

3/95

THESE

Présentée à:

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

en vue de l'obtention du Grade de:

DOCTEUR D'ETAT EN GENIE ELECTRIQUE

par:

BOUCHERIT Mohamed Seghir
Magister-Ingénieur de l'ENP

**SUR L'APPLICATION DE L'AUTOMATIQUE MODERNE
DANS LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES**

Soutenue publiquement le 26 Avril 1995 devant le jury composé de:

- | | |
|----------------|--|
| - R. TOUMI | Professeur à l'USTHB, |
| - N.K. M'SIRDI | Professeur à l'Université de Versailles Saint-Quentin, |
| - F. BOUDJEMA | Maître de Conférence à l'ENP, |
| - B. DERRAS | Maître de Conférence à l'ENP, |
| - N. LOUAM | Maître de conférence à l'ENP, |
| - A. ZEKGUIRAS | Maître de Conférence à l'ENP, |

Invité:

- | | |
|-------------|---------------------|
| - A. CHEKMA | Professeur à l'ENP. |
|-------------|---------------------|

THESE

Présentée à:

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

en vue de l'obtention du Grade de:

DOCTEUR D'ETAT EN GENIE ELECTRIQUE

par:

BOUCHERIT Mohamed Seghir

Magister-Ingénieur de l'ENP

**SUR L'APPLICATION DE L'AUTOMATIQUE MODERNE
DANS LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES**

Soutenue publiquement le 26 Avril 1995 devant le jury composé de:

- | | |
|-----------------|--|
| - R. TOUMI | Professeur à l'USTHB, |
| - N.K. M'SIRDI | Professeur à l'Université de Versailles Saint-Quentin, |
| - F. BOUDJEMA | Maître de Conférence à l'ENP, |
| - B. DERRAS | Maître de Conférence à l'ENP, |
| - N. LOUAM | Maître de conférence à l'ENP |
| - A. ZERGUERRAS | Maître de Conférence à l'ENP, |

Invité:

- | | |
|--------------|---------------------|
| - A. CHEKIMA | Professeur à l'ENP. |
|--------------|---------------------|

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

و قل: الجزائر... اصغ ان ذكر اسمها
تجد الجبابر ساجدين و ركعا
ان الجزائر في الوجود رسالة
الشعب حررها، و ربك وقعا
ان الجزائر قطعة قدسية
في الكون لحنها الرصاص و وقعا
مفدي زكريا
Moufidi Zakaria

A MON PERE ET MA MERE

A MA FEMME ET MES ENFANTS

A MES BEAUX PARENTS

Was die Vernunft dem Individuum, das ist die Geschichte dem menschlichen Geschlechte
A.Schopenhauer

AVANT PROPOS

Les présents travaux ont été **totalemment effectués en Algérie**, au sein du **Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande** et du **Laboratoire d'Automatique**, du **Département du Génie Electrique** de l'**Ecole Nationale Polytechnique**, auxquels j'ai participé à la création et la mise en place. Pour les travaux informatiques, ils ont été effectués au centre de calcul du Département de Génie Electrique (ENP). Il est à signaler aussi que j'ai bénéficié de quatre séjours de courte durée à l'étranger, dont deux dans le cadre du projet ENP/PNUD.

Au terme de ce travail, j'exprime ma profonde gratitude à Messieurs les Professeurs **N.K. M'SIRDI** du Laboratoire de Robotique de Paris (LRP) de l'Université de Versailles Saint Quentin, et **W. KOCZARA** de l'Institut de Commande et d'Electronique Industrielle (ISEP) de l'Université Polytechnique de Varsovie (Politechnika warszawska). Je leur exprime mes profonds et sincères remerciements pour leurs disponibilités, lors de mes séjours au LRP (Paris) et à l'ISEP de Varsovie, ainsi que pour leurs précieux conseils qui sont à l'origine de l'aboutissement de ces travaux.

Je tiens aussi à souligner, qu'il m'est très difficile d'exprimer en quelques mots tout ce que je dois à Monsieur le Professeur **N.K. M'SIRDI**, qui m'a fait bénéficier avec son sens profond des relations humaines, de sa très riche expérience et sa haute compétence scientifique.

Je remercie très sincèrement Monsieur le Professeur **R. TOUMI** de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne pour l'intérêt qu'il accorde à mes travaux et pour l'honneur qu'il me fait en président le jury.

Mes très sincères remerciements vont également à Messieurs:

- | | |
|------------------------|-------------------------------|
| - B. DERRAS | Maître de Conférence à l'ENP, |
| - N. LOUAM | Maître de Conférence à l'ENP, |
| - A. ZERGUERRAS | Maître de Conférence à l'ENP, |
| - F. BOUDJEMA | Maître de Conférence à l'ENP, |
| - A. CHEKIMA | Professeur à l'ENP, |

pour l'intérêt qu'ils ont manifesté pour mes travaux et pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être membre du jury.

Je n'oublie pas non plus, ce que je dois à mes collègues et amis: Messieurs **F. BOUDJEMA**, **H. CHEKIREB** et **L. NEZLI**, pour leur participation effective dans la réalisation de certains de ces travaux.

Que mon collègue et ami, Monsieur **O. STIHI** soit aussi sincèrement remercié pour sa patience, son aide et sa disponibilité au centre de calcul du Département.

Il m'est agréable de remercier **tous mes amis du Département de Génie Electrique**, particulièrement ceux du Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande et du Laboratoire d'Automatique, qui ont su créer l'ambiance de collaboration fraternelle qui a favorisé notre travail; entre autres mes collègues et amis: Messieurs **D. BOUKHETALA**, **B. HEMICI**, **M. O. MAHMOUDI**.

Je tiens aussi à remercier ceux qui ont participé à la réalisation de cette thèse: **A. AZZI**, **N. BALL**, **F. BENMILOUD**, **A. BOUMEDIENNE**, **L. GUENFAF**, **M. F. KHENE**, **M. NIBOUCHE**, **D. TRABZI** avec une mention particulière à: **N. BALL**, **A. BOUMEDIENNE**, **L. GUENFAF** et **M. NIBOUCHE**.

Je n'oublie pas non plus ce que je dois à mes amis qui sont à l'étranger pour leur aide documentaire, très particulièrement Messieurs **M. DJEMAI** et **A. BERKOUK**.

Je ne peux citer tout le monde, mais que tous ceux qui ont contribué d'une façon ou d'une autre soient assuré de ma reconnaissance. Je les remercie tous, particulièrement: **ma famille**, **mes amis**, et **le personnel de la bibliothèque de l'ENP**.

Enfin, je ne pourrais clore ces remerciements sans une pensée à **l'ensemble de mes enseignants**, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

SOMMAIRE

AVANT PROPOS

SOMMAIRE

INTRODUCTION

1

1. COMMANDE MODERNE PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILLONNE AVEC OBSERVATEUR

1.1 Réglage par retour d'état	5
1.1.1 Equation d'état échantillonnées	5
1.1.2 Structure générale du réglage d'état	5
1.1.3 Equations du système	7
1.1.4 Détermination du vecteur K^T	8
1.1.5 Détermination de K_W et K^T	9
1.2 Réglage d'état avec observateur	10
1.2.1 Structure de réglage d'état avec observateur	10
1.2.2 Structure de l'observateur d'état et de perturbation	11
1.2.3 Equations de l'observateur	12
1.2.4 Synthèse de l'observateur	13

2. COMMANDE NUMERIQUE PAR RETOUR D'ETAT EN CASCADE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU SANS CAPTEUR DE COURANT

2.1 description et modélisation	16
2.2 Structure de réglage	18
2.3 Réglage de courant	19
2.4 réglage de vitesse	20
2.5 Observateur	21
2.6 Simulation	22
2.7 Conclusion	23

3. REGLAGE D'ETAT DE LA VITESSE D'UNE MSA ALIMENTEE EN COURANT

3.1 Description et modélisation du système	26
3.1.1 Description du système	26
3.1.2 Modélisation du redresseur	27
3.1.3 Modélisation de la machine synchrone autopilotée	27
3.2 Structure du réglage d'état échantillonné de la vitesse	29
3.3 Réglage numérique du courant	29
3.3.1 Choix de la période d'échantillonnage	29
3.3.2 Dimensionnement du régulateur	30
3.4 Réglage d'état de la vitesse	31
3.4.1 Equations d'état	31
3.4.2 Equations d'état tenant compte du régulateur intégrateur	32
3.4.3 Dimensionnement du réglage d'état	32
3.5 Simulations	36
3.6 Conclusion	38

4. REGLAGES D'ETAT ECHANTILLONNES EN CASCADE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT

4.1 Réglage d'état partiel	39
4.1.1 Structure de réglage	40
4.1.2 Détermination de K^T	41

4.1.3 Détermination de K_w et K_v	44
4.2 Réglage d'état en cascade	44
4.2.1 Structure globale de réglage	44
4.2.2 Réglage d'état partiel du courant	44
4.2.3 Réglage d'état de la vitesse	47
4.3 Simulation	47
4.4 Conclusion	50
5. COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILLONNE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTÉE ALIMENTÉE EN TENSION	
Introduction	51
5.1 Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension	52
5.2 Etude des performances du réglage d'état appliqué à une MSA alimenté en tension	60
5.3 Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une MSA alimentée en tension	66
6. COMMANDE OPTIMALE PAR RETOUR D'ETAT D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC PILOTAGE VECTORIEL	
Introduction	72
6.1 Commande optimale échantillonnée: application à un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel	73
6.2 Etude par simulation du réglage par retour d'état d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel	79
7. COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC PILOTAGE VECTORIEL	
7.1 Commande prédictive généralisée	87
7.1.1 Prédiction de la sortie	87
7.1.2 Loi de commande	88
7.2 Modèle paramétrique de l'actionneur	90
7.3 Synthèse de la commande	92
7.4 Simulation	92
7.5 Conclusion	94
8. COMMANDE NON LINEAIRE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE	
Introduction	101
8.1 Linéarisation et découplage d'un moteur asynchrone par retour d'état	102
8.2 Commande linéarisante d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite de trajectoire	107
9. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'UN CONVERTISSEUR DC-DC POUR UN FONCTIONNEMENT EN HACHEUR ET EN ONDULEUR	111
CONCLUSION	119
BIBLIOGRAPHIE	121

8
INTRODUCTION

L'avènement des calculateurs dans les boucles de réglage a suscité ces dernières décennies une grande mutation dans l'industrie mondiale. En effet, ils ont permis la mise en oeuvre pratique de techniques de commande très performantes dans la conduite des processus industriels. Ces techniques de l'automatique moderne, qui évoluent continuellement d'une façon vertigineuse, permettent d'aboutir à des processus industriels de très haute qualité. Par ailleurs, la robotisation de plus en plus intense des unités de production contribue aussi d'une façon considérable dans les développements récents de cette industrie. Ces processus industriels, qui exigent très souvent des variations de vitesse et de position à très hautes performances, nécessite l'utilisation des machines électriques à commande aussi performantes.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandée. En effet, le flux et le couple sont découplés et commandables indépendamment. Grâce à cette propriété, de haute performances dynamiques peuvent être atteintes: le flux étant maintenu en permanence à sa valeur nominale, tandis que le couple est maximal à tout instant [133]. Cependant, la présence du collecteur et des balais est toujours un point faible pour ce type de machines électriques.

Face à ces limitations, la simplicité de construction, le faible coût, et la robustesse des machines à courants alternatifs sont très attirantes. Cependant, le transfert de l'expérience obtenue dans la commande de la machine à courant continu, vers les machines à courant alternatif s'est heurté à de nombreuses difficultés. En effet, dans les machines à courant alternatif, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus.

À l'heure actuelle, les travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines électriques s'oriente de plus en plus

vers l'application des techniques modernes de l'automatique à la machines synchrone et asynchrone [18],[21],[49],[86]. Cependant, la machine à courant continu, de par la simplicité de son modèle et la souplesse dans la mise en oeuvre pratique des commandes, reste un champ d'investigation très intéressant. En effet, grâce aux développements de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, même les machines à courant alternatif, synchrones et asynchrones, peuvent être réduites et modélisées de façon à devenir équivalentes à une machine à courant continu [49],[190].

Ainsi, cette thèse rassemble une partie de nos travaux effectués dans le domaine de l'électronique de puissance et la commande des machines électriques. C'est un ensemble de travaux sur l'introduction et l'application des techniques modernes de l'automatique dans la conduite des processus nécessitant des entraînements électriques à vitesse variable. Nous nous sommes intéressés à différentes machines électriques: la machine à courant continu, la machine synchrone autopilotée avec ses deux types d'alimentation, et la machine asynchrone alimentée en tension. Par ailleurs, nous nous sommes intéressés aussi aux alimentations autonomes en vue de l'alimentation des machines électriques sur des sites isolés.

Les deux premiers chapitres sont consacrés à l'application de la commande par retour d'état échantillonné sans capteur de courant d'un moteur à courant continu. Dans le premier, il est exposé d'une façon succincte les idées directrices du réglage échantillonné dans l'espace d'état [3],[24],[52],[182]. Le second est consacré à la commande numérique de vitesse avec réglage et limitation du courant. La structure globale de réglage adoptée est une structure en cascade, où un observateur des grandeurs d'état et de la perturbation est introduit dans la boucle principale de vitesse [25],[122],[124],[125].

Dans les chapitres trois et quatre, le réglage d'état échantillonné est appliqué pour la commande de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Deux méthodes sont adoptées: le réglage d'état puis le réglage d'état en cascade de la vitesse. Ce réglage d'état en cascade nécessite l'introduction de la technique de réglage d'état partiel. Après la synthèse des réglages et du dispositif anti windup, nous effectuons les travaux de simulation. Ensuite, à partir des résultats obtenus par la simulation, nous évaluons les performances des réglages.

Le chapitre cinq est consacré à la commande optimale par retour d'état échantillonné appliquée à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Ainsi, il est présentée les publications suivantes:

- "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension" [44],
- "Etude des performances du réglage d'état appliqué à une MSA alimenté en tension" [209],
- "Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension" [210].

Dans les chapitres six et sept, il est présenté l'application de deux techniques de réglage à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel: la commande optimale par retour d'état échantillonné et la commande prédictive généralisée. Dans la première application, deux articles sont présentés:

- "Commande optimale échantillonnée: application à un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel" [27],
- "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel" [28].

Tandis que dans la seconde, après la synthèse de cette nouvelle approche de commande, nous nous intéressons à l'étude par simulation de la commande prédictive généralisée appliquée à l'actionneur.

L'actionneur asynchrone étant une machine non linéaire, nous appliquons dans le chapitre huit, une technique de commande non linéaire moderne pour le réglage de la vitesse. Il est présenté donc, dans cette partie, les deux articles suivants:

- "Linéarisation et découplage d'un moteur asynchrone par retour d'état" [159],
- "commande linéarisante d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite de trajectoire" [215].

Le dernier chapitre est consacré à l'application du réglage par mode de glissement à un convertisseur d'électronique de puissance. Ce convertisseur est destiné à la conception d'une alimentation autonome en vue de l'alimentation des machines électriques. C'est une alimentation qui fonctionne en hacheur et en onduleur.

CHAPITRE 1

COMMANDE MODERNE PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILLONNEE AVEC OBSERVATEUR

Alors que les microprocesseurs ont largement conquis de nombreux domaines d'application, leur introduction dans la commande des machines électriques a été accueillie avec prudence. Les raisons semblent en être liées aux caractéristiques spécifiques des processus électromécaniques, mais aussi au fait que les dispositifs de commande analogique donnaient des performances acceptables. En effet, il y'a quelques années, même les gros calculateurs n'étaient pas assez rapides pour effectuer les tâches de régulation en temps réel, liées aux entraînements électriques réglés.

Avec l'évolution des micro-ordinateurs, il a été fait appel aux méthodes digitales dans la commande des machines électriques. Ces calculateurs permettent l'élaboration digitale d'algorithmes de réglage performants qui remplacent les régulateurs classiques.

Ce chapitre est consacré à l'exposé d'une façon succincte des idées directrices du réglage échantillonné dans l'espace d'état. Le réglage par retour d'état adopté est une commande basée sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique [3],[24],[52], [182]. Ainsi, il est présenté: les équations d'état échantillonnées, la structure optimale de réglage, et la synthèse des circuits de réglage dans l'espace d'état.

Ces réglages, appliqués aux machines électriques, nécessitent dans leur mise en oeuvre la connaissance des grandeurs d'état et de perturbations. Cependant, ces grandeurs ne sont pas tout le temps directement mesurables, il est donc nécessaire de les déterminer par des techniques indirectes, utilisant des observateurs. La perturbation étant une grandeur importante dans certaines applications, nous faisons appel à l'observateur d'état et de perturbation développé par Bühler [3],[52],[163].

1.1 REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT

1.1.1 Equations d'état échantillonnées

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

$$\begin{aligned}\frac{dx_s(t)}{dt} &= A_s x_s(t) + B_{su} u(t) + B_{sv} v(t) \\ y_s(t) &= C_s^T x_s(t)\end{aligned}\quad (1.1)$$

Les vecteurs x_s , y_s , u , et v ; de dimensions n_s , p , m , et q ; représentent respectivement le vecteur d'état du système, le vecteur de sortie, le vecteur des entrées, et le vecteur des perturbations.

Lorsque le système est échantillonné, les équations d'état (1.1) deviennent [3],[51]:

$$\begin{aligned}x_s [k+1] &= F_s x_s[k] + H_{su} u[k] + H_{sv} v[k] \\ y_s [k] &= C_s^T x_s[k]\end{aligned}\quad (1.2)$$

avec:

$$\begin{aligned}F_s &= \phi(t=T) = \phi(T) \\ H_{su} &= \left[\int_0^{eT} \phi(\tau) d\tau \right] B_{su} = \psi(eT) B_{su} \\ H_{sv} &= \psi(eT) B_{sv}, \quad [\text{avec: } e=1]\end{aligned}$$

où T est la période d'échantillonnage.

La matrice $\Phi(t)$ est la matrice de transition d'état définie analytiquement par [3],[51]:

$$\Phi(t) = \mathcal{L}^{-1} [\Phi(s)] = \mathcal{L}^{-1} \left[[s I - A_s]^{-1} \right] \quad (1.3)$$

1.1.2 Structure générale du réglage d'état

Le réglage par retour d'état adopté est basé sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère

quadratique [3],[24],[52],[182]. Ce critère est choisi de façon à aboutir à une structure de réglage qui assure une commande optimale lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbations. Il est défini par [28],[52],[125],[126],[182]:

$$I = e^T(N) Q_e e(N) + x_R^T(N) Q_R x_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} (e^T(k) Q_e e(k) + x_R^T(k) Q_R x_R(k) + u^T(k) R u(k)) \quad (1.4)$$

où $u(k)$ et $e(k)$ représentent respectivement les vecteurs de commande et l'écart de réglage, tandis que x_R représente l'état du régulateur intégrateur introduit pour éliminer l'écart de réglage. Les matrices Q_e et Q_R sont symétriques et semi-définies positives, tandis que la matrice R doit être symétrique et définie positive [28],[52],[122].

La minimisation du critère adopté, en faisant appel au principe d'optimisation de Bellman, abouti à la loi de commande optimale suivante [28],[52],[125],[126],[182]:

$$u(k) = - K^T x(k) + K_w w(k) - K_v v(k) \quad (1.5)$$

La décomposition de la contre-réaction du vecteur d'état permet de séparer l'influence du vecteur d'état $x_{s,k}$ du système à régler, de celle du vecteur d'état du régulateur intégrateur $x_{R,k}$, tandis que la nouvelle écriture conduit à une loi de commande de la forme:

$$u_k = - K_s^T x_{s,k} + K_R x_{R,k} + K_w w_k - K_v v_k \quad (1.6)$$

Ainsi, nous élaborons la structure optimale du réglage par retour d'état échantillonné (figure 1.1). Cette structure de réglage est composée de trois actions combinées [52],[122]:

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

En régime établi, l'annulation de l'écart de réglage est assurée par le régulateur intégrateur. Il est aussi à noter qu'en

toute rigueur, cette structure n'est optimale que si la consigne et la perturbation restent constantes (pendant une durée finie).

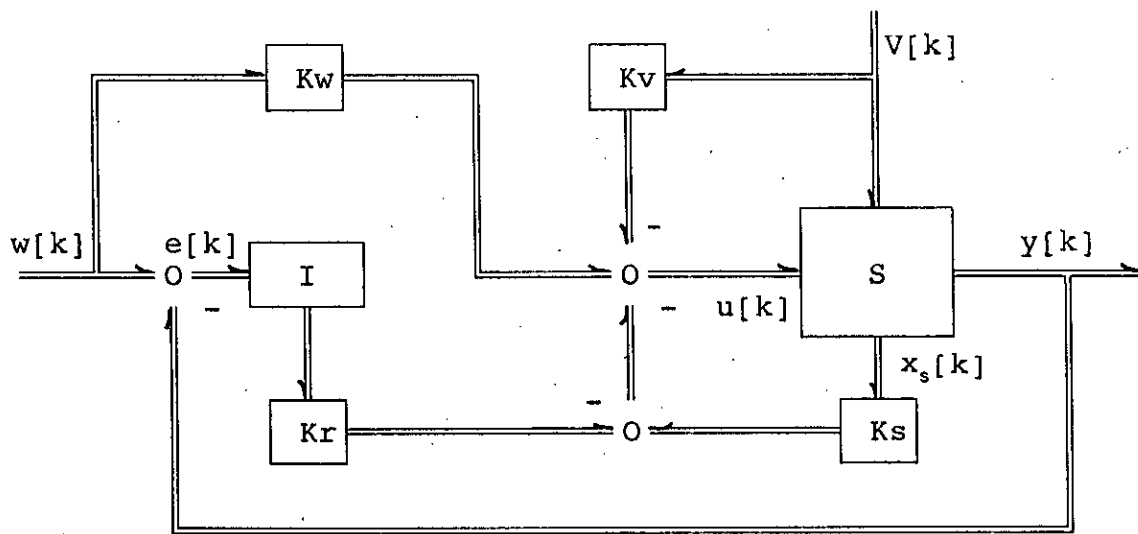


Fig 1.1 : Structure optimale du réglage d'état.

La structure de réglage monovariante se réduit à :

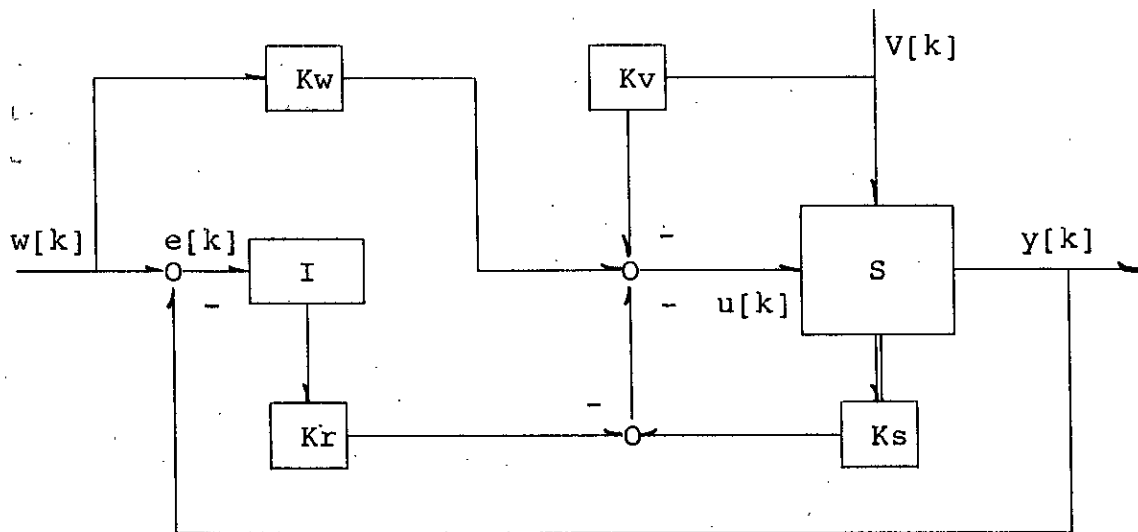


Fig 1.2 : Structure du réglage d'état monovariante.

1.1.3 Equations du système

Etant donné les équations d'état échantillonnées décrivant le système à régler :

$$x_s [k+1] = F_s x_s [k] + h_{su} u[k] + h_{sv} v[k] \quad (1.7)$$

$$y_s [k] = C_s^T x_s[k]$$

et sachant que le régulateur intégrateur est décrit par la relation suivante [52],[122],[182]:

$$x_R[k+1] = x_R[k] + w[k] - y[k] \quad (1.8)$$

En considérant le vecteur d'état augmenté défini par:

$$x[k] = \begin{pmatrix} x_s[k] \\ x_r[k] \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

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

$$x[k+1] = F x[k] + H u[k] + H_w w[k] + H_v v[k] \quad (1.10)$$

$$y[k] = C^T x_s[k]$$

Avec:

$$F = \begin{pmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{pmatrix}, \quad H = \begin{pmatrix} h_{su} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad H_w = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix},$$

$$H_v = \begin{pmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C^T = \begin{pmatrix} C_s^T & 0 \end{pmatrix}$$

Connaissant la loi de commande (1.5), nous pouvons établir les équations d'état échantillonnées du système global en boucle fermée [52],[182]:

$$x[k+1] = F_G x[k] + H_{GW} w[k] + H_{GV} v[k] \quad (1.11)$$

$$y [k] = C^T x[k]$$

avec:

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

1.1.4 Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état

Le calcul des coefficients de réglage du vecteur de contre-réaction d'état K^T fait appel à la forme canonique de réglage

[52],[175]. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que [52]:

$$x_r[k] = T x[k] \quad (1.12)$$

où $x_r[k]$ est l'image de $x[k]$ par la transformation T .

La matrice de transformation est égale à l'inversé de la matrice S , non singulière, définie récursivement à partir des vecteurs colonnes S_n, \dots, S_1 telle que [24],[52],[122],[182]:

$$\begin{aligned} S_{n-1} &= F S_n + a_{n-1} S_n \\ \vdots & \\ \vdots & \\ S_1 &= F S_2 + a_1 S_n \end{aligned} \quad (1.13)$$

où S_n est défini par: $S_n = H$

tandis que les coefficients a_i sont les coefficients du polynôme caractéristique du système global en boucle ouverte [52],[122]:

$$\text{Det} (z I - F) = z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 + a_0 \quad (1.14)$$

Les coefficients de la contre-réaction d'état sont alors donnés par [52],[122]:

$$K^T = K_r^T T \quad (1.15)$$

où les coefficients Kr_i sont définis par:

$$Kr_i = \alpha_{i-1} - a_{i-1}$$

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

$$P(z) = \det(z I - F_G) = z^n + \alpha_{n-1} z^{n-1} + \dots + \alpha_1 + \alpha_0 \quad (1.16)$$

1.1.5 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation

La détermination du coefficient K_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne, utilise la méthode de compensation d'un pôle réel du système en boucle fermée [52],[122],[182]:

$$K_w = \frac{K_r}{(1 - z_i)} \quad (1.17)$$

z_i étant le pôle à compenser.

Par contre, pour le coefficient K_v de l'intervention directe du vecteur de perturbation, nous avons utilisé la méthode qui impose une grandeur d'état du régulateur nulle en régime établi, qui abouti à [52],[122],[182]:

$$K_v = \frac{C_s^T (1 - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{sv}}{C_s^T (1 - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{su}} \quad (1.18)$$

1.2 REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR

1.2.1 Structure de réglage d'état avec observateur

A la structure optimale de réglage (figure 1.2), un observateur des grandeurs d'état et de perturbations est introduit dans la boucle, pour aboutir à la structure de réglage (figure 1.3) [25],[52],[122].

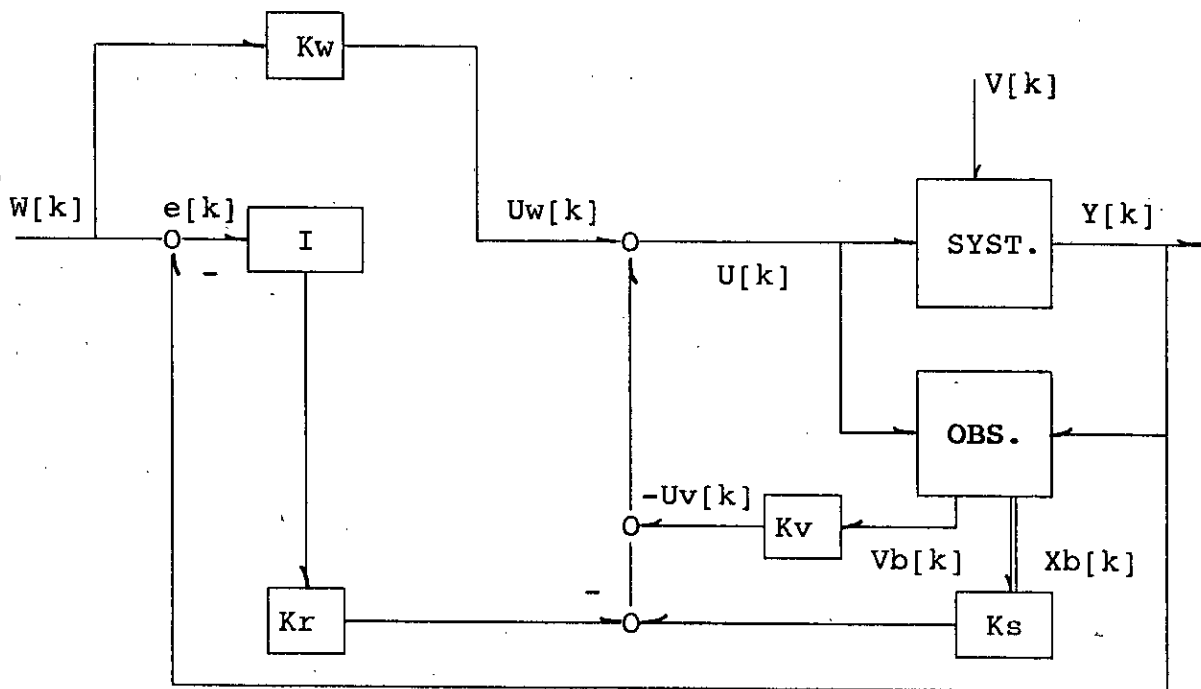


Fig 1.3 Structure générale du réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation

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

- Le vecteur d'état $x_b[k]$ représente les états estimés qui sont utilisés par le retour d'état à travers le coefficient de réglage K_s^T ,
- L'intervention directe de la perturbation utilise le vecteur $v_b[k]$ qui représente les perturbations estimées.

1.2.2 Structure de l'observateur d'état et de perturbation

La structure de l'observateur d'état et de perturbation, en présence du système à régler, est représentée par la figure 1.4 [25],[52],[122].

La structure de l'observateur est composé de:

- une observation des grandeurs d'état du système à régler (Figure 1.4 - 1),
- un intégrateur discret (Figure 1.4 - 2) qui permet l'observation de la perturbation. Cet intégrateur est soumis, au travers du coefficient l_b , à l'écart d'observation $e_b[k]$. Grâce à l'intégrateur, l'écart d'observation s'annule en régime établi.
- une branche contenant une matrice m_b (Figure 1.4 - 3), qui permet de corriger l'observation de la perturbation.

Le vecteur de contre-réaction, K_b , et les coefficients l_b et m_b doivent être déterminés à partir des performances dynamiques que l'on désire imposer à l'observateur.

Remarque:

La branche contenant m_b , est utilisée dans le cas de l'observateur d'état et de perturbations modifié.

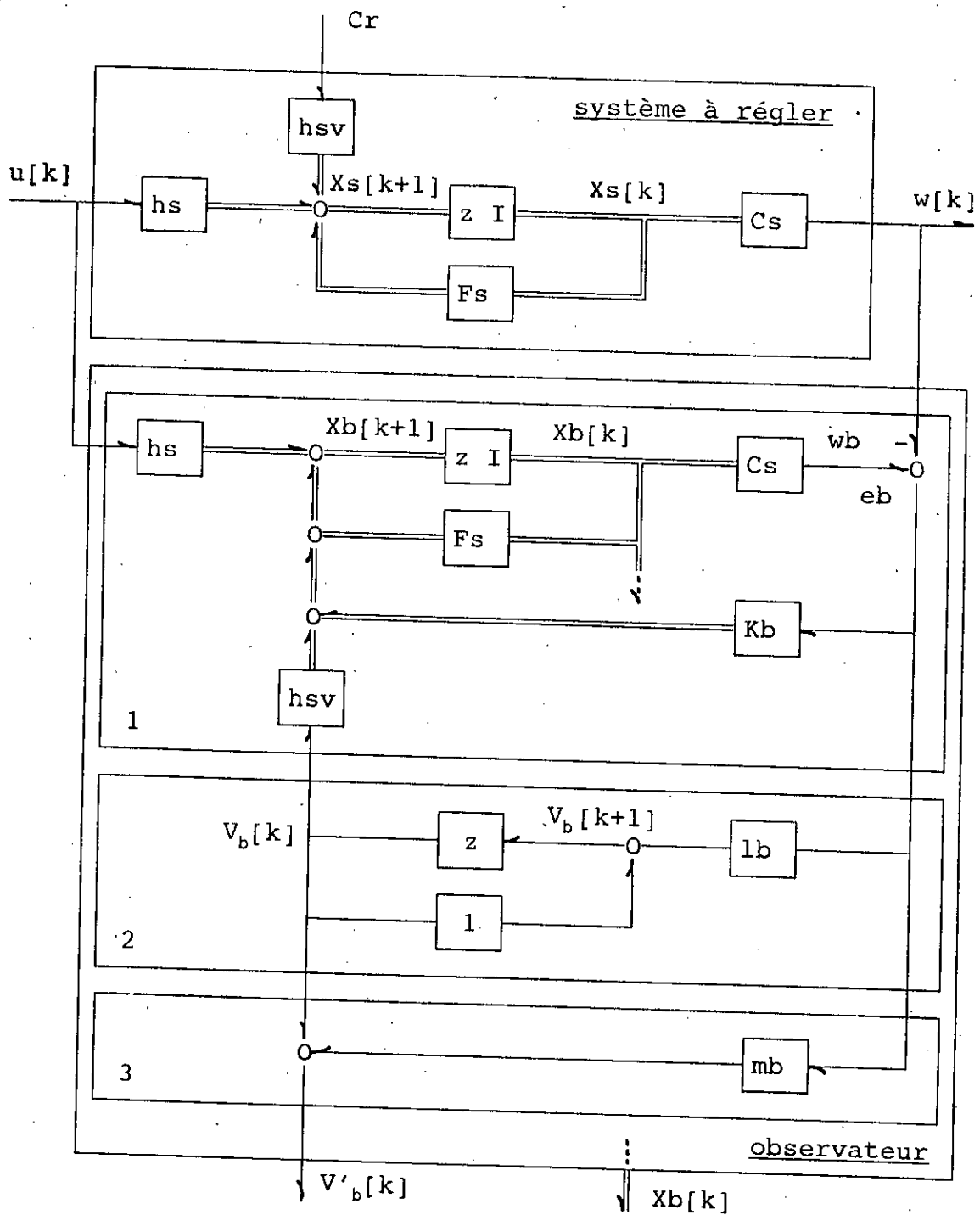


Fig 1.4 Structure de l'observateur d'état et de perturbation

1.2.3 Equations de l'observateur

Le vecteur d'état $X_b[k]$, qui permet d'observer les états du système à régler, s'écrit par l'équation aux différences suivante [25],[52],[122]:

$$X_b[k+1] = F_s X_b[k] + H_s U[k] + K_b e_b[k] + H_{sv} V_b[k] \quad (1.19)$$

tandis que le vecteur de perturbation $V_b[k]$, est donné par l'équation aux différences qui suit [25],[52],[122]:

$$V_b[k+1] = V_b[k] + l_b e_b[k] \quad (1.20)$$

où l'écart d'observation est:

$$e_b[k] = Y_s[k] - Y_b[k] = Y_s[k] - C_s^T X_b[k] \quad (1.21)$$

L'introduction de la relation (1.21) dans (1.19) et (1.20) nous donne l'algorithme d'observation des grandeurs d'état et de perturbation [52],[122]:

$$X_b[k+1] = F_b X_b[k] + H_s U[k] + H_{sv} V_b[k] + K_b Y_s[k] \quad (1.22)$$

$$V_b[k+1] = -l_b C_s^T X_b[k] + V_b[k] + l_b Y_s[k]$$

Avec:

$$F_b = F_s - K_b C_s^T$$

L'observateur ainsi défini observe correctement le vecteur de perturbation en régime établi. Par contre, il possède un mauvais comportement dynamique à cause du retard, d'une période d'échantillonnage, introduit par l'intégrateur discret. Pour pallier à cet inconvénient, l'observateur d'état et de perturbations modifié est utilisé (Figure 1.4). Ainsi, en ajoutant la branche contenant le coefficient m_b (Figure 1.4-(3)), l'observation de la grandeur de perturbation se fait dès la première période d'échantillonnage. La perturbation observée est alors corrigée telle que [52],[122]:

$$V'_b[k] = V_b[k] + m_b e_b[k] \quad (1.23)$$

1.2.4 Synthèse de l'observateur

Les équations d'état échantillonnées du système à régler, étant données par [52],[122]:

$$X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U_k[k] + H_{sv} V[k] \quad (1.24)$$

$$Y_s[k] = C_s^T X_s[k]$$

où $v[k]$ est le vecteur de perturbation.

Lorsque l'erreur d'observation est définie par:

$$\tilde{X}_b[k] = X_s[k] - X_b[k] \quad (1.25)$$

et en combinant les équations (1.19), (1.20) et (1.25), on tire:

$$\tilde{X}_b[k+1] = (F_s - K_b C_s^T) \tilde{X}_b[k] - H_{sv} V_b[k] + H_{sv} V[k] \quad (1.26)$$

et

$$V_b[k+1] = l_b C_s^T \tilde{X}_b[k] + V_b[k]$$

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

$$X_{bg}[k] = \begin{pmatrix} X_b[k] \\ V_b[k] \end{pmatrix}$$

ce qui conduit à une seule équation aux différences définie par:

$$X_{bg}[k+1] = F_{bg} X_{bg}[k] + H_{bg} V[k] \quad (1.27)$$

avec:

$$F_{bg} = \begin{pmatrix} F_s - K_b C_s^T & -H_{sv} \\ l_b C_s & 1 \end{pmatrix}; \quad H_{bg} = \begin{pmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$$

La matrice F_{bg} représente le comportement dynamique de l'observateur d'état et de perturbation. Elle peut être décomposée de manière à aboutir à une forme équivalente à celle du système en boucle fermée (1.16), telle que [52],[122]:

$$F_{bg} = F_{bo} - K_{bo} C_{bo} \quad (1.28)$$

avec:

$$F_{bo} = \begin{pmatrix} F_s & -H_{sv} \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad K_{bo} = \begin{pmatrix} K_b \\ -l_b \end{pmatrix}, \quad C_{bo} = [C_s \quad 0]$$

Ainsi, pour la détermination des coefficients de contre-réaction K_b et l_b , nous reconduisons la même méthode que celle utilisée pour la détermination du vecteur de contre réaction d'état. Pour ce qui est du choix des pôles de l'observateur, on les places à l'origine afin de garantir un temps d'établissement fini et l'annulation rapide de l'erreur d'observation [52],[122].

Le coefficient de correction m_b peut être déterminé en imposant que le vecteur $v'[k]$ prenne la valeur de $v[0]$, au premier instant d'échantillonnage.

CHAPITRE 2

COMMANDE NUMERIQUE PAR RETOUR D'ETAT EN CASCADE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU SANS CAPTEUR DE COURANT

Ces dernières années, les techniques modernes de l'automatique ont investi le domaine des entraînements électriques à vitesse et position variables. Le moteur à courant continu se révèle être un système très adapté pour l'application et le test de ces techniques. En effet, même les machines à courant alternatif, synchrones et asynchrones, peuvent être réduites et modélisées de façon à devenir équivalentes à une machine à courant continu [21],[49],[132],[168],[184].

Effectivement, la machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandée. En effet, le flux et le couple sont découplés et commandables indépendamment: le courant inducteur est producteur du flux tandis que le courant d'induit est producteur du couple. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes: le flux étant maintenu en permanence à sa valeur nominale, le couple est maximal à tout instant [133]. Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de cette machine. En effet, ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et exige une maintenance importante. De plus, il interdit l'utilisation du moteur à courant continu dans des ambiances difficiles [133].

Ce chapitre est consacré à l'application de la commande par retour d'état échantillonné sans capteur de courant à un moteur à courant continu. C'est une commande numérique de vitesse avec réglage et limitation du courant. La structure globale de réglage adoptée est une structure en cascade, où un observateur des grandeurs d'état et de la perturbation est introduit dans la boucle principale de vitesse [25],[122],[124],[125]. Cette

structure est élaborée à partir de la structure optimale de réglage [§ 1.1.2].

Après la description et la modélisation du système à régler, nous avons, en premier lieu, calculé les coefficients de réglage puis dimensionné l'observateur. Ensuite, le fonctionnement simulé de l'ensemble hacheur moteur à courant continu pourvu des réglages et de l'observateur, permettra d'évaluer les performances.

2.1 DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME A REGLER

Le système à régler est un moteur à courant continu à excitation séparée. Le circuit d'induit, constitué de l'enroulement d'induit et de la self de lissage, est alimenté par un hacheur à thyristors, tandis que le circuit inducteur est alimenté à champ nominal constant (figure 2.1).

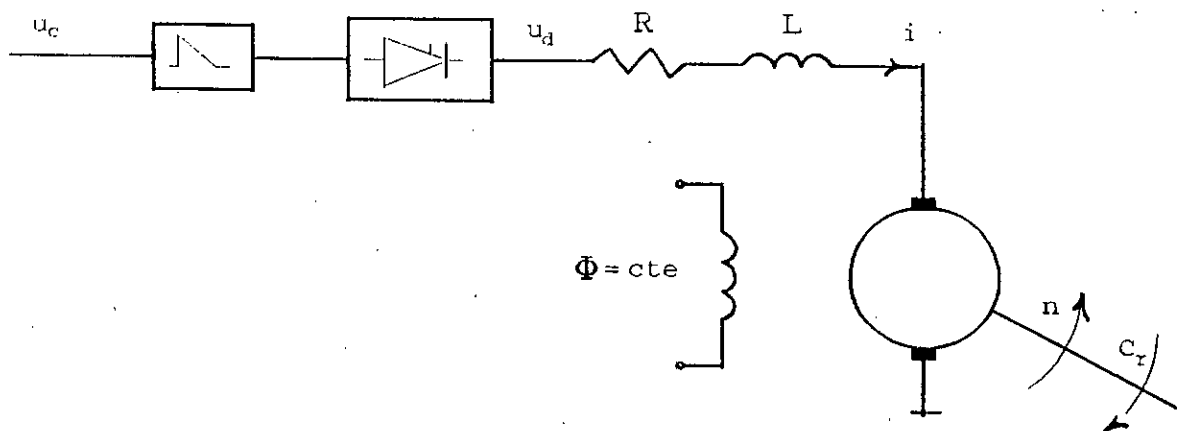


Fig 2.1 Schéma du système à régler

L'ensemble convertisseur-machine (figure 2.1) peut être très bien représenté par les équations différentielles, écrites en grandeurs relatives, suivantes [24],[25],[50],[85],[92],[182]:

- équation électrique:

$$r T_t \frac{di}{dt} = u_d - n - r i \quad (2.1)$$

où:

$$r = (R_a + R) I_n / U_n$$

$$T_t = (L_a + L) / (R_a + R)$$

- équation mécanique:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{i - C_r}{T_r} - \frac{n}{T_m} \quad (2.2)$$

où: $T_m = J / K_f$, et $T_r = J \Omega_n / C_n$

et les grandeurs J , K_f , C_n , Ω_n représentent respectivement: le moment d'inertie, le coefficient de frottement, le couple nominal, et la vitesse nominale.

- équation du convertisseur:

Le hacheur est représenté par une fonction de transfert du premier ordre [24],[50]:

$$\frac{du_d}{dt} = - \frac{u_d}{T_c} + \frac{K_c u_c}{T_c} \quad (2.3)$$

De ces équations de fonctionnement, il est déduit le schéma fonctionnel de l'association hacheur moteur à courant continu suivant [24],[25],[50],[85],[92]:

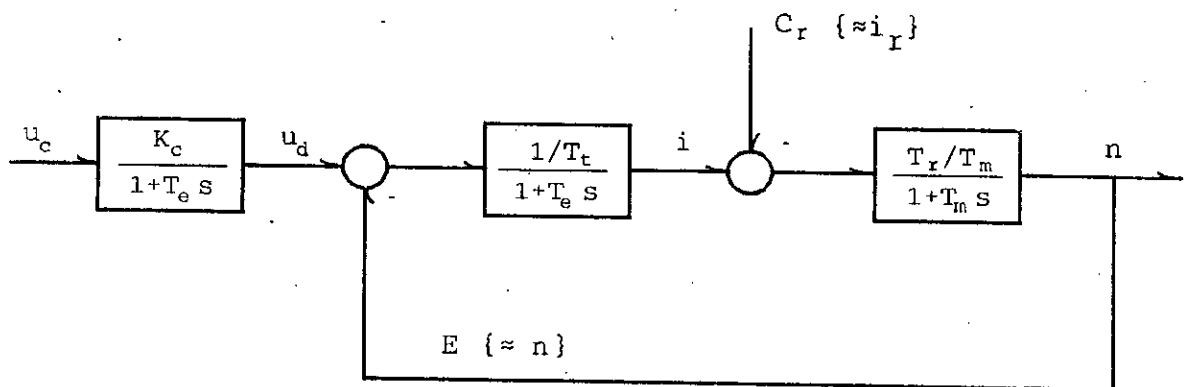


Fig 2.2 Schéma fonctionnel du système à régler

L'application des techniques de commande adoptées a porté sur une machine de 3 kW définie par les caractéristiques suivantes [24],[25],[30],[31],[33]:

$U_n = 110 \text{ v}$, $I_n = 32 \text{ A}$, $N_n = 1500 \text{ Tr/mn}$, $J_n = 1.2 \text{ A}$
 d'où les grandeurs caractéristiques du système à régler:
 $K_{cm} = 1.2$, $K_e = 2.15$, $K_m = 12.47$,
 $T_{cm} = 2.5 \text{ ms}$, $T_e = 72.5 \text{ ms}$, $T_m = 6150 \text{ ms}$.

2.2 STRUCTURE DE REGLAGE

Dans certains domaines, qui nécessitent de grandes variations de vitesse, le courant d'induit peut atteindre des valeurs inadmissibles, ce qui rend impératif, lors de la commande de vitesse, d'assurer le réglage et la limitation de ce courant. Ainsi, la structure globale de réglage adoptée est une structure en cascade comprenant: une boucle principale pour le réglage de la vitesse et une boucle intermédiaire pour le réglage et la limitation du courant (figure 2.2).

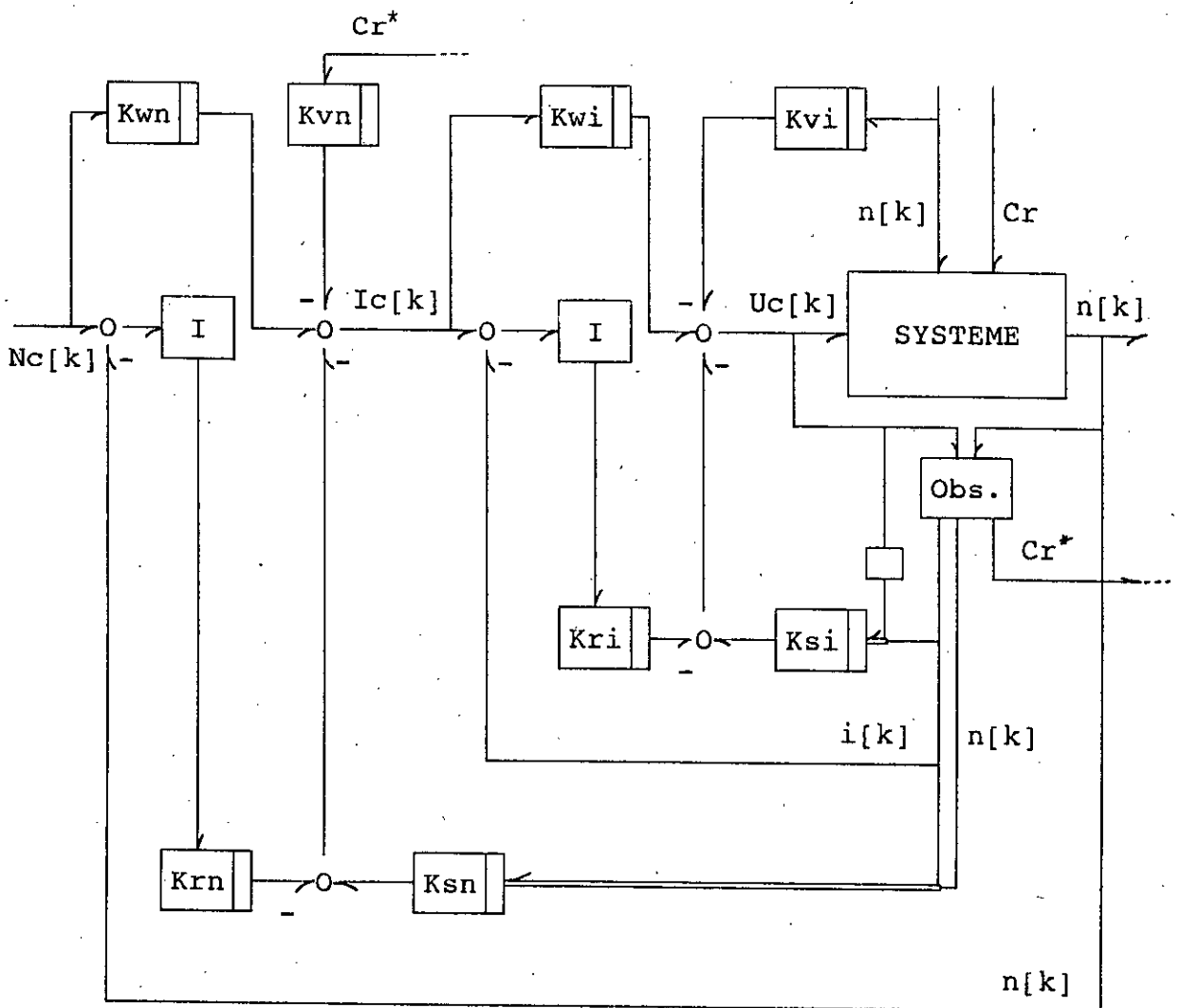


Fig 2.2 Structure globale de réglage du moteur.

Cette structure est élaborée à partir de la structure optimale de réglage obtenue par minimisation d'un critère intégral (figure 1.2).

Un observateur des grandeurs d'état et de la perturbation est introduit dans la boucle principale de vitesse. Ainsi, à partir de la tension de commande u_c et de la mesure de vitesse n , l'observateur estime le courant d'induit i^* et la perturbation de couple Cr^* .

2.3 REGLAGE DU COURANT

Les équations de fonctionnement (2.1), (2.2), (2.3) de l'ensemble hacheur-moteur nous permettent d'établir les équations d'état du système pour la boucle interne de courant:

$$x_i(t) = A_i x_i(t) + B_i u_c(t) + B_{iv} n(t) \quad (2.4)$$

$$i(t) = C_i^T x_i(t)$$

avec:

$$A_i = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_t} & \frac{1}{r T_t} \\ 0 & -\frac{1}{T_c} \end{pmatrix}, \quad B_i = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{K_c}{T_c} \end{pmatrix}, \quad C_i = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad B_{iv} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{r T_t} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad x_i(t) = \begin{pmatrix} i(t) \\ u_d(t) \end{pmatrix}$$

Le passage aux équations d'état échantillonnées, pour une période d'échantillonnage T de 20 ms, conduit au modèle suivant [24], [51]:

$$x_i[k+1] = F_i x_i[k] + H_i u_c[k] + H_{iv} n[k] \quad (2.5)$$

$$i[k] = C_i^T x_i[k]$$

avec:

$$F_i = \begin{pmatrix} e^{-\frac{T}{T_t}} & \frac{T_c (e^{-\frac{T}{T_t}} - e^{-\frac{T}{T_c}})}{r (T_t - T_c)} \\ 0 & e^{-\frac{T}{T_c}} \end{pmatrix}, \quad H_i = \begin{pmatrix} K_c \frac{T_t (1 - e^{-\frac{T}{T_t}}) - T_c (1 - e^{-\frac{T}{T_c}})}{r (T - T_c)} \\ K_c (1 - e^{-\frac{T}{T_c}}) \end{pmatrix}, \quad H_{iv} = \begin{pmatrix} e^{-\frac{T}{T_t}} - 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Le calcul des coefficients de la contre réaction d'état nécessite une imposition des pôles de l'équation caractéristique en boucle fermée. Ces pôles sont choisis de façon à assurer un amortissement relatif optimal tel que [51],[53]:

$$z_i = e^{-\alpha T} (\cos \omega_i T \pm j \sin \omega_i T) \quad (2.6)$$

Après une étude de l'influence du choix des pôles sur les performances du réglage, l'assignation des pôles adoptée est la suivante:

$$z_{1,2} = 0.85 \pm j0.32, \text{ et } z_3 = 0.43 \quad (2.7)$$

la détermination des coefficients du vecteur de la contre réaction d'état (K^T), ainsi que le calcul des coefficients de l'intervention directe de la consigne (K_w) et de l'intervention directe de la perturbation (K_v) aboutissent aux résultats suivants [24],[25],[52]:

$$K_i^T = [1.405 \quad -2.4 \cdot 10^{-2} \quad -0.555] \quad (2.8)$$

$$K_{wi} = 0.97 \quad K_{vi} = 0.81$$

avec:

$$K_i^T = [K_{ri} \quad , \quad K_{si1} \quad , \quad K_{si2}]$$

2.4 REGLAGE DE VITESSE

Après avoir effectué la synthèse de la boucle interne du courant, nous remplaçons le circuit de cette boucle intermédiaire en boucle fermée par un système équivalent du premier ordre de constante de temps T_e [52],[182]. Dans notre cas le calcul a donné: $T_e = 45 \text{ ms}$.

Ainsi, l'écriture des équations d'états échantillonnées du système principal à régler sont [24],[25],[52]:

$$x_n[k+1] = F_n x_n[k] + H_n i_c[k] + H_{nv} Cr[k] \quad (2.9)$$

$$n[k] = C_n^T x_n[k]$$

avec:

$$F_n = \begin{pmatrix} e^{-\frac{T}{T_m}} & T_e T_m (e^{-\frac{T}{T_m}} - e^{-\frac{T}{T_c}}) \\ 0 & e^{-\frac{T}{T_c}} \end{pmatrix}, \quad H_{nv} = \begin{pmatrix} e^{-\frac{T}{T_m}} - 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$H_n = \begin{pmatrix} \frac{T_m(1 - e^{-\frac{T}{T_m}}) - T_e(1 - e^{-\frac{T}{T_c}})}{\frac{T_r}{T_m} (T_m - T_e)} \\ 1 - e^{-\frac{T}{T_c}} \end{pmatrix}, \quad x_n[k] = \begin{pmatrix} n[k] \\ i[k] \end{pmatrix}$$

Lors de la synthèse, nous remarquons que la forme des équations d'état du réglage de vitesse est similaire à celles du réglage de courant. De ce fait, nous appliquons à nouveau les techniques précédemment utilisées afin de calculer les coefficients de réglage. Ainsi, si nous imposons les pôles suivants:

$$z_{1,2} = 0.85 \pm j0.13, \text{ et } z_3 = 0.85 \quad (2.10)$$

les coefficients ont pour valeurs :

$$K_n^T = [5.7 \quad 0.14 \quad - 0.42] \quad (2.11)$$

$$K_{wn} = 2.9 \quad K_{vn} = - 1.14$$

2.5 OBSERVATEUR

La structure de réglage adoptée (Figure 2.2) est une commande par retour d'état échantillonné en cascade avec observation des grandeurs d'état et de perturbation. Les équations de l'observateur sont données par les équations aux différences suivantes [52]:

$$x_b[k+1] = F_b x_b[k] + H_{nv} v_b[k] + H_n i_c[k] + K_b n[k] \quad (2.12)$$

$$v_b[k+1] = - L_b C_n x_b[k] + v_b[k] + L_b n[k]$$

avec:

$$F_b = F_n - K_b C_n$$

Le dimensionnement de l'observateur a donné [52]:

$$K_b = \begin{pmatrix} 1.76 \\ -0.65 \end{pmatrix}, \text{ et } L_b = -1.93 \quad (2.13)$$

2.6 SIMULATION

Après avoir fait la synthèse du réglage de courant, du réglage de vitesse et de l'observateur, nous simulons le fonctionnement en temps réel de l'association hacheur - moteur à courant continu dotée des deux commandes par retour d'état et de l'observateur des grandeurs d'état et des perturbations (Figure 2.2). Pour effectuer les travaux de simulation, un logiciel de calcul et de simulation est élaboré à l'ENP. Il permet de faire la synthèse du réglage et la simulation de l'ensemble hacheur - moteur à courant continu doté du réglage en cascade avec observateur.

Dans les essais de simulation préliminaires, nous avons constaté des dépassements exagérés pour les grandes variations de consigne. Ces dépassements importants sont dus au phénomène d'emballement provoqué par l'action intégrale en présence de la limitation du courant. Pour éliminer cet effet d'emballement, nous avons utilisé un dispositif anti-windup numérique qui permet de corriger l'action intégrale du réglage d'état de la vitesse, en arrêtant la sommation lorsque la contrainte en courant est dépassée.

Ainsi, nous avons d'abord simulé le comportement de la machine à courant continu lors du démarrage à vide avec variation de la consigne en régime établi (Figure 2.3). Lors de ces simulations, il est représenté le comportement des grandeurs caractéristiques: la vitesse N , le courant d'induit I , et la grandeur de commande u_c (Figure 2.3 et 2.4). Il est étudié ensuite, les réponses du système lors du démarrage à vide suivi

de l'introduction d'une perturbation de charge lorsque le régime permanent est atteint (figure 2.4). Par ailleurs, les résultats figure 2.4 montrent aussi deux comportements de la vitesse: lorsque la charge est prise en considération dans la loi de commande, et sans sa prise en compte.

2.7 CONCLUSION

Les résultats de simulation obtenus montrent que le réglage par retour d'état en cascade avec observateur dans la boucle principale, appliquée au moteur à courant continu, présente des performances très satisfaisantes. En effet, malgré l'élimination de la mesure du courant, les performances sont bonnes aussi bien lors d'une variation de consigne que celle d'une perturbation .

Par ailleurs, tout en étant d'une difficulté d'implémentation pratique très voisine des réglages classiques, le réglage adopté présente des performances meilleures. Ce réglage présente aussi l'aspect très intéressant d'être un réglage sans capteur de courant, ce qui conduit à l'élimination de la chaîne de mesure de courant.

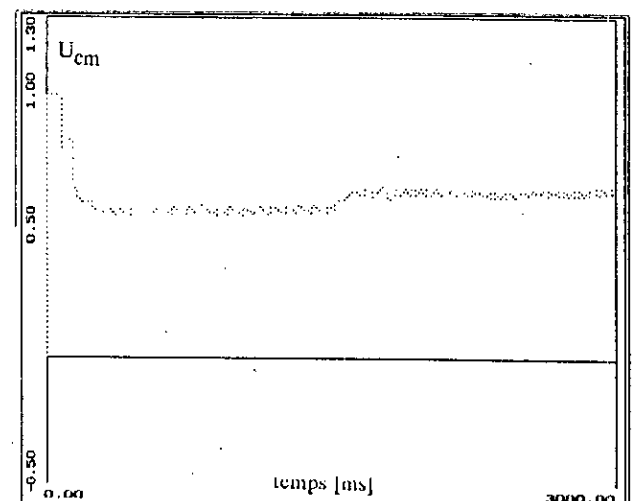
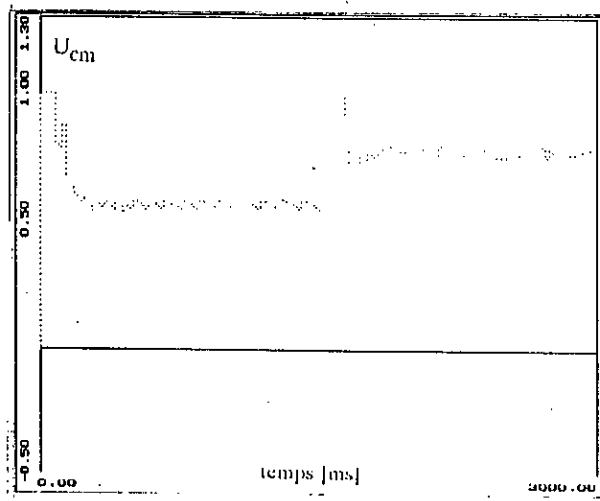
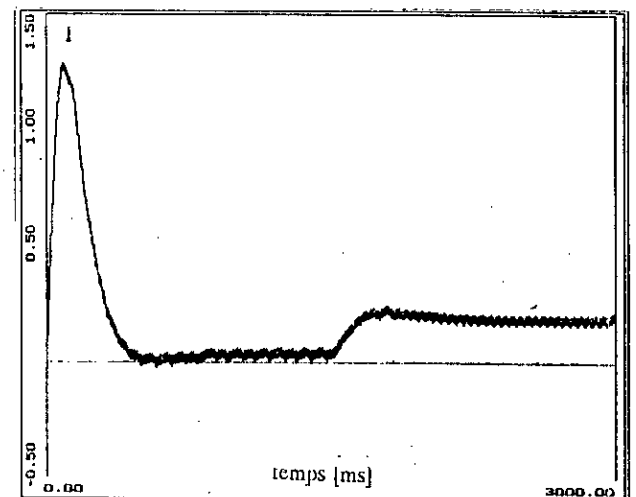
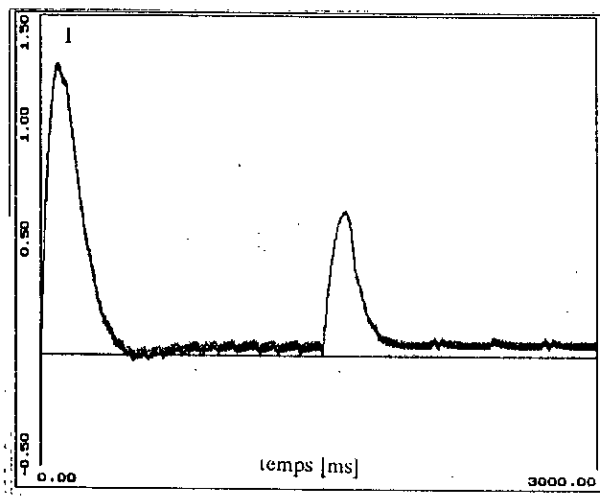
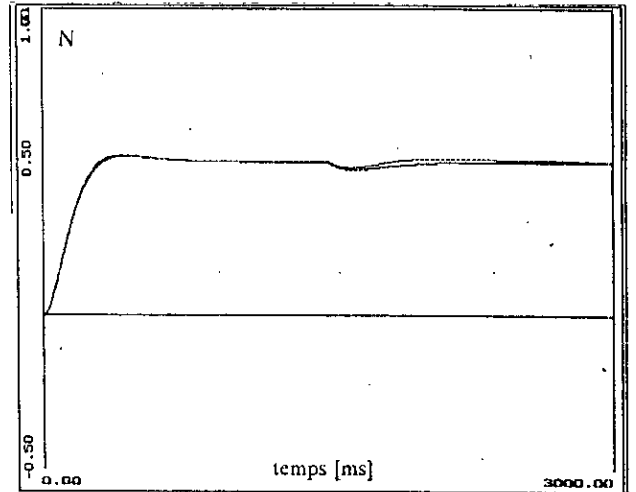
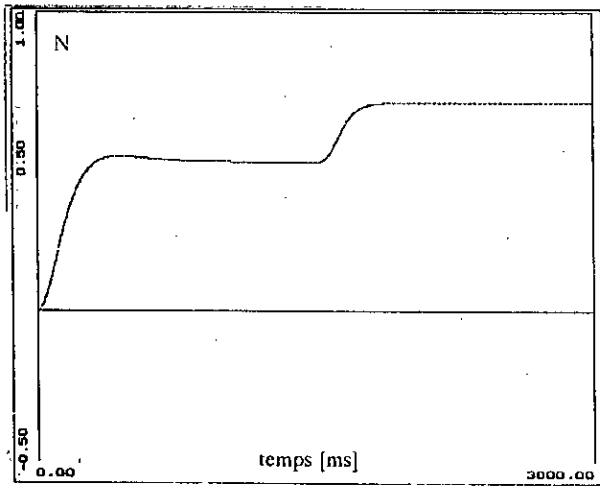


Fig 2.3 Résultats de simulation lors d'un démarrage avec variation de la consigne.

Fig 2.4 Résultats de simulation lors d'un démarrage avec variation de la perturbation.

CHAPITRE 3

REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE DE LA VITESSE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT

Dans les applications nécessitant des vitesses variables, les machines à courant continu furent les premières à faire leur apparition sur le marché industriel. Ceci grâce à la simplicité de la commande de ces machines qui se conjugue à la simplicité de réalisation du variateur associé, [58],[184],[185].

Avec les développements récents de l'électronique de puissance, les entraînements réglés à courants alternatifs commencent à apparaître sur le marché [7],[8]. Les machines à courants alternatifs présentent l'avantage d'avoir de meilleures caractéristiques [201] et de ne pas avoir de collecteur mécanique. Ainsi, nous nous intéressons à la machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en courant. Ce type de machine est de plus en plus utilisé, non seulement pour l'absence du collecteur mécanique, mais surtout pour ses caractéristiques similaires à ceux d'une MCC [19] [45],[46],[104],[112],[117],[159],[186]. De plus l'alimentation en courant permet une utilisation dans le domaine des grandes puissances [137].

Parallèlement, le progrès croissant de la micro-informatique a ouvert la voie à l'utilisation des techniques de l'automatique moderne dans la commande des entraînements réglés à courants alternatifs [19],[49],[84],[86],[21],[139],[182]: Ces travaux sont consacrés à l'application du réglage par contre réaction d'état échantillonné dans la commande d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant.

Dans ce chapitre, il est présenté, dans un premier lieu, la description, la modélisation et la structure de réglage d'état échantillonné de la vitesse de la machine. Ensuite, après la synthèse des réglages en cascade et du dispositif anti windup, nous effectuons les travaux de simulation.

3.1 DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME

3.1.1 Description du système

Le système à régler est une machine synchrone autopilotée. Cette machine synchrone autopilotée (MSA) est alimentée en courant par convertisseur indirect de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, où le convertisseur de fréquence est composé de deux ponts de graëtz à thyristors (figure 3.1). Le premier est un redresseur, tandis que le second est un onduleur de courant alimenté en courant continu à travers une inductance de lissage.

Lors du fonctionnement de la machine, l'onduleur fait commuter le courant redressé et lissé (I_d), périodiquement d'une phase à l'autre de la machine. La fréquence de commutation est asservie à partir de la position du rotor.

Ainsi, la commande du commutateur de courant est effectuée à partir du capteur de position, tandis que la commande du système global se fait par la tension de commande du redresseur (figure 3.1).

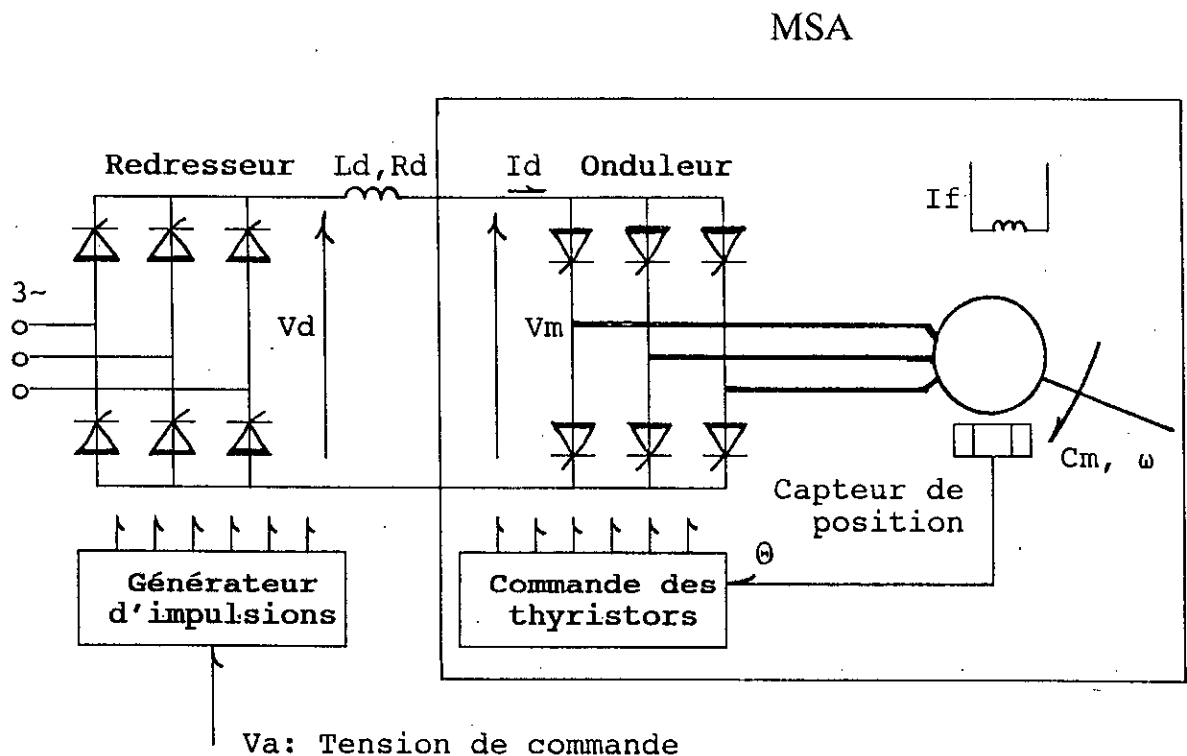


Fig 3.1 Schéma global du système à régler.

3.1.2 Modélisation du redresseur

En considérant le fonctionnement idéalisé du convertisseur, le redresseur à pont de graëtz peut être approximé, d'une façon très représentative par une fonction de transfert, qui lie la tension de commande du dispositif de commande des gachettes et la variation de la tension continue idéale (valeur moyenne) du convertisseur, de la forme [50],[122]:

$$G_r(s) = \frac{K_r}{1 + T_r s}, \quad \text{avec: } T_r = \frac{1}{2 m f} \quad (3.1)$$

et où, f et m sont la fréquence du réseau et l'indice de pulsation du redresseur.

3.1.3 Modélisation de la machine synchrone autopilotée

3.1.3.1 Hypothèses simplificatrices

Pour le dimensionnement de nos réglages, Il est judicieux d'adopter un modèle linéaire dont la validité est vérifiée pour les plages importantes de fonctionnement de la MSA [117],[138],[137]. Ainsi, en retenant les hypothèses de la référence [137]:

- Effet de la saturation magnétique négligé,
- Courant d'excitation constant,
- F.e.m sinusoïdale,
- Thyristors idéaux,
- Inductance de lissage infinie,
- Valeur moyenne des courants dans les amortisseurs nulle,

l'ensemble commutateur de courant-machine synchrone se comporte de façon similaire à une MCC à excitation séparée où le commutateur de courant joue le rôle du collecteur de la machine à courant continu [1],[28],[117],[137],[159].

3.1.3.2 Equations électriques

Entre deux commutations successives, deux phases de la machine synchrone sont parcourues par le même courant continu délivré par l'étage intermédiaire, et la machine est représentée

par le schéma équivalent suivant [29],[117],[133],[137]:

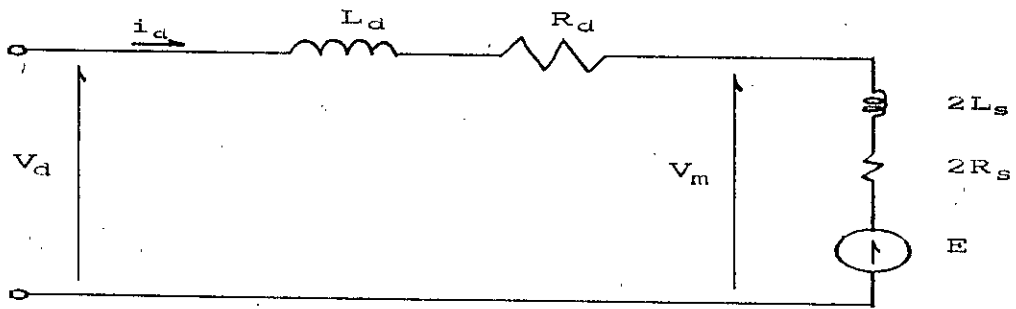


Fig 3.2 Circuit équivalent d'une phase de la MSA

l'équation électrique est alors donnée par [117],[122],[137],[138]:

$$V_d = E + L_a \frac{dI_d}{dt} + R_a I_d \quad (3.2)$$

avec:

$$R_a = 2 R_s + R_d, \text{ et } L_a = 2 L_s + L_d$$

la force contre électromotrice étant donnée par: $E \approx K_E \omega$

3.1.3.3 Equation mécanique

L'équation mécanique s'écrit [117],[122],[137],[138]:

$$C_m = C_r + f \omega + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.3)$$

3.1.3.4 Diagramme fonctionnel

L'application de la transformation de Laplace aux équations différentielles (1.7) et (1.9), en considérant toutes les conditions initiales nulles, conduit au diagramme fonctionnel suivant [8],[27]:

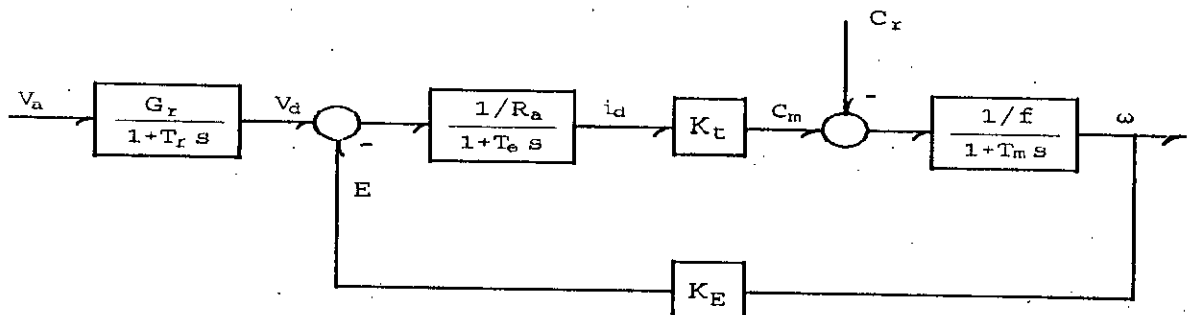


Fig 3.3 Diagramme fonctionnel de l'ensemble redresseur-Machine Synchrone Autopilotée.

3.2 STRUCTURE DU RÉGLAGE D'ÉTAT ÉCHANTILLONNE DE LA VITESSE

La structure de réglage est une structure cascade, où le réglage interne concerne le réglage du courant tandis que le réglage principal est consacré à la vitesse. Le réglage d'état échantillonné est introduit pour la commande de vitesse, alors que la commande en courant utilise un régulateur numérique du type PI (figure 3.4).

Les grandeurs d'états mises en contre réaction, à travers les coefficients de réglage K_s^T , sont le courant i_d et la vitesse de la machine. Le signal de référence de la vitesse intervient directement dans la commande à travers le coefficient K_w , évitant ainsi tout retard de propagation à travers le régulateur intégrateur. Ce dernier permet de supprimer l'écart de réglage en régime établi, même en présence de certaines erreurs de modélisation du système. Pour ce qui est du couple résistant qui agit comme une perturbation au niveau de la vitesse, il est compensé à travers le coefficient K_v [24],[25],[122],[125].

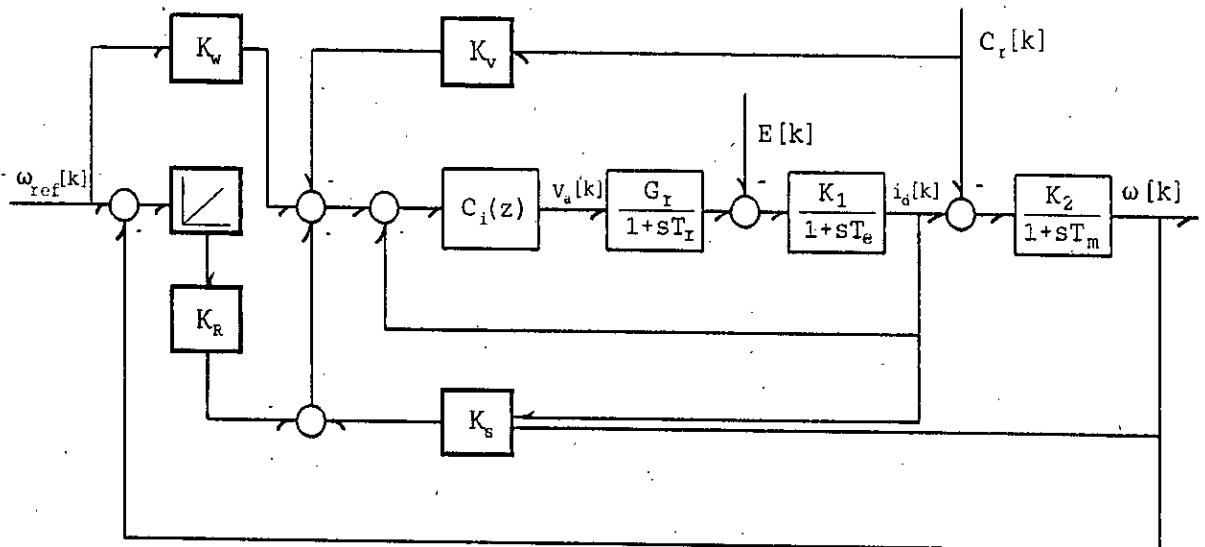


Fig 3.4 Structure de réglage d'état de la vitesse

3.3 REGLAGE NUMÉRIQUE DU COURANT

3.3.1 Choix de la période d'échantillonnage

Le choix de la période d'échantillonnage T est fonction de

la plus petite des constantes de temps dominantes du système tel que [3],[51],[115]:

$$T \leq (T_e/2) \quad (3.4)$$

Le choix définitif de cette période est soumis à une condition supplémentaire, qui consiste à tenir compte du fonctionnement des convertisseurs. En effet, il n'est possible d'allumer un thyristor du pont de Graëtz que six fois pendant la période du réseau, on choisit donc [182]: $T = 3.33 \text{ ms}$

3.3.2 Dimensionnement du régulateur

La fonction de transfert en boucle ouverte $G_i(s)$, tenant compte de l'élément de maintien, étant donné par:

$$G_i(s) = \frac{1 - e^{-T s}}{s} \frac{G_r}{1 + T_r s} \frac{K_1}{1 + T_e s} \quad (3.5)$$

La discrétisation de cette fonction de transfert continue, par la transformée en z , donne la fonction de transfert échantillonnée suivante [3],[51],[115]:

$$G_i(z) = \frac{0.48 z + 0.25}{(z - 0.137)(z - 0.982)} \quad (3.6)$$

Le régulateur, du type PI, adopté est mis sous la forme:

$$C_i(z) = K \frac{P(z)}{R(z)} \quad (3.7)$$

et nous utilisons la méthode de compensation, telle que les zéros du régulateur compensent les pôles dominants du système. Ainsi, nous pouvons définir les polynômes $P(z)$ et $R(z)$ du régulateur PI tel que:

$$P(z) = z - 0.982 \quad \text{et} \quad R(z) = z \quad (3.8)$$

La mise au point du régulateur nécessite la détermination du coefficient de proportionnalité K de façon à assurer, en boucle fermée, des réponses stables et bien amortis.

Afin de déterminer le coefficient de proportionnalité K_i , du régulateur de courant, nous faisons appel à la méthode du lieu des racines échantillonné, basée sur le critère de

l'amortissement relatif optimal. Ce critère exige que les deux pôles complexes conjugués du système en boucle fermée se situent sur le contour optimal défini par [51],[53],[151]:

$$z_{Apo} = e^{-w_i T} (\cos w_i T \pm j \sin w_i T) \quad (3.9)$$

Le placement des pôles choisi, de façon à assurer une dynamique très rapide du courant compte tenu des limitations dues au redresseur, étant [51],[53],[145]:

$$z_{1,2} = 0.4365 \pm j 0.308 \quad (3.10)$$

la synthèse conduit à un régulateur de fonction de transfert échantillonnée:

$$C_i(z) = \frac{1.119 z + 0.0205}{(z - 1)} \quad (3.11)$$

et à une fonction de transfert échantillonnée du circuit intermédiaire en boucle fermée:

$$H_i(z) = \frac{0.2736 z + 0.1425}{z^2 - 0.8634 z + 0.2795} \quad (3.12)$$

En utilisant les résultats du régulateur $C_i(z)$, nous traçons les réponses indicielles du réglage interne de courant. Les résultats obtenus permettent de trouver le système de premier ordre équivalent à cette boucle interne. La constante de temps équivalente se calcule de manière à assurer l'égalité des surfaces générées par les réponses indicielles [51]. La constante de temps équivalente T_{eq} obtenue, à partir des réponses indicielles, est: $T_{eq} = 5$ ms.

3.4 REGLAGE D'ETAT DE LA VITESSE

3.4.1 Equations d'état

Le modèle d'état continu du système à régler, en tenant compte du système du premier ordre équivalent de la boucle intermédiaire du courant, est donné par:

$$dx/dt = A x + B I_{ref} + B_v C_r \quad (3.13)$$

de vitesse extrêmement rapides. En réalité, les réponses rapides exigent un appel de puissance élevé, ce qui nécessite donc la vérification de la réalisabilité physique. De plus, certaines constantes de temps, volontairement négligées dans la modélisation, peuvent avoir un effet perturbateur important [145]. Le choix des pôles doit également prendre en compte, le transitoire de vitesse désiré. Par ailleurs, Dans le cas d'un choix d'une dynamique très rapide, c'est la limitation du courant qui risque d'imposer sa dynamique.

Dans le cas d'un système de commande doté un redresseur à thyristors en pont de Graëtz, dans la boucle interne, on peut adopter la dynamique de vitesse suivante [52],[53],[182]:

$$\begin{aligned} z_{1,2} &= 0.795 \pm j 0.165 \\ z_3 &= 0.795 \end{aligned} \quad (3.17)$$

La paire de pôle conjugués, choisie, se situe sur le contour de l'amortissement relatif optimal, tandis que le troisième pôle est réel et est aligné avec les deux autres pôles pour obtenir une meilleure dynamique en boucle fermée [52],[53],[182]:

3.4.3.2 Détermination du vecteur de contre-réaction

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

$$\det (zI - F) = z^3 - 2.512 z^2 + 2.024 z - 0.5199 \quad (3.18)$$

et celle de la boucle fermée désirée par:

$$\det (zI - F_6) = z^3 - 2.385 z^2 + 1.923 z - 0.524 \quad (3.19)$$

alors le calcul du vecteur des coefficients de contre-réaction donne [52],[176]:

$$K^T = [0.0515 \quad 35.1 \quad -2.265] \quad (3.20)$$

3.4.3.3 Détermination des coefficients K_u et K_v

Les coefficients d'intervention de la consigne et de la perturbation sont donnés par [52],[182]:

$$K_w = 15.1$$

$$K_v = - 1.1$$

$$(3.21)$$

3.4.3.4 Dispositif anti-windup

Lors de la limitation de la consigne du réglage de courant, l'élément non linéaire introduit peut entraîner un phénomène d'emballement de l'action intégrale. Ainsi, cet effet windup, dû à l'action intégrale du réglage d'état doit être corrigé durant la limitation du courant. Pour pallier à cela, nous adoptons une technique de correction de l'action intégrale, basée sur la structure suivante [182]:

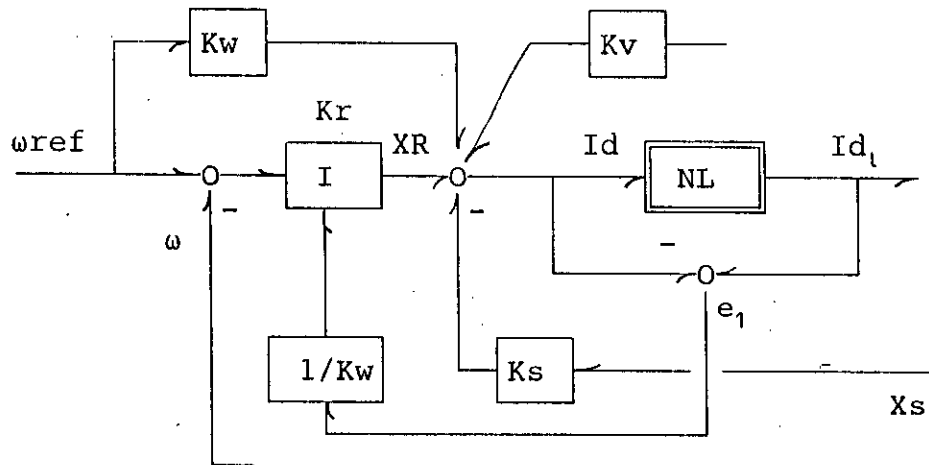


Fig 3.5 Dispositif anti-windup

La correction de l'action intégrale est basée sur l'écart, entre les valeurs du courant en amont et en aval du limiteur, pondéré par le coefficient $1/K_w$ tel que [182]:

$$x_{Rl}[k+1] = x_R [k] - (1/K_w) (I_d[k] - I_{dl}[k]) \quad (3.22)$$

3.4.3.5. Réponses indicielles

Pour évaluer les performances du réglage d'état échantillonné appliqué à la machine synchrone autopilotée alimentée en courant, nous présentons les réponses indicielles de la vitesse et du courant, lors du démarrage à vide de la machine avec introduction d'une perturbation de charge lorsque le régime permanent est atteint (Figure 3.6).

Les résultats obtenus montrent que les réglages en cascade adoptés présentent des performances satisfaisantes aussi bien lors de la variation de consigne que celle de la perturbation.

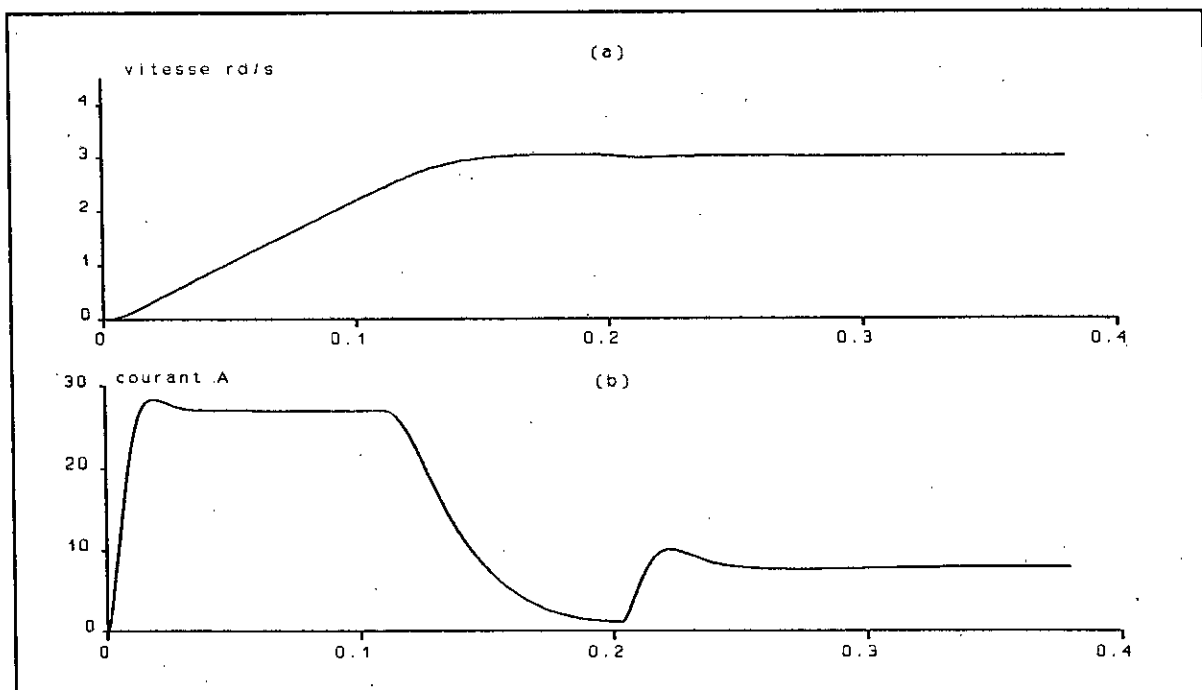


Fig 3.6 Réponses indicielles, lors d'un démarrage avec variation de la charge.

Afin de voir aussi, la nécessité de la correction de l'action intégrale, lors de l'introduction d'un limiteur de courant, nous présentons les réponses indicielles sans anti-windup (figure 3.7)

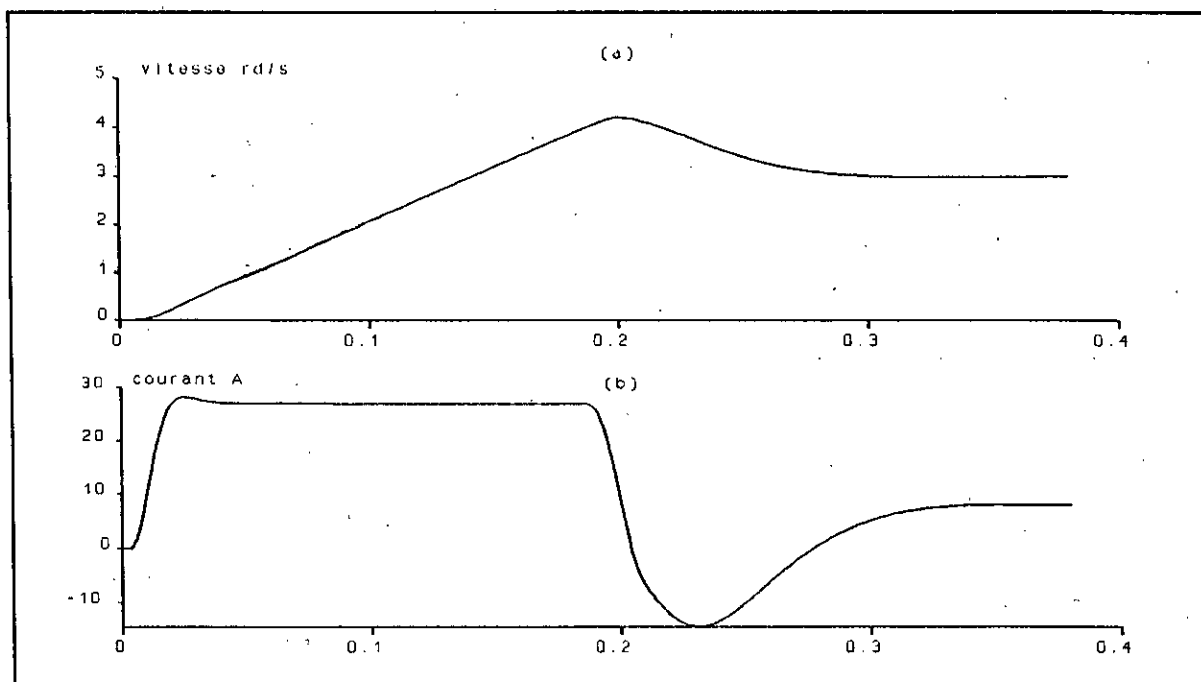


Fig 3.7 Réponses indicielles sans anti windup.

3.5 SIMULATION

Pour tester les techniques de réglage, dans des conditions très voisines de la pratique, nous consacrons ce paragraphe à la simulation du fonctionnement temps réel de la MSA, munie des deux réglages: le réglage d'état de vitesse et le réglage par régulateur numérique du courant. Par ailleurs, il est tenu compte de la limitation du courant et du dispositif anti-windup. Cette simulation tient compte du modèle non-linéaire biphasé de la machine synchrone [57],[122],[129],[154].

Lorsque la vitesse de rotation de la MSA est inférieure à 10% de la vitesse nominale, la f.c.e.m développée par la MSA est incapable d'assurer la commutation des thyristors [1],[58],[154],[122],[138]. Pour le démarrage et les fonctionnements à faible vitesse, il est nécessaire d'avoir recours à la Commutation forcée [1],[58],[122],[138],[154].

Ainsi pour effectuer nos essais par simulation, sur la commande de la machine synchrone autopilotée, nous pouvons simuler l'association onduleur-machine synchrone en développant deux modèles:

- Le premier modèle tient compte de l'expression des courants de phases par une décomposition en séries de Fourier de ces courants triphasés rectangulaires [19],[122],[130]. Cette approche permet d'aboutir à une simulation globale basée sur des grandeurs idéales.

- Le deuxième modèle, est basé sur la simulation du fonctionnement séquentiel du commutateur de courant pour délivrer les courants triphasés rectangulaires. C'est un modèle très voisin de la réalité, qui permet de mettre en évidence les aspects électrotechniques d'une façon plus approfondie (commutations,...) [45],[46],[122],[128].

Dans notre cas, l'aspect automatique étant prépondérant, la solution que nous avons adoptée, pour une analyse suffisamment développée des réglages, est le modèle basé sur la décomposition en série de Fourier.

Après une première évaluation des performances, à partir des réponses indicielles, nous effectuons les essais de simulation

utilisant le modèle non linéaire de la machine synchrone [122].

Ainsi, pour terminer le chapitre, nous allons présenter les résultats de simulation de la machine synchrone autopiloté dotée du réglage d'état dans la boucle principale et d'un régulateur PI numérique avec limiteur et dispositif anti windup, pour le réglage du courant. Ainsi, il est relevé, par simulation, le comportement de la vitesse, du couple, du courant redressé, et du courant de phase, lors d'une variation de la consigne suivie de l'introduction d'une perturbation (variation de la charge), lorsque le régime permanent est atteint (Figure 3.8).

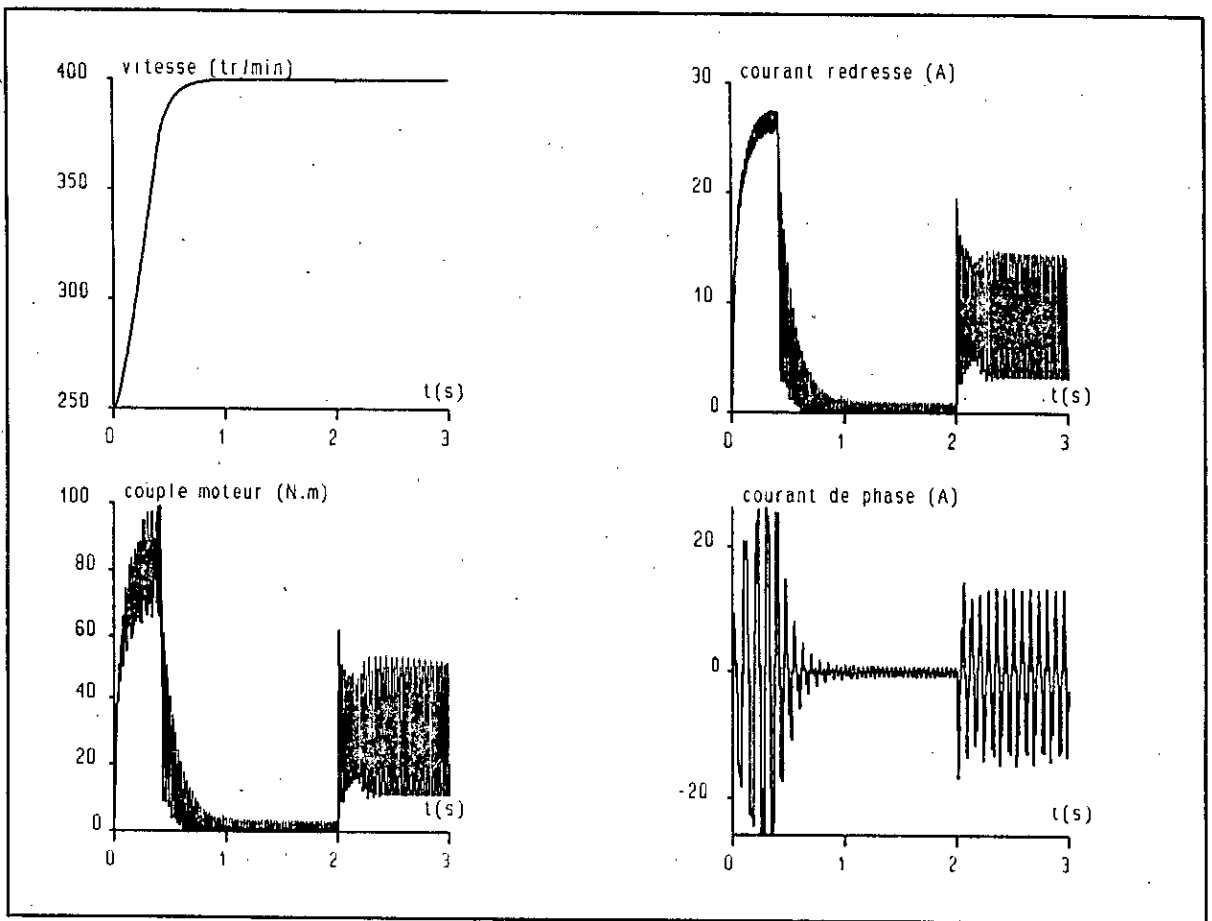


Fig 3.8 Résultats de simulation lors d'une variation de consigne et d'une perturbation de charge

Pour mettre en évidence le comportement des grandeurs caractéristiques au démarrage et le passage du régime de commutation forcé au régime de commutation naturelle, il est simulé le démarrage de la machine synchrone autopilotée.

La figure 3.9 montre la vitesse de la machine, le couple, le courant redressé, le courant de phase, la tension de phase, et les courants des amortisseurs.

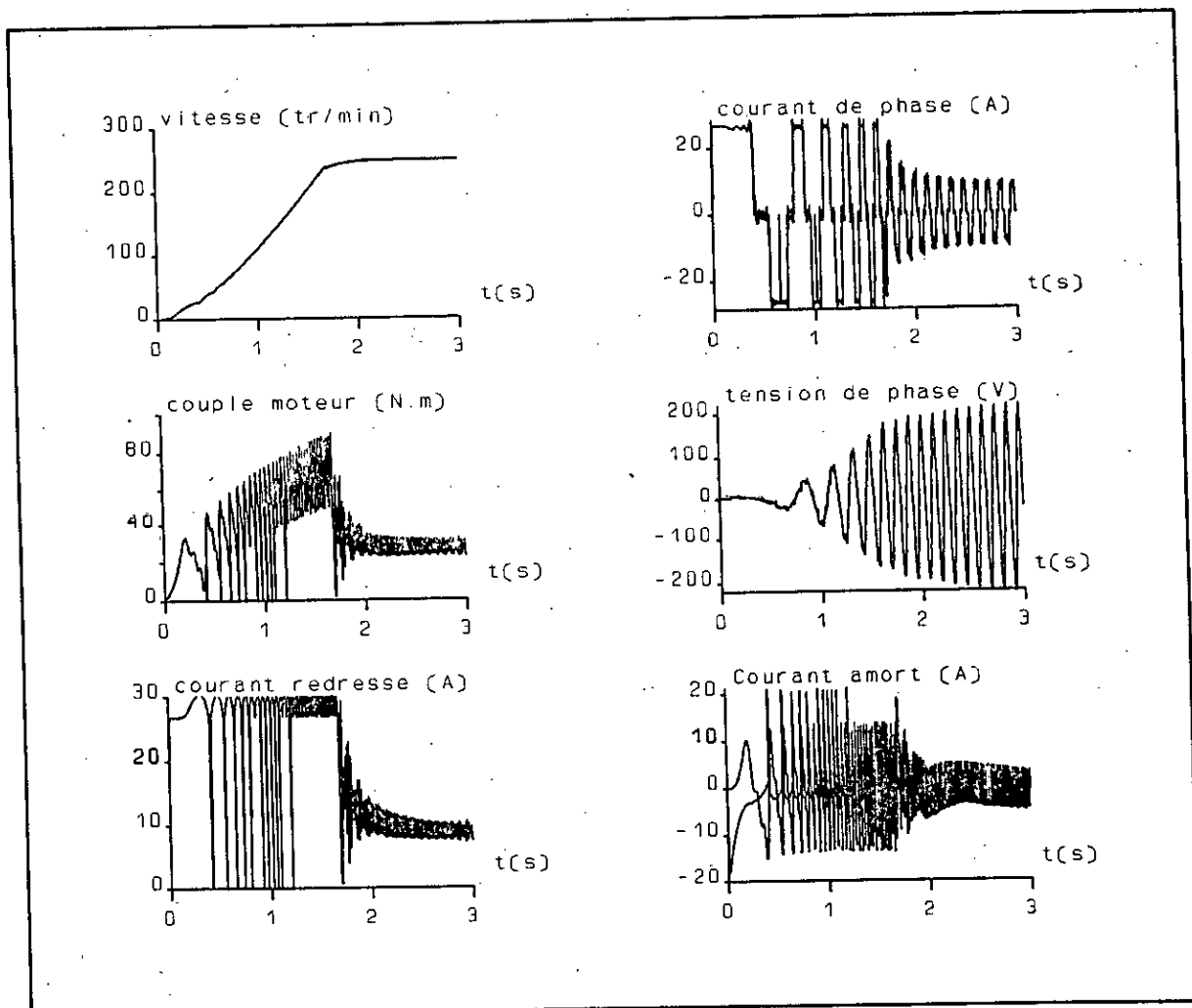


fig 3.9 Résultats de simulation lors d'un démarrage

3.6 CONCLUSION

A partir des résultats de simulation obtenus, nous pouvons conclure que l'application du réglage par retour d'état échantillonné, à la commande de vitesse de la machine synchrone autopilotée, conduit à des performances meilleures que celles obtenues par les réglages classiques [122],[123],[139],[140]. Ces performances sont améliorées aussi bien lors de la variation de consigne que celle de la perturbation. En effet, le réglage d'état possède l'avantage de permettre un choix des poles du système global fermé en fonction des performances désirées.

CHAPITRE 4

REGLAGES D'ETAT ECHANTILLONNES EN CASCADE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT

Après avoir étudié le réglage d'état appliqué à la machine synchrone autopilotée dans la boucle principale de vitesse, nous introduisons, dans ce chapitre, le réglage d'état dans la boucle auxiliaire de courant. Toutefois si nous conservons un retour d'état total pour le réglage de vitesse, nous adoptons pour le courant un réglage par retour d'état partiel. En effet, le redresseur possède un comportement dynamique assez complexe et produit de grandes ondulations de tension. De ce fait, la mise en contre-réaction de la grandeur d'état réelle de tension a un effet déstabilisant sur le système [49]. Par ailleurs, ce réglage est aussi utilisé lorsqu'il s'agit de grandeurs d'état liées à des petites constantes de temps [52],[182].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons donc à ce réglage d'état en cascade. Ainsi, nous présentons: la structure de réglage, la technique de synthèse des différents paramètres pour le réglage d'état partiel, ainsi que l'application à la machine synchrone.

Enfin, le fonctionnement global du système, incluant les deux réglages d'état en cascade, est simulé. Ensuite, à partir des résultats obtenus par la simulation, nous évaluons les performances du réglage en cascade et nous faisons une comparaison avec le réglage d'état de vitesse.

4.1 REGLAGE D'ETAT PARTIEL

Dans certains problèmes de commande des processus dans l'espace d'état, il est parfois judicieux de ne pas mettre en contre réaction l'ensemble des grandeurs d'état. En effet, une partie uniquement du vecteur d'état est utilisée dans la boucle

de retour; d'où le recours à la technique du réglage par retour d'état partiel. Cette technique permet d'éviter la contre réaction de certaines grandeurs d'état qui ne sont pas importantes ou qui peuvent être nuisibles au bon fonctionnement de la commande. Elle permet aussi d'éviter de recourir à un observateur lorsque certaines grandeurs d'état sont inaccessibles (non mesurables).

La structure générale de réglage reste inchangée, néanmoins lorsqu'une partie du vecteur d'état est éliminée de la contre réaction d'état, le calcul des coefficients de réglage nécessite l'utilisation de méthodes appropriées [52],[53],[122],[182].

4.1.1 Structure de réglage

A partir de la structure de réglage par retour d'état échantillonné (figure 1.1), il est déduit la structure de réglage par retour d'état partiel (Figure 4.1). Il suffit pour cela d'éliminer une partie du vecteur d'état de la boucle de contre réaction d'état.

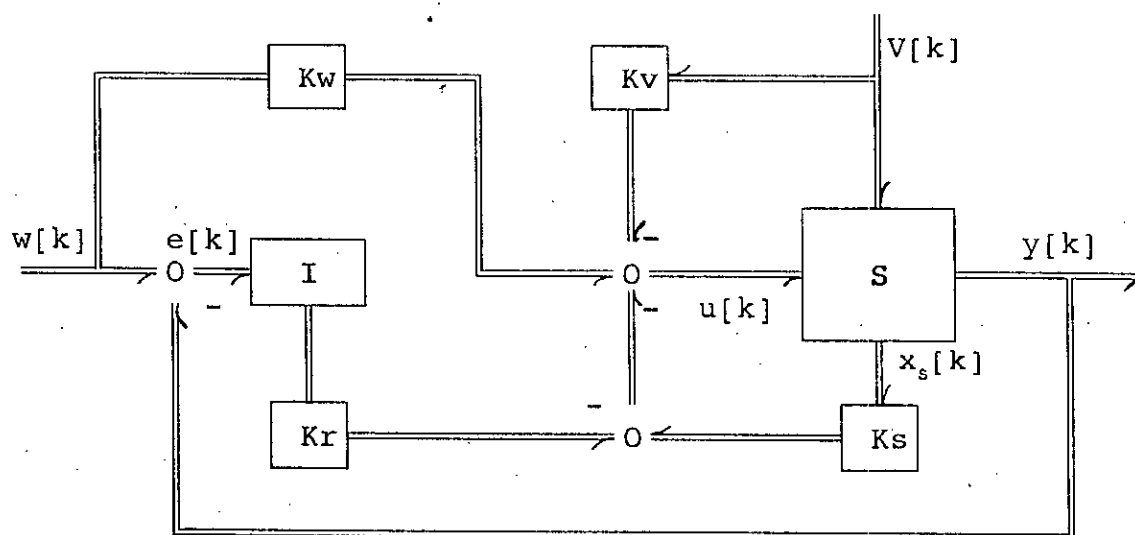


Fig 4.1 : Structure optimale du réglage d'état.

Cette technique de réglage nécessite l'utilisation d'une méthode de synthèse appropriée pour le calcul des coefficients de réglage. En effet, il n'est plus possible de faire une assignation des pôles du système en boucle fermée. Dans ce cas, l'assignation des pôles en boucle fermée concerne une partie des pôles seulement, en supposant que le système est stabilisable.

4.1.2 Détermination de K^T

Lorsque certaines grandeurs d'état ne sont pas mises en contre-réaction, les coefficients du vecteur ligne K^T relatifs à ces grandeurs sont nuls. Par contre, ceux qui correspondent au retour d'état qui ne sont pas nuls, nécessitent une imposition des pôles en boucle fermée. Pour pouvoir déterminer les coefficients de réglage de la contre-réaction partielle, il est nécessaire de décomposer le vecteur ligne K^T de sorte à séparer les coefficients relatifs aux pôles imposés de ceux des pôles laissés libres. le vecteur K^T prend alors la forme [25],[52],[122],[182]:

$$K^T = [K_a^T \quad K_b^T] \quad (4.1)$$

Comme la relation entre le vecteur ligne K^T et les coefficients α_i de l'équation caractéristique du système global en boucle fermée est donnée par [25],[52],[122],[182]:

$$K^T = [a^T \quad 1] E \quad (4.2)$$

où:

$$a^T = [\alpha_0 \quad \alpha_1 \quad \dots \quad \alpha_{n-1}]$$

La décomposition du vecteur ligne K^T en deux vecteurs lignes K_a^T et K_b^T , liée à la décomposition de la matrice E , est telle que [24],[52],[122]:

$$K^T = [K_a^T \quad K_b^T] = [a^T \quad 1] [E_a \quad E_b] \quad (4.3)$$

Où le vecteur des coefficients K_b^T réunit les (r) coefficients nuls qui ne figurent pas dans la contre réaction d'état, par contre le vecteur ligne K_a^T , de dimension ($n-r$), contient les coefficients de K^T qui doivent être calculés à partir des pôles imposés.

La matrice E , qui est définie à partir de la matrice de commandabilité Q_c , est donnée par [25],[52],[122]:

$$E^T = [e^T \quad e^T F \quad \dots \quad e^T F^n] \quad (4.4)$$

où le vecteur e^T est défini par le système d'équation:

$$e^T Q_c = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 1] \quad (4.5)$$

D'autre part, la décomposition du polynôme caractéristique de la boucle fermée en un produit de deux polynômes $Q(z)$ et $R(z)$ donne:

$$P(z) = R(z) \cdot Q(z) \quad (4.6)$$

où le polynôme $Q(z)$ de degré $(n-r)$, défini par les pôles imposés, est de la forme:

$$Q(z) = z^{n-r} + \beta_{n-r-1} z^{n-r-1} + \dots + \beta_1 z + \beta_0 \quad (4.7)$$

tandis que $R(z)$ s'écrit:

$$R(z) = z^r + \delta_{r-1} z^{r-1} + \dots + \delta_1 z + \delta_0 \quad (4.8)$$

Ainsi, la relation (4.6) peut être écrite sous la forme matricielle suivante:

$$(\alpha_0 \ \alpha_1 \ \dots \ \alpha_{n-1} \ 1) \begin{pmatrix} 1 \\ z \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ z^{n-1} \\ z^n \end{pmatrix} = (\delta_0 \ \dots \ \delta_{r-1} \ 1) \begin{pmatrix} 1 \\ z \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ z^{r-1} \\ z^r \end{pmatrix} (\beta_0 \ \dots \ \beta_{n-r-1} \ 1) \begin{pmatrix} 1 \\ z \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ z^{n-r-1} \\ z^{n-r} \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

La transformation de cette équation matricielle, nous permet d'établir une relation indépendante de l'opérateur z telle que [52],[122]:

$$(\alpha_0 \ \dots \ \alpha_{n-1} \ 1) = (\delta_0 \ \dots \ \delta_{r-1} \ 1) \begin{pmatrix} \beta_0 & \beta_1 & \dots & \beta_{n-r-1} & 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & \beta_0 & \cdot & \cdot & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 \end{pmatrix} \quad (4.10)$$

alors que l'écriture sous une forme compacte de cette relation nous conduit à [52],[122]:

$$(a^T \quad 1) = (d^T \quad 1) \begin{pmatrix} S \\ T^T \end{pmatrix} \quad (4.11)$$

où:

$$d^T = [\delta_0 \quad \delta_1 \quad \dots \quad \delta_{r-1}],$$

et:

$$T^T = [0 \quad \dots \quad \beta_0 \quad \beta_1 \quad \dots \quad \beta_{n-r-1} \quad 1],$$

$$S = \begin{pmatrix} \beta_0 & \beta_1 & \dots & \beta_{n-r-1} & 1 & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & & & & & & \cdot & \cdot & \\ \cdot & & & & & & \cdot & \cdot & \\ 0 & 0 & \dots & \beta_0 & \cdot & \cdot & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 \end{pmatrix}$$

L'introduction de (4.11) dans (4.3) donne [52],[122]:

$$\begin{pmatrix} K_a^T & K_b^T \end{pmatrix} = (d^T \quad 1) \begin{pmatrix} S \\ T^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_a & E_b \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

tandis que la décomposition en deux relations donne [52],[122]:

$$K_a^T = d^T S E_a + T^T E_a \quad (4.13)$$

$$K_b^T = d^T S E_b + T^T E_b$$

De la deuxième relation, on peut déterminer le vecteur ligne d^T :

$$d^T = (K_b^T - T^T E_b) (S E_b)^{-1} \quad (4.14)$$

où: $S E_b$, de dimension $r \times r$, doit être régulière.

Ceci permet de calculer les coefficients de la contre-réaction partielle:

$$K_a^T = (d^T S + T^T) E_a \quad (4.15)$$

Enfin, le vecteur K^T des coefficients de contre réaction d'état est donné par:

$$K^T = [K_a^T \quad K_b^T] \quad (4.16)$$

avec: $K_b^T = 0$

$$K_a^T = [K_{as}^T \quad - K_R]$$

4.1.3 Détermination de K_v et de K_v

Les méthodes utilisées par le réglage par retour d'état, pour la détermination des coefficients K_v et K_v , restent valables dans le réglage par retour d'état partiel. Dans ce cas, le pôle à compenser z_i peut être pris parmi les pôles non imposés [52],[122].

4.2. REGLAGE D'ETAT EN CASCADE

4.2.1 Structure globale de réglage

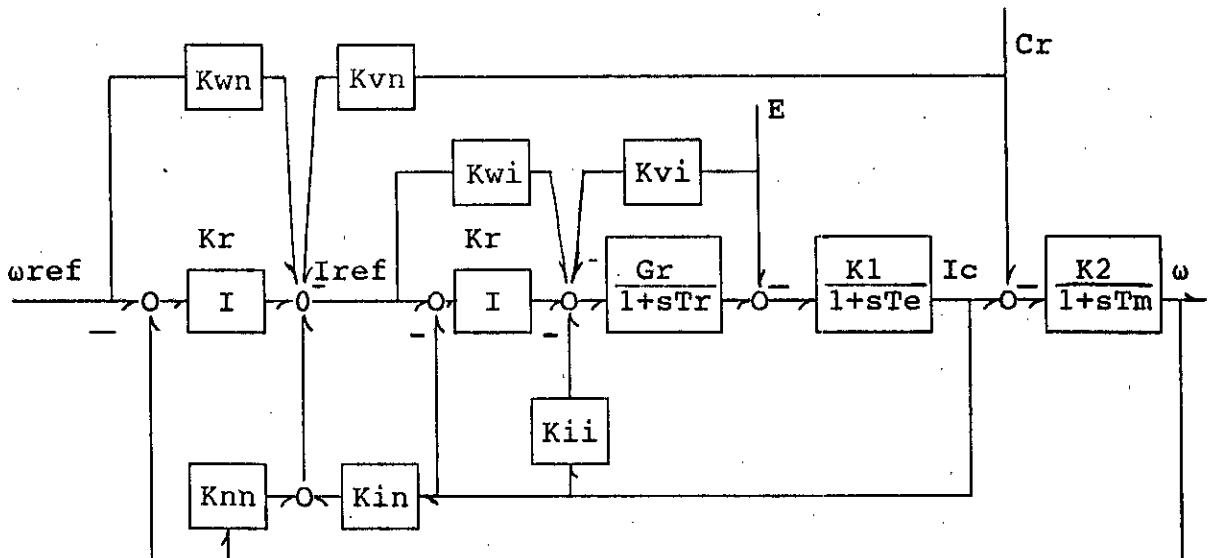


Fig 4.2 Structure du réglage d'état en cascade de la vitesse

4.2.2 Réglage d'état partiel du courant

4.2.2.1 Structure du réglage d'état partiel du courant

L'application du réglage d'état partiel à la boucle interne du courant conduit à la structure de réglage suivante (Fig 3.1).

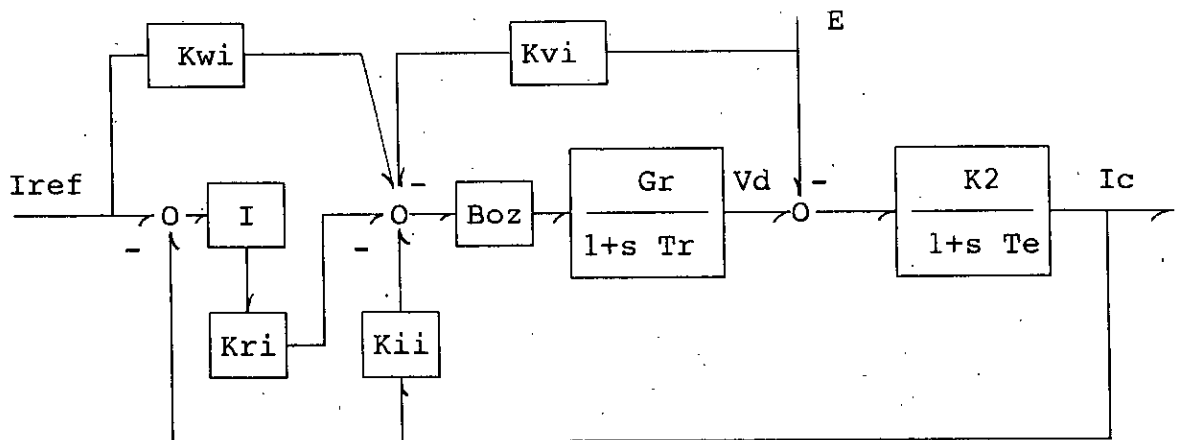


Fig 4.3 Structure du réglage d'état partiel du courant

Cette structure présente une similitude avec celle du réglage d'état de la vitesse notamment, en ce qui concerne l'intervention de la consigne de courant et de la perturbation. Par contre, la contre-réaction d'état partielle ne considère que le retour d'une grandeur d'état: le courant. Le régulateur intégrateur permet, comme dans le cas du réglage de la vitesse, de supprimer l'écart de réglage en régime établi.

4.2.2.2 Equations d'état échantillonnées

Le modèle d'état continu du système à régler est donné par:

$$\dot{x}/dt = A x + B V_a + B_v E \quad (4.17)$$

où:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & 0 \\ \frac{1}{R_a T_e} & -\frac{1}{T_e} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} \frac{G_r}{T_r} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad B_v = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{R_a T_e} \end{pmatrix}, \quad x = \begin{pmatrix} V_d \\ I_d \end{pmatrix}$$

La discrétisation du modèle donne:

$$x[k+1] = F_s x[k] + H_s V_a[k] + H_{sv} E[k] \quad (4.18)$$

Avec:

$$F_s = \begin{pmatrix} f_{11} & 0 \\ f_{21} & f_{22} \end{pmatrix}, \quad H_s = \begin{pmatrix} h_{s1} \\ h_{s2} \end{pmatrix}, \quad H_{sv} = \begin{pmatrix} 0 \\ h_{sv2} \end{pmatrix}$$

où:

$$f_{11} = e^{-\frac{T}{T_r}}, \quad f_{21} = \frac{T_r}{R_a(T_e - T_r)} [e^{-\frac{T}{T_e}} - e^{-\frac{T}{T_r}}], \quad f_{22} = e^{-\frac{T}{T_e}}$$

$$h_{s1} = G_r(1 - e^{-\frac{T}{T_e}}), \quad h_{s2} = \frac{G_r[T_e(1 - e^{-\frac{T}{T_e}}) - T_r(1 - e^{-\frac{T}{T_r}})]}{R_a(T_e - T_r)}, \quad h_{sv2} = -\frac{1 - e^{-\frac{T}{T_e}}}{R_a}$$

En tenant compte de l'équation du régulateur intégrateur, la représentation d'état échantillonnée du système avec régulateur intégrateur est [52],[122]:

$$x[k+1] = \begin{pmatrix} [F_s] & [0] \\ 0 & -1 \end{pmatrix} x[k] + \begin{pmatrix} [H_s] \\ 0 \end{pmatrix} v_a[k] + \begin{pmatrix} [0] \\ 1 \end{pmatrix} I_{ref}[k] + \begin{pmatrix} [H_{sv}] \\ 0 \end{pmatrix} E[k] \quad (4.19)$$

4.2.2.3 Dimensionnement du réglage d'état partiel

Dans le cas d'un redresseur à thyristors en pont de Graëtz on peut adopter la dynamique de vitesse suivante [145]:

$$z_{1,2} = 0.36 \pm j 0.315 \quad (4.20)$$

La détermination du vecteur gain de contre-réaction partielle est tributaire de la localisation du pôle réel non imposé. En effet pour certaines dynamiques la recherche de ce dernier, peut donner lieu à un pôle instable ou à la limite de la stabilité. Pour la dynamique de courant retenue, le troisième pôle réel obtenu est un pôle non dominant:

$$z_3 = 0.7$$

Le vecteur gain de contre-réaction partielle est par conséquent:

$$K^T = [0 \quad 35.1 \quad -2.265] \quad (4.21)$$

Dans ce cas, les coefficients d'intervention directe de la consigne et celui de la perturbation sont:

$$K_w = 15.1$$

$$K_v = -1.1$$

(4.22)

4.2.3 Réglage d'état de la vitesse

A partir des réponses indicielles de la boucle de courant, pour le réglage par régulateur numérique et par retour d'état partiel, nous avons remarqué que les dynamiques obtenues pour les deux réglages sont très voisines. Ainsi, les résultats de synthèse du réglage d'état de la vitesse sont reconduits dans le cas du réglage d'état en cascade.

4.3 SIMULATIONS

Pour tester les techniques de réglage, dans des conditions très voisines de la pratique, nous consacrons ce paragraphe à la simulation du fonctionnement de la MSA, munie des deux réglages d'état: le réglage d'état de vitesse et le réglage d'état partiel du courant. Par ailleurs, il est tenu compte de la limitation du courant et de l'introduction du dispositif anti-windup. Cette simulation tient compte aussi du modèle non-linéaire biphasé de la machine synchrone [129],[154],[57].

Pour comparer les résultats de ce chapitre avec ceux obtenus pour le réglage d'état de la vitesse (chapitre 3), nous allons présenter les résultats de simulation de la machine synchrone autopilotée dotée d'un réglage d'état dans la boucle principale et d'un réglage d'état avec limiteur et dispositif anti windup, pour le réglage du courant. Ainsi, il est relevé par simulation, et dans les mêmes conditions que précédemment: le comportement de la vitesse, du couple, du courant redressé, et du courant de phase, lors d'une variation de la consigne suivie de l'introduction d'une perturbation (variation de la charge), lorsque le régime permanent est atteint (Figure 4.4).

De la même manière que précédemment (Figure 3.9), pour mettre en évidence le comportement des grandeurs caractéristiques au démarrage et le passage du régime de commutation forcé au régime de commutation naturelle, il est simulé le démarrage de la machine synchrone autopilotée. La figure 4.5 montre la vitesse de la machine, le couple, le courant redressé, le courant de phase, la tension de phase, et les courants des amortisseurs.

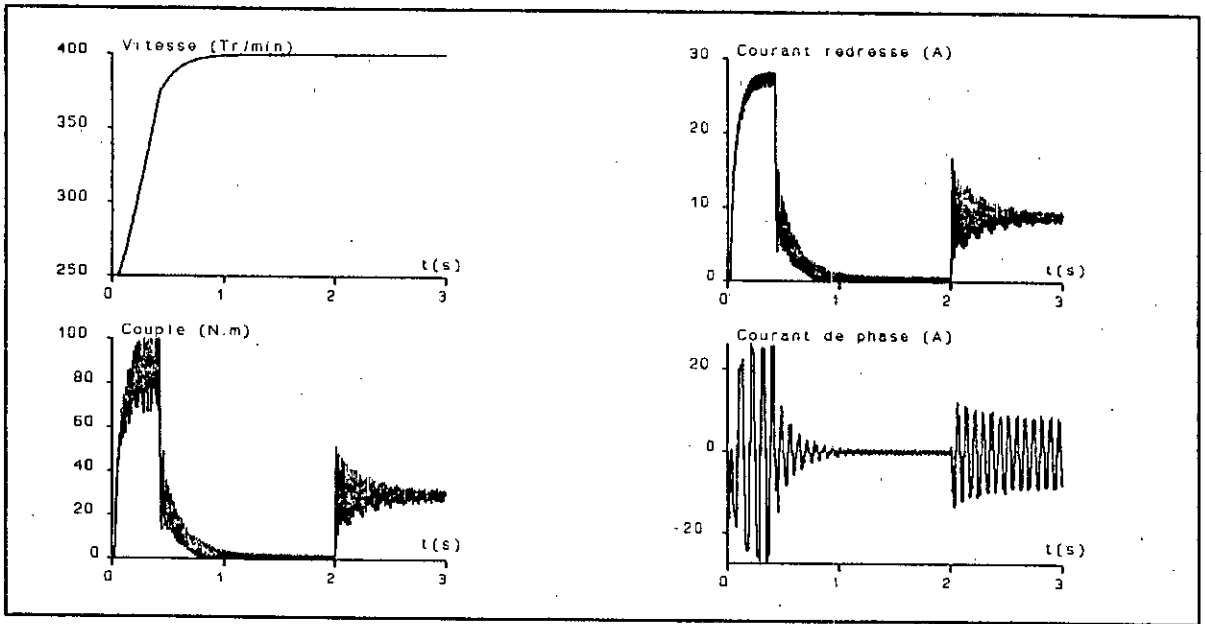


Fig 4.4 Résultats de simulation lors d'une variation de consigne et d'une perturbation de charge

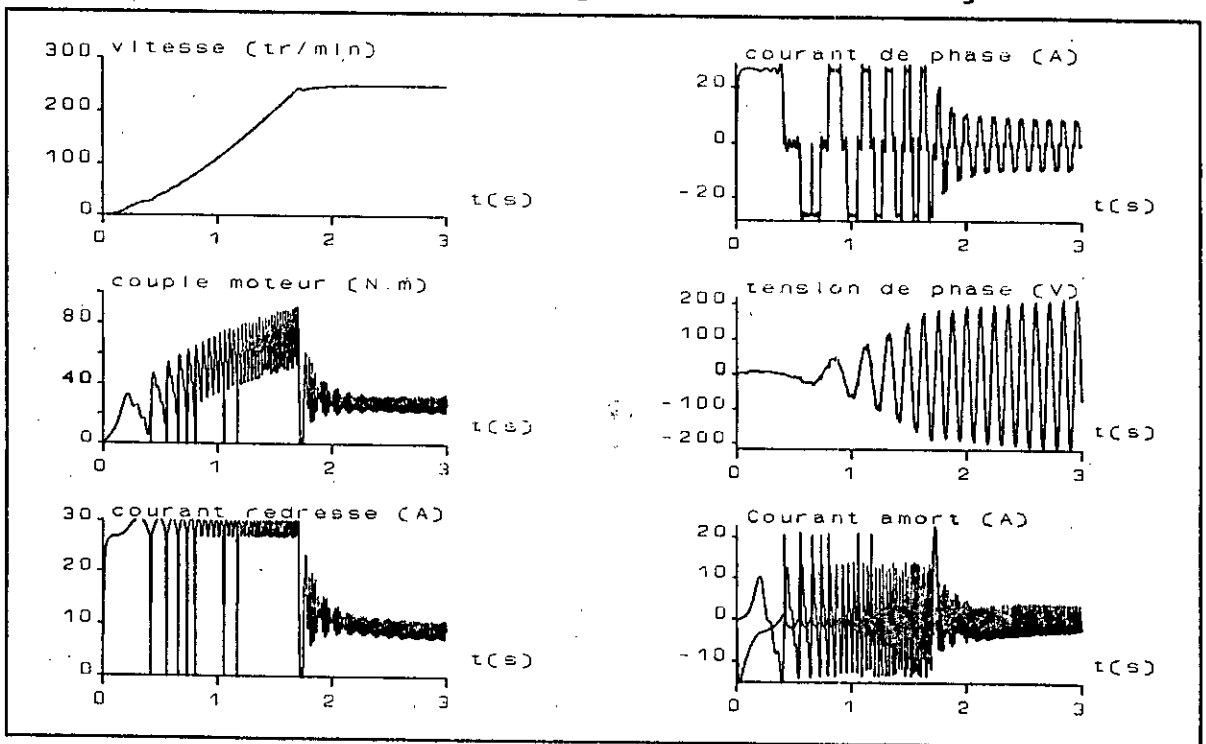


Fig 4.5 Résultats de simulation lors d'un démarrage tenant compte de la commutation forcée

Par ailleurs, pour mieux voir le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine (vitesse, couple, courant redressé, courant d'excitation, courant de phase, et courants des amortisseurs), nous effectuons les relevés de simulation lors du

démarrage pour une plage temporelle assez petite (nous effectuons un zoom). Cette simulation abouti aux résultats figure 4.6.

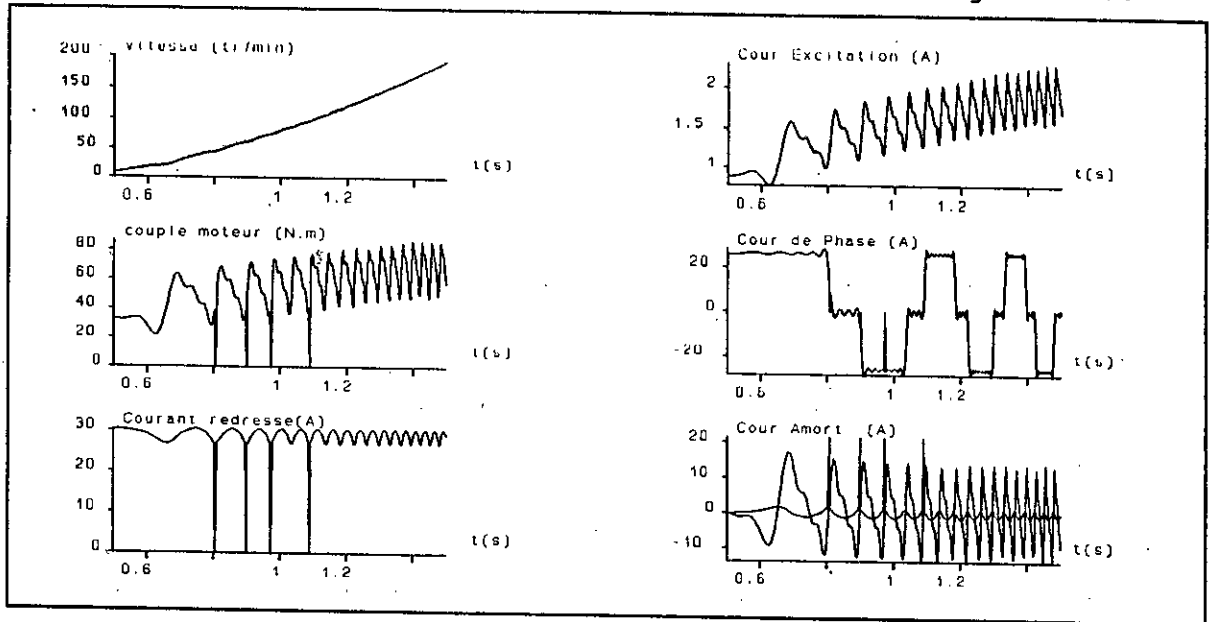


Fig 4.6 Démarrage sur une plage temporelle réstreinte

La figure 4.7 montre le comportement des mêmes grandeurs lors du démarrage pour une grande variation de la consigne.

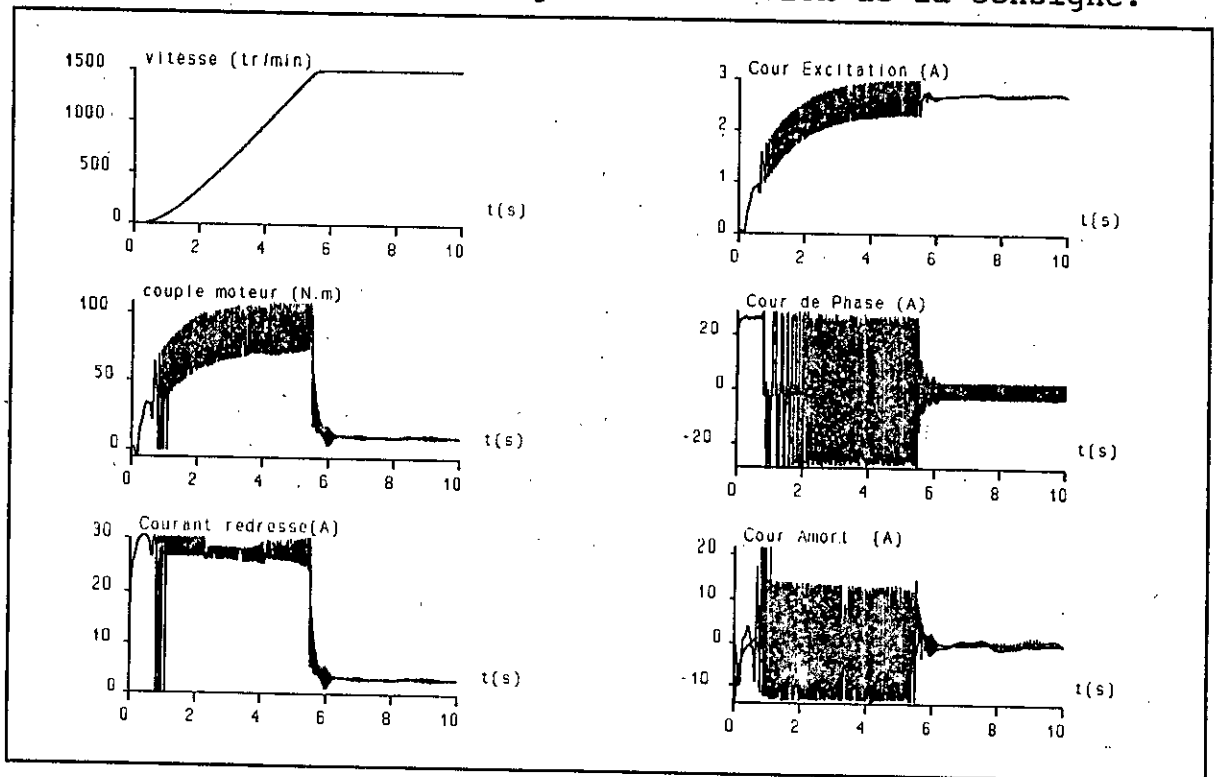


Fig 4.7 Résultats de simulation pour une grande variation de consigne

4.4 CONCLUSION

A partir des résultats de simulation obtenus, nous pouvons conclure que le réglage par retour d'état échantillonné en cascade de la machine synchrone autopilotée, conduit à des performances meilleures que celles obtenues par les réglages classiques [122],[123]. Les performances de ce réglage sont satisfaisantes aussi bien lors de la variation de consigne que celle de la perturbation.

Ces techniques, dont la structure découle d'une optimisation d'un critère de performance, conduisent à une diminution des oscillations du couple et du courant redressé.

Par ailleurs, les résultats obtenus pour le réglage d'état en cascade présentent une légère amélioration par rapport au réglage d'état de vitesse. En outre, les résultats montrent aussi (Figure 4.6) une presque totale disparition des ondulations qui apparaissent dans la vitesse pour les réglages par régulateurs classiques analogiques.

CHAPITRE 5

COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILONNE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION

Le domaine d'application des entraînements réglés, à machines à courant alternatif, s'est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande. En effet, l'association de convertisseurs statiques de puissance aux machines synchrones ou asynchrones, permet d'aboutir à des convertisseurs électromécaniques de très hautes performances, où la commutation électronique remplace d'une façon très avantageuse la commutation mécanique des machines à courant continu [20],[21],[89],[141].

Le variateur de vitesse associé à la machine synchrone est utilisé depuis plus d'une dizaine d'années. Cependant les applications industrielles se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW) en raison des possibilités de la commutation naturelle. Actuellement, l'utilisation de la machine synchrone s'étend aux faibles puissances (<10 kW) pour des applications dans des domaines aussi nombreux que variés (Traction Electrique, Aéronautique, Robotique,...). Cet important développement est essentiellement dû aux caractéristiques mêmes de la machine (absence de collecteur, couple massique important) et au fait que l'électronique de commande pour la conduite de ces processus reste relativement simple [20],[89],[113],[141],[142].

Actuellement, les variateurs de vitesse doivent répondre à des cahiers de charges de plus en plus exigeants, ce qui conduit à l'introduction croissante des techniques de réglage de plus en plus performantes. Par ailleurs, les progrès récents de la micro-informatique ouvre la voie à l'utilisation des techniques de l'automatique moderne dans la commande des entraînements réglés à courant alternatif [89],[122],[125].

Ce chapitre est consacré donc à l'application de la commande par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Ainsi, il est présentée les publications suivantes:

- "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension" [44],
- "Etude des performances du réglage d'état appliqué à une MSA alimenté en tension" [209],
- "Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension" [210].

ETUDE PAR SIMULATION DU REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILLONNE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION

A. BOUMEDIENE, L. NEZLI, M. S. BOUCHERIT

Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
Département de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10 Ave. Pasteur, H. Badi, El Harrach
Alger, ALGERIE.

RESUME

Cet article est consacré à l'étude par simulation numérique du réglage par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en tension. Après la modélisation de la MSA, linéarisation, discétisation et le dimensionnement du réglage d'état, nous simulons le fonctionnement en temps réel du système global, enfin, à partir des résultats de la simulation, nous évaluons les performances de la technique de réglage adoptée.

1 INTRODUCTION

Les développements récents du matériel micro-informatique et des composants d'électronique de puissance conduisent à réévaluer les problèmes liés à la commande des machines à courant alternatif. En effet, avec l'avènement des calculateurs dans boucles de réglage, on assiste actuellement à l'introduction des techniques de l'automatique moderne dans la commande des machines à courant alternatif. Ces derniers sont entraînés de concurrencer, dans bien des domaines d'application, leurs homologues à courant continu [1] [2]. A l'heure actuelle, les variateurs de vitesse doivent répondre à des cahiers des charges de plus en plus exigeants, ce qui a conduit à

l'introduction croissante des techniques de réglage de plus en plus performantes [1] [3] [4].

Cet article est consacré à l'application du réglage par retour d'état échantillonné à une MSA alimentée en tension. Le dimensionnement du réglage est précédé d'une modélisation et linéarisation autour d'un point de fonctionnement, et discrétisation des équations d'état du système. Enfin, nous simulons le fonctionnement en temps réel du système global, puis nous faisons une analyse des performances du réglage.

2 DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME

Le système à régler est une machine synchrone triphasée, alimentée en tension à fréquence et amplitude variables, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante.

Pour la variation de la vitesse de la machine synchrone, nous utilisons le principe d'Autopilotage [4][5][8] (figure.1).

L'alimentation en tension de la machine synchrone, nécessitant un contrôle des courants absorbés, nous utilisons la loi v/f constant qui permet de limiter le courant de façon indirecte (figure.1) [4].

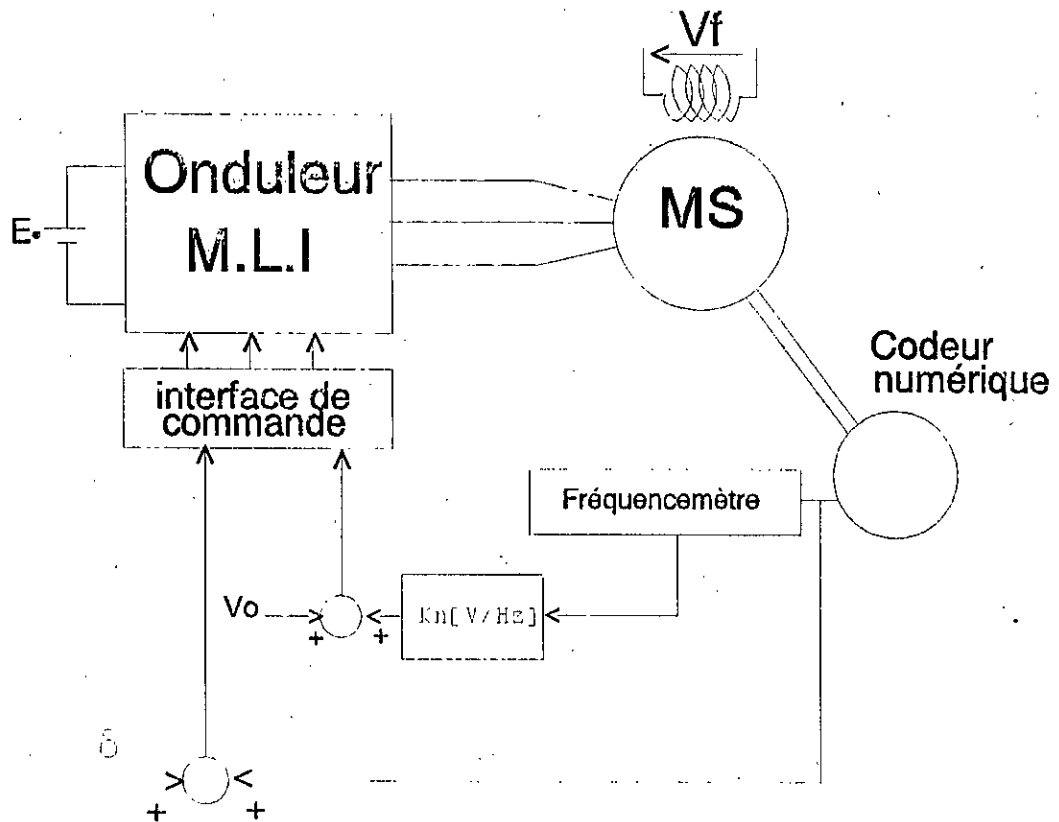


Figure.1: Schéma de principe de la MSA alimentée en tension.

Ainsi, l'angle de calage δ permet d'agir sur la vitesse de rotation de la machine, ce qui représente une grandeur de commande pour le système [4][5][8].

Les équations électriques et mécanique de la machine synchrone dans le repère de Park (d-q) s'écrivent [4][7][8]:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \\ V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -V_f \end{aligned} \quad (2-1)$$

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

Où le couple électromagnétique:

$$C_{em} = -P M_{sr} i_{sd} i_{rq} \quad (2-2)$$

Tandis que, la relation flux courants est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

Pour ce qui est de l'alimentation, nous considérons l'onduleur de tension comme source parfaite, la machine est alors alimentée par des tensions sinusoïdales de fréquence égale à celle de la f.e.m et d'amplitude réglable assurant la loi v/f constant [4].

Après transformation de Park, nous obtenons [4][7][8]:

$$\begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{3} V_{ef} \cos \delta \\ \sqrt{3} V_{ef} \sin \delta \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

Où la tension efficace V_{ef} est calculée de façon à assurer la loi v/f constant [4][5]:

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega \quad (2-5)$$

- V_0 : valeur initiale de l'alimentation au démarrage
- K_n : rapport V_n/W_n assurant la loi v/f constant

Le remplacement de (2-4) dans l'équation (2-1), et le fait que nous n'envisageons pas de réglage par la tension d'excitation V_f , nous permet de rendre le modèle de la MSA monovariable dépendant de l'angle de calage. L'écriture matricielle donne:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{i}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \omega & \frac{M_{sr} \omega}{L_s} \\ -\omega L_2 - \frac{R_s L_2}{L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{L_1 L_s} \\ \frac{M_{sr} \omega}{L_1} & \frac{R_s M_{sr}}{L_1 L_s} - \frac{R_r}{L_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \sqrt{3} \frac{V_{ef}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{3} \frac{L_2}{L_s} V_{ef} & \frac{M_{sr}}{L_s L_1} \\ 0 & -\sqrt{3} \frac{M_{sr}}{L_s L_1} V_{ef} & -\frac{1}{L_1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \\ V_f \end{pmatrix} \quad (2-6)$$

3 REPRESENTATION D'ETAT DE LA MSA

Les équations régissant le fonctionnement de la MSA obtenu dans la section (2) sont non linéaire. nous avons donc linéariser ses équations, en faisant une variation autour du point de fonctionnement telle que:

$$x = X_0 + \Delta x \quad (3-1)$$

Nous appliquons la relation (3-1) au système global (2-6),

(2-2) et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons la représentation d'état de la MSA sous la forme linéaire suivante [4][5]:

$$[\dot{x}_s] = A [x_s] + B_u \Delta \delta + B_v \Delta C_r \quad (3-2)$$

Où :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \omega & \frac{M_{sr} \omega}{L_s} & i_{sq0} + M_{sr} \frac{i_{rq0} + \sqrt{3} \frac{V_f}{L_s} \cos \delta_0}{L_s} \\ -\omega L_2 - \frac{R_s L_2}{L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{L_1 L_s} & -L_2 i_{sq0} + \sqrt{3} L_2 \frac{V_f}{L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{M_{sr} \omega}{L_1} & \frac{R_s M_{sr}}{L_1 L_s} - \frac{R_r}{L_1} & M_{sr} \frac{i_{sd0}}{L_s} - \frac{\sqrt{3} M_{sr} V_f}{L_s L_1} \sin \delta_0 \\ -\frac{p^2 M_{sr} i_{rq0}}{J} & 0 & -\frac{p^2 M_{sr} i_{sd0}}{J} & -\frac{f}{J} \end{pmatrix}$$

$$B_u = \begin{pmatrix} -\frac{V_{so}}{L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{L_2 V_{so}}{L_s \cos \delta_0} \\ -\frac{M_{sr} V_{so}}{L_s L_1} \cos \delta_0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad B_v = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{pmatrix},$$

$$[x_s] = \begin{pmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \\ \Delta \omega \end{pmatrix} \quad (3-4)$$

$$\text{et: } L1 = L_r - M_{sr}^2 / L_s$$

$$L2 = 1 + M_{sr}^2 / (L_1 L_s)$$

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

A partir du modèle linéaire continu du système à régler et avec un choix adéquat de la période d'échantillonnage, nous obtenons le modèle d'état échantillonné suivant:

$$x_s [k+1] = F_s x_s [k] + H_{su} \Delta \delta + H_{sv} \Delta C_r [k] \quad (3-5)$$

La discrétisation du système, tenant compte de l'effet du bloqueur d'ordre zéro (Boz), est effectué à une période d'échantillonnage de 10 ms. Les différents éléments de la matrice F_s et des vecteurs H_{su} et H_{sv} sont calculés à partir de la matrice de transition pour une machine synchrone définie par les données suivantes [7][1]:

- 2 paires de pôles
- de puissance 1.5 kW
- tension 220 /380 V

En tenant compte du régulateur intégrateur, définie par son équation d'état suivante:

$$x_R [k+1] = x_R [k] - (\omega[k] - \omega_{ref} [k]) \quad (3-6)$$

Et en considérant le vecteur état augmenté x , la représentation d'état du système global devient:

$$x[k+1] = F x [k] + H \Delta \delta [k] + H_w \omega_{ref}[k] + H_v \Delta C_r [k] \quad (3-7)$$

Où:

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

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} h_{su} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad H_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

4 REGLAGE D'ETAT DE LA VITESSE

La structure du réglage par retour d'état échantillonné est basée sur la minimisation d'un critère d'intégrale. C'est une commande optimale, lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbation [1][6].

$$I = e_N^T Q_e e_N + X_{R,N}^T Q_N X_{R,N} +$$

$$\sum_{k=0}^{N-1} (e_k^T Q_e e_k + X_{R,k}^T Q_R X_{R,k} + U_k^T R U_k) \quad (4-1)$$

La minimisation du critère de performance quadratique étendu avec pondération de l'état final par le principe d'optimalité de Bellman, pour un système munie d'un régulateur intégrateur, permet d'aboutir à la loi de commande suivante:

$$U_k = -K^T x_k + k_w w_k - k_v v_k \quad (4.2)$$

$$\text{Avec: } K^T = [K_s^T \quad -kr]$$

Le vecteur K^T et les coefficients K_w et K_v représentent respectivement le vecteur de réglage de la contre-réaction d'état et les coefficients de l'intervention directe de la consigne et de la perturbation. De la loi de commande, nous déduisons la structure optimale de réglage (figure.2) [1][6].

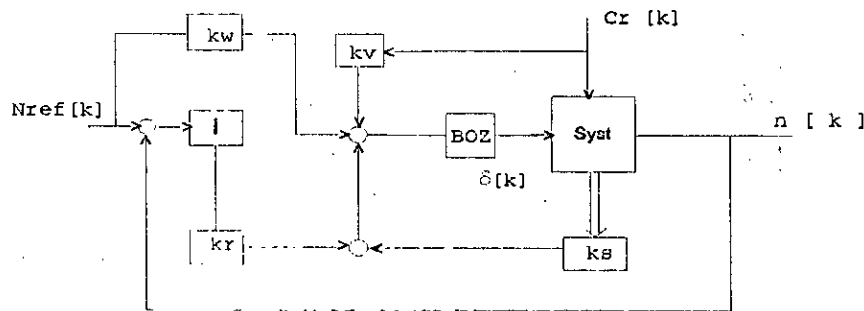


Figure.2: Structure optimale du réglage de vitesse de la MSA.

L'application du réglage par retour d'état à la MSA se fait, donc après linéarisation des équations du système. Le calcul des coefficients de réglage nécessite une assignation des pôles du système global en boucle fermée [1][3][6].

Pour la détermination du vecteur de contre-réaction d'état K^T , nous ferons appel à la méthode basée sur l'imposition des pôles en boucle fermée [6]. Le choix des pôles dépend du comportement dynamique désiré. Nous avons choisi une paire de pôle complexe conjugué assurant un amortissement relatif optimal, et un pôle réel triple [1][6]. Pour les pôles choisis:

$$z_{1,2} = 0.4919 \pm j0.3016$$

$$z_r = 0.5769$$

nous obtenons:

$$K^T = \begin{bmatrix} -0.0397 & -0.0378 & -0.3184 \\ 0.0379 & -0.0062 \end{bmatrix}$$

Les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation sont respectivement déterminés de manière à compenser l'effet du pôle réel, et à annuler la grandeur d'état en régime établi [6]:

$$K_w = 0.0148$$

$$K_v = -0.0325$$

5 SIMULATIONS

Pour évaluer les performances du réglage par

retour d'état échantillonné appliqué à une MSA alimentée en tension, nous simulons le fonctionnement en temps réel du système global: MSA-onduleur idéale-réglage. Il est simulé, dans un premier temps, une variation de la référence de vitesse (1500 à 1300 à 1500) autour du point de fonctionnement nominal, à charge constante (figure.4). Il est simulé, ensuite le démarrage à demi-charge ($C_n/2$) de la machine pour une référence de 1500 tr/min. Lorsque le régime permanent est atteint, une augmentation brusque de la charge de façon à obtenir un couple nominale est introduite à $t=1.5$ s, et à $t=2.5$ s nous revenons au régime permanent initiale (figure.5).

Les figures 4,5 montrent le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine: la vitesse N , le couple électromécanique C_{em} , l'angle de commande δ , la tension de phase v_a , le courant de phase i_a et le courant inducteur I_{rq} . La limitation de l'angle de calage impose un démarrage avec δ_{max} , donc un établissement rapide de la vitesse, tout en assurant une valeur raisonnable du courant de phase.

Nous notons que la consigne est atteinte rapidement sans

dépassement et que l'effet de la perturbation est minimisé par l'action compensatrice. Ce qui est très satisfaisant pour les utilisations industrielles de vitesse variable.

6 CONCLUSION

Cet article présente l'application d'une stratégie optimale de réglage par retour d'état pour la MSA alimentée en tension. Ce réglage améliore les performances lors des fonctionnements complexes (grandes vitesses, quatre quadrants ...). En plus, il est d'une implantation simple dans une commande par calculateur.

Aussi, il permet par un bon choix des pôles à imposer, d'avoir une bonne dynamique de poursuite et un bon rejet de perturbation.

REFERENCES:

- [1] P.J.Riedo, "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone", Doctorat Es Sciences tech., EPFL, Lausanne, 1985.
- [2] B.Robyns, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones". Séminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable, Rabat, 1992.
- [3] M.F.Khène, M.S.Boucherit & L.Nezli, "Simulation study of a cascade state-feedback control of a CSI-SCSM", IMACS-TCl'93 Montréal-Canada, 1993.
- [4] M.Fadel, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I." Thèse de Doctorat, INPL, Toulouse 1988.

[5] A.Boumediène, "Etude par simulation numérique du réglage échantillonné par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.

[6] H.Bühler, "Réglages échantillonnés; Vol.2: Traitement dans l'espace d'état". Presses Polytechniques Romandes, 1983.

[7] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives" Prentice-Hall, 1986.

[8] B.de Fornel, "Machines à courants alternatifs alimentées à fréquences variables par convertisseurs statiques" Thèse de doctorat Es Sciences Physiques, INPL, Toulouse 1976.

ANNEXE

Listes des principaux symboles utilisés

- Rs: résistance d'une phase
- Rr: résistance de l'inducteur
- Ls: inductance d'une phase
- Msr: mutuelle inductance stator rotor
- C e m : c o u p l e électromagnétique
- Cr: couple résistant
- Cn: couple nominale
- J: inertie de la partie tournante
- f: coefficient de frottement
- P: nombre de paire de pôles
- Vo: tension d'alimentation initiale au démarrage
- K_n: rapport Vn/Wn assurant la loi v/f constant

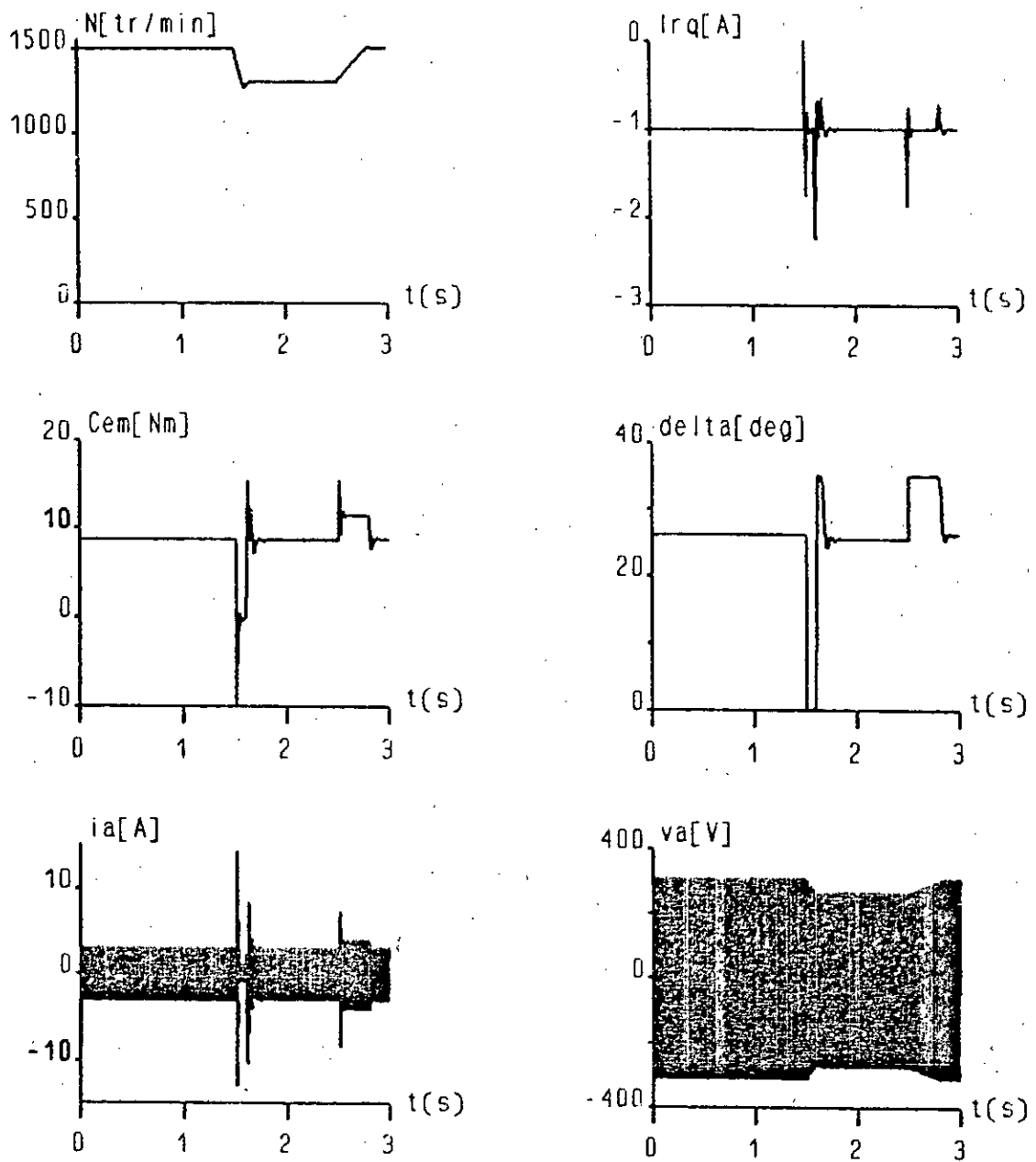


Figure 4 : Caractéristiques dynamiques du système global lors de variations de la consigne à charge constante.

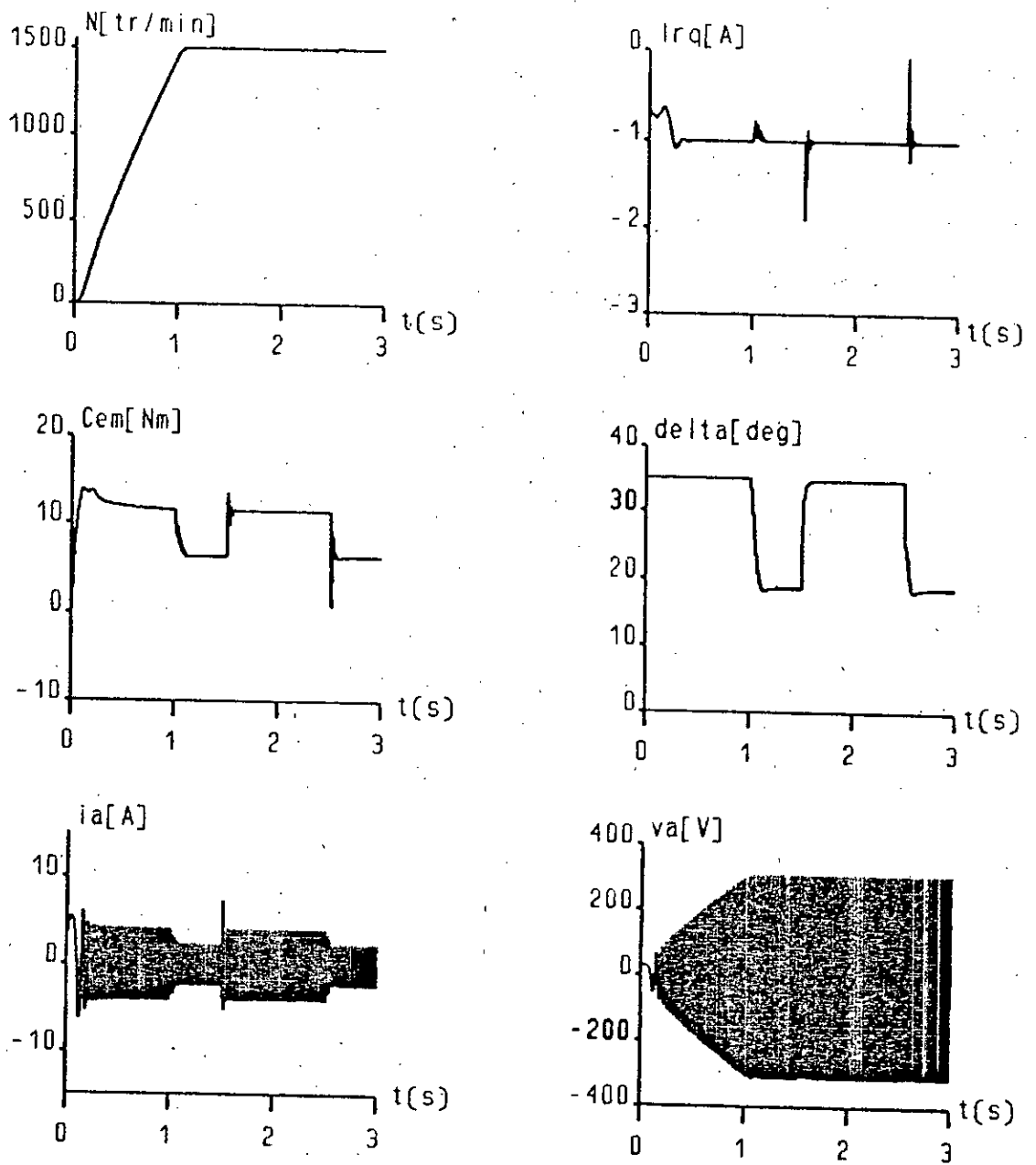


Figure.5 : Caractéristiques dynamiques du système global lors de variations de la charge pour une consigné donnée.

ETUDE DES PERFORMANCES DU REGLAGE D'ETAT APPLIQUE A UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION

M.S. BOUCHERIT*, A. BOUMEDIENE*, L. NEZLI*, N. K. M'SIRDI**, W. KOCZARA***

Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande,
Département de Génie Electrique,
Ecole Nationale Polytechnique,
10 Av. Pasteur, H. Badi, El Harrach,
Alger, ALGERIE.

Laboratoire de Robotique de Paris,
Université de Versailles Saint Quentin,
10-12 Ave de l'Europe, Velizy-Villacoublay,
Velizy, FRANCE.

Institut de Commande et d'Electronique Industrielle,
ISEP, Politechnika Warszawska,
ul. Koszikowa, 75,
Varsovie, POLOGNE.

Résumé: Cet article est consacré à l'étude des performances du réglage par retour d'état échantillonné appliqué à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Il est présenté, dans un premier lieu, la description et la modélisation de la MSA, suivies de la structure optimale de réglage appliquée à la machine. Nous simulons ensuite, le fonctionnement en temps réel du système global. Enfin, à partir des résultats de la simulation, nous étudions les performances du réglage.

1 INTRODUCTION

Les développements récents de l'électronique de puissance et de l'électronique de réglage conduisent à réévaluer les problèmes liés à la commande des machines à courant alternatif. En effet, avec l'avènement des calculateurs dans les boucles de réglage, on assiste actuellement à une grande mutation dans le domaine des entraînements électriques à vitesse et position variable; et ceci grâce à l'introduction des techniques de l'automatique moderne dans la conduite de ces processus [1][2][3][4][5].

Cet article concerne l'étude des performances du réglage par retour d'état échantillonné appliqué à une machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en tension. Le dimensionnement de ce réglage par

retour d'état est précédé par une description du système à régler et une présentation d'un modèle discret de la MSA. Enfin, nous simulons le fonctionnement en temps réel de l'ensemble Onduleur-MSA-Commande, puis à partir des résultats de simulation obtenus, nous étudions les performances du réglage.

2 DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME

Le système à régler est une machine synchrone alimentée en tension à fréquence et amplitude variables, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante [6][7][8].

Pour varier la vitesse de cette machine, nous utilisons une boucle qui assure l'autopilotage à partir du capteur de position (figure 1) [6][7].

Par ailleurs, lors de la commande en vitesse de la MSA, le courant pouvant atteindre des valeurs inadmissibles, nous utilisons la loi v/f constant qui permet la limitation de ce courant d'une façon indirecte (figure 1) [6][7].

L'angle de calage δ permet d'agir sur la vitesse de rotation de la machine. Il représente ainsi la grandeur de commande pour le système (figure 1)[6][7].

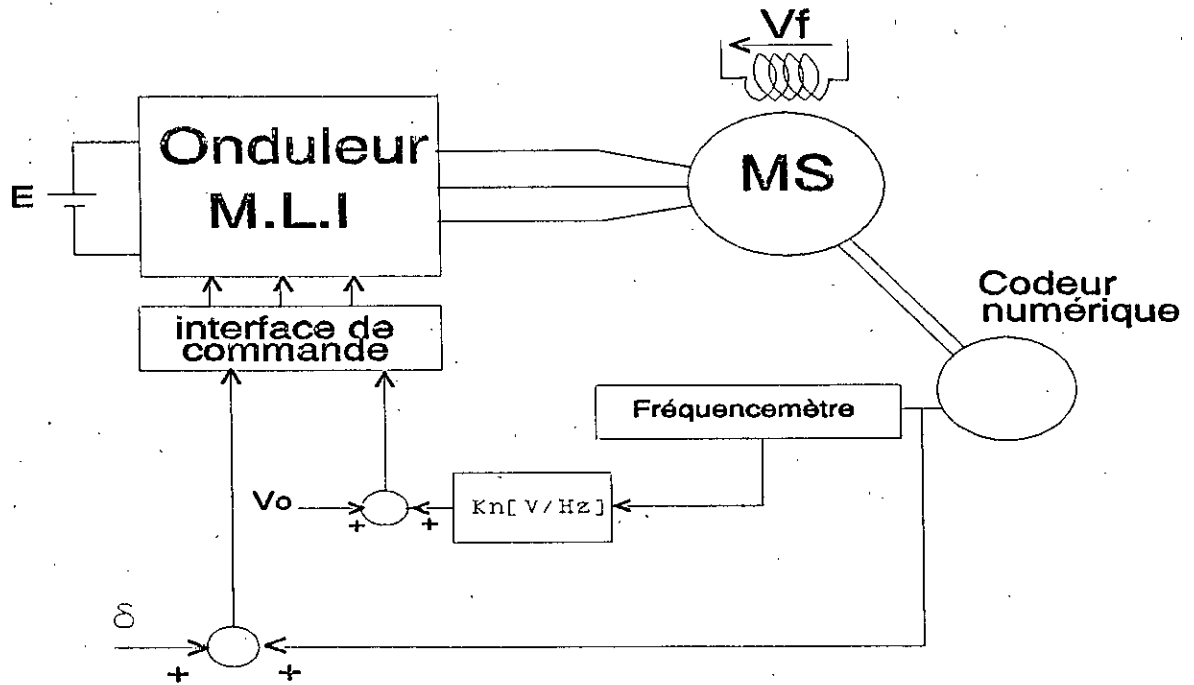


Figure 1 Schéma de principe de la MSA alimentée en tension

Les équations électriques et mécanique de la machine synchrone dans le repère de Park s'écrivent [6][7][8]:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \\ V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -V_f \end{aligned} \quad (1)$$

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

Où le couple électromagnétique est:

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

Tandis que la relation flux-courants est donnée par [6][7]:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Par ailleurs, la limitation du courant est assurée par la loi v/f constant [4]. Pour ce qui est de l'alimentation, nous considérons l'onduleur de tension comme une source parfaite. La machine est alors alimentée par des tensions sinusoïdales. Après transformation de Park, nous obtenons [6][7][8]:

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

Où, la tension efficace V_{ef} est calculée de façon à assurer la loi v/f constant [6][7]:

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega \quad (4)$$

et telle que:

- V_0 : valeur initiale de la tension d'alimentation au démarrage,
- K_n : rapport V_n/ω_n assurant la loi v/f constant.

En faisant les transformations nécessaires, et après linéarisation autour d'un point de fonctionnement, nous obtenons le modèle d'état de la machine synchrone autopilotée suivant [6][7][9]:

$$\dot{x}_s = A x_s + B_u \Delta\delta + B_v \Delta C_r \quad (5)$$

où:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_s & \frac{M_{sr} \omega_s}{L_s} & i_{r00} M_{sr} \frac{i_{sq0}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{V_f}{L_s} \cos \delta_0 \\ -\omega_s L_s & -R_s \frac{L_2}{L_s} & R_s \frac{M_{sr}}{L_s L_s} & -L_2 i_{sd0} + \sqrt{3} L_s \frac{V_f}{L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{M_{sr} \omega_s}{L_s} & \frac{R_s M_{sr}}{L_s L_s} & -\frac{R_r}{L_r} & M_{sr} \frac{i_{sd0}}{L_s} - \sqrt{3} \frac{M_{sr} V_f}{L_s L_s} \sin \delta_0 \\ -\frac{P^2 M_{sr} i_{r00}}{J} & 0 & -\frac{P^2 M_{sr} i_{sd0}}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$B_u = \begin{bmatrix} -\frac{V_{so}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{L_2 V_{so} \delta_o}{L_{sco}} \\ -\frac{M_{sr} V_{so}}{L_s L_1} \cos \delta_o \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{bmatrix}, \quad x_s = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \\ \Delta \omega \end{bmatrix}$$

et: $L_1 = L_r - M_{sr}^2/L_s$, $L_2 = 1 + M_{sr}^2/(L_1 L_s)$

La discrétisation du modèle (5) conduit au modèle d'état échantillonné de la MSA suivant [7][9]:

$$x_s[k+1] = F_s x_s[k] + H_{su} \Delta \delta[k] + H_{sv} \Delta C_r[k] \quad (6)$$

où les différents éléments de la matrice F_s et des vecteurs H_{su} et H_{sv} sont calculés à partir de la matrice de transition [9].

En tenant compte du régulateur intégrateur, l'écriture du modèle d'état augmenté donne [7][9]:

$$x[k+1] = F x[k] + H \Delta \delta[k] + H_w \omega_{ref}[k] + H_v \Delta C_r[k] \quad (7)$$

avec:

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

$$H = \begin{bmatrix} H_{su} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad H_v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

4 REGLAGE D'ETAT DE LA VITESSE

4.1 Structure de réglage

La structure du réglage par retour d'état échantillonné est basée sur la minimisation d'un critère d'intégrale. C'est une commande optimale, lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbation [1][6][9].

La loi optimale de commande, pour un système muni d'un régulateur intégrateur est [9]:

$$U_k = -K^T x_k + k_w w_k - k_v v_k \quad (8)$$

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

Le vecteur K^T et les coefficients k_w et k_v représentent respectivement le vecteur de la contre-réaction d'état et les coefficients de l'intervention directe de la consigne et de la perturbation. De la loi de commande, nous déduisons la structure optimale de réglage (figure 2) [1][7][9]:

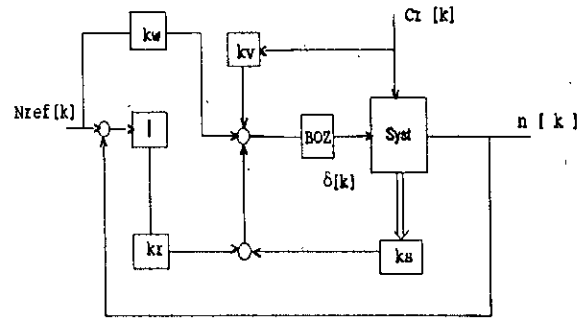


Figure 2 Structure optimale de réglage

4.2 Dimensionnement du réglage

L'application du réglage par retour d'état à la MSA nécessite une assignation des pôles du système global en boucle fermée [1][7][9]. En effet, pour la détermination du vecteur de contre-réaction d'état K^T , nous ferons appel à la méthode basée sur l'imposition des pôles en boucle fermée [9]. Le choix de ces pôles dépend du comportement dynamique désiré. Nous avons choisi une paire de pôle complexe conjugué assurant un amortissement relatif optimal, et un pôle réel triple [1][9].

Lorsque les pôles sont choisis comme suit:

$$Z_{1,2} = 0.4919 \pm j0.3016, \quad Z_r = 0.5769$$

nous obtenons:

$$K^T = [-0.0397 \quad -0.0378 \quad -0.3184 \\ 0.0379 \quad -0.0062]$$

Les coefficients d'intervention directe de la consigne, et de la perturbation sont déterminés respectivement, en compensant l'effet du pôle réel, et en annulant la grandeur d'état en régime établi [1][9]:

$$K_w = 0.0148, \quad K_v = -0.0325$$

5 SIMULATIONS

Après la synthèse du réglage, à partir du modèle d'état échantillonné linéarisé autour d'un point de fonctionnement nominal, nous simulons le fonctionnement en temps réel de l'ensemble Onduleur-MSA-commande. Toutefois, dans ces travaux de simulation, nous considérons le modèle non linéaire de la machine

synchrone (1)(2), cette machine étant dotée de l'autopilotage et de la loi v/f constant.

Il est simulé, dans un premier lieu, la comportement de la MSA lors d'une variation de la référence de vitesse autour du point de fonctionnement nominal (figure 4). Il est simulé ensuite le comportement de la machine, qui tournant à la vitesse nominale subit des variations brusques de la charge (figure 5).

Les essais qui suivent concernent le démarrage de la MSA avec variation de la perturbation de charge en régime établi, pour deux consignes de vitesse (Figure 6):

- 200 Tr/mn pour le cas des faibles vitesses,
- 1500 Tr/mn pour le cas des grandes vitesses,

Il apparait, des résultats obtenus, que le réglage par retour d'état échantillonné de la MSA présente d'excellentes performances autour du point de fonctionnement, aussi bien lors des variations de consigne que ceux de la perturbation (Figures 4 et 5).

Par ailleurs, les résultats de la figure 6 montrent que les performances du réglage dépendent du choix de la consigne. En effet, les démarrages à faibles vitesses présentent des performances très mauvaises. Néanmoins, nous avons observé qu'en diminuant la consigne de vitesse, les résultats se détériorent. Cette détérioration devient considérable pour des vitesses inférieures à 300 Tr/mn.

6 CONCLUSION

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

REFERENCES

- [1] P.J.Riedo, "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone", Doctorat Es Sciences tech. , EPFL, Lausanne, 1985.
- [2] B.Robyns, & al, "Commande numérique des moteurs à courant alternatif de faible puissance" Journées SEE sur les méthodes de l'automatique appliquées à l'électrotechnique, Lille, Avril 1994.
- [3] M.F.Khène, M.S.Boucherit & L.Nezli, "Simulation study of a cascade state-feedback control of a CSI-SCSM", IMACS-TC1'93 Montréal-Canada, 1993.
- [4] A.Boumediène, L.Nezli, M.S.Boucherit, "Réglage numérique par retour d'état d'une MSA alimentée en tension", CMSES 94, Skikda, mai 1994.
- [5] A.Boumediène, L.Nezli, M.S.Boucherit, "Étude par simulation du réglage par retour d'état d'une MSA alimentée en tension", JTEA'94, Tunisie, 1994.
- [6] M.Fadel, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I." Thèse de Doctorat, INPL, Toulouse 1988.
- [7] A.Boumediène, "Étude par simulation numérique du réglage échantillonné par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.
- [8] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives" Prentice-Hall, 1986.
- [9] H.Bühler, "Réglages échantillonnés: Traitement dans l'espace d'état", Vol.2, Presses Polytechniques Romandes, 1983.

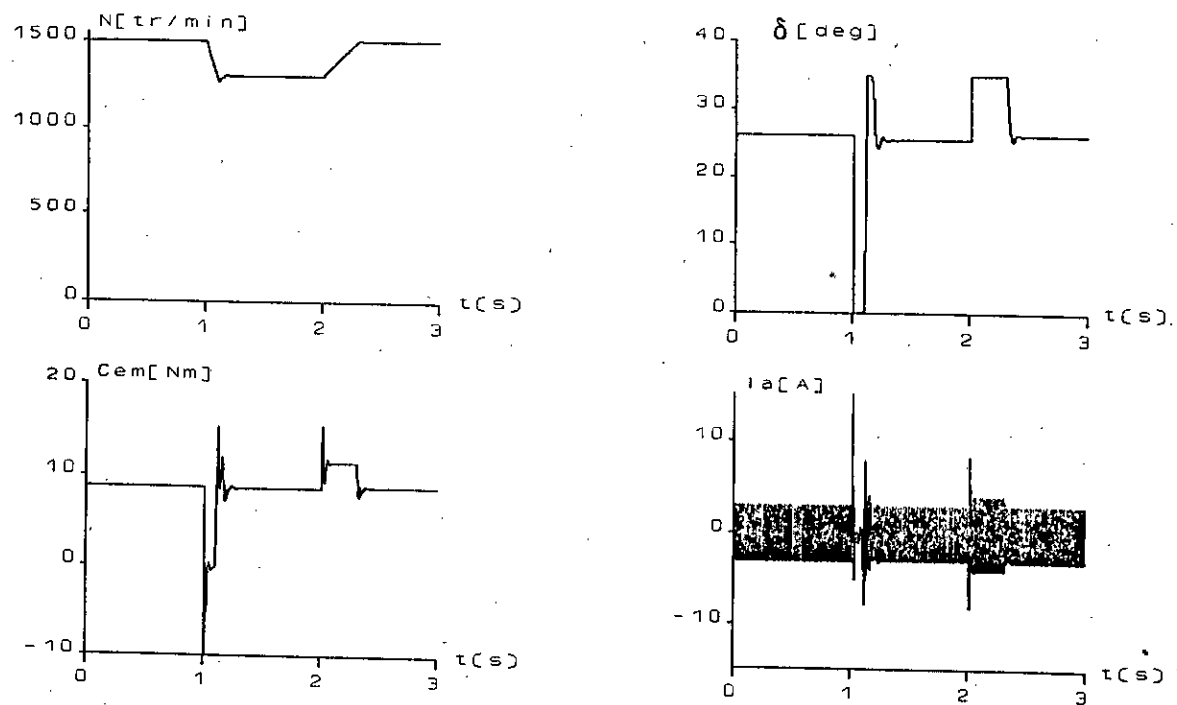


Figure 4 Résultats de simulation lors des variations de consigne

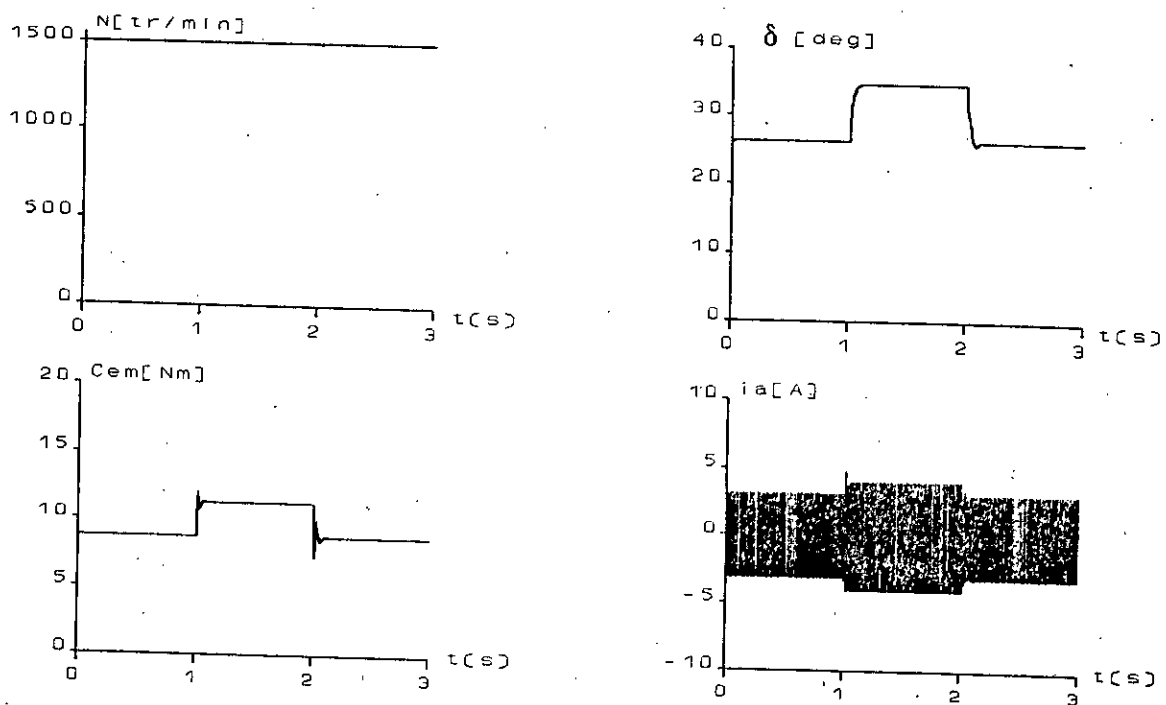
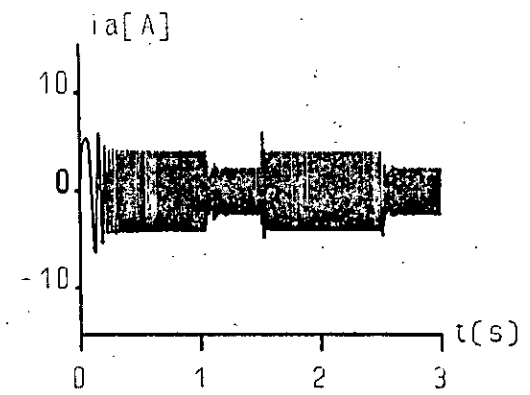
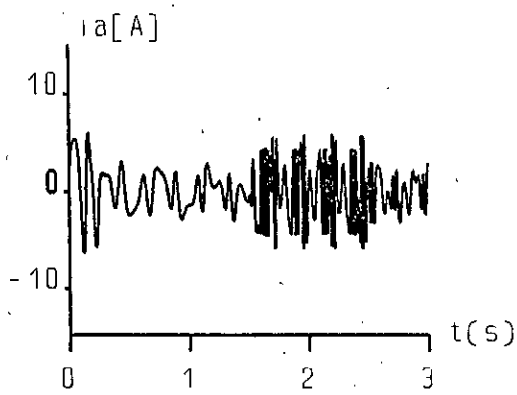
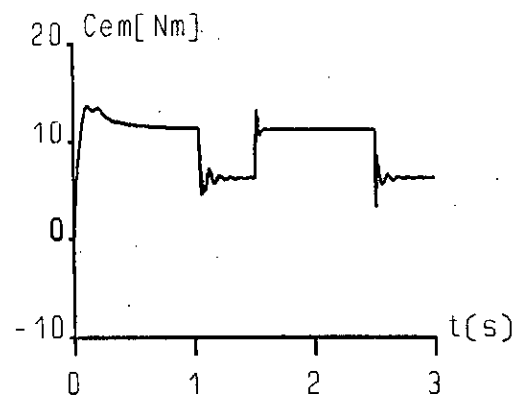
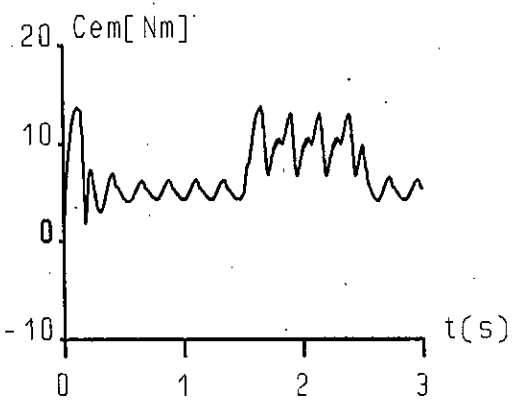
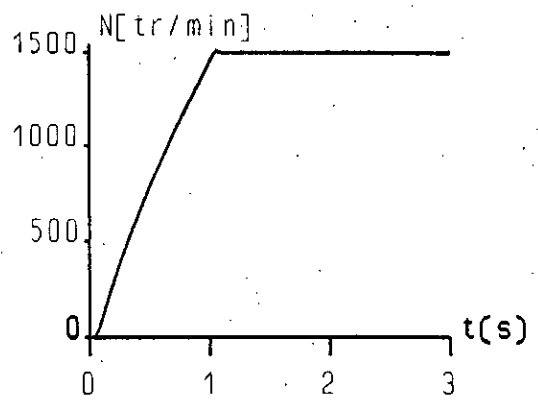
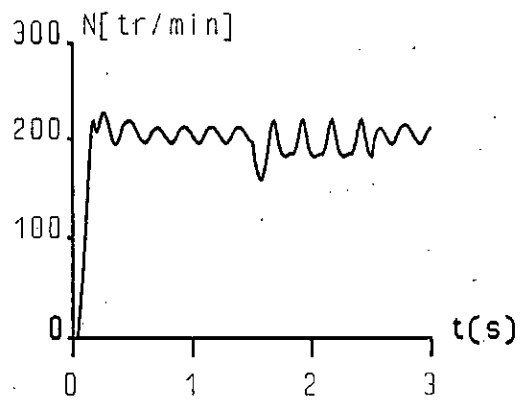


Figure 5 Résultats de simulation lors des variations de perturbation



(a)

(b)

Figure 6 Résultats de simulation lors du démarrage. (a): faibles consignes de vitesse, (b): grandes consignes de vitesse.

REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT AVEC ADAPTATION DES PARAMETRES D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN TENSION

M.S. BOUCHERIT*, A. BOUMEDIENE*, L. NEZLI*, N. K.M'SIRDI**

*Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
Département de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10 Ave Pasteur, H.Badi, El Harrach
Alger, ALGERIE.

**Laboratoire de Robotique de Paris,
Centre Universitaire de Technologie,
10/12 Ave de l'Europe, Vélizy-Villacoublay,
Vélizy, FRANCE.

L'article concerne la commande de vitesse d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension, utilisant le réglage par retour d'état échantillonné avec adaptation des paramètres. Après la modélisation de la machine synchrone autopilotée et la synthèse du réglage d'état, nous simulons le fonctionnement en temps réel de l'ensemble Onduleur-Machine-Commande. Enfin, à partir des résultats de la simulation, nous évaluons les performances de la technique de réglage.

Introduction

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et de l'électronique de réglage, la commande des machines à courant alternatif a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences technologiques actuelles nécessitent l'utilisation de techniques de réglage de plus en plus performantes, dans la conduite des entraînements électriques à vitesse et position variables. Ainsi, la recherche dans ce domaine s'oriente vers l'introduction des techniques de l'automatique moderne dans la commande des machines à courant alternatif [1][2][3][4][5]. Dans cette étude, nous nous intéressons à l'application du réglage par retour d'état échantillonné avec adaptation des paramètres, à une machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en tension.

L'article présente, dans un premier lieu, la modélisation du processus à régler et la technique de réglage adoptée. Après le dimensionnement du réglage, nous simulons le fonctionnement en temps réel de l'ensemble Onduleur-Machine-Commande. Enfin, à partir des résultats de simulation obtenus, nous évaluons les performances du réglage.

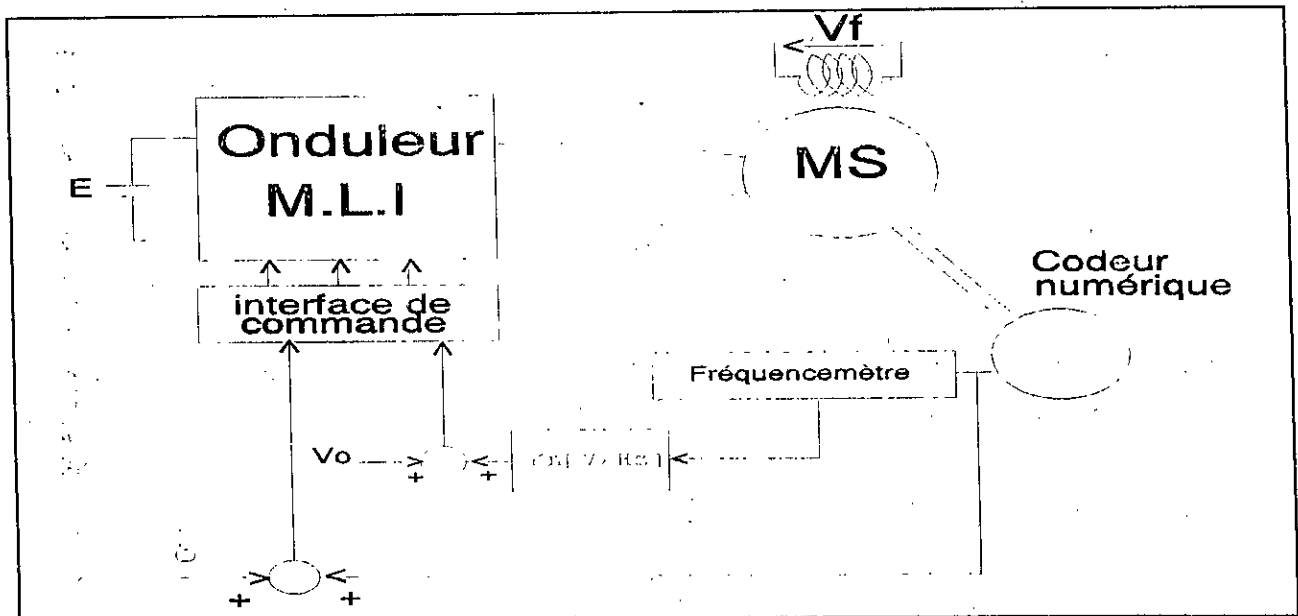
Modélisation du système

Le système à régler est une machine synchrone alimentée en tension à fréquence et amplitude variables, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante [4][6][7].

Pour varier la vitesse de cette machine, nous utilisons une boucle qui assure l'autopilotage de la machine synchrone à partir du capteur de position (codeur numérique) (Figure 1) [4][6][7].

Par ailleurs, lors de la commande en vitesse de la machine synchrone autopilotée, le courant pouvant atteindre des valeurs inadmissibles, nous utilisons la loi v/f constant qui permet de limiter le courant de façon indirecte (Figure 1) [4][6][7].

L'angle de calage δ permet d'agir sur la vitesse de rotation de la machine. Il représente ainsi la grandeur de commande adoptée dans le réglage de vitesse de la machine (Figure 1) [4][6].



1 Description du système à régler.

Les équations électriques et mécanique de la machine synchrone écrites dans le référentiel de Park sont [4],[6]:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega \phi_{sd} \\ V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} = -V_f \end{aligned} \quad (1)$$

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

Où le couple électromagnétique s'écrit:

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

Tandis que, la relation flux courants est donnée par [4],[6]:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Pour ce qui est de l'alimentation, nous considérons l'onduleur de tension comme une source parfaite, où la limitation du courant est assurée par la loi v/f constant [4],[6]. La machine est alors alimentée par des tensions sinusoïdales. Après la transformation de Park, nous obtenons [4]:

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

Où la tension efficace V_{ef} assure la loi v/f constant telle que:

$$V_{ef} = V_0 + K_n \omega \quad (4)$$

avec:

- V_0 : valeur initiale de la tension d'alimentation au démarrage,
- K_n : rapport V_n/ω_n assurant la loi v/f constant.

En faisant les transformations nécessaires, et après linéarisation autour d'un point de fonctionnement, nous obtenons le modèle d'état de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension suivant [4]:

$$\dot{X}_s = A X_s + B_u \Delta \delta + B_v \Delta C_r \quad (5)$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_0 & \frac{M_{sr} \omega_0}{L_s} & i_{sq0} + M_{sr} \frac{i_{rq0} + \sqrt{3} \frac{V_1}{L_s} \cos \delta_0}{L_s} \\ -\omega_0 L_2 & -R_s \frac{L_2}{L_s} & R_r \frac{M_{sr}}{L_1 L_s} & -L_2 i_{sd0} + \sqrt{3} L_2 \frac{V_1}{L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{M_{sr} \omega_0}{L_1} & \frac{R_s M_{sr}}{L_1 L_s} & -\frac{R_r}{L_1} & M_{sr} \frac{i_{sd0}}{L_1} - \frac{\sqrt{3} M_{sr} V_1}{L_s L_1} \sin \delta_0 \\ -P^2 \frac{M_{sr} i_{sq0}}{J} & 0 & -P^2 \frac{M_{sr} i_{sd0}}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$B_u = \begin{bmatrix} -\frac{V_{so}}{L_s} \sin \delta_o \\ \frac{L_2 V_{so}}{L_s} \cos \delta_o \\ -\frac{M_{sr} V_{so}}{L_s L_1} \cos \delta_o \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{bmatrix}, \quad x_s = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rd} \\ \Delta \omega \end{bmatrix}$$

$$\text{et: } L_1 = L_r - M_{sr}^2 / L_s \quad L_2 = 1 + M_{sr}^2 / (L_1 L_s)$$

La discrétisation du modèle (5), nous permet d'obtenir le modèle d'état échantillonné suivant [4][8]:

$$x_s[k+1] = F_s x_s[k] + H_{su} \Delta \delta[k] + H_{sv} \Delta C_r[k] \quad (6)$$

où les différents éléments de la matrice F_s et des vecteurs H_{su} et H_{sv} sont calculés à partir de la matrice de transition [4][8].

En tenant compte du régulateur intégrateur, définie par l'équation d'état suivante [4][8]:

$$x_R[k+1] = x_R[k] - (\omega[k] - \omega_{ref}[k]) \quad (7)$$

le modèle d'état augmenté du système global tenant compte du régulateur intégrateur s'écrit [4][8]:

$$x[k+1] = F x[k] + H \Delta \delta[k] + H_w \omega_{ref}[k] + H_v \Delta C_r[k] \quad (8)$$

avec:

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

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

Réglage d'état de la vitesse

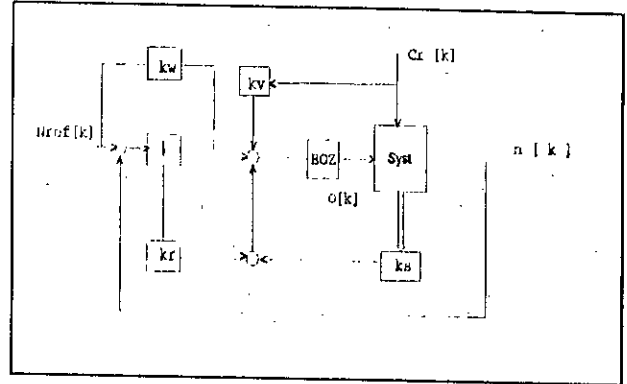
La structure du réglage par retour d'état échantillonné est basée sur la minimisation d'un critère d'intégrale. C'est une commande optimale, lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbation [4][8].

La loi optimale de commande, pour un système muni d'un régulateur intégrateur est [4][5][8]:

$$U_k = -K^T x[k] + k_w w[k] - k_v v[k] \quad (9)$$

$$\text{Avec: } K^T = [k_s^T \quad -k_r]$$

Le vecteur K^T et les coefficients k_w et k_v représentent respectivement le vecteur de réglage de la contre-réaction d'état et les coefficients de l'intervention directe de la consigne et de la perturbation. De la loi de commande, nous déduisons la structure optimale de réglage qui suit (figure 2) [4][5][8].



2 Structure optimale du réglage

L'application du réglage par retour d'état à la MSA nécessite une assignation des pôles du système global en boucle fermée [4][5][8]. Le choix des pôles dépend du comportement dynamique désiré. Ainsi, nous avons choisi une paire de pôle complexe conjugué assurant un amortissement relatif optimal et un pôle réel triple, tels que [4][8]:

$$z_{1,2} = e^{-\rho T} [\cos \rho T \pm j \sin \rho T], \quad (10)$$

$$z_{3,4,5} = e^{-\rho T}$$

Pour la détermination du vecteur de contre-réaction d'état, nous ferons appel à la méthode basée sur l'imposition des pôles du système en boucle fermée [4][5][8].

Le dimensionnement du réglage est effectué autour de trois points de fonctionnement. Ainsi, le calcul a donné:

$$\text{- pour } N = 1500 \text{ tr/mn, avec: } \rho = 1,1$$

$$K^T = [-0.0397 \quad -0.0378 \quad -0.3184 \quad 0.0379 \quad -0.0062]$$

$$\text{- pour } N = 500 \text{ tr/mn, avec: } \rho = 0,4$$

$$K^T = [-0.0337 \quad -0.0004 \quad -0.0918 \quad 0.0316 \quad -0.0086]$$

$$\text{- pour } N = 200 \text{ tr/mn, avec: } \rho = 0,65$$

$$K^T = [-0.6519 \quad -0.326 \quad -3.1941 \quad 0.7174 \quad -0.707]$$

Les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation sont respectivement déterminés de

manière à compenser l'effet du pôle réel, et à annuler la grandeur d'état en régime établi [4][5][8]; d'où:

$$\begin{array}{lll} k_{w1} = 0.0148 & k_{w2} = 0.0109 & k_{w3} = 0.1479 \\ k_{v1} = -0.0325 & k_{v2} = -0.0459 & k_{v3} = -0.1471 \end{array}$$

Simulations

Après la synthèse des réglages, à partir des modèles d'état échantillonnés élaborés autour des trois points de fonctionnement, nous simulons le fonctionnement temps réel de l'ensemble Onduleur - MSA - Commande. Toutefois, dans ces travaux de simulation, nous considérons le modèle non linéaire de la machine synchrone.

Il est simulé, dans un premier lieu, le comportement de la machine synchrone autopilotée, lorsque le réglage est calculé autour d'un point de fonctionnement nominal (Figure 3). C'est un démarrage de la MSA avec variation de la perturbation en régime établi, pour deux consignes de vitesses différentes (Figure 3):

- 200 tr/mn pour le cas des faibles vitesses,
- 1500 tr/mn pour le cas des grandes vitesses.

Les essais qui suivent concernent le comportement de la machine synchrone autopilotée lors du démarrage avec variation de la charge, pour différentes consignes de vitesse. Dans ce cas, le réglage de vitesse est doté d'une adaptation des paramètres de réglage.

Ainsi, les figures 4,5,6 représentent le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine: la vitesse N , le couple électromécanique C_{em} , le courant de phase i_a , le courant inducteur I_{Tq} , l'angle de calage δ , et la tension de phase v_a , lorsque:

- la consigne est de 1500 tr/mn (Figure 4),
- la consigne est de 800 tr/mn (Figure 5),
- la consigne est de 200 tr/mn (Figure 6).

Il apparaît des résultats obtenus que le réglage par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée, dimensionné autour d'un point de fonctionnement nominal, présente des performances médiocres pour des consignes de faible vitesse.

Les résultats des figures 4,5,6 montrent que l'introduction de l'adaptation des paramètres de réglage apporte une amélioration appréciable des performances du réglage, aussi bien lors de la variation de consigne que celle de la perturbation.

Néanmoins, nous constatons que lors du fonctionnement à faible vitesse, l'effet de la perturbation est important. Ceci est dû à l'introduction d'une importante perturbation de charge, alors la machine tourne à faible vitesse.

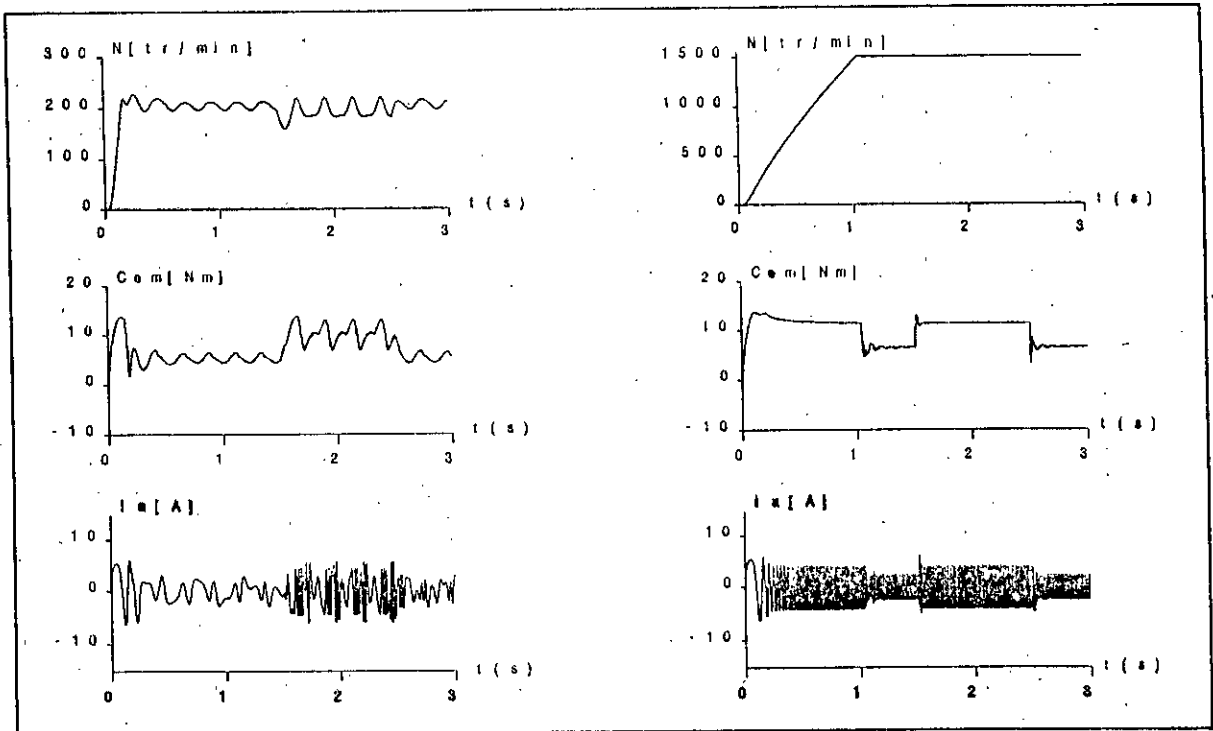
Conclusion

Cet article présente une étude des performances du réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres, appliqué à la machine synchrone autopilotée alimentée en tension.

Les résultats obtenus ont montré que l'adaptation des paramètres du réglage par retour d'état conduit à une amélioration appréciable des performances du réglage aussi bien lors de la variation de la consigne que celle de la perturbation. En plus, ce réglage présente l'avantage d'être d'une implémentation simple dans une commande par ordinateur.

REFERENCES:

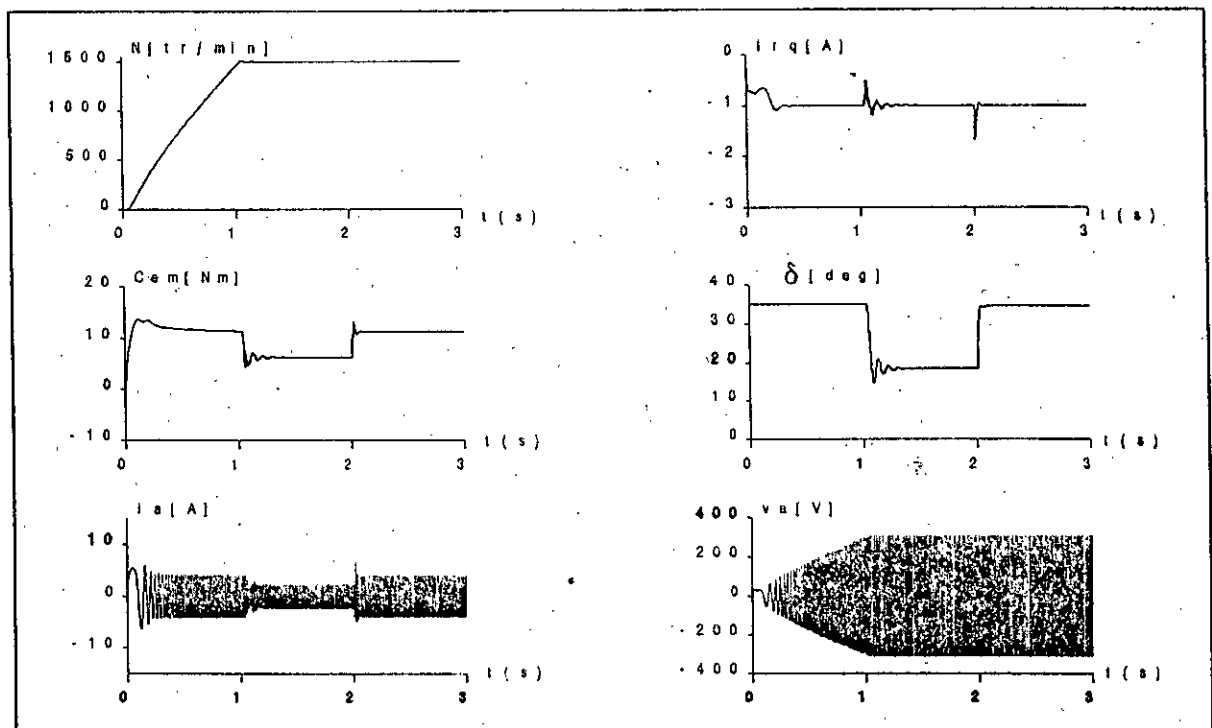
- [1] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives", Prentice-Hall, 1986.
- [2] W.Leonhard, "Control of electrical drives", Springer Verlag, 1990.
- [3] B.Robyns, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones", Séminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable, Rabat, 1992.
- [4] A.Boumediène, "Etude par simulation numérique du réglage échantillonné par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.
- [5] M.F.Khène, M.S.Boucherit & L.Nezli, "Simulation study of a cascade state-feedback control of a CSI-SCSM", IMACS-TC1'93 conference, Montréal, 1993.
- [6] M.Fadel, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I.", Thèse de Doctorat, INPL, Toulouse, 1988.
- [7] A.Boumediène, M.S.Boucherit & L.Nezli, "Réglage numérique par retour d'état d'une MSA alimentée en tension", CMSES'94 conference, Skikda, 1994.
- [8] H.Bühler, "Réglages échantillonnés; Vol.2: Traitement dans l'espace d'état", Presses Polytechniques Romandes, 1983.



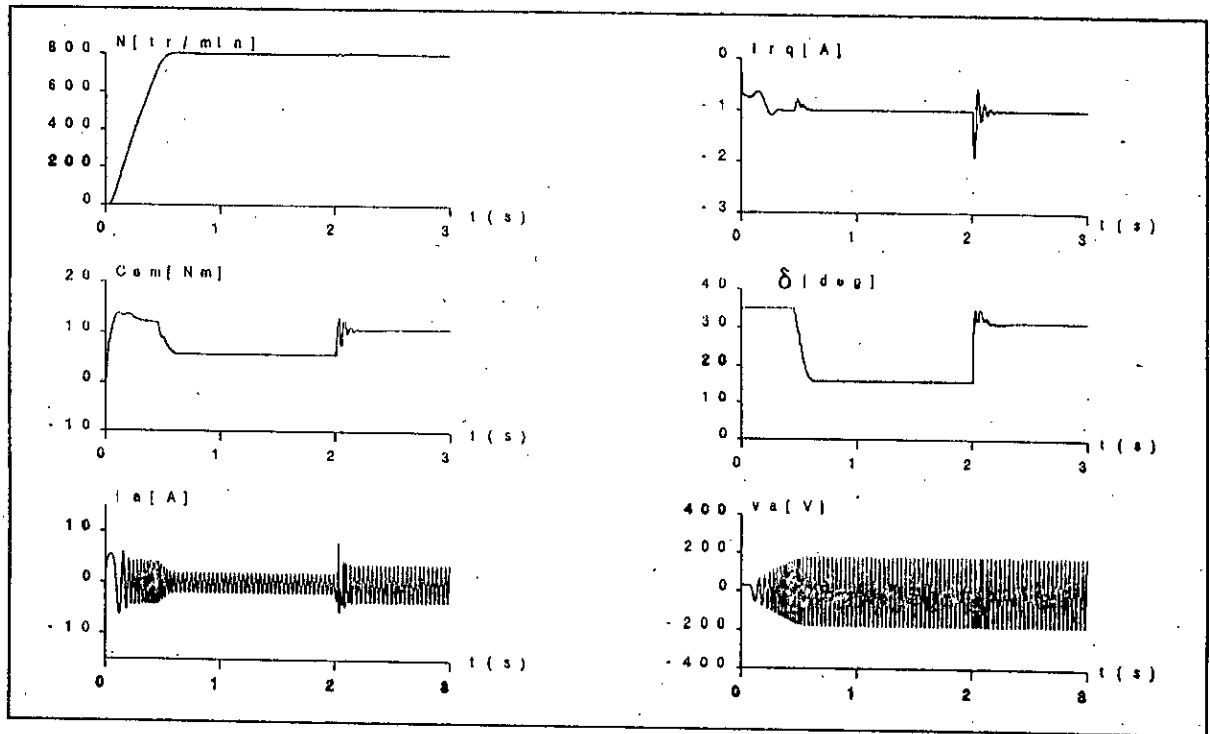
(a)

(b)

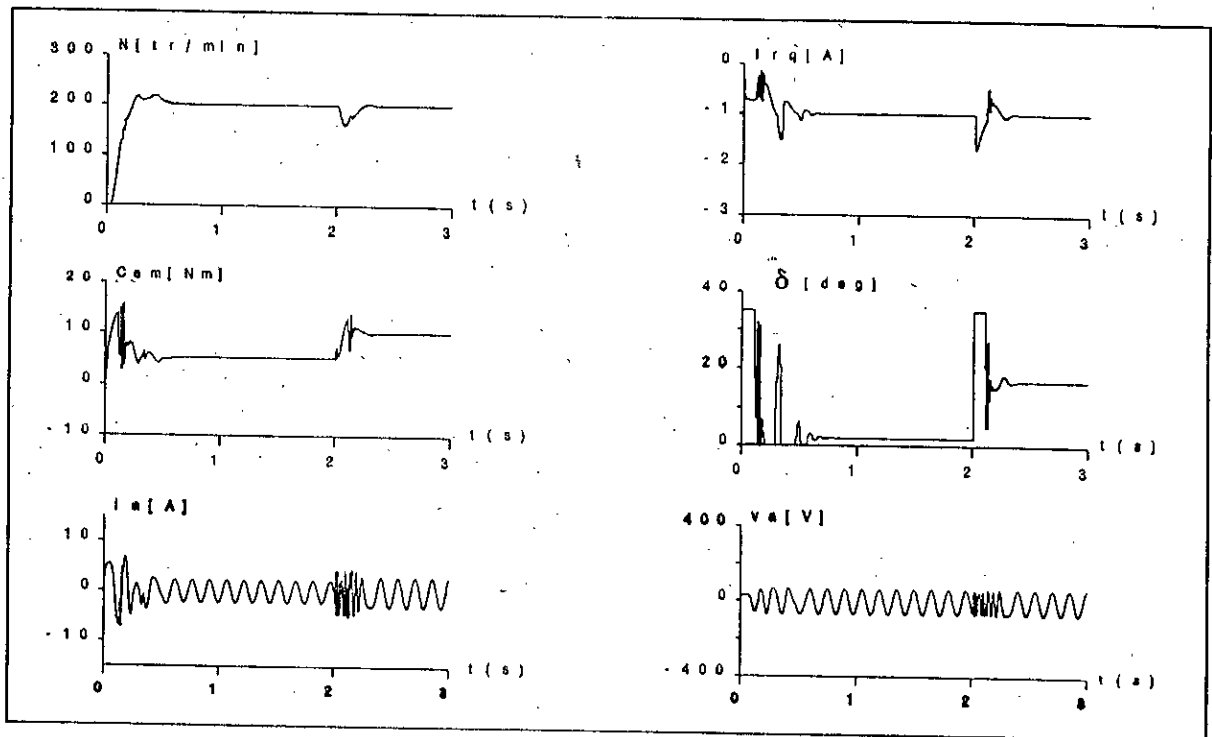
3 Résultats de simulation lors du réglage sans adaptation. (a) Faible consigne de vitesse. (b) Grande consigne de vitesse.



4 Résultats de simulation lors du réglage avec adaptation des paramètres ($N = 1500$ tr/mn).



5 Résultats de simulation lors du réglage avec adaptation des paramètres ($N = 800$ tr/mn).



6 Résultats de simulation lors du réglage avec adaptation des paramètres ($N = 200$ tr/mn).

CHAPITRE 6

COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC PILOTAGE VECTORIEL

L'avènement des calculateurs dans les boucles de réglage, ajoutée à l'évolution technologique importante de l'électronique de puissance et de l'électronique de réglage, ont suscité ces dernières décennies une grande mutation dans les entraînements électriques à vitesse et position variable. En effet, ils ont permis la mise en oeuvre pratique de techniques de commande très performantes. En effet, les processus industriels, qui exigent très souvent des variations de vitesse et de position à très hautes performances, nécessitent l'utilisation des machines électriques à commande aussi performantes.

A l'heure actuelle, les travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines électriques s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de l'automatique à la machines synchrone et asynchrone [133],[141],[151],[186],[190].

Après avoir appliqué le réglage par retour d'état échantillonné à la MSA alimentée en courant, puis à la MSA alimenté en tension, nous appliquons maintenant cette commande optimale à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. Cette orientation du champs avec réglage du flux rotorique est utilisée pour arriver à un modèle simplifié de la machine. En effet, ces dernières années, l'orientation du champs (la commande vectoriel) s'est avérée une approche très importante dans la commande des machines à courant alternatif, car elle permet de simplifier le modèle non linéaire et couplé du moteur asynchrone à un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu [21],[49],[56],[68],[132],[141],[172],[184],[185],[186],[202].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'application de la commande optimale par retour d'état échantillonnée à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. Il est présenté deux articles:

- "Commande optimale échantillonnée: application à un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel" [27],
- "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel" [28].

COMMANDE OPTIMALE ECHANTILLONNEE : application à un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel

M.S. BOUCHERIT[†], A. HAMDANI[†], A. AZZI[†], W. KOCZARA^{**}

[†]Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
Ecole Nationale Polytechnique
10 Ave. Pasteur, H. Badi, El Harrach
Alger, ALGERIE.

^{**}Power Electronics Laboratory
ISEP, Politechnika Warszawska
75, ul. Koszikowa
Warszawa, POLSKA.

RESUME: Cet article concerne l'application des méthodes modernes de l'automatique à la commande des machines électriques. Il est proposé une commande optimale par retour d'état échantillonnée d'un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel. C'est une étude par simulation numérique en temps réel du réglage de la vitesse du moteur asynchrone.

1. INTRODUCTION

Grace aux développements technologiques de la micro-électronique, les techniques modernes de commande sont de plus en plus appliquées à la commande des processus industriels. Actuellement, ces techniques de l'automatique moderne commencent à remplacer les méthodes classiques dans la commande des systèmes électriques (systèmes très rapides). Par ailleurs, ces dernières années, le domaine de l'orientation du champ (la commande vectoriel) s'est avéré aussi une approche très importante dans la commande des machines à courant alternatif [1],[2],[3],[4], et [5]. Ainsi, nous nous intéressons à l'application de la commande optimale par retour d'état échantillonnée au moteur asynchrone avec pilotage vectoriel.

Il est présenté dans cet article, dans un premier lieu, les lignes directrices pour aboutir à la structure de réglage, le modèle de la machine avec pilotage vectoriel, et les résultats de synthèse. Enfin, nous simulons le fonctionnement de la machine munie du réglage, puis à partir des résultats de cette simulation nous faisons une analyse des performances.

2. STRUCTURE DE REGLAGE

La structure de commande optimale adoptée est un réglage par retour d'état échantillonné basée sur la minimisation d'un critère quadratique [6],[7],[8]. Ce critère est choisi de façon à aboutir à une structure de réglage qui assure une commande optimale lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbations. Il est défini par:

$$I = e^T(k) Q_e e(k) + x_R^T(k) Q_R x_R(k) + \sum_{k=0}^{N-1} (e^T(k) Q_e e(k) + x_R^T Q_R x_R(k) + u^T R u(k))$$

où $u(k)$, et $e(k)$ représentent respectivement les vecteurs de commande et l'écart de réglage, tandis que x_R représente l'état du régulateur intégrateur introduit pour éliminer l'écart de réglage. Les matrices de pondération sont des matrices carrées définies positives.

La minimisation du critère adopté, en faisant appel au principe d'optimisation de Bellman, abouti à la loi de commande optimale suivante [6],[7],[8]:

$$u(k) = - K X(k) + K_W w(k) - K_V v(k)$$

où les coefficients de réglage, pour la solution stationnaire, sont donnés par [7]:

$$K = (H^T P H + R)^{-1} H^T P F$$

$$K_W = (H^T P H + R)^{-1} H^T (S - P H_W)$$

$$K_V = (H^T P H + R)^{-1} H^T (S - P H_V)$$

avec la condition que la matrice $(H^T P(n-j+1) + R)$ soit régulière. Les matrices F , H_W , et H_V définissent les équations d'état du système muni du régulateur intégrateur, tandis que la matrice $P(n-j+1)$ est donnée par l'équation de RICATTI échantillonnée [7].

Ainsi, la structure optimale du réglage par retour d'état échantillonné est [6],[7],[8]:

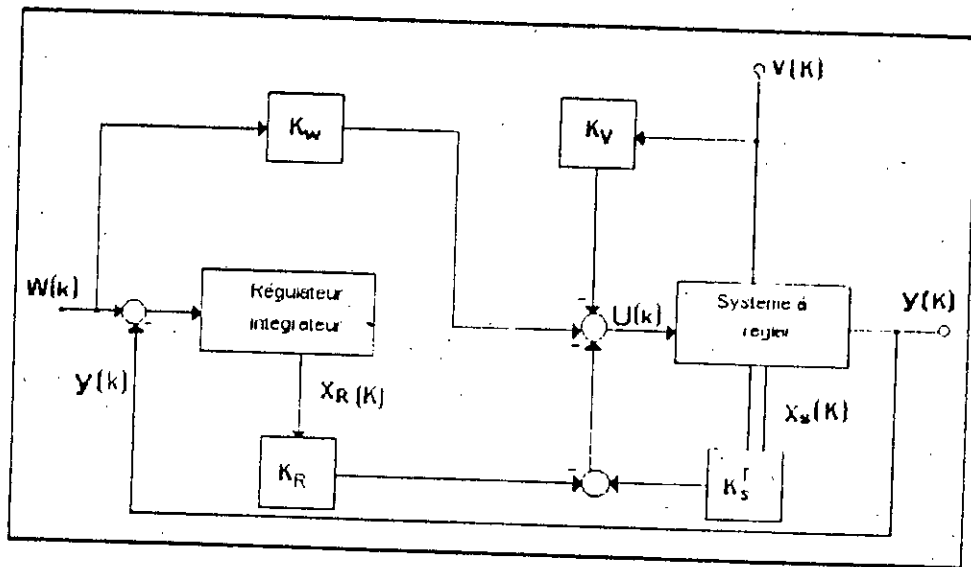


Figure 1. Structure optimale de réglage.

3. MODELE DE LA MACHINE

Le modèle de Park du moteur asynchrone dans un référentiel généralisé d-q, en imposant un flux rotorique nul, est donné par le système d'équations suivantes [3],[4],[5]:

$$U_d = R_s \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{rd}}{dt} - w \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sc}$$

$$U_q = w \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + R_s \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + w \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{rd}$$

$$M \cdot i_{sd} = \phi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_{rd}}{dt}$$

$$w = \sigma \cdot w_m + M \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sc}}{\phi_{rd}}$$

$$T_{en} = \sigma \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{rd} \cdot i_{sq}$$

avec: $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$

En adoptant les notations suivantes:

$$\hat{\zeta}_s = L_s/R_s, \quad \text{et} \quad \hat{\zeta}_r = L_r/R_r$$

$U_n = 110\text{V}$, $P_n = 0,25\text{kW}$, $N_n = 1800$ Tours/mn,
 $J = 4 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$, $K = 2,5 \cdot 10^{-2} \text{ Nms}$, $R_s = 1,9 \Omega$, $R_r = 1,7 \Omega$
 $L_s = 0,1157 \text{ H}$, $L_r = 0,1154 \text{ H}$, $M = 0,1126 \text{ H}$.

En adoptant les facteurs de pondération suivants:
 $R = 10$, $Q_p = 3$, et $Q_v = 1$;
 le dimensionnement du réglage a donné:

$$K^T = [-10^{-3} \quad 37 \cdot 10^{-4} \quad -10^{-3}], \quad K_v = -0.0104, \quad K_p = -0.0044.$$

Enfin, il est simulé le démarrage à vide de la machine avec introduction puis élimination d'une perturbation de charge lorsque le régime permanent est établi. Les résultats obtenus en simulation (Figure 4.) montrent le comportement de la vitesse, du courant et de la tension.

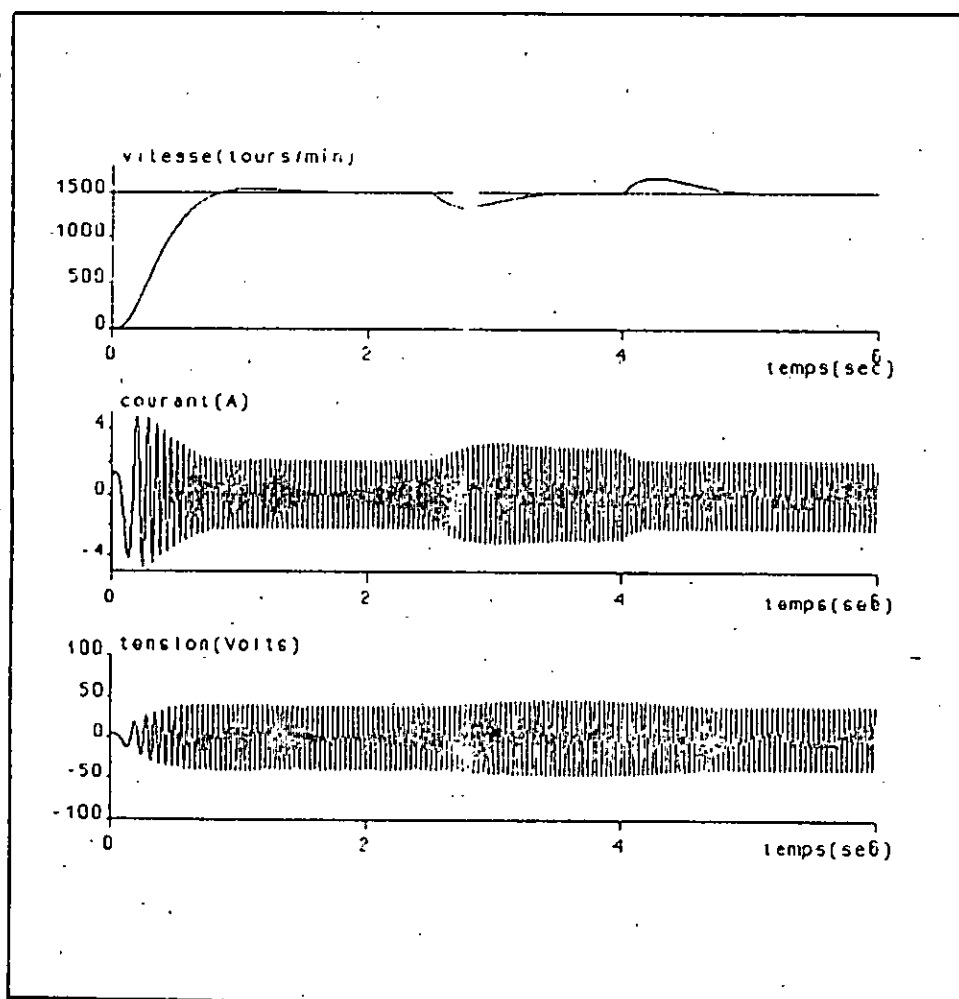


Figure 4. Résultats de simulation

5. CONCLUSION

Les résultats de simulation obtenus montrent que le réglage par retour d'état appliqué au moteur asynchrone présente des performances très satisfaisantes aussi bien lors d'une variation de consigne que celle d'une perturbation.

Ce réglage présente aussi l'avantage d'avoir des résultats meilleurs que ceux obtenus par les réglages classiques, dans le cas de la machine asynchrone.

REFERENCES:

- [1] M.Pietrzak-david, B.de Fornel, "comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle" Journées SEE, Lille, France, Dec. 1992.
- [2] G.A.Capolino, H.Henao, V.T.Nguyen Phuoc, "Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction" Journées SEE, Lille, France, Dec. 1992.
- [3] B.Robyns, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones" Séminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable, Rabat, Maroc, 1992.
- [4] B.Robyns, F.Labrique, H.Buyse, "Position tracking control with an induction actuator using poles placement and decoupling rotate feedback" IMACS Symposium, Casablanca, Maroc, 1991.
- [5] J.Dente, R.Faria, F.Labrique, B.Robyns, "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator" IMACS-TC1 90, Nancy, France, 1990.
- [6] M.S.Boucherit, H.Chekireb, "Etude par simulation de la commande optimale par retour d'état avec observateur d'un moteur à courant continu" Modelling, measurement & control, A, AMSE Press, Vol. 44, Nr 2, 1992, pp 57-64.
- [7] H.Buhler, "Réglages échantillonnés; Vol.2: Traitement dans l'espace d'état" Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1983.
- [8] P.J.Riedo, "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone" Thèse de Doctorat Es Sciences, EPFL, Lausanne, Suisse, 1985.

ETUDE PAR SIMULATION DU REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC PILOTAGE VECTORIEL

M.S. BOUCHERIT, A. HAMDANI, A. AZZI, N.K.M'SIRDI*, W.KOCZARA**

Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
Dépt. de Génie Electrique, ENP
10 Ave Pasteur, El Harrach, Alger
Fax: (213) (2) 76 09 66 - Algérie

* Laboratoire de Robotique de Paris
10-12 Ave de l'Europe
Velizy-Villacoublay, France

** Laboratoire de Commande et d'Electronique Industrielle
ISEP, Politechnika Warszawska
75, ul. Koszikowa, Warszawa, Pologne

Résumé: Cet article est consacré à l'application des techniques de l'automatique moderne pour la commande des machines électriques. C'est une étude par simulation de la commande par retour d'état échantillonnée d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel.

1. INTRODUCTION

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrone aussi performantes que les machines à courant continu. En effet, face aux limites de la machine à courant continu, la simplicité de construction, la robustesse et le faible cout du moteur asynchrone ont toujours attiré les chercheurs [1],[2].

Depuis quelques années, les différentes recherches et investigations ont abouti à un contrôle du moteur asynchrone qui rend cette machine équivalente à un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple, deux variables essentielles du réglage, sont découplés puis commandées indépendamment. C'est le pilotage vectoriel de la machine asynchrone. Actuellement, le moteur asynchrone détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence

sérieusement son homologue synchrone, en couvrant des plages de puissance qui varient de quelques centaines de watts à quelques mégawatts [1],[2],[3],[4],[5].

A l'heure actuelle, les travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines électriques s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de l'automatique à la machines synchrone et asynchrone. Ces techniques de l'automatique, qui évoluent continuellement d'une façon vertigineuse, permettent d'aboutir à des processus industriels de très haute qualité.

Cet article est consacré à l'application du réglage par retour d'état à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. Il est présenté, dans un premier lieu, la structure de réglage par retour d'état, la modélisation de l'actionneur avec pilotage vectoriel et la synthèse de la commande. Enfin, il est simulé le fonctionnement de la machine dotée des deux réglages. Des résultats obtenus par cette simulation, nous faisons une analyse des performances.

2. STRUCTURE DE REGLAGE

La structure de commande optimale adoptée est un réglage par retour d'état échantillonné basée sur la minimisation d'un critère quadratique [6],[7],[8]. Ce critère est choisi de façon à aboutir à une structure de réglage qui assure une commande optimale lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbations. Il est défini par [7],[9],[10]:

$$I = e^T(N) Q_s e(N) + x_R^T(N) Q_R x_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} (e^T(k) Q_e e(k) + x_R^T Q_R x_R(k) + u^T R u(k))$$

où $u(k)$, et $e(k)$ représentent respectivement les vecteurs de commande et l'écart de réglage, tandis que x_R représente l'état du régulateur intégrateur introduit pour éliminer l'écart de réglage. Les matrices de pondération sont des matrices carrées définies positives.

La minimisation du critère adopté, en faisant appel au principe d'optimisation de Bellman, abouti à la loi de commande optimale suivante [6],[7],[8],[9],[10]:

$$u(k) = - K x(k) + K_w w(k) + K_v v(k)$$

Ainsi, la structure optimale du réglage par retour d'état échantillonné est [6],[7],[8]:

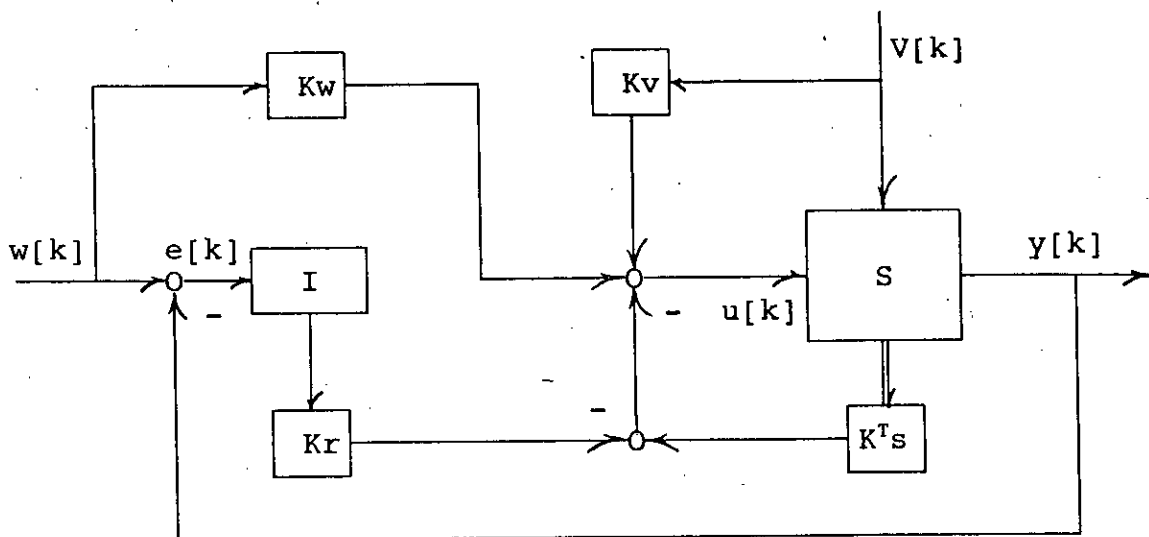


Figure 1. Structure optimale de réglage.

3. MODELE DE LA MACHINE

Le modèle de Park du moteur asynchrone dans un référentiel généralisé d-q, en imposant un flux rotorique nul, est donné par le système d'équations suivantes [3],[4],[5]:

$$\begin{aligned}
 U_d &= R_s \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{rd}}{dt} - w \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \\
 U_q &= w \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + R_s \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + w \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{rd} \\
 M \cdot i_{sd} &= \phi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\
 w &= \sigma \cdot w_m + M \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\phi_{rd}} \\
 T_{em} &= \sigma \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_{rd} \cdot i_{sq} \\
 \text{avec: } \sigma &= 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}
 \end{aligned}$$

En adoptant les notations suivantes:

$$\tau_s = L_s / R_s, \quad \text{et} \quad \tau_r = L_r / R_r$$

et à partir des équations de l'actionneur asynchrone, nous pouvons établir le schéma fonctionnel suivant [3],[4],[5]:

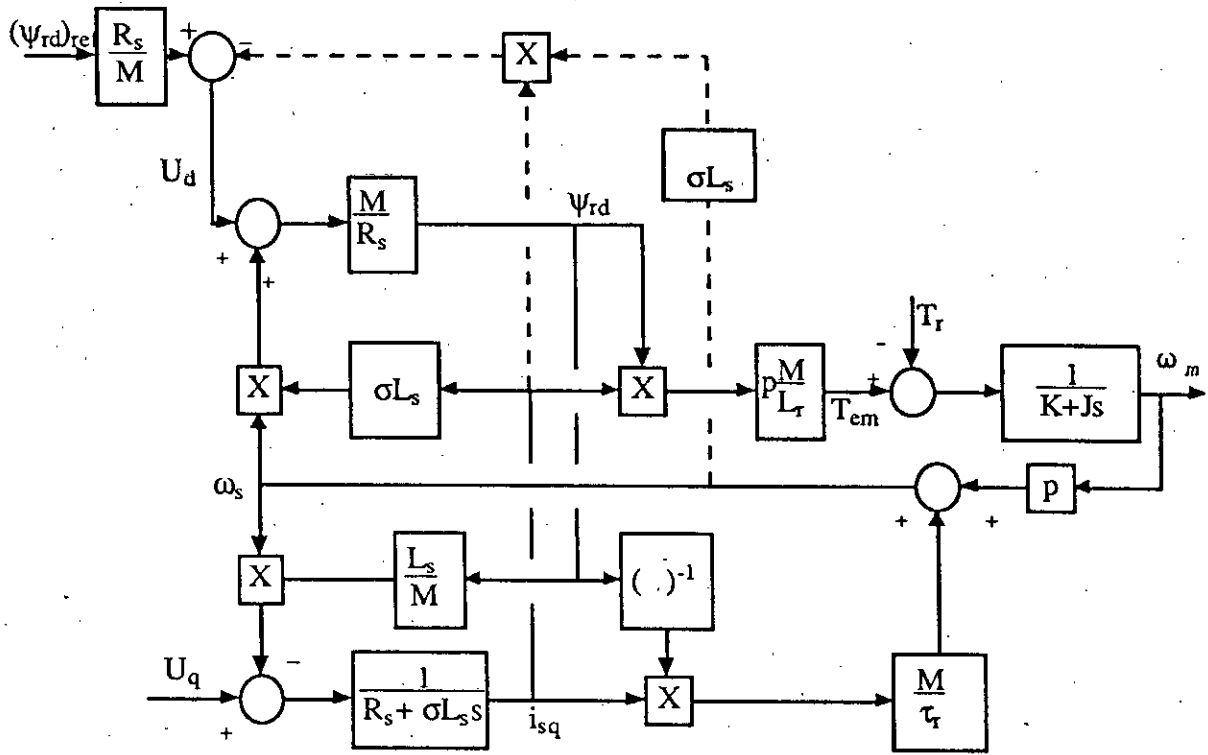


Figure 2. Schéma fonctionnel de l'actionneur.

Le contrôle du flux rotorique (en pointillés), par l'action sur la tension u_d telle que [3],[4],[5]:

$$u_d = \frac{R_s}{M} (\phi_{rd})_{ref} - \omega \sigma L_s i_{sq}$$

aboutit au schéma fonctionnel simplifié de l'actionneur:

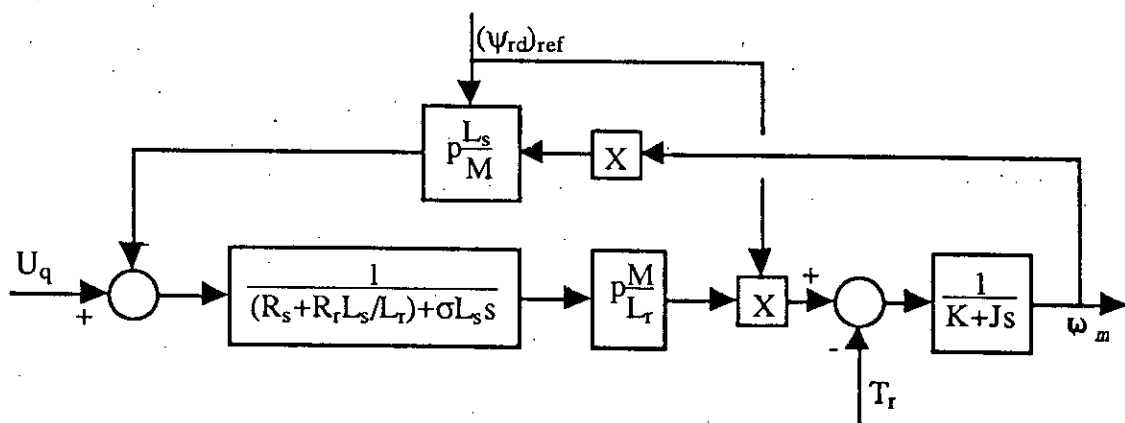


Figure 3. Schéma simplifié de l'actionneur.

4. SIMULATION

Cette partie est consacrée aux équations d'état du système, à la synthèse du réglage et à la simulation. Cette simulation est effectuée sur une machine définie par les données suivantes:

$U_n = 110\text{V}$, $P_n = 0,25\text{kW}$, $N_n = 1800 \text{ Tours/mn}$,
 $J = 4 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$, $K = 2,5 \cdot 10^{-4} \text{ Nms}$, $R_s = 1,9 \omega$, $R_r = 1,7 \omega$
 $L_s = 0,1157 \text{ H}$, $L_r = 0,1154 \text{ H}$, $M = 0,1126 \text{ H}$.

4.1 Equations d'état du système à régler

A partir du schéma fonctionnel (Figure 3), qui représente le modèle simplifié de l'actionneur asynchrone, nous écrivons les équations d'état du système à régler:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{sq} \\ \dot{\omega}_m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_e} & -A_1 \\ A_2 & -\frac{1}{T_m} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sq} \\ \omega_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{T_t} \\ 0 \end{pmatrix} u_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{pmatrix} C_R$$

avec:

$$T_e = \frac{\sigma L_s}{R_s + \frac{L_s R_r}{L_r}} ; \quad T_m = \frac{J}{K} ; \quad T_t = \sigma L_s ; \quad A_1 = \frac{\phi_{rd}}{\sigma M} ; \quad A_2 = \frac{M \phi_{rd}}{J L_r}$$

4.2 Dimensionnement du réglage

Afin d'obtenir des performances satisfaisantes, il est indispensable de faire un choix des pôles du système global en boucle fermée [6],[7],[8],[10]. En adoptant une imposition des pôles qui assure un amortissement relatif optimal, nous avons étudié l'influence du choix des pôles sur les performances du réglage de l'actionneur, en traçant les réponses indicielles du système en boucle fermée [7].

Pour le choix des pôles, que nous avons adopté à partir des réponses indicielles du système global en boucle fermée:

$$z_{1,2} = 0,71 \pm j 0,22 ; \quad z_3 = 0,71$$

la détermination des coefficients de réglage k^T , k_w , et k_v a donné:

$$k^T = [0,004 \quad 0,012 \quad -0,002], \quad k_w = 0,007, \quad \text{et} \quad k_v = 2,26$$

4.3 Résultats de simulation

Il est simulé le démarrage à vide de la machine avec introduction, puis élimination, d'une perturbation de charge lorsque le régime permanent est établi. Les résultats obtenus en simulation (Figure 4.) montrent le comportement de la vitesse,

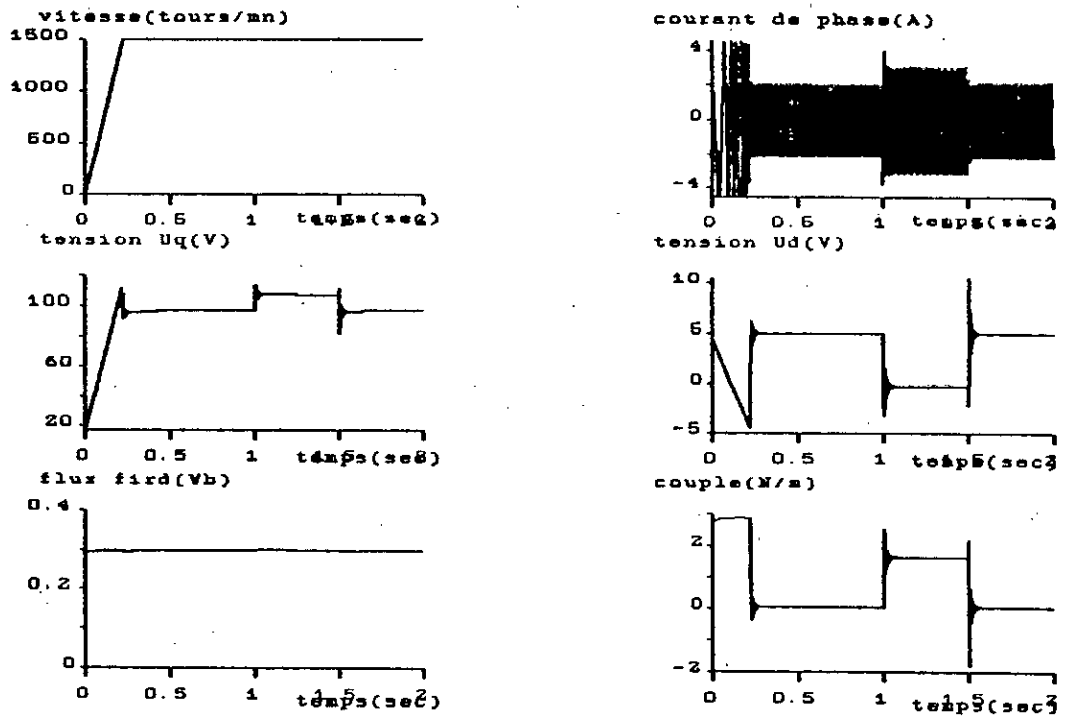


Fig. 4 Résultats de simulation lors d'un démarrage avec variation de la perturbation de charge.

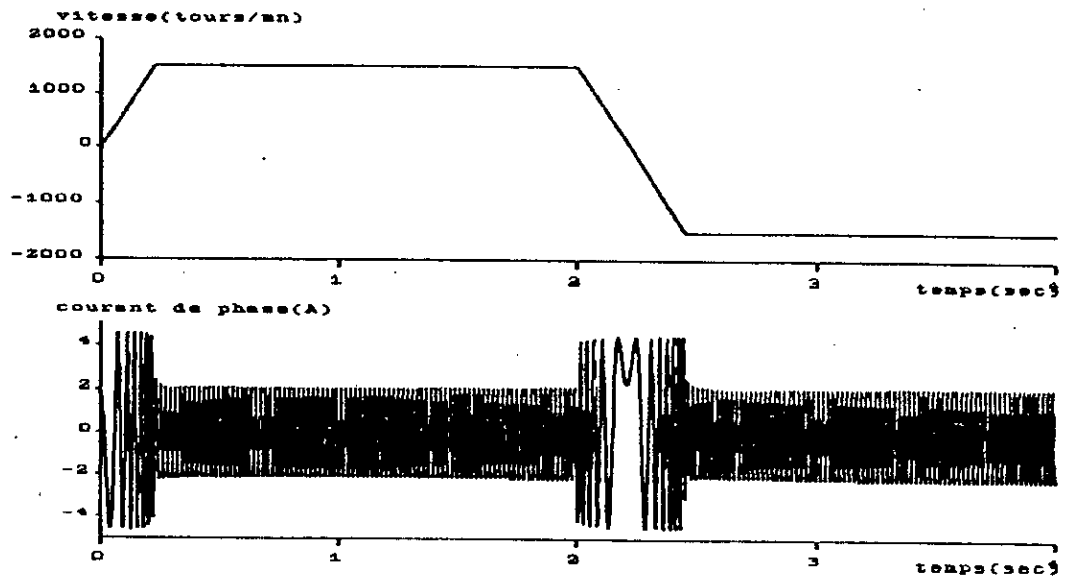


Fig. 5 Résultats de simulation lors d'une inversion du sens de rotation de l'actionneur.

du courant de phase, des tensions u_d et u_q , du flux et du couple.

La figure 5. présente le comportement de la machine lors d'une inversion du sens de rotation.

5. CONCLUSION

Les résultats de simulation obtenus montrent que le réglage adopté pour la commande de la vitesse de l'actionneur asynchrone présente des performances très satisfaisantes aussi bien lors des grandes variations de consigne que celle d'une perturbation.

Ce réglage présente aussi l'avantage d'avoir des résultats meilleurs que ceux obtenus par les réglages classiques, dans le cas de l'actionneur asynchrone.

REFERENCES:

- [1] M.Pietrzak-david, B.de Fornel, "comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle" Journées SEE, Lille, France, Dec. 1992.
- [2] G.A.Capolino, H.Henao, V.T.Nguyen Phuoc, "Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction" Journées SEE, Lille, France, Dec. 1992.
- [3] B.Robyns, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones" Séminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable, Rabat, Maroc, 1992.
- [4] B.Robyns, F.Labrique, H.Buyse, "Position tracking control with an induction actuator using poles placement and decoupling rotate feedback" IMACS Symposium, Casablanca, Maroc, 1991.
- [5] J.Denté, R.Faria, F.Labrique, B.Robyns, "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator" IMACS-TCl 90, Nancy, France, 1990.
- [6] M.S.Boucherit, H.Chekireb, "Etude par simulation de la commande optimale par retour d'état avec observateur d'un moteur à courant continu" Modelling, measurement & control, A, AMSE Press, Vol. 44, Nr 2, 1992, pp 57-64.
- [7] H.Buhler, "Réglages échantillonnés; Vol.2: Traitement dans l'espace d'état" Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1983.
- [8] P.J.Riedo, "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone" Thèse de Doctorat Es Sciences, EPFL, Lausanne, Suisse, 1985.
- [9] M.S.Boucherit, A.Hamdani, A.Azzi, W.Koczara, "Commande Optimale Echantillonnée: application à un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel", Colloque National en Analyse Mathématique Appliquée, CNAMA'93, Constantine, Algérie, Nov. 1993.
- [10] M.F.Khene, M.S.Boucherit, L.Nezli: "Simulation study of cascade state-feedback control of a CSI-SCSM" IMACS-TCl'93, Montreal, Canada, Juillet 1993.

CHAPITRE 7

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC PILOTAGE VECTORIEL

Grâce aux développements de l'électronique de puissance et de l'électronique de réglage, la commande des machines à courant alternatif a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences technologiques actuelles nécessitent l'introduction croissante des techniques de réglage de plus en plus performantes dans la conduite des entraînements électriques à vitesse et position variables. Ainsi, la recherche dans ce domaine s'oriente vers l'introduction des techniques de l'automatique moderne dans la commande des machines à courant alternatif [19],[22],[49],[86],[133],[141],[184],[186].

La commande prédictive est une technique de commande relativement récente qui n'a connu un réel essor que depuis quelques années grâce aux travaux de D.W.Clarke et son équipe [60],[65],[150]. En effet, V.Peterka (en 1984) introduisit un prédicteur dans le calcul de la commande [170]; puis D.W.Clarke (en 1987) développe un nouvel algorithme qu'il appelle commande prédictive généralisée (GPC: Generalised Predictive Control) [65],[66]. C'est une commande basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fuyant (Receding Horizon). Elle a été adoptée pour sa capacité à surmonter les contraintes telles que: les retards inconnus ou variables dans le temps, les paramètres variables, et l'ordre variable ou mal connu. Cette nouvelle approche a été appliquée aux procédés chimiques, thermiques et en robotique (bras manipulateurs) [17],[60],[205]. Actuellement, elle commence à être appliquée dans le réglage des procédés électriques [10],[11],[12],[16],[23],[24],[86],[208],[211].

Dans ce chapitre, nous menons une étude sur la commande prédictive généralisée appliquée pour le réglage de la vitesse d'un actionneur asynchrone muni du pilotage vectoriel. Il est présenté d'abord, les idées directrices de la commande prédictive généralisée. L'application de la commande à l'actionneur avec le choix des paramètres de réglage, sont suivis de la simulation du fonctionnement en temps réel de l'ensemble: Actionneur asynchrone - Pilotage vectoriel -Commande Prédictive Généralisée. L'étude est menée par simulation en utilisant le modèle linéaire puis le

modèle non linéaire de l'actionneur doté du pilotage vectoriel. Enfin, à partir des résultats obtenus, nous faisons une analyse des performances.

7.1. COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

7.1.1. Prédiction de la sortie

La commande prédictive généralisée est une technique de commande qui s'applique aux systèmes linéaires. Elle utilise un modèle paramétrique du type CARIMA [3],[60],[65],[211]:

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + \frac{C(q^{-1})\xi(t)}{\Delta} \quad (7.1)$$

La commande prédictive généralisée est une commande basée sur la prédiction d'un ensemble de sortie sur un horizon supérieur au retard. L'écriture de l'équation (7.1) pour l'instant $(t+j)$, telle que $C(q^{-1}) = 1$, donne [60],[65],[211]:

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t+j-1) + \frac{\xi(t+j)}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \quad (7.2)$$

où: - $\Delta(q^{-1}) = \Delta = 1 - q^{-1}$: opérateur de différence,
 - $q^{-1}B(q^{-1})/A(q^{-1})$: Fonction de transfert relative à la sortie et à la commande.
 - $1/A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$: Fonction de transfert relative à la sortie et à la perturbation aléatoire $\xi(t)$

Le terme $1/A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$ peut être décomposé en deux parties. Cette décomposition est obtenue à l'aide de l'algorithme d'Euclide qui permet d'effectuer la division, jusqu'à l'ordre j , de 1 par le polynôme $A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$, soit [60],[65]:

$$\frac{1}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} = E_j(q^{-1}) + q^{-j} \frac{F_j(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \quad (7.3)$$

Les polynômes E_j et F_j sont définis de manière unique et sont de degrés respectifs $(j-1)$ et $\deg[A(q^{-1})]$, où j est le pas de prédiction [60],[65]. Ces polynômes sont de la forme:

$$E_j(q^{-1}) = e_{j,0} + e_{j,1} q^{-1} + \dots + e_{j,j-1} q^{-j+1}$$

$$F_j(q^{-1}) = f_{j,0} + f_{j,1} q^{-1} + \dots + f_{j,n_a} q^{-n_a}$$

tandis que l'équation (7.3) peut se mettre sous la forme:

$$E_j(q^{-1}) A(q^{-1}) \Delta(q^{-1}) + q^{-j} F_j(q^{-1}) = 1 \quad (7.4)$$

En utilisant l'équation (7.2) et en remplaçant $E_j A(q^{-1}) \Delta(q^{-1})$ par l'expression définie à partir de (7.4), $y(t+j)$ devient [60],[65]:

$$y(t+j) = E_j(q^{-1}) B(q^{-1}) \Delta(q^{-1}) u(t+j-1) + F_j(q^{-1}) y(t) + E_j(q^{-1}) \xi(t+j) \quad (7.5)$$

Ainsi, la minimisation de l'erreur de prédiction au sens des moindres carrés, aboutit à la détermination du prédicteur optimal compte tenu des informations disponibles à l'instant t et les instants précédents. Le prédicteur est donné par [12],[60],[65]:

$$\hat{y}(t+j/t) = G_j(q^{-1}) \Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1}) y(t) \quad (7.6)$$

avec:
$$G_j(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) B(q^{-1})$$

Remarque: Le calcul du prédicteur nécessite la connaissance des polynômes $E_j(q^{-1})$ et $F_j(q^{-1})$ qui représentent la solution de l'équation Diophantine (7.4), dont la méthode de résolution récursive est présentée en détail dans les travaux de D.W.Clarke.

8.1.2 Loi de commande

L'objectif de la commande est de prédire la variable de sortie du procédé sur un intervalle de temps futur (horizon de prédiction) en utilisant les informations disponibles dans le présent.

La loi de commande relative à la GPC est le résultat de la minimisation d'un critère de performance de la forme [60],[65]:

$$J(N1, N2, NU, t) = E \left\{ \sum_{j=N1}^{N2} [y(t+j) - W(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{NU} \lambda(j) [\Delta(q^{-1}) u(t+j-1)]^2 \right\} \quad (7.7)$$

- ▶ $E\{.\}$ est l'espérance mathématique.
- ▶ $W(t+j)$ est une séquence de référence.
- ▶ j est l'horizon de prédiction.
- ▶ $N1$ est l'horizon minimum de prédiction.
- ▶ $N2$ est l'horizon maximum de prédiction.

- ▶ NU l'horizon de commande.
- ▶ $\lambda(j)$ est la pondération de la commande.

Le développement de l'expression de la sortie (7.5), aux instants $t+j$, conduit à:

$$y(t+1) = G_1(q^{-1})\Delta u(t) + F_1(q^{-1})y(t) + E_1(q^{-1})\xi(t+1)$$

$$y(t+2) = G_2(q^{-1})\Delta u(t+1) + F_2(q^{-1})y(t) + E_2(q^{-1})\xi(t+2)$$

⋮

$$y(t+N_2) = G_{N_2}(q^{-1})\Delta u(t+N_2-1) + F_{N_2}(q^{-1})y(t) + E_{N_2}(q^{-1})\xi(t+N_2)$$

En observant $y(t+j)$ nous constatons qu'il est composé de trois termes; le premier dépend des actions de commandes futures, le second dépend des signaux mesurés à l'instant t et le dernier dépend des signaux de bruit futurs.

La sortie prédite aux instants futurs, peut s'écrire aussi sous la forme matricielle suivante [60],[65]:

$$\begin{bmatrix} y(t+N_1) \\ y(t+N_1+1) \\ \vdots \\ y(t+N_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{N_1-1} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ g_{N_1} & g_{N_1-1} & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdot & \cdot & g_{N_1-1} & \cdot \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u(t) \\ \Delta u(t+1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N_2-1) \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} (G_{N_1} - g_{N_1-1})\Delta u(t) + F_{N_1}y(t) \\ q(G_{N_1+1} - g_{N_1-1} - g_{N_1}q^{-1})\Delta u(t) + F_{N_1+1}y(t) \\ \vdots \\ q^{N_2-1}(G_{N_2} - g_{N_1-1} \dots - g_{N_2-1}q^{-(N_2-1)})\Delta u(t) + F_{N_2}y(t) \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

ce qui conduit à la forme condensée suivante [60],[65]:

$$\hat{Y} = G \hat{u} + f \quad (7.9)$$

où les vecteurs \hat{y} , \hat{u} et f sont de dimension $(N_2 - N_1 + 1 \times 1)$ tels que:

$$\hat{Y} = [\hat{y}(t+N_1), \hat{y}(t+N_1+1) \dots \hat{y}(t+N_2)]^T$$

$$\tilde{u} = [\Delta u(t), \Delta u(t+1), \dots, \Delta u(t+N2-1)]^T$$

$$f = [f(t+N1), f(t+N1+1) \dots f(t+N2)]^T$$

Ainsi pour un horizon de prédiction compris entre N1 et N2, et une séquence de coefficients de pondération constants λ le critère quadratique s'écrit [60],[65]:

$$J(N1, N2) = E \{ (\hat{Y} - W)^T (\hat{Y} - W) + \lambda \tilde{u}^T \tilde{u} \} \quad (7.10)$$

la minimisation de ce critère permet d'obtenir le vecteur de commande suivant [60],[65]:

$$\tilde{u} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (W - f) \quad (7.11)$$

En tenant compte du principe de l'horizon fuyant, seule la première commande $u(t)$ est appliquée au système [60],[65]: où g^T est la première ligne de $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$.

$$u(t) = u(t-1) + \bar{g}^T (W - f) \quad (7.12)$$

Remarque: Par l'introduction de l'horizon initial de prédiction N1 et de l'horizon de commande NU, la matrice G se réduit à la dimension $(N2-N1+1 \times NU)$.

Si l'horizon de commande NU est pris égal à un, la matrice $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$ se réduit à un scalaire dont l'inversion ne pose aucun problème. On obtient ainsi la matrice G1 qui s'écrit en fonction de N1, N2 et NU telle que [60],[65]:

$$G_1 = \begin{bmatrix} g_{N1-1} & g_{N1-2} & \dots & g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{N1} & g_{N1-1} & \cdot & \cdot & g_0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ g_{N2-1} & g_{N2-2} & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & g_{N2-NU} \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

Dans ces conditions, cette matrice remplace la matrice G dans l'expression du vecteur de commande (7.12).

7.2 MODELE PARAMETRIQUE DE L'ACTIONNEUR

A partir du schéma fonctionnel simplifié équivalent de l'actionneur asynchrone après orientation et réglage du flux (figure 2, p. 82), nous établissons un modèle entrée-sortie linéaire. La fonction de transfert qui décrit le comportement

dynamique du système est de la forme:

$$\frac{\omega_m(s)}{u_q(s)} = \frac{b'}{1 + a_1' s + a_2' s^2} \quad (7.14)$$

Où: ω_m représente la vitesse du moteur.

u_q représente la tension de commande.

Les coefficients a_1' , a_2' et b' étant définis par:

$$b' = \frac{p \frac{M}{L_r} \Psi_{rd}}{p^2 \frac{L_s}{L_r} \Psi_{rd}^2 + R_{eq} K} \quad a_1' = \frac{R_{eq} + K \sigma L_s}{p^2 \frac{L_s}{L_r} \Psi_{rd}^2 + R_{eq} K} \quad a_2' = \frac{J \sigma L_s}{p^2 \frac{L_s}{L_r} \Psi_{rd}^2 + R_{eq} K}$$

avec: $R_{eq} = R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r$

Pour la détermination du modèle discret, la factorisation en polynômes du premier ordre est nécessaire, telle que [3]:

$$F(s) = \frac{b'/a_2'}{\alpha \beta} \frac{\alpha \beta}{(s + \alpha)(s + \beta)} \quad (7.15)$$

L'échantillonnage, permet d'écrire la fonction de transfert en q^{-1} suivante [3]:

$$H(q^{-1}) = \frac{b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} \quad (7.16)$$

où les paramètres de $H(q^{-1})$ sont définis par [3]:

$$a_1 = -(e^{-\alpha T_c} + e^{-\beta T_c}) \quad b_1 = \frac{\beta (1 - e^{-\alpha T_c}) - \alpha (1 - e^{-\beta T_c})}{\beta - \alpha}$$

$$a_2 = e^{-(\alpha + \beta) T_c} \quad b_2 = \frac{-\beta (1 - e^{-\alpha T_c}) e^{-\beta T_c} + \alpha (1 - e^{-\beta T_c}) e^{-\alpha T_c}}{\beta - \alpha}$$

Dans notre cas, l'actionneur asynchrone étant caractérisé par les données suivantes [184],[185],[186]:

$$U_n = 110 \text{ V} \quad P_n = 0.25 \text{ KW} \quad N_n = 1500 \text{ tr/min}$$

$$R_s = 1.923 \text{ } \Omega \quad R_r = 1.739 \text{ } \Omega$$

$$L_s = 0.1157 \text{ H} \quad L_r = 0.1154 \text{ H}$$

$$M = 0.1126 \text{ H} \quad p = 2 \text{ (nbre de paires de pôles)}$$

$$J = 4 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2 \quad K = 2.5 \cdot 10^{-4} \text{ Nms}$$

et la période d'échantillonnage étant de 1ms, le calcul du modèle

paramétrique de l'actionneur donne [3]:

$$H(q^{-1}) = \frac{0.01039 q^{-1} + 0.0082 q^{-2}}{1 - 1.5215 q^{-1} + 0.53326 q^{-2}} \quad (7.17)$$

Par ailleurs, l'écriture de la fonction de transfert, sous une forme récursive, donnant une relation linéaire entre la vitesse de l'actionneur et la tension de commande conduit à [3]:

$$\begin{aligned} \omega_m(t) = & 1.5215 \omega_m(t-1) - 0.53326 \omega_m(t-2) \\ & + 0.01039 u_q(t-1) + 0.0082 u_q(t-2) \end{aligned} \quad (7.18)$$

7.3 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

8.3.1 Structure de réglage par GPC

A partir de la loi de commande obtenue par minimisation d'un critère de performance, et tenant compte du prédicteur, nous pouvons élaborer la structure du réglage par la GPC:

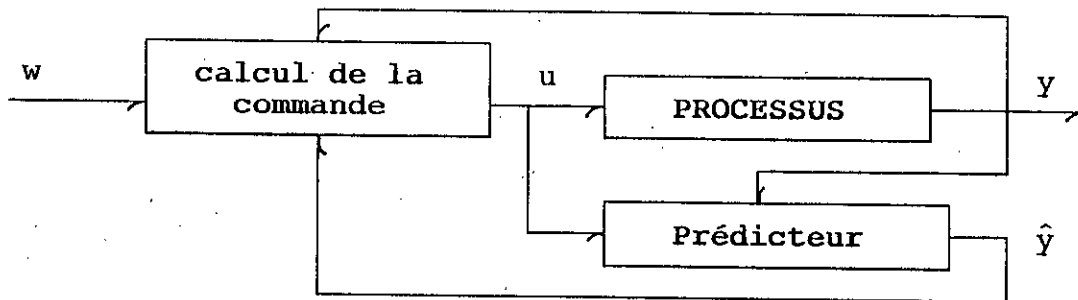


Fig 7.1 Structure de la commande prédictive généralisée.

7.3.2 Synthèse de la commande

Pour la synthèse de la commande, nous avons commencé par le calcul des paramètres de réglage qui peuvent être déterminés hors ligne [13]. La détermination des paramètres complémentaires pour le calcul de la commande définie par [13]:

$$\tilde{u} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (W - f) \quad (7.19)$$

se fait par un calcul en ligne dans le programme de commande.

7.4 SIMULATION

Les travaux, menés par simulation, ont été consacrés, dans

un premier lieu, à la simulation de l'ensemble actionneur - GPC, lorsque l'actionneur est modélisé par les équations linéaires simplifiées (Figure 2, p. 82). En plus, pour évaluer les performances dans les conditions proches du système réel, la simulation a tenu compte du modèle non linéaire (Figure 2 p. 82). Dans les deux cas, la machine est dotée du pilotage vectoriel.

Dans l'étude basée sur le modèle simplifié, il est présenté le comportement de la vitesse, de la tension de commande et du courant, en faisant varier les paramètres de réglage:

- L'horizon minimum de prédiction $N1$, (Figure 7.2.a),
- L'horizon maximum de prédiction $N2$, (Figure 7.2.b),
- L'horizon de commande NU , (Figure 7.3.a),
- Le coefficient de pondération λ , (Figure 7.3.b).

C'est une étude de l'influence des paramètres de réglage sur les performances de la commande par GPC appliquée à l'actionneur asynchrone. Il apparait des résultats obtenus que la commande par GPC a l'avantage de permettre un choix des coefficients de réglage en fonction des performances désirées. Néanmoins, nous avons constaté la nécessité d'un compromis entre la rapidité de la réponse, l'influence de la perturbation, et le pic du courant de démarrage.

Cette première simulation basée sur le modèle linéaire équivalent de l'actionneur asynchrone a permis donc un choix des paramètres de la GPC, tenant compte du compromis sus cité. Après ce choix, il est simulé le démarrage à vide de l'actionneur avec introduction puis élimination d'une perturbation de charge en régime permanent (Fig 7.4.a). La figure 7.4.b montre le comportement de l'actionneur lors d'un démarrage suivi d'inversions brusque du sens de rotation.

Pour approcher le fonctionnement réel de la machine, la simulation est fondée ensuite sur le modèle non linéaire de l'actionneur. La première simulation, qui utilise les paramètres adoptés précédemment, a conduit à une détérioration des performances. Il a été donc nécessaire de faire une deuxième étude de l'influence des paramètres de réglage sur les performances, et de corriger le choix des paramètres en fonction de ce nouveau système. Les résultats obtenus montrent que le courant est une contrainte importante qui nécessite une limitation. Pour limiter le courant deux méthodes sont étudiées:

1. La limitation du courant, en utilisant les

caractéristiques de la GPC, par action sur les paramètres de réglage (figure 7.5). Les résultats obtenus montrent que cette méthode présente une réponse très lente, lors de la variation de la consigne. En outre, l'impact de la perturbation est très important.

2. La limitation du courant par l'introduction d'un dispositif numérique dans le programme de commande. Cette technique donne les résultats figure 7.6. Enfin, nous avons constaté que cette deuxième méthode améliore les performances de la commande. En effet, elle permet d'avoir la réponse en vitesse la plus rapide en respectant la limitation du courant, ainsi qu'un meilleur rejet de la perturbation.

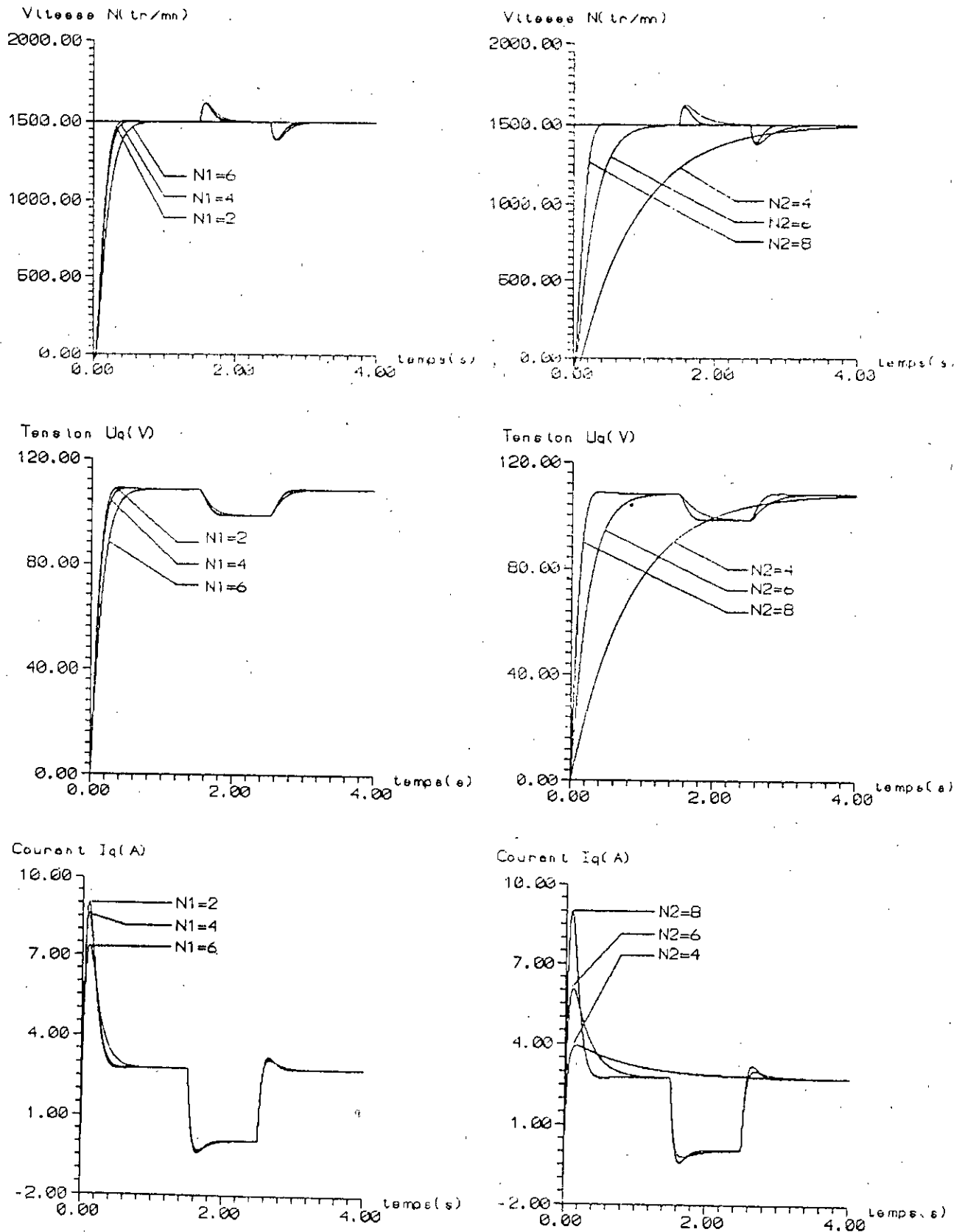
8.5 CONCLUSION.

Ces travaux ont permis l'application de la commande prédictive généralisée pour le réglage de la vitesse d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. Ceci a nécessité:

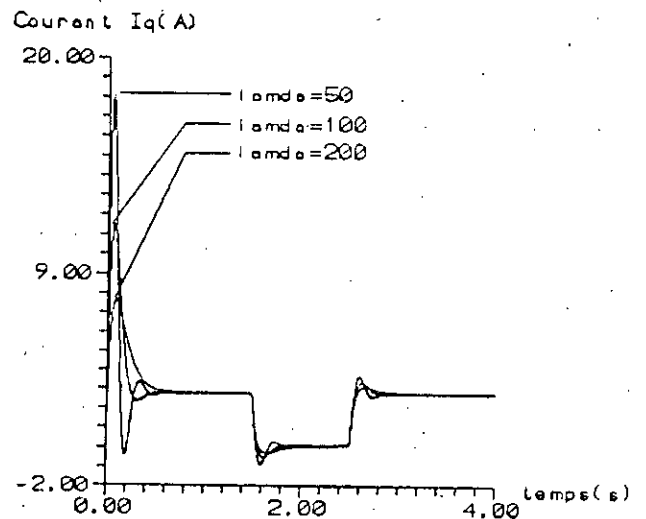
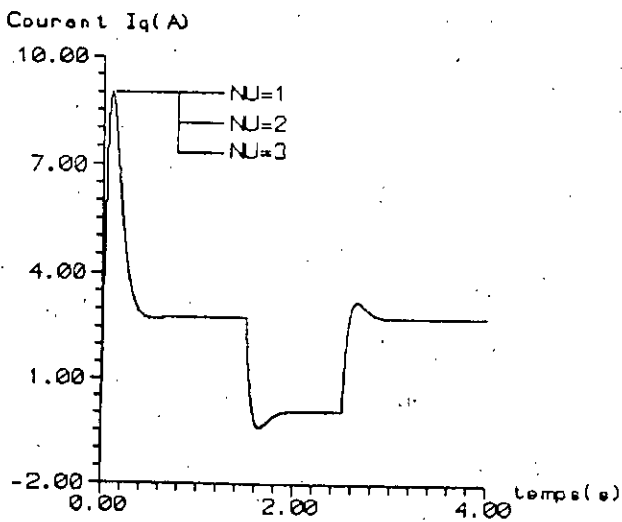
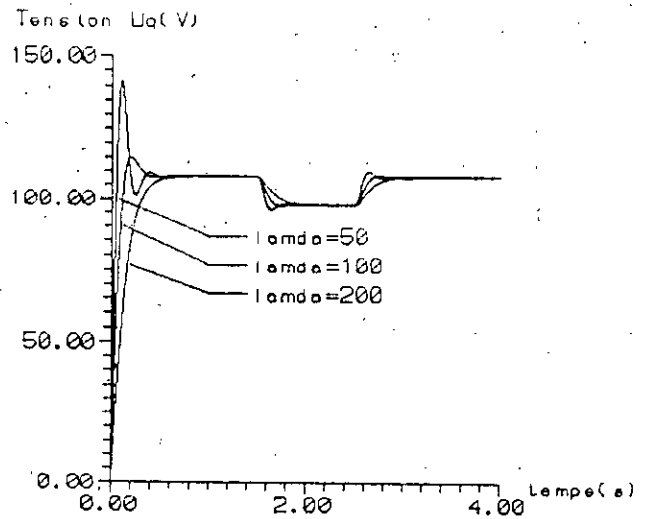
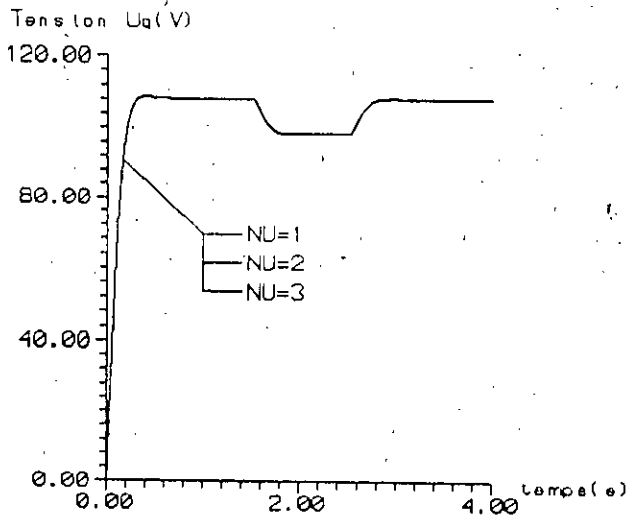
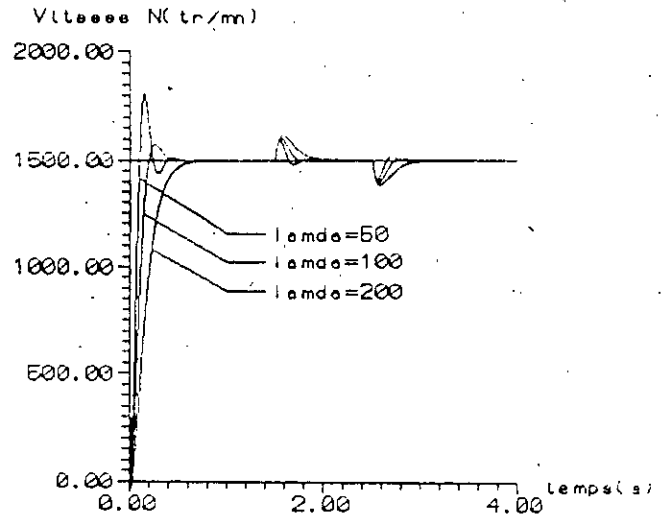
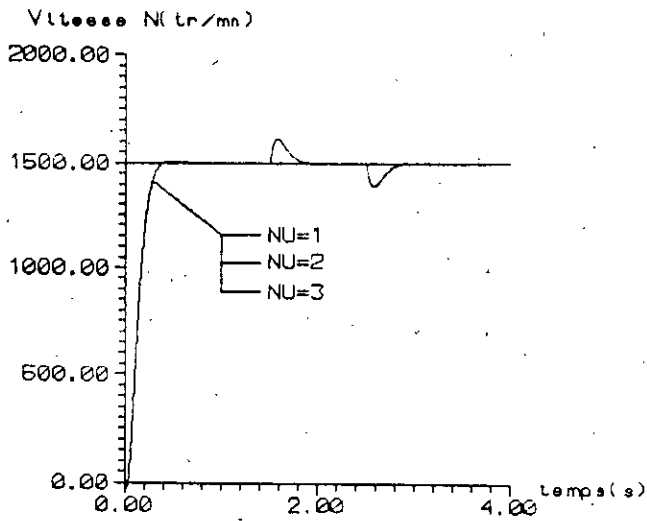
- d'étudier l'influence des paramètres de la GPC sur les performances du réglage de l'actionneur, en considérant un modèle linéaire de la machine,
- de simuler l'ensemble actionneur - pilotage vectoriel - GPC, tenant compte du modèle linéaire de la machine,
- d'étudier l'influence des paramètres de la GPC sur les performances du réglage de l'actionneur, tenant compte du modèle non linéaire de la machine,
- de simuler l'ensemble actionneur - pilotage vectoriel - GPC, tenant compte du modèle non linéaire de la machine,
- d'étudier l'influence de l'introduction de la limitation du courant lors du réglage.

Les résultats obtenus montrent que la commande prédictive généralisée appliquée à l'actionneur asynchrone présente des performances très satisfaisantes. Elle a aussi l'avantage de permettre d'agir sur les paramètres de réglage pour améliorer les performances en fonction des résultats désirés. Il apparaît aussi, des résultats obtenus, que l'amélioration des performances (rapidité) exige des courants de plus en plus forts ce qui nécessite l'introduction d'une limitation.

En outre, nous avons constaté que la limitation agit comme un frein pour la machine et impose sa dynamique au système. Cependant, la limitation par le dispositif numérique assure un ralentissement minimum et permet d'améliorer les performances du réglage lors des variations de perturbation.



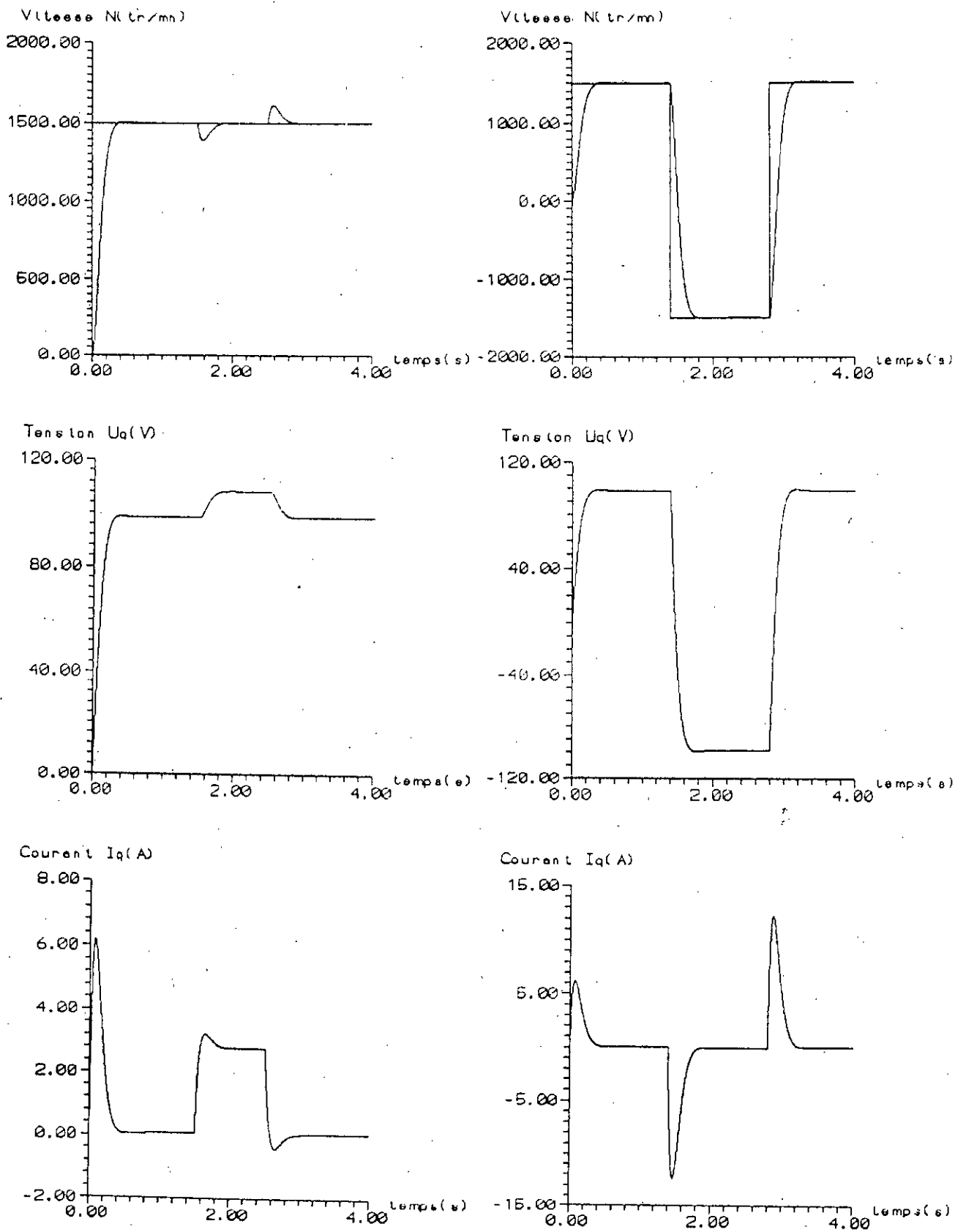
(a) (b)
 Fig 7.2 Etude de l'influence des paramètres de la commande prédictive généralisée sur les performances du réglage:
 (a) influence de l'horizon minimum de prédiction $N1$,
 (b) influence de l'horizon maximum de prédiction $N2$.



(a)

(b)

Fig 7.3 Etude de l'influence des paramètres de la commande prédictive généralisée sur les performances du réglage:
 (a) influence de l'horizon de commande NU ,
 (b) influence du coefficient de pondération λ .



(a) (b)
 Fig 7.4 Résultats de simulation, tenant compte du modèle simplifié de l'actionneur asynchrone:
 (a) démarrage avec variation de la charge,
 (b) démarrage avec inversions du sens de rotation.

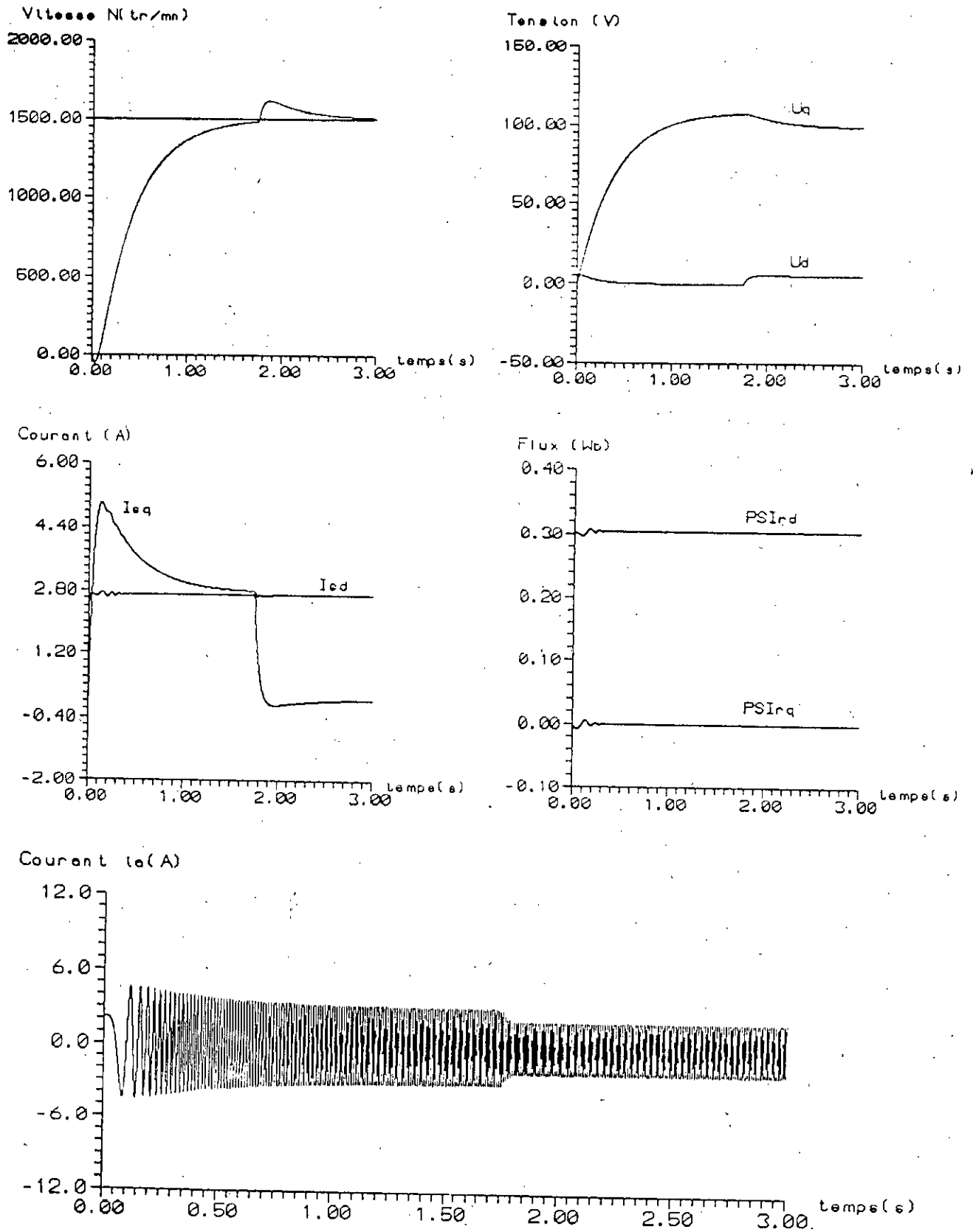


Fig 7.5 Résultats de simulation, tenant compte du modèle non linéaire, lorsque une limitation par action sur les paramètres de la commande prédictive généralisée est utilisée.

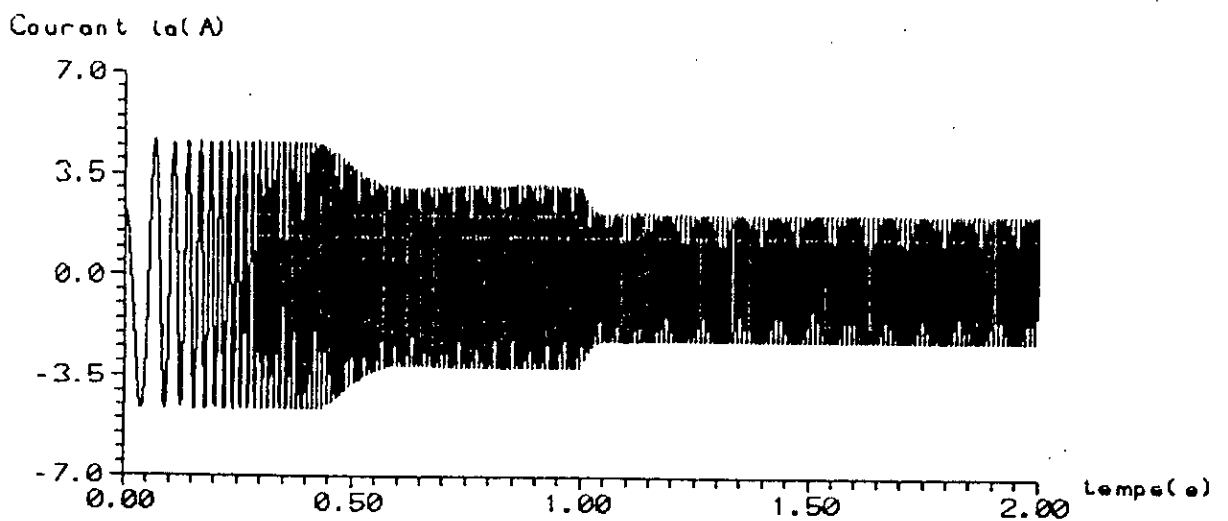
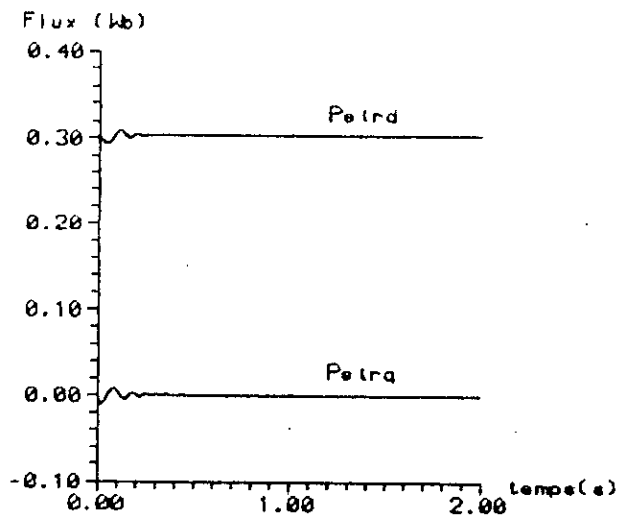
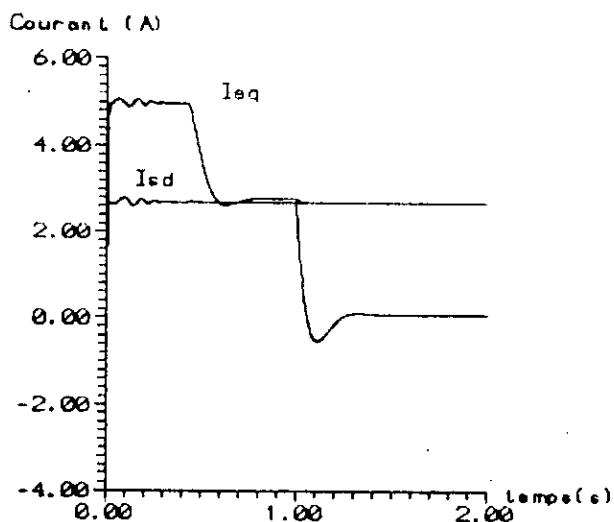
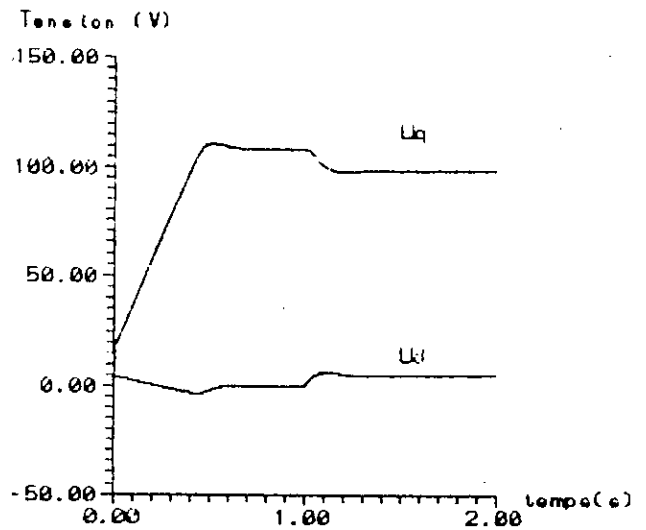
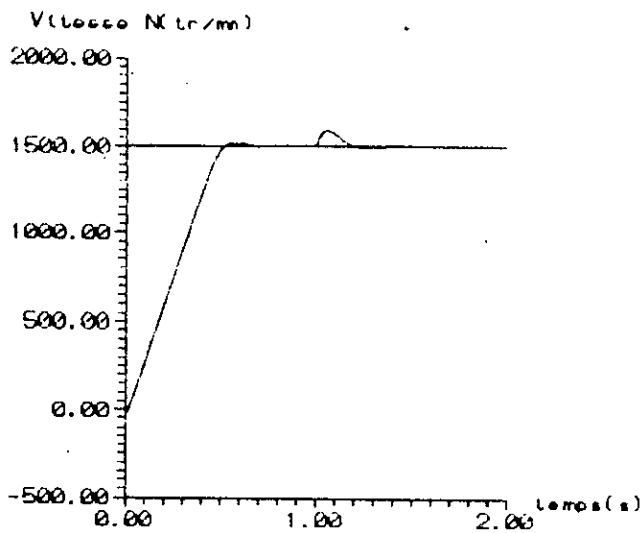


Fig 7.6 Résultats de simulation, tenant compte du modèle non linéaire, lorsque la limitation utilise un dispositif numérique.

CHAPITRE 8

COMMANDE NON LINEAIRE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

Le domaine des entraînements électriques à vitesse et position variable s'est considérablement développé ces dernières années. En effet, les processus industriels actuels exigent très souvent des variations de vitesse et de position à très hautes performances. Par ailleurs, les chercheurs intéressés par l'application des techniques de l'automatique ont trouvés dans la commande des machines électriques à courant alternatif un champ d'investigation très intéressant [133],[141],[151],[186],[190].

A l'heure actuelle, les travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines électriques s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques modernes de l'automatique à la machines synchrone et asynchrone [73],[74],[75],[81],[95],[96],[133],[141],[151],[186],[190].

Dans les travaux précédents, nous avons considéré des modèles linéaires de la machine à commander. En effet, le système à régler étant à l'origine non linéaire, nous avons adopté des techniques de linéarisation pour aboutir à des modèles linéaires:

- l'autopilotage pour la MSA alimentée en courant,
- la linéarisation autour d'un point de fonctionnement pour la MSA alimentée en tension,
- le pilotage vectoriel pour la machine asynchrone.

Sachant que le modèle de la machine asynchrone est non linéaire, il serait très intéressant d'introduire les techniques de l'automatique non linéaire moderne pour traiter ces problèmes de commande. Ce chapitre est consacré donc à l'étude par simulation de la linéarisation par retour d'état (Feedback Linearization) et de la commande d'un moteur asynchrone. Ces travaux sont résumés par les deux articles:

- "Linéarisation et découplage d'un moteur asynchrone par retour d'état" [159],
- "Commande linéarisante d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite de trajectoire" [215].

LINEARISATION ET DECOUPLAGE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR RETOUR D'ETAT

NIBOUCHE.M, BOUCHERIT.M.S, BOUDJEMA.F

Laboratoire d'automatique
Département de génie électrique
Ecole Nationale Polytechnique
El Harrach, Alger

1 INTRODUCTION

De nos jours les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans la conduite de processus. Pour améliorer leurs performances statiques et dynamiques plusieurs méthodes de commande ont été développées [5],[7],[8].

Les derniers aboutissement de la géométrie différentielle [1],[2] ont permis de répondre si oui ou non un système non linéaire et multivariable de la forme $\dot{x}=f(x)+g(x)u$ (ce qui est le cas du moteur asynchrone) était transformable au moyen d'un changement de coordonnées $z=\phi(x)$ et d'un bouclage non linéaire, en un système linéaire de la forme $\dot{z}=Az+Bu$, où A et B sont des matrices constantes.

Le but principal de ce papier est de décrire la méthode de linéarisation exacte par transformation de coordonnées et bouclage non linéaire appliquée au modèle du moteur asynchrone, et cela pour pouvoir utiliser les techniques de commande linéaires. En premier, on donnera un aperçu sur la technique de linéarisation exacte par bouclage non linéaire et transformation de coordonnées. Le modèle du moteur quand à lui est présenté dans la deuxième partie. La troisième partie est consacrée à l'application de la commande linéarisante au moteur.

2 LINEARISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT

Considérons la classe de systèmes dynamiques non linéaires de la forme :

$$\begin{aligned}\dot{X} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i \\ y_1 &= h_1(x) \\ &\dots\dots\dots \\ y_m &= h_m(x)\end{aligned}\tag{2.1}$$

où $x \in \mathbb{R}^n$, $f(x)$, $g_1(x), \dots, g_m(x)$ sont des champs de vecteurs dimensions appropriée, et $h_1(x), \dots, h_m(x)$ sont des fonctions continues dans un ouvert X de \mathbb{R}^n .

Le problème est alors de trouver une transformation de coordonnées $Z = \phi(x)$ et un retour d'état non linéaire qui linéarisent le système ainsi bouclé.

Considérons dans ce but le retour d'état non linéaire statique de la forme :

$$U = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (2.2)$$

où $\beta(x) = [\beta_{ij}(x)]$ pour $i=1, \dots, m$ et $j=1, \dots, m$ est non singulière et $\alpha(x) = [\alpha_1(x), \dots, \alpha_m(x)]^T$.

La linéarisation exacte du système dynamique donné par (2.1) avec des sorties $h_i(x)$ imposées au départ (Fig.1) consiste alors à trouver ce retour d'état non linéaire (2.2) et la transformation de coordonnées $Z = \phi(x) = [\phi_1(x) \dots \phi_m(x)]$ qui transforment le système en boucle fermée sous la forme canonique de BRUNOWSKY [1],[2] :

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= AZ + BV \\ Y &= CZ \end{aligned} \quad (2.3)$$

ou $A = \text{diag}(A_i)$, $B = \text{diag}(B_i)$ et $C = \text{diag}(C_i)$ pour $i=1, \dots, m$ avec :

$$\begin{aligned} A_i &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}_{r_i \times r_i} & B_i &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix}_{r_i \times 1} \\ C_i &= [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times r_i} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Le système ainsi obtenu est commandable et observable.

En relation avec les équations d'état (2.1) on définit le degré relatif vectoriel $\{r_1, \dots, r_m\}$ [1]. On dira alors que le système donné par (2.1) possède un degré relatif vectoriel $\{r_1, \dots, r_m\}$ en un point x_0 si et seulement si :

1)

$$L_{g_j} L_f^k h_i(x) = 0 \quad (2.5)$$

pour $1 \leq i \leq m$, $1 \leq j \leq m$, et pour tout $k < r_i - 1$. $L_i h(x)$ est la dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ suivant le champ de vecteur f .

2) la matrice

$$A(x) = [L_{g_i} L_f^{r_i-1} h_j(x)]_{(i,j)} \quad (2.6)$$

pour $1 \leq i \leq m$ et $1 \leq j \leq m$ est non singulière au point x_0 . $A(x)$ est appelée aussi matrice de découplage.

Le système est alors exactement linéarisable si et seulement si $r_1 + \dots + r_m = n$. c.a.d après difféomorphisme et bouclage le système sera constitué de m sous systèmes linéaires et découplés.

3 LE MODELE DE LA MACHINE

Le comportement dynamique de la machine asynchrone alimentée en tension est décrit par un système d'équations non linéaires, multivariées et fortement couplées [5],[7]. Le modèle de la machine dans le référentiel d-q choisi de telle manière que le flux rotorique possède une composante nulle selon l'axe q (Fig.2) est donné par le système d'équations différentielles suivantes [3],[4]:

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega \sigma L_s i_{qs} \\ U_{qs} &= R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega \frac{M}{L_r} \psi_{dr} + \omega \sigma L_s i_{ds} \\ \omega &= \omega_m + M \frac{R_r i_{qs}}{L_r \psi_{dr}} \\ M i_{ds} &= \psi_{dr} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt} \\ J \frac{d\omega_m}{dt} &= C_{em} - C_r \end{aligned} \quad (3.1)$$

C_{em} est le couple électromagnétique développé par la machine donné par :

$$C_{em} = \frac{M}{L_r} \psi_{dr} i_{qs} \quad (3.2)$$

ou,

ω_m est la vitesse de rotation du rotor;
 ω est la vitesse de rotation du référentiel;
 R_s et R_r sont les résistances statorique et rotorique;
 L_s et L_r sont les inductances statorique et rotorique;
 U_{ds} et U_{qs} sont les tensions dans le référentiel d-q;
 σ est le coefficient de dispersion, $\sigma = 1 - M^2/L_r L_s$;
 M est l'inductance mutuelle ;
 C_r est le couple résistant;
 J est l'inertie du rotor.

4 APPLICATION DE LA COMMANDE LINEARISANTE AU MOTEUR

En prenant comme vecteur d'état $X=[i_{ds} \ i_{qs} \ \psi_{dr} \ \omega_m]$ le système donné par les équations d'état (3.1) peut être transformé comme suit:

$$\dot{X}_1 = - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{L_r^2} \frac{R_r}{\sigma L_s} \right) X_1 + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r^2} R_r X_3 + \frac{M}{L_r} R_r \frac{X_2^2}{X_3} + X_2 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} U_{ds} \quad (4.1)$$

$$\dot{X}_2 = - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{L_r^2} \frac{R_r}{\sigma L_s} \right) X_2 - \frac{M}{L_r} R_r \frac{X_1 X_2}{X_3} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} X_3 X_4 - X_1 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} U_{qs}$$

$$\dot{X}_3 = \frac{R_r}{L_r} M X_1 - \frac{R_r}{L_r} X_3$$

$$\dot{X}_4 = \frac{1}{J} \frac{M}{L_r} X_2 X_3 - \frac{C_r}{J}$$

On choisira comme sorties les états X_3 (composante du flux rotorique selon l'axe d) et X_4 (la vitesse). On vérifie alors aisément que le degré relatif vectoriel est $\{2,2\}$ ce qui nous permet d'affirmer que le système décrit par les équations (4.1) peut être linéarisé exactement par difféomorphisme et bouclage.

En posant $g_1(x)=[1/\sigma L_s \ 0 \ 0 \ 0]^T$, $g_2(x)=[0 \ 1/\sigma L_s \ 0 \ 0]^T$ et $f(x)=[f_1(x) \ f_2(x) \ f_3(x) \ f_4(x)]^T$.

Le changement de coordonnées non linéaire est alors donné par le système d'équations suivantes :

$$\begin{aligned} Z_1 &= h_1(X) = X_3 \\ Z_2 &= L_f h_1(X) = f_3 \\ Z_3 &= h_2(X) = X_4 \\ Z_4 &= L_f h_2(X) = f_4 \end{aligned} \quad (4.2)$$

et la matrice de découplage par :

$$A(X) = \begin{bmatrix} \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{MX_3}{J\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Finalement, le système linéarisé au moyen du changement de coordonnées $Z=\phi(x)$ et du retour d'état (2.2) s'écrit:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 \\ \dot{Z}_2 &= v_1 \\ \dot{Z}_3 &= Z_4 \\ \dot{Z}_4 &= v_2 \end{aligned} \quad (4.4)$$

la commande linéarisante est donnée par:

$$U = -A^{-1}(X) \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(X) \\ L_f^2 h_2(X) \end{bmatrix} + A^{-1}(X) V \quad (4.5)$$

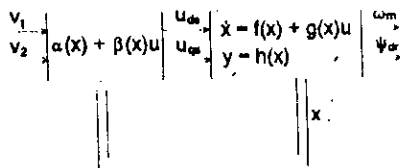
avec

$$\begin{aligned} L_f^2 h_1(x) &= \frac{R_r}{L_r} (M L_1(x) - F_2(x)) \\ \text{et } L_f^2 h_2(x) &= \frac{M}{J L_r} (X_3 f_2(x) + X_2 f_3(x)) \end{aligned} \quad (4.6)$$

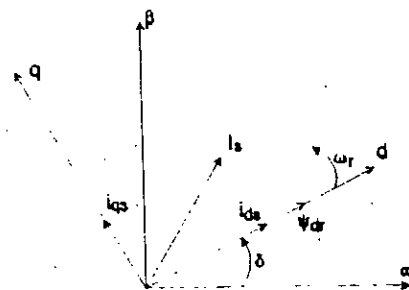
On pourra alors appliquer au système linéarisé les techniques de commande linéaires.

5 CONCLUSION

Dans ce papier on a décrit la technique de linéarisation exacte par bouclage et difféomorphisme appliquée au moteur asynchrone dont le modèle projeté sur le système d'axes d-q à été choisi de manière à ce que la composante du flux suivant l'axe q soit nulle. La prochaine étape de notre travail est alors d'appliquer les techniques de commande au modèle linéarisé.



(Figure.1)



(Figure.2)

Commande Linéarisante d'un Moteur Asynchrone avec Limitation du Courant par Poursuite d'une Trajectoire

M.NIBOUCHE, F. BOUDJEMA, M.S. BOUCHERIT

Laboratoire d'automatique
Département de génie électrique
Ecole Nationale Polytechnique
10 Ave Pasteur, H. Badi
El Harrach, Alger

Résumé: Cet article est consacré à l'application de la commande linéarisante au moteur asynchrone. Cette technique est basée sur la linéarisation exacte Entrées/Sorties, en utilisant l'outil géométrie différentielle. En plus, une limitation du courant est introduite par poursuite d'une trajectoire de référence. La structure de la commande est testée par simulation sur le modèle du moteur ainsi linéarisé.

1 INTRODUCTION

De nos jours les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans la conduite de processus qui nécessitent des variations de vitesse et de position [1],[2],[3]. L'application des techniques de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques permet d'obtenir de très hautes performances. Actuellement, les recherches dans ce domaine, s'orientent de plus en plus vers l'application de ces techniques lors de la commande des machines.

Dans cet article nous nous intéressons à l'application du réglage par retour d'état linéarisant (Feedback Linearization) à un actionneur asynchrone. Cette technique nous permet de linéariser et de découpler le système par l'utilisation de l'outil géométrie différentielle [6],[7].

Par la suite la commande par placement de pôles est appliquée au système. Cette commande utilise le modèle linéaire découplé obtenu. Pour faire face aux dépassements du courant, nous utilisons la technique de limitation dite poursuite d'une trajectoire rectiligne en régime transitoire (PTRRT) [10]. Enfin, nous terminons par une simulation et une analyse des performances.

2 LINEARISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT

considérons la classe de systèmes dynamiques

non linéaires de la forme:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i \\ y_1 &= h_1(x) \\ &\dots\dots\dots \\ y_m &= h_m(x) \end{aligned} \quad (2.1)$$

où $x \in \mathbb{R}^n$, $f(x), g_1(x), \dots, g_m(x)$ et $h_1(x), \dots, h_m(x)$ sont des fonction vectorielles différentiables de dimensions appropriées dans un ouvert de \mathbb{R}^n .

Le problème est alors de trouver une transformation de coordonnées et un retour d'état non linéaire qui linéarisent le système [7],[8],[10]. Considérons donc un retour d'état non linéaire statique de la forme:

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (2.2)$$

où $\theta(x) = [\theta_j(x)]$ pour $i=1, \dots, m$ et $j=1, \dots, m$ est non singulière et $\alpha(x) = [\alpha_1(x), \dots, \alpha_m(x)]^T$. la linéarisation exacte du système (2.1) avec des sorties $h_i(x)$ consiste alors à trouver ce retour d'état non linéaire (2.2) et la transformation de coordonnées $Z = \phi(x) = [\phi_1(x) \dots \phi_n(x)]$ qui mettent le système en boucle fermée sous la forme canonique de BRUNOWSKY [1],[2]:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= AZ + BV \\ y &= Cz \end{aligned} \quad (2.3)$$

où: V est le nouveau vecteur de commande. Avec: $A = \text{diag}(A_i), B = \text{diag}(B_i)$ et $C = \text{diag}(C_i)$ pour $i=1, \dots, m$; avec:

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 1 & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & \dots \end{bmatrix}_{r_i \times r_i} \quad B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix}_{r_i \times 1} \quad C_i = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix}_{1 \times r_i} \quad (2.4)$$

En relation avec les équations d'état (2.1) on définit le vecteur degré relatif $\{r_1, \dots, r_m\}$ [7]. Nous dirons alors que le système donné par (2.1) possède un vecteur degré relatif $\{r_1, \dots, r_m\}$ en un point x_0 si et seulement si:

1) le produit

$$L_{g_j} L_f^k h_i(x) = 0 \quad (2.5)$$

pour $1 \leq i \leq m$, $1 \leq j \leq m$, et pour tout $k < r_i - 1$. $L_f h(x)$ est la dérivée de Lie de la fonction $h(x)$ suivant le champ de vecteur f .

2) la matrice de découplage

$$A(x) = [L_{g_j} L_f^{r_j-1} h_i(x)]_{(i,j)} \quad (2.6)$$

pour $1 \leq i \leq m$ et $1 \leq j \leq m$ est non singulière au point x_0 .

Le système est alors exactement linéarisable si et seulement si $r_1 + \dots + r_m = n$. c.a.d après difféomorphisme et bouclage le système sera constitué de m sous systèmes linéaires et découplés.

3 LE MODELE DE LA MACHINE

Le comportement dynamique de la machine asynchrone alimentée en tension est décrit par un système d'équations non linéaires, multivariées et fortement couplées [1],[2]. Le modèle de la machine dans le référentiel d-q choisi de telle manière que le flux rotorique possède une composante nulle selon l'axe q est donné par les équations d'états suivantes [10]:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{L_r^2} \frac{R_r}{\sigma L_s}\right) x_1 + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{M}{L_r} R_r x_3 \\ &+ \frac{M}{L_r} R_r \frac{x_2^2}{x_3} + x_2 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds} \\ \dot{x}_2 &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{L_r^2} \frac{R_r}{\sigma L_s}\right) x_2 - \frac{M}{L_r} R_r \frac{x_1 x_2}{x_3} \\ &- \frac{M}{\sigma L_s L_r} x_3 x_4 - x_1 x_4 + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} \\ \dot{x}_3 &= \frac{R_r}{L_r} M x_1 - \frac{R_r}{L_r} x_3 \\ \dot{x}_4 &= \frac{1}{J} \frac{M}{L_r} x_2 x_3 - \frac{C_r}{J} \end{aligned} \quad (3.1)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par :

$$C_{em} = \frac{M}{L_r} \Psi_{dr} i_{qs} \quad (3.2)$$

Les états x_1, x_2, x_3 et x_4 représentent respectivement $i_{ds}, i_{qs}, \Psi_{dr}$ et ω_m , avec:

ω_m est la vitesse de rotation du rotor par rapport au stator;

ω est la vitesse de rotation du référentiel;

R_s et R_r sont respectivement les résistances statorique et rotorique;

L_s et L_r sont respectivement l'inductance d'un enroulement statorique et rotorique;

U_{ds} et U_{qs} sont les composantes de la tension d'alimentation transformées au référentiel d-q;

σ est le coefficient de dispersion, $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$;

M est l'inductance mutuelle ;

C_r est le couple résistant;

J est l'inertie du rotor.

Nous choisirons comme sorties les états X_3 (composante du flux rotorique selon l'axe d) et X_4 (la vitesse). Nous vérifierons alors aisément que le vecteur degré relatif est $\{2,2\}$ ce qui nous permet d'affirmer que le système décrit par les équations (3.1) peut être linéarisé exactement par difféomorphisme et bouclage [9],[10].

En posant $g_1(x) = [1/\sigma L_s, 0, 0, 0]^T$, $g_2(x) = [0, 1/\sigma L_s, 0, 0]^T$ et $f(x) = [f_1(x), f_2(x), f_3(x), f_4(x)]^T$.

4 APPLICATION DE LA COMMANDE LINEARISANTE AU MOTEUR

Le changement de coordonnées non linéaire nécessaire est donné par le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1(x) = x_3 \\ z_2 &= L_f h_1(x) = f_3(x) \\ z_3 &= h_2(x) = x_4 \\ z_4 &= L_f h_2(x) = f_4(x) \end{aligned} \quad (4.1)$$

et la matrice de découplage par:

$$A(x) = \begin{bmatrix} \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{MX_3}{J\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

L'application du changement de variables (4.1) au système d'équations (3.1) aboutit à l'écriture suivante:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) u_1 = v_1 \\ \dot{z}_3 &= z_4 \\ \dot{z}_4 &= L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) u_2 = v_2 \end{aligned} \quad (4.3)$$

la commande linéarisante est finalement donnée par:

$$u = -A^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + A^{-1}(x) v \quad (4.4)$$

avec:

$$\begin{aligned} L_f^2 h_1(x) &= \frac{R_f}{L_f} (Mf_1(x) - f_2(x)) \\ \text{et } L_f^2 h_2(x) &= \frac{M}{JL_f} (x_3 f_2(x) + x_2 f_3(x)) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Le système ainsi obtenu est exactement linéarisé du point de vue Entrées/Sorties. Il est constitué de deux sous systèmes linéaires.

5 TRAJECTOIRE DE REFERENCE RECTILIGNE

Afin de trouver un compromis entre la robustesse du système et le pic de courant de i_{qs} au démarrage, nous proposons de poursuivre en régime transitoire une trajectoire de référence calculée. Dans ce but, nous choisissons la trajectoire suivante [11]:

$$Y_{2,ref} = \begin{cases} \omega_0 + \lambda t, & 0 \leq t \leq \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \\ \omega_n, & t > \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \end{cases} \quad (5.1)$$

ω_0 est la valeur de la vitesse à $t=0$.

Pour calculer l'accélération constante maximale λ compatible avec le courant maximum que peut admettre le moteur ($i_{qs,max}$), nous nous baserons sur l'analyse approximative, faite à partir de l'équation mécanique. Ainsi, nous pouvons écrire:

$$i_{qs} = \frac{\dot{\omega}_m + \frac{C_f}{J}}{\alpha \psi_{dr}} = \frac{x_4 + \frac{C_f}{J}}{\alpha x_3} \quad (5.2)$$

Le long de la trajectoire de référence nous avons:

$$\dot{\omega}_m = \begin{cases} \lambda, & 0 \leq t \leq \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \\ 0, & t > \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \end{cases} \quad (5.3)$$

et ainsi:

$$i_{qs} = \begin{cases} \frac{\lambda + \frac{C_f}{J}}{\alpha \psi_{dr}}, & 0 \leq t \leq \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \\ \frac{\frac{C_f}{J}}{\alpha \psi_{dr}}, & t > \frac{|\omega_n - \omega_0|}{\lambda} \end{cases} \quad (5.4)$$

Donc, pour maintenir $\|i_{qs}\| \leq i_{qs,max}$, il suffit de choisir:

$$-\alpha \psi_{dr} i_{qs,max} - \frac{C_f}{J} \leq \lambda \leq \alpha \psi_{dr} i_{qs,max} - \frac{C_f}{J} \quad (5.5)$$

La borne supérieure est considérée en phase d'accélération et la borne inférieure en phase de décélération. Avec les accélérations données par les deux bornes, le courant augmente jusqu'à sa valeur maximale admissible $\text{sign}(\omega_n - \omega_0) i_{qs,max}$ et s'y maintient pendant le régime transitoire.

En pratique afin d'avoir λ constant, et calculable à partir de grandeurs connues, nous choisissons en phase d'accélération:

$$\lambda = \text{sign}(\omega_n - \omega_0) \left[\alpha (\psi_{dr})_{nom} i_{qs,max} - \frac{C_f}{J} \right] \quad (5.6)$$

6 SIMULATION

Il est simulé le démarrage de la machine avec une variation de la perturbation de charge en régime établi. Cette simulation concerne la commande linéarisante sans limitation du courant (Figure 1), et avec limitation (Figure 2).

Il apparaît clairement des résultats obtenus une amélioration des performances de la commande avec l'introduction de la limitation. En effet, d'une part la perturbation est totalement rejetée, et d'autre part le réglage du flux n'est pas affecté.

7 CONCLUSION

Dans cet article, la technique de linéarisation exacte par bouclage et difféomorphisme est appliquée à un actionneur asynchrone. La commande adoptée tient compte de la limitation du courant.

Les résultats de simulation obtenus montrent une amélioration appréciable des performances de la stratégie de commande adoptée.

ANNEXE: Les caractéristiques du moteur sont:

$$R_s = 1,923\Omega, R_r = 1,739\Omega, L_s = 0,1157H, L_r = 0,1154H \\ M = 0,1126H, J = 0,00025 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2, p = 2, P = 0,25 \text{ Kw}$$

REFERENCES

- [1] Paresh C.Sen, "Electric motor drives and control - past, present and future", IEEE trans on IE, Vol.37 N° 6, Dec 1990.
- [2] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives", Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1986.
- [3] H.Buhler, "Impact of modern automatic control theory on electrical drives", A survey.

- [4] J.Dente, R.Faria, F.Labrique, B.Robyns, "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator", IMACS TCT'90, Nancy, sep 1990.
- [5] B.Robyns, F.Labrique, H.Buyse, "Position tracking control with an induction actuator using poles placement and decoupling state feedback", IMACS Symposium MCTS, Casablanca 1991.
- [6] M.A.Henson, D.E.Seborg, "A critique of differential geometric control strategies for process control", 11th IFAC Congress, 1990.
- [7] A.Isidori, "Nonlinear control systems: An introduction", communication and control engineering series, 2nd Edition, Springer Verlag, 1989.

- [8] A.De Luca, G.Ulivi, "Design of an exact nonlinear controller for induction motors", IEEE Trans on automat contr Vol.34, N°12, dec 1989.
- [9] M.Nibouche, M.S.Boucherit, F.Boudjema, "Linéarisation et découplage d'un moteur asynchrone par retour d'état", COMAEI'93, Djelfa, 1993.
- [10] M.Nibouche, "Commande non linéaire d'un moteur asynchrone", thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.
- [11] G.GEORGIOU, "Sur des commandes non lineaires adaptatives: aspects échantillonnés et applications" Doct. Es Sc., Univ. Paris XI, Orsay, 1992.

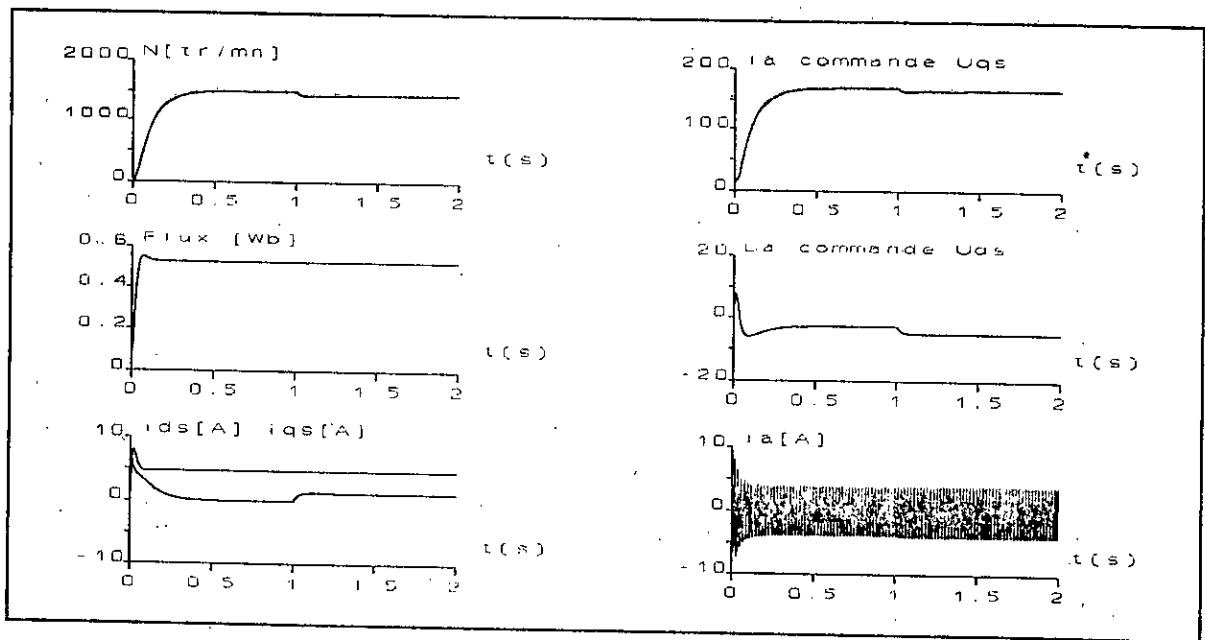


Figure 1 Résultats de simulation sans limitation du courant

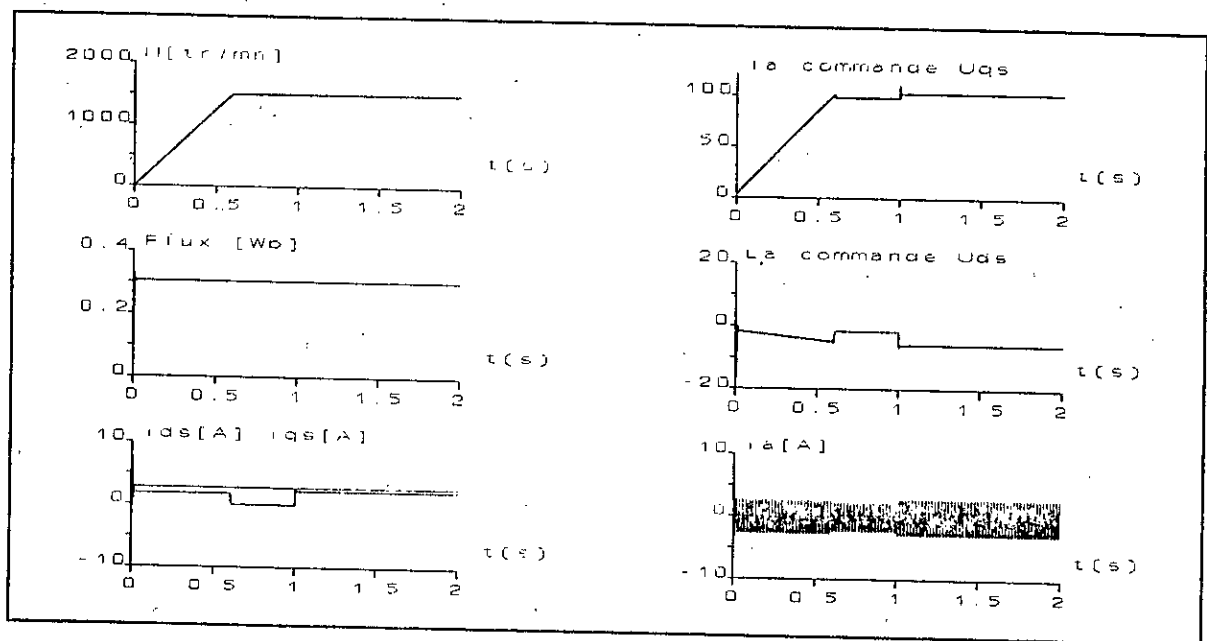


Figure 2 Résultats de simulation avec limitation du courant

CHAPITRE 9

Received Aug. 7, 1991

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'UN CONVERTISSEUR DC-DC POUR UN FONCTIONNEMENT EN HACHEUR ET EN ONDULEUR

K. RIDOUH; M. S. BOUCHERIT; F. BOUDJEMA

Dépt. de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10 Av. Pasteur, El Harrach-Alger ALGERIE

RESUME: L'objet de cet article est la commande d'un convertisseur statique pour un fonctionnement en hacheur et en onduleur, en utilisant le réglage par mode de glissement. C'est un réglage de tension d'un convertisseur du type continu-continu. Il est présentée les résultats de simulation pour différents fonctionnements, suivies d'une analyse des performances.

1. INTRODUCTION

Le réglage par mode de glissement est un fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Cette théorie a été étudiée d'abord en URSS [1],[2], puis les travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier d'éventuelles applications pratiques [3-6].

Actuellement, ces techniques de réglage commencent à trouver des domaines qui s'adaptent à leurs applications: l'électronique de puissance, les entraînements réglés, et la robotique. En effet, les organes de commande d'électronique de puissance possèdent un comportement discontinu par commutation rapide entre deux (ou plusieurs) positions, ce qui nous conduit dans le domaine des systèmes à structure variable. Il serait donc judicieux d'appliquer des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux aux comportements particuliers de ces organes: la commande par mode de glissement.

Cet article est consacré à l'application du réglage par mode de glissement à un convertisseur d'électronique statique du type continu-continu que nous ferons fonctionner en hacheur, puis en onduleur par l'application d'un réglage par mode de glissement.

Dans ce travail, il est présenté en premier lieu: le principe du réglage par mode de glissement, la définition du convertisseur et son modèle, puis l'application de la technique de réglage à ce convertisseur.

Enfin, nous terminons par la présentation des résultats de simulation lors du fonctionnement en hacheur puis en onduleur. Ces résultats sont suivis d'une analyse des performances.

2. REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

2.1. Structure du réglage

Dans les systèmes à structure variable, il existe deux configurations de base: une première configuration qui change la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable tandis que la seconde change la structure par commutation de l'organe de commande [3]. Nous avons opté pour la deuxième configuration (Figure 1.), avec une surface de commutation de la forme [3]:

$$S(x_s) = -k_s^T x_s + K_w w \quad (2.1)$$

et une logique de commutation u telle que:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x_s) > 0 \\ -1 & \text{si } S(x_s) < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

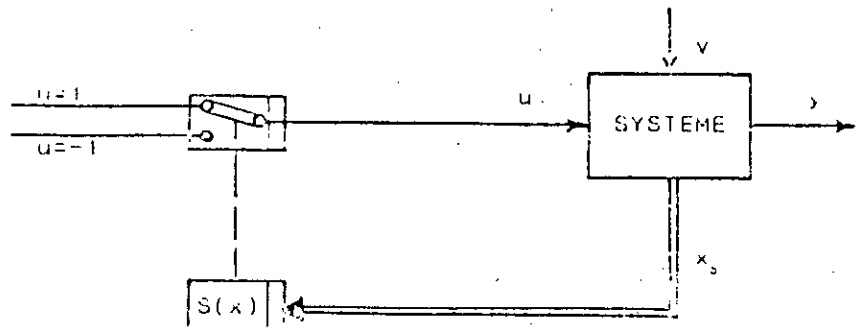


Figure 1. Structure de réglage adoptée

Les grandeurs du vecteur k_s^T représentent les coefficients de contre-réaction des états x_s du système, tandis que K_w représente le coefficient d'intervention directe de la grandeur de consigne w . Les grandeurs y , u , et v représentent respectivement: la sortie du système, l'entrée, et la perturbation.

2.2. Commande équivalente

Le système à régler est régi par des équations différentielles de la forme:

$$\begin{aligned} \dot{x}_s &= A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y &= c^T x_s \end{aligned} \quad (2.3)$$

Lors d'un fonctionnement en mode de glissement, la grandeur de commande glisse autour de la surface de commutation définie par $S(x_s)$. Ainsi, nous pouvons écrire les conditions d'invariance:

$$S(x_s) = 0 \quad \text{et} \quad \frac{dS(x_s)}{dt} = 0 \quad (2.4)$$

$$\text{d'où:} \quad -K_s^T \dot{x}_s + K_w \dot{w} = 0 \quad (2.5)$$

Ceci nous permet d'aboutir à la relation définissant la grandeur de commande équivalente u_{eq} :

$$u_{eq} = \frac{K_s^T}{K_s^T b_s} (A_s x_s + b_{sv} v) + \frac{K_w}{K_s^T b_s} \frac{dw}{dt} \quad (2.6)$$

La détermination des coefficients de réglage nécessite une imposition des poles. Ces poles imposés doivent assurer un amortissement relatif optimal [3].

3. MODELE DU SYSTEME A REGLER

Le système à régler est un convertisseur continu-continu abaisseur donné par la figure 2.

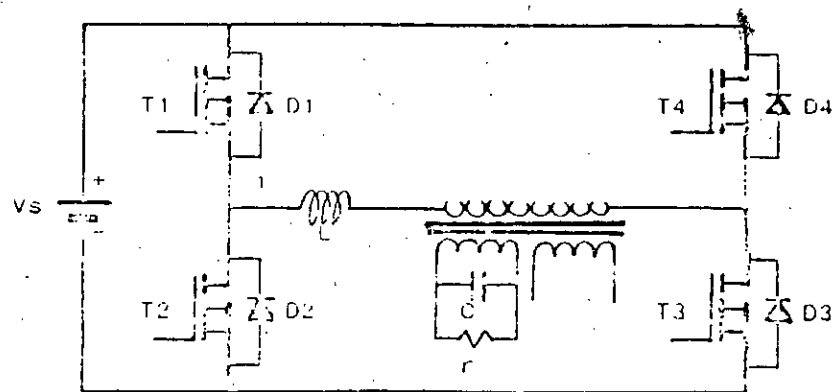


Figure 2. Schéma du convertisseur abaisseur

Le modèle dynamique du convertisseur est établi en utilisant les hypothèses suivantes: les interrupteurs et le transformateur sont supposés idéaux, de même que l'inductance, la capacité, et la source d'alimentation.

Ainsi, en prenant comme variable d'état le courant i dans l'inductance L et la tension v aux bornes de la capacité de filtrage C , le modèle est donné par [4-b]:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{rC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_s/L \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (3.1)$$

avec: $u \in \{1, -1\}$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}$$

Il est choisi une commutation à deux positions [1,-1] pour la simplicité de réalisation pratique. Pour ce qui est de la surface de commutation, elle est de la forme:

$$S(x) = -K_1 i - v + K_2 w \quad (3.2)$$

A partir des conditions d'invariance (2.4), il est déduit la relation donnant la commande équivalente u_{eq} :

$$u_{eq} = -\frac{L}{K_1 V_s} \left(\left[-\frac{K_1}{L} - \frac{1}{rC} \right] v + \frac{i}{C} - K_2 \frac{dw}{dt} \right) \quad (3.3)$$

4. RESULTATS DE SIMULATION

Les grandeurs caractéristiques du convertisseur étudié sont: $V_s = 24v$; $L = 500\mu H$; $C = 680nF$, avec une fréquence de commutation de 20kHz.

Il est simulé (Figure 3.) le fonctionnement en hacheur pour une consigne de 6v dans les conditions suivantes:

- (a): $r = 1000\Omega$; et un pôle imposé $\rho = -45000$,
- (b): $r = 1000\Omega$; $\rho = -50000$,
- (c): $r = 500\Omega$; $\rho = -55000$.

Pour le fonctionnement en onduleur (Figure 4.), il est simulé la réponse à une consigne sinusoidale avec les conditions:

- (a): $r = 1000\Omega$; $\rho = -45000$,
- (b): dans les mêmes conditions, puis variation brusque de la tension d'alimentation du convertisseur V_s de 24v à 40v,
- (c): pour $\rho = -55000$, variation brusque de la charge r de 20 Ω à 1000 Ω .

De ces résultats de simulation, il apparaît que les performances du réglage sont très satisfaisantes. Toutefois, elles se détériorent lorsque le pôle imposé se déplace vers la gauche du diagramme des pôles. La figure 5. montre l'influence d'une variation de la charge lorsque le pôle est choisi à gauche.

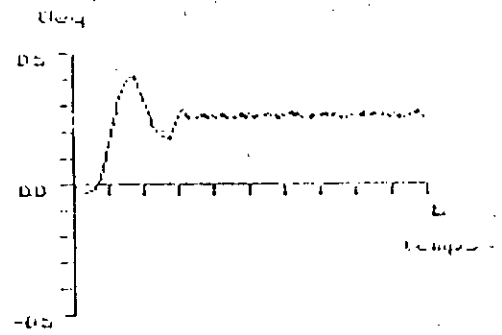
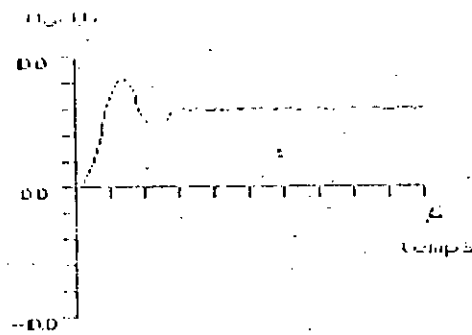
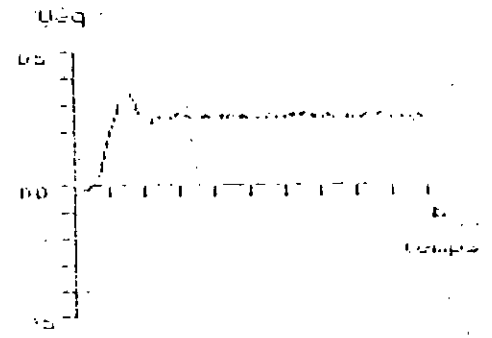
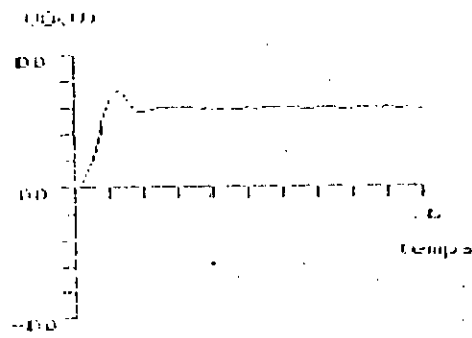
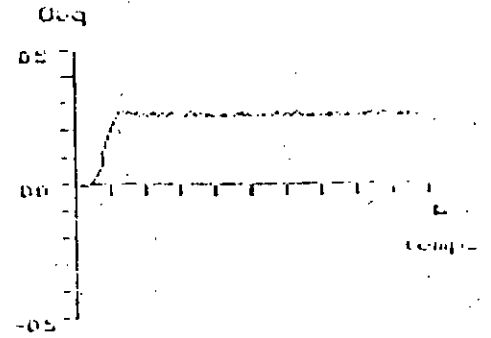
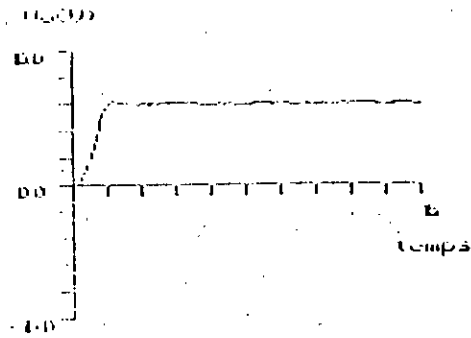
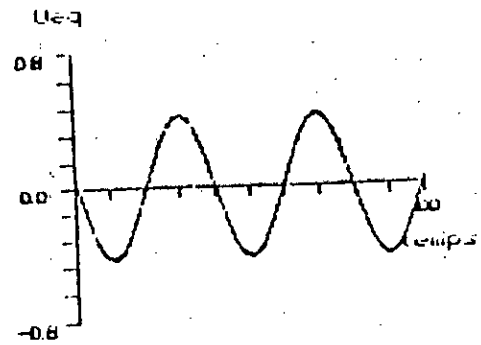
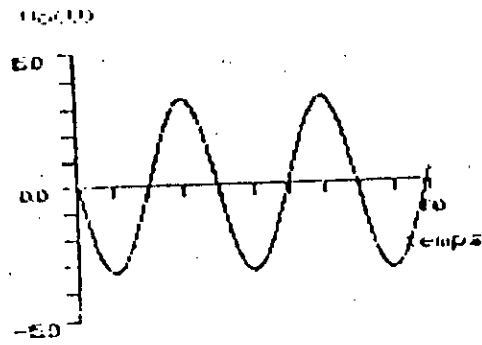
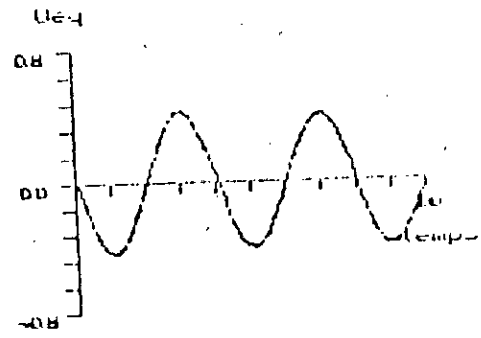
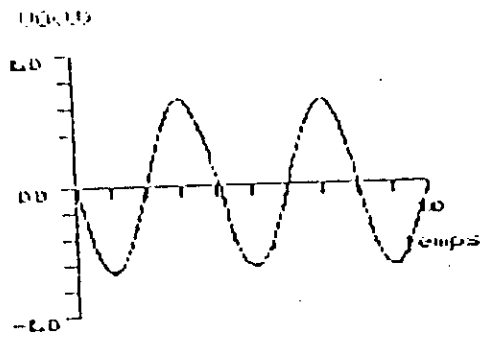


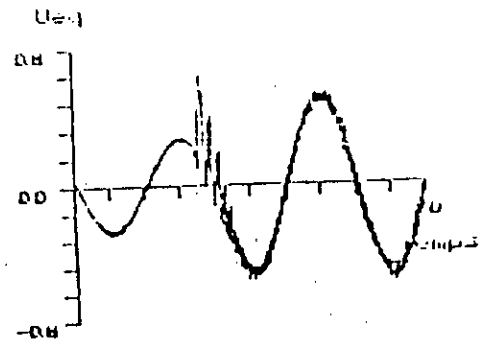
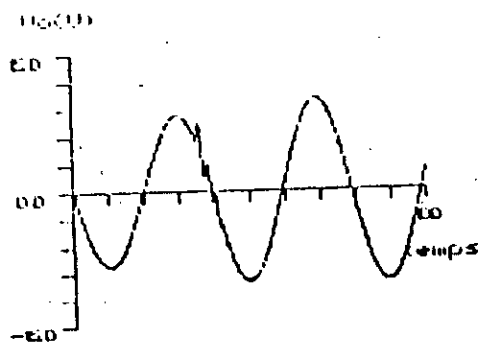
Figure 3. Résultats de simulation lors du fonctionnement en hacheur, avec une consigne de 6V.



(a)



(b)



(c)

Figure 4. Résultats de simulation lors du fonctionnement en onduleur pour une consigne sinusoidale: avec en [fig.b] l'introduction d'une variation de la tension d'alimentation, et [fig.c] celle de la charge.

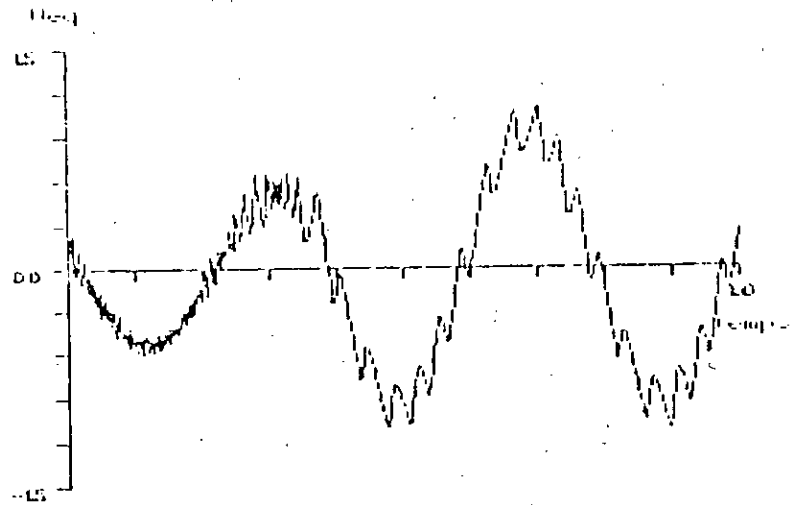
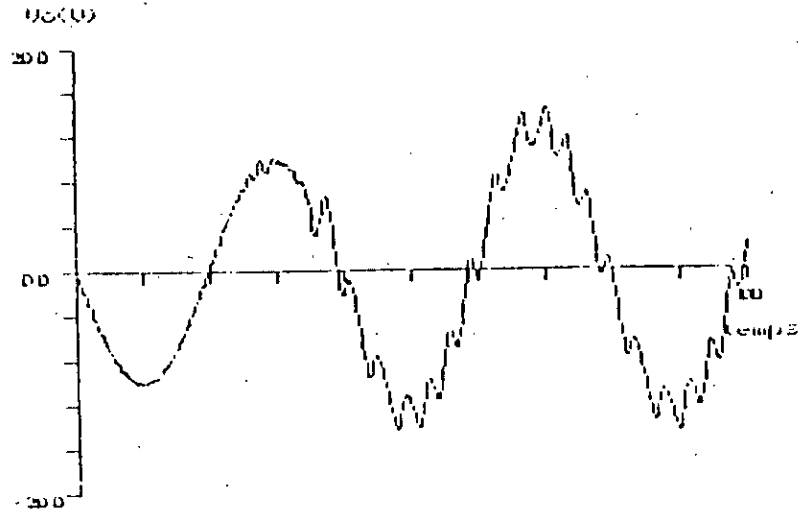


Figure 5. Influence de la position du pôle sur la réponse: variation de la charge lorsque le pôle est choisi à gauche.

Les résultats (Figure 4.), nous permettent aussi d'affirmer que notre Réglage est robuste pour une variation de la source d'alimentation V_s , mais reste sensible lors des grandes variations de la charge.

5. CONCLUSION

Par ces travaux de simulation, nous avons appliqué une théorie moderne de l'automatique (réglage par mode de glissement) à un convertisseur statique.

Nous avons observé que les performances de ce réglage sont très satisfaisantes. Ce réglage est robuste par rapport à la tension de source, mais reste légèrement sensible à une variation de la charge.

Ce réglage présente aussi l'avantage: de rendre le système à régler de dimension inférieure, de s'adapter à des systèmes fonctionnant en tout ou rien, et d'être d'une implantation pratique assez simple.

REFERENCES

- [1] V.I.UTKIN, "Sliding modes and their application in variable structure systems", MIR, Moscou, 1978
- [2] V.I.UTKIN, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE trans., Vol. AC-22, 1977
- [3] H.BUHLER, "Réglage par mode de glissement", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986
- [4] F.BOUDJEMA, "Commande par mode de glissement - Application aux convertisseurs électriques", Thèse de Doctorat, UPST-Toulouse, 1991
- [5] F.BOUDJEMA, M.BOSCARDIN, P.BIDAN, J.C.MARPINARD, M.VALENTIN, J.L.ABATUT, "VSS approach to a full bridge buck converter used for AC sine voltage generation", Fifteenth Annual Conference IEEE Industrial Electronics (IECON'91), Philadelphia-USA, 1989
- [6] F.BOUDJEMA, J.L.ABATUT, "Commande robuste pour un onduleur de tension", JEPCM'91, ENP-Alger, 1991

CONCLUSION

Par ces travaux, nous avons abordé un thème d'actualité très important dans la commande des machines électriques qui consiste à l'application des techniques de l'automatique moderne dans le domaine de la commande des machines électriques et des convertisseurs d'électronique de puissance. Ainsi, nous avons appliqué la commande optimale par retour d'état échantillonnée: au réglage de la vitesse de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant, puis au réglage en cascade de la machine à courant continu et de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Cette commande optimale est utilisée aussi pour le réglage de vitesse d'une MSA alimentée en tension avec commande à u/f constant et d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel.

Par ailleurs, dans le souci d'améliorer les performances du réglage, la commande prédictive généralisée est appliquée à cet actionneur synchrone avec pilotage vectoriel. Ensuite, utilisant le modèle non linéaire moderne pour la commande de cette actionneur.

L'analyse des résultats obtenus par simulation montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique devient une nécessité pour atteindre des hautes performances dans les entraînements à vitesse et à position variables. Néanmoins, nous avons constaté que le choix de la technique de commande à utiliser dépend du type de machine utilisé et des contraintes imposés par le domaine d'application.

Nous avons observé que, par rapport à la commande numérique par régulateurs classiques, le réglage par retour d'état a permis d'améliorer les performances du réglage de vitesse de la machine à courant continu, de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant et de l'actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. Dans le cas de la MSA alimentée en tension, les performances du réglage par retour d'état sont meilleures autour du point de fonctionnement nominal, par contre elles se détériorent au fur et à mesure qu'on se rapproche des faibles vitesses. L'adaptation des paramètres a permis d'améliorer ces performances.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] A.ABDEL-RAZEK, J.P.PIERRAT, M.POLOUJADOFF, A.WIART, "Fréquence limite de fonctionnement en commutation naturelle d'une MSA", RGE, Tome 88, No 9, Septembre 1979.
- [2] P.ALBERTOS and R.ORTEGA, "On generalized predictive control: two alternative formulations", Automatica, vol.25, No.5, 1989.
- [3] K.J.ASTRÖM, B.WITTENMARK, "Computer controlled systems: Theory and design", Prentice-Hall, International Editions, 1990
- [4] K.J.ASTRÖM, "Introduction to stochastic control theory " Academic press, New York and London, 1970.
- [5] G.GAYTANASIU, G.D.ANDRECSCU, "State variable analysis of transient performances of self-controlled synchronous motors", International Conference on Electrical Machines, ICEM'86, Munchen, 1986.
- [6] S.BARNETT, "Introduction to mathematical control theory", CLARENDON Press, OXFORD, 1975.
- [7] T.H.BARTON, "Variable frequency speed AC drives", Electrical Machines & Power Systems, N°12, 1987.
- [8] J.C.BENDIEN, J.GEUNICH, "On the behaviour of a current fed synchronous machine without DC link inductance", IEEE Trans. PE, Vol. PE-5, N°2, April, 1990.
- [9] F.BEN AMMAR, M.PIETRZAK-DANID, B.DE FORNEL, A.MIRZAIAN, "Field oriented control based on a Kalman filter flux observation", JTEA'92, Hammamet, Tunisie, 1992.
- [10] F.BENMILOUD, M.S.BOUCHERIT, "Commande prédictive généralisée appliquée à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel", CMSES'94, Skikda, Mai 1994.
- [11] F.BENMILOUD, M.S.BOUCHERIT, "Etude des performances de la commande prédictive généralisée appliquée à un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel", JTEA'94, Hammamet, 1994 (accepté).
- [12] F.BENMILOUD, M.S.BOUCHERIT, "Generalised predictive control of field oriented induction actuator", International conference on Power Electronics Motion Control, PEMC'94, Warsaw, 1994 (accepté).
- [13] F.BENMILOUD, "Simulation de la commande prédictive généralisée d'un actionneur asynchrone", Thèse de magister, ENP, Mai 1994.
- [14] P.BIDAN, M.VALENTIN " Modeling and sliding mode control of DC to AC resonant converter", ECC'93, Groningen, 1993.
- [15] F.BLASCHKE, "Principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control for rotating machines", Siemens revue, 1971.
- [16] E.BOILLOT, P.BOUCHER, D.DUMUR, "SYCOMORE: computer aided design for predictive control", International AMSE conference, Signals and Systems, Warsaw, 1991.
- [17] J.BORDENEUVE-GUIBE, "Commande prédictive adaptative application à des procédés thermiques", Thèse de Doctorat de l'université Paul sabatier, Toulouse, 1990.
- [18] B.K.BOSE, "Adjustable speed AC drives - A technology status review", IEEE proc., vol. 70, Feb. 1982.
- [19] B.K.BOSE, "Technology trends in microcomputer control of electrical machines", IEEE Trans. IE, vol.35, N°1, Feb. 1988.
- [20] B.K.BOSE, "Power electronics and AC drives", Prentice-Hall, 1986.
- [21] B.K.BOSE & P.M.SZEZESNY, "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machine drive system for electric vehicle propulsion", IEEE Trans., Vol.IE-35, N°4, Nov. 1988.
- [22] B.K.BOSE, "Power electronics - An emerging technology", IEEE Trans. IE, vol. 36, N°3, 1989.
- [23] P.BOUCHER, D.DUMUR, S.DAUMULLER, "Predictive cascade control of machine tools motor drives" EPE conference, Firenze, 1991.
- [24] P.BOUCHER, D.DUMUR, "Commande prédictive d'un moteur asynchrone", 11^{ème} journées Tunisièmes d'électrotechnique et d'automatique, JTEA'91, Tunisie, 1991.
- [25] M.S.BOUCHERIT, "Simulation des commandes numériques optimales d'une association hacheur-MCC", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1988.
- [26] M.S.BOUCHERIT, H.CHEKIREB, "Etude par simulation de la commande optimale par retour d'état avec observateur d'un moteur à courant continu", Modelling, measurement & control, A, AMSE Press, Vol.44, N°2, 1992.
- [27] M.S.BOUCHERIT, A.HAMDANI, A.AZZI, N.K.M'SIRDI, W.KOCZARA, "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel", AMSE Press, (Soumis). cette thèse p. 79-85.
- [28] M.S.BOUCHERIT, A.HAMDANI, A.AZZI, W.KOCZARA, "Commande Optimale Echantillonnée: application à un moteur asynchrone avec pilotage vectoriel", Colloque National en Analyse Mathématique Appliquée, CNAMA'93, Constantine, Algérie, Nov. 1993, cette thèse p. 73-78.
- [29] M.S.BOUCHERIT, H.CHEKIREB, "Réglage numérique par retour d'état partiel: application à une association hacheur-moteur à courant continu" 4^{ème} Séminaire sur l'Automatique et l'Electrotechnique, INHC, Boumerdes, Algérie, Dec. 1989.

- [30] M.S. BOUCHERIT, H. CHEKIREB, "Etude comparative par simulation de commandes numériques d'une association hacheur-moteur cc" 1^{er} Colloque d'Automatique; ENSET-Oran, Algérie, Nov. 1990.
- [31] M.S. BOUCHERIT, H. CHEKIREB, M.O. MAHMOUDI, L. NEZLI, "Commande des Machines Electriques: Survey" JEPCCM'91, ENP, Alger, Mai 1991.
- [32] M.S. BOUCHERIT, H. CHEKIREB, "Etude par simulation de la commande optimale par retour d'état avec observateur d'un moteur à courant continu", JTEA'92, Hammamet, Tunisie, février 1992.
- [33] F. BOUDJEMA, M.S. BOUCHERIT, "Commande à structure variable d'un convertisseur abaisseur réversible en tension et en courant" JTEA'92, Hammamet, Tunisie, février 1992.
- [34] F. BOUDJEMA, "Commande par mode de glissement: Application aux convertisseurs électriques", Thèse de Doctorat, UPST, Toulouse, 1991.
- [35] F. BOUDJEMA & al, "VSS approach to a full bridge buck converter used for AC sine voltage generation", 15th annual Conference IEEE, I.E.Society, IECON'90, California, Nov 1990.
- [36] F. BOUDJEMA, J.L. ABATUT, "Commande robuste pour un onduleur de tension", JEPCCM'91, ENP, Alger, Mai 1991.
- [37] N. BOUDJERDA, "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoïdale: Etude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1993.
- [38] N. BOUDJERDA, H. CHEKIREB, M.S. BOUCHERIT, "Etude par simulation d'un onduleur de tension commandé selon différentes techniques de modulation", Colloque Maghrébin sur l'Automatique et l'Electronique Industrielle, COMAEP'93, Djelfa, Mai 1993.
- [39] A. BOUMEDIENE, "Etude par simulation du réglage par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Thèse de magister, ENP, Alger, 1994.
- [40] A. BOUMEDIÈNE, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Réglage numérique par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", CMSES 94, Skikda, 10th & 11th, may 1994.
- [41] A. BOUMEDIÈNE, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Réglage optimal par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", CMGE'94, Rades, Tunisie, Mai 1994.
- [42] A. BOUMEDIÈNE, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Adaptation des paramètres du réglage d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", International Conference on signals & Systems, ICSS'94, Alger, 1994.
- [43] A. BOUMEDIÈNE, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Etude par simulation du réglage par retour d'état échantillonné d'une machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension MLI", International Conference, ICEEE'94, Oran, 1994.
- [44] A. BOUMEDIÈNE, L. NEZLI, M.S. BOUCHERIT, "Etude par simulation du réglage par retour d'état d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", JTEA'94, Hammamet, Tunisie, 1994, cette thèse p. 52-59.
- [45] D. BROWN, P.D. EVANS, "Simulation of low voltage brushless DC motor drives", 3rd International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, N°291, IEE, London UK, Jul. 1988.
- [46] D. BROWN, P.D. EVANS, "Simulation of brushless DC drives", IEE Proc., vol.137, Pt N°5, sept. 1990.
- [47] H. BÜHLER, "Méthodes classiques et modernes dans le domaine des entraînements réglés", Communications de la chaire d'électronique industrielle, N°2, EPFL, Lausanne, Mai 1979.
- [48] H. BÜHLER, "Réglage par mode de glissement", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [49] H. BÜHLER, "Impact of modern automatic control theory on electrical drives", 10th IFAC World Congress On Automatic Control, Preprints, Vol.3, Munich, 1987.
- [50] H. BÜHLER, "Electronique de commande et de réglage", Presses Polytechniques Romandes, 1985.
- [51] H. BÜHLER, "Réglages échantillonnés: Traitement par la transformée en Z", Vol. 1, Presses Polytechnique Romandes, Lausanne, 1987.
- [52] H. BÜHLER, "Réglages échantillonnés: Traitement dans l'espace d'état", Vol. 2, Presses Polytechnique Romandes, Lausanne, 1987.
- [53] H. BÜHLER, "Conception de systèmes automatiques", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne 1988.
- [54] H. BÜHLER, "Sliding mode control with switching command devices" (sans identification).
- [55] H. BURZANOWSKA, P. POHJALAINEN, "Modelling and simulation of PWM inverter-fed variable speed Motor drive", IMACS-TC1'90, Nancy, 1990.
- [56] G.A. CAPOLINO, H. HENAO, V.T. NGUYEN PHUOC, "Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction" Journées SEE, Lille, France, Dec. 1992.
- [57] J. CHATELAIN, "Machines électriques", Tome 2, Dunod, 1983.
- [58] R. CHAUPRADI, "Procédés modernes d'entraînements à vitesse variable par moteurs électriques autopilotés de grande puissance", RGE, Tome 87, N°10, Octobre 1978.
- [59] C. CHEN, "The mathematical model and computer simulation of an LCI drive", Electrical Machines and Power Systems, N°13, 1987.
- [60] D.W. CLARKE, "Applications of generalized predictive control to industrial processes", IEEE control systems

magazines, 1988.

- [61] D.W.CLARKE, "Implementation of self tuning controllers", by NICHOLSON, B.H.SWANICK, "Theory and applications", IEE Control Engineering, Series 15aw, P. Pregrinus Ed., 1981.
- [62] D.W.CLARKE, "self tuning control of nonminimum phase systems" Automatica, Vol 20, N°5, 1984.
- [63] D.W.CLARKE, & al, "Self tuning Controller", Proc, IEE, Vol 122, No 9, 1975.
- [64] D.W.CLARKE, P.J.GAWTHROP, "Self tuning control", Proc IEE, Vol 126, N°6, 1979.
- [65] D.W.CLARKE, C.MOHTADI, D.S.TUFF, "Generalized predictive control. part 1: the basis algorithm", Automatica, vol.23, N°2, 1987.
- [66] D.W.CLARKE, C.MOHTADI, D.S.TUFF, "Generalized predictive control. part 2: extensions and interpretations", Automatica, vol.23, N°2, 1987.
- [67] B.DAGUES & al, "Simulation generation based on Sosic methodology: application to simulation of converter-machine-control set", IMACS-TC1'90, Nancy 1990.
- [68] K.DAKHOUCHE, D.ROY, R.PACAUT, "Modelling and vector control of induction machines", IMACS-TC1'90, Nancy, 1990.
- [69] J.DAVOINE, R.PERRET & H.LE-HUY, "Operation of a self controlled synchronous machine without position sensor", IEEE Trans. IA, Vol.19, N°2, Mar/Avr 1983.
- [70] A.DE CARLI, "Steady state behavior of converter fed systems", 3rdIFAC symposium on control in power electronics and electrical drives, Lausanne, Septembre 1983.
- [71] B.DE FORNEL, "Machines à courants alternatifs alimentées à fréquences variables par convertisseurs statiques: Etudes des ondes de courants et de tensions. Comportements en régimes permanents et transitoires" Thèse de Doctorat Es Sciences Physiques, INPT, Toulouse 1976.
- [72] B.DE FORNEL, "Variation de vitesse des machines à courant alternatif", photocopiés, INPT, Toulouse, 1989.
- [73] A.DE LUCA, G.ULIVI, "Design of an exact nonlinear controller for induction motors", IEEE Trans on AC, Vol.34, N°12, 1989.
- [74] A.DE LUCA, G.ULIVI, "The design of linearizing outputs for inductions motors", Symposium of nonlinear control system design, 1989.
- [75] A.DE LUCA, G.ULIVI, "Full linearization of induction motors via nonlinear state feedback", Proc. IEEE-CDC, Los Angeles, 1989.
- [76] S.DIALLO, "Contribution à la simulation de l'association moteur série hacheur à thyristors", Thèse de Docteur Ingénieur, INPL/ENSEM, Nancy, 1980.
- [77] K.DJEBARA, "Commande adaptative monovariante d'un four de recuit rapide", Thèse de magister, HCR, Ain Oussara, Algérie, 1992.
- [78] K.DJEBARA, C.HOCINE, M.S.BOUCHERIT, H.CHEKIREB, "Commande numérique par retour d'état avec observateur: application à un moteur cc", JEP/CM'91, ENP, Alger, Algérie, Mai 1991.
- [79] M.DJEMAI, "Commande linéarisante des systèmes régulièrement perturbés", DEA d'automatique et de traitement du signal, LSS, SUPELEC, 1991.
- [80] M.DJEMAI, "Sur les systèmes non linéaires: approche de linéarisation par bouclage", Conférences du LEPC/ENP, Alger, 1993.
- [81] M.DJEMAI, J.HERNANDEZ, J.P.BARBOT, "Non linear control with flux observer for a singular perturbed induction motor", Proceedings IEEE-CDC, Groningen, 1993.
- [82] M.DJEMAI, M.S.BOUCHERIT, F.BOUDJEMA, "Réglage d'état adaptatif", SSA'92, Blida, Dec. 1992.
- [83] J.DENTE, R.FARIA, F.LABRIQUE, B.ROBYNS, "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator", IMACS-TC1 90, Nancy, France, 1990.
- [84] Y.DOTE, "Application of modern control techniques to motors control", IEEE Proc., vol.76, N°4, 1988.
- [85] J.L.DUARTE, "Commande numérique en courant et en vitesse sans capteur d'un moteur à courant continu", Thèse de Doct. Ing., INPL/ENSEM, Nancy, 1985.
- [86] D.DUMUR, P.BOUCHER, "Les techniques prédictives: un ensemble de solutions pour la commande de moteurs alternatifs", Journées SEE, les méthodes de l'automatique appliquées à l'électrotechnique, Lille, Avr. 1994.
- [87] J.ESTEVES, A.J.PIRES, J.A.DENTE, "Robust position control of a permanent magnet synchronous motor using sliding mode control", International AMSE conference, Signals & Systems, Warsaw, 1991.
- [88] J.ESTEVES, J.H.MAIA, P.J.COSTA BRANCO, J.A.DENTE, "Robust position sliding mode control of a permanent magnet motor using a load torque observer", Power Electronics Specialists Conference, IEEE, PESC'93, Seattle, June 1993.
- [89] M.FADEL, "Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension MLI: commande modale avec observateur de flux, commande auto-adaptative" Thèse de Doc., INPT, Toulouse 1988.
- [90] J.P.FAVRE, "Microprocessor based speed control of SCR DC motor microelectronics an electrical drives", ETG/GMR Fachtagung DARMSTADT, 1982.
- [91] R.FEUILLET, D.ROYE, E.OLIVIER, "Etude comparative de deux régulation par microprocesseur d'un moteur à courant continu", Revue Générale d'Electricité, Octobre 1983.

- [92] R.FEUILLET, "Commande de vitesse et optimisation énergétique par microprocesseur", Thèse de Docteur Ingénieur, INPG, Grenoble, 1979.
- [93] C.FOULARD, S.GENTIL, J.SANDRAZ, "Commande et régulation par ordinateur numérique", Eyrolles, 1984.
- [94] C.E. GARCIA, & al, "Model predictive control: theory and practice - a survey", Automatica, Vol. 25, No 3, 1984.
- [95] G.GEORGIOU, "Sur des commandes non linéaires adaptatives: aspects échantillonnés et application" Doctorat Es Sciences, Université Paris XI, Orsay, 1992.
- [96] G.GEORGIOU, "Adaptative feedback linearization and tracking for induction motors", IFAC workshop, Tbilissi, Octobre 1989.
- [97] G.GEORGIOU, D.NORMAND-CIROT "Découplage et linéarisation adaptative d'un moteur asynchrone" Rapport, LSS/ESE, 1989.
- [98] G.GILES, "Elaboration du modèle mathématique et commande optimale par ordinateur numérique d'un échangeur thermique pilote", Thèse de Doctorat Es Sciences Physiques, U.S.M de Grenoble, 1972.
- [99] M.GOSSA, "Modélisation dans l'espace d'état et commande numérique d'un moteur à courant continu", Thèse de Doctorat 3ème Cycle, INSA, Toulouse, 1984.
- [100] A.HABBADI, "Commande numérique d'une machine asynchrone alimentée par onduleur de tension" Doctorat de l'INPT, Toulouse, 1988.
- [101] K.HAMITI, L.BENCHIKH, M.S.BOUCHERIT, H.CHEKIREB, "Influence de la forme de la tension fournie par l'onduleur sur les caractéristiques d'un moteur asynchrone", IMECS'91, Sidi Bel Abbes, 1991.
- [102] K.HAMITI, L.BENCHIKH, M.S.BOUCHERIT, H.CHEKIREB, "Etude par simulation de la commande numérique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension", MOAD'92, Béjaïa, Decembre 1992.
- [103] F.HARASHIMA, K.IWAMOTO, H.NAITOH, "Stability analysis of constant margin-angle controlled commutatorless motor", IEEE Trans, vol.IA-19, N°5, Sept/Oct 1983.
- [104] F.HARASHIMA, H.NAITOH, T.HANEYOSHI, "Dynamic performance of self-controlled synchronous motors fed by current-source inverters", IEEE Trans., Vol.IA-15, Jan/Feb 1979.
- [105] C.J.HARRIS, S.A.BILLINGS, "Self tuning and adaptive control: Theory and application", British Library, 1985.
- [106] Y.HE, Y.WANG, "The state space analysis of excitation regulation of SCSM with constant margin-angle control", IEEE, Vol PE-5, N°3, July 1990.
- [107] M.A.HENSON, D.E.SEBORG, "A critique of differential geometric control strategies for process control", 11th IFAC Congress, 1990.
- [108] E.Y.Y.HO, P.C.SEN, "A micro controller-based induction motor drive system using variable structure strategie with decoupling", IEEE Trans. on IE, vol 37, N°3, June 1990.
- [109] E.Y.Y.HO, P.C.SEN, "Digital simulation of PWM induction motor drives for transient and steady-state performance", IEEE Trans. on IE, vol. IE-33, N°1, Fevrier 1986.
- [110] E.Y.Y.HO, P.C.SEN, "Decoupling control of induction motor drives", IEEE Trans. On IE, Vol. 15, N°2, 1988.
- [111] Y.HORI, T.UMENO, "Implementation of robust flux observer based field orientation (FOFO) controller for induction machines" IEEE, 1989.
- [112] S.Y.HUI, H.R.BOLTON, "Microcomputer controlled synchronous motor drives", Electric machines and power systems, N°12, 1987.
- [113] A.IBRAHIM SAID, "Etude des caractéristiques d'un dispositif à vitesse variable réalisé à partir d'une machine synchrone alimentée en tension par un convertisseur statique et autopilotée", Thèse Docteur Ingénieur, UPST, Toulouse, 1975.
- [114] D.ILEA, M.CIRSTEA, "The analysis of a new control method for the converter-synchronous motor electrical drive system", Int. AMSE conference, Signals & Systems, Warsaw, 1991.
- [115] R.ISERMANN, "Digital control Systems", Springer Verlag, Berlin, 1985.
- [116] A.ISIDORI, "Nonlinear control systems: An introduction", 2nd Edition, Springer Verlag, 1989.
- [117] A.JAKUBOWICZ, M.NOUGARET, R.PERRET, "Simplified Model and Closed-Loop Control of a Commutatorless DC Motor", IEEE Trans., Vol. IA-16, Mar/Avr 1980.
- [118] K.JELASSI, "Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté" Doctorat de l'INPT, Toulouse, 1991.
- [119] K.JELASSI, & al, "Etude comparative des techniques MLI destinées à l'alimentation en tension des variateurs asynchrones", JTEA'92, Tunis, 1992.
- [120] O.KAMEL, F.FNAIECH, "Commande prédictive de systèmes à paramètres, retard et ordre variable dans le temps", JTEA'91, Tunis, 1991.
- [121] A.KAZADAGHLI, F.PIRIOU, A.RAZEK, "Modélisation numérique des entraînements autopilotés à vitesse élevée variable", RGE, Tome 4, No 84, Avril 1984.
- [122] M.F.KHÈNE, "Etude par simulation numérique de réglages d'état échantillonnés en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1993.
- [123] M.F.KHÈNE, M.S.BOUCHERIT, L.NEZLI, "Etude comparative de commandes numériques d'une machine synchrone autopilotée", SSA'92, Blida, Algérie, Decembre 1992.

- [124] M.F.KHENE, M.S.BOUCHERIT, L.NEZLI, "Réglage numérique par retour d'état en cascade d'un Moteur Synchrone Autopilotée", JTEA'93, Hammamet, Tunisie, Fev. 1993.
- [125] M.F.KHENE, M.S.BOUCHERIT, L.NEZLI, "Simulation study of cascade state-feedback control of a CSI-SCSM", Proceedings of the IMACS-TC1'93, Montreal, Canada, Juillet 1993.
- [126] M.F.KHENE, M.S.BOUCHERIT, L.NEZLI, "Simulation study of speed state-feedback control of a Current Source Inverter-Self Controlled Synchronous Machine" MEPCON'94, Giza, Egypte, 1994.
- [127] M.F.KHÈNE, M.S.BOUCHERIT, L.NEZLI, "Réglages d'état échantillonnés d'une MSA alimentée en courant avec observateur du couple résistant", 2nd International Meeting on Components & Electronic System, IMECS-2, Sidi-Bel-Abbes, Algérie, Nov. 1993.
- [128] R.KLEIN, "L'Association onduleurs-machines synchrones", RGE, Tome 85, N°1, Janvier 1976.
- [129] P.C.KRAUSE, "Analysis of electrical machinery", Mc Graw-Hill, International Edition, 1987.
- [130] P.C.KRAUSE, T.LIPO, "Analysis and simplified representation of rectifier-inverter reluctance-synchronous motor drives", IEEE Trans, PAS-88, N°6, 1969.
- [131] Z.KRZEMINSKI, "Nonlinear control of induction motor", 10th IFAC world congress on automatic control, N°12, 1987.
- [132] G.LAJOIE MAZENC, C.TRANNOY, "Quelques aspects de l'étude du remplacement du collecteur par un commutateur statique", RGE, Tome 81, 1972.
- [133] G.LAJOIE MAZENC, "Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à hautes performances", EDF-DER, 1992.
- [134] I.D.LANDAU, "Commande adaptative: Aspects théoriques et pratiques", Ed Masson, 1986.
- [135] I.D.LANDAU, "Identification et commande des systèmes à l'aide des progiciels P.I.M et PC-REG", Ed Hermes, Paris, 1988.
- [136] R.LE DOEUFF, "Contribution à la modélisation et à la simulation d'ensembles convertisseurs statiques-machines tournantes", Thèse de Doctorat Es Sciences, INPL, Nancy, 1981.
- [137] R.LE DOEUFF, C.IUNG, "Problèmes de simulation numérique d'ensembles convertisseur-machine-commande", RGE, Octobre 1982.
- [138] R.LE DOEUFF, "La simulation numérique des ensembles convertisseur-machines-commande", Revue Générale d'Electricité, N°6/92, Juin 1992.
- [139] H.LE-HUY, "Etude de la commande numérique par microprocesseur d'une machine synchrone autopilotée", Thèse Doct.-Ing., INPG, Grenoble, 1980.
- [140] H.LE-HUY, R.PERRET, D.ROYE, "Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée par microprocesseur", RGE, Tome 1, No 82, Janv. 1982.
- [141] W.LEONHARD, "Control of electrical drives", Springer Verlag, 1990.
- [142] Y.D.LI, "Etude comparative des lois de commande des machines asynchrone alimentées par onduleur de tension MLI: Réalisation d'une commande numérique de positionnement", Th. Doct., INPL, Nancy, 1987.
- [143] K.W.LIM, K.V.LING, "Generalized predictive control of a heat exchanger", IEEE, Control System Magazine, Octobre 1989.
- [144] C.H.LIU, & al, "Modelling and implementation of microprocessor-based CSI-Fed Induction motor drive using field oriented control", IEEE Trans. I.A, vol.25, N°4, Jul/Aug 1989.
- [145] T.H.LIU, C.M.YOUNG, C.H.LIU, "Microprocessor-Based Controlled Design and Simulation for a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEE Trans, Vol.IE-35, N°4, Nov 1988.
- [146] A.K.LOTFY, "Définition et mise en oeuvre d'une structure de commande numérique pour machine synchrone autopilotée", Thèse Docteur-Ingénieur, INPT, Toulouse, 1981.
- [147] J.P.LOUIS, B.MULTON, M.LAVABRE, "Commande des MCC à Vitesse Variable", Techniques de l'Ingénieur, Serie D, 3610, Génie-Electrique, 1989.
- [148] R.MARINO, P.VALIGI, "nonlinear control of induction motors: A simulation study", ECC 91, Grenoble, 1991.
- [149] F.MILSANT, R.CHAUPRADE, "Electronique de puissance: Commande des machines à courant alternatif", T2, Eyrolles, 1984.
- [150] C.MOHTADI, D.W.CLARKE, "Generalized predictive control, LQ or Pole placement: A unified approach", Proceedings of 25th conference On decision and control, CDC, Athena, Grece, 1986.
- [151] J.M.D.MURPHY, F.D.TURN BULL, "Power electronic control of AC motors", Prentice Hall, 1991.
- [152] K.NAJIM, G.MURATET, " Optimisations et commandes en génie des procédés", Ed Masson, 1987.
- [153] K. NAJIM, "Commande adaptative des processus industriels", Ed Masson, Paris, 1982.
- [154] K.NAJIM, G.MURATET, "Pratiques de la régulation numérique des processus industriels", Ed Masson, 1983
- [155] K. NAJIM, M.M'SAAD, E.IRVING, "Commande prédictive adaptative: Théorie et applications", RAIRO-APII, Vol. 24, No 2, 1990.
- [156] K. NAJIM ET M.M'SAAD, "Adaptive control: theory and practical aspects ", Int. Journal of Control, Vol.1, March 1991.
- [157] L.NEZLI, "Etude en Simulation d'une Machine Synchrone Autopilotée", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1985.

- [158] N.NIBOUCHE, "Application de commandes non linéaires modernes à un moteur asynchrone", Thèse de magister, ENP, Alger, 1994.
- [159] M.NIBOUCHE, M.S.BOUCHERIT, F.BOUDJEMA, "Linéarisation et découplage d'un moteur asynchrone par retour d'état", COMAEI'93, Djelfa, Algérie, Mai 1993.
- [160] M.NIBOUCHE, M.S.BOUCHERIT, F.BOUDJEMA, "Simulation de la commande linéarisante d'un moteur asynchrone", CMSES'94, Skikda, Algérie, Mai 1994.
- [161] M.NOUGARET, "Sur une méthode de synthèse par retour d'état de la commande des processus physiques", Thèse de Doctorat Es Sciences Physiques, U.S.M de Grenoble, 1972.
- [162] D.W.NOVTNY, T.L.KING, "Equivalent circuit representation of current inverter driven synchronous machines", IEEE Trans., Vol. PAS-100, N°6, June 1981.
- [163] J.O'REILLY: "Observers for linear systems", Academic Press, 1983.
- [164] T.ORLOWSKA-KOWALSKA, "Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives", IEE Proc, Vol 136, Pt D, N°6, Nov 1989.
- [165] T.ORLOWSKA-KOWALSKA, "State and parameter observers in the induction motor control systems", Proc. of ICEM'92, Vol II, Manchester, 1992.
- [166] T.ORLOWSKA-KOWALSKA, "Nielineowe i biliniowe obserwatory stanu silnika asynchronicznego", RZUNE, WNT, Warszawa, 1992.
- [167] T.ORLOWSKA-KOWALSKA, "Observatory zmiennych stanu i parametrów w układach sterowania silników indukcyjnych klatkowych", Wydawnictwo Politechniki Wrocławskiej, 1990.
- [168] T.ORLOWSKA-KOWALSKA, "Analysis of linear state observer for special class of nonlinear dynamic system", Advances in Modelling, C, AMSE Press, Vol 36, N°4, 1993.
- [169] R.PERRET, "La machine synchrone autopilotée", Journée d'électronique de puissance, EPC-87, Clermont Ferrand, 1987.
- [170] V.PETERKA, "Predictor-based self tuning control" Automatica, Vol. 20, No 1, 1984.
- [171] M.PIETRZAK-DAVID, "Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone", Doctorat Es Sciences, INPT, Toulouse, 1988.
- [172] M.PIETRZAK-DAVID, B.DE FERNEL, "Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle", Journées SEE, Lille, France, Decembre 1992.
- [173] P.PILLAY, R.KRISHNAN, "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Trans, Vol.IE-35, N°4, November 1988.
- [174] P.PILLAY, R.KRISHNAN, "Control Characteristics and Speed Controller Design of a High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans, Vol.PE-5, April 1990.
- [175] D.PRAETZEL WOLTERS, "Formes canoniques de Jordan pour les systèmes linéaires", Outils mathématiques pour l'automatique, l'analyse des systèmes et traitement du signal", Volume 3, Editions CNRS, 1983.
- [176] J.RICHALET, and al, "Model predictive heuristic control: Application to industrial process", Automatica, Vol.14, 1980.
- [177] K.RIDOUH, M.S.BOUCHERIT, F.BOUDJEMA, "Commande par mode de glissement d'un convertisseur DC-DC pour un fonctionnement en hacheur et en onduleur", Modeling, Measurement & Control, A, AMSE Press, Vol.45, N°4, 1992.
- [178] P.J.RIEDO, "Etude de la dynamique d'un système soumis à un réglage d'état échantillonné avec observation des grandeurs d'état et des perturbations", Rapport interne 79/08, Chaire d'Electronique Industrielle, EPFL, Lausanne, 1979.
- [179] P.J.RIEDO, " Cascade digital control by state variable feed-back method applied to a DC motor", Laboratoire d'electronique Industrielle, EPFL, Lausanne, 1983.
- [180] P.J.RIEDO, "Comparaison des réglages classiques P-Pi-PID et des réglages par contre réaction d'état", Rapport interne n° 85/05, Laboratoire d'Electronique Industrielle, EPFL, Lausanne, 1985.
- [181] P.J.RIEDO, "Cascade digital control by state variable feed-back method applied to a DC motor", LEI-EPFL, Lausanne, 1984.
- [182] P.J.RIEDO, "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone", Thèse de Doctorat Es-Sciences Techniques, EPFL, Lausanne, 1985.
- [183] B.ROBYNS, "Commande numérique des moteurs synchrones et asynchrones". Séminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable, Rabat, Maroc, 1992.
- [184] B.ROBYNS, & al, "Asservissement de vitesse d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle". Journées sur les asservissements électromécaniques rapide, Modélisations et régulations avancées, Metz, 1992.
- [185] B.ROBYNS, F.LABRIQUE, H.BUYSE, "Position tracking control with an induction actuator using poles placement and decoupling rotate feedback", IMACS Symposium, Casablanca, Maroc, 1991.
- [186] B.ROBYNS, & al, "Commande numérique des moteurs à courant alternatif de faible puissance" Journées SEE sur les méthodes de l'automatique appliquées à l'électrotechnique, Lille, Avril 1994.
- [187] B.ROBYNS, F.LABRIQUE, H.BUYSE, "Performance analysis of a simplified indirect field oriented control

- algorithmes for small power induction actuators", Proc. of the IMACS-TC'93, Montreal, July 1993.
- [188] J.ROSA, "Utilization and rating of machine commutated inverter-synchronous motor drives", IEEE Trans, Vol.IA-15, Mar/Avr 1979.
- [189] P.C.SEN, "Thyristor DC drives", Wiley-Interscience Publication, 1981.
- [190] P.C.SEN, "Electric motor drives and control - past, present, and future", IEEE Trans, Vol.IE-37, N°6, Decembre 1990.
- [191] P.C.SEN, C.NMUDURI, "Digital simulation of an inverter-fed self controlled synchronous motor", IEEE Trans, Vol.IE-34, N°2, May 1987.
- [193] D.P.SENGUPTA, J.W. LYNN, "Electrical machine dynamics", Mac Millan Press Ltd, 1980.
- [194] S.N.SINGH, D.R.KOHLI, "Performance determination of a chopper-controlled separately excited DC motor", IEEE Trans. IE, vol.IE-31, N°1, Feb 1984.
- [195] N.K.SINHA, & al, "Modelling of DC motors for control applications", IEEE Trans., vol.IECI-21, N°2, 1974.
- [196] G.R.SLEMON, A.V.GUMASTE, "Steady-State Analysis of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Current source Inverter", IEEE Trans, Vol.IA-19, N°2, Mar/Apr 1983.
- [197] R. SOETERBOEK, "Predictive control. A unified approach" Prentice Hall, 1992.
- [198] M.Y.TACHFINE, "Contribution à la modélisation et à l'étude des machines triphasées associées à des convertisseurs statiques", Doctorat Es Sciences, INPL, Nancy, 1986.
- [199] V.I.UTKIN, "Sliding modes and their application in variable structure systems", MIR, Moscou, 1978.
- [200] V.I.UTKIN, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Trans. on AC, No AC-22, 1977.
- [201] P.VAS, J.LI, "Simulation of vector-controlled induction motor drives", Proc. of the IMACS-TC'93, Montreal, July 1993.
- [202] P.VAS, "Electrical machines and drives. A space-vector theory approach", Oxford Univ. Press, 1992.
- [203] G.C.VERGHESE, S.R.SANDERS, "Observers for flux estimation in induction machines" IEEE Trans. I.E., vol.35, N°1, Feb 1988.
- [204] L.H.WALKER, "A High-Performance Controlled-Current Inverter Drive", IEEE Trans, Vol.IA-16, N°2, March/Avr 1980.
- [205] V.WERTZ, R.GOREZ, K.Y.ZHU, "A new generalized predictive controller: application to the control of processes with uncertain dead time", Proceedings of the 20th CDC, Los angeles, 1987.
- [206] S.YAMAMURA, "AC Motor for High Performance Applications", Marcel Dekker Inc., 1986.
- [207] B.E.YDSTIE, "Extended horizon adaptive control", 9th IFAC world congress, Budapest, Hongrie, 1984.
- [208] P.BOUCHER, & al, "Commande prédictive polynomiale pour moteurs alternatifs" Journées SEE, Metz, 1992.
- [209] M.S.BOUCHERIT, A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, N.K.M'SIRDI, W.KOCZARA, "Étude des performances du réglage d'état appliqué à une MSA alimenté en tension" Journal of Technology, 1er trimestre 1995, cette thèse p. 60-65, (A paraître).
- [210] M.S.BOUCHERIT, A.BOUMEDIENE, L.NEZLI, N.K.M'SIRDI, "Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une MSA alimentée en tension" Revue Générale d'Electricité, cette thèse p. 66-71, (Soumis).
- [211] D.DUMUR, "Commande prédictive et machine outil" Thèse de Doctorat Es Sciences, ESE-SUPELEC et Univ. de Paris Sud, Orsay, 1993.
- [212] R. NEUMANN, R. DUMUR, P. BOUCHER, "Delta operator generalized predictive control" Proc. 31st IEEE-CDC conference, Tucson, 1992.
- [213] R.GOREZ, V.WERTZ, K.Y.ZHU, "On a generalized predictive control algorithm" Systems & Control Letters, Vol. 9, 1987.
- [214] R.GOREZ, V.WERTZ, "Generalized predictive control with prescribed dynamics" (sans identification).
- [215] M. NIBOUCHE, F. BOUDJEMA, M.S. BOUCHERIT, "Commande linéarisante d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire" Journal of Technology, 1er trimestre 1995 (A paraître).