

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

pour obtenir le diplôme de

MAGISTER EN AUTOMATIQUE

Présentée par

Fatiha BENMILOUD

Ingénieur d'Etat en Automatique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger

SIMULATION
DE LA
COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE
D'UN
ACTIONNEUR ASYNCHRONE

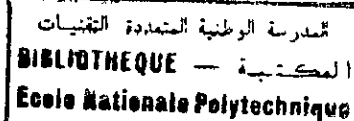
Soutenue publiquement le 16 Mai 1994 devant la commission d'examen:

MM.	R. TOUMI -----	Président
	M.S. BOUCHERIT -----	Rapporteur
	F. LABRIQUE -----	Rapporteur
	F. BOUDJEMAA -----	Examineur
	M.O. MAHMOUDI -----	Examineur
	M.C. SOUAMI -----	Examineur
	M.A. REDJAH -----	Invité

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

THESE



pour obtenir le diplôme de

MAGISTER EN AUTOMATIQUE

Présentée par

Fatiha BENMILOUD

Ingénieur d'Etat en Automatique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger

SIMULATION
DE LA
COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE
D'UN
ACTIONNEUR ASYNCHRONE

Soutenue publiquement le 16 Mai 1994 devant la commission d'examen:

MM.	R. TOUMI -----	Président
	M.S. BOUCHERIT -----	Rapporteur
	F. LABRIQUE -----	Rapporteur
	F. BOUDJEMAA -----	Examinateur
	M.O. MAHMOUDI -----	Examinateur
	M.C. SOUAMI -----	Examinateur
	M.A. REDJAH -----	Invité

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

A mes parents

REMERCIEMENTS

Je remercie vivement tous les membres du Jury de cette thèse:

Monsieur R. TOUMI, Professeur à l'Institut d'Electronique de l'USTHB, qui a accepté de présider le Jury de thèse et ceci malgré ses nombreuses obligations.

Monsieur M.S. BOUCHERIT, Chargé de Cours au Département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, qui a dirigé ce travail. Je lui exprime toute ma reconnaissance pour l'aide inestimable qu'il m'a apportée.

Le Professeur F. LABRIQUE et Monsieur B. ROBYNS du Laboratoire d'Electrotechnique et d'instrumentation de l'UCL (Belgique). Je leur exprime toute ma reconnaissance pour l'accueil qu'ils m'ont réservé, les moyens qu'ils ont mis à ma disposition au sein de leur Laboratoire et pour l'aide très précieuse qu'ils m'ont apportée pendant toute la durée du stage.

Monsieur M.A. REDJAH, Chef de Projet à la direction Recherche et Développement Sonelgaz. Je lui exprime toute ma gratitude pour toutes les suggestions et les maintes discussions enrichissantes dont il m'a faite bénéficier pendant toute la période de ce travail.

Messieurs F. BOUDJEMAA, M.O. MAHMOUDI et M.C. SOUAMI pour leur participation à ce Jury ainsi que pour leurs remarques constructives.

Monsieur M. GHEZAILI, Chef de Département, Mademoiselle AMOROUAYECHE, Chef de Projet à la direction Recherche et Développement Sonelgaz. Je les remercie pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à mes travaux.

Je ne saurais bien sûr oublier dans mes remerciements l'ensemble du personnel de l'ex Unité de Recherche pour son soutien.

Je remercie Monsieur HARCHOUCHE Tayeb pour sa contribution à la réalisation de cette thèse.

Je tiens enfin à remercier tous ceux, qui d'une façon ou d'une autre, ont aidé à l'aboutissement de ce travail.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	1
I- COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE	
I-1 Modele lineaire du procédé	4
I-2 Calcul du prédicteur	5
I-3 Equations diophantiennes	7
I-4 Loi de commande	8
II- MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	
II-1 Equations du moteur asynchrone	13
II-2 Transformation de Park: équations selon les axes d et q	15
II-3 Commande vectorielle	16
II-4 Découplage par rétroaction d'état	18
II-5 Modèle simplifié de l'actionneur asynchrone	20
III- APPLICATION DE LA COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE AU MOTEUR ASYNCHRONE (MODELE SIMPLIFIE)	
III-1 Discrétisation du modèle équivalent de la machine	22
III-2 Structure de réglage par la GPC	24
III-3 Synthèse de la commande	24
III-4 Simulation	26
a- Variation de l'horizon minimum de prédiction N1	28
b- Variation de l'horizon maximum de prédiction N2	28
c- Variation de l'horizon de commande NU	30
d- Variation du coefficient de pondération λ	30
IV- SIMULATION DE LA COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE (MODELE COMPLET)	
IV-1 Structure globale de réglage	33
IV-2 Simulations	34
IV-3 Amélioration des performances de réglage	39
a- Variation de l'horizon minimum de prédiction N1	39
b- Variation de l'horizon maximum de prédiction N2	39
c- Variation du coefficient de pondération λ	39
IV-4 Limitation des courants dans la machine	44
a- Limitation du courant par GPC	44
b- Limitation par une contrainte sur le courant	44

IV-5 Etude de la robustesse de la GPC	47
IV-5-1 Variation de la résistance statorique R_s	47
IV-5-2 Variation de la résistance rotorique R_r	50
IV-5-3 Variation simultanée des résistances statorique et rotorique R_s et R_r	52
IV-5-4 Variation de l'inertie J	53
V- COMMANDE PAR PLACEMENT DE POLES	
V-1 Commande par régulateur R-S-T	55
V-2 Dimensionnement du régulateur	56
V-3 Simulation	58
V-4 Etude de la robustesse de la commande par placement de pôles	64
a- Variation de la résistance statorique R_s	64
b- Variation de la résistance rotorique R_r	65
c- Variation simultanée des résistances statorique et rotorique R_s et R_r	66
d- Variation de l'inertie J	67
V-5 Comparaison entre les deux commandes	68
CONCLUSIONS	70
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	72
ANNEXE	

LISTE DES SYMBOLES

t	temps discret
q^{-1}	opérateur retard: $q^{-1}x(k) = x(k-1)$
T_e	période d'échantillonnage
x_i	ième élément du polynôme X
n_x	degré du polynôme X
X_i	polynôme fonction de i
(\wedge)	variable prédite
$(.)^T$	opérateur transpose
Δ	opérateur de différence: $\Delta = 1 - q^{-1}$
J	fonction du critère
$E[.]$	opérateur d'espérance
$d(.) / dt$	opérateur de dérivée par rapport au temps
$\partial^\circ(.)$	degré de la variable

— $()^{-1}$ inverse de la variable

Paramètres du Moteur

$U_{x, s, r}$	tension de phase x stator, rotor
$I_{x, s, r}$	courant de phase x stator, rotor
$\psi_{x, s, r}$	flux de phase x stator, rotor
$L_{x, s, r}$	inductance de phase x stator, rotor
$M_{x, s, r}$	inductance mutuelle entre phases du stator, rotor
M_{rs}	inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor
$U_{d, q}$	tension d'axe d, q
$I_{s, r, d, q}$	courant statorique, rotorique d'axe d, q
$\psi_{s, r, d, q}$	flux statorique, rotorique d'axe d, q
$R_{s, r}$	résistance statorique, rotorique
$L_{s, r}$	inductance statorique, rotorique
M	inductance mutuelle
T_{em}	couple électromagnétique
s	coefficient de dispersion
$\tau_{s, r}$	constante de temps du stator, du rotor
ω_s	fréquence en rad/s
ω_m	vitesse du rotor en rad/s
Ω	vitesse du rotor en π/mn
θ	angle entre une phase du stator et une phase du rotor
$\theta_{s, r}$	angle entre l'axe d et une phase du stator, rotor
p	nombre de paires de pôles

Paramètres du Modèle

A, B, C	polynômes décrivant le processus
P, A _{ref} , B _{ref}	polynômes désirés du processus
H _f	fonction de transfert en boucle fermée
y(t)	sortie du processus à l'instant t
u(t)	entrée du processus à l'instant t
e(t)	perturbation aléatoire
v(t)	perturbation mesurable
X(t)	signal regroupant les perturbations
ξ(t)	perturbation de moyenne nulle
d	retard du processus en périodes d'échantillonnage

Paramètres du régulateur

N1	horizon minimum de prédiction
N2	horizon maximum de prédiction
NU	horizon de commande
λ	coefficient de pondération
E _j , F _j , G _j	polynômes du régulateur
G, G1, G2	matrices du régulateur
r _j	scalaire
w	signal de référence
h	signal regroupant les signaux connus d'entrée et de sortie
y	signal de sortie
u	signal de commande
$\tilde{u} = \Delta u$	signal de commande
ξ	coefficient d'amortissement
ω ₀	fréquence propre
ω _n	fréquence propre amortie
T _{bl}	temps d'établissement
R, S, T	polynômes du régulateur

Notation

Les caractères en gras désignent les vecteurs colonnes. Par exemple **u** et **y** sont des vecteurs. Le vecteur ligne est noté en utilisant l'opérateur transpose. Par exemple, **u^T** et **y^T** sont des vecteurs lignes.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

Le principe de la contre réaction est à la base de la théorie de la commande depuis son avènement en tant que science. Son utilisation permet la stabilisation de processus instables en boucle ouverte, ainsi que la conception de schémas capables d'assurer la stabilité et les performances du système commandé en présence de perturbations les plus variées. Au départ, les boucles de contre-réaction contenaient des régulateurs standard simples et leurs combinaisons en cascade. Mais l'avènement des calculateurs numériques a permis l'utilisation de commandes plus évoluées telles que les commandes optimales, les commandes adaptatives, les commandes prédictives, les observateurs, les commandes robustes, . . . [2, 4, 22, 23, 26, 43, 44]. En effet, beaucoup de dispositifs difficiles à réaliser en analogique trouvent des facilités d'implémentation sur les calculateurs numériques, et le prédicteur de Smith en est un exemple type [45].

Actuellement beaucoup de travaux sont consacrés à la commande prédictive. L'idée principale de cette approche est de transformer le problème classique de commande de la sortie en une commande de la sortie à un ou à des instants futurs. Les travaux sur la commande prédictive ont réellement débuté dans les années 60 lorsque Smith utilisa un prédicteur pour la compensation des retards[45]. Plusieurs développements de la commande prédictive ont été proposés par la suite, nous retrouvons les travaux d'Aström et Wittenmark (1973) qui ont proposé une commande à variance minimale basée sur une prédiction à d pas, où d est le nombre de périodes d'échantillonnage représentant le retard du système[4]. Peterka (1984) a utilisé des prédicteurs donnant une représentation interne du système dans la commande auto-ajustable [32]. C'est ainsi qu'est apparue la notion de commande prédictive étendue faisant appel à un ensemble de prédictions effectuées sur un horizon supérieur au retard, d'où une relative insensibilité à la valeur de ce retard. De plus, les commandes utilisant ce concept ne font pas appel à des annulations de pôles et de zéros, ce qui améliore l'insensibilité des algorithmes résultants par rapport à la stabilité du modèle inverse. Les méthodes se différencient par leur manière d'effectuer la prédiction, par l'horizon sur lequel s'effectue cette prédiction et par l'expression du critère à minimiser.

Une nouvelle méthode appelée commande prédictive généralisée (GPC) a été proposée par Clarke et son équipe (1987) . Cette commande appartient à la famille des commandes à horizon étendu et utilise un modèle de représentation CARIMA (Controlled Auto-Regressive and Integrated Moving-Average) [11]. Grâce à ce modèle, la réponse indicielle du système est prédite sur plusieurs pas. Ensuite, une séquence d'entrées est calculée de manière à minimiser l'écart entre les sorties prédites et les références correspondantes au sens d'un critère quadratique, sous la contrainte que la commande ne varie pas au delà d'un certain horizon. Cette approche utilise l'horizon glissant. Une séquence de commandes est alors calculée, mais seul le premier élément de cette séquence est effectivement appliqué au système.

La commande prédictive a subi des modifications par Gorez et Wertz (1987) sélectionnant indépendamment le régulateur désiré et les dynamiques de poursuite du système en boucle fermée[20]. Najim, M'Saad et Irving proposent une commande prédictive adaptative qui consiste à combiner une loi de commande avec modèle de référence avec un estimateur des paramètres[31]. Demircioglu et Gawthrop (1992) proposent une commande prédictive continue multivariable [14].

Parmi les applications nous pouvons citer les travaux de Clarke (1988) qui concernent les processus de cimentrie, de séchage et de robotique [13]; ceux de Najim M'Saad et Irving concernent la colonne de séparation [31]; Dion et son équipe (1990) ont appliqué la GPC à deux bras manipulateurs flexibles[16]; Bastin et Wertz(1986) ont traité la commande d'un four de verrerie et la surveillance et la conduite de procédés biotechnologiques [5]; Bordeneuve-Guibe (1990) l'a appliqué aux fours de traitements thermiques rapides[40];

Er-Rafai (1989) l'a utilisé pour l'asservissement d'un hélicoptère[42]; l'équipe de Dahhou (1992) a utilisé la GPC pour la commande des fours et de la colonne à distiller[41] et très récemment Boucher et Dumur (1991) ont investi le domaine des machines électriques [7, 8, 9].

La théorie de la commande moderne qui peut traiter la commande des systèmes complexes a été, récemment, appliquée à l'analyse et la synthèse des régulateurs pour les machines électriques. Les raisons de ces applications sont les suivantes :

1- La nécessité de réunir des exigences de plus en plus rigoureuses sur les performances de la commande des machines électriques,

2- la facilité d'accès aux microprocesseurs modernes avec lesquels beaucoup de stratégies de commande peuvent être implémentées,

3- avec l'avènement de la puissance de commutation des composants de semiconducteurs et convertisseurs, il est devenu possible de construire une conduite de système à haute performance avec coprocesseurs et capteurs.

Dans notre travail, nous appliquons la commande prédictive généralisée à une machine électrique. C'est un actionneur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel.

Le premier chapitre de ce travail est consacré au développement de la commande prédictive généralisée. Après une présentation d'un modèle de procédé, celui-ci est transformé pour être mis sous la forme CARIMA. A partir de ce modèle une prédiction de la sortie est obtenue et les paramètres du prédicteur sont déterminés en résolvant une équation de Bezout appelée dans cette approche équation diophantienne, la résolution de celle-ci se fait de manière itérative. La loi de commande est obtenue en minimisant un critère quadratique sur l'entrée et la sortie, ce chapitre se conclut par un algorithme résumant la méthode.

Le chapitre II expose la modélisation du moteur asynchrone. Une représentation de la machine dans le système triphasé puis dans le système biphasé est donnée. Une commande vectorielle est ensuite appliquée à la machine afin de permettre un découplage de ses variables d'état. Un modèle simplifié du moteur asynchrone est alors obtenu.

Une application sur le modèle linéaire est présentée au troisième chapitre. Il s'agit de contrôler la vitesse du moteur au moyen de la tension U_q . Celle-ci est obtenue par la loi de commande prédictive généralisée. Après une discrétisation du modèle linéaire et une élaboration de la structure de réglage, la synthèse de la commande est présentée. Les essais de simulation nécessitent une recherche des paramètres de commande donnant les meilleures réponses.

Le quatrième chapitre étudie l'application de la GPC au modèle complet de l'actionneur asynchrone muni de son pilotage vectoriel. Il est présenté d'abord, la structure de réglage tenant compte de ce modèle, ensuite, les essais de simulation sont effectués en prenant le jeu de paramètres choisi dans le troisième chapitre. Ainsi, il est étudié le comportement de certaines grandeurs principales du moteur dont la vitesse, les tensions de commande, les flux et les courants. Des essais sont effectués en tenant compte des contraintes sur le courant. Enfin, une étude de la robustesse de la commande vis à vis des variations des paramètres de la machine, est présentée par des essais de simulations.

Au dernier chapitre, il est présenté brièvement la technique du placement de pôles qui est une commande performante. Cette commande a été étudiée à titre comparatif et ainsi évaluer les performances de la commande prédictive généralisée par rapport à d'autres

techniques modernes de commande. Cette technique utilise l'approche polynômiale R-S-T qui est présentée au début de ce chapitre, le dimensionnement du régulateur est fait par la suite. Pour pouvoir comparer les deux commandes, les mêmes essais de simulation que la GPC sont effectués. Quelques conclusions terminent ce travail.

CHAPITRE I

COMMANDE PREDICTIVE
GENERALISEE

La commande prédictive généralisée est une méthode de commande relativement récente qui n'a connu un réel essor que depuis quelques années grâce aux travaux de D.W.Clarke et de son équipe. En effet en 1984, Peterka introduit un prédicteur dans le calcul de la commande [30]; en 1987 D.W.Clarke développe un nouvel algorithme qu'il appelle commande prédictive généralisée (GPC) [11], celle-ci a été utilisée pour sa capacité à surmonter des contraintes telles que les retards inconnus ou variables dans le temps, paramètres variables, ordre variable ou mal connu [24], [40]. Cette approche a été appliquée aux procédés chimiques, thermiques et aux robots (bras manipulateurs), et récemment aux procédés électriques [7, 8, 9].

La commande prédictive généralisée est basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fuyant avec l'hypothèse qu'il existe un horizon au delà duquel les incréments de commande future sont nuls.

Dans ce chapitre nous commençons par donner la classe des procédés auxquels la commande prédictive généralisée est appliquée, puis le calcul de la sortie prédite et du prédicteur. Le prédicteur dépend des paramètres qui sont obtenus par la résolution de l'équation diophantienne, celle-ci se faisant de manière itérative. Nous donnons son développement par la suite, et nous terminons le chapitre par la présentation de la loi de commande prédictive généralisée.

I-1. Modèle linéaire du procédé:

Le comportement dynamique du procédé et de son environnement peut être décrit par une équation aux différences de la forme [51]:

$$A(q^{-1}) y(t) = q^{-d} B(q^{-1}) u(t) + q^{-k} D(q^{-1}) v(t) + C(q^{-1}) e(t) \quad (I-1)$$

avec

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb}$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc}$$

$$D(q^{-1}) = d_0 + d_1 q^{-1} + \dots + d_{nd} q^{-nd}$$

où:

d représente le nombre de périodes d'échantillonnage contenu dans le retard. Les grandeurs $y(t)$, $u(t)$, $v(t)$ et $e(t)$ représentent respectivement, à l'instant t , la sortie du procédé, la commande appliquée au procédé, la perturbation mesurable et une séquence de variables aléatoires indépendantes de moyenne nulle et de variance finie.

Le modèle polynômiale (I-1) peut prendre la forme:

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + X(t) \quad (I-2)$$

où $X(t)$ regroupe les termes relatifs aux perturbations et lorsque d est pris égal à 1.

Le terme $X(t)$ qui est un modèle à moyenne glissante MA (Moving Average), peut s'écrire sous la forme[11]:

$$X(t) = C(q^{-1}) \xi(t) \quad (I-3)$$

où $\xi(t)$ est une séquence aléatoire non corrélée.

Ainsi l'équation (I-2) devient:

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + C(q^{-1}) \xi(t) \quad (I-4)$$

Ce modèle est appelé modèle CARMA (controlled autoregressive and moving average). Lorsque les éventuelles perturbations stationnaires sont annulées par l'introduction d'une action intégrale, l'équation (I-3) devient :

$$X(t) = C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{\Delta} \quad (I-5)$$

où :

$\Delta = 1 - q^{-1}$ est l'opérateur de différence.

Ainsi nous obtenons un modèle CARIMA (controlled autoregressive and integrated moving average):

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + C(q^{-1}) \frac{\xi(t)}{\Delta} \quad (I-6)$$

I-2. Calcul du prédicteur :

Le modèle (I-6) est utilisé dans l'étude de la commande prédictive généralisée. Pour simplifier les calculs, le polynôme $C(q^{-1})$ est pris égal à 1 [11], et le modèle (I-6) s'écrit :

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + \frac{\xi(t)}{\Delta} \quad (I-7)$$

L'écriture de l'équation (I-7) à l'instant $t+j$ est obtenue en multipliant les deux membres de cette équation par q^j , nous obtenons:

$$A(q^{-1}) y(t+j) = B(q^{-1}) u(t+j-1) + \frac{\xi(t+j)}{\Delta} \quad (I-8)$$

Le polynôme $A(q^{-1})$ étant différent de zéro, nous pouvons effectuer la division de la relation (I-8) par $A(q^{-1})$, et nous aurons:

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t+j-1) + \frac{1}{A(q^{-1}) \Delta} \xi(t+j) \quad (I-8bis)$$

Le terme $1/(A(q^{-1}) \Delta)$ peut être décomposé en deux parties. Cette décomposition peut être obtenue à l'aide de l'algorithme d'Euclide qui permet d'effectuer la division de 1 par le polynôme $A(q^{-1}) \Delta$ jusqu'à l'ordre j [24], soit:

$$\frac{1}{A(q^{-1}) \Delta} = E_j(q^{-1}) + q^{-j} \frac{F_j(q^{-1})}{A(q^{-1}) \Delta} \quad (I-9)$$

Les polynômes E_j et F_j sont définis de manière unique et sont de degrés respectifs $(j-1)$ et $\deg(A(q^{-1}))$ [11], [24], [29], [51], et j est l'intervalle de prédiction. Ces polynômes sont de la forme:

$$\begin{aligned} E_j(q^{-1}) &= e_0 + e_1 q^{-1} + \dots + e_{j-1} q^{-j+1} \\ F_j(q^{-1}) &= f_0 + f_1 q^{-1} + \dots + f_{na} q^{-na} \end{aligned}$$

l'équation (I-9) peut s'écrire aussi sous la forme:

$$E_j(q^{-1}) A(q^{-1}) \Delta + q^{-j} F_j(q^{-1}) = 1 \quad (I-10)$$

en multipliant les deux membres de l'équation (I-8) par $E_j(q^{-1}) \Delta$ nous aurons:

$$E_j(q^{-1}) \Delta A(q^{-1}) y(t+j) = E_j(q^{-1}) \Delta B(q^{-1}) u(t+j-1) + E_j(q^{-1}) \xi(t+j) \quad (I-11)$$

et en remplaçant $E_j(q^{-1}) A(q^{-1}) \Delta$ par son expression (I-10), $y(t+j)$ devient:

$$y(t+j) = E_j(q^{-1}) B(q^{-1}) \Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1}) y(t) + E_j(q^{-1}) \xi(t+j) \quad (I-12)$$

le produit de $E_j(q^{-1})$ par $\xi(t+j)$ nous donne:

$$E_j(q^{-1}) \xi(t+j) = e_0 \xi(t+j) + e_1 \xi(t+j-1) + \dots + e_{j-1} \xi(t+1)$$

Cette dernière expression nous montre que les composantes du bruit sont toutes dans le futur. Le terme $E_j(q^{-1}) \xi(t+j)$ représente la partie non prédictible. Donc le prédicteur, compte tenu des informations connues à l'instant t , s'écrit :

$$\hat{y}(t+j/t) = G_j(q^{-1}) \Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1}) y(t) \quad (I-13)$$

avec

$$G_j(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) B(q^{-1}) \quad (I-13bis)$$

Remarque :

Les polynômes $A(q^{-1})\Delta$ et q^{-j} sont premiers entre eux. D'après Bezout, il existe deux polynômes uniques $E_j(q^{-1})$ et $F_j(q^{-1})$ qui vérifient l'équation (I-10) et $\partial^\circ E_j = \partial^\circ(q^{-j})^{-1} = j-1$ et $\partial^\circ F_j = \partial^\circ(A\Delta) - 1$.

$y(\cdot / t)$ est la notation du prédicteur qui n'est fonction que des informations disponibles à l'instant t .

I-3. Equations diophantiennes :

Le calcul du prédicteur nécessite la connaissance des polynômes $E_j(q^{-1})$ et $F_j(q^{-1})$; ces derniers représentent la solution de l'équation (I-10) appelée équation diophantienne. Pour trouver les polynômes E_j et F_j , nous allons résoudre l'équation (I-10) en procédant par récurrence. Nous supposons donc que nous connaissons les polynômes E_j et F_j à l'ordre j et nous allons essayer de trouver les polynômes E_{j+1} et F_{j+1} à l'ordre $j+1$.

Posons :

$$\tilde{A} = A \Delta$$

Les deux équations diophantiennes à l'ordre j et $j+1$ s'écrivent:

$$1 = E_j \tilde{A} + q^{-j} F_j \tag{I-14}$$

$$1 = E_{j+1} \tilde{A} + q^{-(j+1)} F_{j+1} \tag{I-15}$$

La différence membre à membre nous donne:

$$0 = \tilde{A} (E_{j+1} - E_j) + q^{-j} (q^{-1} F_{j+1} - F_j) \tag{I-16}$$

D'après l'équation (I-16) nous constatons que q^{-j} divise le polynôme $\tilde{A} (E_{j+1} - E_j)$, or q^{-j} et \tilde{A} sont premiers entre eux. Ceci nous permet d'écrire:

$$E_{j+1} - E_j = r_j q^{-j} \tag{I-17}$$

En remplaçant $(E_{j+1} - E_j)$ par son expression dans (I-16) nous aurons:

$$q^{-j} (q^{-1} F_{j+1} - F_j + \tilde{A} r_j) = 0$$

il ressort de l'équation précédente:

$$F_{j+1} = q (F_j - \tilde{A} r_j) \tag{I-18}$$

sachant que:

$$F_{j+1} = f_{j+1,0} + f_{j+1,1} q^{-1} + \dots + f_{j+1,na} q^{-na}$$

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

$$q r_j \tilde{A} = (1 + \tilde{a}_1 q^{-1} + \dots + \tilde{a}_{na+1} q^{-(na+1)}) q r_j$$

et en identifiant les coefficients des polynômes F_{j+1} et $q (F_j - \tilde{A} r_j)$, nous tirons les relations recurrentes suivantes:

$$r_j = f_{j,0} \tag{I-19}$$

$$f_{j+1,i} = f_{j,i+1} - \tilde{a}_{i+1} r_j$$

avec $i = 0, 1, \dots, \text{deg}(F_{j+1}(q^{-1})) - 1$

ces relations déterminent le polynôme F_{j+1} et de (I-17) et (I-13 bis) nous retrouvons:

$$E_{j+1}(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) + q^{-j} r_j \tag{I-20}$$

$$G_{j+1}(q^{-1}) = B(q^{-1}) E_{j+1}(q^{-1}) \tag{I-21}$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$1 = E_1(q^{-1}) \tilde{A}(q^{-1}) + q^{-1} F_1(q^{-1}) \tag{I-22}$$

Le coefficient a_0 étant égal à 1, pour que cette identité (équation I-22) soit vérifiée, il faut que le coefficient $e_{1,0}$ de $E_1(q^{-1})$ soit égal à 1.

$$E_1(q^{-1}) = 1 \tag{I-23}$$

$$F_1(q^{-1}) = q (1 - \tilde{A}(q^{-1}))$$

I-4. Loi de commande :

Dans la plupart des cas, on cherche à minimiser les fluctuations de la sortie par rapport à la consigne et à réduire les amplitudes des variations du signal de commande. Cet objectif est aussi celui de la commande prédictive généralisée qui est basée sur la minimisation d'un critère quadratique de la forme :

$$J(N1, N2) = E \left\{ \sum_{j=N1}^{N2} [y(t+j) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N2} [\lambda(j) \Delta u(t+j-1)]^2 \right\} \tag{I-24}$$

où

- {w(t+j)} est une séquence de références
- N1 est l'horizon minimum de prédiction,
- N2 est l'horizon maximum de prédiction,
- $\lambda(j)$ est une séquence de coefficients de pondération,
- et j est l'horizon de prédiction.

Cette fonction coût (I-24) dépend de l'erreur de la sortie prédite et de la variation du signal de commande. Réécrivons la sortie prédite sur un horizon allant de N1 à N2:

$$\begin{aligned}
 y(t+N1) &= G_{N1} \Delta u(t+N1-1) + F_{N1} y(t) + E_{N1} \xi(t+N1) \\
 y(t+N1+1) &= G_{N1+1} \Delta u(t+N1) + F_{N1+1} y(t) + E_{N1+1} \xi(t+N1+1) \\
 &\vdots \\
 y(t+N2) &= G_{N2} \Delta u(t+N2-1) + F_{N2} y(t) + E_{N2} \xi(t+N2)
 \end{aligned}$$

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 et filtrés et le dernier dépend des signaux de bruit futurs.

Soit $h(t+j)$ la composante de $y(t+j)$ regroupant les signaux connus, telle que [11] :

$$\begin{aligned}
 h(t+N1) &= (G_{N1}(q^{-1}) - g_{N1,0}) \Delta u(t) + F_{N1} y(t) \\
 h(t+N1+1) &= q (G_{N1+1}(q^{-1}) - q^{-1} g_{N1+1,1} - g_{N1+1,0}) \Delta u(t) + F_{N1+1} y(t) \quad (I-25) \\
 &\vdots
 \end{aligned}$$

avec

$$G_i(q^{-1}) = g_{i0} + g_{i1} q^{-1} + \dots; \partial^\circ(G_i) = \partial^\circ(E_i) + \partial^\circ(B) = i-1 + \partial^\circ(B)$$

Les équations précédentes nous permettent d'écrire le prédicteur sous forme vectorielle :

$$\hat{y} = G\tilde{u} + h \tag{I-26}$$

avec

$$G = \begin{bmatrix} g_{N1-1} \dots g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{N1} & \dots & \dots & g_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N2-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & g_0 \end{bmatrix} \quad \text{où } g_j = g_{ij}, j = 0, 1, \dots$$

et

$$\tilde{u} = \begin{bmatrix} \Delta u(t+N1-1) \\ \Delta u(t+N1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N2-1) \end{bmatrix} \quad \hat{y} = \begin{bmatrix} \hat{y}(t+N1) \\ \hat{y}(t+N1+1) \\ \vdots \\ \hat{y}(t+N2) \end{bmatrix} \quad h = \begin{bmatrix} h(t+N1) \\ h(t+N1+1) \\ \vdots \\ h(t+N2) \end{bmatrix}$$

Ainsi pour un horizon de prédiction compris entre N1 et N2, le critère quadratique s'écrit :

$$J = J(N1, N2) = (\hat{y} - w)^T (\hat{y} - w) + \lambda(j) \tilde{u}^T \tilde{u} \tag{I-27}$$

en remplaçant \hat{y} par son expression et en supposant que la séquence de coefficients de pondération $\lambda(j)$ est une constante λ , le critère devient :

$$J = (G \tilde{u} + h - w)^T (G \tilde{u} + h - w) + \lambda \tilde{u}^T \tilde{u} \tag{I-28}$$

La minimisation de ce critère permet d'obtenir la loi de commande suivante :

$$\tilde{u} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (w - h) \tag{I-29}$$

Le premier élément de \tilde{u} est $\Delta u(t)$ tel que la présente commande $u(t)$ soit donnée par :

$$u(t) = u(t-1) + \bar{g}^T (w - h) \tag{I-30}$$

où \bar{g}^T est la première ligne de $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$.

Nous supposons qu'il existe un horizon NU au delà duquel les incréments de commande future sont nuls, c'est à dire :

$$\Delta u(t+j-1) = 0 \text{ pour } j > NU$$

NU est appelé horizon de commande. Cette hypothèse est introduite pour limiter le volume de calcul. En effet l'utilisation de $NU < N2$ réduit les calculs, le vecteur \tilde{u} devient de dimension NU et les équations de prédiction sont réduites à:

$$\hat{y} = G_1 \tilde{u} + h$$

avec

$$G_1 = \begin{bmatrix} g_{N1-1} & \dots & g_0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ g_{N1} & \dots & \dots & g_0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{NU-2} & \dots & \dots & \dots & g_0 & 0 & \dots \\ g_{NU-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & g_0 & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N2-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & g_{N2-NU} & \dots \end{bmatrix} \tag{I-31}$$

Cette matrice qui était au départ de dimension $(N2-N1+1 \times N2)$ est devenue de dimension $(N2-N1+1 \times NU)$. La loi de commande, tenant compte de cette nouvelle matrice, s'écrit :

$$\tilde{u} = (G_1^T G_1 + \lambda I)^{-1} G_1^T (w - h) \tag{I-32}$$

La dimension de la matrice à inverser devient alors (NU x NU). Si on prend NU = 1, la matrice se réduit à un scalaire et le problème de l'inversion est ainsi supprimé.

Jusqu'ici nous avons pris le retard égal à un (1), cette valeur du retard est due à l'échantillonnage. Mais supposons qu'il existe un retard dans la fonction de transfert, celui-ci est introduit dans le modèle décrit par la relation (I-7) mais ne change pas la procédure de développement de la commande prédictive généralisée. Le modèle (I-7) s'écrit :

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

dans ce cas les équations de prédiction s'écrivent de la manière suivante :

$$y(t+j) = G_j(q^{-1}) \Delta u(t+j-1-d) + F_j(q^{-1})y(t) + E_j(q^{-1}) \xi(t+j) \tag{I-33}$$

avec: $j = N1, \dots, N2$

l'équation (I-32) peut prendre la forme :

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

posons:

$$q^{-d} G_j(q^{-1}) = G_{j-d}(q^{-1})$$

les équations de prédiction deviennent :

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

la loi de commande devient :

$$\tilde{u} = (G_2^T G_2 + \lambda I)^{-1} G_2^T (w - h)$$

avec

$$G_2 = \begin{bmatrix} g_{N1-d-1} & \dots & g_0 & 0 & \dots & 0 \\ g_{N1-d} & \dots & \dots & g_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{NU-2} & \dots & \dots & \dots & g_0 & 0 \\ g_{NU-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & g_0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N2-d-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & g_{N2-NU-d} \end{bmatrix}$$

Algorithme:

Nous pouvons résumer la synthèse de la commande prédictive généralisée dans l'algorithme suivant:

- 1- Obtention des coefficients des polynômes A et B.
- 2- Calcul du polynôme $A\Delta$.
- 3- Résolution des équations diophantiennes .
 - 3-1- Calcul des matrices polynômiales E_j et F_j .
 - 3-2- Calcul de la matrice polynômiale G_j .
 - 3-3- Formation de la matrice G, G_1 ou G_2 .
- 4- Calcul de $(GTG + \lambda I)^{-1}GT$
- 5- Formation de la consigne w.
- 6- Calcul de y .
- 7- Calcul du vecteur h.
- 8- Calcul du vecteur commande u.
- 9- Application du premier élément de la commande au système.

Remarque : Les points 5, 6, 7, 8, 9 sont répétés à chaque instant d'échantillonnage.

La machine asynchrone est un système complexe et non linéaire dont les variables principales sont couplées, elle est de ce fait difficilement commandable. En dépit de toutes ces difficultés, la machine asynchrone est de plus en plus utilisée en raison de son faible coût, de sa simplicité de construction et de sa robustesse (peu de pièces sont soumises à l'usure). Elle détrône de ce fait progressivement la machine à courant continu et couvre une plage de puissance de quelques centaines de watts jusqu'à quelques mégawatts. L'association "convertisseur statique-machine asynchrone" exige un procédé de contrôle efficace et performant. Cette commande performante d'une machine asynchrone est complexe mais les conditions de réalisation s'améliorent de plus en plus avec l'évolution des techniques numériques qui ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives.

C'est ainsi que beaucoup de travaux de recherche ont été effectués sur le contrôle vectoriel dont les premières initiations ont été l'oeuvre de Blaschke en 1971 [6]. Ce type de commande a été utilisé pour la machine asynchrone afin de la découpler. Actuellement, plusieurs travaux sont menés dans cette direction, et montrent l'intérêt et les performances de cette technique où le flux et le couple, qui sont les variables essentielles de réglage, sont découplés et commandés indépendamment [27], [33], [34], [35], [36].

Dans ce chapitre, nous donnons une représentation mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasé, celle-ci est représentée aussi dans le modèle de Park dont le référentiel est lié au champ tournant. La troisième partie de ce chapitre expose le découplage de la machine moyennant une commande vectorielle. Le schéma bloc du modèle obtenu de la machine est donné à la fin de ce chapitre.

II-1. Equations du moteur asynchrone :

Soit une machine asynchrone triphasée dont les phases du stator sont repérées par a_s , b_s et c_s et celles du rotor sont repérées par a_r , b_r et c_r (figure II-1). L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position instantannée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r choisis comme axes de référence. Les angles θ_s et θ_r représentent respectivement les angles entre une phase du stator et celle du rotor avec l'axe d du repère d-q [15], [46].

En supposant qu'il y a absence de saturation dans la machine, qu'il y a une distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices et que le fer du circuit magnétique est parfaitement feuilleté, les six enroulements de la figure II-1 obéissent aux équations suivantes :

$$\begin{aligned} U_{a_s} &= \frac{d\psi_{a_s}}{dt} - R_s i_{a_s} \\ U_{b_s} &= -\frac{d\psi_{b_s}}{dt} - R_s i_{b_s} \\ U_{c_s} &= -\frac{d\psi_{c_s}}{dt} - R_s i_{c_s} \end{aligned} \quad (\text{II-1})$$

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{d\psi_{a_r}}{dt} + R_r i_{a_r} \\ 0 &= \frac{d\psi_{b_r}}{dt} + R_r i_{b_r} \\ 0 &= \frac{d\psi_{c_r}}{dt} + R_r i_{c_r} \end{aligned} \quad (\text{II-2})$$

CHAPITRE II

MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

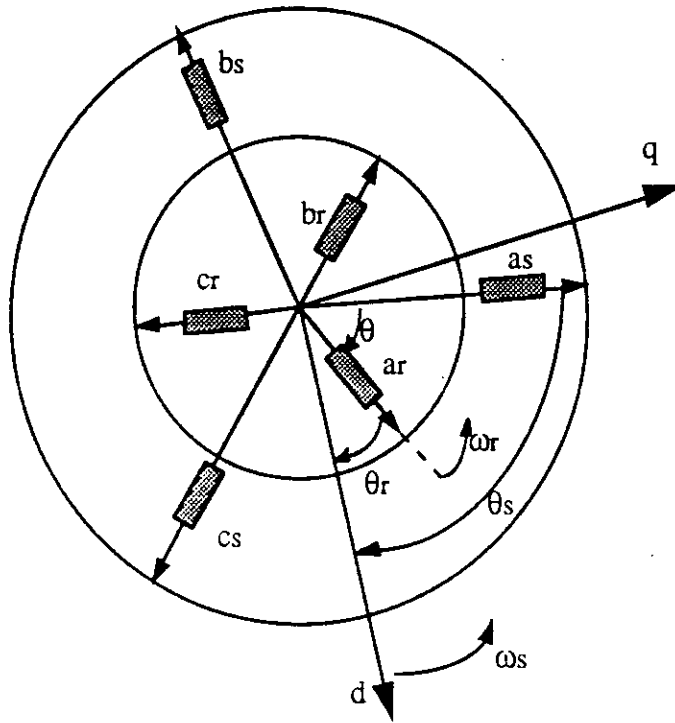


Figure II-1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

en appelant :

R_s : la résistance d'une phase du stator.

R_r : la résistance d'une phase du rotor.

ψ_{ij} : le flux d'enroulement traversant l'enroulement ij où i désigne la phase a, b ou c et j désigne l'enroulement statorique ou rotorique.

Relations entre flux et courants :

Les relations entre flux et courants sont données par l'équation (II-3) suivante[46] :

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \\ \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} & M_{rs} \cos\theta & M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) & M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} & M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{rs} \cos\theta & M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} & M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) & M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{rs} \cos\theta \\ M_{rs} \cos\theta & M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) & L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) & M_{rs} \cos\theta & M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) & M_{rs} \cos\theta & M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

avec

- L_{as} : inductance d'une phase du stator
- M_{as} : inductance mutuelle entre deux phases du stator
- L_{ar} : inductance d'une phase du rotor
- M_{ar} : inductance mutuelle entre deux phases du rotor
- M_{rs} : inductance mutuelle maximale

II-2. Transformation de Park; équations selon les axes d et q :

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Ainsi les enroulements a_s, b_s et c_s sont remplacés par deux enroulements équivalents d_s et q_s et les enroulements rotoriques a_r, b_r et c_r sont remplacés par deux enroulements équivalents d_r et q_r . D'après la figure II-1, c'est l'angle θ_s qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle θ_r doit intervenir pour celles du rotor.

Pour notre étude nous choisissons un référentiel lié au champ tournant et tel que:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = p \Omega$$

Les équations électriques (II-1) et (II-2) donnent alors lieu au système suivant [34], [36] :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sd}}{dt} &= \omega_s \psi_{sq} - R_s i_{sd} + u_d \\ \frac{d\psi_{sq}}{dt} &= -\omega_s \psi_{sd} - R_s i_{sq} + u_q \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= (\omega_s - p \Omega) \psi_{rq} - R_r i_{rd} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -(\omega_s - p \Omega) \psi_{rd} - R_r i_{rq} \end{aligned} \tag{II-4}$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - K \Omega - T_r \tag{II-5}$$

où :

- T_r est le couple résistant.
- J est le moment d'inertie de la machine.
- K est le coefficient de frottement visqueux.

alors que le couple électromagnétique est :

$$T_{em} = pM (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \tag{II-6}$$

Les relations entre flux et courants dans le modèle de Park sont données par :

$$\begin{aligned}
 \Psi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\
 \Psi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\
 \Psi_{rd} &= M i_{sd} + L_r i_{rd} \\
 \Psi_{rq} &= M i_{sq} + L_r i_{rq}
 \end{aligned}
 \tag{II-7}$$

dans ces équations :

$\Psi_{sd}, \Psi_{sq}, \Psi_{rd}, \Psi_{rq}$ sont les flux statoriques et rotoriques suivant les axes d et q.

$i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$ sont les courants statoriques et rotoriques suivant les axes d et q.

L_s et L_r sont respectivement les inductances propres du stator et du rotor et M est l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor telles que:

$$\begin{aligned}
 L_s &= L_{as} - M_{as} \\
 L_r &= L_{ar} - M_{ar} \\
 M &= 3/2 M_{rs}
 \end{aligned}$$

II-3. Commande vectorielle :

La commande vectorielle repose sur le modèle vectoriel de la machine. En effet, dans notre étude nous adoptons une position du référentiel de manière à ce que l'axe d s'aligne avec le vecteur flux rotor Ψ_r . Cette commande permet de régler le flux rotor en contrôlant le courant i_{sd} et contrôler le couple électromagnétique développé par la machine en réglant le courant générateur du couple électromagnétique i_{sq} .

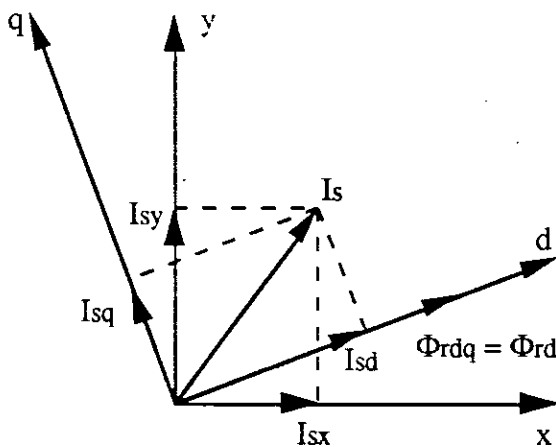


Figure II-2. Position du référentiel par rapport au flux rotor.

x, y : repère d'axes lié au stator
 d, q : repère d'axes lié au champ tournant.

Le vecteur flux rotorique est aligné avec l'axe d du repère d-q c'est à dire que la

composante du flux sur l'axe q est nulle :

$$\begin{aligned} \psi_r &= \psi_{rdq} = \psi_{rd} \\ \text{d'où} \quad \psi_{rq} &= 0. \end{aligned} \tag{II-8}$$

Les équations (II-4) deviennent :

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_{sd}}{dt} &= \omega_s \psi_{sq} - R_s i_{sd} + u_d \\ \frac{d\psi_{sq}}{dt} &= -\omega_s \psi_{sd} - R_s i_{sq} + u_q \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= -R_r i_{rd} \\ 0 &= -(\omega_s - p\Omega) \psi_{rd} - R_r i_{rq} \end{aligned} \tag{II-9}$$

En remplaçant les flux par leurs expressions les équations (II-9) s'écrivent :

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s i_{sq} + M \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_s M i_{rq} \\ u_q &= \omega_s L_s i_{sd} + R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s M i_{rd} + M \frac{di_{rq}}{dt} \\ 0 &= M \frac{di_{sd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) M i_{sq} + R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) L_r i_{rq} \\ 0 &= (\omega_s - p\Omega) M i_{sd} + M \frac{di_{sq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) L_r i_{rd} + R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} \end{aligned} \tag{II-10}$$

tandis que le couple électromagnétique devient :

$$T_{em} = p \frac{M}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \tag{II-11}$$

Des équations (II-7) nous tirons les expressions des courants rotoriques et nous les remplaçons dans les équations (II-10), nous aurons :

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{u_d}{\sigma L_s} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_s i_{sq} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{u_q}{\sigma L_s} - \frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} - \omega_s \frac{M}{\sigma L_s L_r} \psi_{rd} - \omega_s i_{sd} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \frac{M R_r}{L_r} i_{sd} \end{aligned} \tag{II-12}$$

avec

$$\omega_s = p \Omega + \frac{MR_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \tag{II-13}$$

σ est le coefficient de dispersion de la machine $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$
 posons :

$\tau_s = L_s/R_s$ constante de temps électrique statorique

$\tau_r = L_r/R_r$ constante de temps électrique rotorique

Des équations (II-11) et (II-12) nous pouvons élaborer le diagramme fonctionnel suivant :

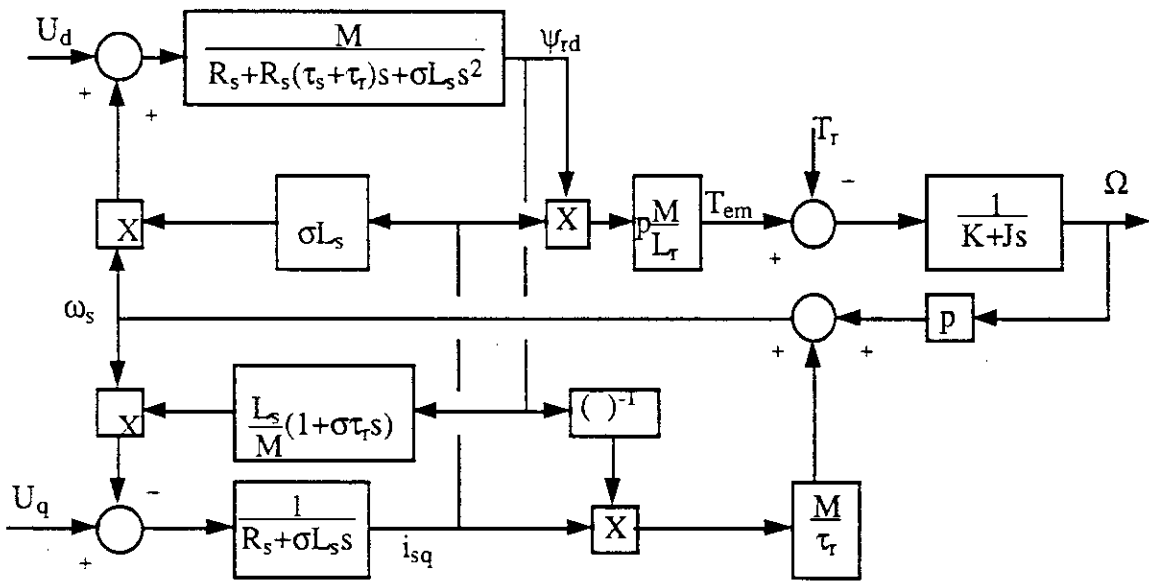


Figure II-3. Diagramme fonctionnel d'un actionneur asynchrone.

II-4. Découplage par rétroaction d' état:

Cette structure de l'actionneur asynchrone, (figure II-5), permet d'annuler l'action de l'axe q sur l'axe d par un retour d'état, en maintenant le flux ψ_{rd} constant. Ce flux peut être imposé en boucle ouverte au moyen de la tension u_d . L'action de découplage est représentée en traits discontinus sur la figure II-6:

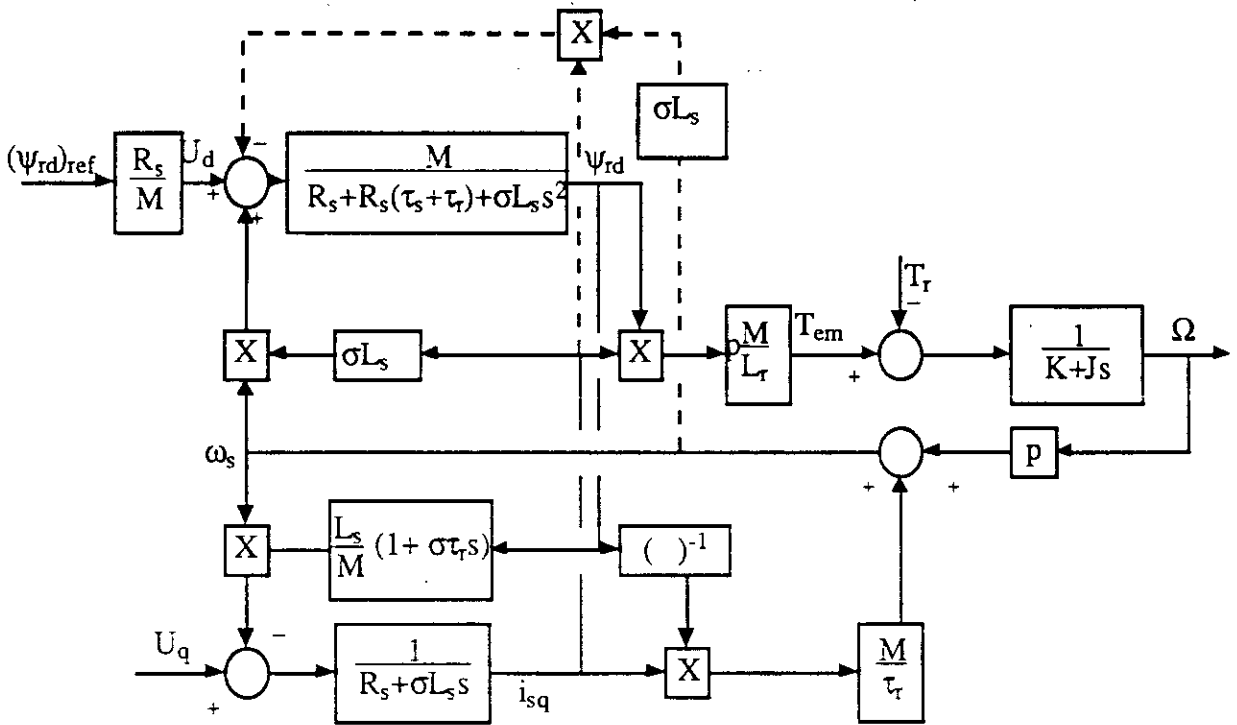


Figure II-4. Schéma fonctionnel de l'actionneur asynchrone avec action de découplage.

En imposant le flux ψ_{rd} constant au moyen de la tension u_d les équations (II-12) deviennent :

$$\begin{aligned}
 u_d &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\
 u_q &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \psi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} T_{em} - \frac{K}{J} \Omega - \frac{1}{J} T_r \\
 M i_{sd} &= \psi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{II-14}$$

avec

$$\begin{aligned}
 \omega_s &= p \Omega + \frac{M R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \\
 T_{em} &= p \frac{M}{L_r} \psi_{rd} i_{sq}
 \end{aligned}$$

d'où le diagramme fonctionnel suivant :

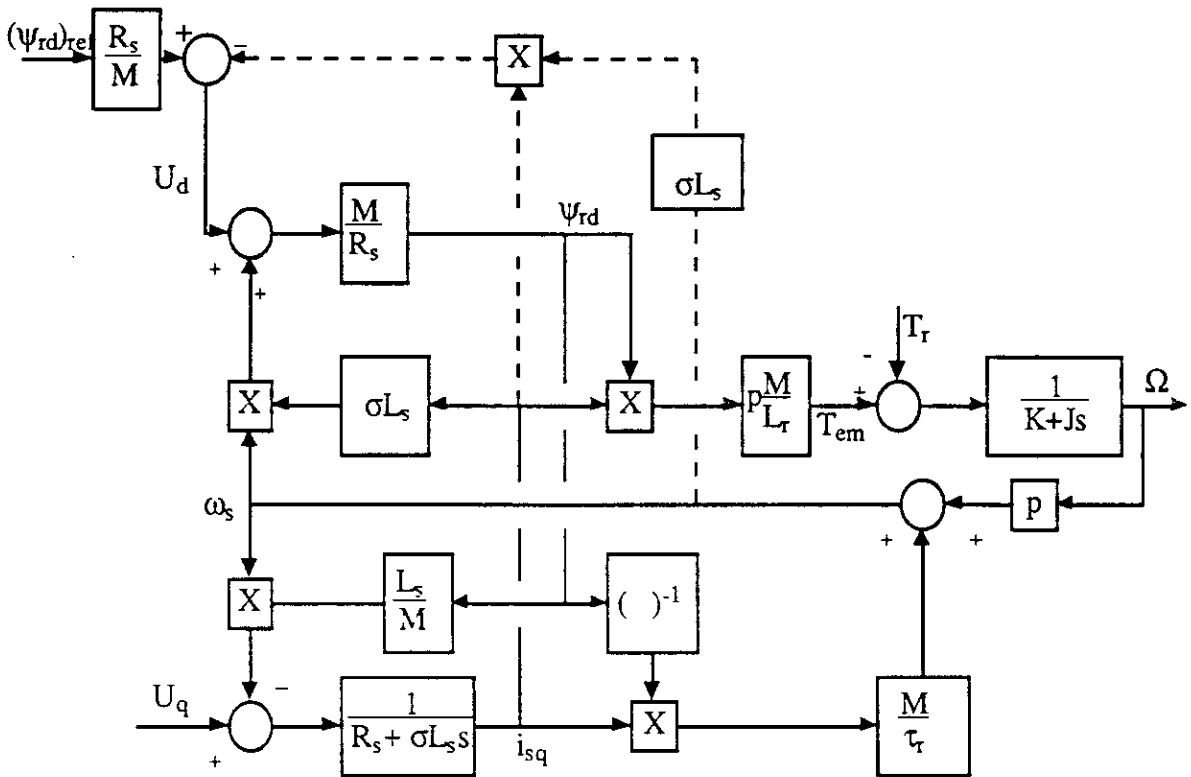


Figure II-5. Schéma fonctionnel de l'actionneur asynchrone avec ψ_{rd} constant.

II-5. Modèle simplifié de l'actionneur asynchrone :

Le flux étant maintenu constant les équations (II-13) fournissent:

$$u_q = (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + p \Omega \frac{L_s}{M} \psi_{rd} \tag{II-15}$$

le schéma bloc de l'axe q se réduit alors au schéma ci-dessous :

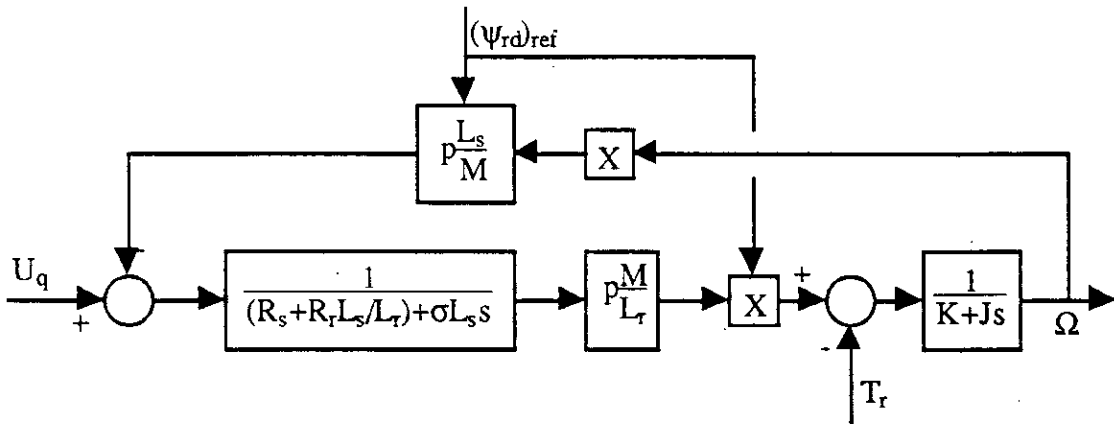


Figure II-6. Modèle simplifié équivalent du moteur asynchrone.

Le flux est fixé en considérant :

$$u_d = \frac{R_s}{M} (\psi_{rd})_{ref} - \widehat{\omega}_s \sigma L_s \hat{i}_{sq} \quad (\text{II-16})$$

La pulsation électrique est estimée à partir de l'équation (II-13) de la manière suivante:

$$\widehat{\omega}_s = p \Omega + \frac{MR_r}{L_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{(\psi_{rd})_{ref}} \quad (\text{II-17})$$

et le courant \hat{i}_{sq} est estimé à partir de l'équation (II-15), en négligeant la constante de temps électrique $\sigma L_s / (R_s + R_r(L_s/L_r))$, par:

$$\hat{i}_{sq} = \frac{U_q - p \Omega \frac{L_s}{M} (\psi_{rd})_{ref}}{R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r} \quad (\text{II-18})$$

CHAPITRE III

APPLICATION DE LA COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE AU MOTEUR ASYNCHRONE (Modèle simplifié)

La commande prédictive généralisée a connu plusieurs applications dans les domaines chimique, thermique et autre robotique; mais elle n'a été utilisée dans le domaine électrique (commande des machines) que récemment [7], [8], [9]. Dans notre étude, nous appliquons cette technique à la commande de vitesse d'un actionneur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel et alimenté en tension.

Dans ce chapitre, il est présenté en premier, la discrétisation du modèle découplé de l'actionneur asynchrone après orientation du flux, nous exposons, par la suite, la structure du réglage par la GPC, la synthèse de la commande et les résultats de simulation obtenus lors de l'application de la commande prédictive généralisée à cette machine. Une étude de l'influence de chacun des paramètres de commande sur le comportement du système est ensuite présentée et nous terminons par l'analyse des résultats obtenus.

III-1. Discrétisation du modèle équivalent de la machine :

A partir du modèle réduit de l'actionneur asynchrone (figure II-6) défini uniquement dans l'axe q, nous établissons la fonction de transfert représentée par le schéma bloc mono entrée-mono sortie (SISO) suivant :

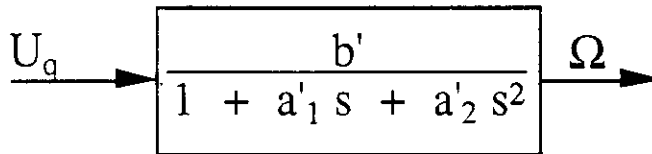


Figure III.1. Schéma fonctionnel entrée-sortie du modèle simplifié de l'actionneur asynchrone.

où Ω représente la vitesse du moteur, U_q représente la tension appliquée au moteur, tandis que les coefficients a_1 , a_2 , b' caractérisent la fonction de transfert continue; ils sont définis par:

$$b' = \frac{p \frac{M}{L_r} \psi_{rd}}{p^2 \frac{L_s}{L_r} \psi_{rd}^2 + R_{eq} K}$$

$$a_1 = \frac{R_{eq} + K \sigma L_s}{p^2 \frac{L_s}{L_r} \psi_{rd}^2 + R_{eq} K}$$

$$a_2 = \frac{J \sigma L_s}{p^2 \frac{L_s}{L_r} \psi_{rd}^2 + R_{eq} K}$$

avec

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

Pour discrétiser le modèle, la fonction de transfert est mise sous la forme:

$$F(s) = \frac{b'/a'_2}{\alpha \beta} \frac{\alpha \beta}{(s + \alpha)(s + \beta)} \quad (\text{III-1})$$

où $-\alpha$ et $-\beta$ sont les pôles du système.

Ainsi l'utilisation du tableau de transformation donne le passage de la fonction de transfert continue à la fonction de transfert échantillonnée en q^{-1} [45] :

$$\frac{\alpha \beta}{(s + \alpha)(s + \beta)} \xrightarrow{\mathcal{H}} \frac{b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} \quad (\text{III-2})$$

Les coefficients de la fonction de transfert discrète sont donnés en fonction des pôles α et β du système continu par :

$$b_1 = \frac{\beta(1 - e^{-\alpha T_e}) - \alpha(1 - e^{-\beta T_e})}{\beta - \alpha}$$

$$b_2 = \frac{\alpha(1 - e^{-\beta T_e})e^{-\alpha T_e} - \beta(1 - e^{-\alpha T_e})e^{-\beta T_e}}{\beta - \alpha}$$

$$a_1 = -(e^{-\alpha T_e} + e^{-\beta T_e})$$

$$a_2 = e^{-(\alpha + \beta)T_e}$$

où T_e est la période d'échantillonnage.

Pour l'application concrète de la commande prédictive généralisée, nous adoptons l'actionneur asynchrone étudié à l'UCL (Louvain). Cette machine est caractérisée par les données suivantes[3], [4] :

$U_n = 110 \text{ V}$	$P_n = 0.25 \text{ KW}$	$\Omega_n = 1500 \text{ tr/mn}$
$R_s = 1.923 \ \Omega$	$R_r = 1.739 \ \Omega$	
$L_s = 0.1157 \text{ H}$	$L_r = 0.1154 \text{ H}$	
$M = 0.1126 \text{ H}$	$p = 2$ (nombre de paires de pôles)	
$J = 4 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$	$K = 2.5 \cdot 10^{-4} \text{ Nms}$	

Pour obtenir le modèle discret (III-2), la période d'échantillonnage adoptée est :

$$T_e = 1 \text{ ms}$$

La fonction de transfert discrète est obtenue en multipliant les coefficients b_i par le facteur $(b'/a'_2)/(\alpha\beta)$, d'où :

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

Ce modèle s'écrit encore, en fonction de l'entrée et de la sortie, de la façon suivante :

$$\Omega(t) = 1.5215 \Omega(t-1) - 0.53326 \Omega(t-2) + 0.01039 U_q(t-1) + 0.00842 U_q(t-2) \quad (\text{III-3})$$

III-2. Structure de réglage par la GPC

A partir de la loi de commande, obtenue par minimisation du critère quadratique, nous pouvons élaborer la structure de réglage par GPC (figure III-2) :

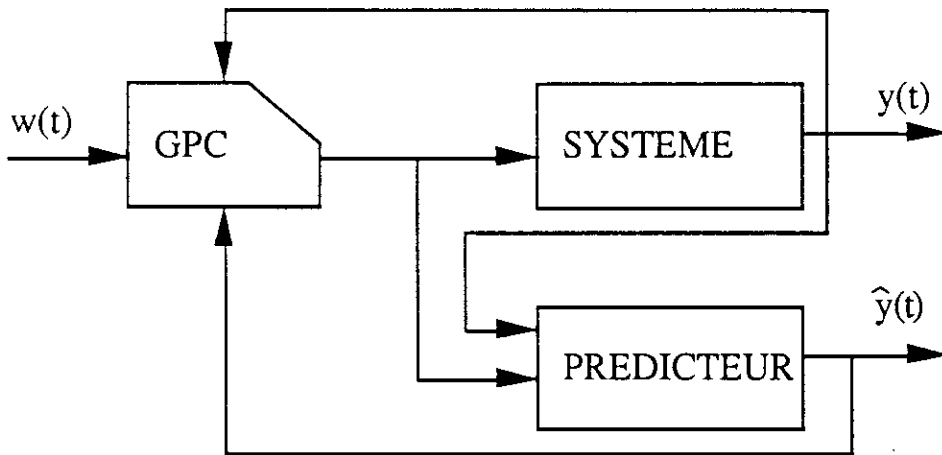


Figure III-2. Structure de réglage par la commande prédictive généralisée.

III-3. Synthèse de la commande

Pour la synthèse de la commande, nous commençons par le calcul des paramètres du réglage qui peuvent être déterminés hors ligne. La détermination des autres paramètres se fait par un calcul en ligne dans le programme de commande.

Sachant que la loi de commande est de la forme (I-28) :

$$\tilde{u} = (G_2^T G_2 + \lambda I)^{-1} G_2^T (w - h)$$

la matrice G_2 est calculée à partir des polynômes $G_j(q^{-1})$, ces derniers sont le produit du polynôme $B(q^{-1})$, par les polynômes $E_j(q^{-1})$ qui sont, avec les polynômes $F_j(q^{-1})$, solutions de l'équation diophantienne[I-10] :

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

Pour un horizon j variant de $N1=2$ à $N2=8$, les polynômes E_j , F_j , G_j et les matrices G_1 et G_2 sont des paramètres qui se calculent hors ligne. Lorsque $N2$ est inférieur ou égal à 8, le calcul donne les polynômes E_j , F_j , G_j et les matrices G_1 et G_2 suivants :

$$E_1(q^{-1}) = 1$$

$$E_2(q^{-1}) = 1 + 2.5 q^{-1}$$

$$E_3(q^{-1}) = 1 + 2.5 q^{-1} + 4.3 q^{-2}$$

$$E_4(q^{-1}) = 1 + 2.5 q^{-1} + 4.3 q^{-2} + 6.2 q^{-3}$$

$$E_5(q^{-1}) = 1 + 2.5 q^{-1} + 4.3 q^{-2} + 6.2 q^{-3} + 8.1 q^{-4}$$

$$E_6(q^{-1}) = 1 + 2.5 q^{-1} + 4.3 q^{-2} + 6.2 q^{-3} + 8.1 q^{-4} + 10.0 q^{-5}$$

$$E_7(q^{-1}) = 1 + 2.5 q^{-1} + 4.3 q^{-2} + 6.2 q^{-3} + 8.1 q^{-4} + 10.0 q^{-5} + 12.0 q^{-6}$$

$$E_8(q^{-1}) = 1 + 2.5 q^{-1} + 4.3 q^{-2} + 6.2 q^{-3} + 8.1 q^{-4} + 10.0 q^{-5} + 12.0 q^{-6} + 13.9 q^{-7}$$

$$F_1(q^{-1}) = 2.5 - 2.0 q^{-1} + 0.53 q^{-2}$$

$$F_2(q^{-1}) = 4.3 - 4.6 q^{-1} + 1.3 q^{-2}$$

$$F_3(q^{-1}) = 6.2 - 7.5 q^{-1} + 2.3 q^{-2}$$

$$F_4(q^{-1}) = 8.1 - 1.0 q^{-1} + 3.3 q^{-2}$$

$$F_5(q^{-1}) = 10.1 - 13.4 q^{-1} + 4.3 q^{-2}$$

$$F_6(q^{-1}) = 12.0 - 16.4 q^{-1} + 5.4 q^{-2}$$

$$F_7(q^{-1}) = 13.9 - 19.3 q^{-1} + 6.4 q^{-2}$$

$$F_8(q^{-1}) = 15.7 - 22.1 q^{-1} + 7.4 q^{-2}$$

$$G_1(q^{-1}) = 0.01 + 0.008 q^{-1}$$

$$G_2(q^{-1}) = 0.01 + 0.034 q^{-1} + 0.021 q^{-2}$$

$$G_3(q^{-1}) = 0.01 + 0.034 q^{-1} + 0.066 q^{-2} + 0.036 q^{-3}$$

$$G_4(q^{-1}) = 0.01 + 0.034 q^{-1} + 0.066 q^{-2} + 0.1 q^{-3} + 0.052 q^{-4}$$

$$G_5(q^{-1}) = 0.01 + 0.034 q^{-1} + 0.066 q^{-2} + 0.1 q^{-3} + 0.136 q^{-4} + 0.068 q^{-5}$$

$$G_6(q^{-1}) = 0.01 + 0.034 q^{-1} + 0.066 q^{-2} + 0.1 q^{-3} + 0.136 q^{-4} + 0.17 q^{-5} + 0.85 q^{-6}$$

$$G_7(q^{-1}) = 0.01 + 0.034 q^{-1} + 0.066 q^{-2} + 0.1 q^{-3} + 0.136 q^{-4} + 0.17 q^{-5} + 0.21 q^{-6} + 0.1 q^{-7}$$

$$G_8(q^{-1}) = 0.01 + 0.034 q^{-1} + 0.066 q^{-2} + 0.1 q^{-3} + 0.136 q^{-4} + 0.17 q^{-5} + 0.21 q^{-6} + 0.24 q^{-7} + 0.12 q^{-8}$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} 0.01 \\ 0.034 & 0.01 \\ 0.066 & 0.034 & 0.01 \\ 0.1 & 0.066 & 0.034 & 0.01 \\ 0.136 & 0.1 & 0.066 & 0.034 & 0.01 \\ 0.17 & 0.136 & 0.1 & 0.066 & 0.034 & 0.01 \\ 0.21 & 0.17 & 0.136 & 0.1 & 0.066 & 0.034 & 0.01 \\ 0.24 & 0.21 & 0.17 & 0.136 & 0.1 & 0.066 & 0.034 & 0.01 \end{bmatrix}$$

$$G_2 = \begin{bmatrix} 0.01 \\ 0.034 \\ 0.066 \\ 0.10 \\ 0.136 \\ 0.17 \\ 0.21 \end{bmatrix}$$

La matrice G_2 est obtenue pour un horizon de commande $NU = 1$.

Pour le calcul des paramètres hors ligne, un programme de calcul, basé sur l'organigramme de la figure (III-3), est élaboré. Il permet de calculer la matrice $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$ à partir du modèle simplifié de la machine et des paramètres de commande $N1$, $N2$, NU et λ .

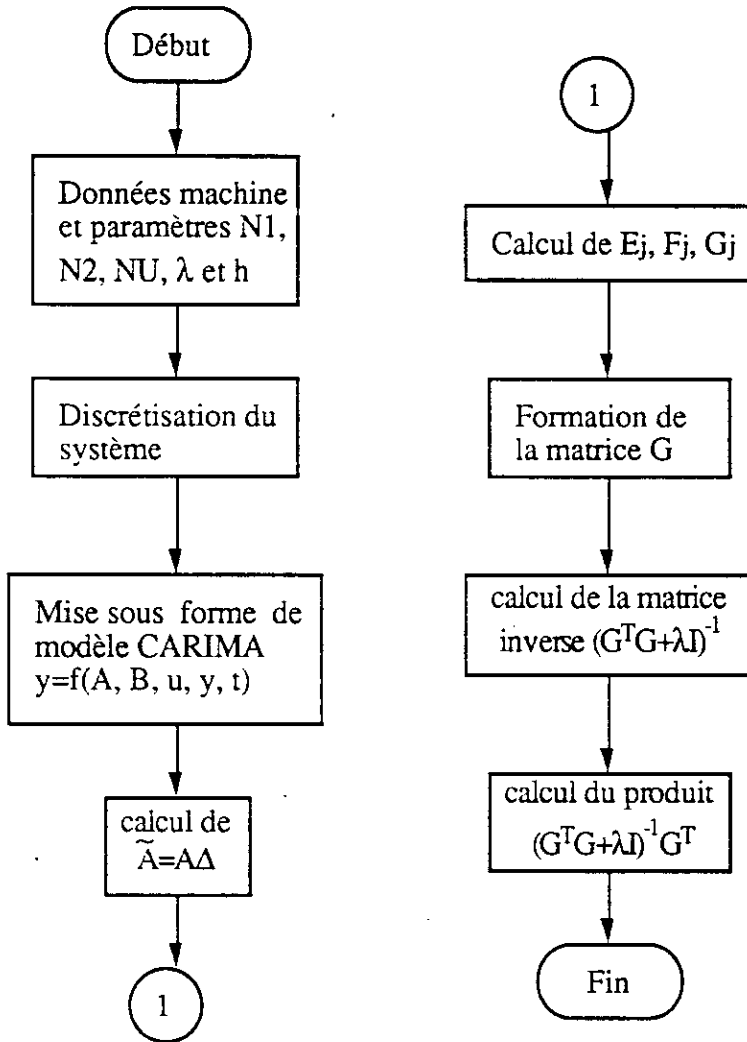


Figure III-3. Organigramme de calcul des paramètres hors ligne de la GPC.

III-4. Simulation :

La commande prédictive généralisée dépend de quatre paramètres: les horizons minimum et maximum de prédiction $N1$ et $N2$, l'horizon de commande NU et le coefficient de pondération λ . Ces paramètres ne peuvent pas être définis ou obtenus à priori, ils sont choisis arbitrairement et corrigés pour assurer les performances désirées. Afin d'arriver aux paramètres assurant les meilleures performances, nous étudierons l'influence de chacun de ces paramètres ($N1$, $N2$, NU , λ) sur le comportement du système.

Ainsi, la simulation de la commande de l'actionneur avec pilotage vectoriel, nous permet de mettre au point les paramètres de commande. La simulation à effectuer nécessite un calcul des paramètres de commande en ligne en plus du calcul effectué hors ligne, le programme de calcul est basé sur l'organigramme suivant :

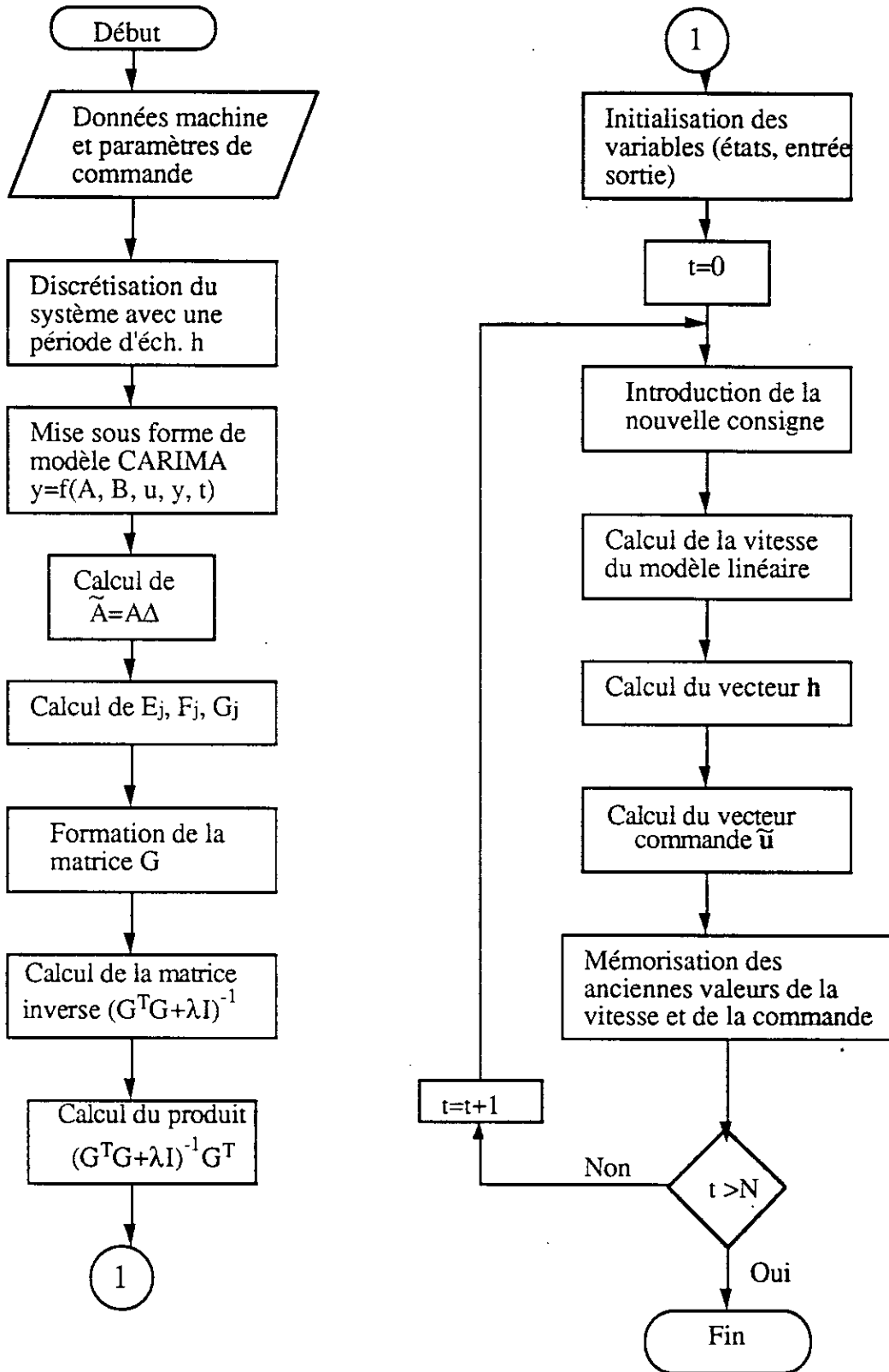


Figure III-4. Organigramme de simulation de la commande du modèle réduit de l'actionneur asynchrone par la commande prédictive généralisée.

L'étude de l'influence des paramètres sur les performances du réglage est effectuée en simulant le comportement de la machine lorsque trois paramètres sont fixés et en faisant varier le quatrième. Les tests de performance sont effectués en simulant un démarrage en charge nominale (couple résistant de 1.6 Nm), où la consigne de vitesse imposée est de 1500 tr/mn. Ainsi nous étudions le comportement de la vitesse de l'actionneur asynchrone Ω , de la tension de commande U_q et le comportement du courant statorique d'axe q i_{sq} . Lors de cette étude par simulation, les conditions initiales sont considérées nulles, à l'exception du flux rotorique ψ_{rd} qui est initialisé à 0.3Wb

a- Variation de l'horizon minimum de prédiction N1:

Nous fixons l'horizon maximum de prédiction N2, l'horizon de commande NU et le coefficient de pondération λ aux valeurs respectives 8, 1 et 150, et nous effectuons les essais en faisant varier l'horizon minimum de prédiction N1 de 2 à 6 (figure III-5-a).

La variation de l'horizon minimum de prédiction N1 a permis de montrer que ce paramètre possède une certaine influence sur le comportement du système (figure III-5-a). En effet, nous pouvons remarquer que le temps de réponse de la vitesse augmente quand N1 augmente; cette variation affecte aussi le comportement du courant qui devient moins important au démarrage où il est supérieur à 8 pour N1=2 et inférieur à 8 pour N1=6.

b- Variation de l'horizon maximum de prédiction N2:

Dans ce cas l'horizon minimum de prédiction N1, l'horizon de commande NU et le coefficient de pondération λ sont fixés respectivement à 2, 1 et 150. L'horizon maximum de prédiction N2 varie de 4 à 8 (figure III-5-b). Pour N2=4, nous n'avons fait varier la perturbation comme dans les autres cas en raison du très grand temps de réponse constaté. Il est simulé seulement le démarrage en charge de l'actionneur sans suppression de la charge par la suite.

Une petite valeur de l'horizon maximum de prédiction N2 donne une vitesse très lente, par contre, le courant au démarrage ne dépasse pas 4A. Ces performances s'inversent avec l'augmentation de la valeur de N2, la vitesse s'établit rapidement et le courant augmente au démarrage.

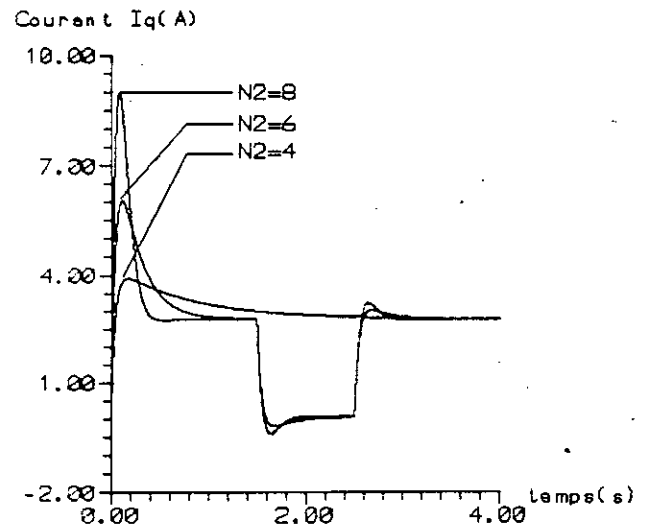
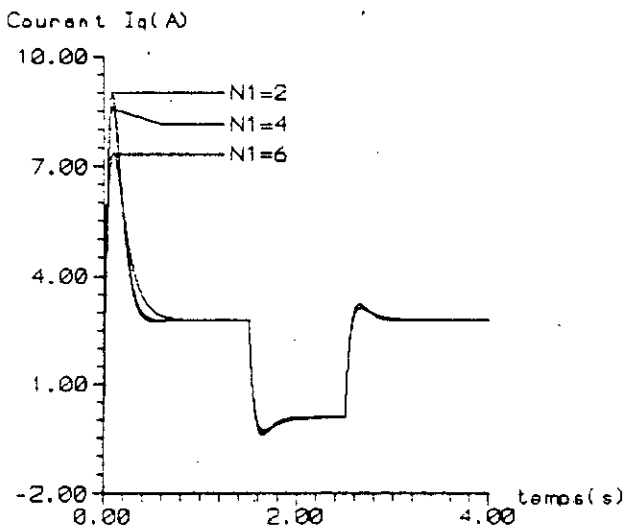
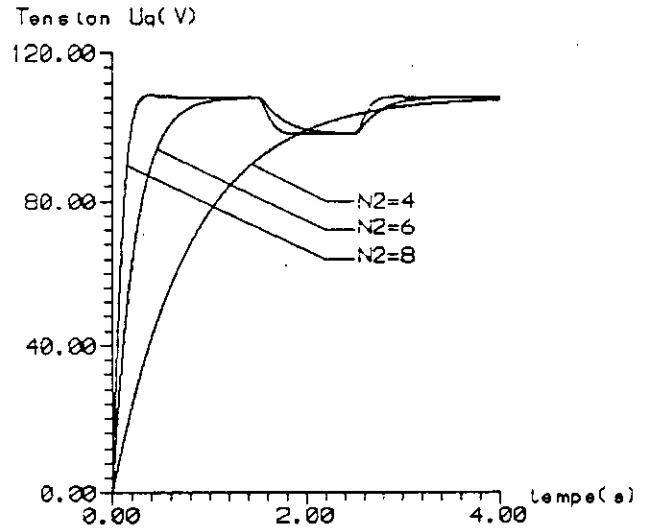
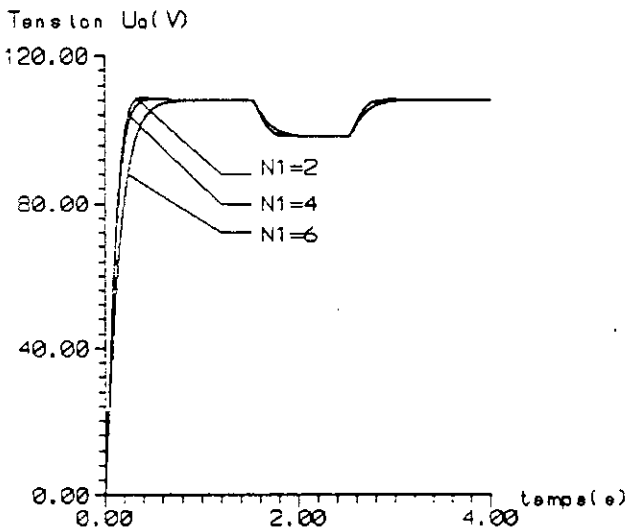
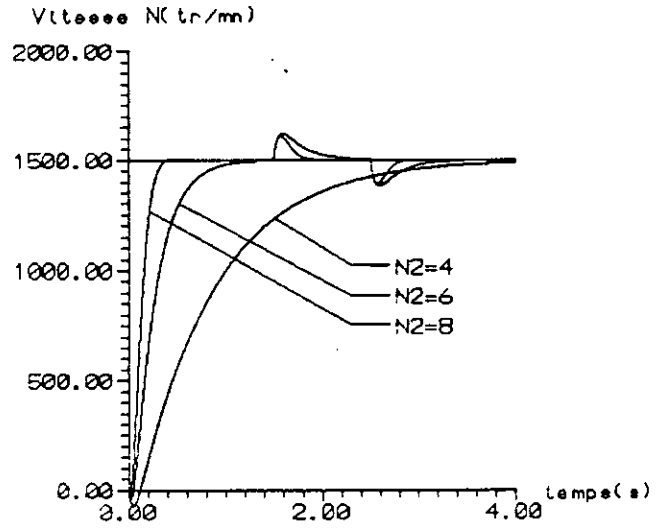
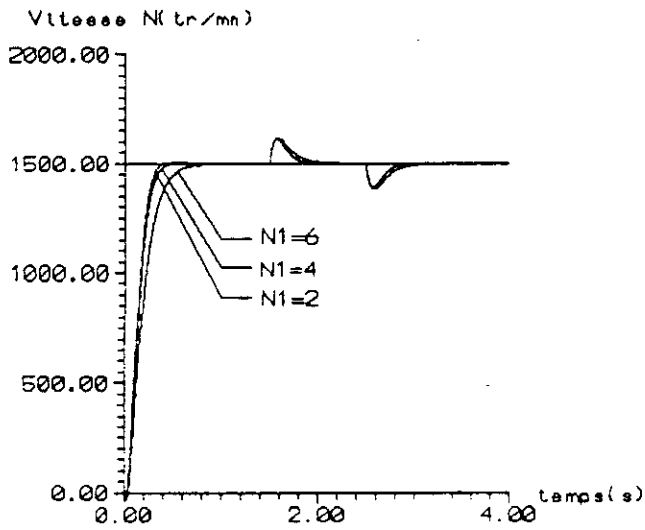


Figure III-5-a. Influence de l'horizon minimum de prédiction sur le comportement de l'actionneur asynchrone.

Figure III-5-b. Influence de l'horizon maximum de prédiction sur le comportement de l'actionneur asynchrone.

c- Variation de l'horizon de commande NU :

Les horizons minimum et maximum de prédiction $N1$ et $N2$ et le coefficient de pondération λ sont fixés aux valeurs 2, 8 et 150 et nous étudions l'influence de l'horizon de commande NU pour les valeurs 1 à 3 (figure III-5-c).

Les résultats de simulation obtenus (figure III-5-c) ne montrent aucun changement; ni la vitesse ni le courant n'ont été affectés, les courbes des trois cas ($NU=1$, $NU=2$, $NU=3$) se confondent parfaitement. La variation de l'horizon de commande, dans cette plage de valeurs, n'a pas d'influence visible sur le comportement du système d'où, il est plus intéressant d'opter la valeur 1 afin de réduire les calculs.

d- Variation du coefficient de pondération λ :

Pour l'étude de l'influence du coefficient de pondération λ , nous faisons les mêmes essais que précédemment. Nous fixons les horizons de prédiction $N1$ et $N2$ et l'horizon de commande NU aux valeurs respectives 2, 8 et 1 et nous faisons varier λ de 50 à 200 (figure III-5-d).

Une valeur inférieure à 100 du coefficient de pondération λ n'est pas intéressante en raison des performances peu satisfaisantes qu'elle donne. Ceci est remarqué sur la courbe de vitesse où, pour $\lambda=50$, le dépassement est d'environ 20% de la valeur de référence, pendant que le courant atteint environ 20A au démarrage, ce qui doit être évité. Il est donc préférable de prendre un coefficient de pondération $\lambda > 100$ pour éviter ce genre de dépassement en vitesse et en courant.

Cette étude nous permet de choisir un jeu de paramètres donnant les performances qui nous intéressent. Ainsi, après avoir observé l'influence de chacun des paramètres de commande, nous adoptons les paramètres $N1=2$, $N2=8$, $NU=1$ et $\lambda=150$ et nous simulons un démarrage à vide de l'actionneur asynchrone avec une variation de la charge allant de 0 à 1.6 Nm à $t=1.5s$ et de 1.6 à 0 Nm à $t=2.5s$ pour une consigne de vitesse de 1500 tr/mn (figure III-6). Nous simulons aussi, un démarrage à vide avec changement brusque du sens de rotation de l'actionneur (figure III-7).

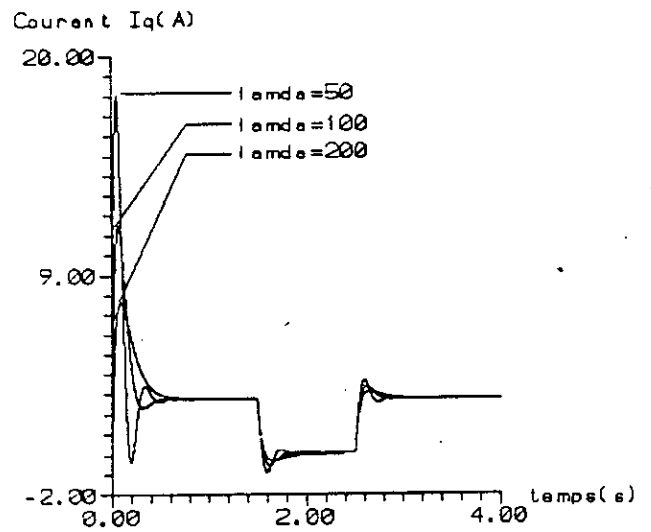
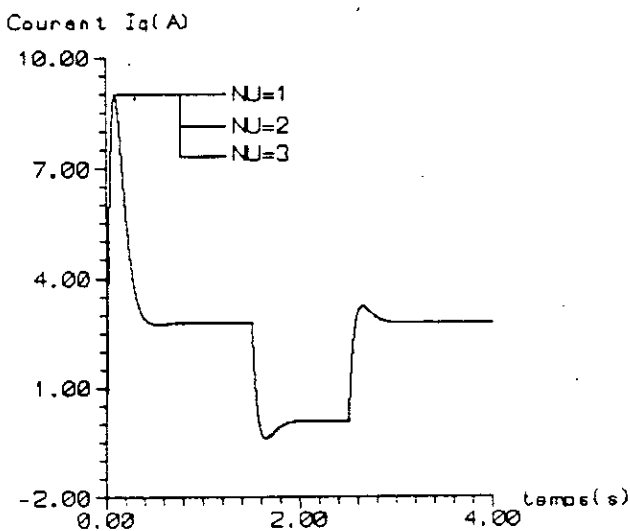
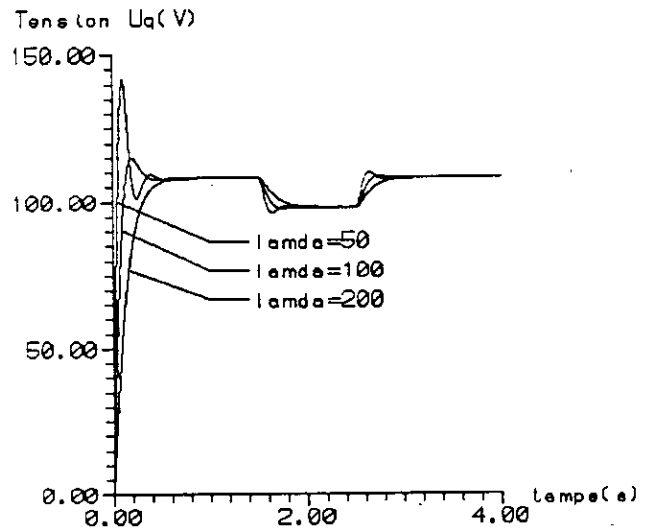
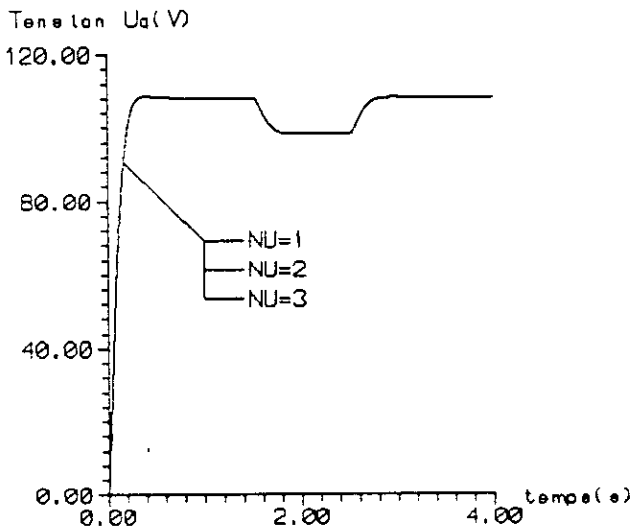
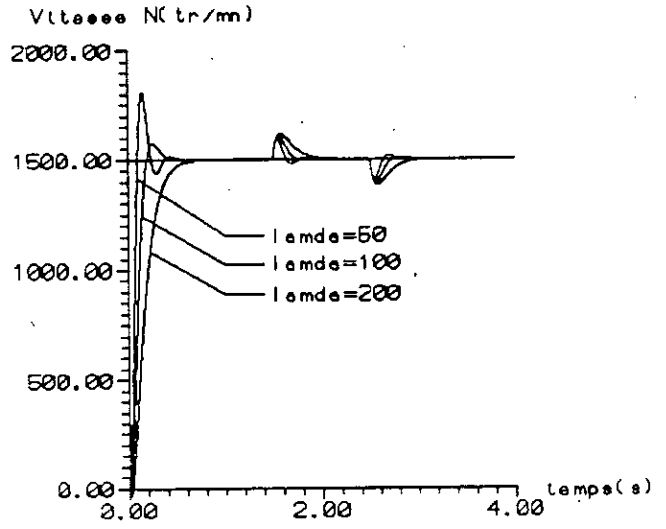
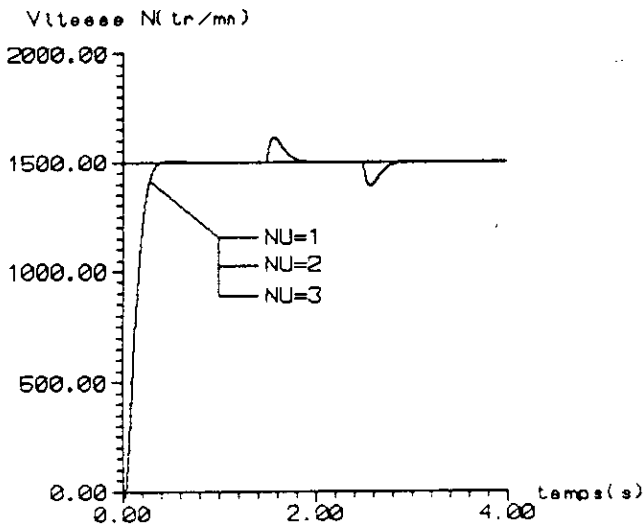


Figure III-5-c. Influence de l'horizon commande sur le comportement de l'actionneur asynchrone.

Figure III-5-d. Influence du coefficient de pondération sur le comportement de l'actionneur asynchrone.

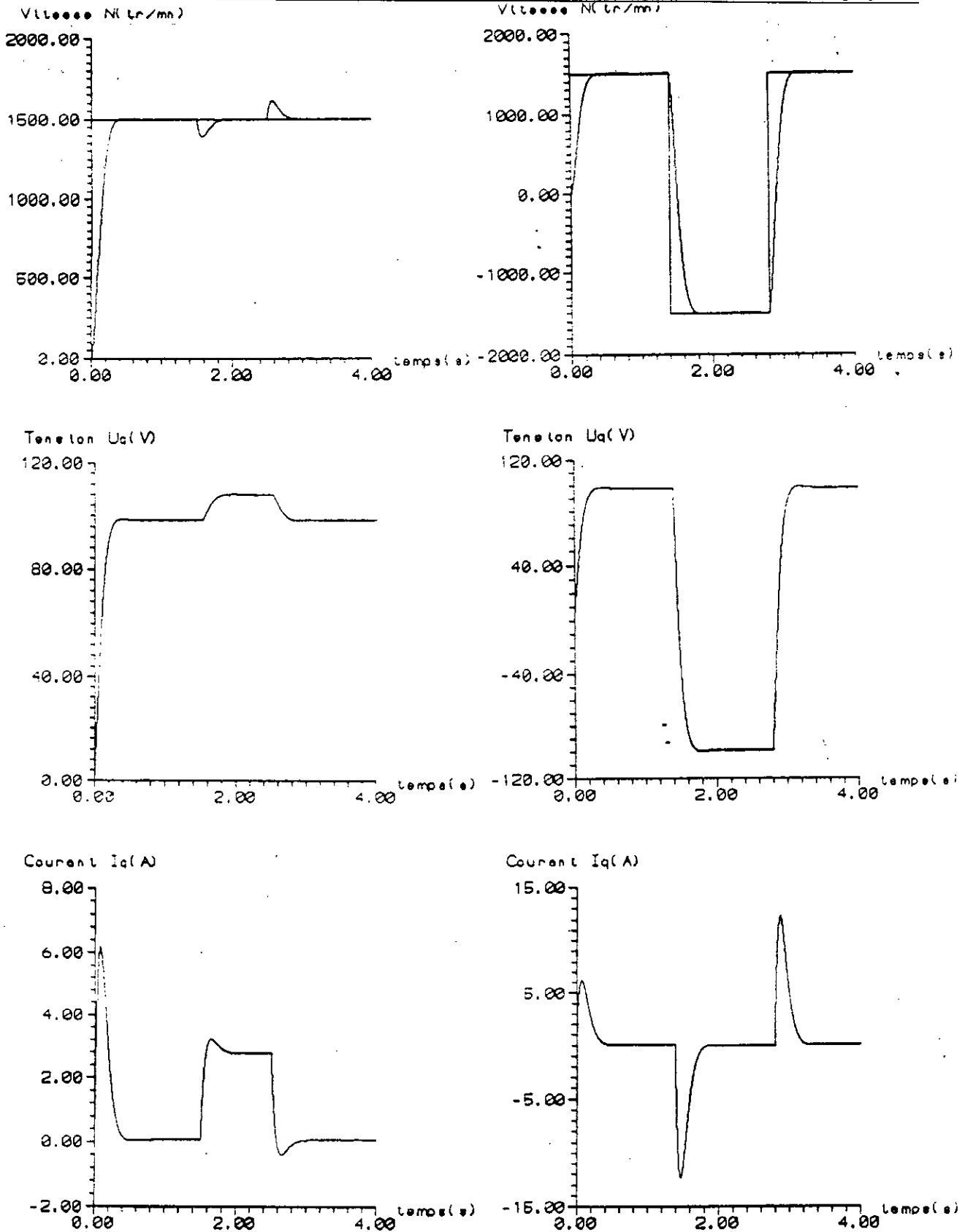


Figure III-6. Comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone pour les paramètres $N1=2$, $N2=8$, $NU=1$, $\lambda=150$.

Figure III-7. Comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone pour les paramètres $N1=2$, $N2=8$, $NU=1$, $\lambda=150$ lors d'un changement brusque du sens de rotation.

CHAPITRE IV

SIMULATION DE LA COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE D'UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE (Modèle complet)

Au chapitre précédent, nous avons appliqué la commande prédictive généralisée à l'actionneur asynchrone, puis simulé le fonctionnement de la machine dotée du réglage par GPC et du pilotage vectoriel. Cette étude est basée sur le modèle linéaire découplé. Afin d'approcher le fonctionnement réel de la machine, nous faisons, dans ce qui suit, une simulation de la commande de l'actionneur en utilisant le modèle complet non linéaire de la machine, muni du réglage par GPC et du pilotage vectoriel.

Le moteur est donc découplé par la commande vectorielle utilisant la tension u_d (relations (II-17), (II-18), (II-19)) et réglé par la commande prédictive généralisée au moyen de la tension u_q .

Ainsi, nous donnons d'abord la structure globale du réglage en considérant le modèle non linéaire, ensuite, nous simulons le comportement du système quand la commande prédictive généralisée lui est appliquée en prenant les paramètres de commande obtenus lors du réglage du modèle linéaire. Enfin, après l'analyse des résultats et l'évaluation des performances, nous introduisons la limitation du courant et nous faisons une étude de la robustesse de la commande par GPC appliquée à l'actionneur asynchrone.

IV-1. Structure globale de réglage.

En utilisant le modèle non linéaire de l'actionneur asynchrone (II-4) et (II-5), nous élaborons la structure globale de réglage (figure IV-1). Cette structure montre la commande de vitesse par la commande prédictive généralisée, et le réglage du flux dans le retour d'état linéarisant. Ce dernier nécessite une estimation du courant i_{sq} .

Dans ce schéma la partie machine est définie par les équations (II-4) et (II-5):

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{sd}}{dt} &= \omega_s \psi_{sq} - R_s i_{sd} + u_d \\ \frac{d\psi_{sq}}{dt} &= -\omega_s \psi_{sd} - R_s i_{sq} + u_q \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= (\omega_s - p\Omega) \psi_{rq} - R_r i_{rd} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -(\omega_s - p\Omega) \psi_{rd} - R_r i_{rq} \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{1}{J} T_{em} - \frac{K}{J} \Omega - \frac{1}{J} T_r \\ T_{em} &= pM(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})\end{aligned}$$

tandis que la commande prédictive généralisée est définie par sa loi de commande (I-28) qui nécessite la prédiction des grandeurs de sorties futures sur un horizon bien défini.

$$\tilde{\mathbf{u}} = [\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{w} - \mathbf{h})$$

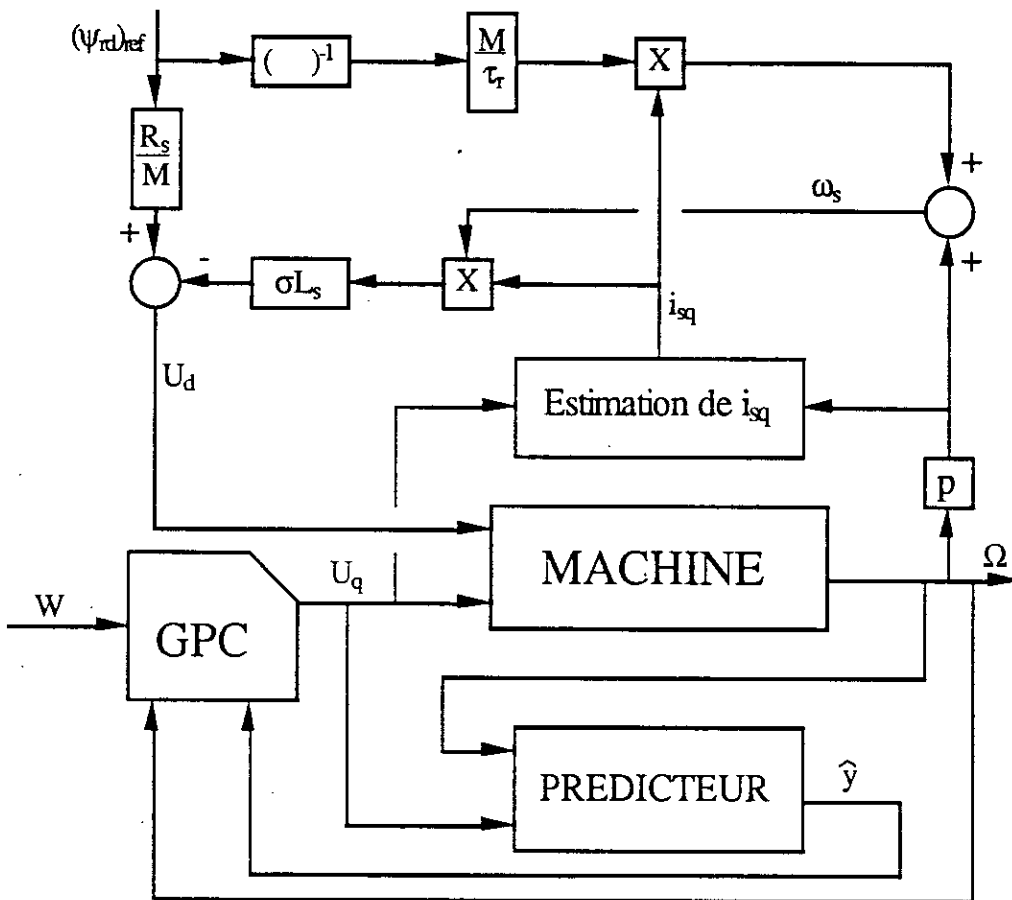


Figure IV-1. Structure de la commande de la machine et de son contrôle vectoriel par la commande prédictive généralisée.

Afin d'assurer un retour d'état linéarisant, l'estimation du courant i_{sq} est :

$$\hat{i}_{sq} = \frac{U_q - p \Omega \frac{L_s}{M} (\Psi_{rd})_{ref}}{R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r}$$

IV-2. Simulations :

Pour simuler la commande de vitesse de l'actionneur asynchrone, nous résolvons par la méthode de Runge-Kutta du 4^{ème} ordre, le système d'équations différentielles (II-4) et (II-5) régissant le fonctionnement de la machine à laquelle sont appliquées les tensions u_d et u_q obtenues respectivement par la commande vectorielle et la commande prédictive généralisée. Le programme de simulation est basé sur l'organigramme suivant:

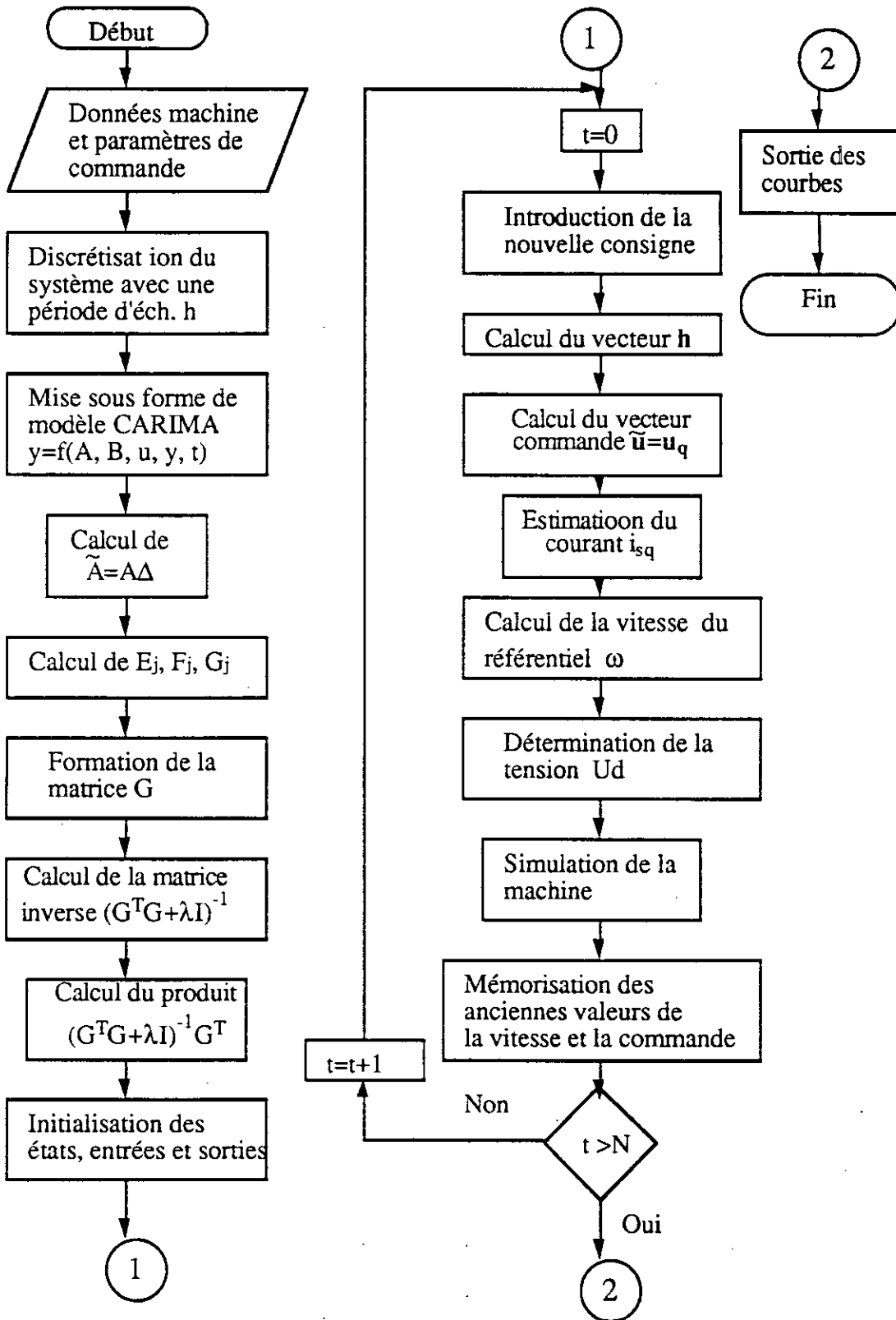


Figure IV-2. Organigramme de simulation de la commande par GPC de la machine munie de sa commande vectorielle.

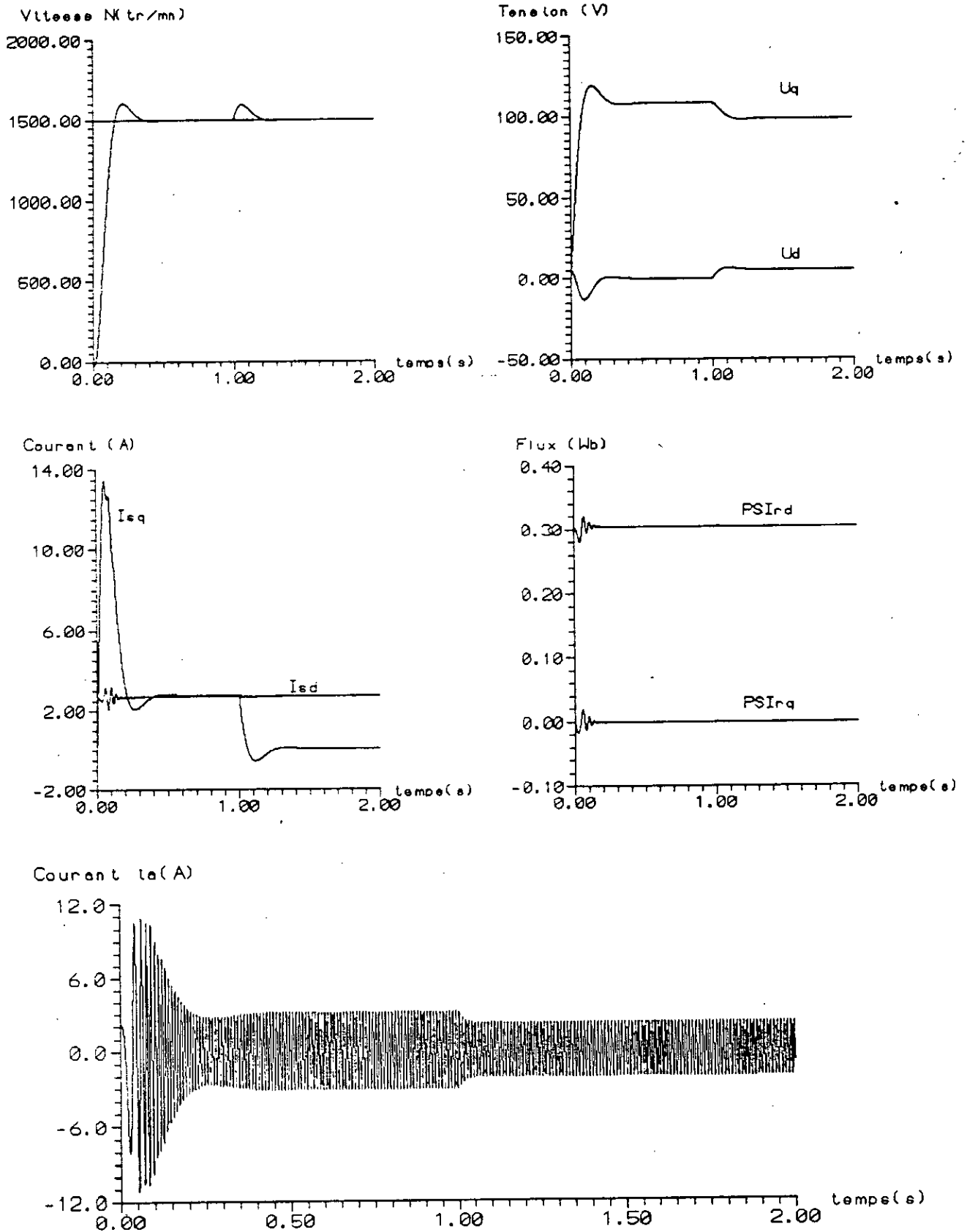


Figure IV-3. Comportement des grandeurs caractéristiques lors du démarrage en charge avec variation de la charge pour les paramètres $N1=2$, $N2=8$, $NU=1$ et $\lambda=150$.

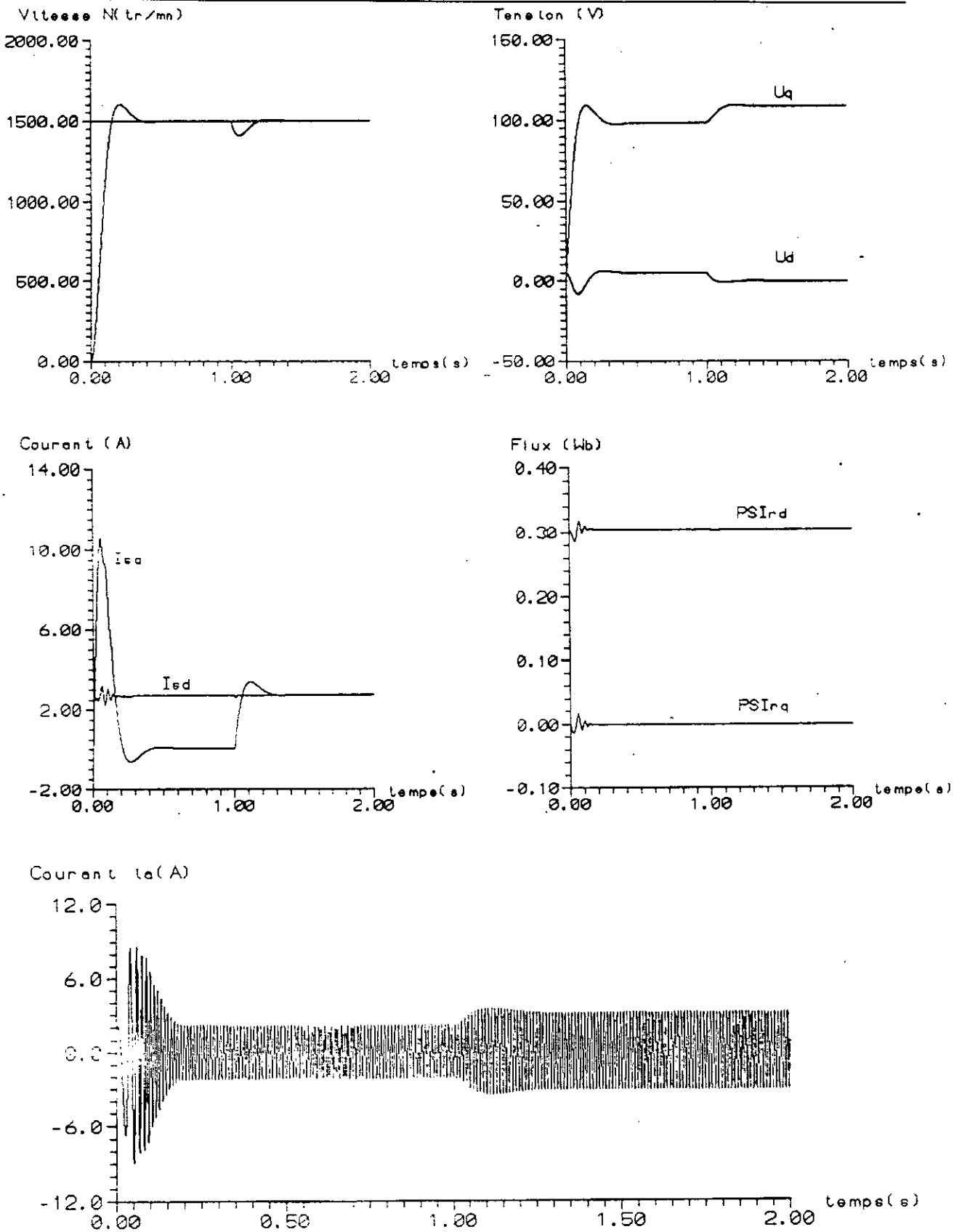


Figure IV-4. Comportement des grandeurs caractéristiques lors du démarrage à vide avec variation de la charge pour les paramètres $N_1=2$, $N_2=8$, $NU=1$ et $\lambda=150$.

IV-3. Amélioration des performances du réglage :

Après avoir déterminé les paramètres de commande en utilisant le modèle linéaire, la simulation de la commande de vitesse, en tenant compte du modèle complet de l'actionneur asynchrone, nous a donné des performances inférieures à celles obtenues par le modèle linéaire. Cependant, ces performances peuvent être améliorées (réduire par exemple le dépassement observé sur la courbe de vitesse) en agissant sur les paramètres de commande. Ainsi nous procédons de la même manière que précédemment en étudiant l'influence des paramètres de commande sur les performances du réglage de la vitesse du modèle complet non linéaire de l'actionneur asynchrone.

a- Variation de l'horizon minimum de prédiction N1 :

Pour la variation de ce paramètre nous fixons l'horizon maximum de prédiction N2 à 8, l'horizon de commande NU à 1 et le coefficient de pondération λ à 150; l'horizon minimum de prédiction N1 varie de 4 à 6. Le comportement de la vitesse, le comportement de la tension de commande et celui du courant i_{sq} sont montrés sur les courbes (figure IV-5-a).

b- Variation de l'horizon maximum de prédiction N2 :

L'horizon maximum de prédiction varie de 4 à 6 tandis que l'horizon minimum de prédiction N1 est fixé à 2, l'horizon de commande NU a la valeur 1 et le coefficient de pondération λ est fixé à 150. Les résultats de simulation sont montrés sur la figure IV-5-b.

c- Variation du coefficient de pondération λ :

Pour l'étude de l'influence du coefficient de pondération λ , les paramètres N1, N2 et NU sont fixés à 2, 8 et 1, pendant que λ varie de 50 à 200 (figure IV-5-c).

Nous n'avons pas effectué la variation de l'horizon de commande NU en raison de sa très faible influence sur le comportement du système.

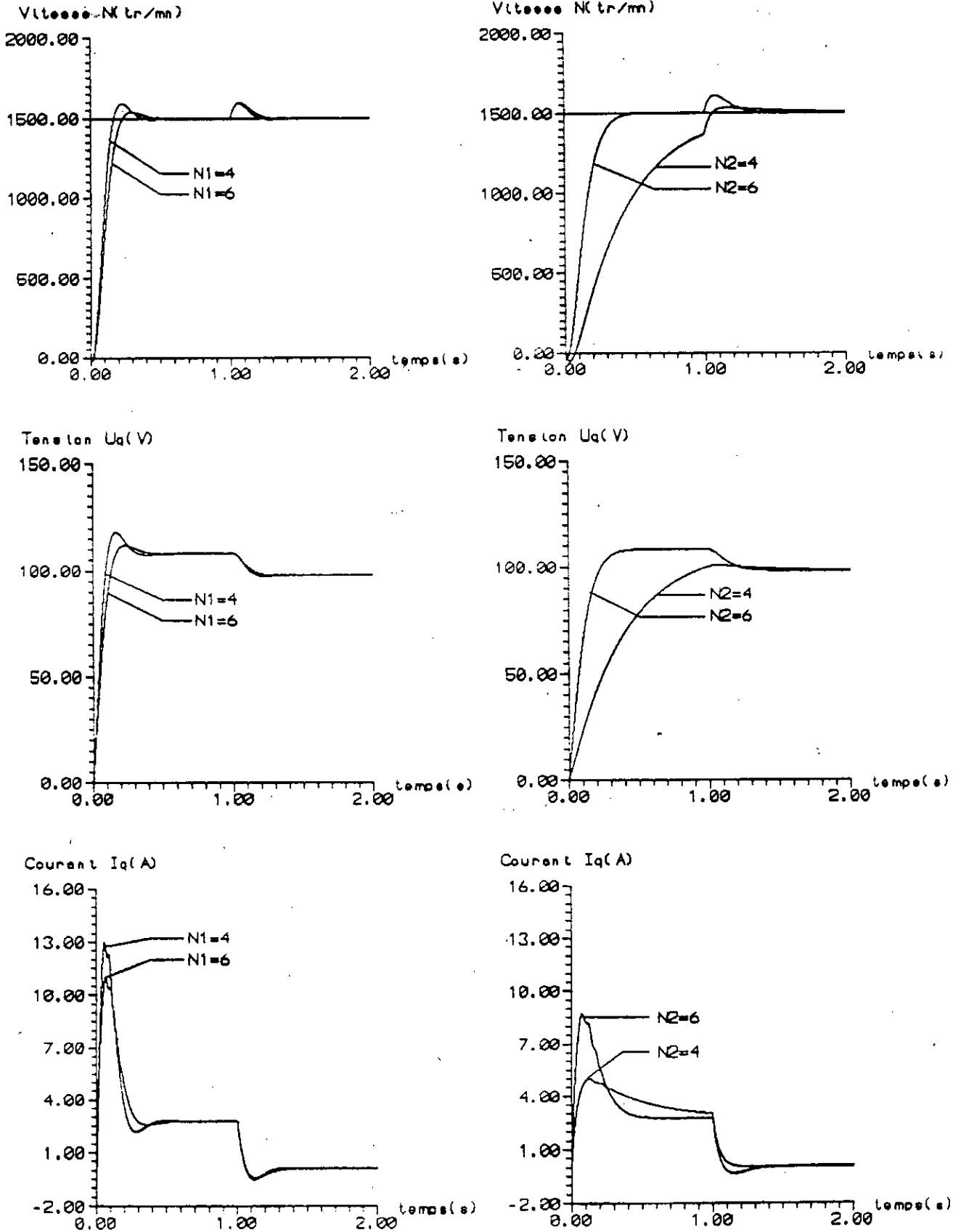


Figure IV-5-a. Influence de l'horizon minimum de prédiction sur le comportement de l'actionneur asynchrone.

Figure IV-5-b. Influence de l'horizon maximum de prédiction sur le comportement de l'actionneur asynchrone.

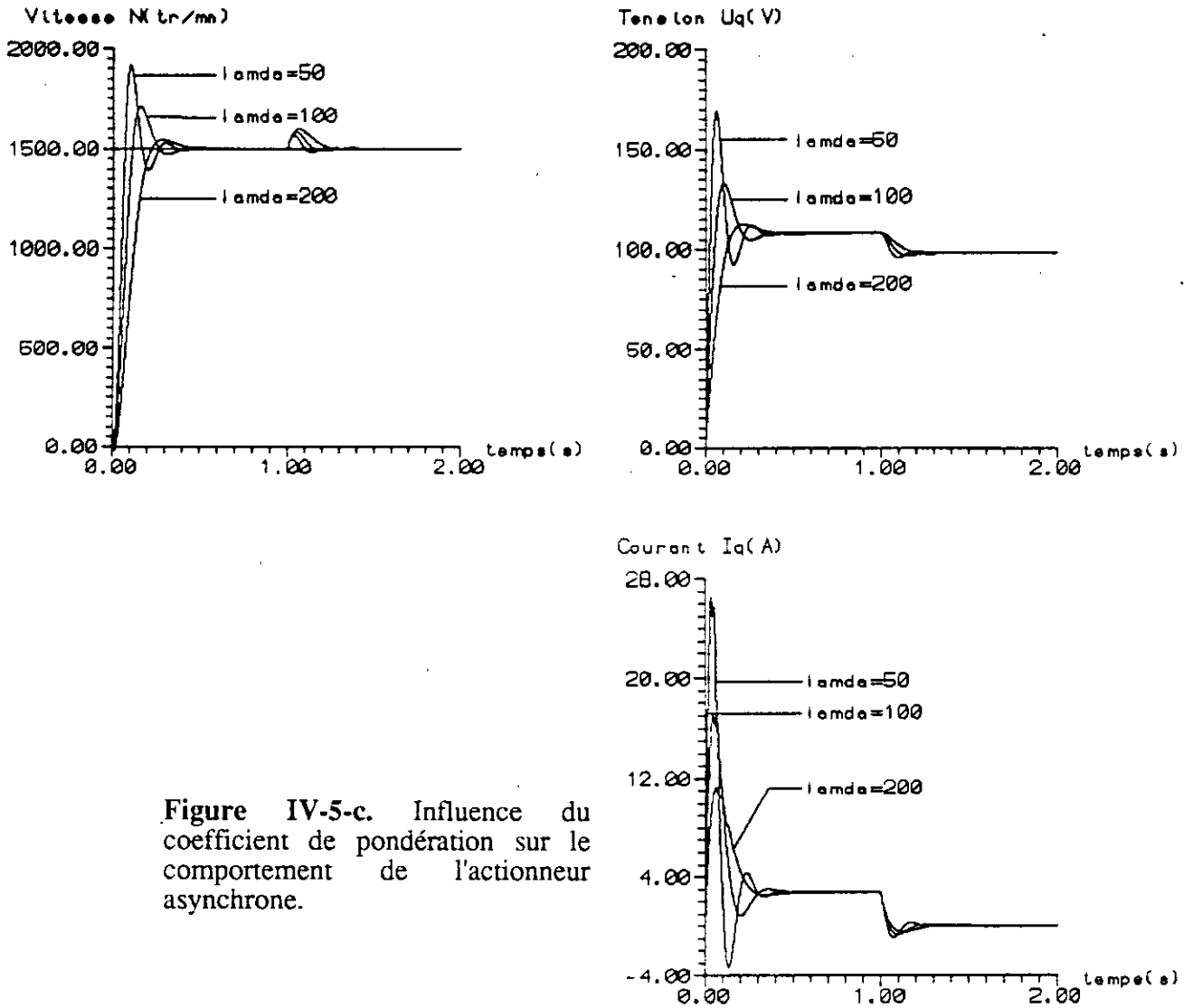


Figure IV-5-c. Influence du coefficient de pondération sur le comportement de l'actionneur asynchrone.

Pour la synthèse du régulateur, nous nous intéressons aux paramètres qui donnent une réponse de vitesse rapide et un courant de démarrage acceptable sachant que I_{sqmax} vaut 5A. Cependant ces deux exigences ne sont pas satisfaites par un même jeu de paramètres. Les résultats montrent que la première exigence est remplie par les paramètres $N1=4$, $N2=8$, $NU=1$ et $\lambda=150$ tandis que la seconde est assurée par $N1=2$, $N2=4$, $NU=1$ et $\lambda=150$. Pour assurer de bonnes performances au réglage, nous adoptons une position intermédiaire définie par les paramètres $N1=2$, $N2=6$, $NU=1$ et $\lambda=150$. Ces paramètres sont utilisés pour simuler le démarrage en charge de la machine puis le démarrage à vide avec variation de la charge à $t=1s$, pour un échelon de consigne de vitesse de 1500 tr/mn. Le comportement de la vitesse, des tensions U_d et U_q , des courants I_{sd} et I_{sq} , des flux ψ_{rd} et ψ_{rq} et du courant de ligne i_a sont montrés (figures IV-6 et IV-7).

Des résultats de simulations (figures IV-6 et IV-7), nous pouvons remarquer que le réglage assure de bonnes performances. Le démarrage en charge montre que i_{sq} dépasse I_{sqmax} , ce qui nous oblige à faire un démarrage à vide avant de charger la machine. Pour pouvoir effectuer des démarrages en charge sans dépasser le courant maximum toléré, il est nécessaire d'introduire une limitation du courant.

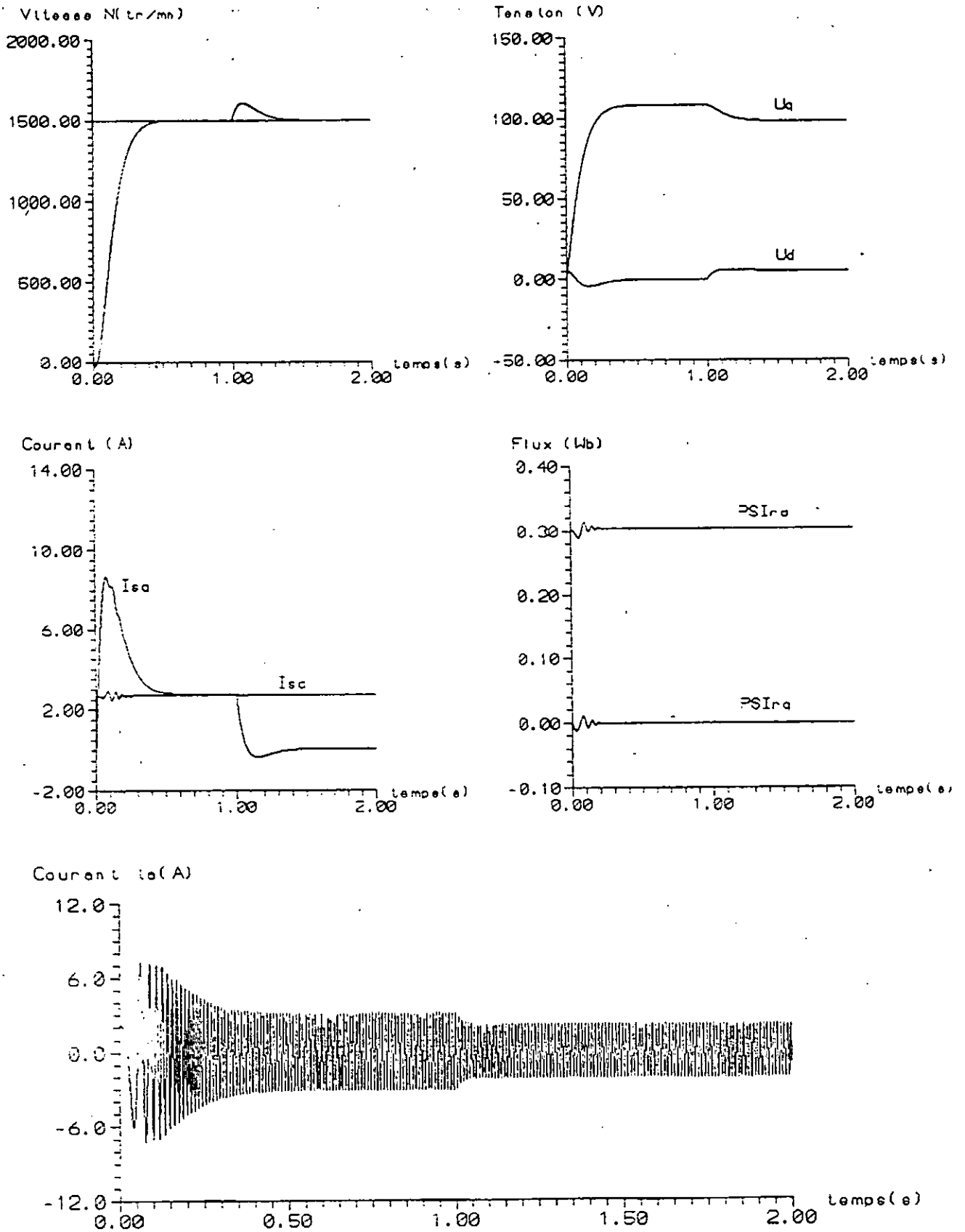


Figure IV-6. Comportement des grandeurs caractéristiques lors du démarrage en charge de l'actionneur asynchrone pour les paramètres $N1=2$, $N2=6$, $NU=1$, $\lambda=150$.

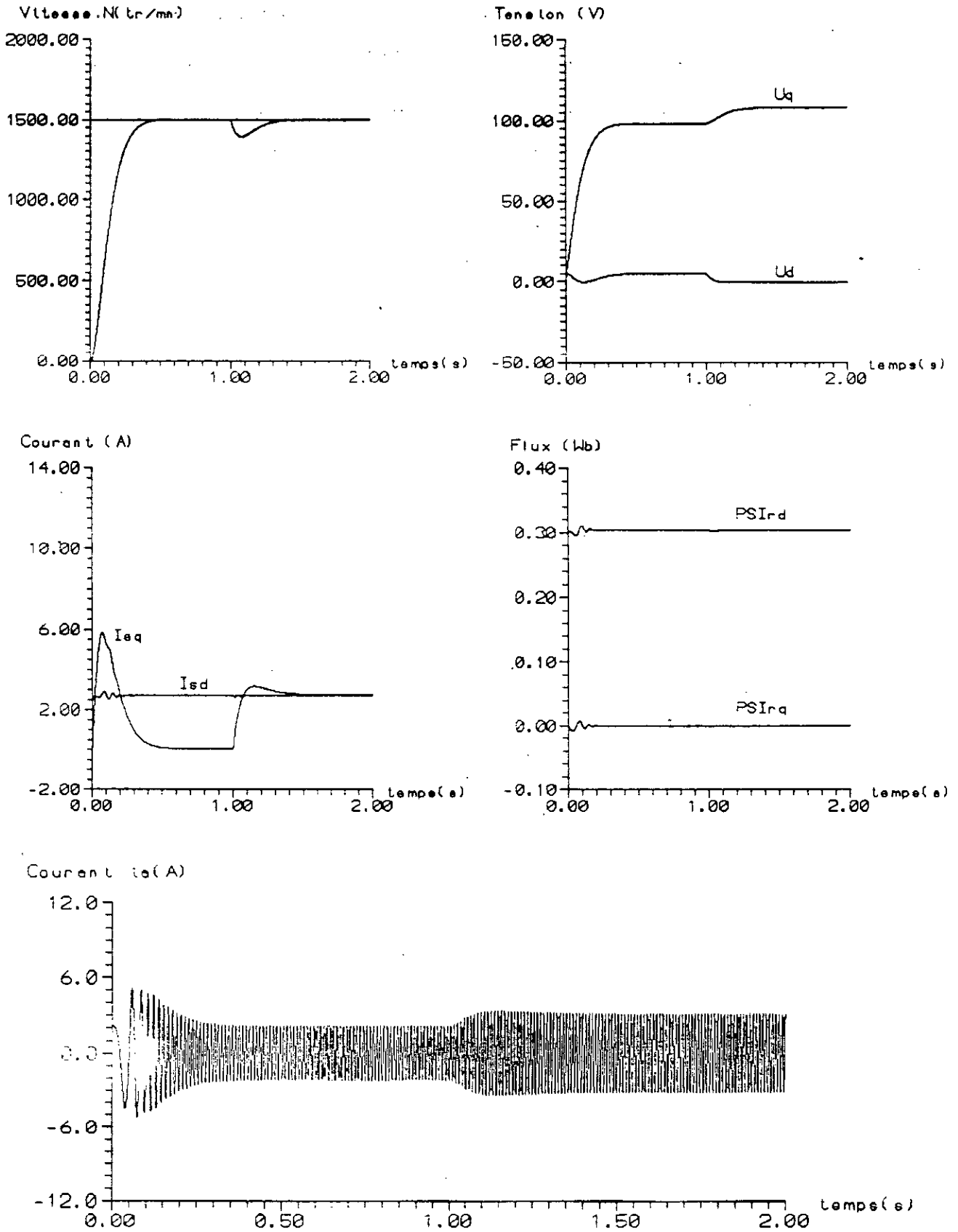


Figure IV-7. Comportement des grandeurs caractéristiques lors du démarrage à vide de l'actionneur asynchrone pour les paramètres $N1=2$, $N2=6$, $NU=1$, $\lambda=150$.

IV-4. Limitation des courants dans la machine :

Les résultats de simulation obtenus ont montré que lors de grande variation de consigne en charge, le courant statorique i_{sq} peut dépasser les 8 ampères, alors que le courant admissible est de 5A, ceci peut être nuisible à la machine. Il est donc nécessaire de protéger la machine en introduisant un dispositif de limitation. Dans la commande par GPC, cette limitation peut être assurée, soit par l'introduction d'un limiteur, soit par action sur les paramètres de commande caractérisant la GPC.

a- Limitation du courant par GPC :

Pour assurer la limitation du courant dans cette première méthode, il est utilisé la caractéristique de la GPC qui permet d'agir par la variation des paramètres $N1$, $N2$, NU et λ . En prenant le cas le plus défavorable, celui du démarrage en charge, nous avons fait varier les paramètres de commande pour aboutir aux paramètres qui assurent la limitation: $N1=2$, $N2=4$, $NU=1$ et $\lambda=150$. Ainsi, nous présentons le démarrage en charge pour une consigne de vitesse de 1500 tr/mn (figure IV-8). Pour effectuer une simulation dans les mêmes conditions que précédemment, il est nécessaire, pour mettre en valeur nos résultats, d'augmenter la plage d'observation sur l'axe des temps jusqu'à 3s. Les résultats obtenus montrent que la limitation du courant par cette méthode, donne des courants et des flux acceptables, mais la vitesse met beaucoup de temps à s'établir.

b-Limitation par une contrainte sur le courant :

La rapidité est une caractéristique très importante dans les performances d'une commande. Pour améliorer la rapidité du système, nous utilisons la deuxième méthode qui consiste à introduire le dispositif de limitation. Cette limitation peut se réaliser comme suit [36]:

$$\left| U_q(t) - \Omega(t) (L_s / M) (\psi_{rd})_{ref} \right| < R_s I_{qmax}$$

Les grandeurs $U_q(t)$ et $\Omega(t)$ sont calculées à chaque instant et le courant i_{sq} est limité à 5 ampères. Tenant compte de cette limitation, il est simulé le démarrage en charge de l'actionneur asynchrone avec suppression de la charge à $t=1s$ (figure IV-9) pour les paramètres choisis auparavant (§ IV-3) $N1=2$, $N2=6$, $NU=1$ et $\lambda=150$.

Les résultats obtenus par la simulation (figure IV-9), montrent que les performances obtenues sont meilleures aussi bien lors de la variation de consigne que lors de la variation de la perturbation (variation de la charge).

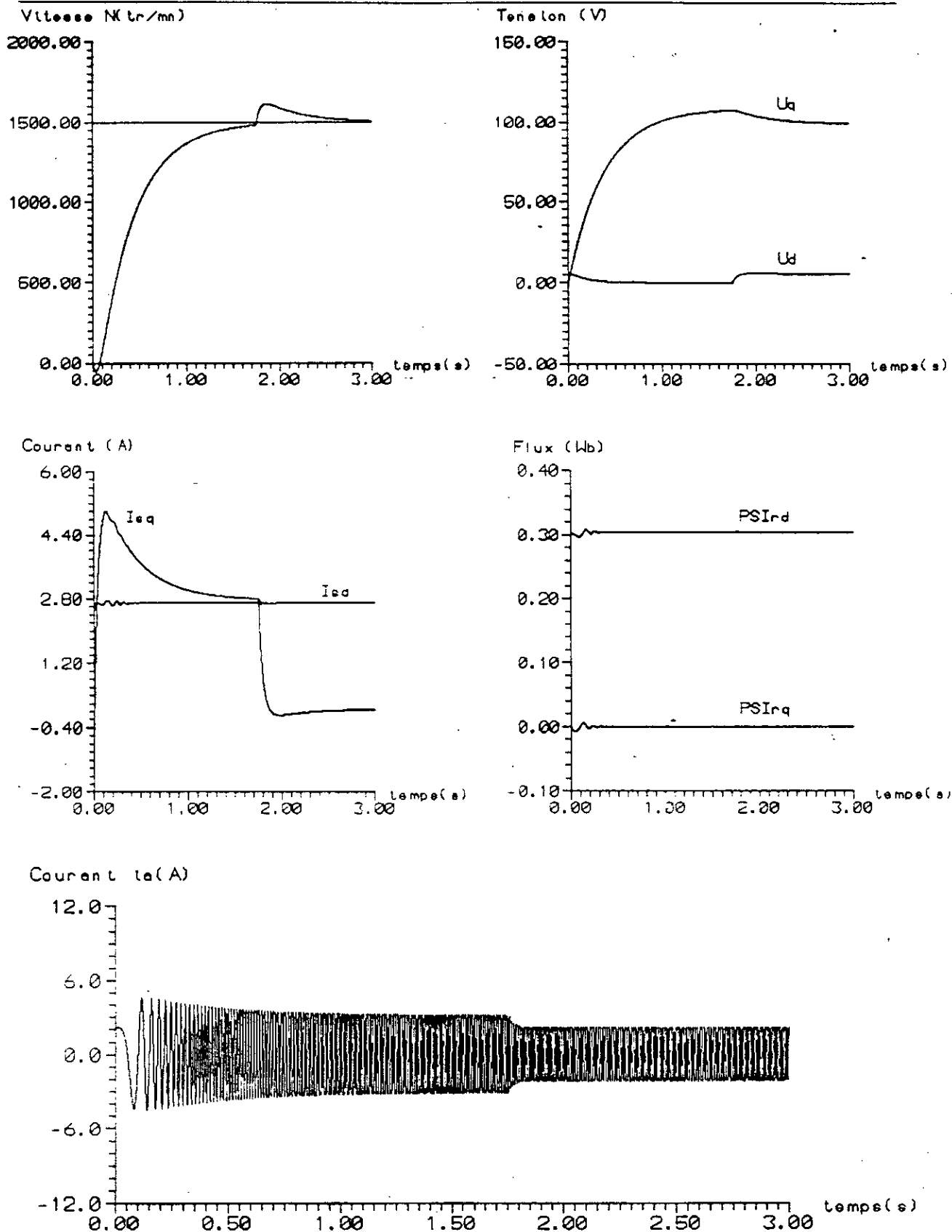


Figure IV-8. Comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors de la limitation du courant par GPC.

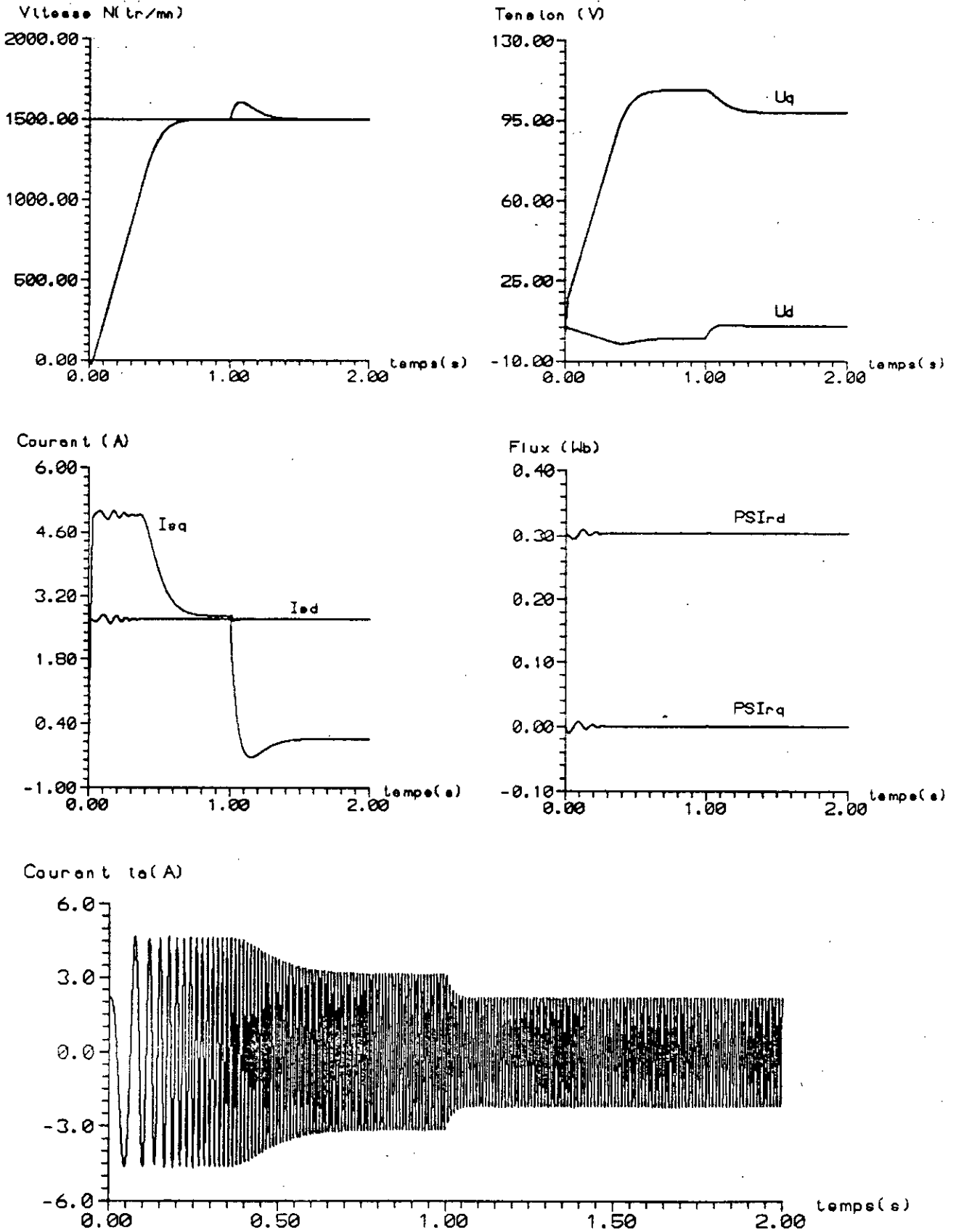


Figure IV-9. Comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors de la limitation par une contrainte sur le courant.

IV-5. Etude de la robustesse de la GPC :

La synthèse d'une commande est toujours réalisée à partir de modèle de processus présentant des erreurs de modélisation, ou de paramètres pouvant varier dans le temps. En effet, lors du fonctionnement de la machine, les paramètres de cette dernière sont soumis à des variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement; ces variations peuvent atteindre 50% dans le cas des grandeurs électriques R_r , R_s et L et jusqu'à 100% dans le cas de l'inertie J [36]. Il est donc important d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse de la GPC vis à vis des variations du modèle.

Ainsi, nous allons étudier par simulation, la robustesse de la commande prédictive généralisée vis à vis des variations du modèle de la machine. Pour cela, nous faisons varier la résistance statorique R_s , la résistance rotorique R_r , les résistances R_s et R_r simultanément, ainsi que l'inertie J . Les variations adoptées, pour tester cette robustesse, sont de 20% et 50% pour les résistances statorique et rotorique, tandis que la variation sur l'inertie de la machine est de 50% et 100%.

Comme dans les études précédentes, nous avons relevé les comportements de la vitesse Ω , des courants i_{sd} et i_{sq} , des flux ψ_{rd} et ψ_{rq} et des tensions de commande u_d et u_q . Le courant de ligne n'a pas été relevé car la superposition des courants sans variation et avec variation du modèle ne permet pas de voir la différence entre eux.

Il est simulé le démarrage à vide avec une consigne de vitesse de 1500 tr/mn et une variation du couple de charge allant de 0 à 1.6 Nm lorsque la machine atteint le régime permanent.

Ces essais de simulation sont effectués dans le cas où nous n'avons pas variation du modèle (trait plein), et lors de la variation du modèle (trait discontinu).

IV-5-1. Variation de la résistance statorique R_s :

Lors du fonctionnement de la machine asynchrone, la résistance statorique R_s varie par échauffement de la machine. Cette variation peut atteindre 50% de la valeur de cette résistance. Ainsi, nous effectuons des essais de simulation en faisant augmenter la résistance statorique de 20% et de 50%.

Les résultats obtenus (figures IV-10 et IV-11) montrent que la commande prédictive généralisée de l'actionneur asynchrone présente des performances satisfaisantes. En effet, lors de la variation de la consigne, les réponses présentent un très léger ralentissement tandis que les réponses sont identiques lors de la variation de perturbation.

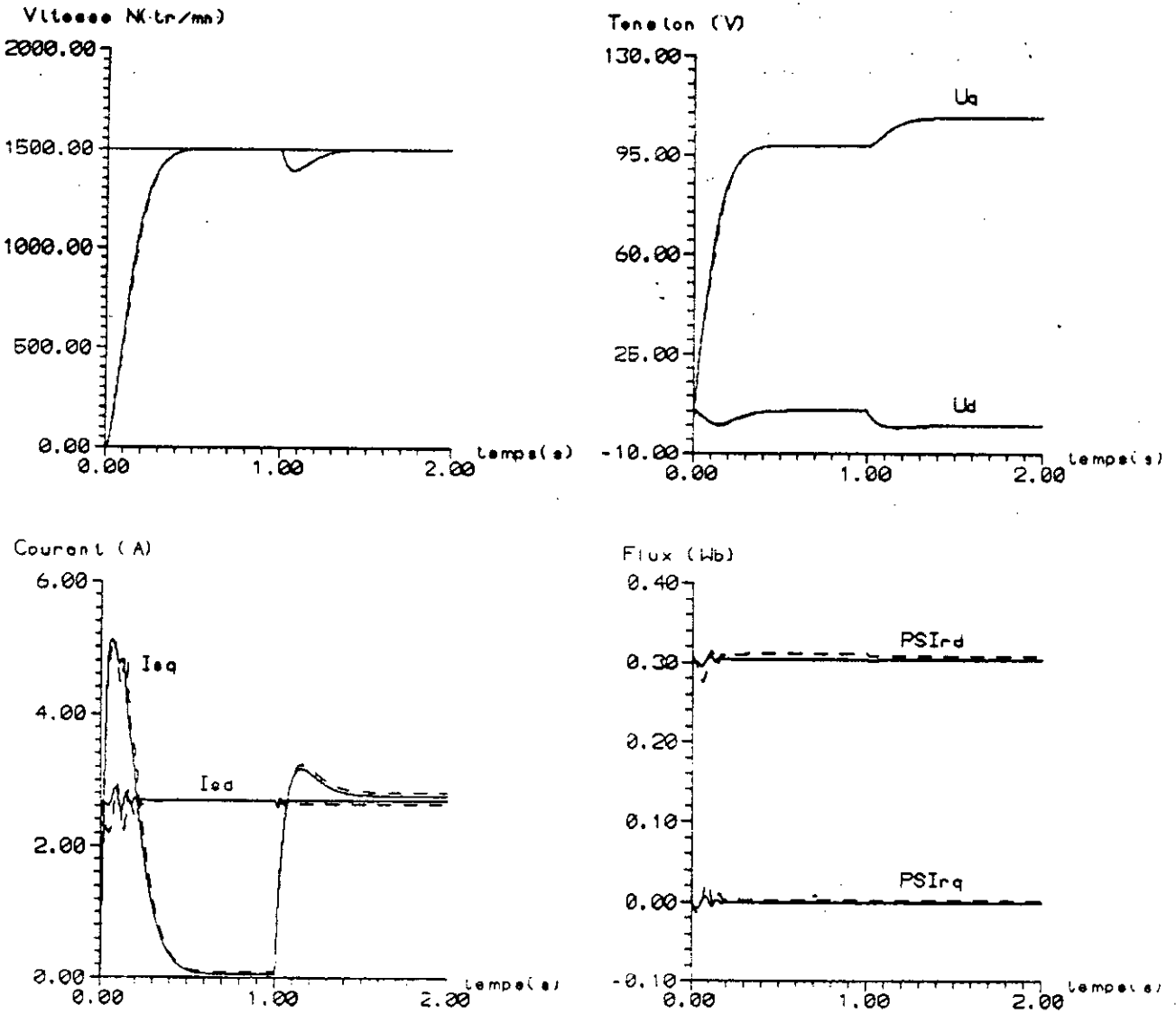


Figure IV-10. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle, - - - avec variation du modèle de 20% de R_s .

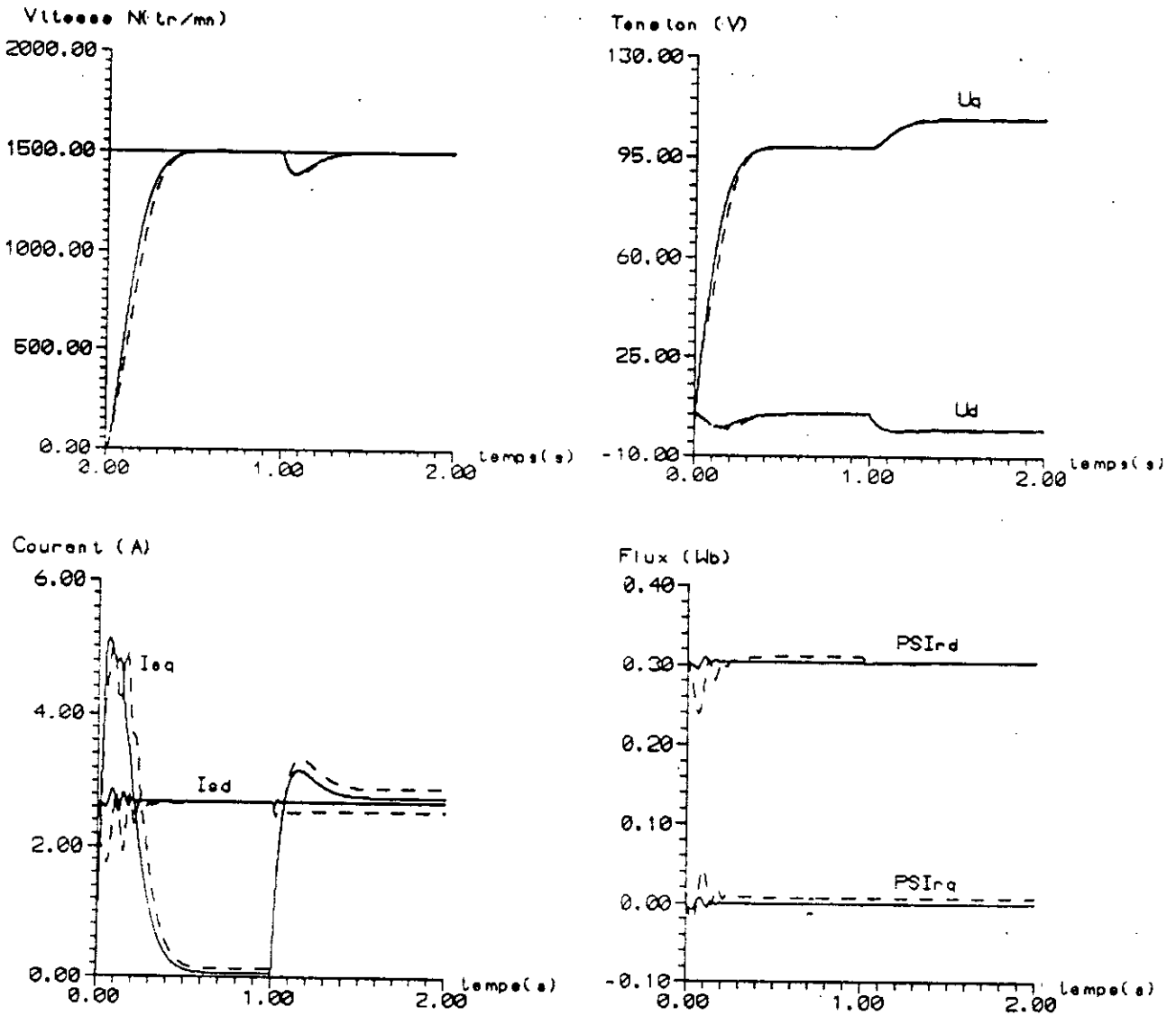


Figure IV-11. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle, - - - avec variation du modèle de 50% de R_s .

IV-5-2. Variation de la résistance rotorique R_r :

La résistance rotorique R_r subit elle aussi des variations dues à l'échauffement. Nous allons faire les mêmes essais que précédemment en augmentant la valeur de cette résistance de 20% et de 50%.

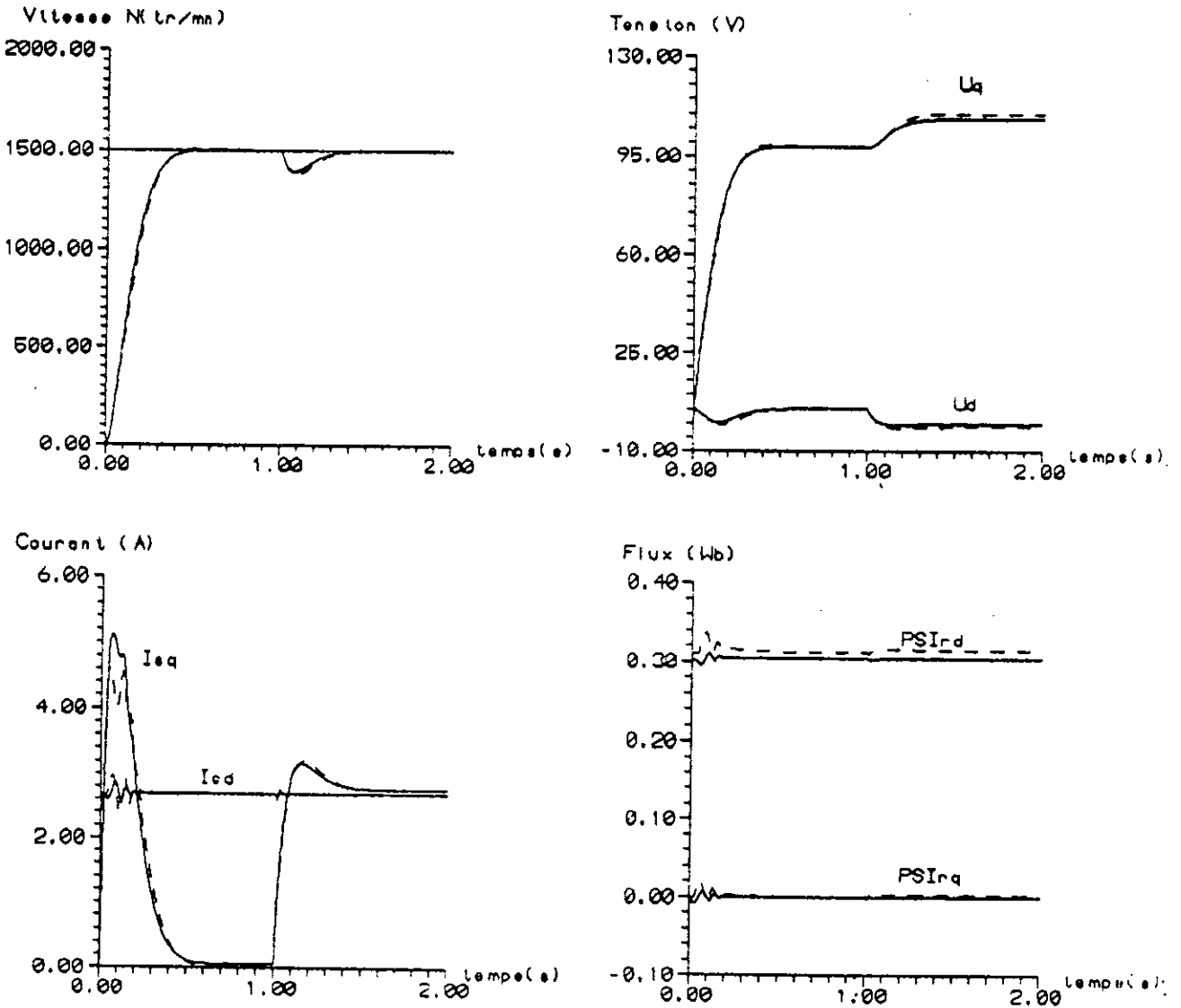


Figure IV-12. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle, - - - avec variation du modèle de 20% de R_r .

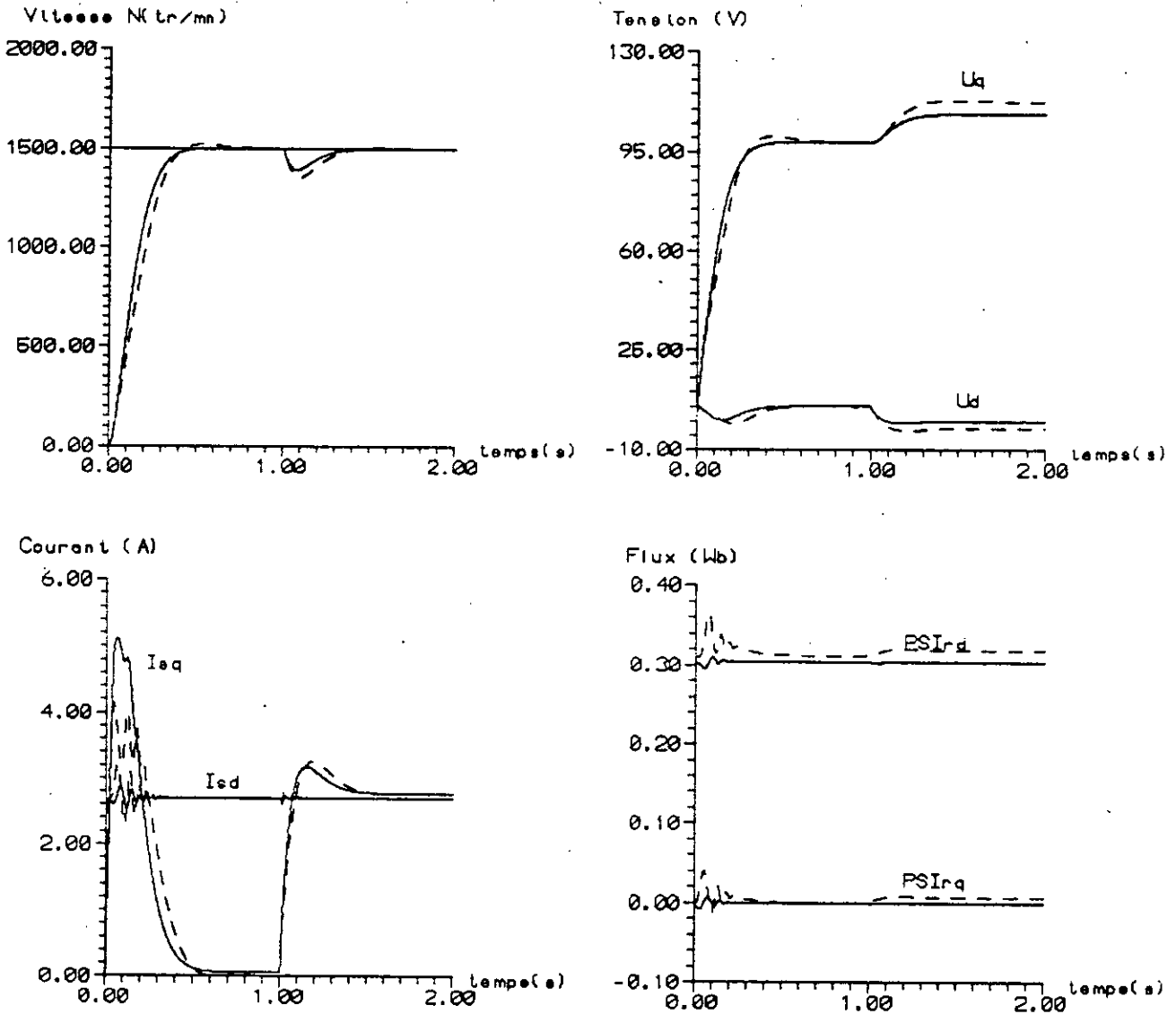


Figure IV-13. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle, --- avec variation du modèle de 50% de R_r .

Ces résultats sont pratiquement les mêmes que les précédents (erreur sur R_s), mis à part la perte de vitesse, lors de l'application de la charge qui est légèrement plus grande.

IV-5-3. Variation simultanée des résistances statorique et rotorique R_s et R_r :

Dans ce cas les résistances statorique et rotorique de la machine croissent de 50% le comportement des principales grandeurs est observé (figure IV-14).

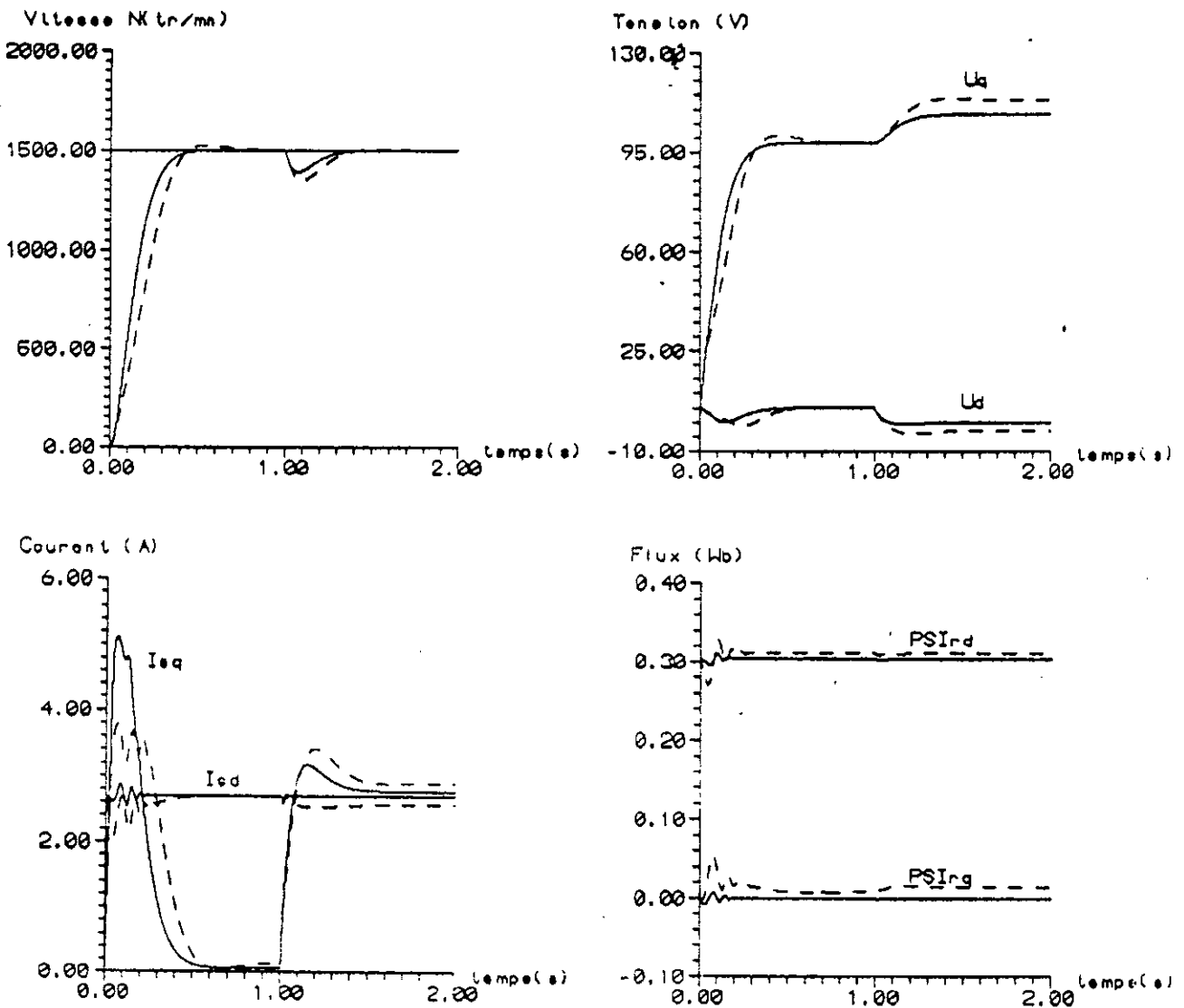


Figure IV-14. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle, - - - - avec variation du modèle de 50% de R_s et 50% de R_r .

Les erreurs sur les résistances de la machine provoquent un écart plus grand entre les deux courbes de vitesse, celle-ci s'établit moins rapidement pour le cas avec erreur. Le flux $\Psi_{r,d}$ n'est pas perturbé, tandis que le flux $\Psi_{r,q}$ n'est plus tout à fait nul. Cette erreur provoque donc une déviation très légère du flux de sa position.

IV-5-4- Variation de l'inertie J :

L'inertie dans la machine peut varier jusqu'à 100% à cause de la perturbation de charge. Les essais effectués concernent une augmentation de l'inertie de 50% et de 100% (figures IV-15 et IV-16).

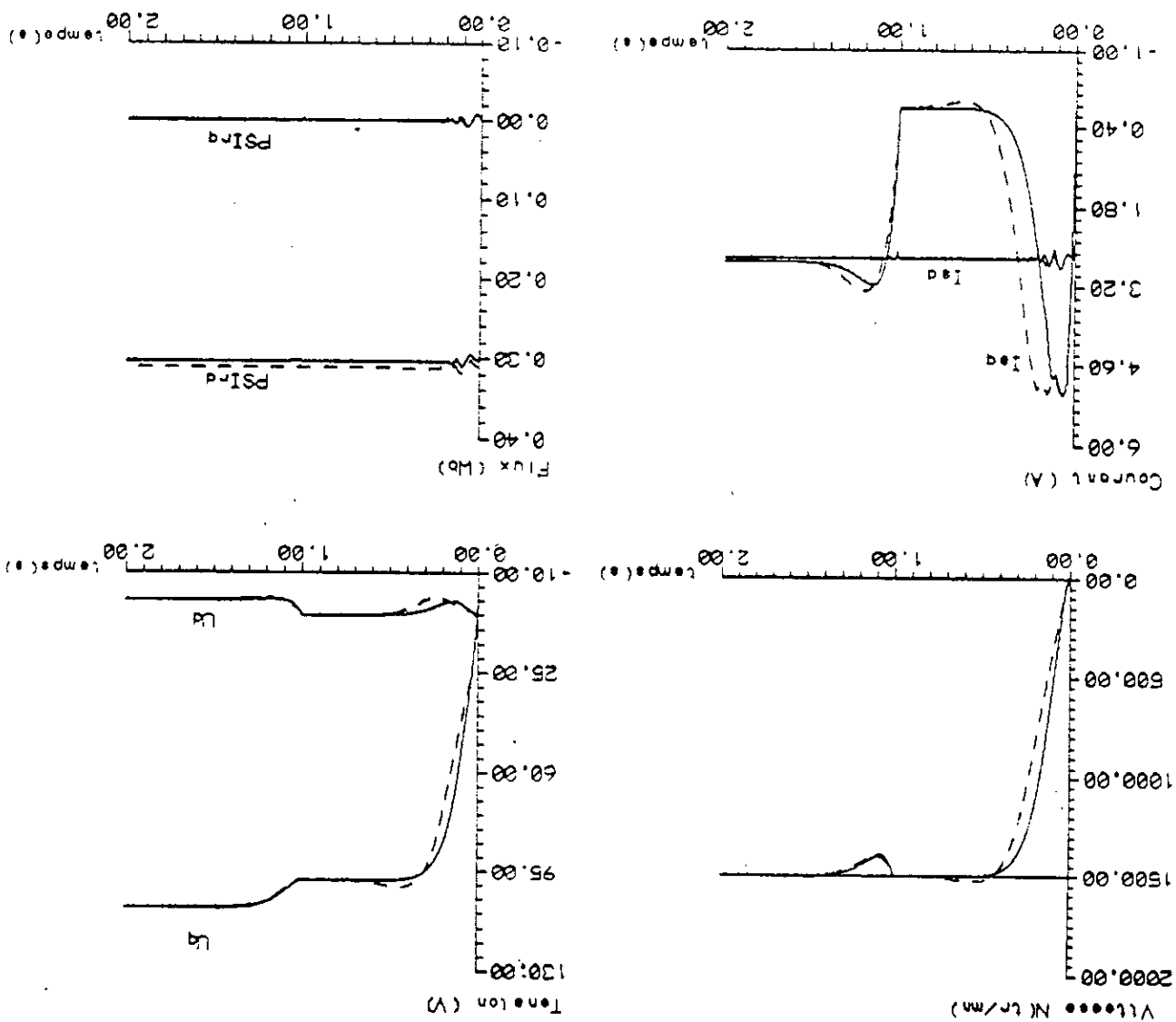


Figure IV-15. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle, --- avec variation de J de 50%.

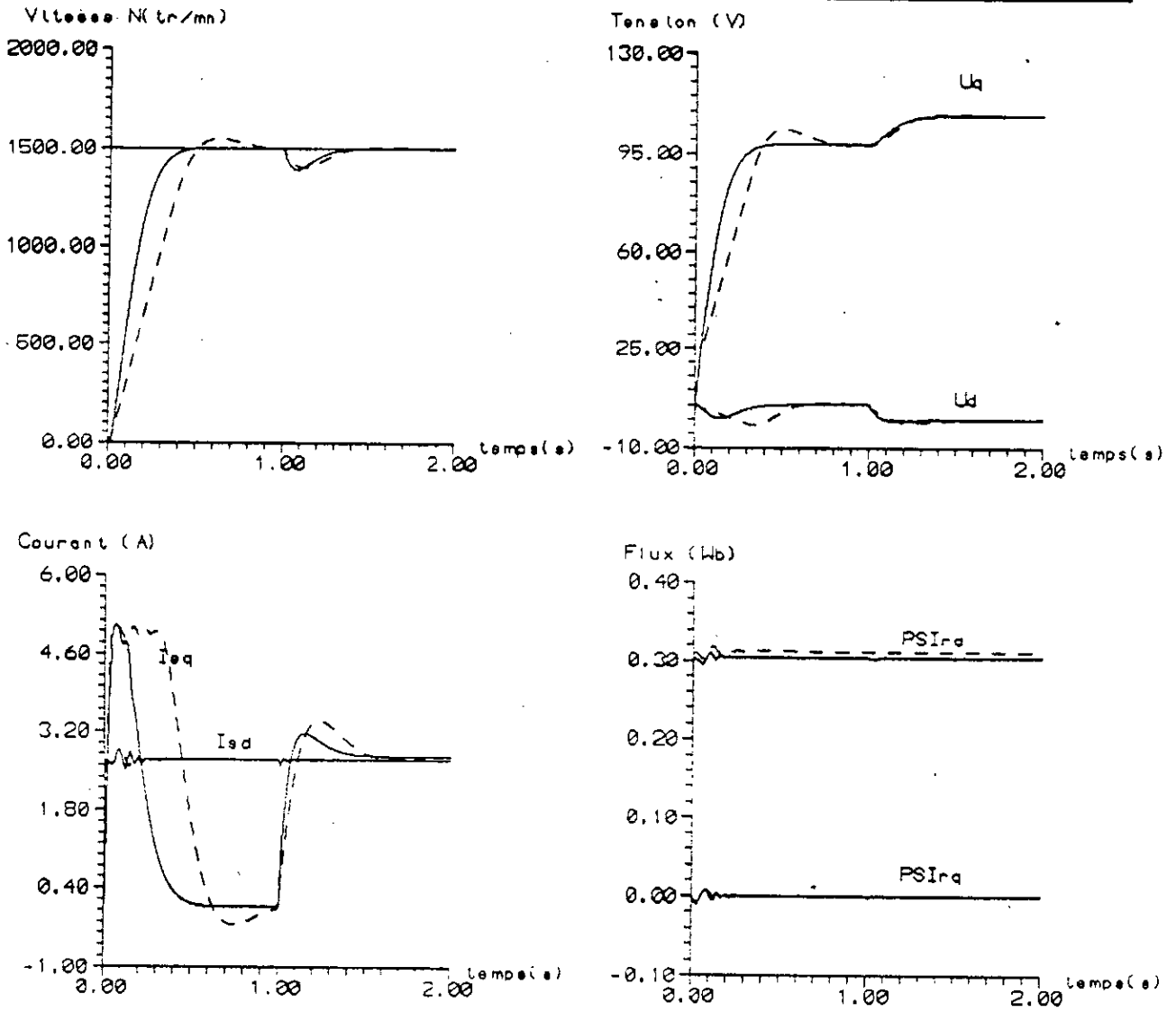


Figure IV-16. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle, --- avec variation de J de 100%.

Pour ce cas aussi, l'écart entre les courbes augmente (vitesses et courants I_{sq}) quand l'erreur augmente; le dépassement dans le cas de la vitesse devient légèrement plus grand. Cependant, cette erreur n'est d'aucune influence sur les flux.

CHPITRE V

COMMANDE PAR PLACEMENT
DE POLES

Afin de comparer les performances de la commande par GPC appliquée à l'actionneur asynchrone, nous avons jugé intéressant de faire cette comparaison par rapport à une commande qui a donné ses preuves et qui a montré qu'elle possède d'excellentes performances. Ainsi, nous allons nous intéresser à la commande par placement de pôles avec régulateur numérique R-S-T [36], [50].

Il est présenté dans ce chapitre, la commande par régulateur R-S-T, la synthèse du réglage, puis la simulation de cette commande dans les mêmes conditions que celles utilisées pour la commande par GPC. Enfin nous terminons par une analyse des performances de la commande par placement de pôles, suivie de la comparaison avec la commande par GPC.

V-1. Commande par régulateur R-S-T :

La commande par régulateur numérique R-S-T est basée sur l'approche polynômiale, où le modèle du système à régler est défini par [36], [50] :

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t) + C(q^{-1}) e(t) \quad (V-1)$$

tandis que le régulateur est donné par :

$$R(q^{-1}) u(t) = - S(q^{-1}) y(t) + T(q^{-1}) y_c(t) \quad (V-2)$$

où

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} \\ B(q^{-1}) &= b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_{nb} q^{-nb} \end{aligned}$$

$y_c(t)$, $y(t)$, $u(t)$ et $e(t)$ représentent la consigne, la sortie, l'entrée et la perturbation, et R, S et T sont des polynômes en fonction de l'opérateur retard q^{-1} .

La structure de réglage adoptée étant la suivante:

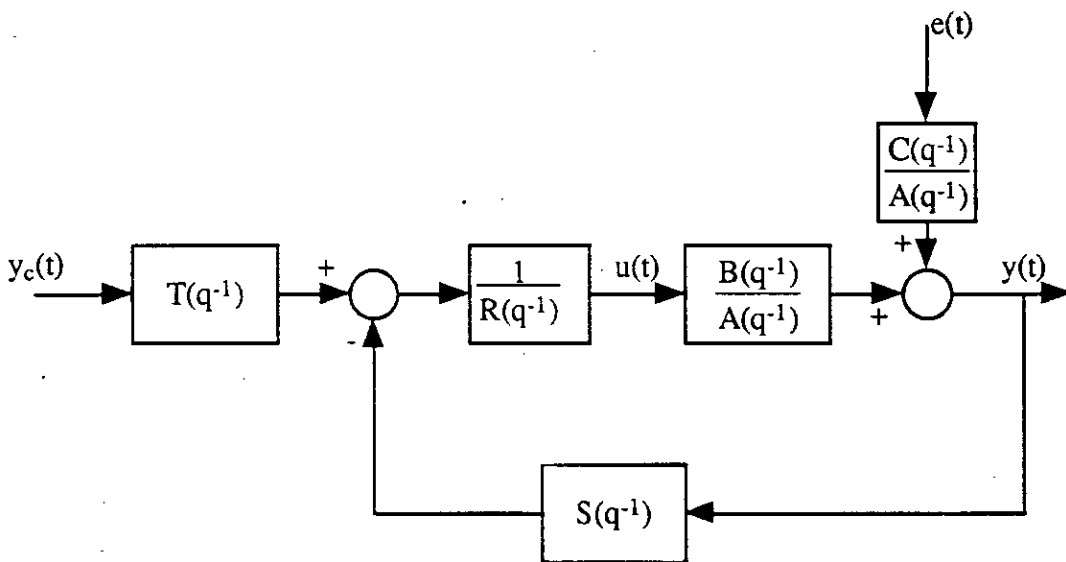


Figure V-1. Structure du système en boucle fermée.

Pour le procédé défini dans la boucle de réglage (figure V-1), la fonction de transfert échantillonnée est donnée par :

$$H(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (V-3)$$

et nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle fermée comme suit :

$$H_f(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1}) B(q^{-1})}{A(q^{-1}) R(q^{-1}) + B(q^{-1}) S(q^{-1})} \quad (V-4)$$

Cette fonction de transfert s'écrit aussi :

$$H_f(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1}) T(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (V-5)$$

où, le polynôme caractéristique du système global en boucle fermée $P(q^{-1})$ est défini par :

$$P(q^{-1}) = A(q^{-1}) R(q^{-1}) + B(q^{-1}) S(q^{-1}) \quad (V-6)$$

V-2. Dimensionnement du régulateur :

Le problème consiste à faire un placement de pôles du système en boucle fermée qui permettra de déterminer les polynômes R , S et T en assurant les performances désirées. A partir de la structure de réglage (figure V-1), nous écrivons l'équation donnant la relation entre la sortie y et les entrées de consigne et de perturbation du système en boucle fermée :

$$y(t) = \frac{B(q^{-1}) T(q^{-1})}{P(q^{-1})} y_c(t) + \frac{C(q^{-1}) R(q^{-1})}{P(q^{-1})} e(t) \quad (V-7)$$

Pour imposer les performances désirées, nous choisissons un modèle de référence de la forme :

$$y_{ref}(q^{-1}) = \frac{B_{ref}(q^{-1})}{A_{ref}(q^{-1})} y_c(t) \quad (V-8)$$

Ainsi, pour que le système à régler en boucle fermée possède la même dynamique que le modèle de référence, il suffit de prendre :

$$\frac{B(q^{-1}) T(q^{-1})}{A(q^{-1}) R(q^{-1}) + B(q^{-1}) S(q^{-1})} = \frac{B_{ref}(q^{-1})}{A_{ref}(q^{-1})} \quad (V-9)$$

et il faut résoudre les deux équations suivantes :

$$B(q^{-1}) T(q^{-1}) = B_{ref}(q^{-1}) \quad (V-10)$$

$$A(q^{-1}) R(q^{-1}) + B(q^{-1}) S(q^{-1}) = A_{ref}(q^{-1}) \quad (V-11)$$

La deuxième équation, appelée équation diophantienne, nous amène à résoudre un système de $n_a + n_r + 1$ équations à $n_a + n_r + 1$ inconnues (n_a et n_r sont respectivement les degrés des polynômes $A(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$).

Le polynôme $A_{ref}(q^{-1})$ définit les pôles à placer en boucle fermée. En général, nous choisissons un modèle de référence du second ordre en fixant la fréquence propre et l'amortissement qui assurent la dynamique désirée.

Le polynôme $B_{ref}(q^{-1})$ est un polynôme qui contient au moins les zéros instables de $B(q^{-1})$.

Afin d'annuler l'erreur statique de réglage, le polynôme $R(q^{-1})$ contient une action intégrale telle que :

$$R(q^{-1}) = (1 - q^{-1}) R'(q^{-1}) \quad (V-12)$$

$T(q^{-1})$ est tel qu'en régime permanent $y(t) = y_c(t)$ ce qui se traduit par :

$$\frac{B(1) T(1)}{A_{ref}(1)} = 1 \quad (V-13)$$

en régime permanent l'opérateur q^{-1} prend la valeur 1. La relation (V-13) est due au fait qu'en régime permanent, un gain statique unitaire est assuré.

Ainsi les polynômes $R(q^{-1})$ et $S(q^{-1})$ représentent la solution minimale unique de l'identité polynomiale (V-11). Nous réécrivons cette équation de la manière suivante :

$$(1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2})(1 - q^{-1})(r_0 + r_1 q^{-1}) + (b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2})(s_0 + s_1 q^{-1} + s_2 q^{-2}) = 1 + a_{1ref} q^{-1} + a_{2ref} q^{-2}$$

ou en effectuant les produits :

$$r_0 + (a_1 r_0 + r_1 - r_0 + b_1 s_0) q^{-1} + (a_2 r_0 - r_1 + a_1 (r_1 - r_0) + b_1 s_1 + b_2 s_0) q^{-2} + (a_2 (r_1 - r_0) - a_1 r_1 + b_1 s_2 + b_2 s_1) q^{-3} + (-a_2 r_1 + b_2 s_2) q^{-4} = 1 + a_{1ref} q^{-1} + a_{2ref} q^{-2}$$

d'où nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} r_0 &= 1 \\ a_1 r_0 + r_1 - r_0 + b_1 s_0 &= a_{1ref} \\ a_2 r_0 - r_1 + a_1 (r_1 - r_0) + b_1 s_1 + b_2 s_0 &= a_{2ref} \\ a_2 (r_1 - r_0) - a_1 r_1 + b_1 s_2 + b_2 s_1 &= 0 \\ -a_2 r_1 + b_2 s_2 &= 0 \end{aligned} \quad (V-14)$$

ou alors

$$\begin{aligned}
 r_1 + b_1 s_0 &= a_{1ref} - a_1 + 1 \\
 -r_1 + a_1 r_1 + b_1 s_1 + b_2 s_0 &= a_{2ref} + a_1 - a_2 \\
 a_2 r_1 - a_1 r_1 + b_1 s_2 + b_2 s_1 &= a_2 \\
 -a_2 r_1 + b_2 s_2 &= 0
 \end{aligned} \tag{V-15}$$

La résolution de ce système nous donne les coefficients r_1 , s_0 , s_1 et s_2 des polynômes $R(q^{-1})$ et $S(q^{-1})$ alors que le polynôme $T(q^{-1})$ est :

pour $q^{-1} = 1$:

$$\frac{(b_1 + b_2) T(1)}{1 + a_{1ref} + a_{2ref}} = 1$$

d'où

$$T(q^{-1}) = T = \frac{1 + a_{1ref} + a_{2ref}}{b_1 + b_2}$$

ayant ces paramètres, la loi de commande (V-2) devient :

$$u(t) = (1-r_1) u(t-1) + r_1 u(t-2) - s_0 y(t) - s_1 y(t-1) - s_2 y(t-2) + T y_c(t). \tag{V-16}$$

Les coefficients a_{1ref} et a_{2ref} sont obtenus en se donnant deux paramètres, l'amortissement ξ et le temps de d'établissement T_{bl} . A partir de ces deux paramètres, a_{1ref} et a_{2ref} se calculent comme suit :

$$\begin{aligned}
 \omega_0 &= \frac{3}{\xi T_{bl}} \quad (\text{pulsation propre}) \\
 \omega_n &= \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2} \quad (\text{pulsation propre amortie}) \\
 \alpha &= \exp(-\xi \omega_0 T_e) \\
 \beta &= \cos(\omega_n T_e) \\
 a_{1ref} &= -2\alpha\beta \\
 a_{2ref} &= \alpha^2
 \end{aligned}$$

V-3. Simulations :

Les simulations sont réalisées sur le modèle complet non linéaire de l'actionneur asynchrone ; les paramètres de l'actionneur utilisé, sont ceux donnés au chapitre III. Il est simulé un démarrage en charge de la machine avec suppression de la charge à $t=1s$, puis, un démarrage à vide avec application de la charge à $t=1s$. en prenant pour amortissement $\xi = 0.9$ (un dépassement n'est donc pas admis) et le temps d'établissement est obtenu à partir de la figure IV-6 et vaut 0.4 s.

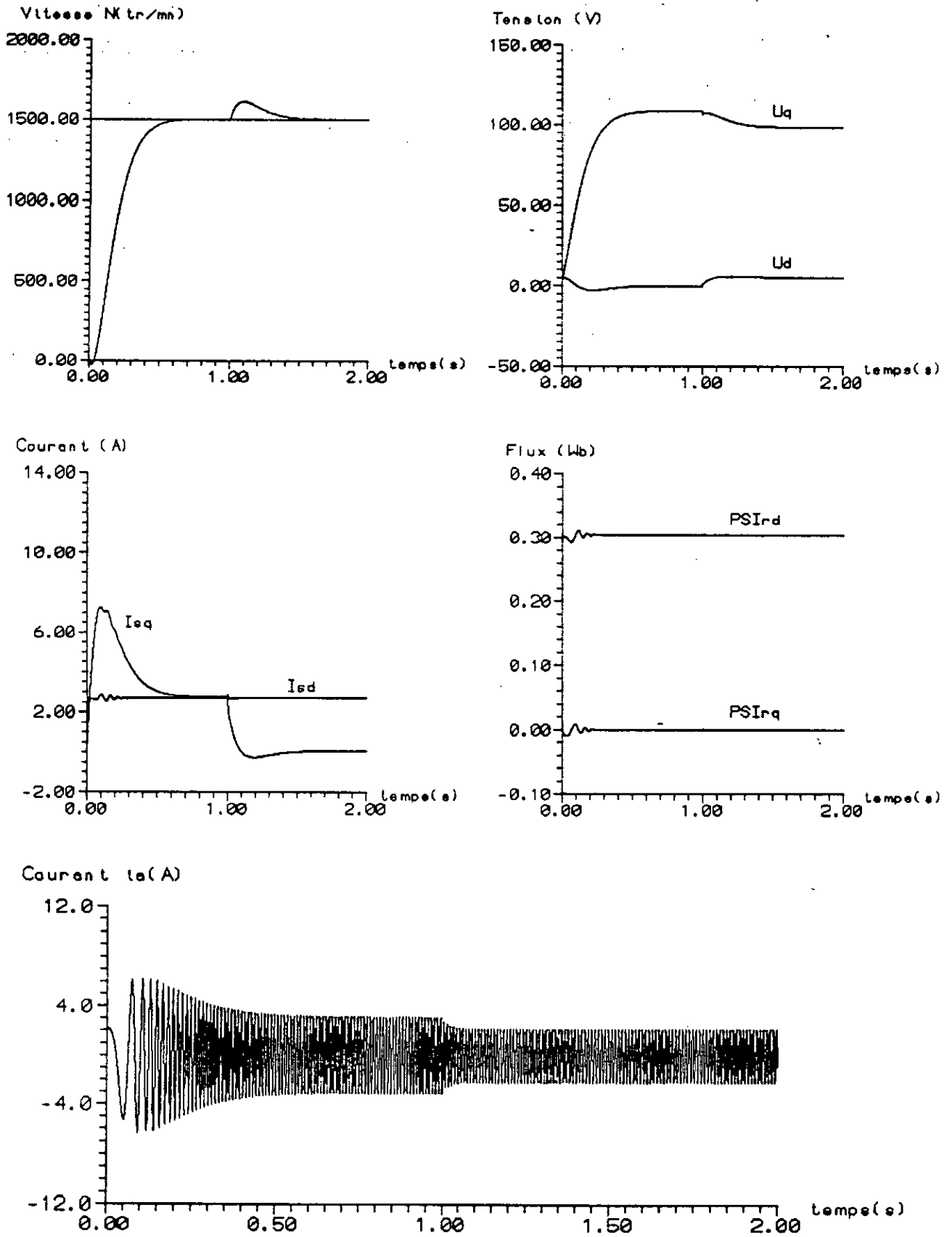


Figure V-2. Comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage en charge.

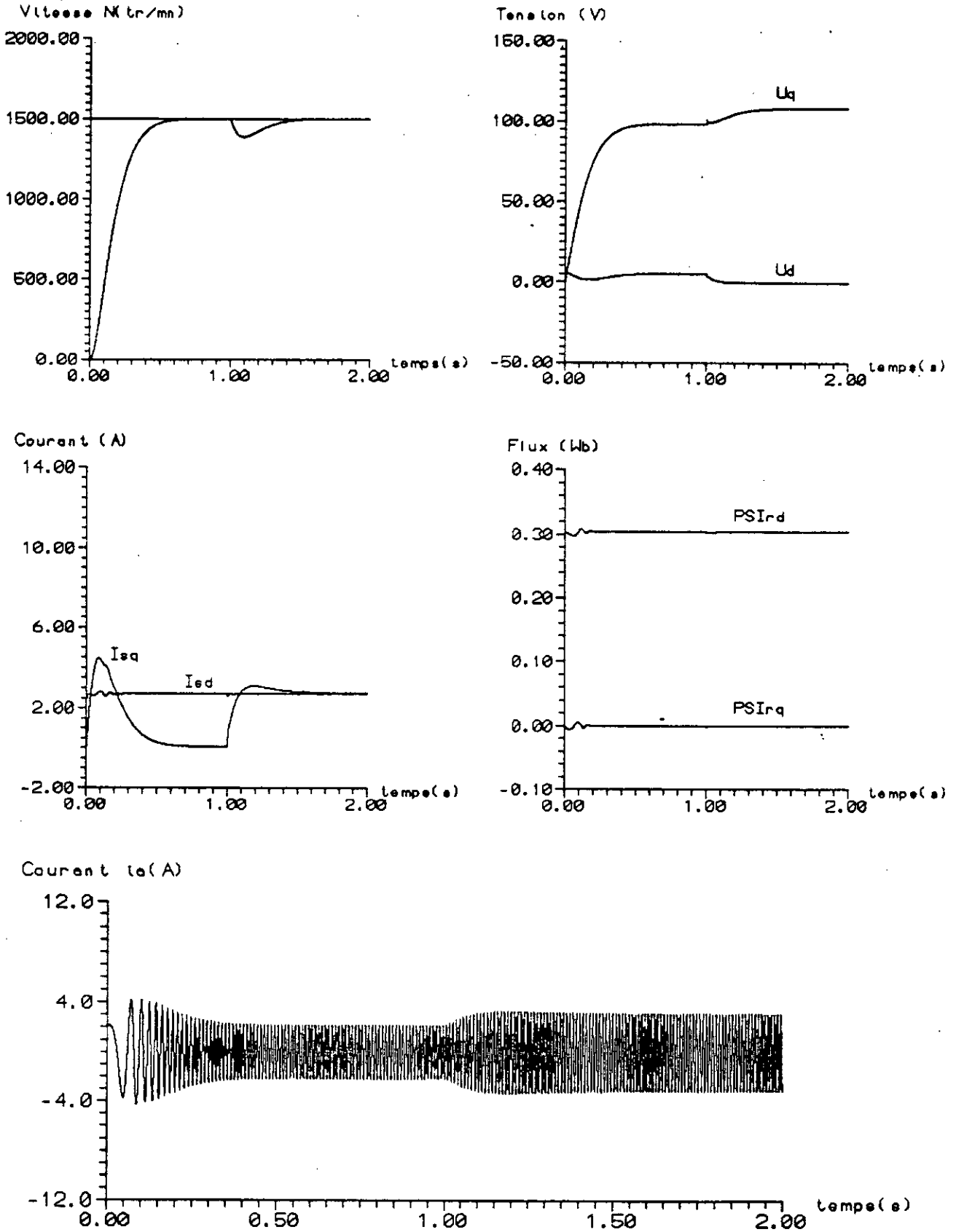


Figure V-3. Comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide.

Les résultats de simulation (figures V-2 et V-3) montrent que, dans ce cas aussi, une limitation du courant est nécessaire, celle-ci est réalisée de la même manière que précédemment (voir §IV-4-b). Ainsi il est simulé le démarrage en charge puis à vide de l'actionneur asynchrone avec respectivement, suppression et application de la charge à $t=1$ s (figures V-4 et V-5).

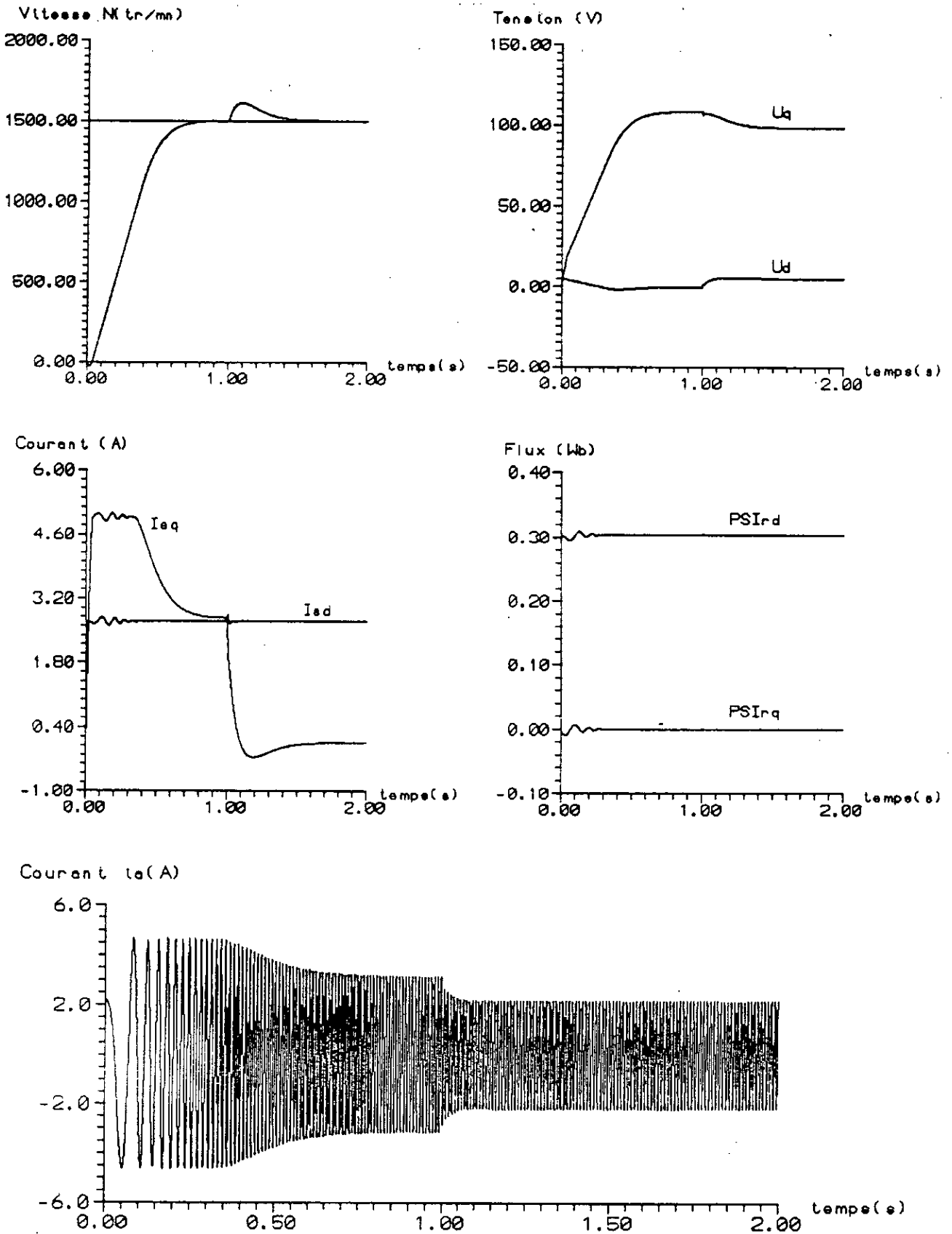


Figure V-4. Comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors de la limitation par une contrainte sur le courant pour un démarrage en charge.

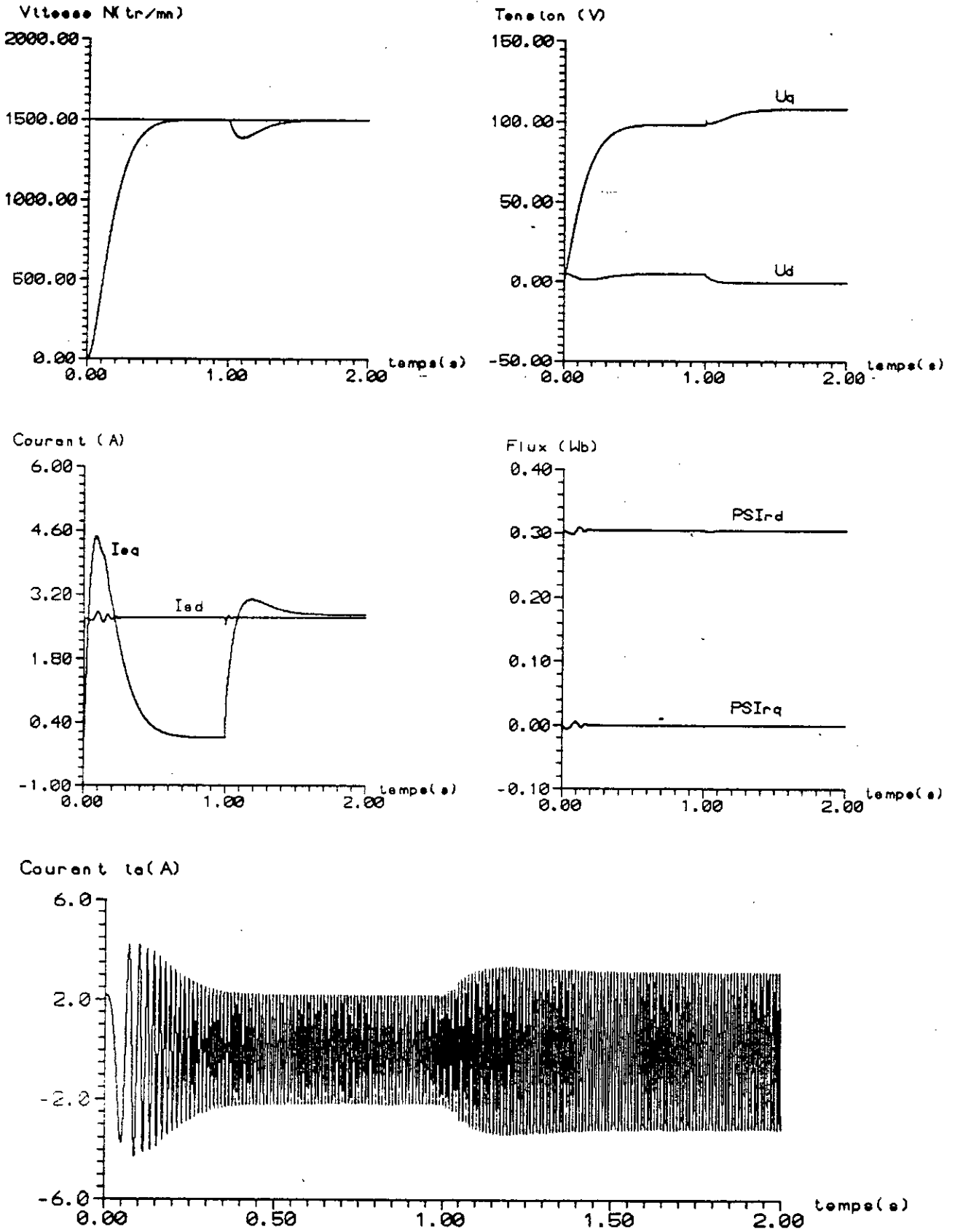


Figure V-5. Comportement des grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors de la limitation par une contrainte sur le courant pour un démarrage à vide.

V-4. Etude de la robustesse de la commande par placement des pôles :

Dans ce chapitre nous procédons de la même manière que pour la GPC: il est effectué une variation de 50% des résistances statorique et rotorique, et une variation de 100% de l'inertie J.

V-4-1. Variation de la résistance statorique R_s :

Il est simulé le démarrage à vide de l'actionneur asynchrone pour une consigne de vitesse de 1500 tr/mn, lorsque la résistance statorique R_s est augmentée de 50% (figure V-6).

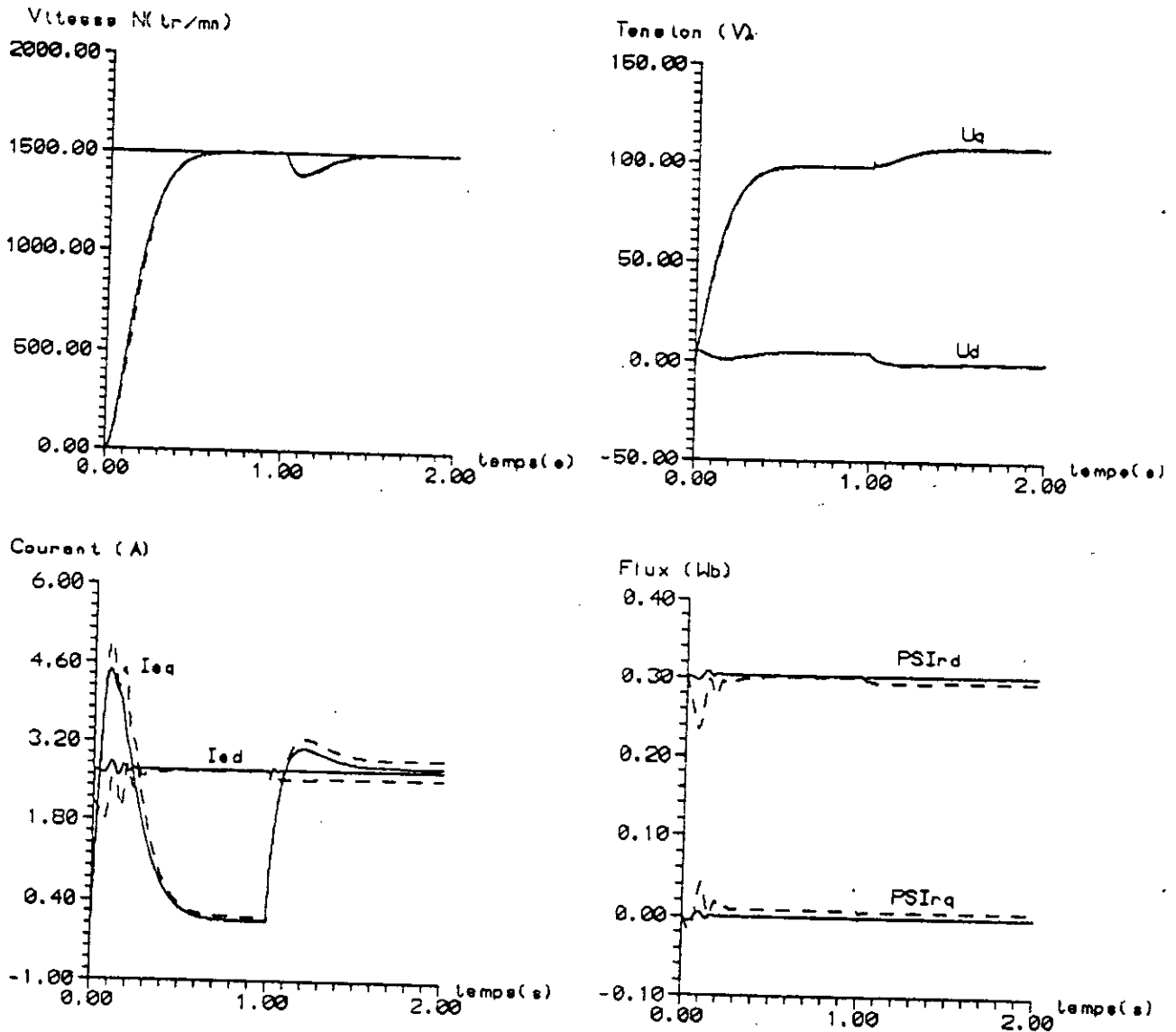


Figure V-6. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle
 - - - avec variation du modèle de 50% de R_s

V-4-2. Variation de la résistance rotorique R_r :

Dans ce cas, la résistance rotorique R_r varie de 50%, les résultats de simulation sont donnés (figure V-7).

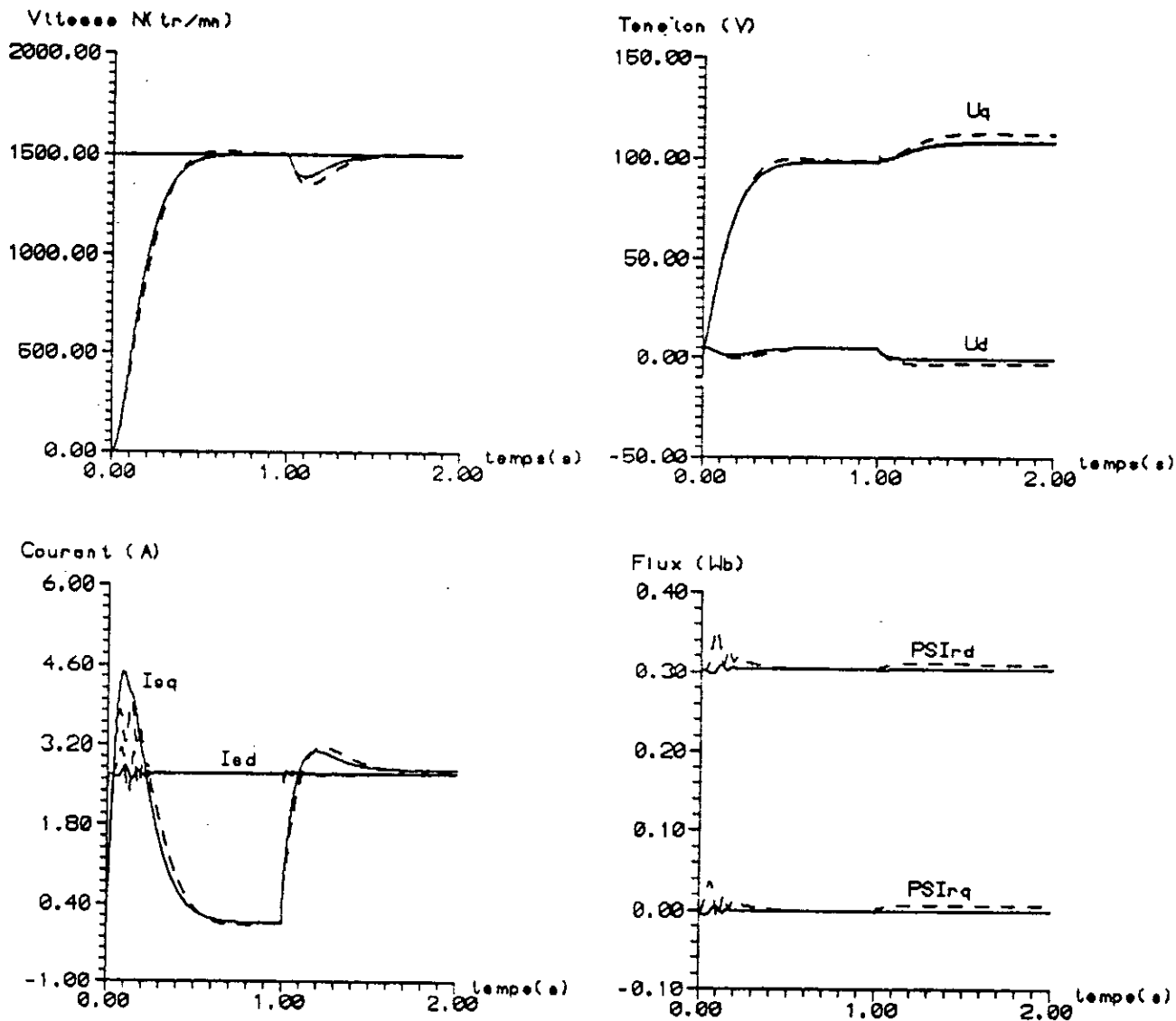


Figure V-7. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle
 - - - avec variation du modèle de 50% de R_r .

V-4-3. Variation simultanée des résistances statorique et rotorique R_s et R_r :

Les résistances statorique et rotorique varient simultanément de 50% chacune. Il est simulé le démarrage à vide de l'actionneur asynchrone pour la même consigne de vitesse soit 1500 tr/mn (figure V-8).

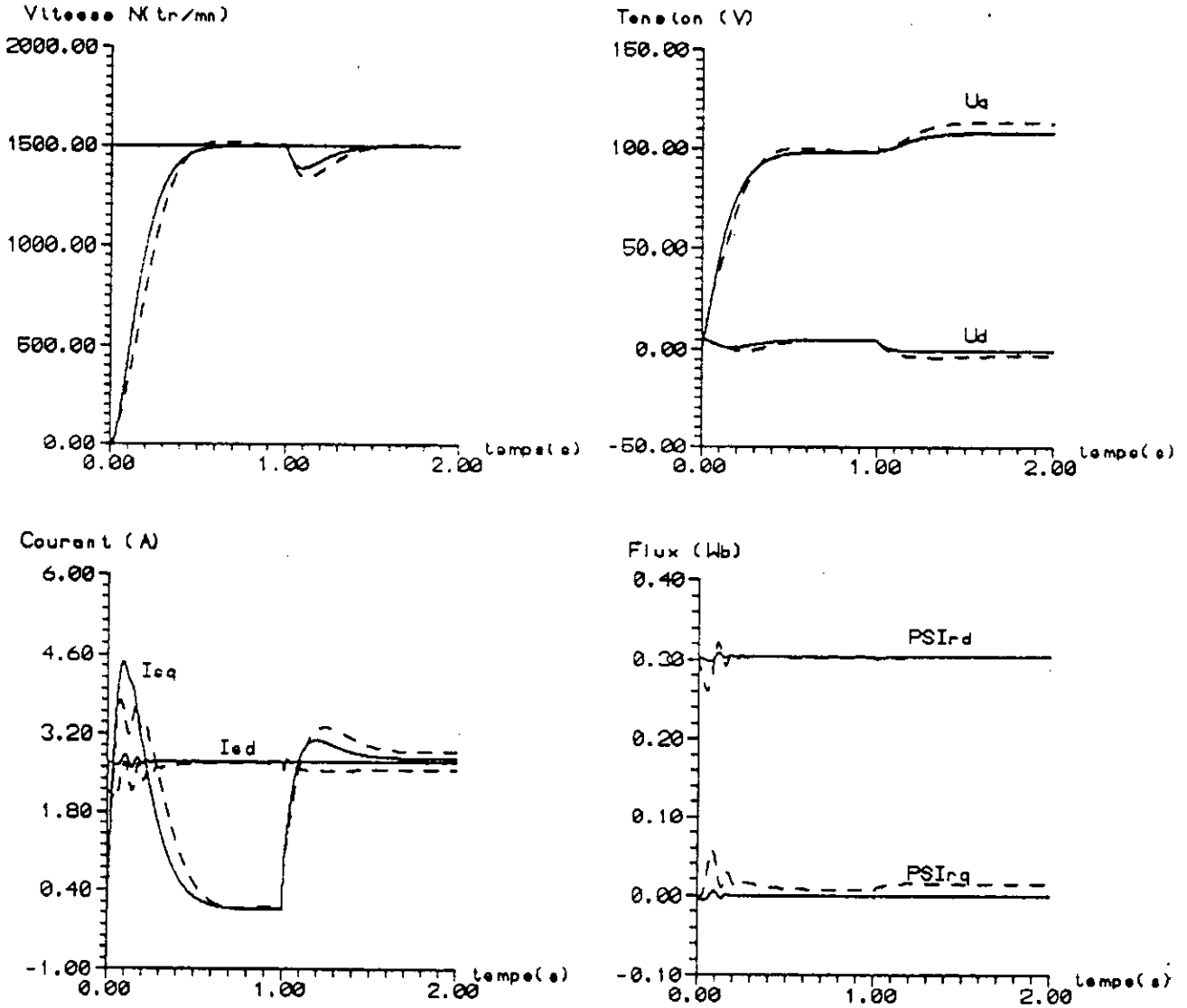


Figure V-8. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle
 ---- avec variation du modèle de 50% de R_s et 50% de R_r .

V-4-4. Variation de l'inertie J :

Une variation de 100% est effectuée sur l'inertie J. L'influence de cette variation est montrée (figure V-9) pour le même essai que les précédents.

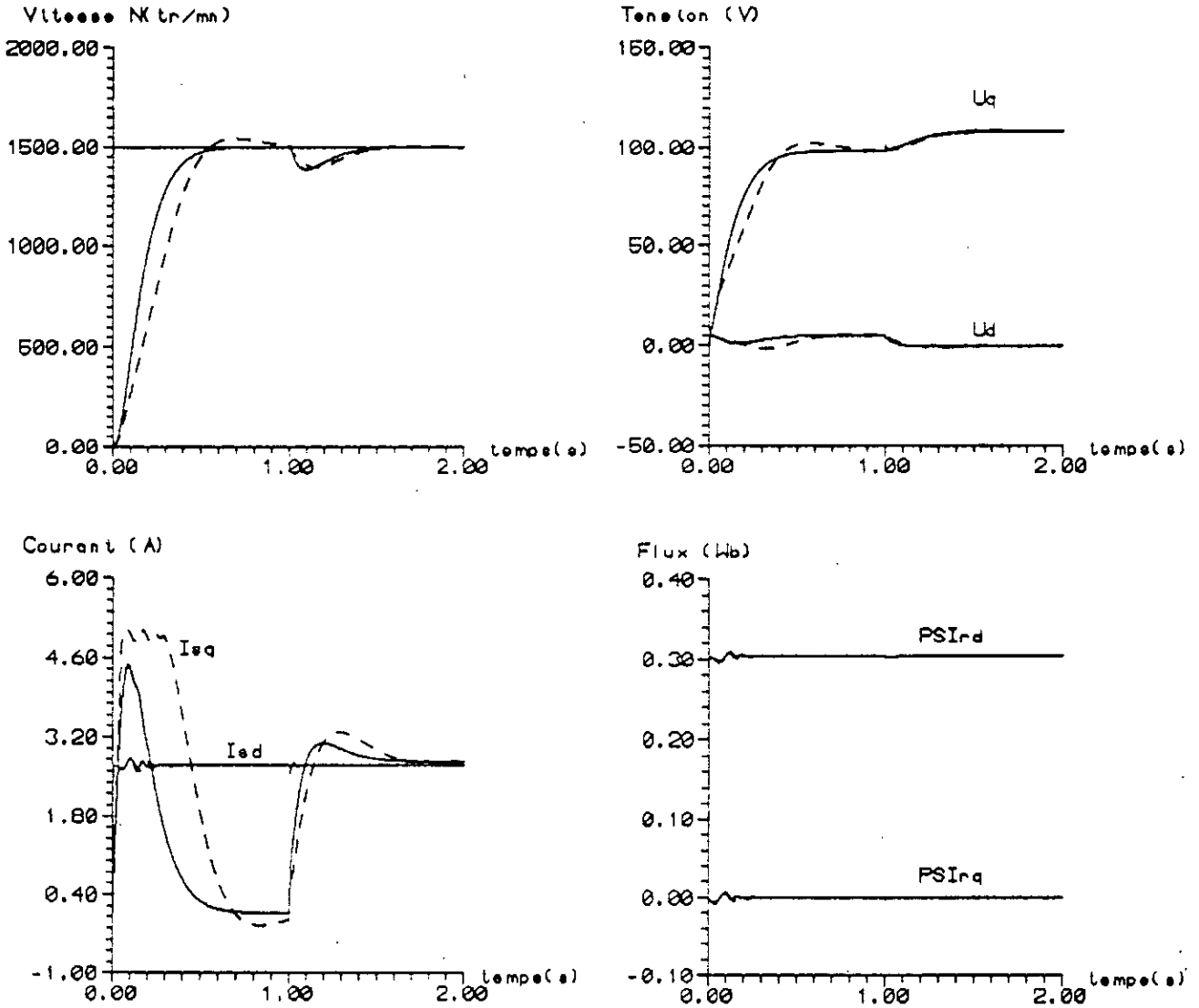


Figure V-9. Comportement des principales grandeurs caractéristiques de l'actionneur asynchrone lors du démarrage à vide avec variation de la charge en régime établi: — sans variation du modèle
 - - - avec variation du modèle de 100% de J

V-5. Comparaison entre les deux commandes :

Les résultats obtenus lors de l'application de la commande par placement de pôles, montrent que celle-ci donne de très bonnes performances pour cet actionneur asynchrone. En effet, nous pouvons observer que la commande vectorielle est restée effective, ce fait est montré sur les courbes des flux qui sont maintenus à leurs valeurs de référence, la vitesse se comporte correctement ainsi que les courants qui se comportent de la même façon que ceux obtenus lors de la commande par GPC.

L'étude de la robustesse de cette commande a montré que cette dernière n'est pas très sensible aux erreurs de modélisation dues aux variations des paramètres de la machine. En effet, ces erreurs ralentissent légèrement les réponses du système, mais cette commande maintient le bon fonctionnement de la machine.

Le but de cette partie est d'essayer de comparer la technique de la commande prédictive généralisée avec celle du placement de pôles. Nous faisons d'abord, une comparaison des résultats de simulation, ensuite, nous essayons de voir les différences théoriques et celles du côté de mise en oeuvre.

a- Comparaison des résultats de simulation :

Les résultats obtenus présentent pratiquement, les mêmes performances dans les deux techniques, si ce n'est un temps de réponse meilleur en commande prédictive généralisée contre un courant i_{sq} moins élevé au démarrage en commande par placement de pôles (figures IV-6 et V-3).

Après introduction du dispositif de limitation, les résultats des deux commandes présentent les mêmes performances avec, dans ce cas aussi, des réponses légèrement plus rapides dans la commande par GPC (figures IV-9 et V-4). Notons aussi, que la GPC offre la possibilité de limiter le courant par action sur les paramètres de commande, même si celle-ci ne donne pas des performances très satisfaisantes (figure IV-8).

Les deux techniques réagissent, pratiquement, de la même manière aux variations du modèle et les écarts observés sont quasiment du même ordre. Dans la commande par placement de pôles, on note toutefois, une meilleure prise en compte des erreurs de modélisation.

b- Comparaison du point de vue implémentation :

La commande par placement de pôles est beaucoup plus simple et beaucoup plus facile à mettre en oeuvre que la commande prédictive généralisée. Celle-ci, n'est cependant pas difficile à mettre en oeuvre, mais sa procédure de calcul est assez longue d'où, un nombre d'opérations plus élevé par rapport au placement de pôles. Par ailleurs, les paramètres déterminant la commande de ces deux techniques sont obtenus par la résolution d'une équation de Bezout. Pour la résolution de cette équation et à l'inverse de la GPC, la commande par placement de pôles exige que les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ du modèle soient premiers entre eux.

Cette équation appelée aussi équation diophantienne est résolue itérativement dans l'algorithme de la GPC, tandis qu'au placement de pôles, la recherche des coefficients des polynômes R et S est effectuée par la résolution d'un système d'équations d'ordre supérieur à celui du modèle.

L'algorithme de la commande prédictive généralisée présente, lui aussi, une inversion de matrice intervenant dans l'expression de la commande, mais ce problème a pu être évité en prenant un horizon de commande NU égal à un (1).

CONCLUSIONS

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressé à étudier la commande prédictive appliquée aux machines électriques. Nous avons choisi une commande prédictive à horizon glissant, la commande prédictive généralisée, que nous avons appliquée à un actionneur asynchrone. En exploitant les caractéristiques de la GPC, nous avons étudié les performances de la commande en utilisant le modèle réduit de l'actionneur asynchrone, en utilisant son modèle complet puis en introduisant les limitations, nous avons aussi étudié la robustesse de la commande lors des variations du modèle. Enfin, nous avons étudié la commande par placement de pôles qui est une commande très performante, dans le but de comparer les résultats de la commande prédictive généralisée aux siens.

La commande prédictive généralisée a été appliquée pour régler la vitesse de l'actionneur asynchrone en utilisant le modèle simplifié. Les essais de simulation ont montré que l'approche de la GPC bute sur le choix difficile des paramètres de commande pour lesquels nous n'avons pas de connaissance a priori. Ce problème porte préjudice à cette technique, cependant un jeu de paramètres a pu être choisi et a donné d'assez bonnes performances. Cette commande a bien pris en compte l'effet de l'application et de la suppression de la charge.

L'essentiel du travail a été d'appliquer la loi de commande prédictive généralisée au modèle complet de l'actionneur asynchrone, celui-ci étant muni de son pilotage vectoriel. Il a d'abord fallu utiliser le jeu de paramètres choisi dans la troisième partie pour démarrer les essais de simulations, mais nous avons remarqué que ces paramètres n'ont pas donné d'aussi bonnes performances que pour le modèle simplifié. En effet, le courant atteint une assez grande valeur ce qui doit être évité, tandis que la réponse de vitesse n'est pas aussi rapide. Ce qui a nécessité une autre recherche de paramètres pour améliorer ces performances. Nous avons pu obtenir de bonnes performances, toutefois le courant est resté grand dans la machine, d'où il a été nécessaire d'introduire une limitation du courant. Cette limitation a été effectuée par action sur les paramètres de commande ce qui a permis de bien diminuer le courant dans la machine, mais elle a énormément ralenti l'évolution de la vitesse. Nous avons alors opté pour l'autre alternative qui est d'introduire une contrainte sur le courant. Cette limitation a donné des résultats meilleurs et c'est dans ces conditions qu'une étude de la robustesse de la commande face aux variations du modèle a été introduite. Cette étude a montré que la commande prédictive généralisée réagit bien aux variations du modèle. Les résultats de simulations ont montré que les performances sont plus ou moins conservées selon la variation des résistances ou de l'inertie. En effet, les performances n'ont été que légèrement détériorées, ceci est montré par les écarts observés entre les courbes des cas sans erreur et avec erreur, toutefois, elles restent satisfaisantes d'où, nous pouvons conclure que la commande prédictive généralisée est robuste à ces variations du modèle.

La commande par placement de pôles dont les simulations ont donné de très bons résultats, a permis de voir que les résultats de la commande prédictive généralisée appliquée à l'actionneur asynchrone sont légèrement meilleurs. Dans la commande par placement de pôles, les paramètres de réglage sont déterminés à partir des performances désirées. Cette commande appliquée au modèle complet de l'actionneur asynchrone a donné de très bonnes performances. Dans ce cas aussi, une limitation du courant a été nécessaire, cette limitation ne détériore pas les performances de la commande. De la même manière que pour la GPC nous avons fait une étude de la robustesse de la commande par rapport aux variations du modèle. Cette étude a montré que la commande par placement pôles est robuste à ces variations et que les performances ne sont que très légèrement détériorées.

En comparant les deux techniques, nous n'avons pas trouvé de grandes différences sur leurs résultats de simulation. L'avantage de la GPC par rapport au placement de pôles est qu'il n'y a pas de restriction sur les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ du modèle, par contre pour le placement de pôles, ces deux polynômes doivent être premiers entre eux.

Le travail réalisé ne constitue qu'une partie des applications qui pourraient être conduites sur ce thème. D'autres activités pourraient être entreprises pour mieux cerner le champ d'application de la commande prédictive. Nous pourrions citer en premier lieu la réalisation pratique en laboratoire de l'application que nous avons étudiée théoriquement et par simulation afin de consolider les résultats obtenus. Il serait également intéressant d'appliquer cette technique à d'autres processus: commande de moteurs de plus grandes tailles, commande de soufflerie [52], commande de colonne à distiller [31], [52]. Une autre perspective serait d'appliquer cette technique à des processus dont les paramètres sont inconnus ou variables. Auquel cas il faudrait adjoindre à la GPC classique un algorithme d'identification. Dans ce cas, se poserait le problème théorique de la preuve de la stabilité de l'ensemble processus + régulateur.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Albertos P and Ortega R.
On Generalized Predictive Control : Two Alternative Formulations. *Automatica* Vol. 25 N°5 pp753-755 1989.
- [2] Ackermann J.
Parameter Space Design of Robust Control Systems. *IEEE Transaction On Automatic Control*, Vol. AC-25, N°6, Dec. 1980.
- [3] Alengrin G. and Zerubia J.
A Method to estimate the parameters of an ARMA Model. *IEEE Transactions on Automatic Control* Vol. AC-32 N°12 Dec.1987.
- [4] Aström K. J and Wittenmark B.
On Self Tuning Regulators. *Automatica* Vol. 9, pp 185-199, Pergamon Press 1973.
- [5] Bastin G and Wertz V.
Identification and Computer Control of Industrial Plants. The Predictive Approach. *ATB Metallurgie* XXVI, n°3, 1986
- [6] Blashke F.
The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machine. *Siemens Review*, vol.34, pp 217-220, May 1972.
- [7] Boucher P, Dumur D, Daümuller S.
Predictive Cascade Control of Machine Tools. *Motor Drives. EPE FIRENZE* 1991.
- [8] Boucher P, Dumur D, Daümuller S.
Commande Prédictive Polynômiale pour Moteurs Alternatifs.
- [9] Boucher P, Dumur D.
Commande Predictive d'un moteur asynchrone. *Journées Tunisiennes d'Electrotechniques et d'Automatiques (JTEA)* 1991.
- [10] Boucher P, Dumur D, Daümuller S.
Parameter Automatic Design of Predictive Cascaded Controllers. *IFAC International Symposium on Adaptative Systems in Control and Signal Processing*. Juillet 1992.
- [11] Clarcke D.W, Mohtadi C, TRuffs P.S.
Generalised Predictive Control. Part I. The Basic Algorithm Part II. Extensions and Interpretations. *Automatica* Vol. 23 n° 2, pp 137-160, 1987.
- [12] Clarke D.W, Zhang L.
Long Range Predictive Control using weighting sequence models. *IEE Proceedings* Vol. 134 N°3 May 1987.
- [13] Clarcke D. W.
Application of generalised Predictive Control to industrial Processes. *IEEE Control System Magazine* Avril 1988.
- [14] Demircioglu H, and Gawthrop P. J.
Multivariable Continuous Time Generalized Predictive Control (MCGPC). *Automatica*, Vol. 28 N°4, pp 697-713 1992.

- [15] Dente J, Faria R, Labrique F, Robyns B.
A low cost digital field oriented control system for an induction actuator. International conference on modelling and simulation of electrical machines and static converters Nancy 1990.
- [16] Dion J. M, Dugard L, Thanh T. N.
Long Range Multivariable Predictive Control of two Links Flexible Manipulator. International Workshop in Adaptive and Non-Linear Control: Issues in Robotics. 21-23 Novembre 1990.
- [17] Dote Y.
Application of Modern Control Techniques to Motor Control. Proceedings of the IEEE, Vol. 76, N°4 April 1988.
- [18] Dumur D, Boucher P.
Predictive Cascade Control of Field Oriented Control Induction Machine. 'MCED 1991.
- [19] Garcia C. E, Prett D. M and Morari M.
Model Predictive Control : Theory and Practice- a Survey. Automatica Vol. 25 N°3 pp335-348 1989.
- [20] Gorez R, Wertz V and Zhu K. Y.
On Generalized Predictive Control Algorithm. Systems and Control letters pp 369-377. 1987.
- [21] Gorez R and Wertz V.
Generalized Predictive Control with Prescribed Dynamics. IMACS 1988.
- [22] Hori. Y, Cotter V and Kaya Y.
A Novel Induction Machine Flux Observer and its Application to a High Performance AC Drive System. IFAC 1988.
- [23] Hunt K. J and Sebek M.
Implied Polynomial Matrix Equation in Multivariable Stochastic Optimal Control. Automatica Vol. 21, N°2, pp 395-398, 1991.
- [24] Kamel O, Fnaiech F.
Commande prédictive de systèmes à paramètres, retard et ordre variables dans le temps. Journées tunisiennes d'électrotechnique et d'automatique JTEA 91.
- [25] Kwon W. H, Choi H, Byun D. G and Noh S.
Recursive Solution of Generalized Predictive Control and its Equivalence to Receding Horizon Tracking Control. Automatica Vol. 28, N°6, pp 1235-1238, 1992.
- [26] Landau I. D, M'Saad M, Duque M, Samaan M and Manguin B.
EXPERT-AD: Software for Adaptive Control in IBM-PC. Communication privée.
- [27] Lajoie-Mazenc G.
Les techniques de commande vectorielle de machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance. EDF - DER 1992.
- [28] Mosca E and Zhang J.
Stable Redesign of Predictive Control. Automatica, Vol. 28 N°6, pp 1229-1233 1992

- [29] M'Saad M.
Commande numérique de procédés industriels. Greco "Sarta"- CNRS Laboratoire d'Automatique de Grenoble BP46 - ENSIEG St Martin d'Hérès.
- [30] M'Saad M, Dugard L and Hammad Sh.
A Suitable Generalized Predictive Adaptive Controller. Case Study : Control of Flexible Arm. Communication privée.
- [31] Najim K, M'Saad M, Irving E.
Commande Prédictive Adaptative. Théorie et application. Communication privée
- [32] Peterka V.
Predictor based self tuning control. Automatica Vol. 20 N°1 pp 39-50 1984
- [33] Pietrzak-David M, De Fornel B.
Commande vectorielle du moteur asynchrone. SEE Journées d'études Lille 1992.
- [34] Robyns B, Galardini D, Gorez R, Labrique F, Buyse H.
Asservissement de vitesse d'un actionneur asynchrone par modèle de l'actionneur et de sa commande vectorielle. Journées d'études sur les asservissements électromécaniques rapides. Modélisation et régulation avancées, Metz 1992.
- [35] Robyns B, Labrique F, Buyse H.
Position tracking control with an induction actuator using pole placement and decoupling state feedback. Symposium on modelling and control of technological systems, Casablanca 1991.
- [36] Robyns B.
Commandes multivariées évoluées d'actionneurs asynchrone. Premier rapport de synthèse concernant le travail de Doctorat 1990.
- [37] Scattolini R and Bittanti S.
On the Choice of the Horizon in Long Range Predictive Control. Automatica Vol. 26 N°5 pp915-917 1990.
- [38] Wertz V, Gorez R et Zhu K.Y.
A New Generalized Predictive Controller. Application to the control of processes with uncertain dead time. Proceedings of the Conference on Decision and Control. Los Angeles. CA. Dec. 1987.
- [39] Wittenmark B.
A Self Tuning Predictor. IEEE AC-N°12 Dec. 1974

THÈSES

- [40] Bordeneuve - Guide J.
Commande Prédictive adaptative. Application à des procédés thermiques. Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse 1990.
- [41] Djebara K.
Commande Adaptative Monovariée d'un Four de Récuit Rapide. Thèse de Magister HCR Alger 1992.

- [42] Er-Rafai M. M.
Télécommande Asservie Robotisée d'Hélicoptère. Thèse de Doctorat Orsay 1989.
- [43] Mendes R. S.
Synthèse des Régulateurs Robustes à Placement de Pôles. Thèse de Doctorat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse. Septembre 1988.
- [44] Redjah M. A.
Commande adaptative de systèmes multivariables. Application à la synthèse d'un turbo alternateur. Thèse de Docteur Ingénieur. Ecole Nationale Supérieure des mines de Paris. Mai 1982.

OUVRAGES

- [45] Aström K. J and Wittenmark B.
Computer Controlled Systems. Prentice Hall International Editions, 1984.
- [46] Barret P.
Régimes transitoires des machines tournantes électriques. Editions Eyrolles 1982.
- [47] Bose B. K.
Power Electronics and AC Drives. Editions Prentice Hall 1986.
- [48] Chatelin .
Machines électriques T.I. Editions Dunod.
- [49] Landau I. D et Dugard L.
Commande Adaptative. Aspects Pratiques et Théoriques. Editions Masson 1986.
- [50] Landau I. D.
Identification et Commande des Systèmes à l'aide des progiciels P.I.M. et PC-REG. Editions Hermès 1988.
- [51] Najim K, Muraret G.
Optimisation et commande en génie des procédés. Editions Masson 1987
- [52] Soeterboek R.
Predictive Control. A Unified Approach. Editions Printice Hall 1992.

ANNEXE

CONFERENCE ON MODELLING AND
SIMULATION OF ELECTRICAL
SYSTEMS

CMSSES'94 SKIKDA

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE APPLIQUEE A UN ACTIONNEUR ASYNCHRONE AVEC PILOTAGE VECTORIEL

F. BENMILOUD*,**, M. S. BOUCHERIT*

*Laboratoire d'Automatique Département de Génie Electrique
Ecole Nationale Polytechnique
10 Avenue Pasteur, H. Badi, El Harrach, ALGER
Tel: (2) 76 53 01 / 03 Fax: (2) 76 09 66

** SONELGAZ, Direction Recherche et Développement
2, Bd Krim Belkacem ALGER

RESUME

Cet article est consacré à la commande prédictive généralisée (GPC) appliquée à un actionneur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel. Après avoir défini un modèle simplifié de l'ensemble formé par l'actionneur et son électronique de pilotage, on présente les caractéristiques générales de la commande prédictive généralisée et son application à une commande de vitesse de l'actionneur considéré. Une analyse par simulation des performances termine ces travaux.

INTRODUCTION

La théorie de la commande moderne qui a pu résoudre des problèmes de commande des systèmes complexes a été récemment appliquée à l'analyse et la synthèse des réglages pour les machines électriques. Les raisons de ces applications sont : la nécessité de réunir des exigences de plus en plus rigoureuses sur les performances de la commande des machines électriques, la facilité d'accès aux microprocesseurs modernes avec lesquels beaucoup de stratégies de commande peuvent être implémentées et l'avènement des composants d'électronique de puissance très performants permettant de construire une conduite de système à haute performance. Dans cet article nous appliquons une commande moderne à une machine électrique. C'est la commande prédictive généralisée appliquée à un actionneur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel [1].

La première partie de cet article expose la modélisation du moteur asynchrone, où grâce à un choix adéquat de la position du référentiel, une commande vectorielle a pu être appliquée. Ceci a permis de découpler et de réduire le modèle de l'actionneur asynchrone. Il est présenté ensuite, les lignes directrices de la commande prédictive généralisée et son application à l'actionneur asynchrone mis sous forme réduite.

Enfin, il est simulé le fonctionnement de l'actionneur asynchrone réglé par la commande prédictive généralisée. A partir des résultats de simulation obtenus, nous effectuons une analyse des performances.

MODELISATION DE L'ACTIONNEUR ASYNCHRONE

En utilisant le modèle de Park (u_d , u_q , i_d , i_q) et en choisissant une position du référentiel de sorte que le flux rotorique d'axe q soit égal à zéro, le modèle de l'actionneur asynchrone est donné par [1], [2], [3], [4], [5]:

$$\begin{aligned}
u_d &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega \sigma L_s i_{sq} \\
u_q &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega \frac{M}{L_r} \psi_{rd} + \omega \sigma L_s i_{sd} \\
\frac{d\omega_m}{dt} &= -\frac{K}{J} \omega_m + \frac{1}{J} T_{em} - \frac{1}{J} T_r \\
M i_{sd} &= \psi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt}
\end{aligned} \tag{1}$$

avec

$$\omega = \omega_m + \frac{M R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \tag{2}$$

et

$$T_{em} = \frac{M}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \tag{3}$$

et où les grandeurs caractéristiques sont définis par:

$\psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_{rd}, \psi_{rq}$ sont les flux statoriques et rotoriques le long des axes d et q,

L_s et L_r sont les inductances statoriques et rotoriques,

R_s et R_r sont les résistances du stator et du rotor,

M est l'inductance mutuelle entre stator et rotor,

σ est le coefficient de dispersion de la machine: $\sigma = (1 - M^2 / (L_s L_r))$,

ω est la vitesse angulaire du champ tournant,

ω_m est la vitesse angulaire du rotor.

Le schéma bloc correspondant à ce modèle est donné par:

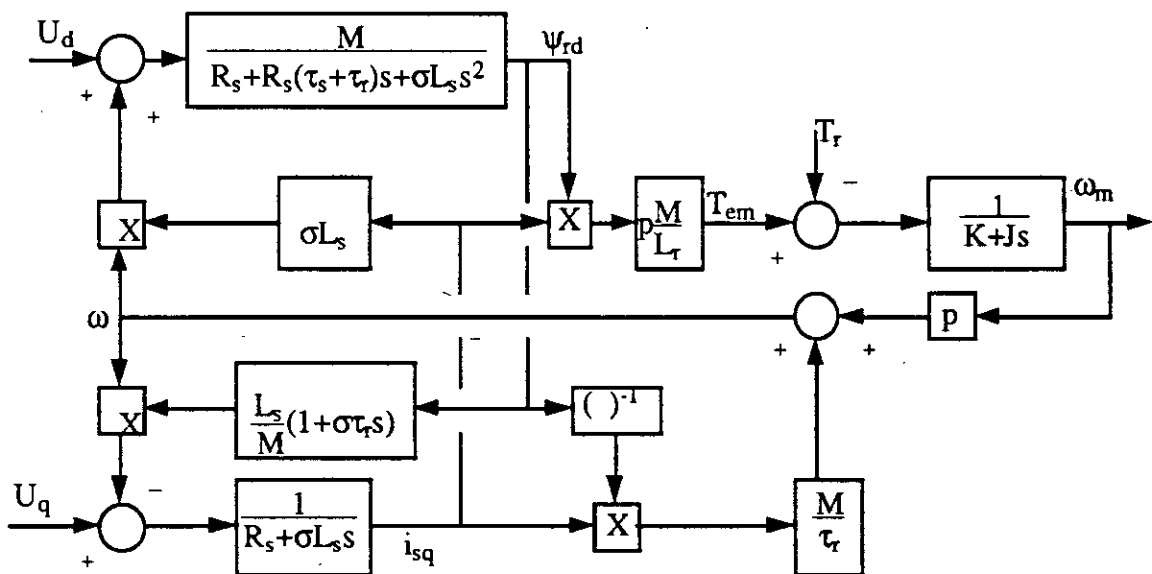


Figure 1. Schéma bloc de l'actionneur asynchrone.

Par un retour adéquat des grandeurs d'état, l'action de l'axe q sur l'axe d peut être annulée (pointillé sur la figure 2). Pour ce qui est du flux ψ_{rd} , il est imposé en boucle ouverte au moyen de la tension U_d :

$$u_d = \frac{R_s}{M} (\psi_{rd})_{ref} - \hat{\omega} \sigma L_s \hat{i}_{sq} \tag{4}$$

avec

$$\hat{\omega} = \omega_m + \frac{MR_r}{L_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{(\Psi_{rd})_{ref}} \quad (5)$$

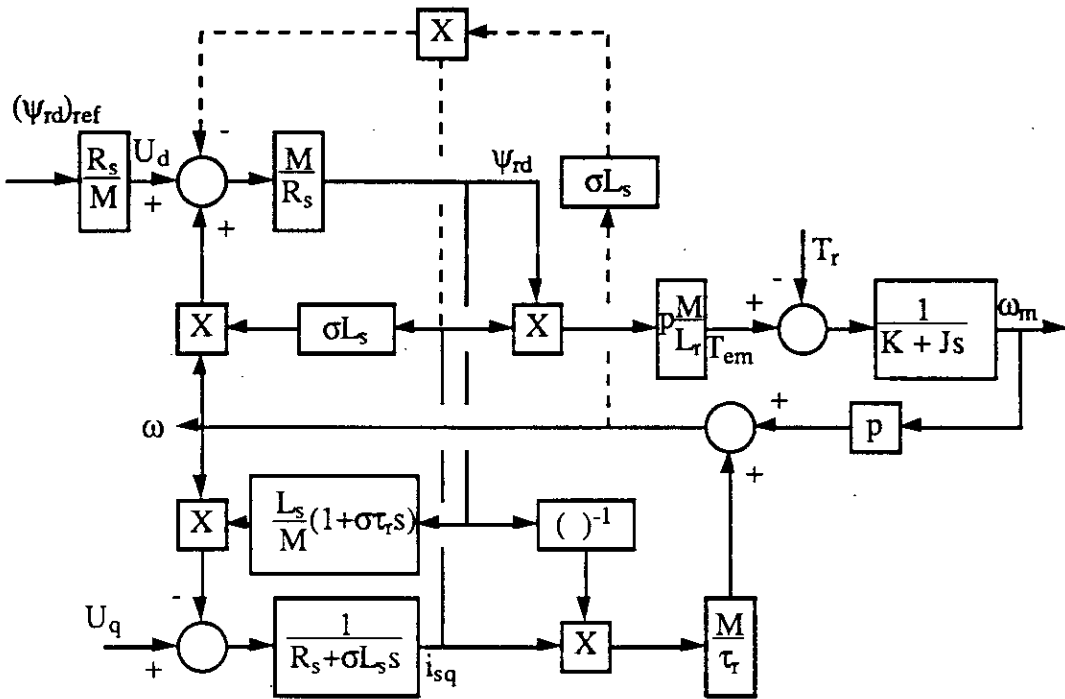


Figure 2. Schéma bloc de l'actionneur avec action de découplage.

Le flux étant maintenu constant, les équations du système deviennent à [1], [3], [4], [5]:

$$u_q = (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_m \frac{L_s}{M} \Psi_{rd} \quad (7)$$

et le schéma bloc devient:

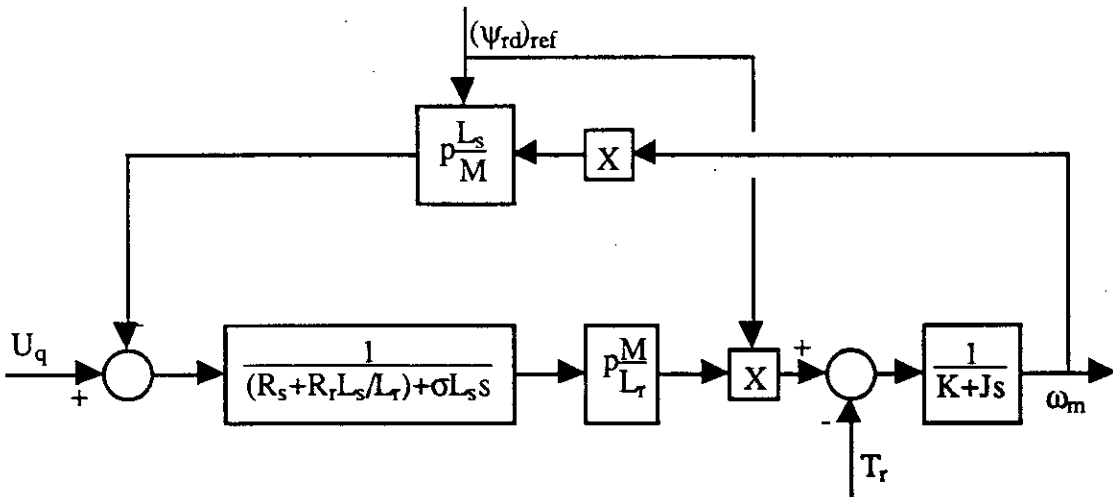


Figure 3. Schéma bloc réduit de l'actionneur asynchrone.

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

La méthode de commande adoptée est une commande prédictive généralisée (GPC) [8]. Cette approche est basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fuyant, et suppose qu'il existe un horizon au delà duquel les incréments de commande future sont nuls. Le modèle considéré par GPC est le modèle incrémental CARIMA ayant la forme:

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + \frac{\xi(t)}{\Delta} \quad (8)$$

avec $\Delta=1-q^{-1}$ (opérateur de différence).

Le retard 1 est dû à la discrétisation du modèle continu.

Les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ sont donnés par:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} \end{aligned}$$

avec $na=d^\circ(A(q^{-1}))$ et $nb=d^\circ(B(q^{-1}))$

$y(t)$ et $u(t)$ sont respectivement l'entrée et la sortie du processus. $\xi(t)$ est une séquence de variables aléatoires de moyenne nulle et de variance finie.

La sortie prédite s'obtient en multipliant les deux membres de l'équation (8) par q^j , on trouve:

$$y(t+j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t+j-1) + \frac{1}{A(q^{-1}) \Delta} \xi(t+j) \quad (9)$$

Le terme $1/(A(q^{-1})\Delta)$ peut être décomposé en deux parties. Cette décomposition est obtenue à l'aide de l'algorithme d'Euclide qui permet d'effectuer la division de 1 par le polynôme $A(q^{-1})\Delta$ jusqu'à l'ordre j , soit, [6], [7], [8], [9]:

$$\frac{1}{A(q^{-1})\Delta} = E_j(q^{-1}) + q^{-j} \frac{F_j(q^{-1})}{A(q^{-1}) \Delta} \quad (10)$$

ou de manière équivalente on obtient l'équation suivante:

$$E_j(q^{-1}) A(q^{-1}) \Delta + q^{-j} F_j(q^{-1}) = 1 \quad (11)$$

avec $d^\circ(E_j(q^{-1}))=j-1$ et $d^\circ(F_j(q^{-1}))=d^\circ(A(q^{-1}))$.

La sortie à l'instant $t+j$ s'écrit donc:

$$y(t+j) = E_j(q^{-1}) B(q^{-1}) \Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1}) y(t) + E_j(q^{-1}) \xi(t+j) \quad (12)$$

Le prédicteur, compte tenu des informations disponibles à l'instant t s'écrit:

$$\hat{y}(t+j) = G_j(q^{-1}) \Delta u(t+j) + F_j(q^{-1}) y(t) \quad (13)$$

où

$$G_j(q^{-1})=E_j(q^{-1})B(q^{-1}) \text{ avec } d^\circ(G_j)=j-1+d^\circ(B(q^{-1}))$$

La détermination de loi de commande prédictive généralisée est basée sur la minimisation du critère quadratique suivant:

$$J(N1, N2, NU) = E \left\{ \sum_{j=N1}^{N2} [y(t+j) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{NU} [\lambda(j) \Delta u(t+j-1)]^2 \right\} \quad (14)$$

où

{w(t+j)} est une séquence de référence,
 N1 est l'horizon minimum de prédiction,
 N2 est l'horizon maximum de prédiction,
 NU est l'horizon de commande,
 et $\lambda(j)$ est une séquence de coefficients de pondération.

Soit f une composante de y(t+j) regroupant les signaux connus telle que:

$$\begin{aligned} f(t+N1) &= (G_{N1}(q^{-1}) - g_{N1,0}) \Delta u(t) + F_{N1} y(t) \\ f(t+N1+1) &= q (G_{N1+1}(q^{-1}) - q^{-1} g_{N1+1,1} - g_{N1+1,0}) + F_{N1+1} y(t) \end{aligned}$$

⋮
 ⋮
 ⋮

Les équations précédentes nous permettent d'écrire le prédicteur sous forme vectorielle:

$$\hat{y} = G \tilde{u} + f \quad (15)$$

Ainsi le critère devient:

$$J = (G \tilde{u} + f - w)^T (G \tilde{u} + f - w) + \lambda \tilde{u}^T \tilde{u} \quad (16)$$

d'où la loi de commande:

$$\tilde{u} = [G^T G + \lambda I]^{-1} G^T (w - f) \quad (17)$$

avec

$$G = \begin{bmatrix} g_{N1-1} \cdots g_0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{NU-1} \cdots \cdots \cdots g_0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{N2-1} \cdots \cdots \cdots G_{N2-NU} \end{bmatrix}$$

COMMANDE DE L'ACTIONNEUR

La commande prédictive généralisée est appliquée à un actionneur asynchrone à deux paires de pôles, d'une puissance nominale de 0.25 KW, une tension nominale de 110V et une vitesse nominale de 1500 tr/mn. Cette machine est caractérisée par les données suivantes [1], [3], [4], [5]:

$R_s=1.923 \Omega$, $R_r=1.739 \Omega$, $L_s=0.1157 H$, $L_r=0.1154 H$, $M=0.1126 H$, $J=4 \cdot 10^{-3} \text{ kg m}^2$,
 $K=2.5 \cdot 10^{-4} \text{ Nm s}$.

La discrétisation du modèle de l'actionneur (figure 3) conduit à [1]:

$$\omega_m(t) = 1.5215 \omega_m(t-1) - 0.53326 \omega_m(t-2) + 0.01039 u_q(t-1) + 0.00842 u_q(t-2)$$

Après avoir mis au point le réglage, par une étude de l'influence des paramètres de la GPC, nous avons simulé le comportement de l'actionneur muni du réglage. La figure 4 montre le comportement des grandeurs caractéristiques: la vitesse, la tension de commande et le courant lors du démarrage à vide avec variation de la perturbation de charge en régime établi. La figure 5 présente les mêmes grandeurs lors du démarrage à vide avec inversion brusque du sens de rotation de la machine.

CONCLUSION

Les résultats de simulation obtenus, montrent que la commande prédictive généralisée appliquée à un actionneur asynchrone donne des résultats très satisfaisants aussi bien lors d'une variation de consigne que lors d'une variation de la perturbation. Par ailleurs, la GPC a l'avantage de permettre une mise au point des paramètres de réglage en fonction des performances désirées.

REFERENCES

- [1] Benmiloud F. "Simulation de la Commande Prédictive Généralisée d'un Actionneur Asynchrone". Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (à paraître).
- [2] Pietrzak-David M, De Fornel B. "Commande vectorielle du moteur asynchrone". SEE Journées d'études Lille 1992.
- [3] Robyns B, Galardini D, Gorez R, Labrique F, Buyse H. "Asservissement de vitesse d'un actionneur asynchrone par modèle de l'actionneur et de sa commande vectorielle". Journées d'études sur les asservissements électromécaniques rapides. Modélisation et régulation avancées, Metz 1992.
- [4] Robyns B, Labrique F, Buyse H. "Position tracking control with an induction actuator using pole placement and decoupling state feedback". Symposium on modelling and control of technological systems, Casablanca 1991.
- [5] Robyns B. "Commandes multivariables évoluées d'actionneurs asynchrone". Premier rapport de synthèse concernant le travail de Doctorat 1990.
- [6] Boucher P, Dumur D, Daïmuller S. "Commande Prédictive Polynômiale pour Moteurs Alternatifs".
- [7] Boucher P, Dumur D. "Commande Predictive d'un moteur asynchrone". Journées Tunisiennes d'Electrotechniques et d'Automatiques (JTEA) 1991.
- [8] Clarke D.W, Mohtadi C, TRuffs P.S. "Generalised Predictive Control". Part I. The Basic Algorithm Part II. Extensions and Interpretations. Automatica Vol. 23 n° 2, pp 137-160, 1987.
- [9] Kamel O, Fnaiech F. "Commande prédictive de systèmes à paramètres, retard et ordre variables dans le temps". Journées tunisiennes d'électrotechnique et d'automatique JTEA 91.

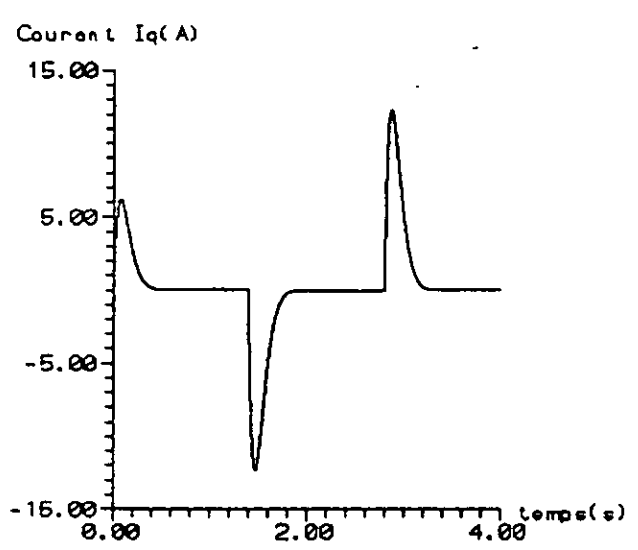
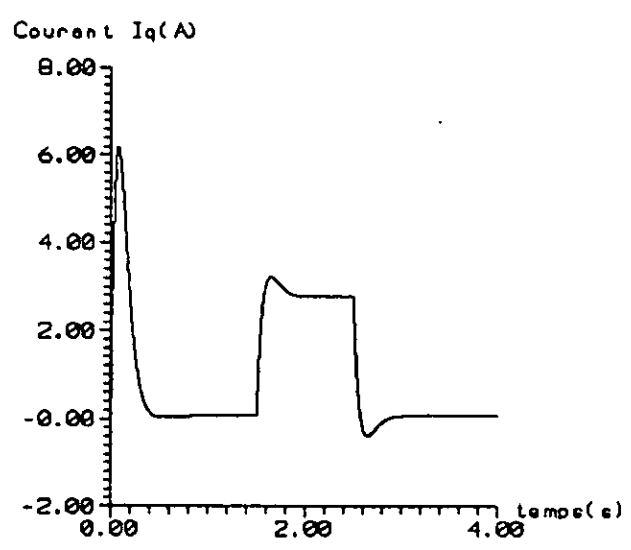
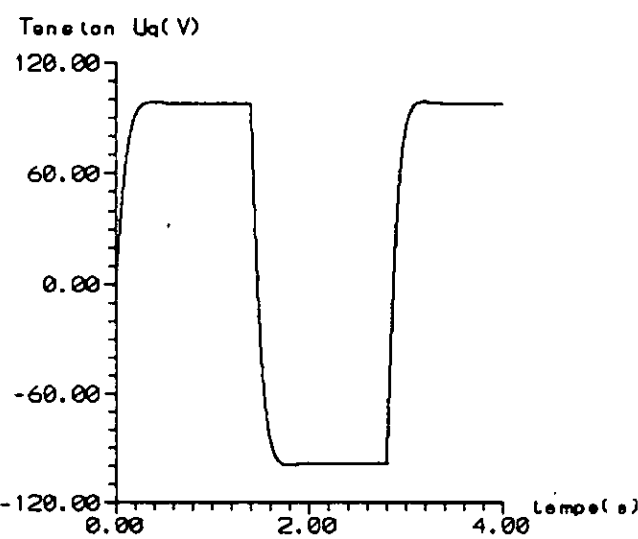
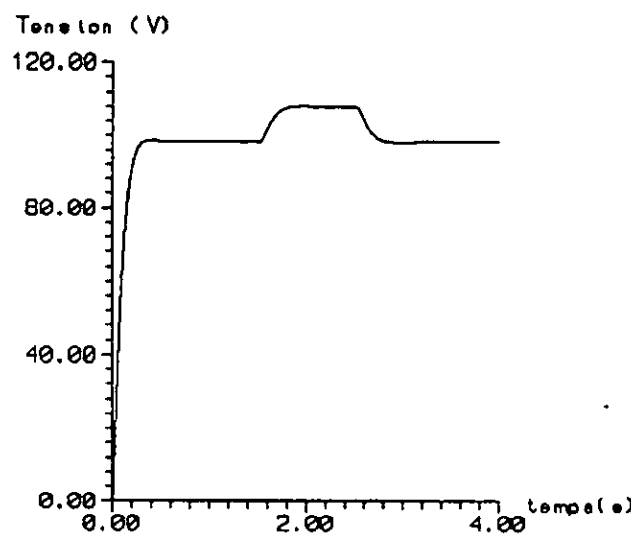
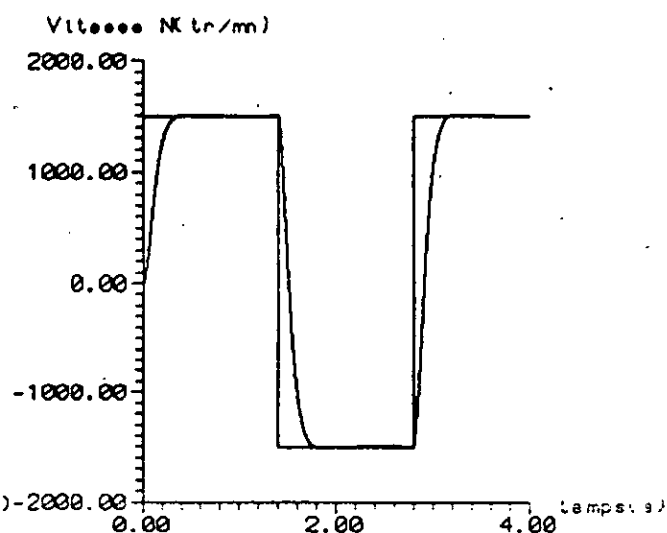
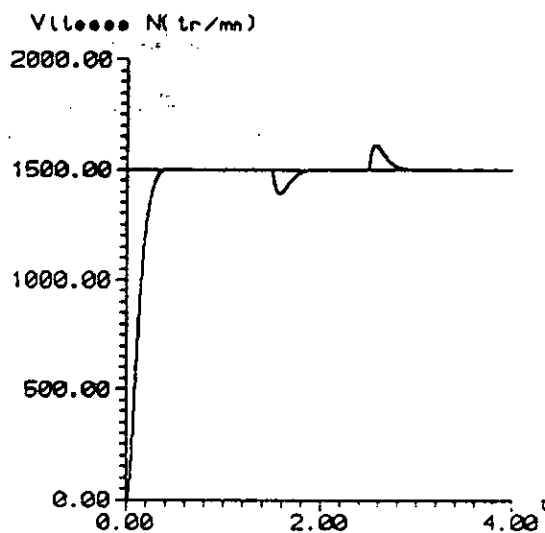


Figure 4. Comportement de l'actionneur lors d'une variation de charge et de perturbation.

Figure 5. Comportement de l'actionneur lors de l'inversion du sens de rotation.