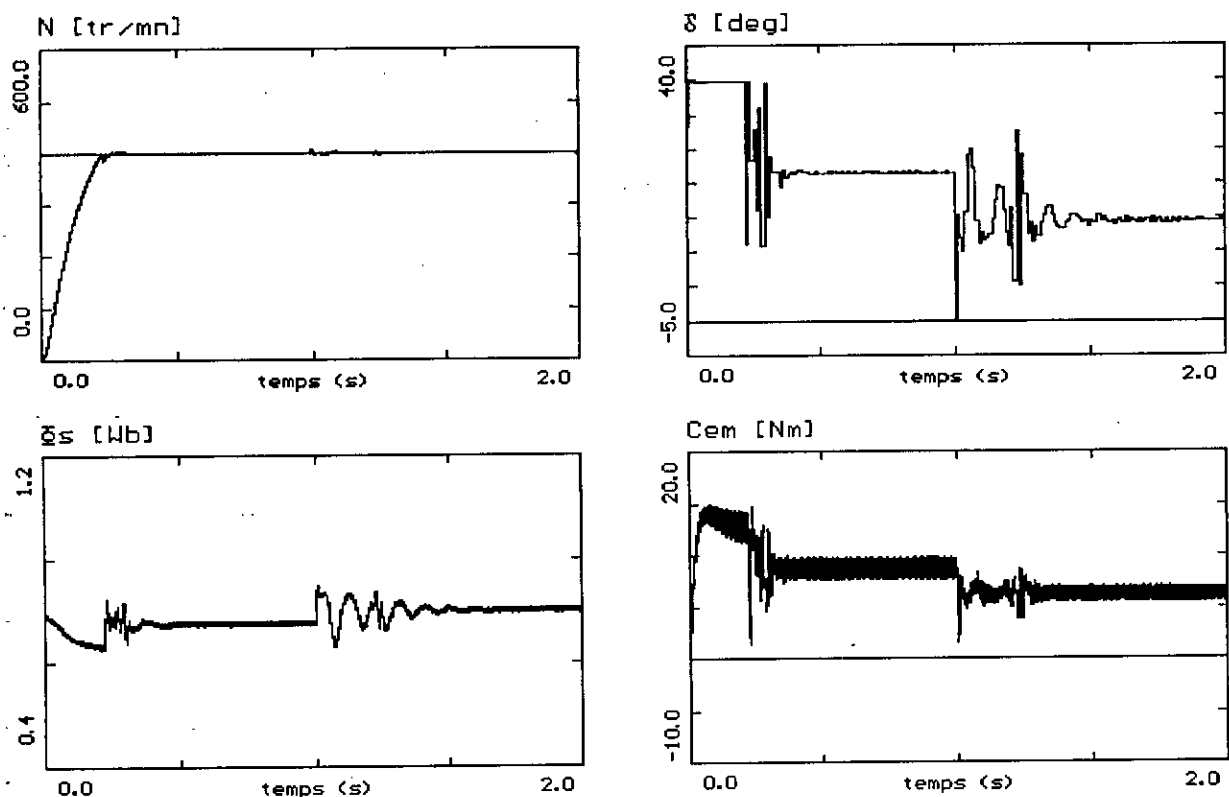


Figure (IV.10a) Commande à (EPMO)

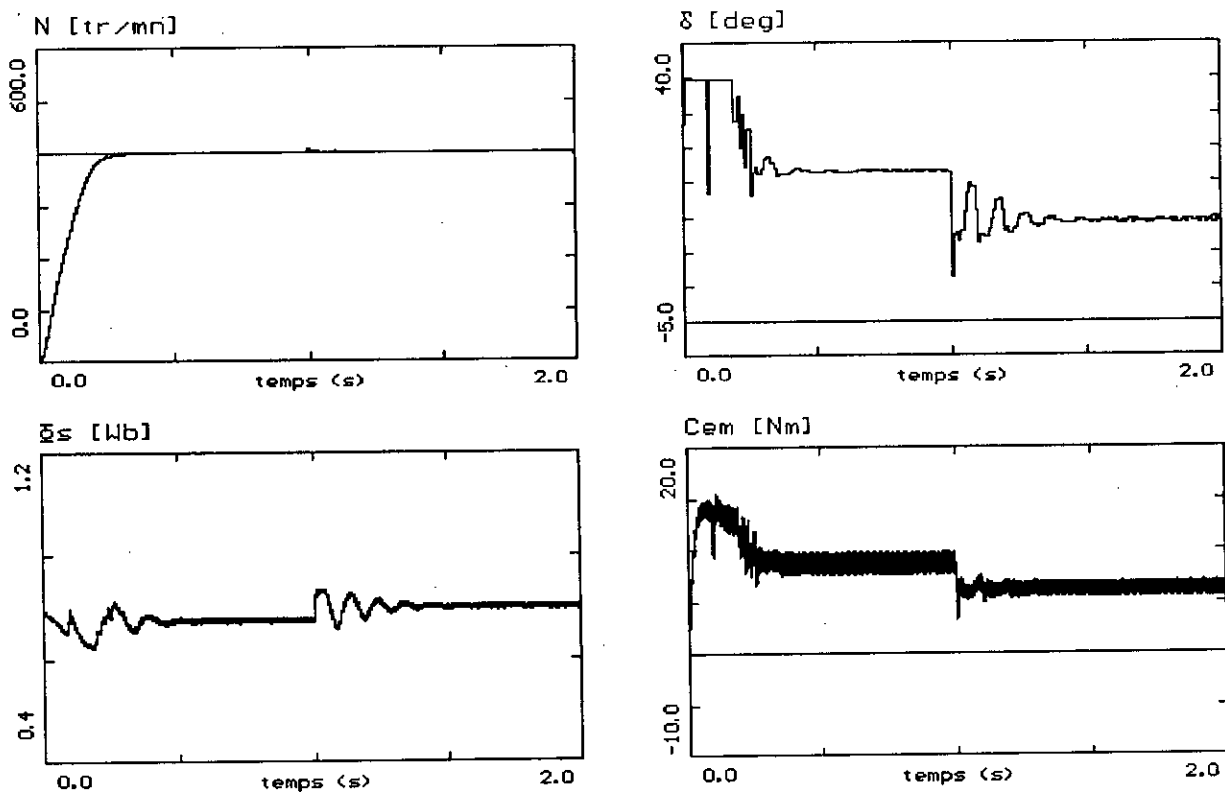


Figure (IV.10b) Commande à (EPMP)

Figure IV.10 Réponse à un échelon de consigne avec variation de charge
($N^* = 400$ tr/mn, $C_r = 5$ Nm et $\Delta C_r = +5$ Nm)

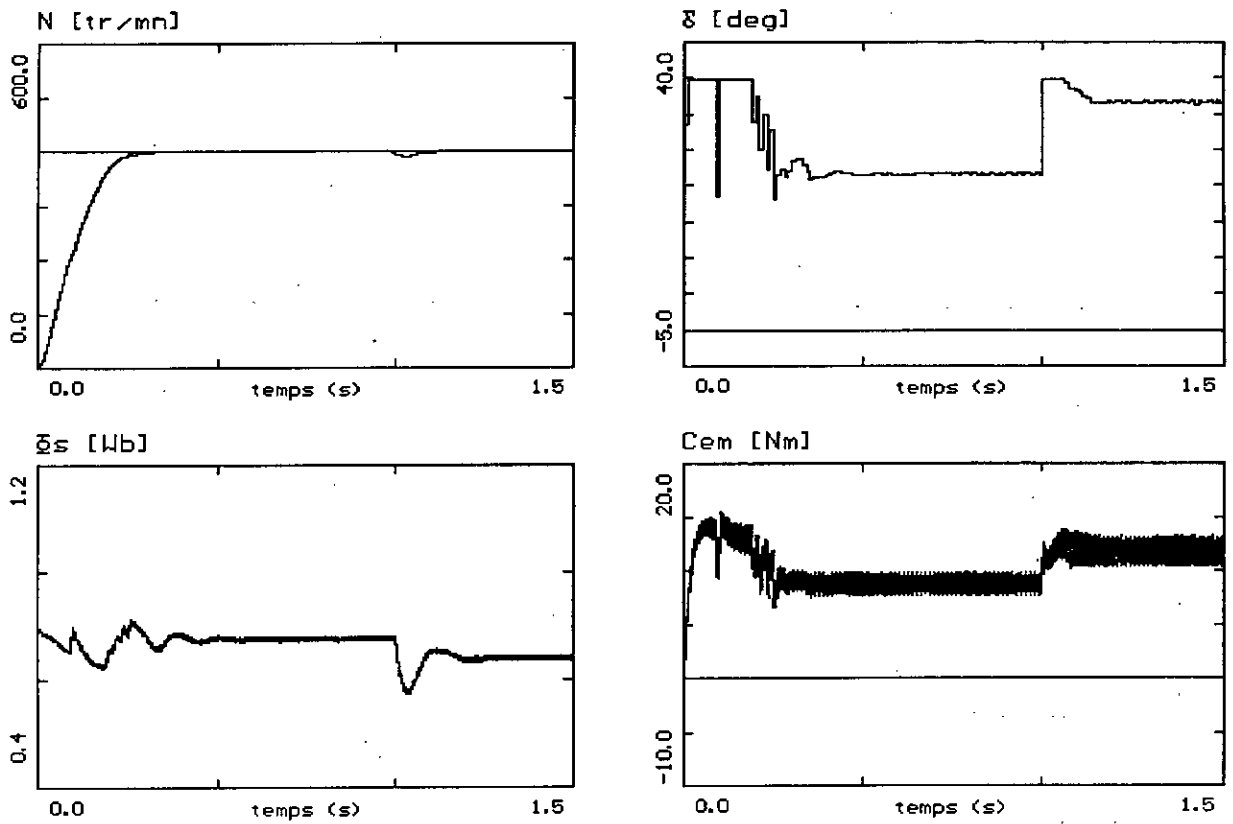


Figure (IV.11a) $J=1.0*J$

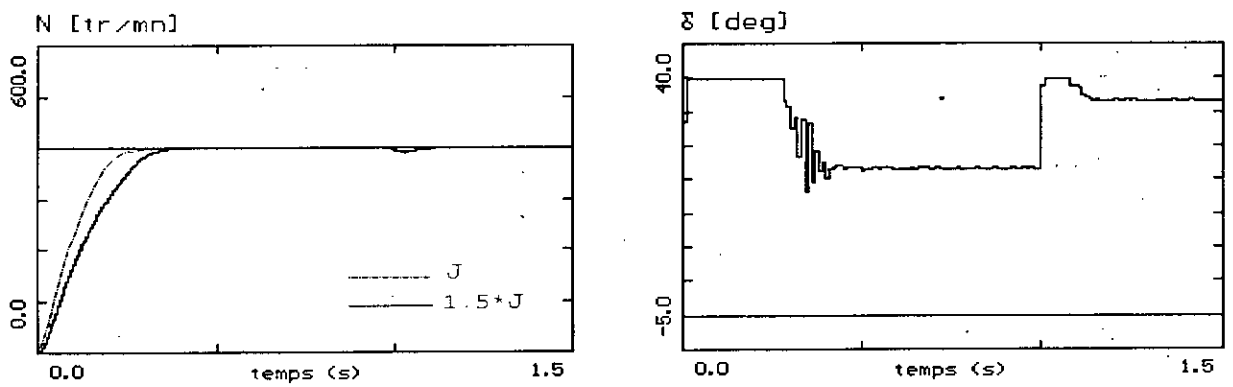


Figure (IV.11b) $J=1.5*J$

Figure IV.11 Influence de la variation du moment d'inertie en présence de perturbation de charge ($\Delta Cr=+5$ Nm) pour une vitesse de consigne $N^*=400$ tr/mn et $Cr=5$ Nm

L'effet du bruit de mesure sur la qualité de l'asservissement et de réglage de l'ensemble machine-convertisseur, est montré par les tests effectués des figures (VI.12)-(VI.14). Ces résultats, obtenus en utilisant la stratégie à variance minimale généralisée, montrent une bonne aptitude à suivre les variations de la consigne et de la charge entraînée en minimisant l'effet des parasites affectants la mesure de vitesse.

L'ensemble de ces résultats montre que cette loi de commande assure un niveau de performance relativement bon. D'une part, la commande assure la robustesse vis-à-vis des variations du couple de charge, la poursuite des changements de consigne et celui des paramètres physiques de la machine, d'autre part, elle s'adapte bien aux variations structurelles introduites par l'association du convertisseur.

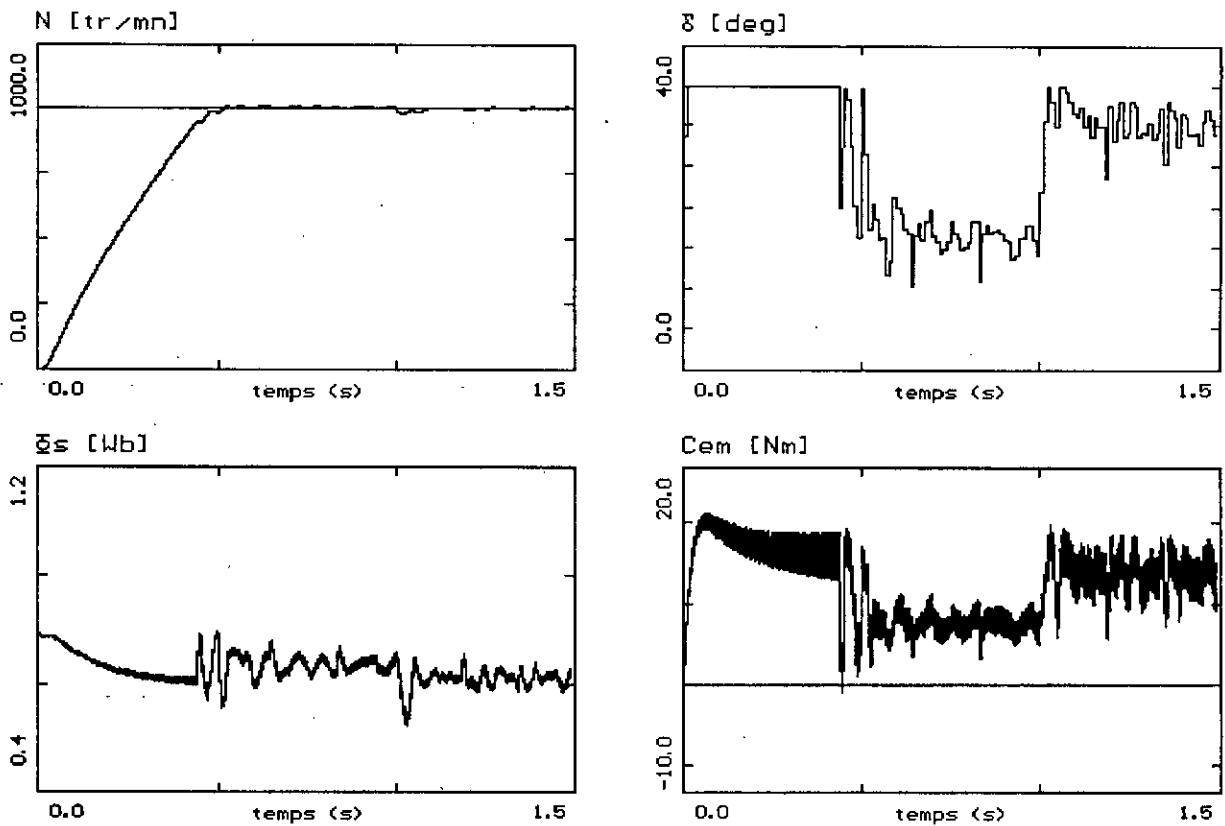


Figure IV.12 Démarrage plus variation du couple résistant
($N^*=800$ tr/mn $C_r=5$ Nm $\Delta C_r=+5$ Nm)

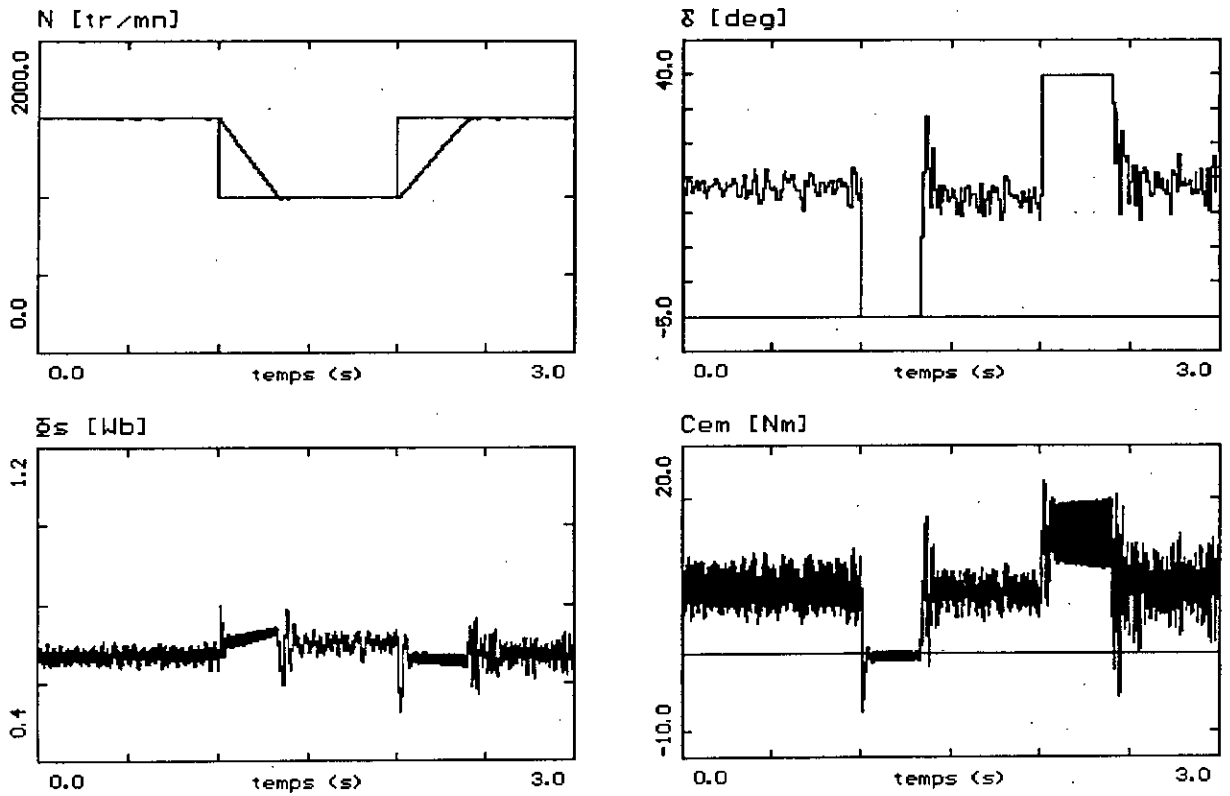


Figure IV.13 Variation de la consigne ($N^*=1500$ tr/mn $C_r=5$ Nm)

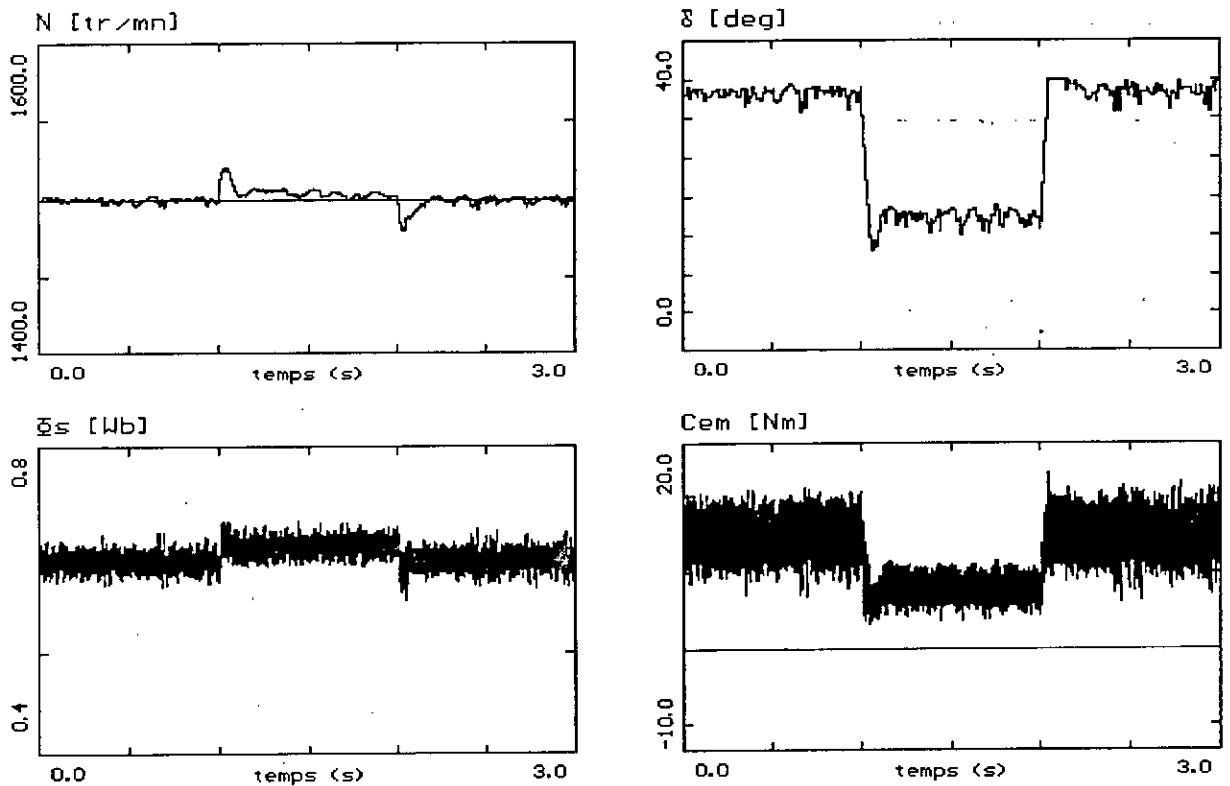


Figure IV.14 Variation de la charge ($N^*=1500$ tr/mn $C_r=5$ Nm $\Delta C_r=+5$ Nm)

IV.6 CONCLUSION

L'étude présentée dans ce chapitre, nous a permis de voir les caractéristiques de la machine synchrone associée à un onduleur MLI de tension et l'influence de celui-ci sur la qualité de réglage et les performances offertes par les techniques de commande analysées et appliquées dans le chapitre précédent.

Les résultats montrent que, malgré l'existence des pulsations dans le couple électromagnétique, la commande développée a montrée son grand intérêt, par la robustesse qu'elle offre fasse à cette nouvelle structure (association avec l'onduleur) qui rend le système non seulement à paramètres variables mais aussi à structure variable.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, nous nous sommes attachés à étudier l'application de lois de commandes adaptatives à un variateur de vitesse constitué par la machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur de tension. La boucle de commande concerne uniquement la vitesse de rotation. Cependant, le control du courant est assuré par une loi tension-fréquence.

Le modèle dans le repère (d-q) de la machine synchrone munie d'une boucle d'autopilotage a été présenté en premier lieu. Une formulation linéaire par fonctions de transferts nous a permis de voir quelques caractéristiques dynamiques du variateur, en particulier celle de la vitesse de rotation. L'étude statique a mis en exergue quelques caractéristiques liées à la grandeur de commande du variateur, notamment des limitations sur celle-ci.

Le second chapitre a été consacré à analyser le problème de l'identification récursive du modèle linéaire de type entrée-sortie puis à l'application de l'algorithme MCR à notre variateur. Les résultats obtenus montrent l'influence des différents paramètres de l'algorithme sur la qualité de la convergence. De plus, le choix de la structure adéquate du modèle, impose un compromis entre la complexité du modèle, pour représenter au mieux le comportement de la machine, et sa simplicité pour alléger les manipulations numériques. Cette identification dynamique a été abordée pour être utilisée par la suite dans un but bien précis qui est la commande auto-adaptative du variateur de vitesse. Le fait d'identifier instantanément le système, par une fonction de transfert linéaire, sous-entend la linéarisation de ce système par intervalle de temps correspondant à la période d'échantillonnage. Le régulateur adéquat est synthétisé pour chaque intervalle de temps.

Dans la troisième partie, après un bref rappel des principales méthodes et approches de la commande adaptative, nous nous sommes intéressés aux régulateurs auto-ajustables en analysant deux approches directes de ces régulateurs. Pour l'ajustement en ligne des paramètres utilisés dans la loi de commande, nous avons opté pour l'algorithme récursif des moindres carrés.

En ce qui concerne la première technique (EPM), les résultats enregistrés sont satisfaisants pour tout ce qui concerne la poursuite des variations de la vitesse de consigne, robustesse vis-à-vis des changements dans le couple résistant de la charge entraînée ou des variations des paramètres physiques (résistance du bobinage statorique). Cependant, l'existence d'une région à réponse non-minimale de phase, ainsi que les variations brusques, en réponse aux perturbations affectants le système, engendrent soit une dégradation des performances ou un comportement transitoire de la machine qui peut être néfaste et conduit parfois à une instabilité de la boucle fermée. C'est ce qui nous a conduit à étendre cette technique de façon à prendre en charge ce type de problème en introduisant une pondération dans la structure du critère. Les résultats

obtenus, suite à cette extension, sont nettement meilleurs. Le comportement transitoire du variateur s'est beaucoup amélioré, notamment pour les faibles vitesses. Cependant l'amélioration s'obtient en faisant un bon choix de la pondération ce qui n'est pas toujours facile.

Cette première technique ne s'applique que dans un environnement déterministe. Comme la boucle d'asservissement de vitesse comporte un dispositif de mesure de celle-ci, une mesure entachée nécessairement par un bruit, donc imprécise, l'utilisation d'une technique incluant l'effet de l'imperfection de la mesure est plus que nécessaire. C'est pour répondre à ce type de perturbation, que la deuxième technique a été utilisée. Les tests résultants de l'application de la stratégie à variance minimale généralisée pour la commande en vitesse du variateur, en présence cette fois-ci du bruit de mesure, ont montré une capacité d'adaptation en réponse aux différentes perturbations appliquées (Variations de consigne, de couple de charge et des paramètres physiques de la machine). Il a été montré aussi que, pour un bon choix des polynômes de pondération, la commande réduit considérablement l'effet du bruit de mesure sur les différentes grandeurs caractéristiques de la machine.

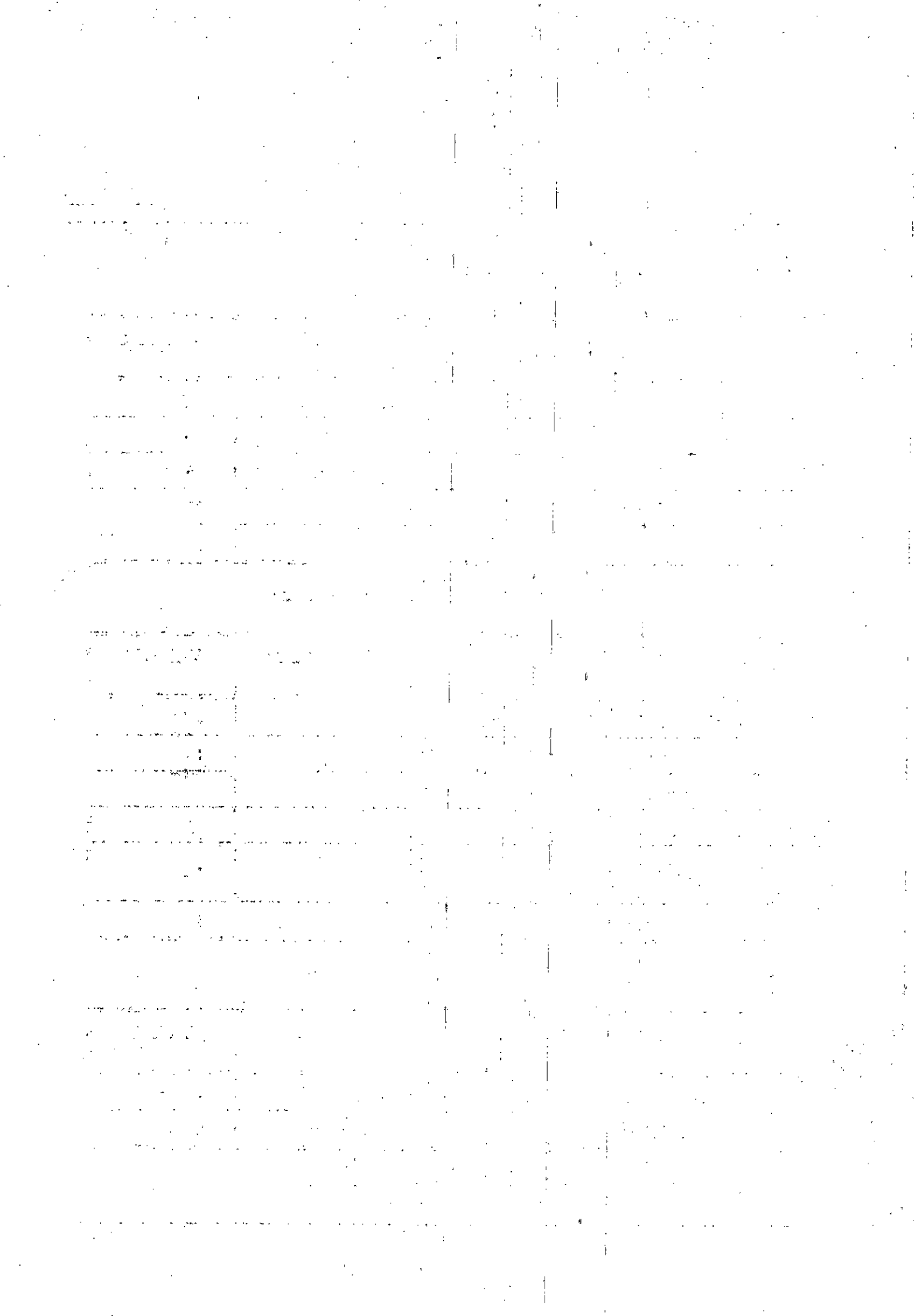
Pour compléter l'intérêt que présente l'utilisation de la commande adaptative pour la commande de la machine synchrone autopilotée, nous avons présenté dans la dernière partie de notre travail, l'application de cette commande à l'ensemble onduleur MLI-MSA en prenant en considération cette fois-ci l'influence du convertisseur statique sur la qualité des résultats. Sachant que ce dernier introduit une perturbation structurelle sur le système globale, les résultats de simulation présentés, montrent que la commande est insensible à cet effet, à défaut des ondulations qui apparaissent sur les grandeurs, telles que le couple électromagnétique de la machine. Il a été effectué pour cela les différentes variations (de consigne, de couple résistant et paramétriques), en incluant le bruit de mesure.

Il ressort de l'étude présentée que la commande adaptative et en particulier le régulateur auto-ajustable représente une solution intéressante pour la commande du variateur de vitesse considéré, à condition que le choix des différents paramètres, de l'algorithme d'adaptation et de commande, se fasse convenablement. Bien que ces algorithmes soient relativement compliqués de mise en oeuvre comparés aux régulateurs classiques simples, nous avons pu mettre en exergue certaines améliorations intéressantes.

Le travail sur la commande de la machine synchrone autopilotée est loin d'être achevé. Comme perspective, puisque nous avons considéré uniquement le fonctionnement de la machine en régime linéaire, il reste à vérifier de l'efficacité du contrôle adaptatif pour le fonctionnement de la machine en régime saturé. De plus, l'idée d'utiliser la commande adaptative multivariable en commandant la machine par l'angle de interne et la tension d'excitation, va sûrement contribuer à mieux conduire la machine et à améliorer les performances.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONE



Caractéristiques de la machine utilisée [FAD88][BOU94]:

GRANDEUR	SYMBOLE & UNITE	VALEUR
Puissance nominale	P [kW]	1.5
Fréquence	Fn [Hz]	50
Vitesse nominale	N [tr/mn]	1500
Tension d'alimentation	V/U [V]	220/380
Nbre de paires de pôles	Pol	2

Table A1: Caractéristiques de la machine

GRANDEUR	SYMBOLE & UNITE	VALEUR
Résistance d'une phase statorique	R_s [Ω]	4.8
Résistance de l'inducteur	R_r [Ω]	160
Inductance cyclique statorique	L_s [H]	0.16
Inductance cyclique de l'inducteur	L_r [H]	13
Mutuelle inductance stator/rotor	M_{sr} [H]	1.4
Courant d'excitation	j [A]	1

Table A2: Paramètres électriques

GRANDEUR	SYMBOLE & UNITE	VALEUR
Inertie de la partie tournante	J[N.m.s ² /rad]	$4 \cdot 10^{-2}$
Coefficient de frottement	f[N.m.s/rad]	$8 \cdot 10^{-3}$

Table A3: Paramètres mécaniques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ÅST73] **K.J. Åström, B. Wittenmark**, "On self-tuning regulators", *Automatica*, Vol.9, pp.185-199, 1973.
- [ÅST89] **K.J. Åström, B. Wittenmark**, *Adaptive control*. Addison Wesley, 1989.
- [BAL83] **A. Balestrino, G. De Maria and L. sciavico**, "Adaptive Control Design In Servosystems", in *Proc IFAC conf. on control in Power Electronic and Electric Drives*, Lausanne, Switzerland, pp.125-131, 1983.
- [BAL86] **R. Balasubramanian, K. H. Wong**, "A microcomputer—based self-tuning IP controller for DC machines", *IEEE Trans on IA*, V.IA-22, No.6, pp.989-999, 1986.
- [BER89] **C. Berenger**, *Contribution à l'étude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents et à enroulements dans l'entrefer*. Thèse de Doctorat de l'INP Lorraine, 1989.
- [BER95] **M. Berkouk**, *Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux*, Thèse de Doctorat, CNAM, Paris, 1995.
- [BOR90] **J. Bordeneuve**, *Commande prédictive adaptative: Application à des procédés thermiques*, Thèse de doctorat de l'Université de Paul Sabatier, Toulouse, 1990.
- [BOU91] **P. Boucher, D. Dumer and K. Faissalrahmani**, "Generalised Predictive Cascade Control (GPCC)", *ECC'91 European Control Conference*, Grenoble, July.2-5, pp.734-739, 1991.
- [BOU93] **N. Boudjerda**, *Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinosoidale: étude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par enduleur de tension*. Thèse de Magister, ENP, Alger, 1993.
- [BOU94] **A. Boumediene, L. Nezli, M.S. Boucherit**, "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", *JTEA '94*, Tunisie, 1994.
- [BOU89] **M. Boussak**, *Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction*. Thèse de Doctorat de l'université Paris VI, 1989.
- [BRI83] **A. Brickwedde**, "Microprocessor—Based Adaptive Control For Electrical Drives", in *Proc IFAC conf on control in power Electron. and Electric. Drives*, Lausanne, Switzerland, pp.119-124, 1983.
- [BRI85] **A. Brickwedde**, "Microprocessor-Based Adaptive Speed For Electrical Drives", *IEEE Trans on Industry Applications*, Vol.IA-21, No.5, 1985.
- [BÜH86] **H. Bühler**, *Réglages échantillonnés: Traitement par la transformation en z*, Volume 1, Presses Polytechniques Romandes, 1986.

- [CAR69] **B. Carnahan**, *Applied Numerical Methods*, John Willy & Sons, Inc. NY, 1969.
- [CHA87] **V. Chalam**, *Adaptive Control Systems: Technics and Applications*, Marcel Dekker Inc, New York. basel, 1989.
- [CHA83] **J. Châtelain**, *Machines Electriques*, Traité d'électricité, Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [CLA75] **D.W. Clarke, P.J. Gawthrop**, "Self-tuning controller", *IEE Proc*, Vol.122, No.9, pp.929-934, 1975.
- [CLA79] **D.W. Clarke, P.J. Gawthrop**, "Self-tuning control", *IEE Proc*, Vol.126, No.6, pp.633-640, 1979.
- [DEF94] **B. De Fornel, J.P. Rognon**, "Commande des machines électriques", *RGE*, No.8/94, pp.33-35, Sep 1994.
- [DJE94a] **K. Djebara**, "Speed regulation of a DC servo motor using self-tuning control", *AJOT, Proceedings of 2nd CEA colloque*, Algiers Nov.29-30. Vol.1, pp.130-136, 1994.
- [DJE94b] **A. Djermoune, P. Goureau, A. Razek**, "Utilisation d'un outil de simulation pour le contrôle de machines à courant alternatif", *Journées SEE, Méthode de l'automatique appliquée à l'électrotechnique*, Lille, 7 avr, 1994.
- [FAD88] **M. Fadel**, *lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I.* Thèse de doctorat, INPL, Toulouse, 1988.
- [FU 91] **Y. Fu**, *Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées.* Thèse de doctorat de l'université de Montpellier, Montpellier, 1991.
- [GAU77] **A. Gauthier**, *Identification récurrente des systèmes Multi-entrées Multi-sorties.* Thèse de doctorat, INPG, Grenoble, 1977.
- [GAW82] **P.J. Gawthrop and K.W. Lim**, "Robustness of Self-tuning controllers", *IEE Proc*, Vol. 129, Pt. D, No. 1, pp 21-29, 1982.
- [GOO84] **G.C. Goodwin, K.S. Sin**, *Adaptive prediction filtering and control.* Prentice Hall, 1984.
- [HAR81] **C.J. Harris, S.A. Billings**, *Self-tuning and adaptive control: Theory and Applications.* Institution of Electrical Engineers, London and New York, Peter Peregrinus Ltd, 1981.
- [KET92] **R. Ketata**, *Méthodologies de Régulation Numérique Incluant la Logique Floue.* Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, L.A.A.S., 1992.
- [KUM86] **A. Kumamoto, S. Trada, and Y.Hirane**, "Speed Regulation of an Induction Motor Using Model Reference Adaptive Control", *IEEE Control System Magazine*, october 1986.

- [KUR81] **H. Kurz, W. Goedecke**, "Digital parameter-adaptive control of processes with unknown dead time", *Automatica*, Vol.17, No.1, pp.245-252, 1981.
- [LAJ91] **M. LAJOIE-MAZENC**, "L'alimentation et la commande des machines synchrones," *Journées du club EEA*, Electrotechnique, Toulouse, mars 1991.
- [LAN79] **I.D. Landau**, *Adaptive control — the model reference approach*. New York: Marcel Dekker Inc, 1979.
- [LAN80] **I.D. Landau**, "Dualité asymptotique entre les systèmes de commande adaptative avec modèle et les régulateurs à variance minimale auto-ajustables", *R.A.I.R.O. Automatique/Systems Analysis and Control*, Vol.14, No.2, pp.189-204, 1980.
- [LAN81] **I.D. Landau**, "Model reference adaptive controllers and stochastic self-tuning regulator — A unified approach", *Journal of Dynamic Systems, Measurement and control*, Vol.103, pp.404-416, 1981.
- [LAN86] **I.D. Landau, K.N. M'sirdi, M. M'saad**, "Techniques de modélisation récurrentes pour l'analyse spectrale paramétrique adaptative", *traitement de signal*, Vol.3, No.4-5, pp.183-204, 1986.
- [LAN93a] **I.D. Landau**, *Identification et commande des systèmes*, (seconde édition), Hermès, Paris, 1993.
- [LAN93b] **I.D. Landau, F. Rolland**, "Identification and digital control of electrical drives", *Control Eng Practice*, Vol.1, No.3, pp.539-546, 1993.
- [LED81] **R. Le Doeuff**, *Contribution à la modélisation et à la simulation d'ensembles convertisseurs statiques — machines tournantes*, Thèse de Docteur ès sciences, ENSEM-INPL, Nancy, 1981.
- [LJU87] **L. Ljung**, *Systeme Identification: Theory for user*, Englewood Cliffs, NJ: Printice-Hall, 1987.
- [NAI84] **H. Naitoh and S. Tadakuma**, "Model reference adaptive control based DC Motor speed controller", in *Conf. Rec. of IEEE IECON'84*, pp.474-479, 1984.
- [NAI87] **H. Naitoh and S. Tadakuma**, "Microprocessor—based adjustable —speed DC Motor drives using model reference adaptive control", *IEEE Trans Industry Applications*, Vol.IA-23, No.2, pp.313-318, 1987.
- [NAI96] **A. Nait Seghir, M.S. Boucherit, D. Boukhetala et L. Nezli**, "Commande adaptative d'une machine synchrone autopilotée", *COMAEI'96*, Vol.3, pp.161-165, Tlemcen, 1996.
- [NAI97a] **A. Nait Seghir, M.S. Boucherit, D. Boukhetala et L. Nezli**, "Commande auto-ajustable en vitesse d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", *Actes des 2^{èmes} JST'97*, 05 & 06 Mai, INH, Boumerdes, Vol.2, pp.397-400, 1997.
- [NAI97b] **A. Nait Seghir, M.S. Boucherit, D. Boukhetala et L. Nezli**, "Commande adaptative

à erreur de prédiction minimale pondérée d'une machine synchrone autopilotée", *Proceeding of the CMSES'97*, SAIDA, 13th & 14th, May 1997.

- [NGU93] **T. Nguyen Thi Thanh**, *Identification et Commande d'un Bras Flexible à Deux Degrés de Liberté*. Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 1993.
- [PER87] **R. Perret**, "La machine synchrone autopilotée", *Journées d'électronique de puissance E.P.C'87*, dec, 1987.
- [PET93] **M. M. Peter, Y. Z. Albert**, "A neural network approach to on-line Identification of nonlinear systems.", *International Journal of Cybernetics and Systems*, Vol.24, No.3, pp.171-195, 1993.
- [REK91] **P. Rekioua**, *Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents*. Thèse de doctorat, INPL, Lorraine, ENSEM, 1991.
- [RIE85] **P.J. Riedo**, *Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone*. Thèse de doctorat, EPFL, Lausanne, 1985.
- [RIV89] **M. Rivoire et J.L. Ferrier**, *Cours d'automatique: Signaux et Systèmes*. Tome1, Eyrolles, 1989.
- [ROB94] **X. Roboam, M. Fadel, B. Dagues, F. Chouzal**, "Logiciels de simulation POST: une solution performante en vue de la synthèse de commandes d'ensembles convertisseur-machine", *Journées SEE, Méthode de l'automatique appliquée à l'électrotechnique*, Lille, 7 avr, 1994.
- [ŠAB93] **A. Šabanovic**, "Variable structure controllers in motion control systems", *Control Eng*, Vol.1, No.3, pp.519-528, 1993.
- [SEI88] **P. Seixas**, *Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée, Méthode algébrique de modulation de largeur d'impulsion. Algorithmes de contrôle et de régulation des courants*. Thèse de Doctorat de l'INP Toulouse, 1988.
- [SIL79] **H. M. Silveira, I. D. Landau**, "Une nouvelle méthode pour la synthèse des systèmes adaptatifs avec modèle de référence", *R.A.I.R.O. Automatique/Systems Analysis and Control*, Vol.13, No.1, pp.39-56, 1979.
- [TOU94] **O. Touhami**, *Contribution à l'identification paramétriques des machines électriques*. Thèse de doctorat, ENP, Alger, 1994.
- [YAN93] **G. Yang, T. H. Chin**, "Adaptive-speed Identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive", *IEEE Trans on IA*, Vol.29, No.4, 1993.

التعرف والتحكم التلازمي لماكنة تزامنية ذاتية القيادة مغذاة بمموج التوتز

ملخص—يهدف هذا العمل الى تقديم تصميم و تطبيق التحكم التلازمي الآخذ بعين الإعتبار الحالة اللاخطية و التغيرات الديناميكية لماكنة تزامنية ذاتية القيادة، مغذاة بمموج اتوتز (PWM). قُدمت في البداية، طريقة لاستخراج النماذج الرقمية لوصف الهيئة الديناميكية للمغير. كذلك حلت و طبقت طريقة المنظم الذاتي الضبط، المبنية على إستراتيجية التحكم بالخطأ اتوقعي الأدنى و الإنحراف الأدنى المعمم. نتائج تمحاكاة أثبتت نجاعة طريقة التحكم الآلي المستعملة رغم وجود مختلف إشارات التشويش و التغيرات الطارئة على عوامل لماكنة.

كلمات مفاتيح : تعرف عن العوامل، التحكم التلازمي، المنظم الذاتي الضبط، ماكنة تزامنية ذاتية القيادة.

IDENTIFICATION AND ADAPTIVE CONTROL OF VOLTAGE-SOURCE INVERTER-FED SELF-CONTROLLED SYNCHRONOUS MACHINE

Abstract—This work presents the design and application of an adaptive control which overcomes the nonlinearity and the dynamics variation of the PWM voltage-source inverter-fed self-controlled synchronous machine (VSI-SCSM). An identification methodology of input-output discrete models which describe the dynamic of the speed drives has been presented in first time. The direct approach of the self-tuning regulator based on minimum prediction error control and on generalized minimum variance control strategies is analyzed and applied to the speed drives. The control objective is to ensure a performance index in presence of parameter and/or environmental disturbances. The simulation results prove the efficiency of this control scheme to ensure the required performances.

Key Words: System identification, Adaptive control, Self-tuning regulator, Self-controlled synchronous machine.

IDENTIFICATION ET COMMANDE ADAPTATIVE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE PAR ONDULEUR DE TENSION

Résumé—Ce travail présente la structure et l'application de la commande adaptative, qui surmonte les non-linéarités et les variations dynamiques, d'une machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur MLI de tension. Une méthodologie, pour l'identification de modèles discrets de type entrées-sorties décrivant le comportement dynamique du variateur, a été présentée dans un premier temps. L'approche directe du régulateur auto-ajustable, basée sur la stratégie de commande à erreur de prédiction minimale puis à variance minimale généralisée, a été analysée et appliquée au variateur. L'objectif de la commande est de maintenir un certain indice de performance en présence de perturbations paramétriques et/ou environnementales. Les résultats de simulation prouvent l'efficacité de ce schéma de commande à maintenir les performances requises.

Mots Clés: Identification paramétrique, Commande adaptative, régulateur auto-ajustable, Machine synchrone autopilotée