

18/95

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
Option : Automatique

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE
APPLIQUEE
A UN MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE**

Proposé par :
Mr. M. S. BOUCHERIT

Etudié par :
Mr. INGRACHEN Malèk
Mr. HOCEINE Mourad

Dirigé par :
Mr.M.S. BOUCHERIT

PROMOTION

SEPTEMBRE 1995

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi El-Harrach - ALGER

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
Option : Automatique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE
APPLIQUEE
A UN MOTEUR ASYNCHROME TRIPHASE**

Proposé par :
Mr. M. S. BOUCHERIT

Etudié par :
Mr. INGRACHEN Malèk
Mr. HOCEINE Mourad

Dirigé par :
Mr.M.S. BOUCHERIT

PROMOTION

SEPTEMBRE 1995

E.N.P. 10, Avenue Hacen Badi El-Harrach - ALGER

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEDICACES

A mes parents

Malek

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

A mes très chers parents
A mes frères et mes soeurs
A mes deux nièces

Mourad

REMERCIEMENTS

Nous remercions Mr M.s. BOUCHERIT chargé de cours au département de génie électrique de l'Ecole Nationale Polytechnique pour avoir proposé et dirigé ce travail.

Nos remerciements s'adressent aussi à Mr N. BALI pour toutes les suggestions et les discussions enrichissantes dont il nous a faits bénéficier au cours de notre travail.

Nous tenons enfin témoigner notre éternelle reconnaissance à nos amis de l'Ecole Nationale Polytechnique.

TABLE DES MATIERES

<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	1
<u>I - Commande prédictive généralisée.</u>	
I.1 - Modèle linéaire du procédé.	5
I.2 - Calcul au prédicteur.	7
I.3 - Résolution itérative de l'équation diophantienne.	9
I.4 - Loi de commande.	11
I.5 - Structure de réglage "RST".	14
<u>II - Modélisation du moteur asynchrone.</u>	
II.1 - Equations du moteur asynchrone.	17
II.2 - Transformation de PARK : modèle biphasé.	20
II.3 - Commande par orientation du champ.	22
II.4 - Découplage par rétroaction d'état.	24
II.5 - Modèle simplifié de l'actionneur asynchrone.	26
<u>III - Application de la GPC au modèle simplifié du MAS.</u>	
III.1 - Structure de réglage par la GPC.	27
III.2 - Discrétisation du modèle simplifié de la machine.	28
III.3 - Synthèse de la commande.	29
III.4 - Simulations.	30
4.a - Influence de l'horizon minimum de prédiction N1.	32
4.b - Influence de l'horizon maximum de prédiction N2.	32
4.c - Influence de l'horizon de commande NU.	32
4.d - Influence du coefficient de pondération λ .	33

IV - <u>Application au modèle complet du MAS.</u>	
IV.1 - structure du réglage.	37
IV.2 - Simulations.	38
IV.3 - Amélioration du réglage.	43
IV.4 - Limitation du courant dans la machine.	49
a - Limitation par la GPC.	
b - Limitation par une contrainte sur la commande.	
IV.4 - Etude de la robustesse.	52
V - <u>Commande par régulateur PI-discret.</u>	
V.1 - Structure du réglage par PI-discret.	58
V.2 - Dimensionnement du régulateur.	59
V.3 - Simulations.	61
V.3.a - Application au modèle simplifié du MAS.	61
V.3.b - Application au modèle complet du MAS.	62
V.4 - Etude de la robustesse.	63
V.5 - Comparaison entre les deux méthodes.	74
 <u>CONCLUSIONS.</u>	 76
 <u>ANNEXES.</u>	
 <u>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.</u>	

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

GENERALE

Le développement extraordinaire des microprocesseurs a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Leur puissance de calcul et leur faible coût les rendent aptes à prendre intégralement en charge les aspects commande/régulation avec des performances nettement supérieures à celles des régulateurs analogiques. Pour tirer réellement profit des capacités des microprocesseurs, il ne suffit pas de reproduire le comportement des régulateurs PID analogiques, mais il faut mettre en oeuvre des techniques plus performantes. C'est dans ce sens que des commandes plus évoluées ont été mises au point telles que les commandes optimales, les commandes adaptatives, les commandes prédictives, les observateurs, les commandes robustes, etc...

Actuellement beaucoup de travaux sont consacrés à la commande prédictive. L'idée de base 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. Cependant, il n'existe pas une stratégie de commande unique, mais plutôt tout un ensemble de méthodes de commandes prédictives assez similaires, mais présentant quelques différences dans l'interprétation des concepts clés.

Les travaux sur la commande prédictive généralisée ont réellement débuté dans les années 60, lorsque Smith utilisa un prédicteur pour la compensation du retard [14]. 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 contenues dans le retard du système. Peterka (1984) a utilisé des prédicteurs donnant une représentation interne du système dans la commande auto-ajustable. C'est ainsi qu'est apparue la notion de commande prédictive à horizon étendu 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 leur insensibilité par rapport à la stabilité du modèle inverse.

Une nouvelle méthode appelée commande prédictive généralisée (GPC) a été proposée par Clarcke et son équipe en 1987. Cette commande appartient à la famille des commandes à horizon étendu et utilise un modèle de représentation CARIMA (Controlled Auto-Regressive Integrated and Moving Average) [2]. Grâce à ce modèle, la réponse indicielle du système est prédite sur plusieurs pas, une séquence de commande est alors calculée de manière à minimiser l'écart entre les sorties prédites et les références correspondantes au sens d'un critère quadratique, sous les contraintes qu'après un certain horizon tous les incréments de commande sont nuls. Cette approche utilise un horizon glissant mais seul le premier élément de cette séquence est effectivement appliqué au système.

Deux versions de la GPC ont été proposées, à savoir; l'algorithme de base et son extension. La première version consiste à étudier les performances du processus en faisant varier les paramètres de synthèse de l'algorithme. Par le choix de ces paramètres, on peut réaliser un placement de pôles "aléatoire", ce qui entraîne la deuxième version. Cette dernière réalise une extension de l'algorithme en faisant augmenter le nombre de paramètres de synthèse, un de ces paramètres permet de spécifier la dynamique de poursuite désirée [2].

Cette technique de commande est bien adaptée à résoudre les problèmes surgissant lors de la commande des processus. En effet, la variation de l'ordre, du retard et des paramètres peuvent être résolus en introduisant la version adaptative de la GPC qui consiste à combiner une loi de commande avec modèle de référence avec un estimateur de paramètres [11].

Parmi les applications de la GPC nous pouvons citer les travaux de Clarcke (1988) qui concernent les processus de cimenterie, de séchage et de robotique [3] ; Ceux de Najim, M'saad et Irving concernant la colonne de séparation, ceux de Dumur et Boucher dans la commande des machines outils [5], etc...

Dans ce mémoire, nous appliquons l'algorithme de base de la GPC à un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension (onduleur MLI fonctionnant à haute fréquence) et muni d'un pilotage vectoriel. L'onduleur va être considéré en toute rigueur, comme un simple amplificateur, il n'intervient donc pas dans le modèle servant à

concevoir la commande car le moteur utilisé est de faible puissance[9].

Le premier chapitre de ce travail sera consacré au développement de la commande prédictive généralisée. Après une représentation du 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 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 sera clos en montrant l'influence des horizons de prédiction et de commande sur le système bouclé.

Le second chapitre 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 du réglage, la synthèse de la commande est représentée. Les essais de simulations nécessitent une recherche des paramètres de commande donnant les meilleures réponses.

Le chapitre IV 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 ajoutant une limitation du courant. Enfin, une étude de la robustesse de la commande vis à vis des variations des paramètres de la machine, est représentée par des essais de simulations.

Au dernier chapitre, une technique de commande classique est représentée, il s'agit d'un régulateur PI-discret. Cette commande a été étudiée à titre comparatif pour évaluer les performances de la GPC par

rapport à d'autres techniques de commande. Ainsi, les mêmes essais de simulations sont effectués.

Quelques conclusions termineront ce travail.

Chapitre I

**COMMANDE PREDICTIVE
GENERALISEE**

La sensibilité des algorithmes de commande classiques (PID) aux contraintes qui peuvent surgir en pratique, telles que les retards inconnus ou variables dans le temps, paramètres variables, ordres variables ou mal connus, nécessite l'utilisation de nouvelles lois de commande. Ces lois doivent prendre en charge les caractéristiques structurelles du processus ; Le changement de ces caractéristiques est dû essentiellement aux constantes de temps constituant le processus et aux blocs d'acquisition et de conversion des signaux. C'est pour résoudre ce type de problèmes qu'a été introduite la notion de commande prédictive.

La commande prédictive généralisée est le dernier membre de la famille des commandes prédictives et se veut une généralisation de ses algorithmes. Cette méthode de commande, relativement récente, n'a connu un réel essor que depuis quelques années grâce aux travaux de D.W Clarke et de son équipe [2]. L'idée de base de cette stratégie est le calcul d'un retour issu de la minimisation d'un critère quadratique incluant la sortie à des instants futurs 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 est obtenu après 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 en montrant l'influence des horizons de prédiction et de commande sur les pôles en boucle fermée.

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 [2] :

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

Avec :

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

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

où :

$y(t)$, $u(t)$, $x(t)$ représentent respectivement, à l'instant t , la sortie du procédé, la commande appliquée au procédé et le terme de perturbations qui se présente sous la forme d'un modèle MA (Moving Average).

On notera que cette représentation ne fait pas apparaître explicitement le retard d . En effet, si le système possède un retard non nul alors les premiers termes du polynôme $B(q^{-1})$ seront nuls.

Le terme modélisant les perturbations peut s'écrire sous la forme:

$$X(t) = C(q^{-1}) \xi(t) \quad (I.2)$$

où:

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

et :

$$C(q^{-1}) = 1 + C_1 q^{-1} + \dots + C_{nc} q^{-nc}$$

ainsi l'équation (I.1) devient :

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + C(q^{-1}) \xi(t) \quad (I.3)$$

Ce modèle est appelé : modèle CARMA (Controlled AutoRegressive and Moving Average).

Dans le but d'éliminer les perturbations stationnaires, on introduit une action intégrale, l'équation (I.3) devient :

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

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

Ainsi nous obtenons un modèle CARIMA (I: pour Integreted) dont le schéma-bloc est donné en figure(I.1).

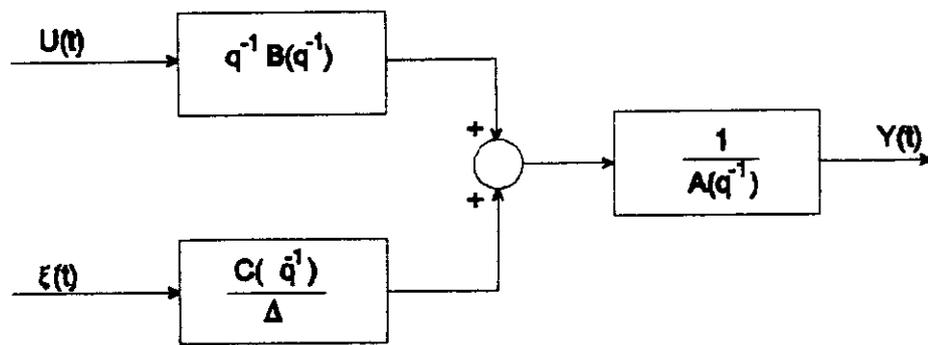


Figure I.1: Structure du modèle CARIMA.

I.2 - Calcul du prédicteur.

Le modèle (I.4) est utilisé dans l'étude de la GPC. Pour simplifier les calculs, le polynôme $C(q^{-1})$ est pris égal à 1, et le modèle (I.4) s'écrit [2]:

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + \frac{\xi(t)}{\Delta} \quad (I.5)$$

La commande prédictive généralisée consiste en la prédiction d'un ensemble de sorties sur un horizon j supérieur ou égal au retard. L'équation (I.5) s'écrit, à l'instant $t+j$, sous la forme:

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

avec:

$q^{-1} B(q^{-1})/A(q^{-1})$: fonction de transfert par rapport à la commande.
 $1/A(q^{-1})\Delta$: fonction de transfert par rapport à la perturbation.

Le terme $\{\xi(t)/A(q^{-1})\Delta\}$ dépend de la séquence $\{\xi(t+j), \dots, \xi(t+1), \xi(t), \dots\}$, or les termes $\{\xi(t), \xi(t-1), \dots\}$ peuvent être calculés à partir de l'information disponible à l'instant t , par contre les termes $\{\xi(t+j), \dots, \xi(t+1)\}$ constituent la partie non-prédictible.

Pour expliciter analytiquement cette décomposition, on introduit l'identité polynomiale suivante[2]:

$$1 = E_j(q^{-1})A(q^{-1})\Delta + q^{-j}F_j(q^{-1}) \quad (I.7)$$

où:

$$\begin{aligned} E_j(q^{-1}) &= e_0 + e_1 + \dots + e_{j-1} q^{-j+1} \\ F_j(q^{-1}) &= f_{j,0} + f_{j,1} + \dots + f_{j,na} q^{-na} \end{aligned}$$

appelée "équation diophantienne", 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 .

En multipliant les deux membres de l'équation (I.6) par $E_j(q^{-1})A(q^{-1})\Delta$, nous aurons:

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

et en remplaçant $E_j(q^{-1})A(q^{-1})\Delta$ par son expression (I.7), $y(t+j)$ devient:

$$y(t+j) = E_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1})y(t) + E_j(q^{-1})\xi(t+j) \quad (I.9)$$

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 expression 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 optimal, compte tenu de l'information disponible à l'instant t , s'écrit:

$$\hat{y}(t+j/t) = G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1})y(t) \quad (I.10)$$

avec:

$$G_j(q^{-1}) = E_j(q^{-1})B(q^{-1}) \quad (I.11)$$

dont la structure est représentée sur la figure (I.2).

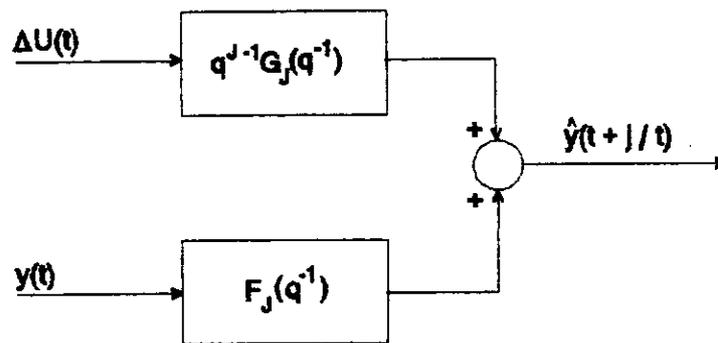


Figure (I.2): Structure du prédicteur optimal.

Remarque:

les polynômes $A(q^{-1})\Delta$ et q^{-j} sont premiers entre eux, selon Bezout, il existe deux polynômes uniques $E_j(q^{-1})$ et $F_j(q^{-1})$ qui vérifient l'équation (I.7) et $\deg(E_j) = \deg(q^{-j}) - 1 = j - 1$ et $\deg(F_j) = \deg(A) - 1 = na - 1$.

I.3 - Résolution itérative de l'équation diophantienne.

Le calcul du prédicteur nécessite la connaissance des polynômes E_j et F_j , ces derniers représentent la solution de l'équation diophantienne (I.7). Pour trouver E_j et F_j , nous allons résoudre l'équation (I.7) en procédant par récurrence [12].

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

les deux équations à l'ordre j et $j+1$ s'écrivent, respectivement :

$$1 = E_j \tilde{A} + q^{-j} F_j \quad (I.12)$$

$$1 = E_{j+1} \tilde{A} + q^{-(j+1)} F_{j+1} \quad (I.13)$$

la différence membre à membre donne:

$$0 = \tilde{A}(E_{j+1} - E_j) + q^{-j}(q^{-1}F_{j+1} - F_j) \quad (I.14)$$

d'après l'équation (I.14), q^{-j} divise $\tilde{A}(E_{j+1} - E_j)$, or q^{-j} et \tilde{A} sont premiers entre eux. Ceci nous permet d'écrire :

$$E_{j+1} - E_j = r_j q^{-j} \quad (I.15)$$

En remplaçant $(E_{j+1} - E_j)$ par son expression dans l'équation (I.14), on obtient:

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

d'où:

(I . 16)

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

sachant que :

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

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

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

En identifiant, terme à terme, les deux membres de l'équation (I.16), nous tirons les relations récurrentes suivantes :

$$r_j = f_{j,0}$$

et

(I . 17)

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

avec :

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

Ces relations déterminent le polynôme F_{j+1} . De (I.15) et (I.11), nous trouvons:

$$E_{j+1}(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) + q^{-j} r_j \quad (I.18)$$

$$G_{j+1}(q^{-1}) = B(q^{-1}) E_{j+1}(q^{-1}) \quad (I.19)$$

les conditions initiales étant pour $j = 1$:

$$1 = E_1(q^{-1}) \tilde{A}(q^{-1}) + q^{-1} F_1(q^{-1}) \quad (I.20)$$

Le coefficient a_0 étant égal à 1, pour que cette identité soit vérifiée, il faut que le coefficient e_0 de $E_1(q^{-1})$ soit aussi égal à 1.

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

et

(I . 21)

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

I.4 - Loi de commande.

L'objectif de la loi de commande est de conduire la sortie future $y(t+j)$ du système à la référence correspondante. Ceci est obtenu en utilisant une approche à horizon fuyant par laquelle, à chaque instant d'échantillonnage, les étapes suivantes seront répétées[2] :

- La séquence de référence future est calculée.
- Le modèle de prédiction (I.10) est utilisé pour générer un ensemble de sorties prédites auxquelles correspond une erreur de prédiction :

$$e(t+j) = w(t+j) - \hat{y}(t+j/t)$$
- Une fonction quadratique appropriée des erreurs futures et de commandes est minimisée en tenant compte qu'après un certain "horizon de commande" tous les incréments de commande future sont nuls.
- Seul le premier élément $u(t)$ de la séquence de commande est appliqué.
- Tous les vecteurs de données sont décalés de telle sorte que les calculs peuvent être répétés au prochain instant d'échantillonnage.

I.4.1 - Critère quadratique.

Dans la plupart des cas, on cherche à minimiser les fluctuations de la sortie par rapport à la référence et à réduire les amplitudes des variations du signal de commande. Cet objectif est aussi celui de la GPC, qui est basée sur la minimisation d'un critère quadratique de la forme[2] :

$$J(N1, N2) = E \left\{ \sum_{j=N1}^{N2} [\hat{y}(t+j) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N2} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \right\} \quad (I.21)$$

où :

{ w(t+j) }	séquence de référence.
N1	horizon minimum de prédiction.
N2	horizon maximum de prédiction.
$\lambda(j)$	séquence de coefficients de pondération.

I.4.2 - Détermination du prédicteur à j-pas.

Réécrivons la sortie du système dans un horizon allant de N1 à N2 :

$$\begin{aligned} y(t+N1) &= G_{N1} \Delta u(t+N1-1) + F_{N1} y(t) + E_{N1} \xi(t+N1) \\ y(t+N1+1) &= G_{N1+1} \Delta u(t+N1) + F_{N1+1} y(t) + E_{N1+1} \xi(t+N1+1) \\ &\vdots \\ y(t+N2) &= G_{N2} \Delta u(t+N2-1) + F_{N2} y(t) + E_{N2} \xi(t+N2) \end{aligned} \quad (I.22)$$

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 (donc connus) et le dernier dépend des signaux de bruits futurs.

Soit $h(t+j)$ la composante de $y(t+j)$ regroupant les signaux connus à l'instant t , telle que[2]:

$$\begin{aligned} h(t+N1) &= (G_{N1}(q^{-1}) - g_{N1,0}) \Delta u(t) + F_{N1} y(t) \\ h(t+N1+1) &= q(G_{N1+1}(q^{-1}) - q^{-1}g_{N1+1,1} - g_{N1,0}) \Delta u(t) + F_{N1+1} y(t) \\ &\vdots \end{aligned} \quad (I.23)$$

les équations précédentes nous permettent d'écrire le prédicteur sous la forme matricielle :

$$\hat{Y} = G\tilde{U} + H \quad (I.24)$$

avec :

$$\begin{aligned} \hat{Y}^T &= [y(t+N1), y(t+N1+1), \dots, y(t+N2)] \\ \tilde{U}^T &= [\Delta u(t+N1-1), \Delta u(t+N1), \dots, \Delta u(t+N2-1)] \\ H^T &= [h(t+N1), h(t+N1+1), \dots, h(t+N2)] \end{aligned}$$

et

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

le critère (I.21) peut alors s'écrire sous la forme :

$$J = J(N1, N2) = (\hat{Y} - W)^T (\hat{Y} - W) + \lambda(j) \tilde{U}^T \tilde{U} \quad (I.25)$$

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

$$J = (G\tilde{U} + H - W)^T (G\tilde{U} + H - W) + \lambda \tilde{U}^T \tilde{U} \quad (I.26)$$

la minimisation de ce critère par rapport à \tilde{U} permet d'obtenir la loi de commande suivante :

$$\tilde{U} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (W - H) \quad (I.27)$$

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

$$u(t) = u(t-1) + \bar{g}^T (W - H) \quad (I.28)$$

où :

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

Nous supposons par la suite qu'il existe un horizon N_u , dit "horizon de commande", au-delà duquel les incréments de commande future sont nuls, c'est à dire:

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

Cette hypothèse est introduite pour diminuer le volume de calcul. En effet, pour $N_u < N_2$, le vecteur \tilde{U} devient de dimension N_u , et les équations du prédicteur sont réduites à :

$$\hat{Y} = G_1 \tilde{U} + H$$

avec :

$$G_1 = \begin{bmatrix} g_{N_1-1} & \dots & g_0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ g_{N_1} & \dots & g_0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_u-1} & \dots & \dots & \dots & g_0 & 0 & \dots \\ g_{N_u} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & g_0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_2-1} & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & g_{N_2-N_u} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Cette matrice qui était au départ de dimension $(N_2-N_1+1 \times N_2)$, devient de dimension $(N_2-N_1+1 \times N_u)$, et donc la matrice à inverser sera de dimension $(N_u \times N_u)$. Si on prend $N_u=1$, la matrice $(G_1^T G_1 + \lambda I)$ se réduit à un scalaire dont l'inversion ne pose aucun problème.

I.5 - Structure de réglage " RST ".

La formulation de la loi de commande GPC sous la forme canonique RST, dont la structure est représentée sur la figure (I.3), et l'expression des équations du système en boucle fermée, permet d'étudier les caractéristiques et les spécifications de cette technique de commande[11].

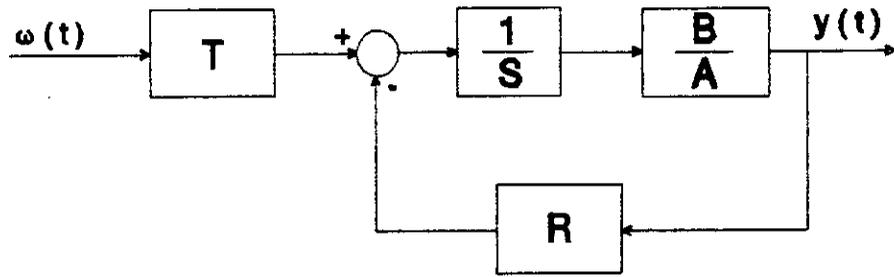


Figure (I.3): Structure canonique "RST".

En utilisant les résultats obtenus lors de la synthèse de l'algorithme de la GPC, et après quelques manipulations mathématiques, on aboutit à l'expression :

$$\Delta u(t) = \sum_{j=N1}^{N2} \delta_{1j} [w(t+j) - h(t+j)] \quad (I.30)$$

où : δ_{ij} est le le j-ème élément du vecteur \bar{g}^1 .
et $j = 1, \dots, N2-N1+1$.

En remplaçant $h(t+j)$ par son expression dans l'équation (I.30), on obtient l'égalité suivante[11] :

$$\Delta u(t) \left[1 + q^{-1} \sum_{j=N1}^{N2} \delta_{1j} g_j \right] = w(t) \sum_{j=N1}^{N2} \delta_{1j} q^j - y(t) \sum_{j=N1}^{N2} \delta_{1j} F_j \quad (I.31)$$

sachant que $S(q^{-1}) u(t) = T(q^{-1}) w(t) - R(q^{-1}) y(t)$, obtenue à partir du schéma-bloc de la figure (I.3), et en identifiant membre à membre avec l'équation (I.31), on trouve:

$$\begin{aligned} S(q^{-1}) &= 1 + q^{-1} \sum_{j=N1}^{N2} \delta_{1j} g_j \\ R(q^{-1}) &= \sum_{j=N1}^{N2} \delta_{1j} F_j \\ T(q^{-1}) &= \sum_{j=N1}^{N2} \delta_{1j} q^j \end{aligned} \quad (I.32)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée, exprimée en fonction de R , S et T , s'écrit :

$$y(t) = \frac{B T}{S A + B R} w(t) + \frac{S}{S A + B R} \xi(t)$$

On voit que les pôles du système en boucle fermée dépendent du choix des paramètres N_1 , N_2 , N_u et λ , c'est à dire qu'on ne peut pas imposer explicitement des pôles en boucle fermée, mais c'est en agissant sur les valeurs de ces paramètres, à travers des essais de simulation, qu'on arrive à avoir les performances désirées.

Chapitre II

***MODELISATION DU MOTEUR
ASYNCHRONE***

Le moteur à courant continu, généralement à aimants permanents, dans le domaine des faibles puissances, constituait jusqu'à ces dernières années la solution la plus réponde pour obtenir un contrôle de vitesse et de position nécessitant des performances statiques et dynamiques élevées. Mais la commande de ce moteur est relativement simple, la nécessité d'une commutation mécanique sous forme de système balais-collecteurs limite la puissance et la vitesse maximale de ce type de machine. On remplace donc de plus en plus le moteur à courant continu par des moteurs à courant alternatif[9]. Néanmoins, ce type de moteur présente de fortes non-linéarités qui rendent leurs contrôle très difficile, et ce n'est que grâce aux développements des microprocesseurs et des convertisseurs de puissance qu'on a pu leur appliquer des stratégies de commande plus performantes qui mettent en évidence leur aspect non-linéaire.

Le moteur asynchrone semble actuellement être le plus intéressant pour des applications industrielles compte tenu de son coût réduit, de sa facilité d'entretien et de sa robustesse[9].

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 expose le découplage de la machine moyennant une commande vécatorielle. Le schéma-bloc du modèle obtenu est donné à la fin de ce chapitre.

II.1 - Equations du moteur asynchrone.

Soit un moteur asynchrone triphasé dont les phases statoriques sont représentées par a_s , b_s et c_s et les phases rotoriques par a_r , b_r et c_r (figure II.1). L'angle électrique θ , variable dans le temps, définit la position instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r choisis comme axes de référence[15].

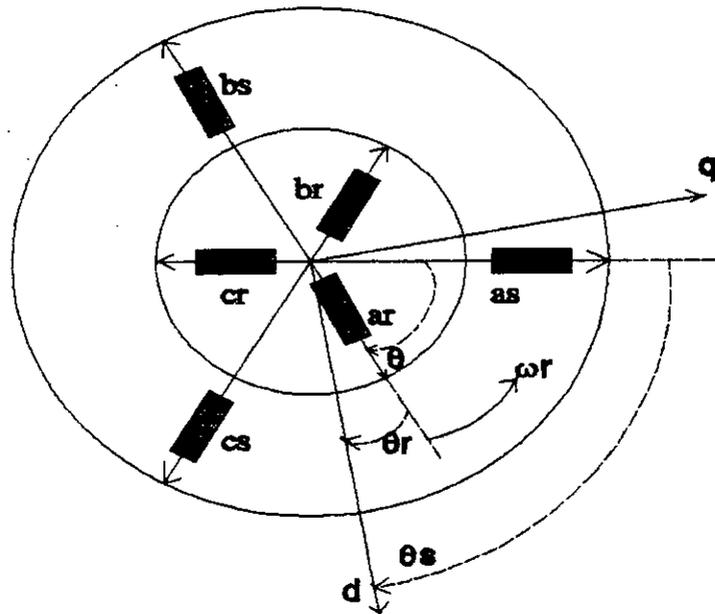


Figure (II.1): Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé

Hypothèses :

Pour des raisons de simplifications, il est fait les hypothèses suivantes[15]:

- La machine est symétrique à entre-fer constant.
- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.
- Les effets de peau et d'encochage sont négligeables.
- La saturation du circuit magnétique et les courants de foucault sont négligeables.

Equations électriques :

Les équations électriques de la machine sont données par les formes matricielles suivantes :

$$\text{- Au stator : } [U_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Psi_s]$$

(II.1)

$$\text{- Au rotor : } [U_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Psi_r]$$

avec :

$$\begin{aligned}
 [U_s] &= [U_{as}, U_{bs}, U_{cs}]^T \\
 [U_r] &= [U_{ar}, U_{br}, U_{cr}]^T \\
 [I_s] &= [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^T \\
 [I_r] &= [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^T \\
 [\Psi_s] &= [\Psi_{as}, \Psi_{bs}, \Psi_{cs}]^T \\
 [\Psi_r] &= [\Psi_{ar}, \Psi_{br}, \Psi_{cr}]^T
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

Les flux sont exprimés sous les formes matricielles :

$$\begin{aligned}
 [\Psi_s] &= [L_s] [I_s] + [L_m] [I_r] \\
 [\Psi_r] &= [L_r] [I_r] + [L_m] [I_s]
 \end{aligned}
 \tag{II.3}$$

où les matrices $[L_s]$, $[L_r]$ et $[L_m]$ sont données par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{as} & M_{as} \\ M_{as} & L_{as} & M_{as} \\ M_{as} & M_{as} & L_{as} \end{bmatrix} \qquad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & L_{ar} & M_{ar} \\ M_{ar} & M_{ar} & L_{ar} \end{bmatrix}$$

$$[L_m] = M_{rs} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

où :

- R_s : résistance d'une phase statorique.
- R_r : résistance d'une phase rotorique.
- L_{as} : inductance d'une phase statorique.
- L_{ar} : inductance d'une phase rotorique.
- M_{as} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- M_{ar} : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- M_{rs} : inductance mutuelle maximale.

Nous obtenons, par substitution, les équations suivantes :

$$[U_s] = R_s [I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} [L_m] [I_r] \quad (II.4)$$

$$[U_r] = R_r [I_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} [L_m] [I_s] \quad (II.5)$$

Ces équations sont à coefficients variables dans le temps, la transformation de PARK s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus facile à manipuler.

Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = T_{em} - T_r - K \Omega \quad (II.6)$$

où :

- J : moment d'inertie de la machine.
- K : coefficient de frottements visqueux.
- T_r : couple résistant.

II.2 - Transformation de PARK : modèle biphasé.

La transformation de PARK nous permet d'exprimer le modèle dynamique de la machine dans un autre référentiel, et cela en transformant les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents du point de vue électrique[16] (figureII.1).

Ainsi, nous pouvons exprimer dans le repère de PARK l'écriture transformée suivante[15]:

$$M_{dq} = A_t(\theta) M_r \quad (II.7)$$

où :

- M_r : vecteur des grandeurs physiques(courants, flux ou tensions).
- M_{dq} : l'image de M_r dans le repère de PARK.
- A_t(θ) : matrice de transformation définie par :

$$A_t(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Afin d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants, nous appliquons la transformée de PARK aux équations (II.1), ce qui donne :

$$U_d = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_s \psi_{sq} \quad (\text{II.9})$$

$$U_q = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_s \psi_{sd}$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} \quad (\text{II.10})$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{rd}$$

où :

- ω_s : vitesse de rotation du nouveau repère(d,q).
- ω_r : pulsation électrique des grandeurs rotoriques.

L'application de cette transformation donne pour les flux :

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad (\text{II.11})$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq}$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \quad (\text{II.12})$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq}$$

où :

- $\psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_{rd}, \psi_{rq}$: flux statoriques et rotoriques suivant les axes d et q.
- $i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}$: courants statoriques et rotoriques suivant les axes d et q.

- L_s, L_r : sont respectivement les inductances propres du stator et du rotor.
- M : inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

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

Pour notre étude, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant[12], tel que (figure II.1) :

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

Nous obtenons alors, le modèle dynamique global suivant :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{sd} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r^2} \frac{R_r}{L_r}\right) i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{rq} + \omega_s i_{sq} + \frac{R_r}{L_r} \frac{M}{\sigma L_s L_r} \psi_{rd} + \frac{U_d}{\sigma L_s} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r^2} \frac{R_r}{L_r}\right) i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \psi_{rd} - \omega_s i_{sd} + \frac{R_r}{L_r} \frac{M}{\sigma L_s L_r} \psi_{rq} + \frac{U_q}{\sigma L_s} \\ \frac{d}{dt} \psi_{rd} &= (\omega_s - \omega_r) \psi_{rq} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \frac{R_r}{L_r} M i_{sd} \\ \frac{d}{dt} \psi_{rq} &= -(\omega_s - \omega_r) \psi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} + \frac{R_r}{L_r} M i_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

en plus de l'équation mécanique :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{T_{em}}{J} - \frac{K}{J} \Omega - \frac{T_r}{J} \quad (\text{II.14})$$

$$\text{avec :} \quad T_{em} = p M (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.15})$$

II.3 - Commande par orientation du champs.

En choisissant un référentiel qui nous garantit une composante nulle du flux selon l'axe q ($\psi_{rq} = 0$), nous pouvons régler le flux rotorique en contrôlant le

courant i_{sd} , et contrôler le couple électromagnétique développé par la machine en réglant le courant i_{sq} . [12].

Le vecteur flux rotorique est aligné avec l'axe d du repère d-q, c'est à dire que [12] :

$$\Psi_{rd} = \Psi_{rdq} = \Psi_r$$

d'où :

$$\Psi_{rq} = 0$$

Ainsi, les équations (II.13) deviennent :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{sd} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{sd} + \frac{R_r M}{L_r \sigma L_s L_r} \Psi_{rd} + \frac{R_r M}{L_r} \frac{i_{sq}^2}{\Psi_{rd}} + p i_{sq} \Omega + \frac{U_d}{\sigma L_s} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} &= -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) i_{sq} - \frac{R_r M}{L_r} \frac{i_{sq} i_{sd}}{\Psi_{rd}} - p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Omega \Psi_{rd} - p i_{sd} \Omega + \frac{U_q}{\sigma L_s} \quad (\text{II.16}) \\ \frac{d}{dt} \Psi_{rd} &= \frac{R_r M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \Omega &= p \frac{M}{J L_r} \Psi_{rd} i_{sq} - \frac{K}{J} \Omega - \frac{T_r}{J} \end{aligned}$$

avec :

$$.0 = \frac{d}{dt} \Psi_{rq} \quad - \quad \omega_s = p \Omega + \frac{M R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\Psi_{rd}}$$

$$. \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad : \text{coefficient de dispersion de la machine.}$$

posons :

$$\begin{aligned} . \tau_s &= L_s / R_s & : \text{constante de temps électrique statorique.} \\ . \tau_r &= L_r / R_r & : \text{constante de temps électrique rotorique.} \end{aligned}$$

Des équations (II.16), nous pouvons élaborer le diagramme fonctionnel suivant :

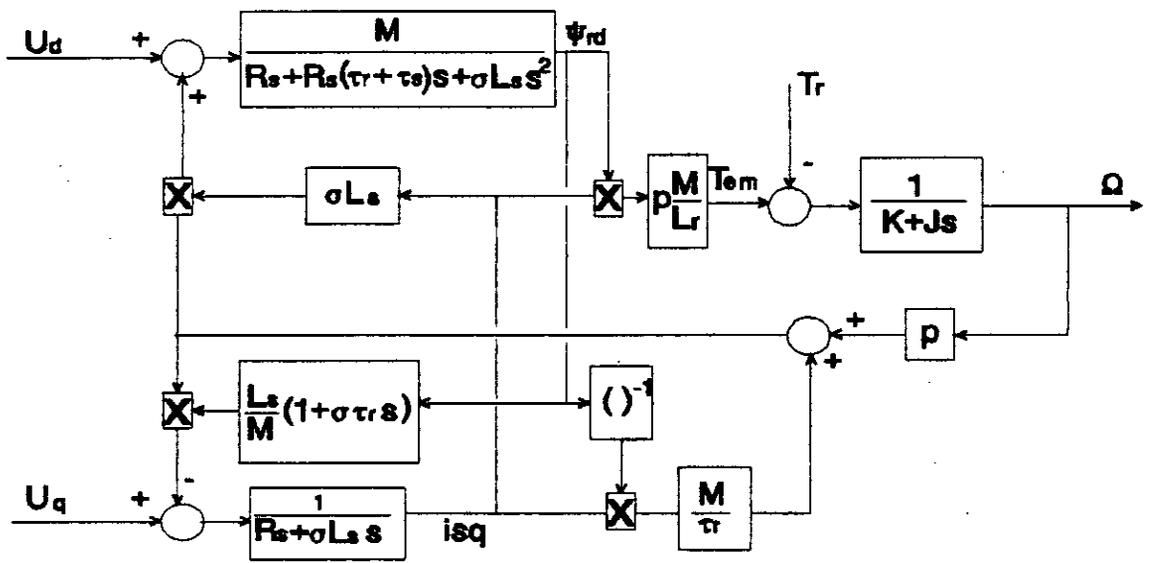


Figure II.2: Diagramme fonctionnel d'un moteur asynchrone.

II.4 - Découplage par rétroaction d'état.

Comme il est montré sur la figure (II.3), la structure de l'actionneur asynchrone ainsi considérée 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.3) [12].

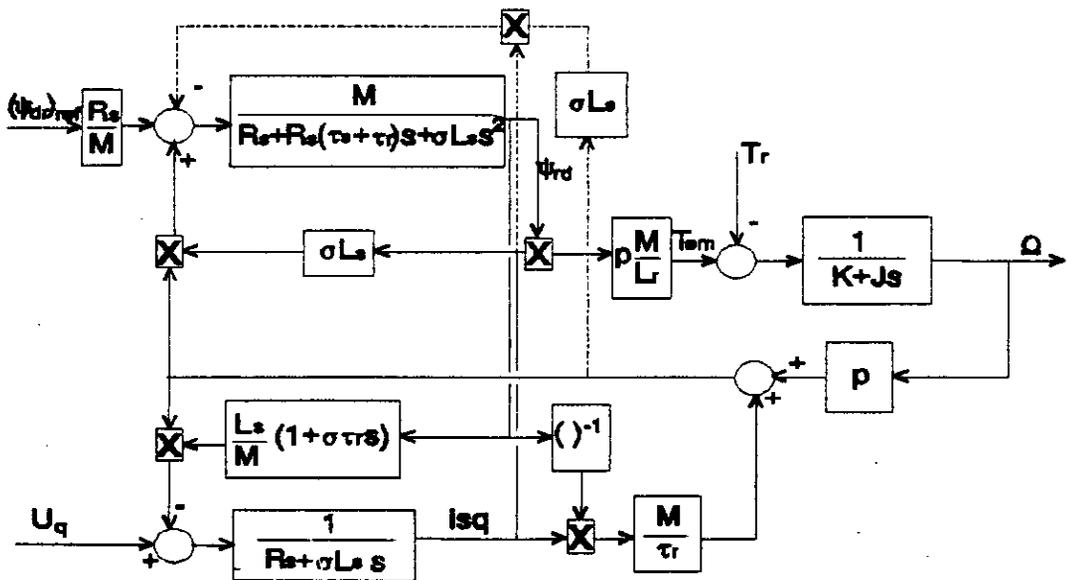


Figure II.3: Schéma fonctionnel du moteur asynchrone avec action de découplage.

Tenant compte du fait que le flux Ψ_{rd} est maintenu constant, les équations (II.16) deviennent :

$$\begin{aligned}
 U_d &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Psi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\
 U_q &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \Psi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\
 M i_{sd} &= \Psi_{rd} + \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \Psi_{rd} \\
 \frac{d}{dt} \Omega &= \frac{1}{J} T_{em} - \frac{K}{J} \Omega - \frac{T_r}{J}
 \end{aligned}
 \tag{II.17}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 T_{em} &= p \frac{M}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} \\
 \omega_s &= p \Omega + M \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{\Psi_{rd}}
 \end{aligned}
 \tag{II.18}$$

d'où le diagramme fonctionnel suivant :

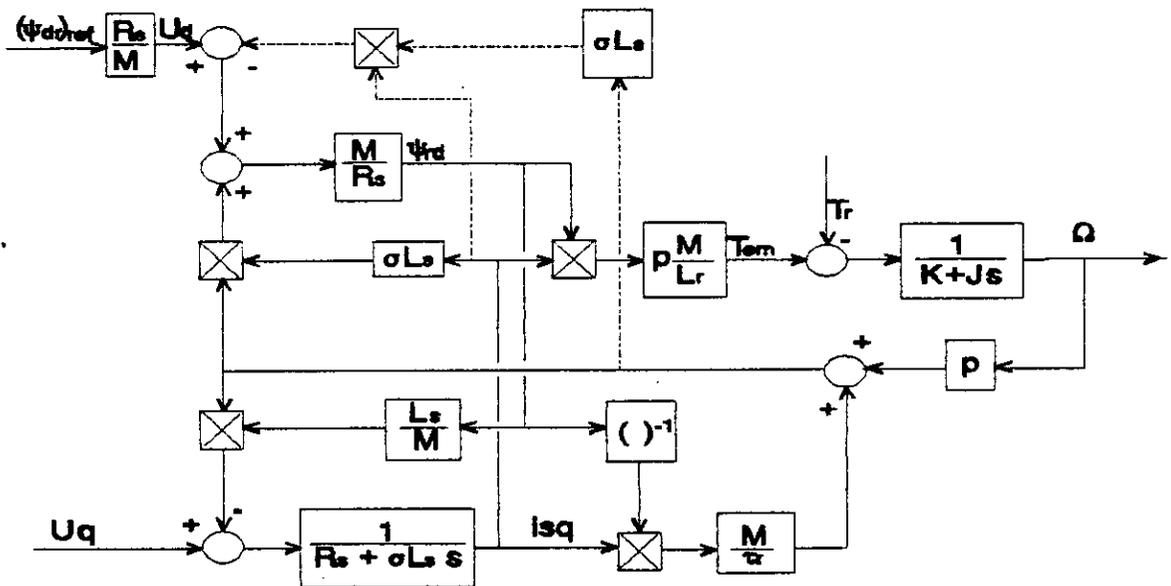


Figure II.4: Schéma fonctionnel du moteur asynchrone avec Ψ_{rd} constant.

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

En maintenant le flux Ψ_{rd} constant et le flux Ψ_{rq} nul, nous obtenons, à partir des équations (II.17), le modèle simplifié de l'actionneur asynchrone ayant la même structure que celle d'un moteur à courant continu[9] :

$$U_q = (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r) i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + p \frac{L_s}{M} \Psi_{rd} \Omega$$

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} T_{em} - \frac{K}{J} \Omega - \frac{T_r}{J}$$
(II.19)

Le schéma-bloc de l'axe q se réduit alors au schéma de la figure (II.5) avec les considérations suivantes :

- le flux est fixé par :

$$U_d = \frac{R_s}{M} (\Psi_{rd})_{ref} - \hat{\omega}_s \sigma L_s \hat{i}_{sq}$$
(II.20)

- à partir de l'équation (II.18), la pulsation électrique est estimée par :

$$\hat{\omega}_s = p \Omega + M \frac{R_r}{L_r} \frac{\hat{i}_{sq}}{(\Psi_{rd})_{ref}}$$
(II.21)

- tandis que le courant i_{sq} est estimé à partir de l'équation (II.19), en négligeant la constante de temps électrique $\sigma L_s / (R_s + R_r (L_s/L_r))$, par :

$$\hat{i}_{sq} = \frac{U_q - p \frac{L_s}{M} (\Psi_{rd})_{ref} \Omega}{R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r}$$
(II.22)

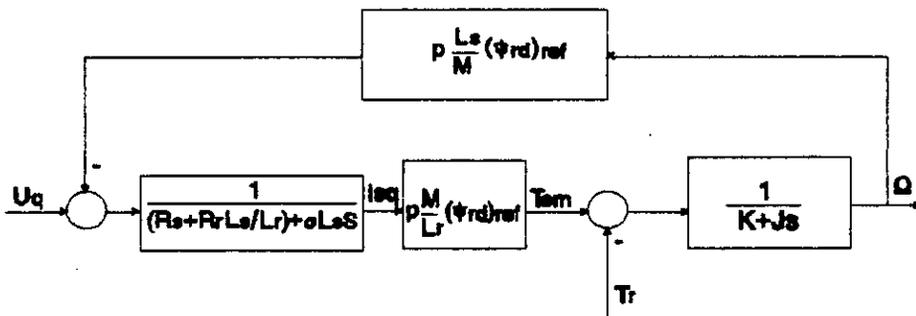


Figure II.5: Modèle simplifié équivalent du MAS.

Chapitre III

**APPLICATION DE LA GPC
AU MODELE SIMPLIFIE
DU MAS**

La commande prédictive généralisée a connu plusieurs applications dans les domaines chimiques, thermiques, robotiques et autres; mais elle n'a été utilisée dans le domaine des machines électriques que récemment[3,5,7,11,12]. Dans notre étude nous appliquons cette technique pour commander la vitesse d'un moteur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel et alimenté en tension.

Dans ce chapitre, nous présentons en premier la structure de réglage par la GPC, nous exposerons par la suite la discrétisation du modèle simplifié; après la synthèse de la commande, une étude sur l'influence de chaque paramètre de la GPC sur le comportement du système est présentée.

III.1 - Structure de réglage par la GPC.

Le principe de commande par la GPC, tel qu'il a été présenté au chapitre I, permet d'élaborer la structure de réglage suivante :

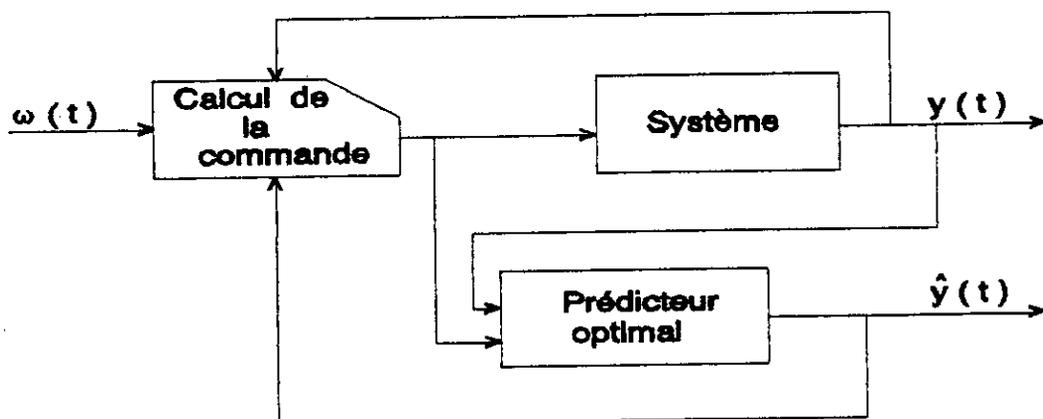


Figure III.1: Structure du réglage par la GPC.

III.2 - Discrétisation du modèle simplifié de la machine.

A partir du modèle simplifié du moteur asynchrone (Figure II.5), nous obtenons la fonction de transfert continue du système en boucle ouverte :

$$G(s) = \frac{\Omega(s)}{U_q(s)} = \frac{K_0}{(s-p_1)(s-p_2)} \quad (\text{III.1})$$

où :

$$K_0 = \frac{p \frac{M}{L_r} (\Psi_{rd})_{ref}}{J \sigma L_s} \quad (\text{III.2})$$

et P_1, P_2 sont les pôles du système.

L'utilisation du tableau de transformation donne le passage de la fonction de transfert continue à la fonction de transfert échantillonnée en q^{-1} [14] :

$$H[G(s)] = \frac{b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} \quad (\text{III.3})$$

Les coefficients de la fonction de transfert discrétisée sont donnés, en fonction des pôles P_1 et P_2 du système continu, par :

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{P_1(1 - e^{P_2 T_e}) - P_2(1 - e^{P_1 T_e})}{P_1 - P_2} \\ b_2 &= \frac{P_2(1 - e^{(P_1 T_e)}) e^{(P_2 T_e)} - P_1(1 - e^{(P_2 T_e)}) e^{(P_1 T_e)}}{P_1 - P_2} \\ a_1 &= -(e^{(P_1 T_e)} + e^{(P_2 T_e)}) \\ a_2 &= e^{(P_1 + P_2) T_e} \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

où T_e est la période d'échantillonnage.

* Choix de la période d'échantillonnage.

Le choix de la période d'échantillonnage T_e est fonction de la plus petite constante de temps du système [18], tel que :

$$T_e \leq \frac{\tau_{\min}}{2}$$

De plus, l'échantillonnage de grandeurs variant rapidement dans le temps, tel que le courant, nécessite des périodes d'échantillonnage de moins de 1ms [9]. Or, dans le cas de notre étude, on utilise une estimation du courant i_{sq} et non pas sa mesure, ce qui nous permet de prendre une période d'échantillonnage un peu plus élevée.

Par la suite, la période d'échantillonnage choisie sera :

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

Pour l'application concrète de la commande prédictive généralisée, nous utilisons le moteur asynchrone dont les paramètres sont données en Annexe B.

La fonction de transfert discrète obtenue est :

$$G(q^{-1}) = \frac{0.01039q^{-1} + 0.00842q^{-2}}{1 - 1.5215q^{-1} + 0.53326q^{-2}} \quad (\text{III.5})$$

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

$$\Omega(t) = 1.5215\Omega(t-1) - 0.53326\Omega(t-2) + 0.01039U_q(t-1) + 0.00842U_q(t-2)$$

III.3 - Synthèse de la commande.

Pour la synthèse de la commande, nous commençons par le calcul des paramètres qui peuvent être déterminés hors ligne.

Sachant que la loi de commande est de la forme(1.27) :

$$\bar{U} = (G_1^T + \lambda I)^{-1} G_1^T (W - H)$$

Les éléments de la matrice G_1 sont tirés des polynômes $G_j(q^{-1})$ qui sont le produit du polynôme $B(q^{-1})$ par les polynômes $E_j(q^{-1})$ (équation (I.11)), ces derniers sont, avec les polynômes $F_j(q^{-1})$, solutions de l'équation diophantienne (I.7).

Pour un horizon j allant de $N1=2$ à $N2=8$, les polynômes E_j , F_j , G_j et les matrice G et G_1 sont calculés hors ligne; on obtient alors :

$$G = \begin{bmatrix} 0.010 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.034 & 0.010 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.066 & 0.034 & 0.010 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.100 & 0.066 & 0.034 & 0.010 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.136 & 0.100 & 0.066 & 0.034 & 0.010 & 0 & 0 & 0 \\ 0.170 & 0.136 & 0.100 & 0.066 & 0.034 & 0.010 & 0 & 0 \\ 0.212 & 0.170 & 0.136 & 0.100 & 0.066 & 0.034 & 0.010 & 0 \\ 0.241 & 0.212 & 0.170 & 0.136 & 0.100 & 0.066 & 0.034 & 0.010 \end{bmatrix}$$

En prenant un horizon de commande $Nu=1$, on aura :

$$G_1 = \begin{bmatrix} 0.01 \\ 0.034 \\ 0.066 \\ 0.1 \\ 0.136 \\ 0.17 \\ 0.212 \\ 0.241 \end{bmatrix}$$

III.4 - Simulations.

La simulation à effectuer nécessite un calcul en ligne en plus du calcul effectué hors ligne. Le programme de simulation est basé sur l'organigramme suivant:

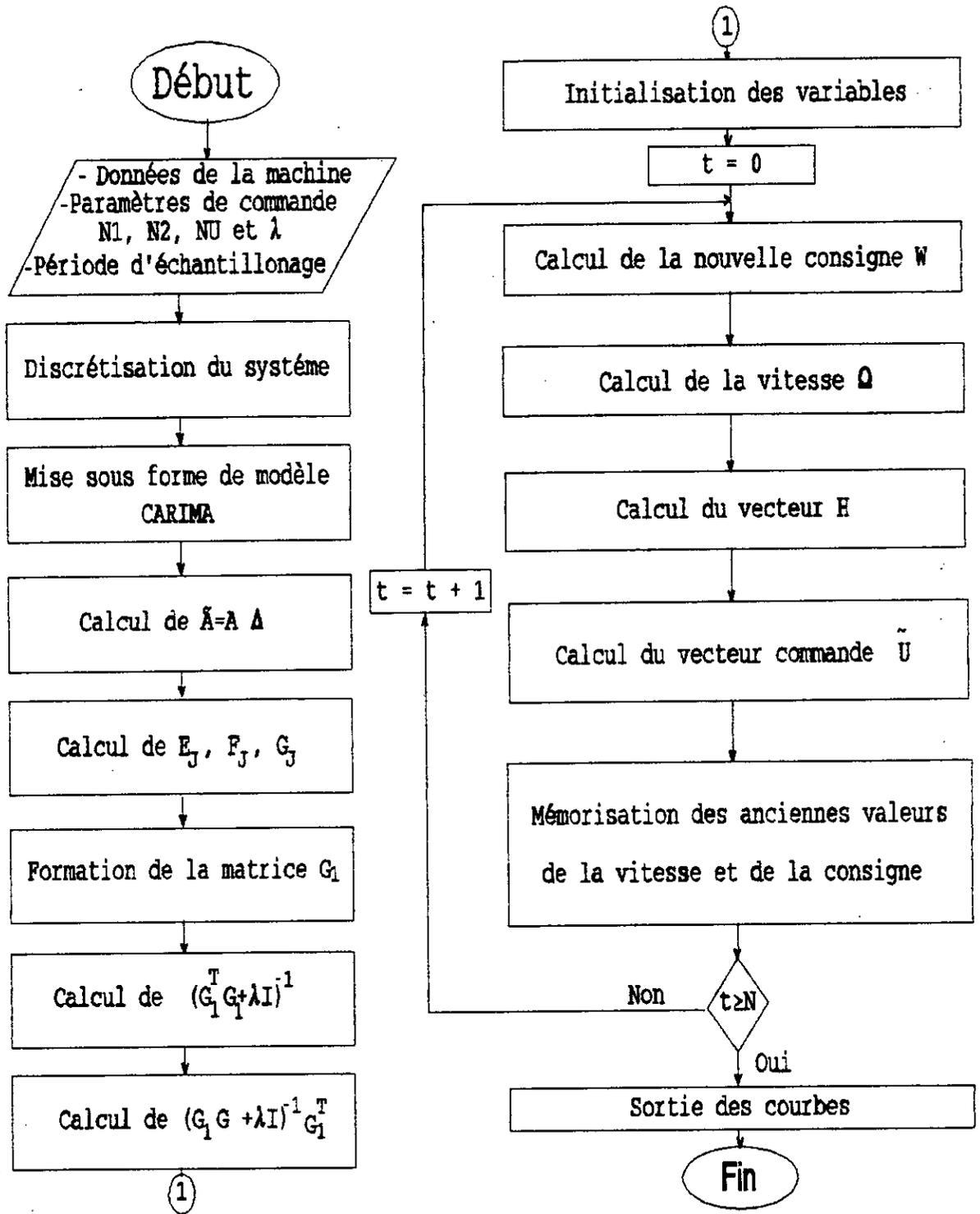


Figure III.2: Organigramme de la simulation du modèle simplifié du MAS par la GPC.

L'algorithme de la GPC dépend de quatre paramètres : N_1 , N_2 , N_u et λ . Ces paramètres ne peuvent pas être obtenus a priori, ils sont arbitrairement choisis et corrigés de manière à assurer les performances désirées. Afin d'arriver aux paramètres assurant les meilleures performances, nous étudions l'influence de chacun d'eux sur le comportement du système. Cette étude est menée en faisant varier un seul paramètre à la fois.

Les essais sont effectués en simulant un démarrage en charge avec une variation de la charge allant de 1.6Nm à $t=1s$ et de 0 à 1.6Nm à $t=2s$, pour une consigne de vitesse de 1500 tr/mn.

Toutes les conditions initiales sont considérées nulles, à l'exception du flux rotorique Ψ_{rd} qui est initialisé à 0.3 Wb.

a - Influence de l'horizon minimum de prédiction N_1 .

Nous fixons N_2 , N_u et λ aux valeurs respectives 8, 1 et 150, alors que N_1 prend les valeurs 2, 4 puis 6. La figure (III.3-a) montre que l'horizon minimum de prédiction a une influence sur le comportement du système. En effet, on peut remarquer qu'en faisant augmenter N_1 , le système devient plus lent.

b - Influence de l'horizon maximum de prédiction N_2 .

Nous fixons cette fois les valeurs de N_1 , N_u et λ aux valeurs respectives 2, 1, et 150, alors que N_2 prend les valeurs 4, 6 et 10.

On remarque que l'horizon maximum de prédiction a une influence encore plus importante. Ainsi qu'on peut le constater sur la figure (III.3-b), une petite variation de N_2 entraîne un changement important dans le comportement du système. En diminuant N_2 les réponses du système deviennent très lentes. Ces performances s'inversent avec l'augmentation de N_2 .

c - Influence de l'horizon de commande N_u .

Dans ce cas, N_1 , N_2 et λ sont fixés respectivement à 2, 8 et 150, alors que N_u prend les valeurs 2, 4 puis 6. La figure (III.3-c) montre que la variation de l'horizon de commande N_u n'a aucun effet sur la réponse du système. En effet, ni la vitesse, ni le courant, ni la tension n'ont été affectés, les courbes des trois cas se confondent parfaitement.

Par conséquent, et dans le but de réduire les calculs, nous prendrons $Nu=1$.

d - Influence du coefficient de pondération λ .

Pour étudier l'influence du coefficient de pondération λ , on prend $N1=2$, $N2=8$ et $Nu=1$ tandis que λ prend les valeurs 50, 100 puis 200.

Pour des valeurs de λ inférieures à 100, les performances du système sont détériorées. Ceci est montré sur la courbe de la vitesse où, pour $\lambda = 50$, le dépassement est d'environ 20% de la valeur de la consigne. Il est donc préférable de prendre des valeurs de λ plus importantes mais pas trop grandes pour ne pas diminuer l'effet de la commande et de rendre le système lent.

Après cette étude sur l'influence des paramètres $N1$, $N2$, Nu et λ , nous fixons leurs valeurs à 2, 8, 1 et 150 respectivement, et nous simulons un démarrage à vide (Figure(III.4)), ainsi qu'un démarrage à vide avec changements de consigne.

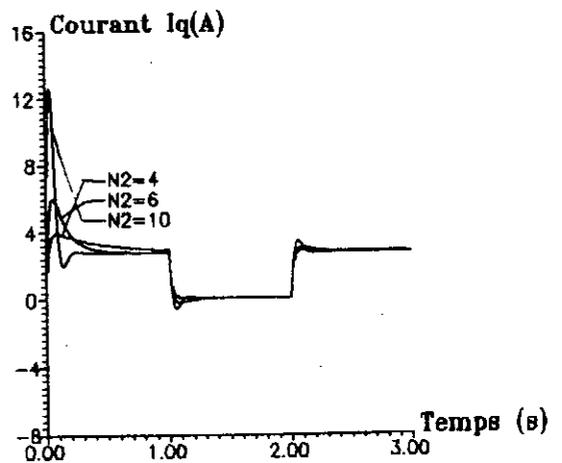
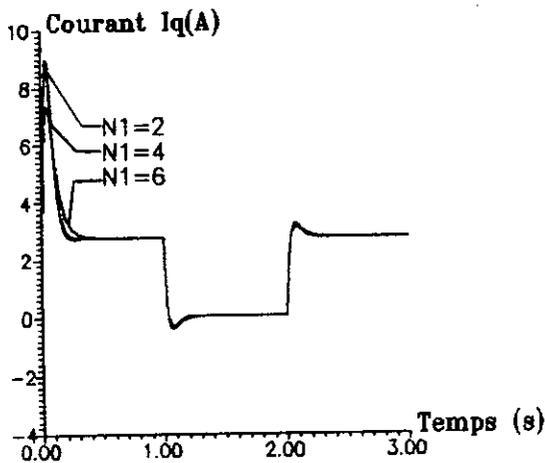
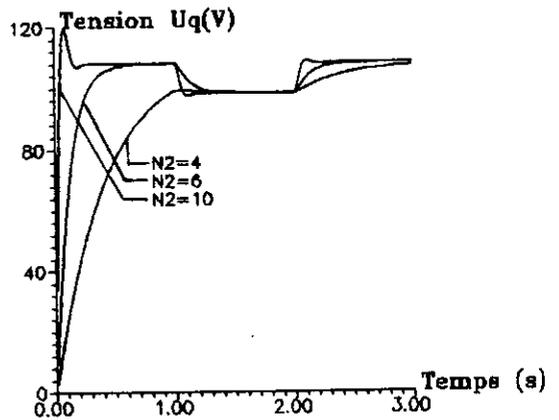
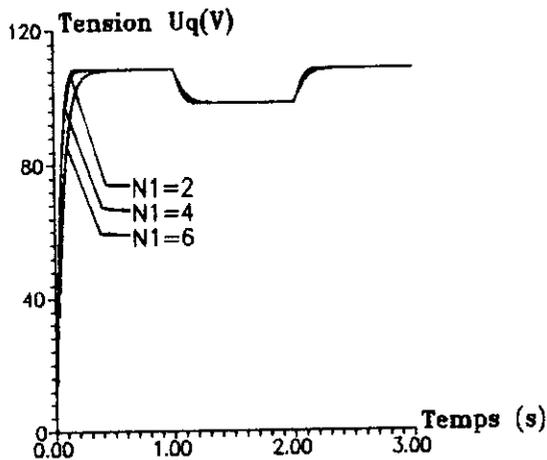
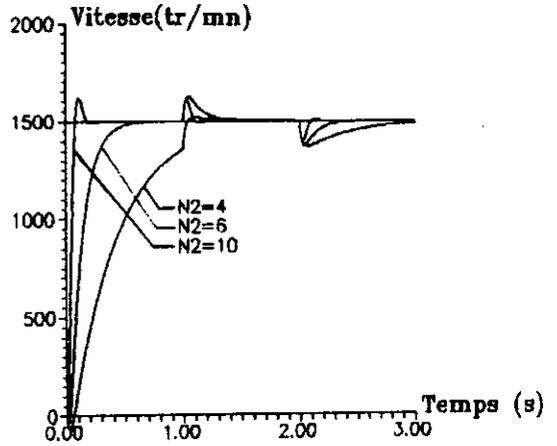
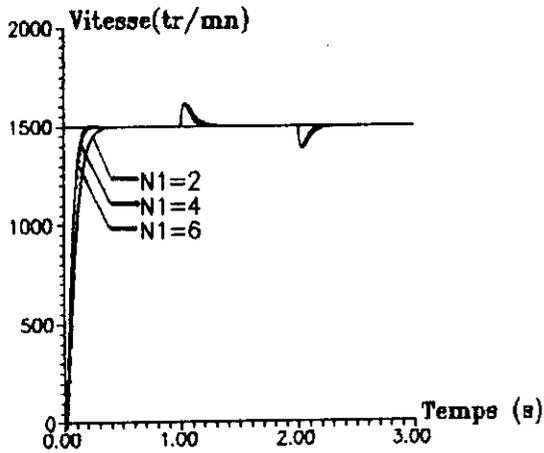


Figure III-3.a: Influence de $N1$ sur la réponse du modèle simplifié du MAS.

Figure III-3.b: Influence de $N2$ sur la réponse du modèle simplifié du MAS.

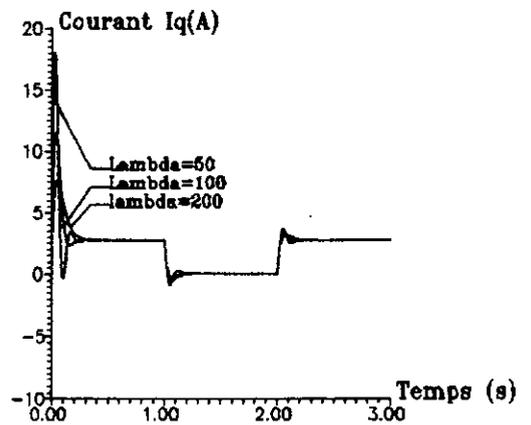
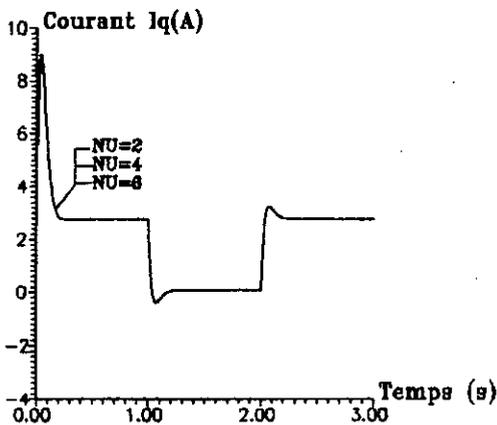
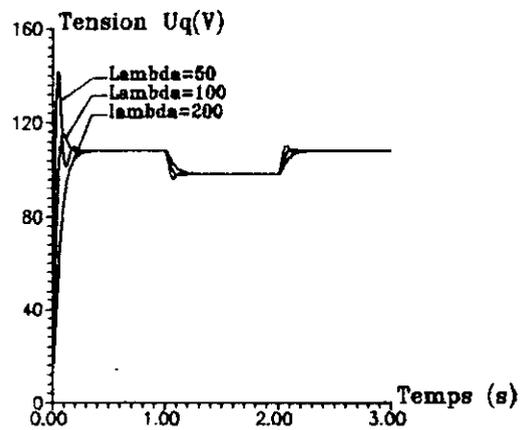
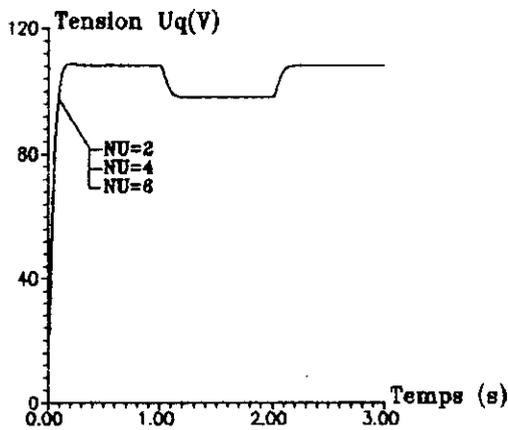
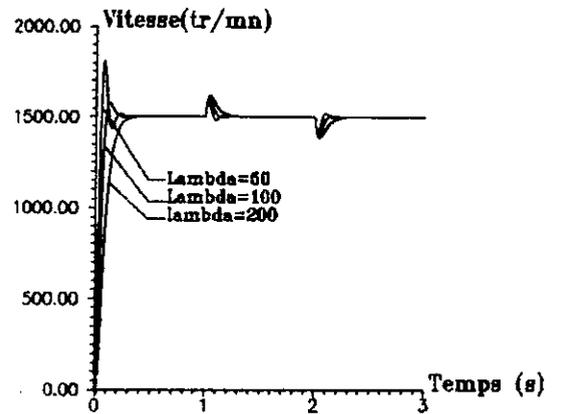
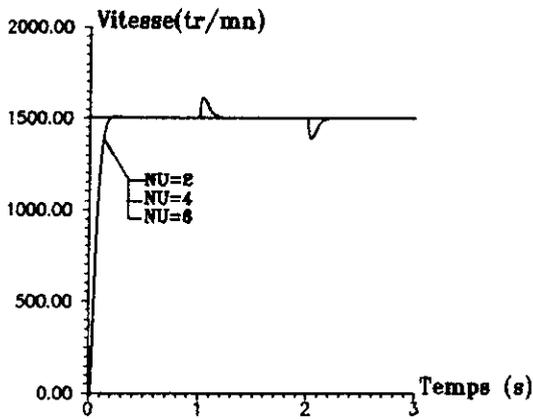


Figure III-3.c: Influence de NU sur la réponse du modèle simplifié du MAS.

Figure III-3.d: Influence de λ sur la réponse du modèle simplifié du MAS.

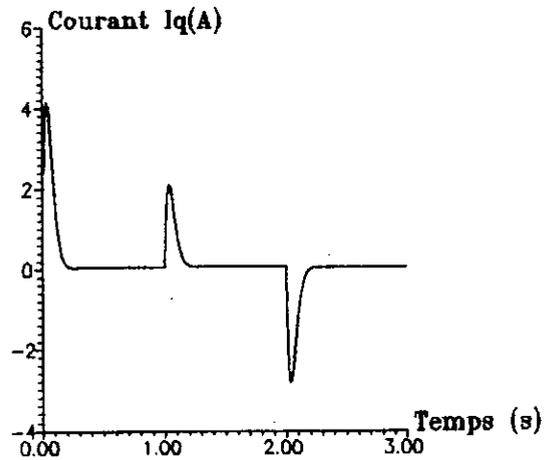
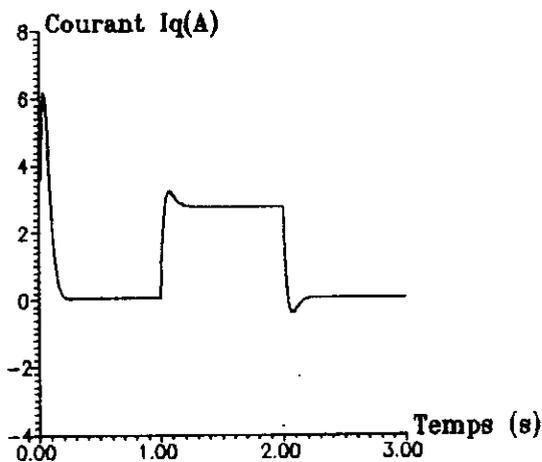
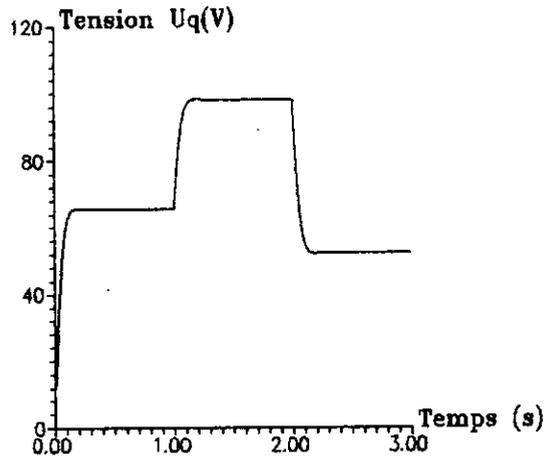
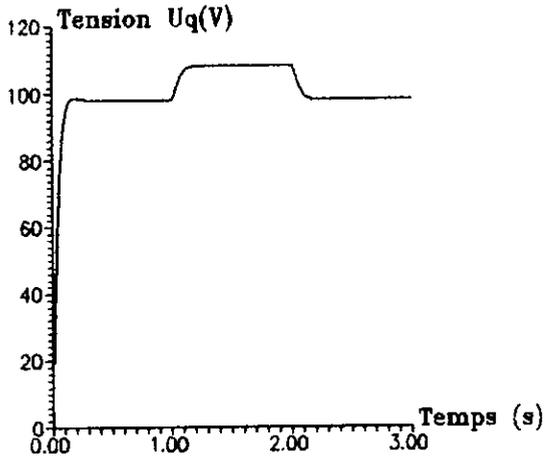
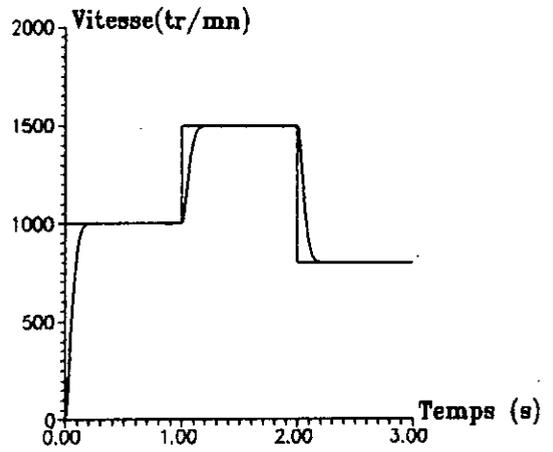
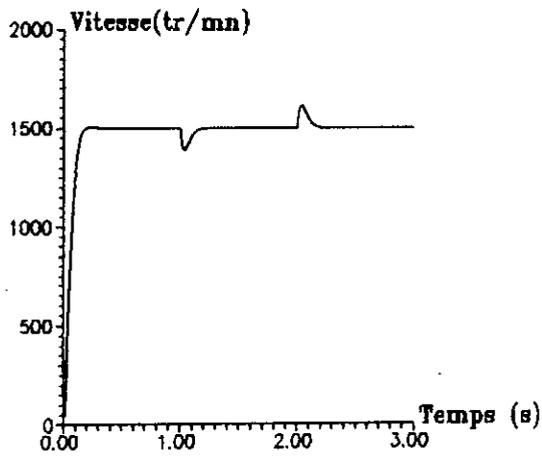


Figure III-4: Réponse du modèle simplifié du MAS lors d'un démarrage à vide.

Figure III-5: Réponse du modèle simplifié du MAS lors de changements de consigne.

Chapitre IV

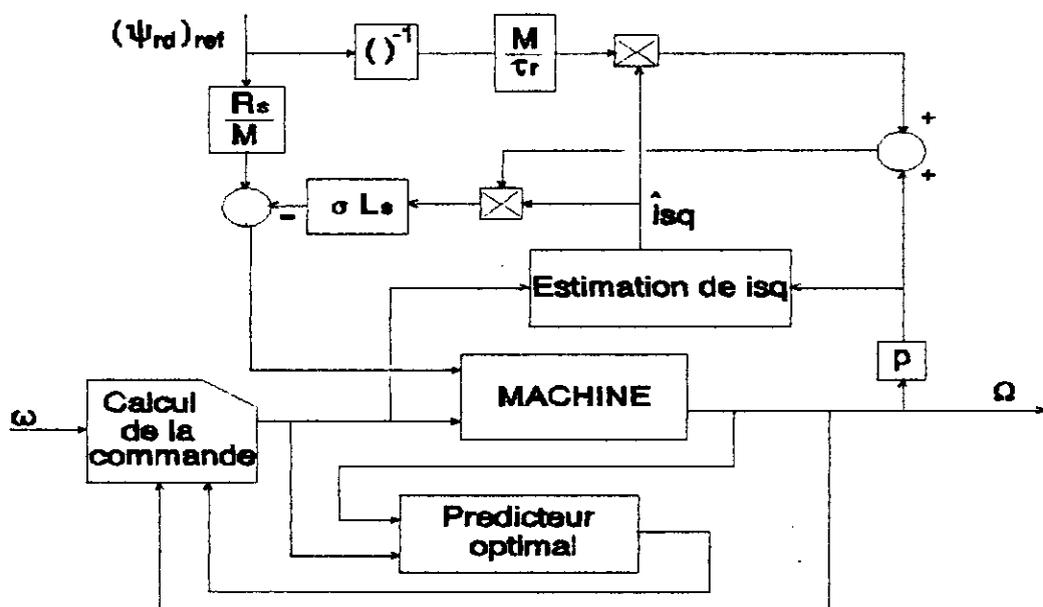
**APPLICATION DE LA GPC
AU MODELE COMPLET
DU MAS**

Au chapitre précédent, nous avons appliqué la commande prédictive généralisée au modèle linéaire découplé du moteur asynchrone. Afin d'approcher le fonctionnement réel de la machine, nous faisons, dans ce chapitre, une simulation de la commande du MAS en utilisant le modèle complet non-linéaire de la machine. Le moteur est donc découplé par la commande vécatorielle via la tension U_q et réglé par la commande prédictive généralisée au moyen de U_q .

Ainsi, nous présentons d'abord la structure globale du réglage, nous simulons ensuite le comportement du système quand la commande prédictive généralisée lui est appliquée, en prenant les paramètres de réglage obtenus au chapitre précédent. Enfin, nous introduisons une limitation sur le courant, et nous faisons une étude de la robustesse de la GPC vis-à-vis des variations des paramètres du moteur.

VI.1 - Structure du réglage.

En utilisant le modèle non-linéaire du moteur asynchrone donné par (II.13) et (II.14), nous élaborons la structure du réglage suivante :



FigureIV.1: Structure globale du réglage.

Cette structure montre la commande de vitesse par la GPC, et le réglage du flux dans le retour linéarisant. Ce dernier nécessite une estimation du courant i_{sq} :

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

Dans le schéma-bloc de la figure (IV.1), la partie machine est définie par les équations (II.13) et (II.14).

Tandis que la commande prédictive généralisée est définie par la loi de commande (I.27), qui nécessite la prédiction des grandeurs de sorties futures sur un horizon bien défini.

IV.2 - Simulation.

Pour simuler la commande en vitesse du MAS, nous résolvons, par la méthode de Runge-Kutta du 4ème ordre, le système d'équations différentielles (II.13) et (II.14) 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.

Dans une première étape de la simulation, nous adoptons les mêmes paramètres de commande obtenus lors du réglage du modèle simplifié. Ainsi, il est simulé le comportement de la vitesse Ω , des tensions de commande U_d et U_q , des courants i_{sd} et i_{sq} , des flux Ψ_{rd} et Ψ_{rq} et du courant de phase i_a .

Le programme de simulation est basé sur l'organigramme suivant :

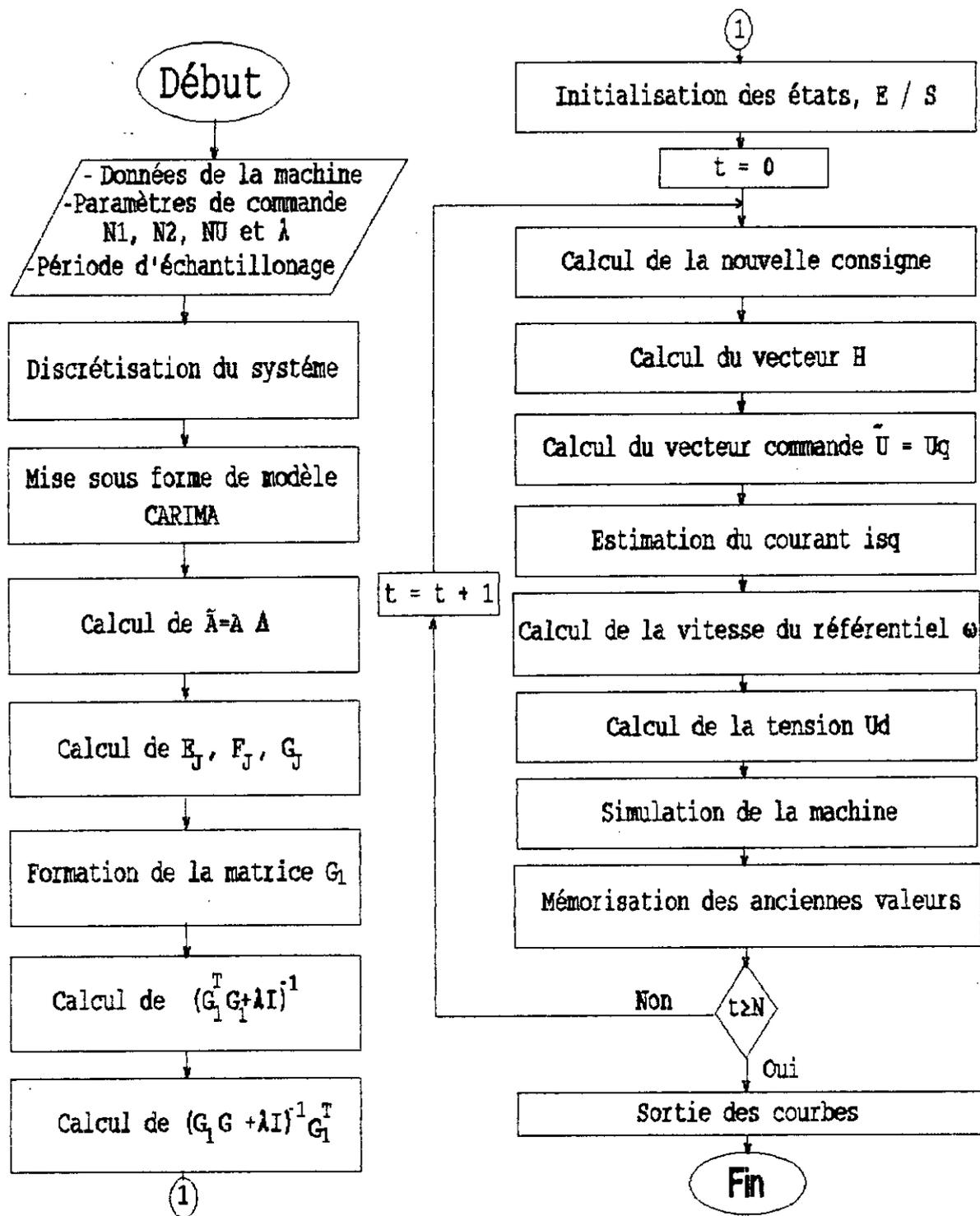


Figure IV.2: Simulation de la commande par GPC du MAS muni de sa commande vécitoriale.

Nous commençons les essais de simulation par un démarrage à vide du moteur avec une consigne de 1500 tr/mn, et introduction d'une perturbation (addition du couple résistant) lorsque le régime permanent est établi (Figure IV.3), et un démarrage en charge avec suppression du couple résistant une fois le régime permanent établi (Figure IV.4).

Les figures (IV.3) et (IV.4) montrent que les paramètres obtenus avec le modèle simplifié n'assurent pas les mêmes performances par rapport aux résultats précédents (système linéaire). En effet, la réponse en vitesse présente un dépassement, tandis que le pic du courant i_{sq} présente une augmentation importante.

L'introduction de la perturbation entraîne une légère variation de la vitesse de sa valeur de référence, cependant elle s'établit assez rapidement. Par ailleurs, cette perturbation ne présente pratiquement aucun effet sur les flux, donc la commande vectorielle n'a pas été affectée par la GPC. Ainsi, le flux rotorique ne s'est pas écarté de sa position, ceci est montré par le maintien du flux ψ_{rq} nul, alors que le flux ψ_{rd} est maintenu à sa valeur de référence.

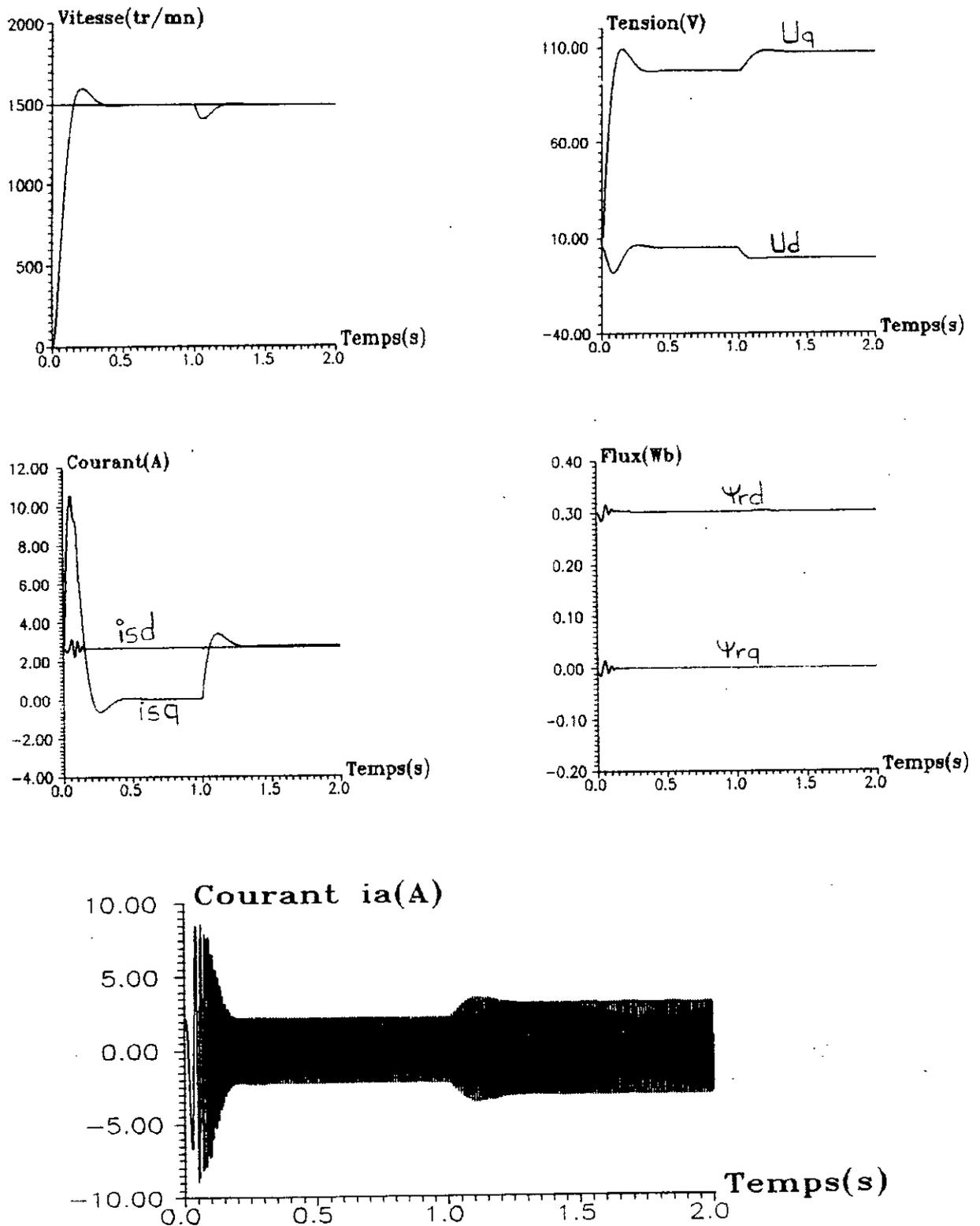


Figure IV-3: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors d'un démarrage à vide avec variation de la charge pour $N1=2$, $N2=8$, $Nu=1$ et $\lambda = 150$.

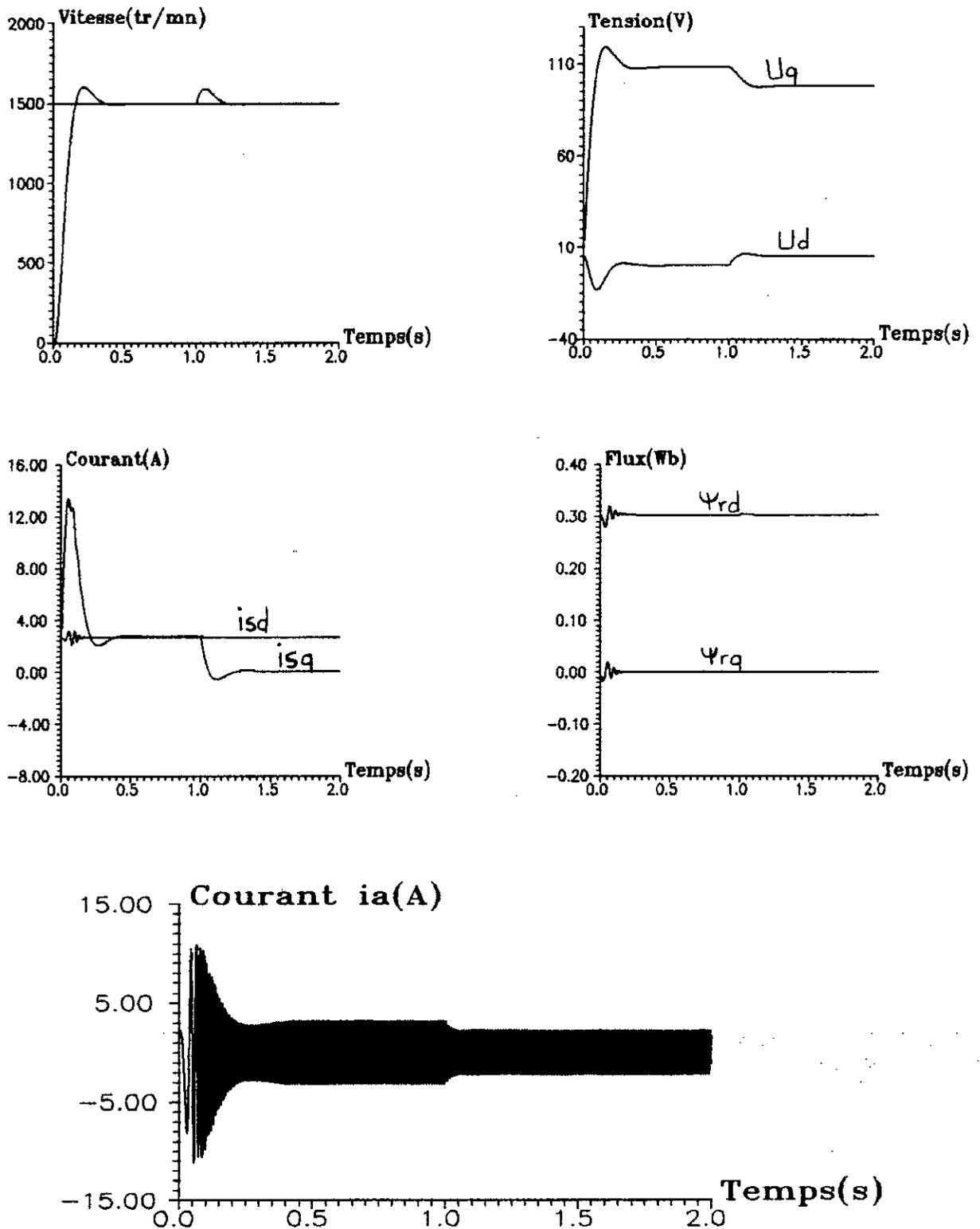


Figure IV-4: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors d'un démarrage en charge avec variation de la charge pour $N1=2$, $N2=8$, $Nu=1$ et $\lambda =150$.

IV.3 - Amélioration du réglage.

Dans le but d'améliorer les performances du réglage (réduire le dépassement de la réponse en vitesse), on agit 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 de réglage du modèle complet non-linéaire de l'actionneur asynchrone.

a - Variation de $N1$.

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. Pour les valeurs 4 et 6 de $N1$, les courbes de vitesse, de la tension Uq et du courant isq sont représentées sur la figure (IV.5-a).

b - Variation de $N2$.

L'horizon maximum de prédiction prend les valeurs 4, 6 et 10, tandis que $N1$, Nu et λ sont fixés respectivement à 2, 1 et 150. Les résultats obtenus sont montrés sur la figure (IV.5-b).

c - Variation de λ .

Cette fois on fixe $N1$, $N2$ et Nu aux valeurs 2, 8 et 1 respectivement, tandis que λ prend les valeurs 50, 100 et 200 (Figure(IV.5-c)).

Comme dans le cas du modèle simplifié, l'horizon de commande Nu n'a pas d'influence apparente sur le système, alors on n'a pas trouvé intéressant de montrer la figure correspondante.

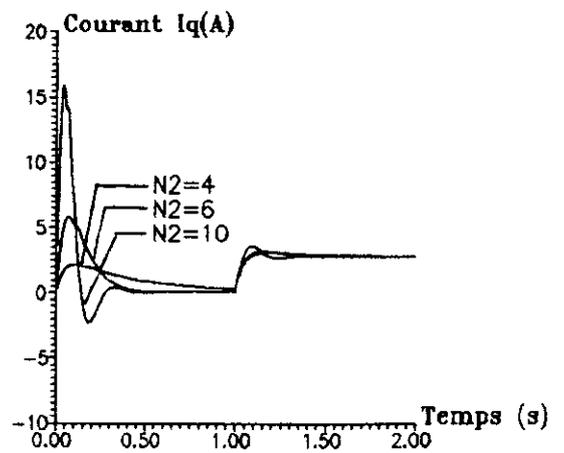
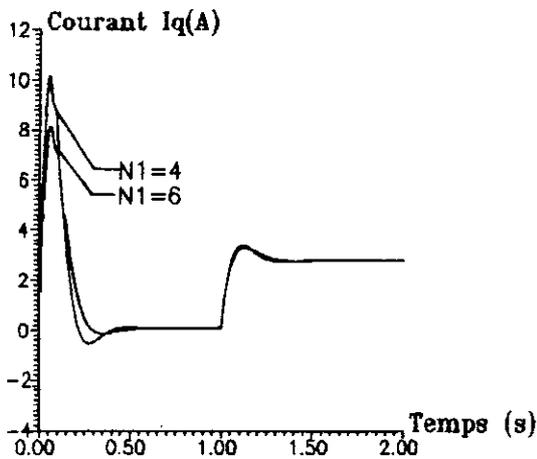
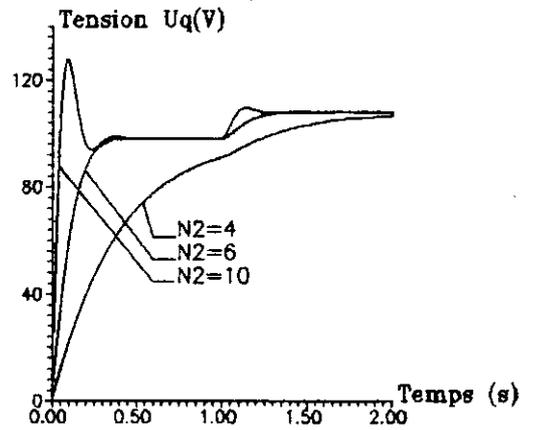
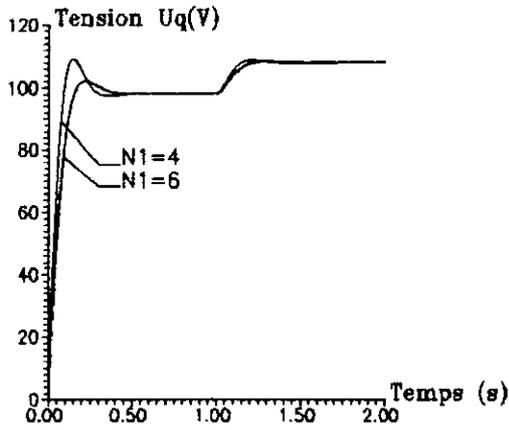
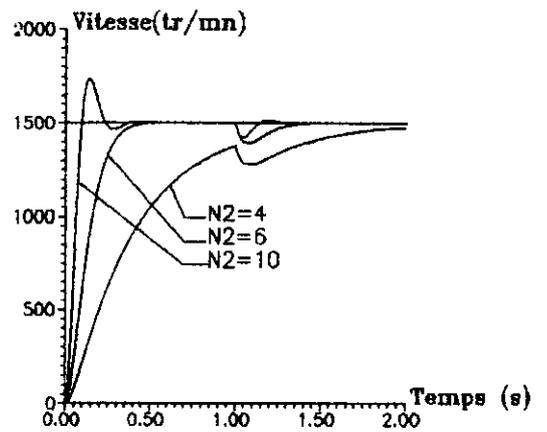
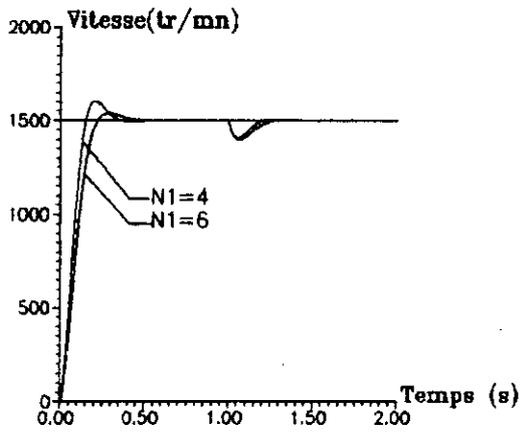


Figure IV-5.a:Influence de N1 sur le modèle complet du MAS.

Figure IV-5.b:Influence de N2 sur le modèle complet du MAS.

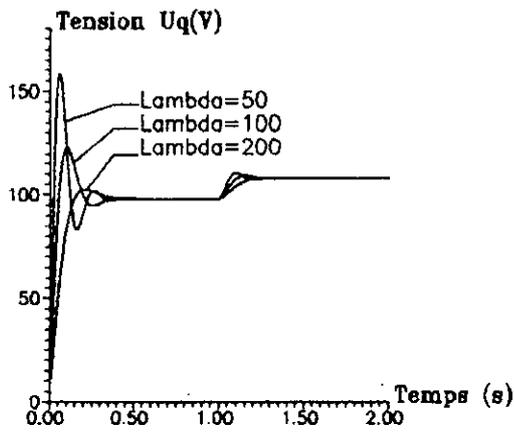
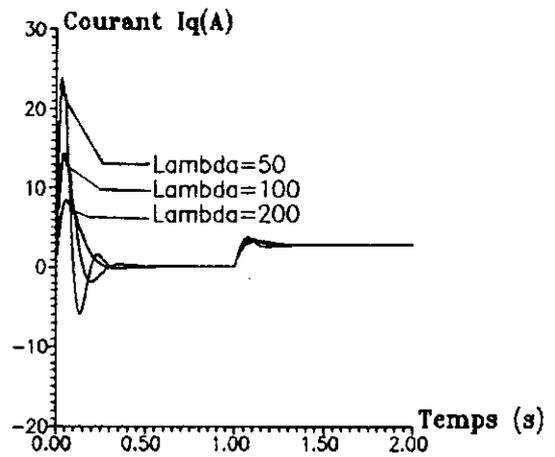
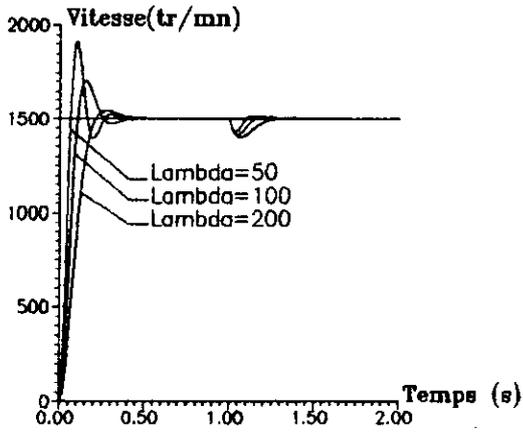


Figure IV-5.c: Influence de λ sur le modèle complet du MAS.

Après cette étude de l'influence des paramètres $N1$, $N2$, Nu et λ ; nous retenons, pour la synthèse du régulateur, le jeu de paramètres qui assure un compromis entre la rapidité de la réponse en vitesse, sans pour autant avoir de dépassement, et un pic de courant de démarrage acceptable sachant que $I_{sqmax} = 5$ A. Pour cela nous adoptons les valeurs suivantes :

$$N1 = 2, \quad N2 = 6, \quad Nu = 1 \quad \text{et} \quad \lambda = 150.$$

et nous simulons un démarrage à vide, puis un démarrage en charge, avec introduction de la perturbation, pour une consigne de vitesse de 1500 tr/mn.

Les allures des courbes 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 phase i_a sont montrés sur les figures (IV.6) et (IV.7). Celles-ci montrent que le réglage assure de bonnes performances .

Cependant le courant i_{sq} , lors du démarrage en charge, 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.

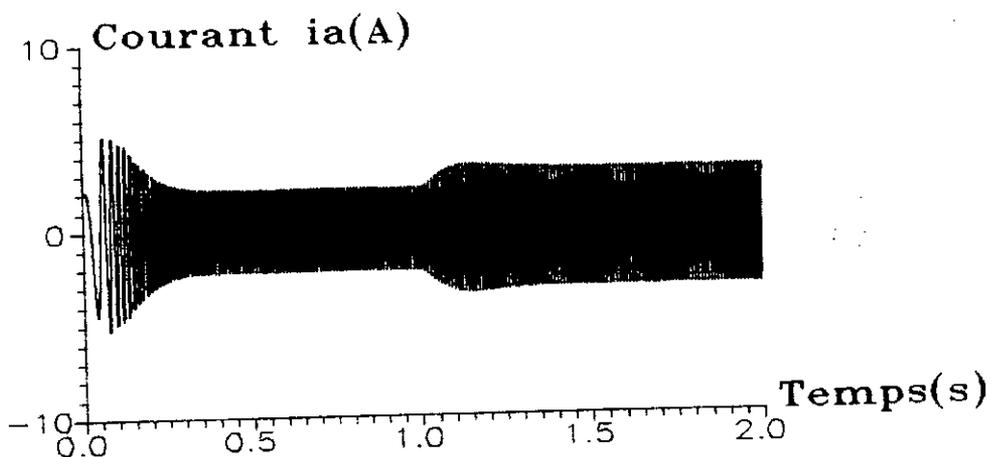
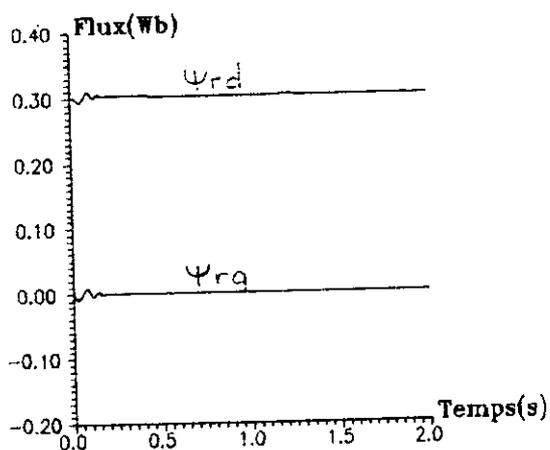
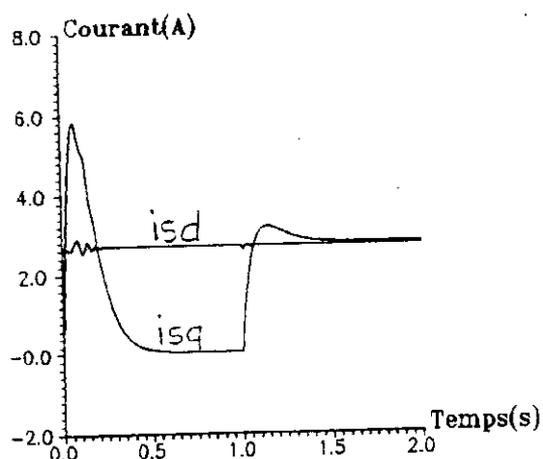
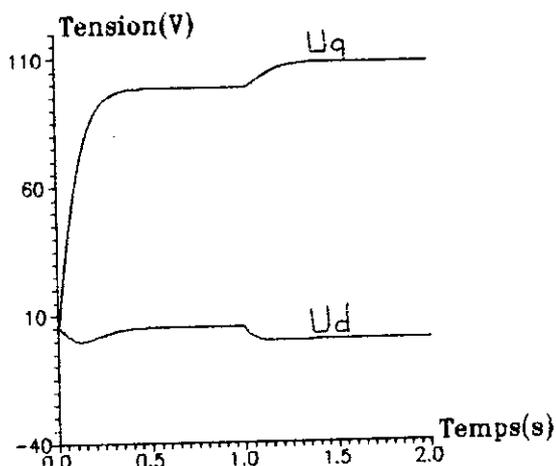
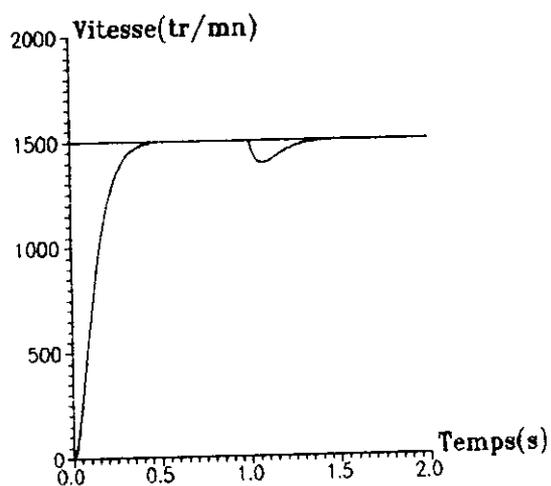


Figure IV-6: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors d'un démarrage à vide avec variation de la charge pour $N_1=2$. $N_2=6$. $N_u=1$ et $\lambda =150$.

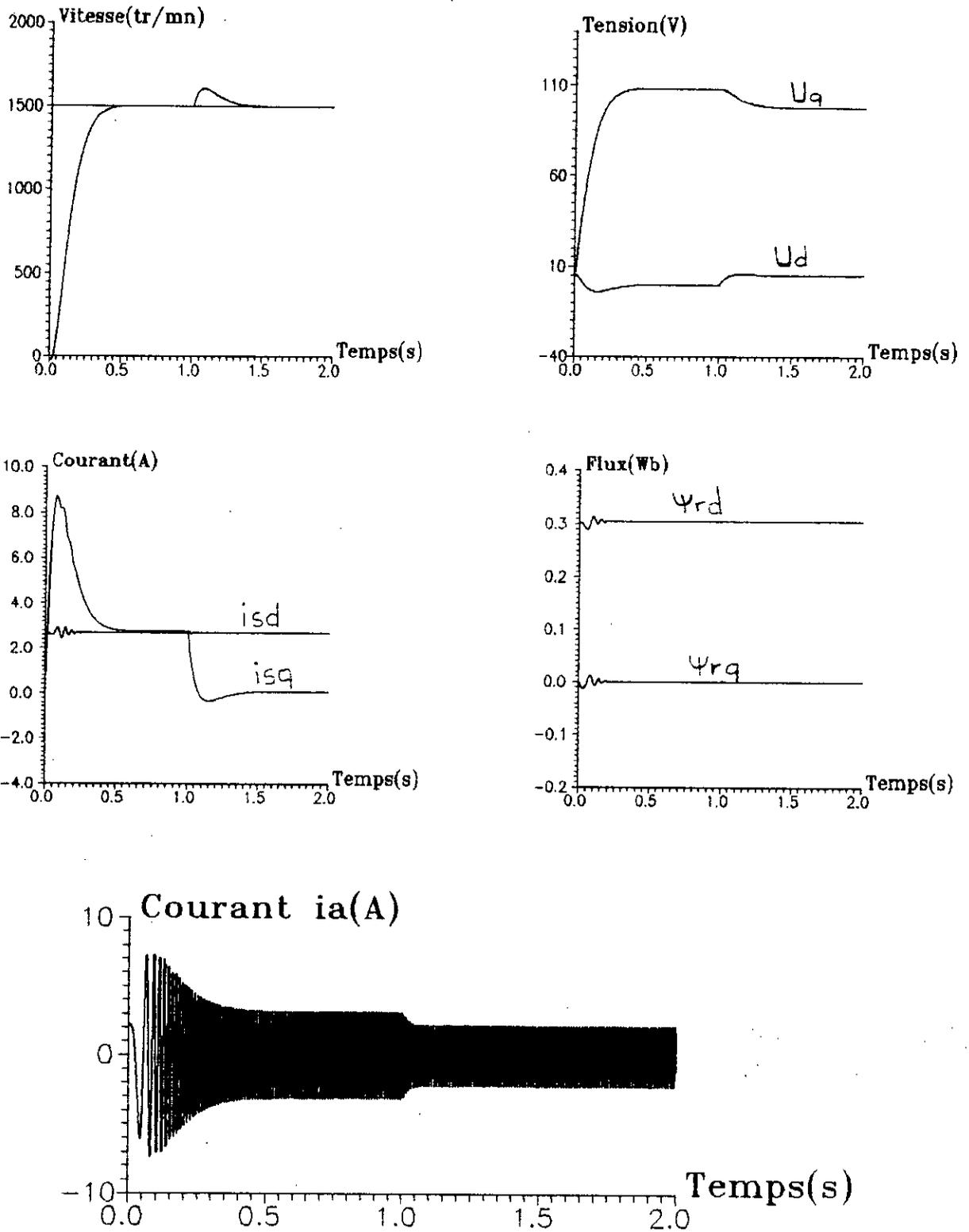


Figure IV-7: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors d'un démarrage en charge avec variation de la charge pour $N1=2$, $N2=6$, $Nu=1$ et $\lambda = 150$.

IV.4 - Limitation du courant dans la machine.

Comme il est montré sur la figure (IV.7), le courant statorique i_{sq} peut dépasser, lors d'une grande variation de consigne, en charges les 8 A, alors que le courant admissible est de 5 A. Il est donc nécessaire de protéger la machine en introduisant un dispositif de limitation.

Pour atteindre ce but, on va procéder de deux manières, la première consiste à faire une limitation du courant en agissant sur les paramètres de la GPC, et la seconde à introduire un limiteur de courant.

a - Limitation par la GPC :

En prenant le cas le plus défavorable, celui du démarrage en charge, nous avons agit sur les paramètres $N1$, $N2$, NU . Pour obtenir un courant de démarrage inférieur à 5 A, le jeu de paramètre qui assure cette contrainte est (Figure (IV.8)) :

$$N1 = 2, \quad N2 = 4, \quad Nu = 1, \quad \text{et} \quad \lambda = 150$$

Les résultats obtenus montrent que la limitation du courant par cette méthode rend la réponse en vitesse très lente, on voit bien que le temps d'établissement dépasse 1s.

b - Limitation par une contrainte sur la commande :

Pour améliorer la rapidité du système, nous utilisons une deuxième méthode qui consiste à introduire un dispositif de limitation. Cette limitation peut se réaliser comme suit : [12]

$$|U_q(t) - \Omega(t) \frac{L_s}{M} (\Psi_{rd})_{ref}| < R_{eq} I_{qmax}$$

Les grandeurs $U_q(t)$ et $\Omega(t)$ sont calculés à chaque instant et le courant i_{sq} est limité à 5A.

Tenant compte de cette limitation, nous simulons un démarrage en charge, pour les paramètres choisis ultérieurement : $N1 = 2$, $N2 = 6$, $NU = 1$, $\lambda = 150$ (figureIV.9).

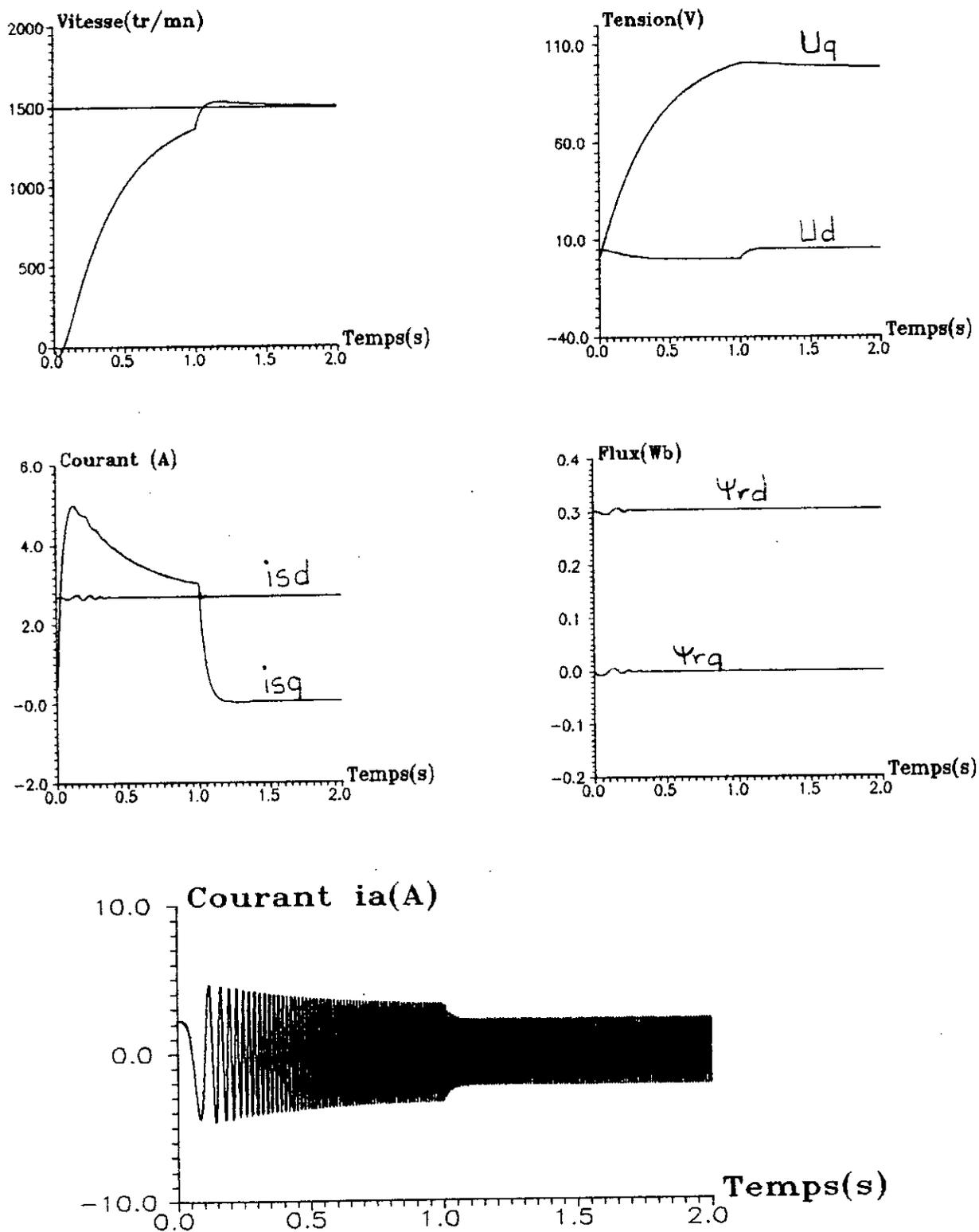


Figure IV-8: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors de la limitation par la GPC.

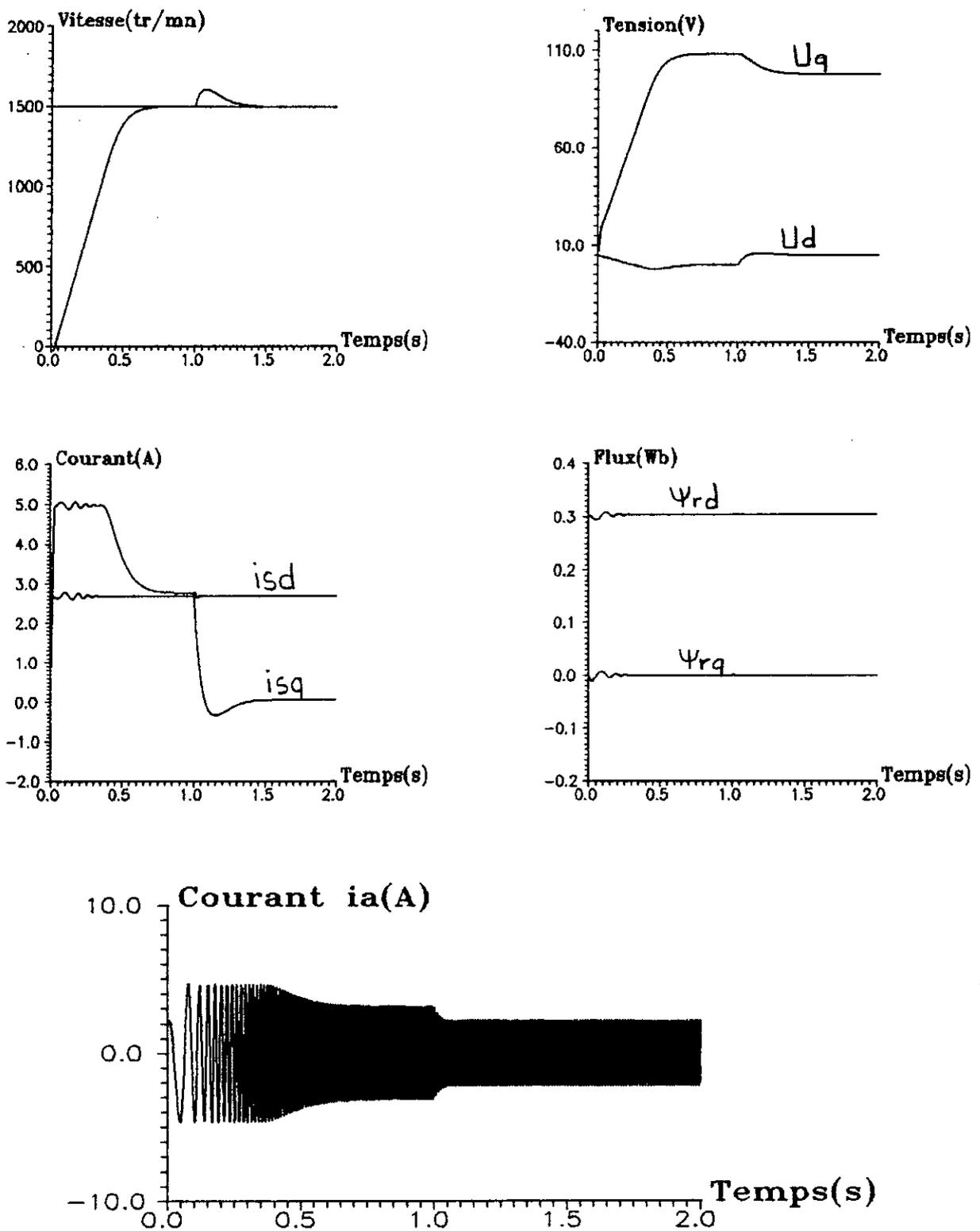


Figure IV-9: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors de la limitation avec une contrainte sur la commande

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

Pour synthétiser une commande, on se base toujours sur un modèle mathématique représentant le processus à commander, or en réalité ce modèle présente des erreurs de modélisation ainsi que des incertitudes sur les valeurs des paramètres le constituant. De plus, lors du fonctionnement ces paramètres seront 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, et jusqu'à 100% dans le cas de l'inertie [12].

Il est donc nécessaire d'étudier l'influence des variations des paramètres constituant le moteur sur les performances de la commande afin d'évaluer la robustesse de la GPC vis-à-vis des variations du modèle.

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 sont de 25% ensuite 50% pour les résistances R_r et R_s , tandis que l'inertie varie de 50% puis de 100% .

Il est simulé un démarrage à vide avec une consigne de 1500 tr/mn et une variation de la charge allant de 0 à 1.6 Nm en régime permanent.

Nous avons relevé les courbes de la vitesse Ω , des tensions de commande U_d et U_q ainsi que les courants i_{sd} et i_{sq} .

a - Variation de la résistance statorique R_s :

Lors du fonctionnement de la machine, la valeur de la résistance statorique R_s varie à cause de l'échauffement de la machine, cette variation peut atteindre 50% de la valeur de cette résistance.

Nous avons, donc effectué des essais de simulation en la faisant augmenter de 25% (figure IV.10-a), puis de 50% (figure IV.10-b).

les résultats obtenus montrent que les variations de la résistances R_s , ont une influence négligeable sur les performances du système. En effet, on remarque une légère lenteur dans la réponse en vitesse lors d'un changement de consigne tandis que les réponses sont identiques lors de la variation de perturbation.

b - Variation de la résistance rotorique R_r :

On procède de la même manière que précédemment, R_r est augmentée de 25% puis de 50%.

Les résultats obtenus (figure IV.11-a) et (figure IV.11-b) sont pratiquement les mêmes que ceux obtenus lors de la variation de R_s , mis à part une légère perte de vitesse lors de l'application de la charge.

c - Variation simultanée de R_s et R_r :

Dans ce cas nous augmentons, à la fois, R_s et R_r de 50%. La figure (IV.12) montre que les écarts entre les courbes deviennent plus importants.

En effet, la courbe de la réponse en vitesse montre que le système est devenu plus lent et présente un léger dépassement lors d'un changement de consigne, plus une perte de vitesse lors de l'application de la charge. On remarque aussi que la valeur du courant de démarrage a été réduite pratiquement à la moitié.

d - Variation de l'inertie J :

La variation de l'inertie de la machine peut atteindre 100% de sa valeur à cause des perturbations de charge. On fait donc augmenter J de 50% puis de 100% .

Pour ce cas , l'écart entre les courbes devient plus important. En effet, on voit que la réponse en vitesse devient plus lente et le régime transitoire du courant i_{sq} augmente (figures (IV.13-a) et (IV.13-b)).

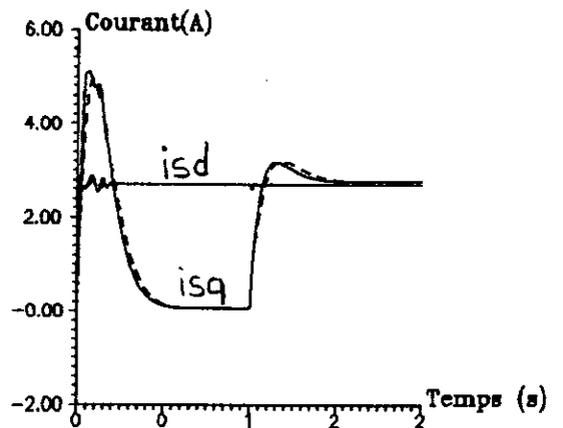
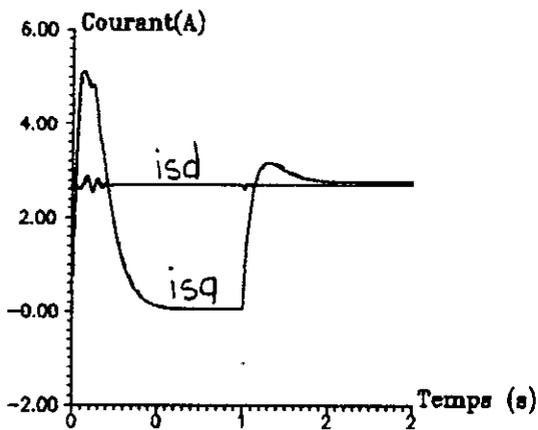
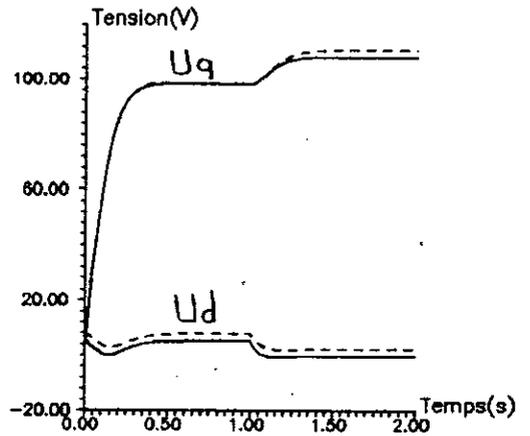
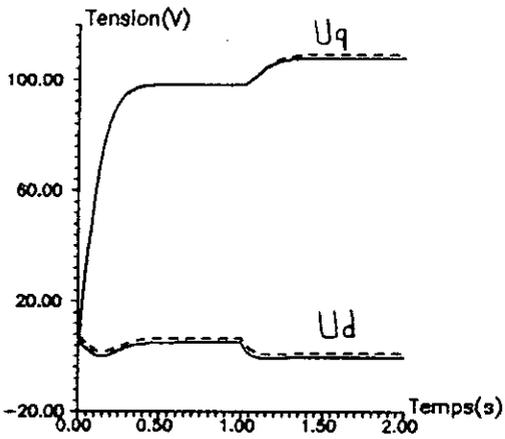
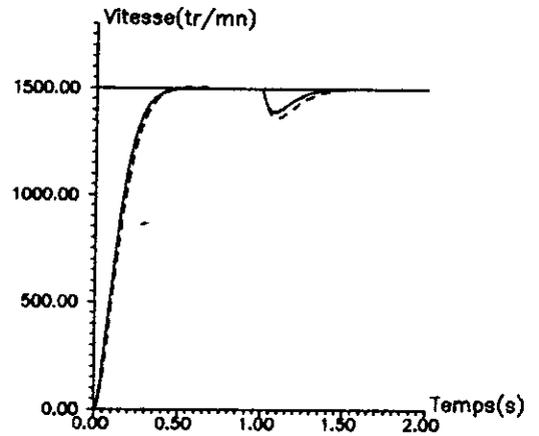
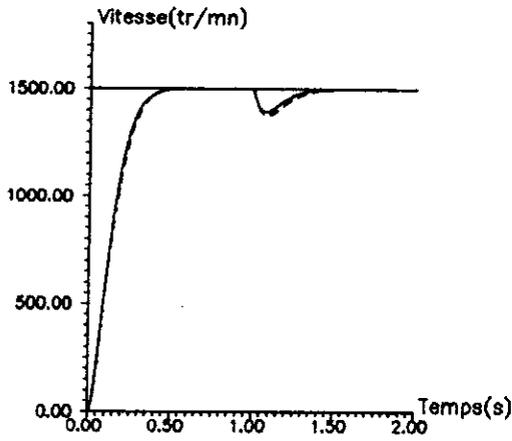


Figure IV-10.a:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 25% de R_s .

Figure IV-10.b:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 50% de R_s .

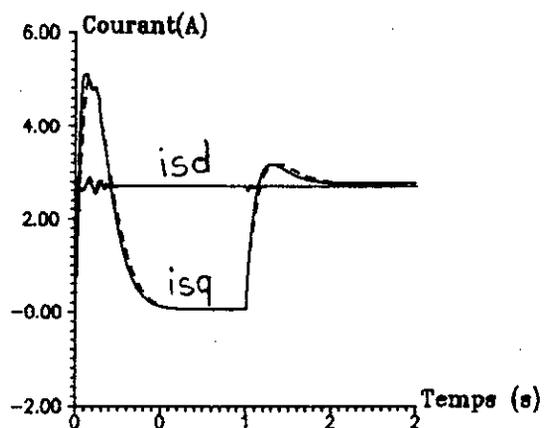
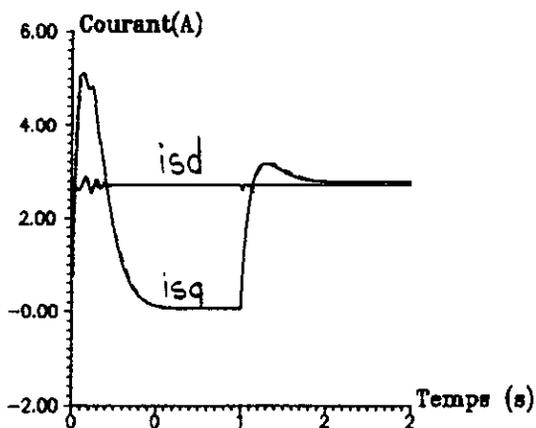
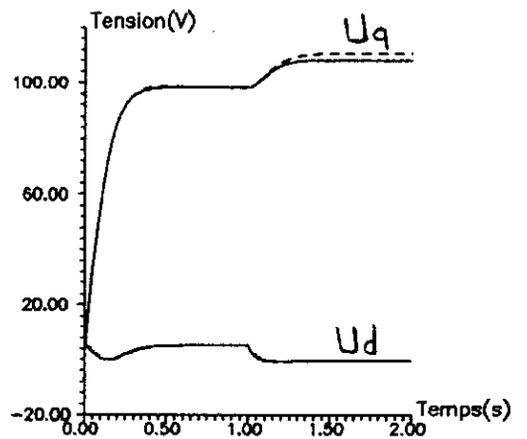
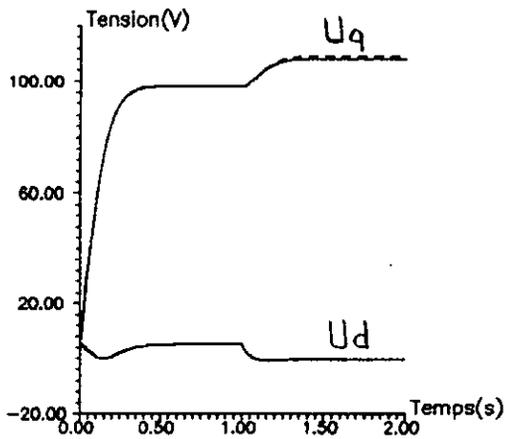
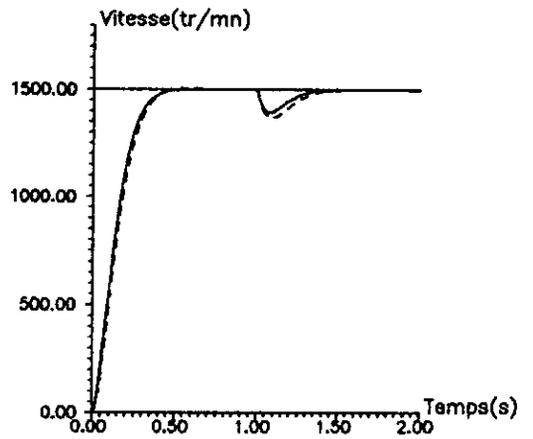
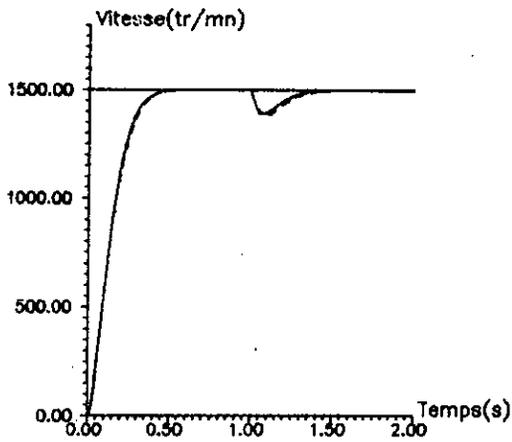


Figure IV-11.a:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 25% de R_r .

Figure IV-11.b:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 50% de R_r .

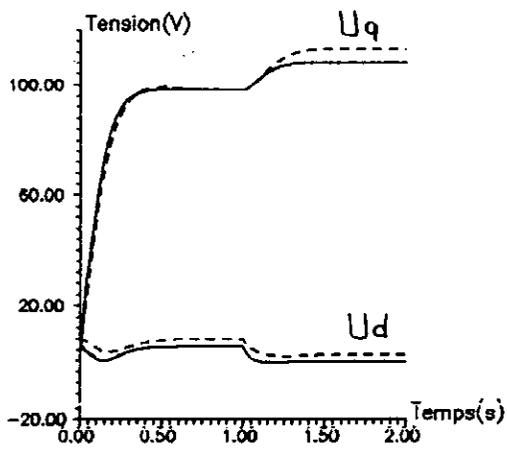
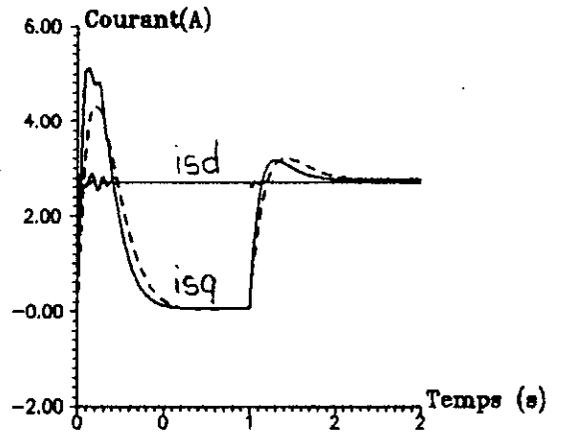
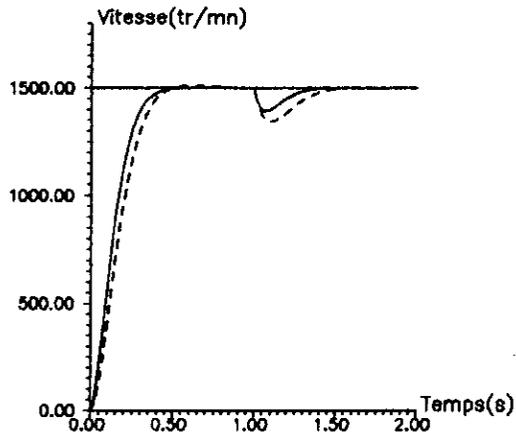


Figure IV-12:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 50% de R_s et 50% de R_r .

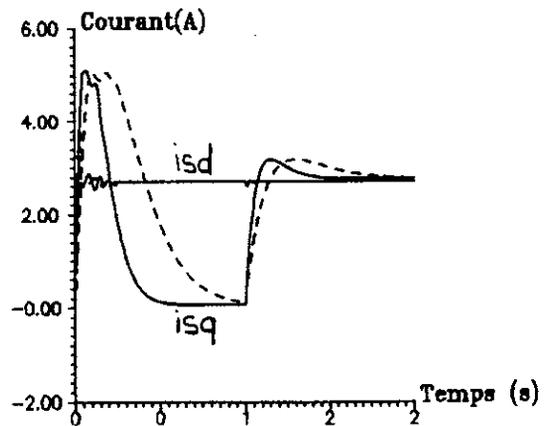
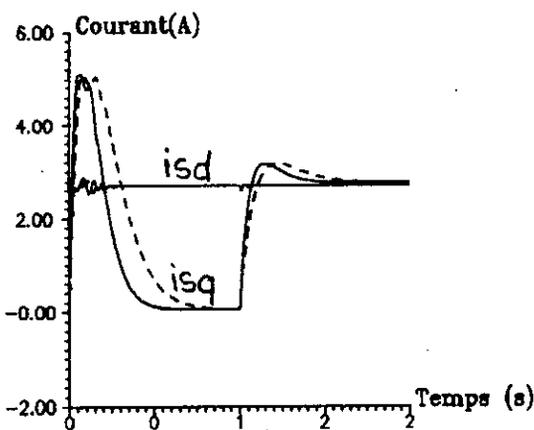
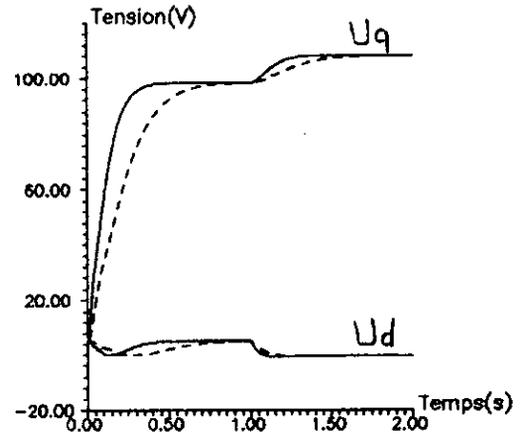
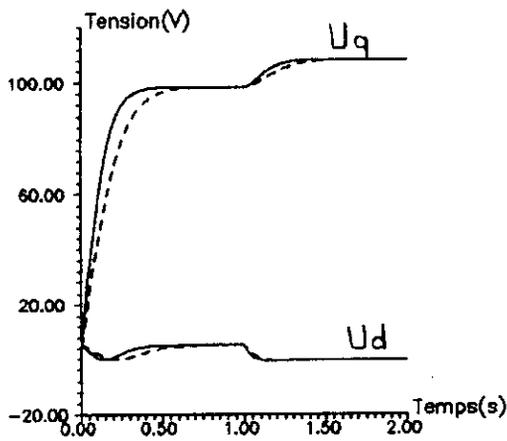
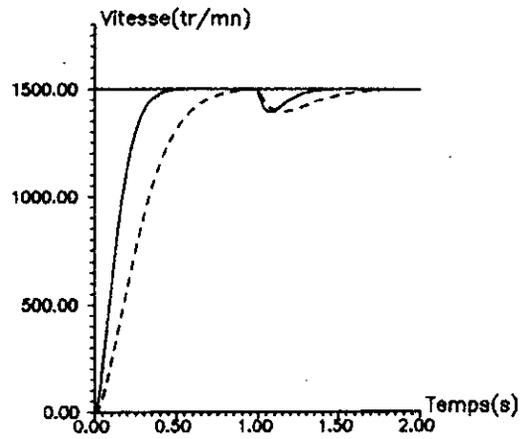
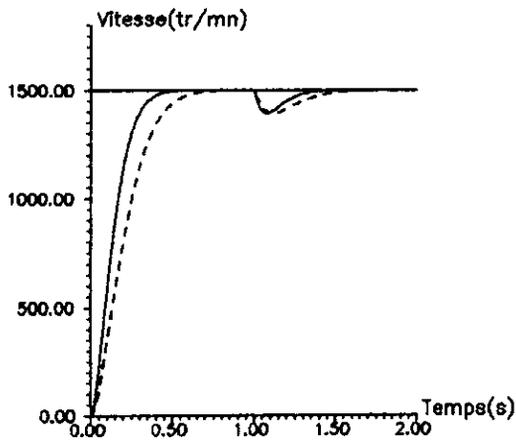


Figure IV-13.a:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 50% de J.

Figure IV-13.b:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 100% de J.

Chapitre V

**COMMANDE PAR
UN REGULATEUR
*PI – discret***

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 classique qui reste très utilisée dans la pratique [9], malgré ses limites, et cela grâce à sa simplicité et son faible coût. Ainsi, nous allons nous intéresser à la commande par un régulateur PI-discret.

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

V.1 - Structure de réglage par un régulateur PI-discret.

Comme l'illustre la figure (V.1), le régulateur analogique de type PI contient deux voies (une voie proportionnelle, et une voie intégrale) qui traitent l'erreur entre la consigne et la sortie.

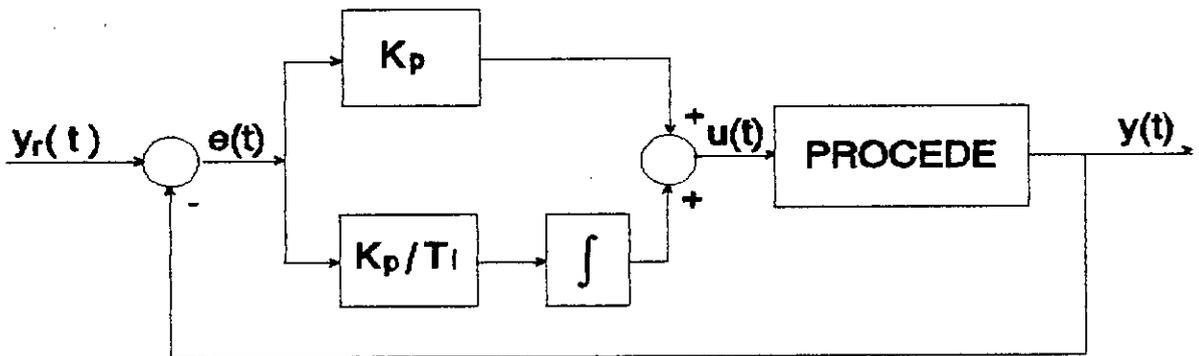


Figure V.1: Schéma d'une régulation de type PI.

l'équation du régulateur PI est fournie par [9] :

$$U_c = K_p (y_r - y) + \frac{K_p}{T_i} \int_{t_0}^t (y_r - y) d\tau + U_{c0} \quad (V.1)$$

Dans le cas discret, le régulateur est numérique, et les seules opérations qu'il peut faire sont l'addition, la multiplication, la mémorisation et le décalage.

La discrétisation de l'équation (V.1) fournit :

$$U_c(t) = K_p [y_r(t) - y(t)] + K_p \frac{S(t)}{T_i} \quad (V.2)$$

avec :

$$S(t) = S(t-1) + T_e [y_r(t) - y(t)] \quad (V.3)$$

La fonction de transfert du régulateur obtenu à partir des équation (V-2) et (V-3), est donc :

$$C(z) = K_p \frac{z - (T_i - T_e)/T_i}{z - 1} \quad (V.4)$$

V.2 - Dimensionnement du régulateur :

La fonction de transfert échantillonnée du système à réguler, est obtenue à partir de l'équation (III.2) en remplaçant l'opérateur de décalage q^{-1} par la variable complexe z^{-1} , soit :

$$G_0(z) = \frac{0.01039z + 0.00842}{z^2 - 1.5215z + 0.53326} \quad (V.5)$$

ou bien :

$$G_0(z) = \frac{0.01039z + 0.00842}{(z - 0.974)(z - 0.5475)} \quad (V.6)$$

Comme le montre l'équation (V.4), dimensionner un régulateur PI revient à calculer les paramètres K_p et T_i , cela sera fait en compensant le pôle dominant de $G_0(z)$ et en imposant une dynamique de boucle fermée.

La fonction de transfert de la boucle ouverte du système + régulateur est:

$$G_{0c}(z) = C(z) \cdot G_0(z) = K_p \frac{z - (T_i - T_e)/T_i}{z - 1} \cdot \frac{0.01039z + 0.00842}{(z - 0.974)(z - 0.5475)}$$

en compensant le pôle dominant $z_d = 0.974$ par $(T_i - T_e)/T_i$, on obtient :

$$\frac{T_i - T_e}{T_i} = z_d \quad \Rightarrow \quad T_i = \frac{T_e}{1 - z_d} = 0.039$$

par conséquent :

$$G_{0c}(z) = K_p \frac{0.01039z + 0.00842}{(z - 1)(z - 0.5475)} \quad (V.7)$$

l'équation caractéristique de la boucle fermée, sera donc :

$$P(z) = 1 + G_{0c}(z) = 0$$

d'où :

$$P(z) = z^2 - (1 + K_p - K_p b_1) z + (0.5475 + K_p b_2) = 0 \quad (V.8)$$

Pour le calcul du coefficient de proportionnalité K_p , on exige que notre système se comporte comme un système du second ordre dont on impose la dynamique.

On choisira donc, un coefficient d'amortissement $\xi = 0,9$ (un dépassement n'est donc pas toléré).

L'équation caractéristique représente la dynamique désirée en boucle fermée est donnée par :

$$P^*(z) = z^2 + a_1^* z + a_2^* \quad (V.9)$$

avec :

$$a_1^* = -2\alpha\beta$$

$$a_2^* = \alpha^2$$

où :

$$\alpha = \exp(-\xi\omega_0 T_e)$$

$$\beta = \cos(\omega_n T_e)$$

$$\omega_n = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}$$

En comparant les deux équations, données par (V-8) et (V-9) membre à membre, on détermine le coefficient de proportionnalité K_p . On trouve :

$$K_p = 0.08$$

V.3 - Simulations.

V.3.1 - Modèle simplifié.

Les simulations sont réalisées, pour une première étape, sur le modèle

simplifié du moteur asynchrone; les paramètres du moteur utilisé sont ceux donnés en Annexe B.

Il est simulé un démarrage à vide avec variation de la charge (Figure V-2), un démarrage en charge avec variation de la charge (Figure V.3), et enfin il est montré le comportement des grandeurs caractéristiques de ce modèle lors de changements brusques de la consigne (Figure V.3-b).

Les résultats de simulation montrent que le système répond bien. En effet, la réponse en vitesse atteint rapidement la consigne avec un temps de réponse de l'ordre de 0.3s, et les effets de la variation de la charge sont rapidement pris en charge.

V.3.2 - Modèle complet.

Les simulations sont, maintenant, réalisées sur le modèle complet. Nous résolvons par la méthode de Runge-Kutta du 4ème ordre, le système d'équations différentielles (II.13) et (II.14) régissant le fonctionnement de la machine à laquelle sont appliquées les tensions U_d et U_q obtenues respectivement par la commande vectorielle et le régulateur PI-discret.

Il est simulé un démarrage à vide puis un démarrage en charge avec variation de la charge dans les deux cas (FigureV.4 et FigureV.5).

Les résultats de simulation montrent que le système répond rapidement avec un temps de réponse de l'ordre de 0.3s (donc une bonne poursuite); et les effets des perturbations sont rapidement atténués (une bonne régulation). Par ailleurs, on remarque que là aussi une limitation du courant est nécessaire, celle-ci est réalisée de la même manière que précédemment (équation (IV.1)).

A la limitation (IV.1) doit être associé un système d'anti-windup afin d'éviter un dépassement dû au fait que l'intégrateur continuerait à sommer une erreur qui ne correspond plus à la tension de commande.

En effet, si $e(t)$ est l'écart entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée.

$$e(t) = y_r(t) - y(t)$$

et si $e^*(t)$ correspond à l'erreur de vitesse qui aurait produit la tension de sortie du régulateur obtenue après le limiteur, il faut soustraire du sommateur $S(t)$ (équation V-3) la valeur [9] :

$$e(t) - e^*(t) = \frac{T_e T_i}{K_p [T_e + T_i]} [U(t) - U(t)_{\text{tronquée}}] \quad (\text{V.10})$$

Ainsi, il est simulé un démarrage en charge puis à vide du moteur asynchrone avec variation de la charge (FigureV.6 et figureV.7).

V.4 - Etude de la robustesse.

Dans ce chapitre nous procédons de la même manière que pour la GPC. Il est effectué une variation de 25% puis de 50% des résistances statorique R_s et rotorique R_r , et des variations de 50% puis de 100% de l'inertie J .

Les résultats de simulations sont montrés sur les figures (V.8-a) jusqu'à (V.11-b).

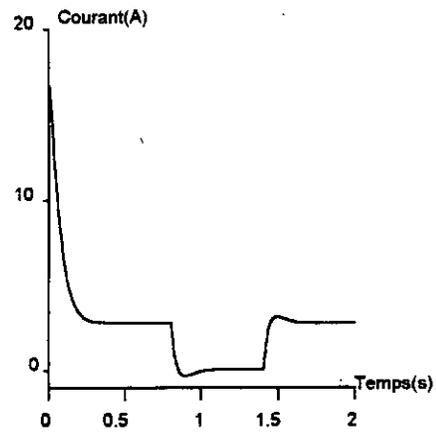
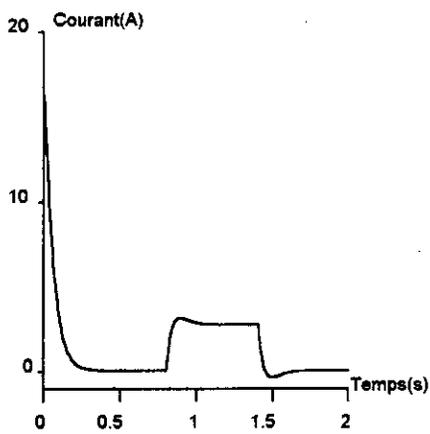
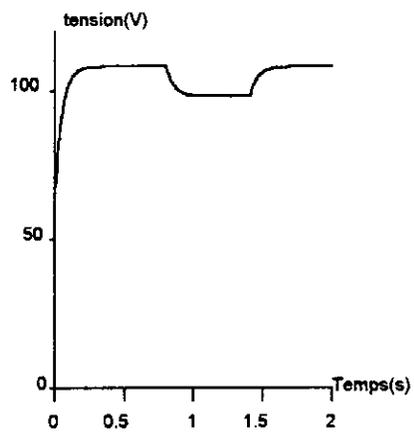
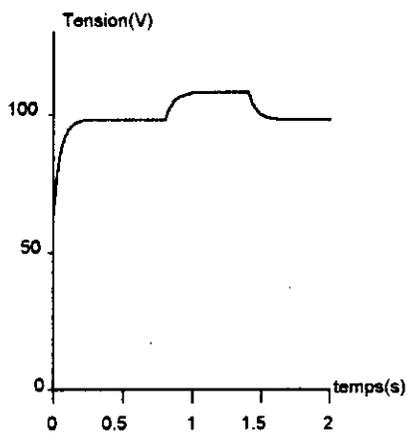
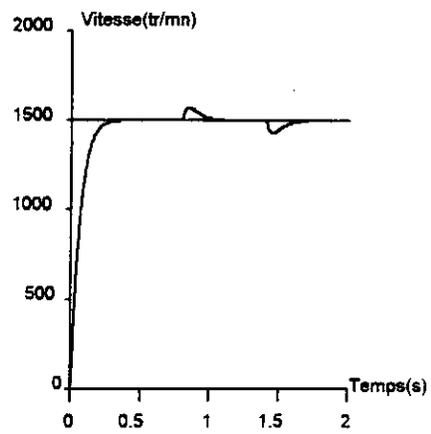
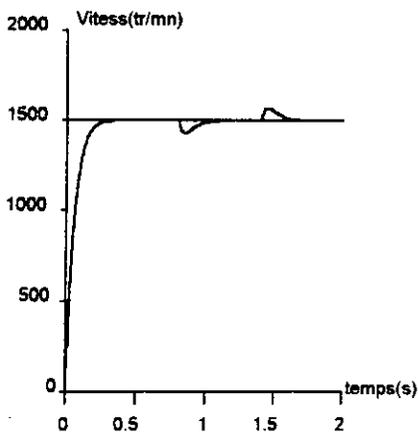


Figure V-2: Réponse du modèle simplifié du MAS lors d'un démarrage à vide.

Figure V-3: Réponse du modèle simplifié du MAS lors d'un démarrage en charge.

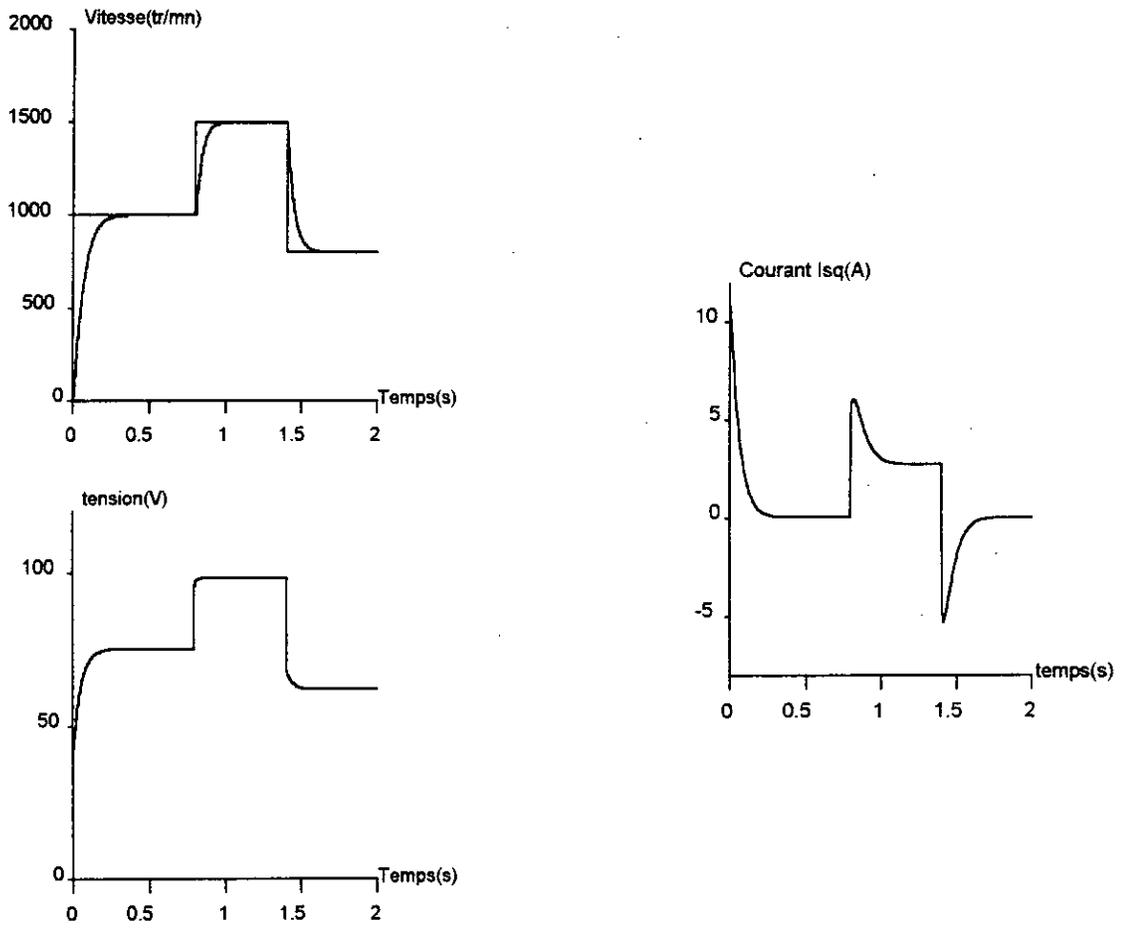


FIGURE V-3: Réponse du modèle simplifié du MAS lors de changements de consigne.

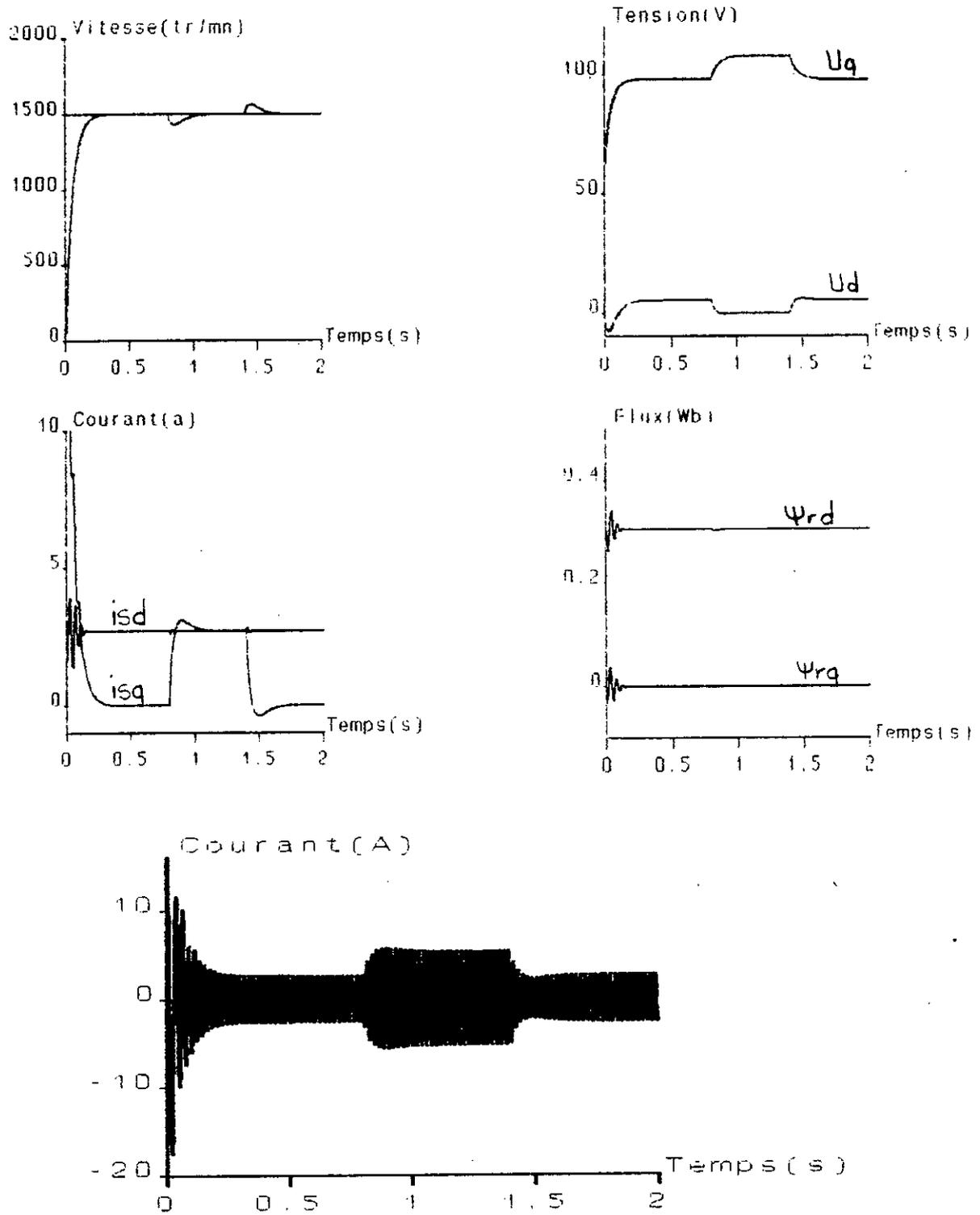


FIGURE V-4: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors d'un démarrage à vide.

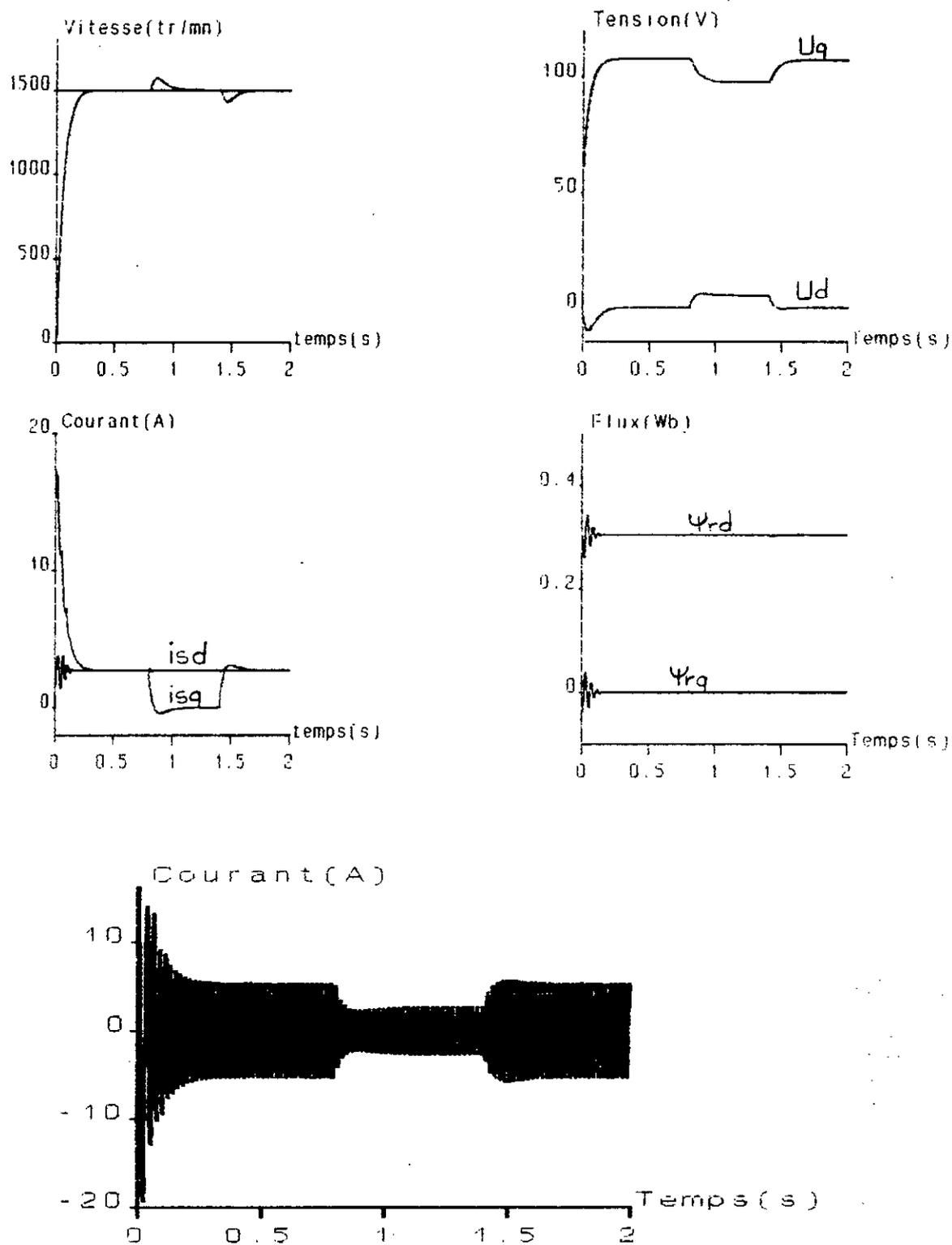


FIGURE V-5: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors d'un démarrage en charge.

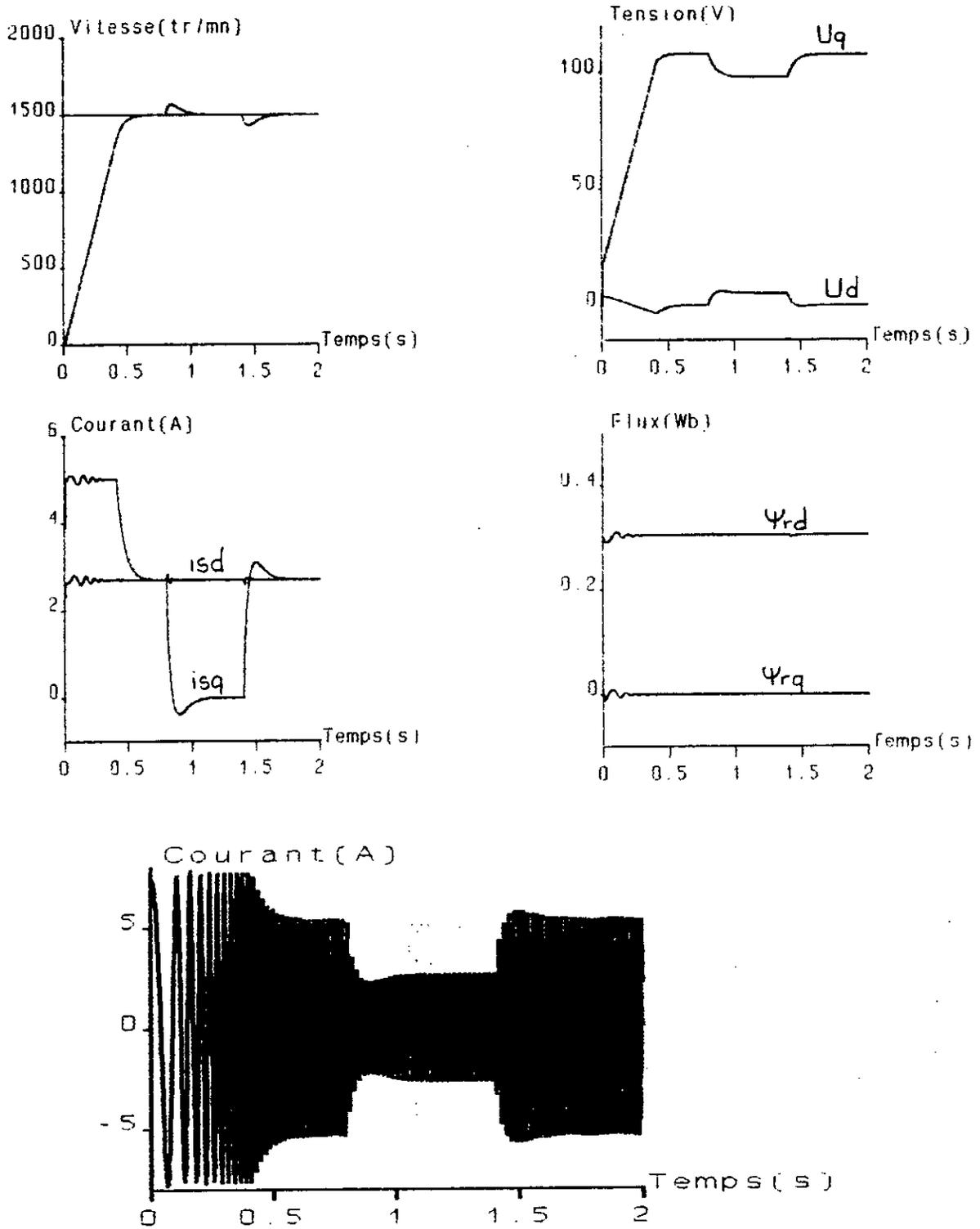


FIGURE V-6: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors d'un démarrage en charge avec limitation du courant.

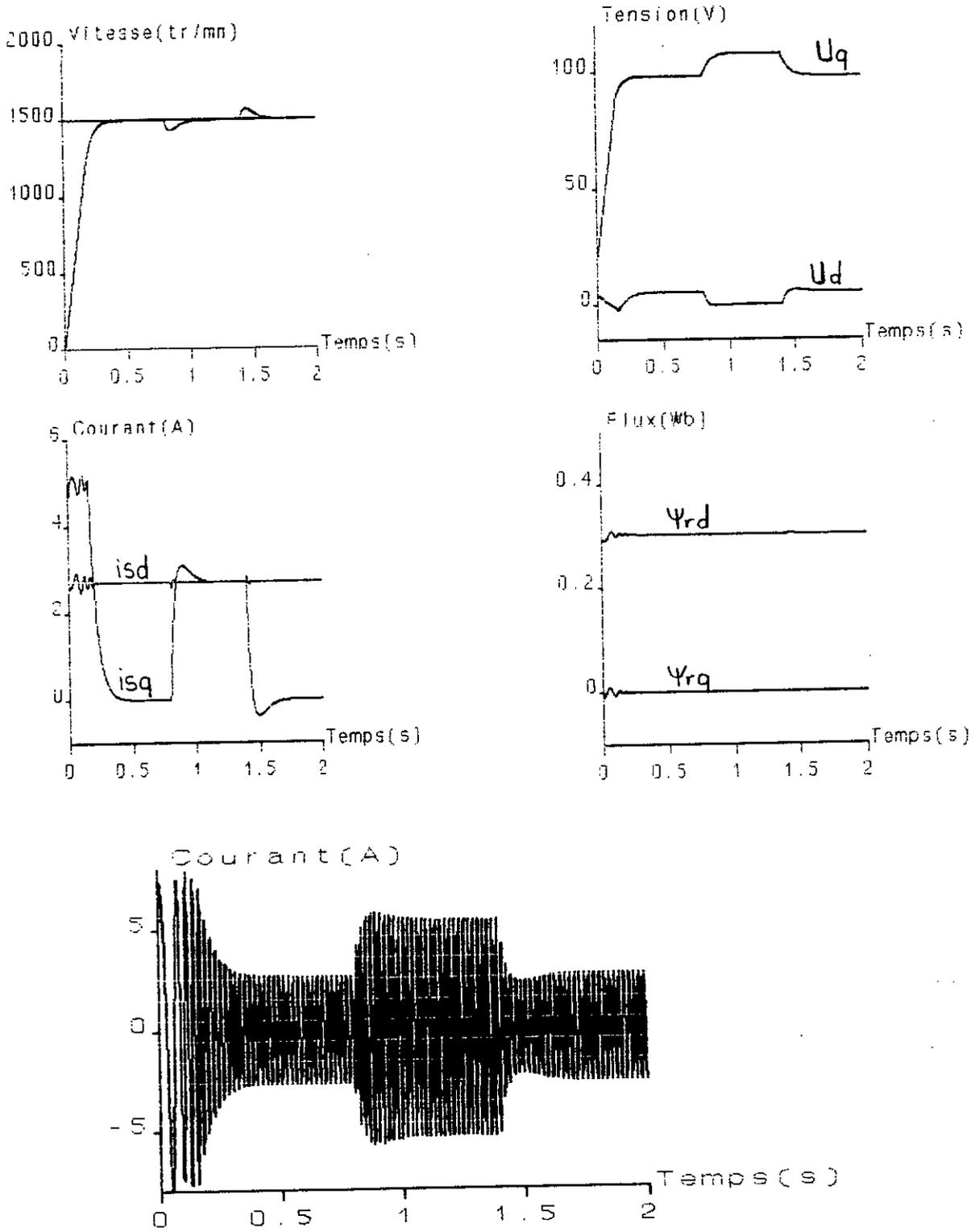


FIGURE V-7: Comportement des grandeurs caractéristiques du MAS lors d'un démarrage à vide avec limitation du courant.

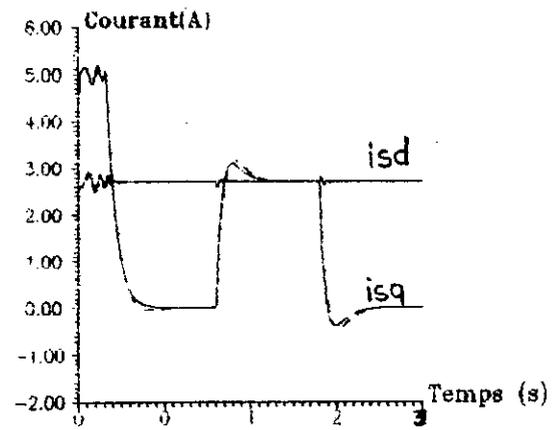
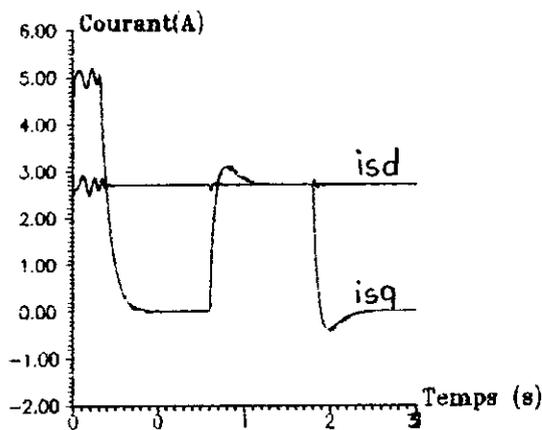
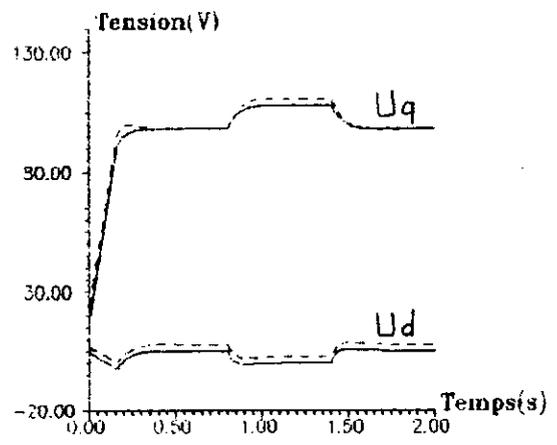
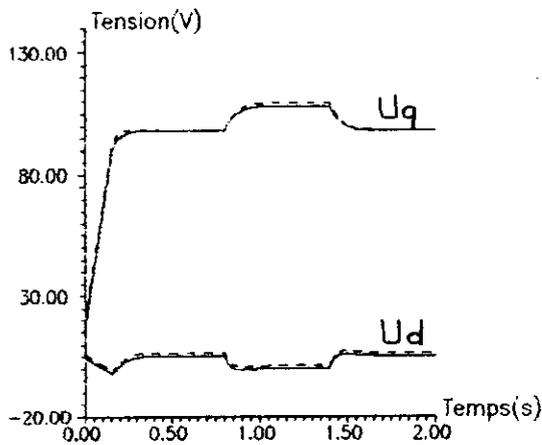
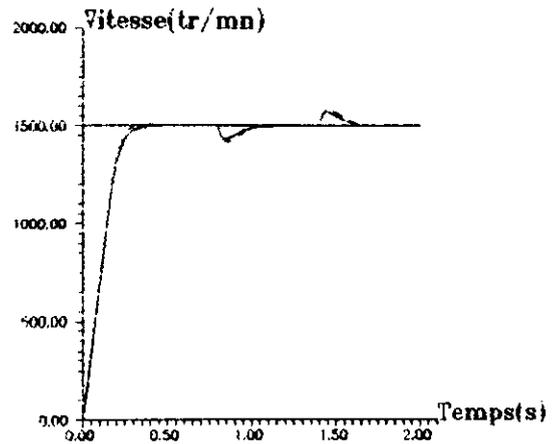
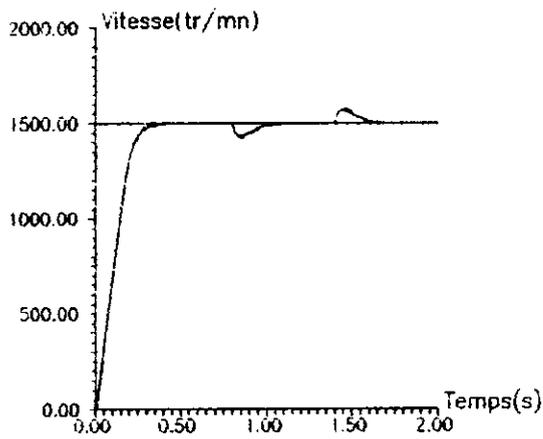


FIGURE V-8.a:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle
 de 25% de R_s .

FIGURE V-8.b:
 — sans variation du modèle
 - - - avec variation du modèle
 de 50% de R_s .

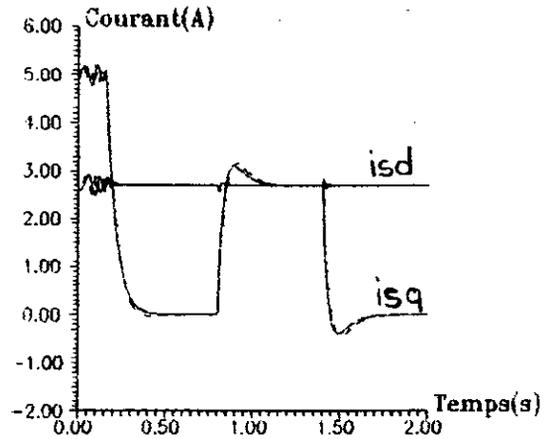
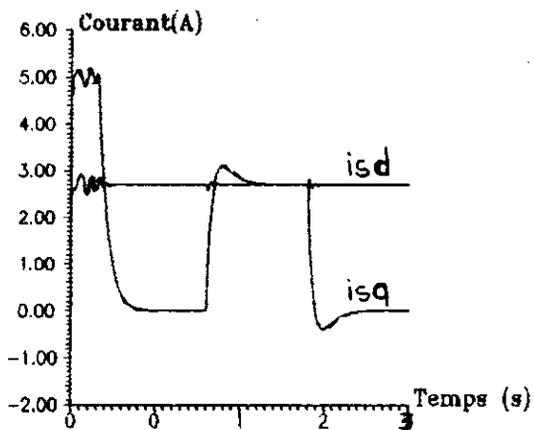
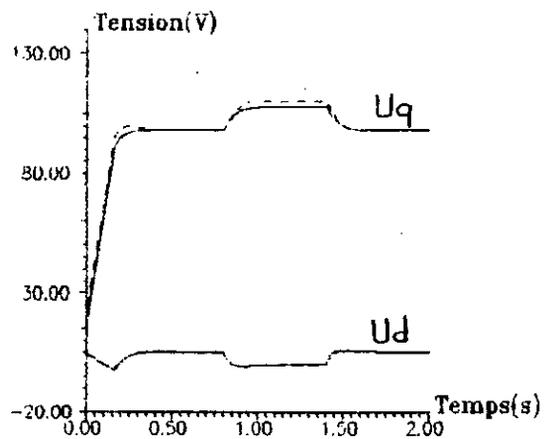
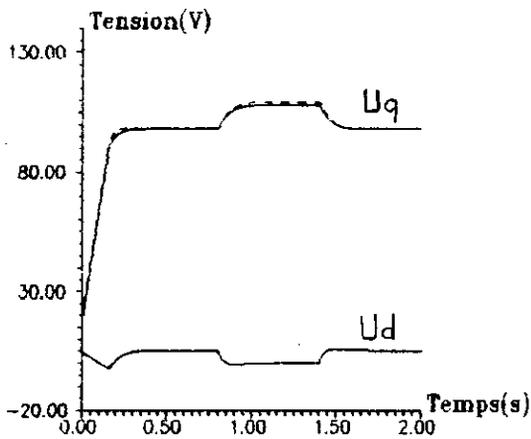
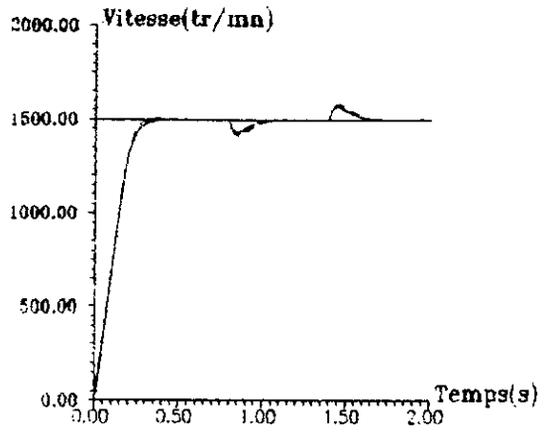
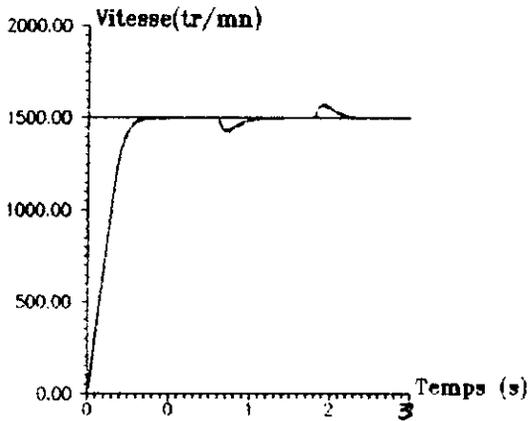


FIGURE V-9.a:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle
 de 25% de R_r .

FIGURE V-9.b:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle
 de 50% de R_r .

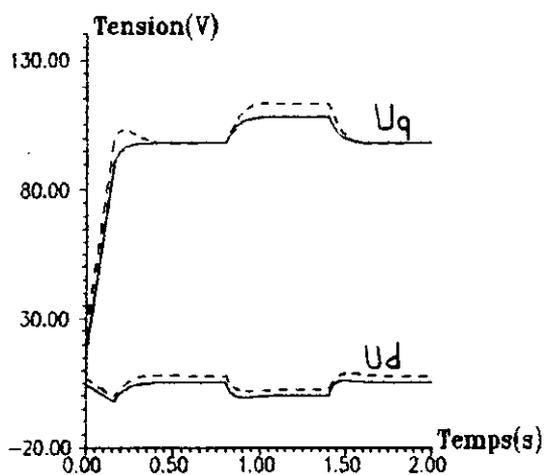
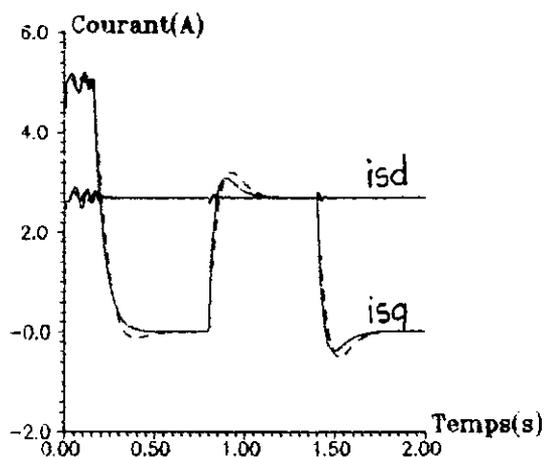
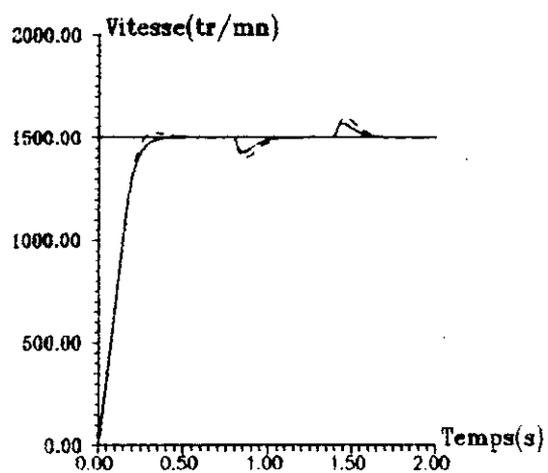


Figure V-10:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle
 de 50% de R_s et 50% de R_r .

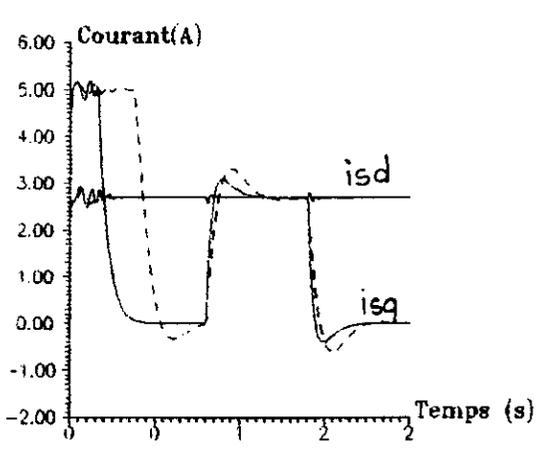
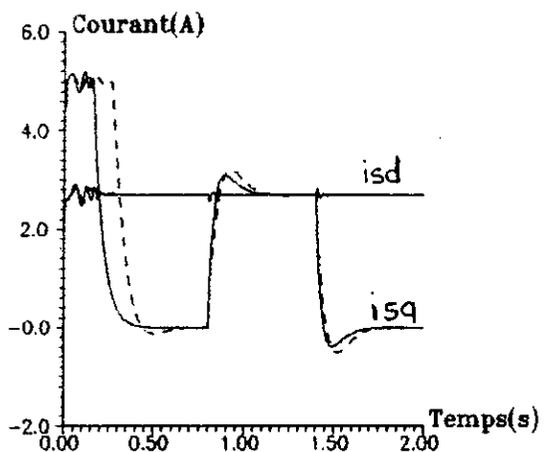
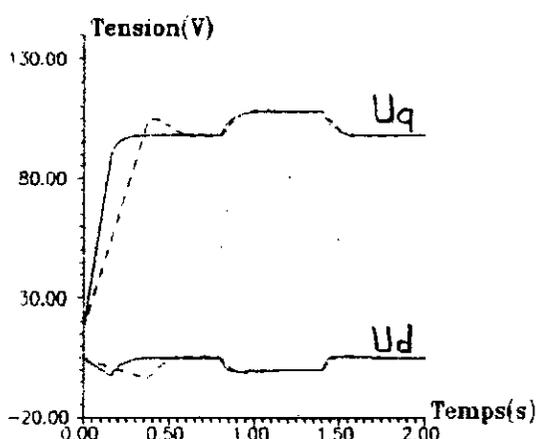
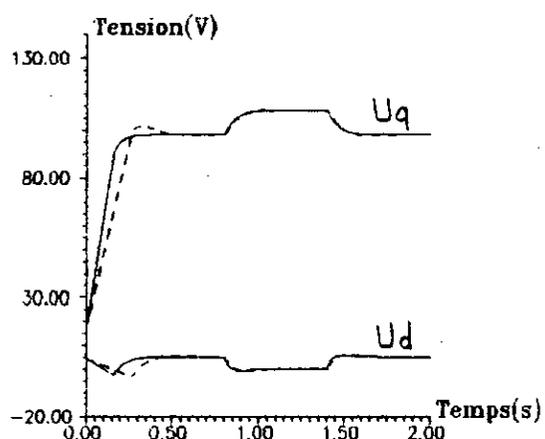
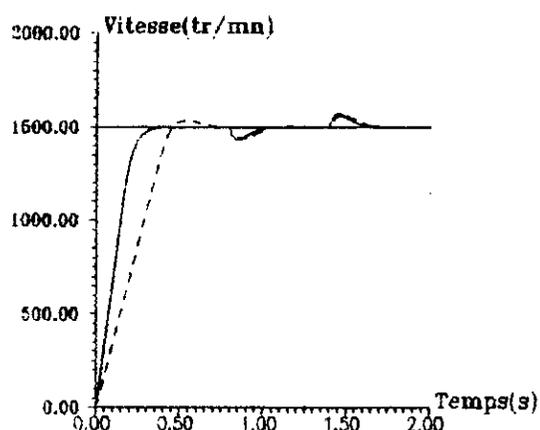
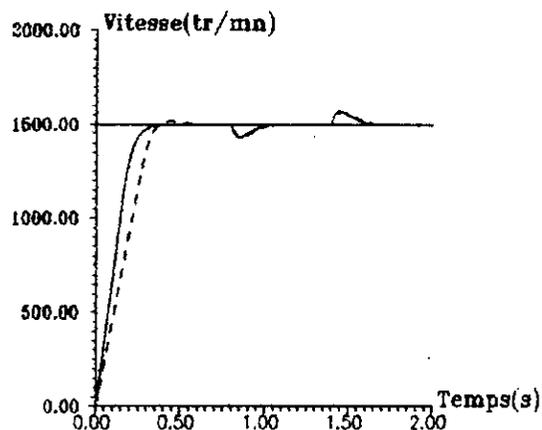


Figure V-11.a:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 50% de J.

Figure V-11.b:
 — sans variation du modèle.
 - - - avec variation du modèle de 100% de J.

V.5 - Comparaison entre les deux méthodes.

Les résultats obtenus lors de l'application de la commande par un régulateur PI-discret, montrent que celle-ci donne d'assez bonnes performances pour cet actionneur asynchrone, qui en fait est un système stable et à phase minimale.

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 références. La vitesse, ainsi que les courants, 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 influencée par les variations des paramètres de la machine. En effet, ces variations ralentissent légèrement les réponses du système, mais un bon fonctionnement de la machine est maintenu.

Le but de cette partie est d'essayer de faire une comparaison entre la technique de la commande prédictive généralisée, et celle d'une régulation classique utilisant un régulateur PI-discret.

Il faut noter, que le programme élaboré pour la simulation de la GPC ne nous permettait pas de prendre des valeurs du paramètre $N2$ très grandes, car en augmentant $N2$, l'horizon de prédiction augmente donc le volume de calcul devient plus important et cela demanderait une capacité de calcul plus grande.

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 par PI-discret contre un courant i_{sq} de loin moins élevé au démarrage en commande par GPC (figures (IV.7) et (V.5)).

Après introduction du dispositif de limitation du courant, les résultats des deux commandes présentent les mêmes performances, avec dans ce cas aussi des réponses légèrement plus rapides dans la commande par PI-discret (figures (IV.9) et (V.6)). 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 pratiquement du même ordre.

b- Comparaison du point de vue implémentation.

La commande classique par un régulateur PI-discret est beaucoup plus simple et beaucoup plus facile à mettre en oeuvre que la commande prédictive généralisée. Cependant, l'application du régulateur PI exige du système qu'il soit stable en boucle ouverte, du moment qu'il compense le pôle dominant, donc il ne peut pas stabiliser des systèmes possédant des pôles à partie réelle supérieur à 1, contrairement à la commande par la GPC qui n'exige pas des restrictions sur les polynômes $A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$, donc peut être appliquée à n'importe quel système [11].

De plus, dans le cas de la GPC, on peut trouver plusieurs jeux de paramètres de commande qui permettent d'avoir de bonnes performances du réglage, pour un même système contrairement au régulateur PI, dont les paramètres de commande sont spécifiés de manière unique.

CONCLUSIONS

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés à étudier, par la simulation, la commande prédictive généralisée appliquée au moteur 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 une limitation sur le courant; nous avons aussi étudié la robustesse de la commande lors des variations des paramètres du moteur. Enfin, nous avons étudié la commande par un PI- discret, qui est une technique classique, dans le but de comparer avec les résultats obtenus par la GPC.

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 connaissances à 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 la suppression de la charge.

L'essentiel du travail a été d'appliquer la loi de la 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 paramètre choisi dans la troisième partie pour démarrer les essais de simulation, mais nous avons remarqué que ces paramètres n'ont pas donné d'aussi bons résultats que pour le modèle simplifié. En effet, le courant de démarrage atteint une assez grande valeur, ce qui doit être évité, tandis que la réponse en vitesse n'est pas aussi rapide et présente un dépassement assez important. Ce qui a nécessité une autre recherche des paramètres pour améliorer ces performances. Nous avons pu obtenir de bonnes performances, toutefois le courant est resté grand dans la machine, d'où la nécessité 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 la valeur, du courant, mais elle a énormément ralenti la réponse en vitesse. Nous avons alors opté pour une autre alternative qui est l'introduction d'une contrainte sur la commande. 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 variations et avec variations, toutefois, elle restent satisfaisantes d'où, nous pouvons conclure que la commande prédictive généralisée est robuste aux variations de ce modèle.

L'application de la commande par un régulateur PI- discret a donné d'assez bons résultats, et cela était prévisible du moment que le moteur est stable en boucle ouverte. Ces résultats sont pratiquement les mêmes que ceux obtenus lors de l'application de la GPC, sauf pour le courant qui est beaucoup plus important dans le cas de l'application du régulateur PI . Les paramètres du régulateur sont déterminés en compensant le pôle dominant du système, et en spécifiant les performances désirées de la boucle fermée. Cette commande appliquée au modèle complet de l'actionneur asynchrone a donné de bons résultats. 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 des paramètres. Cette étude a montré que la commande par un régulateur PI- discret 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 réside dans le fait qu'elle ne fait pas de restriction sur le système à commander, contrairement au régulateur PI- discret qui ne peut être appliqué que pour les systèmes stables.

ANNEXES

t	temps discret
q^{-1}	Opérateur retard : $q^{-1} x(t) = x(t-1)$
T_e	Période d'échantillonnage
n_x	Degré du polynôme x
x_i	polynôme fonction de i
$(\hat{\cdot})$	Variable prédite
$(\cdot)^T$	Opérateur transpose
Δ	Opérateur de différence : $\Delta = 1 - q^{-1}$
J	Fonction du critère
$E[\cdot]$	Opérateur d'espérance
$d(\cdot)/dt$	Opérateur de dérivée par rapport au temps
$\text{deg}(\cdot)$	Degrés de la variable

Paramètres du modèle :

A, B, C	Polynômes décrivant le processus
$y(t)$	Sortie du processus à l'instant t
$u(t)$	Entrée du processus à l'instant t
$X(t)$	Signal regroupant les perturbations
$\xi(t)$	Perturbation de moyenne nulle

Paramètres du régulateur :

N_1	Horizon minimum de prédiction
N_2	Horizon maximum de prédiction
N_u	Horizon de commande
λ	Coefficient de pondération
E_j, F_j, G_j	Polynômes du régulateur
G, G_1	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
R, S, T	Polynômes du régulateur

Paramètres du moteur :

$U_{x,s,r}$	Tension de phase stator, rotor
$I_{x,s,r}$	Courant de phase x stator, rotor
$\Phi_{x,s,r}$	Flux de phase x stator, rotor
$L_{x,s,r}$	Inductance de phase x stator, rotor
$M_{x,s,r}$	Inductance mutuelle entre phase 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 statarique, rotorique d'axe d,q
$\Phi_{s,r,d,q}$	Flux statorique, rotorique d'axe d,q
$R_{s,r}$	Résistance statorique, rotorique
$L_{s,r}$	Inductance statorique, rotorique
M	Inductance mutuelle
σ	Coéfficient de dispersion
$\tau_{s,r}$	Constante de temps du stator, rotor
ω_s	Fréquence rad/s
ω_m	vitesse du rotor en rad/s
Ω	vitesse du rotor en tr/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

Caractéristiques du moteur asynchrone utilisé :

$$U_n = 110 \text{ V}$$

$$P_n = 0.25 \text{ Kw}$$

$$W_n = 1500 \text{ tr/mn}$$

$$p = 2$$

$$R_s = 1.923 \ \Omega$$

$$R_r = 1.739 \ \Omega$$

$$L_s = 0.1157 \text{ H}$$

$$L_r = 0.1154 \text{ H}$$

$$M = 0.1126 \text{ H}$$

$$J = 4 \cdot 10^{-3} \text{ Kgm}^2$$

$$K = 2.5 \cdot 10^{-4} \text{ Nms}$$

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ARTICLES :

- [1] Albertos P., Ortega R.
" On generalized predictive control : Two alternative Formulation."
Automatica Vol. 25, No.5 pp. 753-755, 1989.
- [2] Clarcke D.W., Mohtadi C., Tuffs P.S.
" Genaralized predictive control : part I. The basic algorithm. part II -
Extension and unter prestations." Automatica. Vol.23 No.2,pp.137-160, 1987.
- [3] Clarcke D.W.
" Application of generalized predictive control to industrial processus."
IEEE. Control systems magazine. Avril, 1988.
- [4] Demircioglu H. , Gawthrop P.J.
" Continuous time generalized predictive control (CGPC). "
Automatica Vol. 27, No.1, pp. 55-73, 1991.
- [5] Dumur D., Boucher P.
" Predictive control application in the tool field."
- [6] Gorez R., Wertz V. , Zhu Kuan-Yi
" On generalized Predictive Control Algorithm."
System and control letters. pp. 369-377, 1987.
- [7] Linkens D.A., Mahfouf M.
" Generalized Predictive Control (GPC) Clinical Anaesthesia."

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[8] Peterka V.

" Predictor-based self-tuning control."
Automatica Vol.20, No.1, pp.39-50, 1984.

[9] Robyns B.

" Commande numérique des moteurs synchrone et asynchrone."
Seminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable.
RABAT. Avril, 1992.

[10] Wook Hyun Kwon, HanHong Choi, Dae Gyn Byun

" Recursive Solution of Generalized, Predictive Control and its Equivalence
to Receding Horizon Tracking Control."
Automatica Vol.28, No.6, pp. 1235-1238, 1992.

THESES :

[11] Bali N.

" Etude des performances de la commande prédictive généralisée.
Applications aux robots PUMA et SCARA." Thèse de Magister, ENP 1994.

[12] Benmilond F.

" Simulation de la commande prédictive généralisée d'un actionneur
asynchrone." Thèse de Magister, ENP 1994.

[13] MAHMOUDI

" Variateurs de vitesse à moteur asynchrone: leurs simulations et
synthèses sur leurs performance." Thèse de Magister, ENP 1986.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

OUVRAGES :

- [14] Aström K.J. and Wittenmark. B.
" Computer Controlled Systems." Prentice Hall International. Editions, 1984.
- [15] Barret P.
" Regimes transitoires des machines tournantes électriques. "
Editions Eyrolles, 1982.
- [16] Bose B.K.
" Power Electronics and AC drivers. " Prentice Hall, 1986.
- [17] Landau I,D et Dugart L
" Commande Adaptative, Aspects Pratiques et Théoriques."
Editions Masson, 1986.
- [18] Landau I.D.
" Identification et commande des systèmes." 2ème édition, Hermès
Paris,1993.
- [19] Najim K., Muraret G.
" Optimisation et commande en génie des procédés. " Edition Masson, 1987.