

وزارة التربية الوطنية
MINISTÈRE DE L'ÉDUCATION NATIONALE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Commande predictive generalisee
appliquee a une machine synchrone
autopilotée alimentée en courant.*

Proposé par :

MS. BOUCHERIT
L. NEZLI

Etudié par :

A. HAMIMI
Z. YAHMI

Dirigé par

M.S. BOUCHERIT
L. NEZLI

PROMOTION
1994

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

A MES PARENTS

ZAHIA

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

A la Mémoire de ma Grand - Mère

A ma Mère et mon Père

A ma Soeur N'Fissa

A mes Frères Slimane et Mourad

A tous Ceux et Celles qui me sont Chers

Pour leur Éternel Amour

et

Inlassables Encouragements

AMINA

NOUS REMERCIONS

Mr M.S BOUCHERIT et Mr L. NEZLI, chargés de cours au Département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger pour avoir dirigé ce travail,

Mr R. ILLOUL, Mr A. NAAZI, Melle F. BENMILLOUD, Mr N.BALI, Mr L. GUENFAF, Mr A. BOUMEDIENE pour toutes les suggestions et les discussions enrichissantes dont ils nous ont faites bénéficier au cours de notre travail,

Mr L. SADAQUI, Chef du Département Support Technique à L'Entreprise Nationale des Systèmes Informatiques (E.N.S.I.), pour l'accueil qu'il nous a réservé, les moyens qu'il a mis à notre disposition et les encouragements qu'il nous a apportés. N'oublions pas, par la même occasion, d'adresser nos remerciements à Mr MEDJOUTI.

Samir, Fadila, Malika, Yasmina, Nassima, Rabéa, Wassila pour leur aide et leurs encouragements ainsi que l'ensemble du personnel du Département Support Technique de l'E.N.S.I.

Nous ne saurons omettre de témoigner notre éternelle reconnaissance à nos amis de la promotion d'automatique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, notamment Tarik, Zakaria, Djelloul, Yazid, M'hammed, Fatah qui ont veillé, dans une large mesure, à faire subsister un esprit de famille sans équivoque au sein de la promotion pendant toute la durée de nos études en spécialité.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I - COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

Introduction

I-1 Commande prédictive généralisée	1
I-2 Définition du modèle de processus	2
I-3 Calcul du prédicteur	3
I-4 Equations diophantiennes	5
I-5 Expression du critère sous forme analytique	7
I-6 La loi de commande	8

Conclusion

CHAPITRE II - MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE AUTOPILOTEE

Introduction

II-1 Description de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant (M.S.A)	13
II-2 Modélisation du système à régler	16
II-2-1 Modèle du redresseur	16
II-2-2 Modèle de la machine synchrone autopilotée	18
II-2-2-1 Modèle non-linéaire de la machine synchrone	18
II-3-2-2 Modèle simplifié de la machine synchrone autopilotée	22
a- Equations dynamiques	22
b- diagrammes fonctionnels	24

Conclusion

CHAPITRE III - APPLICATION DU REGLAGE CLASSIQUE AU MODELE SIMPLIFIE DE LA M.S.A

Introduction	27
III-1 La structure de réglage en cascade	27
III-2 Réglage numérique du courant	27
III-2-1 Choix de la période d'échantillonnage	27
III-2-2 Discrétisation de la fonction de transfert continue	28
III-2-3 Critère de l'amortissement relatif optimal	30
III-3 Réduction du système intermédiaire régulé	33
III-3-1 Réponse indicielle du système intermédiaire	34
III-3-2 Détermination de la constante de temps équivalente	35
III-4 Réglage numérique de la vitesse	36
III-4-1 Structure de réglage de la vitesse	36
III-4-2 Réponse indicielle du système global	37
III-5 Introduction de l'effet anti-wind up	39
Conclusion	

CHAPITRE IV - APPLICATION DU REGLAGE CLASSIQUE AU MODELE COMPLET DE LA M.S.A

Introduction	42
Simulation	42
Interprétations	42

CHAPITRE V - APPLICATION DE LA G.P.C AU MODELE SIMPLIFIE DE LA M.S.A

Introduction	50
Simulation	51
Interprétations	51

CONCLUSION GENERALE
 BIBLIOGRAPHIE
 ANNEXE

المدرسة الوطنية المتعددة الفتيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION

INTRODUCTION GENERALE

Le principe de la contre réaction est à la base de la commande depuis son avènement en tant que science. Son utilisation permet la stabilisation de processus instables en boucle ouverte ainsi que la conception de schémas capables d'assurer la stabilité et les performances du système commandé en présence des perturbations les plus variées.

Au départ les boucles de contre réaction contenaient des régulateurs standard simples et leur combinaison en cascade. Mais l'avènement des calculateurs numériques a permis l'utilisation de commandes plus évoluées telles que les commandes optimales, les commandes adaptatives, les commandes prédictives, les observateurs, les commandes robustes...etc [1].

L'apport majeur de ces nouvelles techniques est la formulation du problème de commande sous forme de minimisation d'un critère quadratique. Ainsi la loi de commande doit pouvoir, d'une part stabiliser des procédés très divers, c'est à dire stables ou non, éventuellement variables dans le temps, d'autre part, elle doit être insensible aux erreurs de modélisation. L'exigence de performances plus sévères peut être satisfaite en intervenant directement sur la formulation du critère quadratique ou bien en faisant un choix particulier des variables du critère [2], [3].

Actuellement beaucoup de travaux sont consacrés à la commande prédictive qui avait commencé à susciter un intérêt dans le domaine industriel depuis la fin des années 70. En effet en 1978,

J. Richalet et ses collaborateurs publient les premiers résultats obtenus dans des applications industrielles. En 1980 des ingénieurs de la Shell: C.R Cutter et D.M Prett font part de leurs expériences sur un craqueur catalytique. En 1982 R.M.C De Keyser puis en 1984 B.R Ystadie proposent leur propre approche de ce type de technique.

INTRODUCTION GENERALE

Ce n'est qu'en 1987 que les premiers résultats obtenus par Richalet sur des systèmes électromécaniques rapides tels que des commandes d'axes de robot ont été publiés ainsi que des applications développées par l'équipe du Laboratoire d'Automatique de Grenoble [4].

Si la commande prédictive a connu très tôt un vif engouement dans le secteur de l'industrie chimique et pétrolière, l'une des raisons tient en partie du fait que c'est la seule technique fournissant une méthodologie susceptible de prendre en compte systématiquement les contraintes lors de la conception et de l'implantation de la loi de commande [4].

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

Le domaine d'applicabilité de la commande prédictive généralisée depuis l'algorithme de base jusqu'à des versions plus élaborées s'est largement étendu sur les domaines chimique, thermique, robotique et autres, mais il n'a investi le domaine des machines électriques que très récemment grâce aux travaux de BOUCHER et DUMUR (1991) et (1993) [1].

INTRODUCTION GENERALE

Dans le cadre de notre travail, nous avons choisi de poursuivre les investigations dans ce domaine en étudiant un type de machine spécifique qui est la machine synchrone autopilotée alimentée en courant dont l'utilisation pour les entraînements à vitesse variable a progressivement augmenté ces dernières années du fait de la similitude de ses caractéristiques avec celles de la machine à courant continu sans pour autant présenter les inconvénients occasionnés par la présence d'un collecteur mécanique.

L'objectif de notre travail est de tenter d'appliquer la commande prédictive généralisée au modèle simplifié de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant.

Le premier chapitre a pour but de présenter l'algorithme de base de la commande prédictive généralisée. Après une présentation d'un modèle de procédé celui-ci est transformé pour être mis sous la forme CARIMA. À partir de cela une prédiction de la sortie est obtenue et les paramètres du prédicteur sont déterminés en résolvant l'équation de Bezout appelée dans cette approche équation Diophantienne. Sa résolution se fait de manière itérative. La loi de commande est obtenue en minimisant un critère quadratique sur l'entrée et la sortie.

Le second chapitre expose deux approches de la modélisation de la machine synchrone autopilotée alimentée en courant.

Une application du réglage classique par P.I aux deux modèles précédents est présentée aux chapitres III et IV et ce à titre comparatif avec les résultats obtenus dans le cas de l'application de la GPC au modèle simplifié exposé au chapitre V.

Une conclusion générale viendra clore ce mémoire.

Chapitre I
**COMMANDE PREDICTIVE
GENERALISEE**

La commande prédictive généralisée est une méthode relativement récente qui n'a connu un réel essor que depuis le début des années 80 grâce aux travaux de D.W Clarke et de son équipe à Oxford. En effet ce n'est réellement qu'en 1985 que D.W Clarke et al présente la première version de la commande prédictive généralisée dont l'élaboration de la loi de commande est basée sur la minimisation d'un critère quadratique. Cette conception consiste à prendre en compte, à l'instant présent, le comportement futur, en utilisant explicitement un modèle numérique du procédé, afin de prédire la sortie dans le futur sur un horizon fini [4].

Dans ce chapitre, nous commencerons par schématiser le principe de la GPC suivi d'une définition du modèle de processus, spécifiant ainsi le modèle sur lequel on s'est basé pour le calcul de la sortie prédite et du prédicteur. Celui-ci se basant sur la résolution itérative de l'équation de Diophantine. Nous donnerons, par la suite, son développement ainsi que la présentation de la loi de commande.

I-1 Commande prédictive généralisée

Le principe, tel qu'il a été présenté précédemment, permet d'élaborer le schéma de fonctionnement suivant:

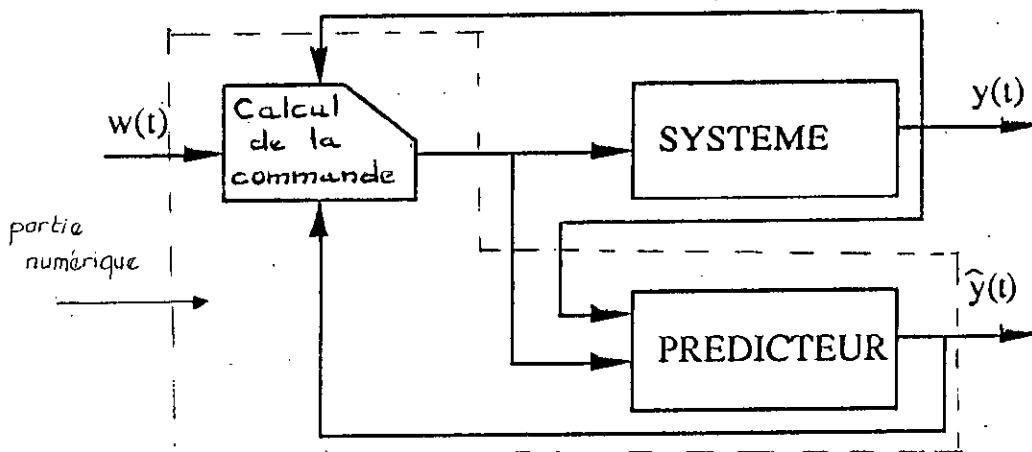


Figure I.1 Schéma de principe de la GPC

1-2 Définition du modèle de processus

La présence du modèle numérique est une condition nécessaire pour le fonctionnement de la GPC puisqu'il permet de calculer la sortie prédite sur un certain horizon. Il peut être obtenu directement par la transformée en Z de la fonction de transfert continue du système, identification pouvant être réalisée hors ligne avant le démarrage de l'algorithme de commande.

Toute méthode utilisée conduit alors à une relation de la forme:

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

où y est la sortie.

u: la commande appliquée à l'entrée.

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

$C(q^{-1})\xi(t)$: terme lié aux perturbations. C'est un modèle à moyenne glissante (M.A).

q^{-1} : l'opérateur de retard.

Les polynômes A, B et C sont définis par:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} \\ B(q^{-1}) &= 1 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc} \end{aligned}$$

Appelé modèle ARMA (AutoRegressive Moving Average) du système.

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

Une autre possibilité consiste à définir le modèle sous la forme suivante :

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

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

La forme (I-2) est le modèle CARIMA (Controlled Autoregressive Integrated Moving Average) utilisé par Clarke dans le développement de la commande prédictive généralisée. Le but de cette modélisation est d'introduire un intégrateur dans la fonction de transfert et donc d'annuler toute erreur statique vis à vis d'une perturbation constante [4].

I-3 Calcul du prédicteur :

Considérons le modèle linéaire donné par l'équation (I-2). Pour simplifier les calculs, le polynôme $C(q^{-1})$ est pris égal à 1, [1].

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

L'écriture de l'équation (I-3) à l'instant $(t+j)$ est obtenue en multipliant les deux membres de cette équation par q^j :

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

$A(q^{-1})$ étant différent de zéro nous pouvons effectuer la division de la relation (I-4) par $A(q^{-1})$, nous aurons :

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

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

Le terme $1/A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$ peut être obtenu à l'aide de l'algorithme d'Euclide qui permet d'effectuer la division de 1 par $A(q^{-1})\Delta(q^{-1})$ jusqu'à l'ordre j [1], [13] soit:

$$\frac{1}{\Delta A(q^{-1})} = E_j(q^{-1}) + q^{-j} \frac{F_j(q^{-1})}{\Delta A(q^{-1})} \quad (I-5)$$

Les polynômes E_j et F_j sont définis de manière unique et sont de degrés respectifs $(j-1)$ et $d^{\circ}(A(q^{-1}))$, [1], [13] et j est l'intervalle de prédiction.

Ces polynômes sont de la forme:

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

$$F_j(q^{-1}) = f_0 + f_1 q^{-1} + \dots + f_{j-1} q^{-(j-1)}$$

L'équation (I-5) peut aussi s'écrire sous la forme:

$$E_j(q^{-1}) A(q^{-1}) \Delta + q^{-j} F_j(q^{-1}) = 1 \quad (I-6)$$

En multipliant les deux membres de l'équation (I-4) par $E_j(q^{-1}) \Delta(q^{-1})$, nous aurons:

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

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

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

Cette dernière expression nous montre que les composantes du bruit sont toutes dans le futur.

Le terme $E_j(q^{-1}) \xi(t+j)$ représente la partie non prédictible.
 Donc, le prédicteur, compte tenu des informations connues à l'instant t , s'écrit [13]:

$$y(t+j/t) = G_j(q^{-1}) \Delta u(t+j-1) + F_j(q^{-1}) y(t) \quad (I-8)$$

avec:

$$G_j(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) B_j(q^{-1}) \quad (I-8 \text{ bis})$$

I-4 Equations diophantiennes:

Le calcul du prédicteur nécessite la connaissance des polynômes $E_j(q^{-1})$ et $F_j(q^{-1})$ qui sont solutions de l'équation (I-5), dite équation de diophantine. La résolution de cette équation se fera par récurrence en supposant connus les polynômes $E_j(q^{-1})$ et $F_j(q^{-1})$ à l'ordre j , nous déterminons les polynômes $E_{j+1}(q^{-1})$ et $F_{j+1}(q^{-1})$ à l'ordre $j+1$.

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

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

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

$$1 = E_{j+1} \tilde{A} + q^{-j-1} F_{j+1} \quad (I-10)$$

La différence membre à membre des équations (I-9) et (I-10) donne:

$$\tilde{A}(E_{j+1} - E_j) + q^{-j} (q^{-1} F_{j+1} - F_j) = 0 \quad (I-11)$$

D'après l'équation (I-11) q^j divise le polynôme $\tilde{A}(E_{j+1} - F_j)$, or q^j et \tilde{A} sont premiers entre eux [13].

Ceci nous permet d'écrire:

$$E_{j+1} - F_j = r_j q^{-j} \tag{I-12}$$

En remplaçant $E_{j+1} - F_j$ par son expression dans (I-11) nous aurons:

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

d'où l'on déduit:

$$F_{j+1} = q(F_j - \tilde{A} r_j) \tag{I-13}$$

Sachant que:

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

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

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

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

$$r_j = \tilde{f}_{j,0} \tag{I-14}$$

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

avec $i=0, 1, \dots, d^{\circ}(E_{j+1}(q^{-1})) - 1$

Ainsi le polynôme F_{j+1} est entièrement défini.

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

D'autre part, les relations (I-12) et (I-13 bis) définissent:

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

$$G_{j+1}(q^{-1}) = B(q^{-1}) E_{j+1}(q^{-1}) \quad (\text{I-16})$$

Les conditions initiales étant pour $j=1$:

$$E_1(q^{-1}) A(q^{-1}) + q^{-1} F_1(q^{-1}) = 1 \quad (\text{I-17})$$

Le coefficient a_j étant égal à 1, pour que l'identité (I-17) soit vérifiée il faut que le coefficient $e_{1,0}$ de $E_1(q^{-1})$ soit égal à 1.

$$\begin{aligned} E_1(q^{-1}) &= 1 & (\text{I-18}) \\ F_1(q^{-1}) &= q(1 - A(q^{-1})) \end{aligned}$$

I-5 Expression du critère sous forme analytique:

Dans la plupart des cas, on cherche à minimiser les fluctuations de la sortie par rapport à la consigne et à réduire les amplitudes de variations du signal de commande. Cet objectif est aussi celui de la commande prédictive généralisée, qui est basée sur la minimisation d'un critère, comprenant deux termes quadratiques, l'un sur l'erreur l'autre sur la commande, [1], [4].

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - y(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (\text{I-19})$$

où l'on suppose $\{u(t+j) = 0$ pour $j > N_u + 1$

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

5

Avec

w: consigne.

y: sortie prédite.

Δu : incrément de commande.

N1: horizon de prédiction inférieur sur la sortie.

N2: horizon de prédiction supérieur sur la sortie.

Nu: horizon de prédiction sur la commande.

λ : facteur de pondération sur l'incrément de commande.

La minimisation analytique de ce critère fournit la séquence de commandes futures dont seule la première sera réellement appliquée.

L'expression de ce critère appelle, par ailleurs, plusieurs remarques:

.Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le futur on utilise toutes ces informations entre N1 et N2 de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.

.On retrouve l'aspect incrémental du processus en faisant intervenir Δu dans le critère.

.Le coefficient de pondération λ permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité [4].

I-6 La loi de commande

Le critère quadratique donné par la relation (I-19) dépend de l'erreur de la sortie prédite et de la variation du signal de commande.

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

Récrivons la sortie prédite sur un horizon allant de N_1 à N_2 :

$$\begin{aligned}
 y(t+N_1) &= G_{N_1} \Delta u(t+N_1-1) + F_{N_1} y(t) + E_{N_1} \xi(t+N_1) \\
 y(t+N_1+1) &= G_{N_1+1} \Delta u(t+N_1) + F_{N_1+1} y(t) + E_{N_1+1} \xi(t+N_1+1) \\
 &\vdots \\
 y(t+N_2) &= G_{N_2} \Delta u(t+N_2-1) + F_{N_2} y(t) + E_{N_2} \xi(t+N_2)
 \end{aligned}$$

En observant $y(t+j)$, nous constatons qu'il est composé de trois termes. Le premier dépend des actions de commande futures, le second des signaux mesurés et filtrés et le dernier des signaux de bruits futurs.

Soit $f(t+j)$ la commande de $y(t+j)$ regroupant les signaux connus [1], telle que:

$$\begin{aligned}
 f(t+N_1) &= (G_{N_1} q^{-1} - g_{N_1,0}) \Delta u(t) + F_{N_1} y(t) \\
 f(t+N_1+1) &= q(G_{N_1+1}(q^{-1}) - q^{-1}g_{N_1+1,1} - g_{N_1+1,0}) \Delta u(t) + F_{N_1+1} y(t) \\
 &\vdots
 \end{aligned}$$

Avec:

$$G_f(q^{-1}) = q^{-1}g_{1,1} + \dots; \quad d^0 G_f = d^0 E_f + d^0 B$$

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

$$\hat{y} = G \hat{u} + f \quad (I-26)$$

Avec

$$G = \begin{pmatrix} g_{N1-1} & \dots & g_0 & \dots & 0 \\ g_{N1} & \dots & \dots & g_0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N2-1} & \dots & \dots & \dots & g_0 \end{pmatrix}$$

où $g_j = g_{1,j}$ $j=0,1,\dots$

$$E = \begin{pmatrix} \Delta u(t+N1-1) \\ \Delta u(t+N1) \\ \vdots \\ \Delta u(t+N2-1) \end{pmatrix}; \quad \hat{Y} = \begin{pmatrix} \hat{y}(t+N1) \\ \hat{y}(t+N1+1) \\ \vdots \\ \hat{y}(t+N2) \end{pmatrix}; \quad f = \begin{pmatrix} f(t+N1) \\ f(t+N1+1) \\ \vdots \\ f(t+N2) \end{pmatrix}$$

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

$$J = J(N1, N2) = (\hat{y} - w)^T (\hat{y} - w) + \lambda(j) \Omega^T u \quad (I-24)$$

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

le critère devient:

$$J = (G \Omega + f - w)^T (G \Omega + f - w) + \lambda \Omega^T \Omega \quad (I-29)$$

COMMANDE PREDICTIVE GENERALISEE

La minimisation de ce critère par l'annulation de son gradient par rapport à \bar{u} , permet d'obtenir la loi de commande suivante:

$$\bar{u} = (G^T G + \lambda I)^{-1} G^T (W - f) \tag{I-23}$$

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

$$u(t) = u(t-1) + \bar{g}^T (W - f) \tag{I-24}$$

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

Nous supposons qu'il existe un horizon de commande N_u , au delà duquel les incréments de commande future sont nuls c'est à dire: $\Delta u(t+j-1) = 0$ pour $j > N_u$.

Cette hypothèse est introduite pour limiter le volume de calcul.

En effet l'utilisation de $N_u < N_2$ réduit les calculs, le vecteur u devient de dimension N_u et les équations de prédiction sont réduites à:

$$\hat{y} = G_1 \bar{u} + f \tag{I-25}$$

avec

$$G_1 = \begin{pmatrix} g_{N_1-1} & \dots & g_0 & 0 & 0 \\ g_{N_1} & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ g_{N_2-1} & \dots & \dots & \dots & g_{N_2-N_1} \end{pmatrix}$$

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

$$U = (G_1^T G_1 + \lambda I)^{-1} G_1^T (W - f) \quad (1-27)$$

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

Conclusion

Parmi tous les algorithmes établis jusqu'à présent, aucun ne peut fournir une commande pour n'importe quel système. Pour remplir ce rôle, une méthode ou algorithme de commande doit être appliquée à:

- Un système instable en boucle ouverte ou avec des pôles mal amortis.
- Un système à retard variable ou inconnu.
- Un système à ordre inconnu.
- Un système à phase non-minimale (la plupart des fonctions de transfert continues tendent, lors de la discrétisation, à exhiber des zéros à l'extérieur du cercle unité.

Selon D.W Clarke, la commande prédictive généralisée développée tout au long de ce présent chapitre, surmonte ces problèmes en un seul algorithme.

Le modèle simplifié de la MSA sur lequel nous travaillons étant un système à phase non-minimale, nous nous proposons de le simuler en boucle fermée par GPC pour tenter d'illustrer les caractéristiques de la GPC évoquées précédemment.

Chapitre II
**MODELISATION DE LA MACHINE
SYNCHRONNE AUTOPILOTEE (M.S.A)**

Le principe des entraînements réglés au moyen des moteurs synchrones est déjà connu depuis les années trente. Cependant la réalisation n'a été possible qu'à partir de 1960 environ, grâce au développement de l'électronique de puissance et de celle de réglage et de commande [7]. On en connaît, aujourd'hui, plusieurs variantes, selon le choix du type de convertisseur et d'alimentation. Notre étude se limitera à une machine synchrone alimentée par un convertisseur direct à circuit intermédiaire de courant ou communément appelée :

MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT.

Les paragraphes suivants présenteront le schéma de principe ainsi que la description du fonctionnement.

On a tenté d'approcher la modélisation du système par deux aspects différents :

Le premier basé sur le modèle non linéaire de la MS, le second basé sur la valeur moyennée des grandeurs mises en jeu.

C'est ce dernier que nous adopterons pour la synthèse des correcteurs.

II-1 DESCRIPTION DE LA MSA

La machine synchrone autopilotée alimentée en courant est une machine synchrone alimentée par un convertisseur de fréquence lequel est constitué par deux montages à thyristors en pont de Gräetz triphase relié par une inductance de lissage (figure II-1).

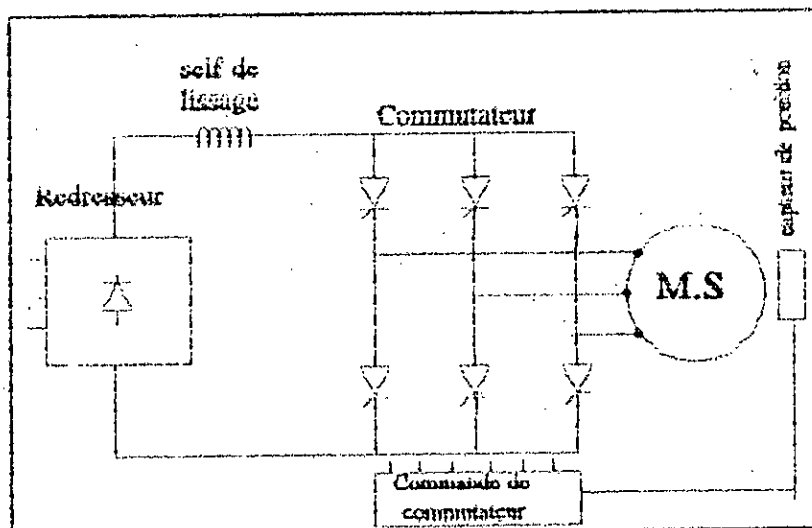


Figure II-1 Schéma de principe du MSA alimenté en courant

Lors du fonctionnement en moteur, le convertisseur côté réseau opere en redresseur fournissant un courant continu au commutateur qui alimente la machine. Celui-ci commute le courant périodiquement d'une phase du moteur à une autre produisant des courants triphasés rectangulaires (figure II-2b).

La commande du commutateur est effectuée à partir d'un capteur de position qui assure l'asservissement de la fréquence statorique à la vitesse de rotation de la machine.

Sur la figure (II-2 b,c) sont également représentées les différentes positions des vecteurs champs statoriques et rotorique ainsi que la paire correspondante des thyristors conducteurs.

Pour des vitesses inférieures à 10% de la vitesse nominale, [14], les f.e.m de la machine ne suffisent plus pour assurer la commutation des thyristors. Celle-ci doit, donc, être effectuée par des procédés tels que:

♦ L'annulation du courant qui peut se faire de trois façons différentes:

- Fonctionnement du convertisseur côté réseau en onduleur et l'autre en redresseur.
- Court-circuit de la bobine de lissage par un thyristor de roue libre.
- Combinaison des deux solutions précédentes.

Cette dernière solution s'avère particulièrement efficace car la durée d'annulation du courant est diminuée et la montée en vitesse plus rapide.

♦ L'utilisation de circuits de blocage.

Bien que ce procédé permette d'avoir un démarrage rapide et sans annulation du courant dans la self de lissage, il est souvent écarté à cause de son encombrement et de la complexité de sa commande électronique.

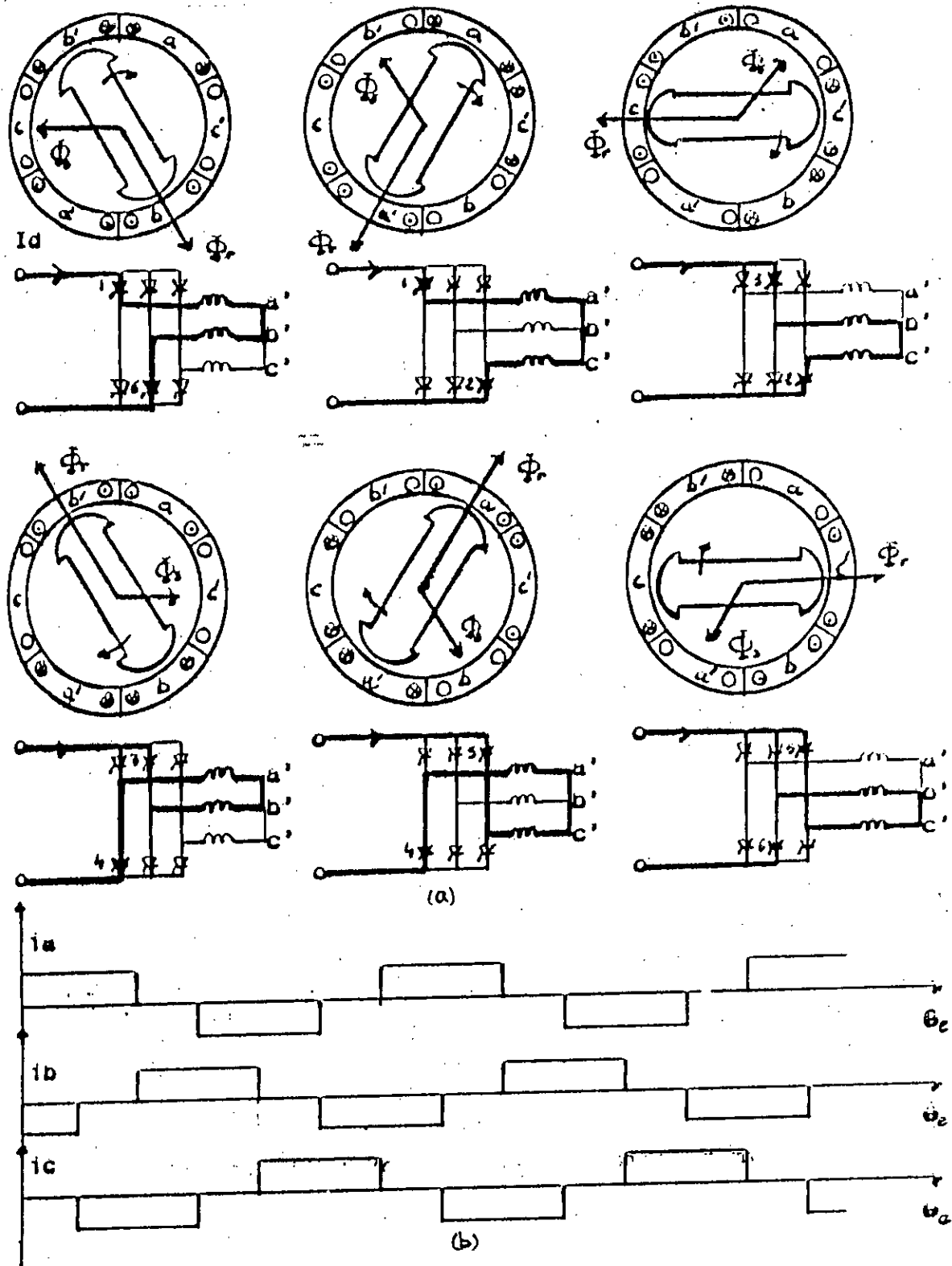


Figure II-2 Principe de fonctionnement d'un MSA

II-2 MODELISATION DU SYSTEME A REGLER

II-2-1 Modèle du redresseur [15]

Le principe de fonctionnement du redresseur est principalement échantillonné et non linéaire. Néanmoins, compte tenu des hypothèses suivantes, une représentation par modèle linéaire est possible.

- .Bande passante de la régulation réduite par rapport à la fréquence de commande.
- .Courants suffisamment lissés pour que les grandeurs instantanées soient proches de leurs valeurs moyennes.
- .Faible durée des phénomènes de commutation.
- .Exclusion des cas fortement non linéaires.

De par le fonctionnement du redresseur, un retard variable apparaît entre l'instant où a lieu une variation de la commande et l'instant où son effet est observé. Ceci nous amène à exprimer le redresseur sous la forme:

$$G_r \exp(-T_r s) \quad (\text{II-1})$$

où 'Tr' est la constante de temps statistique choisie égale à la demi-période du redresseur et 'Gr' son gain déterminé à partir de la caractéristique de transfert en régime statique.

Pour la synthèse des correcteurs, on admet l'équivalence suivantes:

$$G_r \exp(-T_r s) \approx \frac{G_r}{1+sT_r} \quad (\text{II-2})$$

.Détermination de Gr:

La caractéristique externe du redresseur est donnée

par:

$$\langle v \rangle = V_D \cos \alpha - R \langle i \rangle \quad (II-3)$$

avec

$\langle v \rangle$: tension moyenne de sortie du redresseur.

R : résistance équivalente relative à l'empiètement.

V_D : tension moyenne maximale de sortie du redresseur.

V_m : Valeur instantanée maximale de la tension d'alimentation.

α : angle d'allumage.

En adoptant des tensions d'allumage cosinusoidales:

$$W = A \cos \alpha \quad (II-4)$$

l'allumage a lieu à chaque fois que la tension de commande 'Va' devient égale à 'W'

$$W = V_a = A \cos \alpha \quad (II-5)$$

d'où en regroupant 'R' et 'Rd'

$$\langle v \rangle = \left(\frac{V_D}{A} \right) V_a = G_I V_a \quad (II-6)$$

.Détermination de Tr:

$$T_r = \frac{1}{2mf} \quad (II-7)$$

où m: indice de pulsation du redresseur

f: fréquence du réseau d'alimentation

Pour une fréquence de 50 Hz, $T_r = 1.67$ ms

II-2-2 Modèle de la MSA

II-2-2-1 Modèle non linéaire de la machine synchrone

Il existe plusieurs modèles de la machine synchrone autopilotée, basés sur le modèle de Park, permettant de déterminer de façon précise le comportement de la machine aussi bien en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent. Cependant dans l'étude d'un système de commande, qu'il soit analogique ou numérique, ces modèles s'avèrent trop complexes pour que l'analyse du point de vue de la régulation soit facilement applicable. Par conséquent il est nécessaire de considérer un modèle plus simple [5].

La machine synchrone considérée, figure (II-3), est à pôles saillants ayant:

- .Un enroulement statorique triphasé.
- .Un enroulement inducteur au rotor.
- .Deux circuits amortisseurs l'un sur l'axe direct, l'autre sur l'axe transversal.

La machine obéit aux hypothèses simplificatrices classiques suivantes [9], [10]:

- .La machine fonctionne en régime non saturé.
- .L'effet hysteresis et les pertes dans l'acier sont négligeables.
- .Les réactances de fuite sont indépendantes de la position du rotor.
- .Les paramètres de la machine sont indépendants des courants et de la vitesse de rotation.
- .Les résistances sont indépendantes de la température.
- .La distribution de la f.m.m est sinusoïdale.

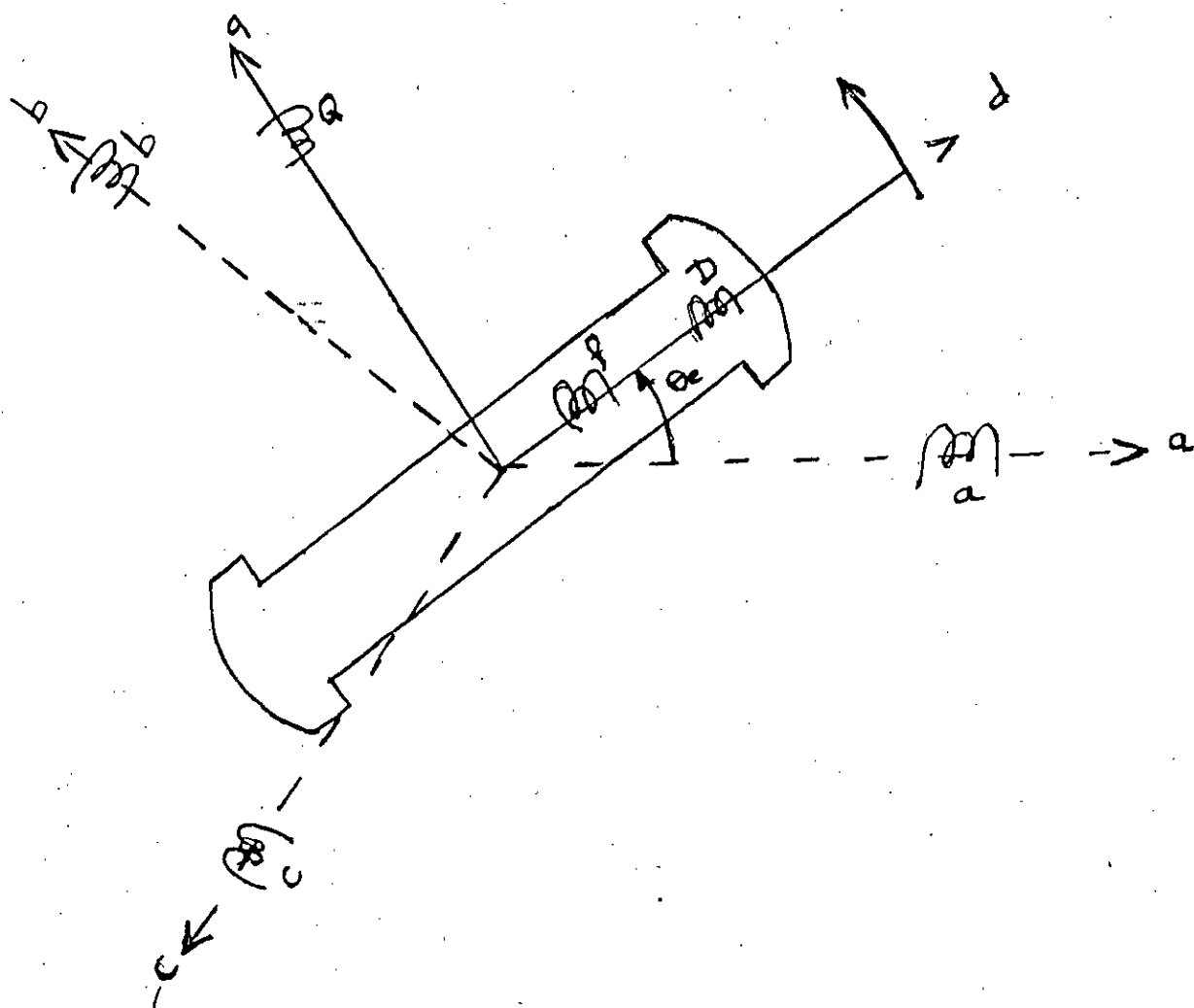


Figure II-8 Schéma d'une MS à pôles saillants

Avec ces hypotheses les differents circuits électriques satisfont l'équation électrique fondamentale suivante:

$$v_k = r_k i_k + \frac{d}{dt} \phi_k \quad (\text{II-8})$$

$$k = a, b, c, f, D, Q$$

avec

$$\phi_k = \sum_j M_{kj} i_j \quad (\text{II-9})$$

$$[V] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [M] [I] \quad (\text{II-10})$$

$$[V] = \begin{pmatrix} V_a \\ V_f \\ V_I \end{pmatrix} \quad V_E = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ C_U \end{pmatrix} \quad V_I = \begin{pmatrix} V_f \\ V_D \\ V_Q \end{pmatrix}$$

$$[M] = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{af} \\ L_{fa} & L_{ff} \end{pmatrix} \quad [I] = \begin{pmatrix} I_a \\ I_f \end{pmatrix} \quad I_b = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad I_I = \begin{pmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix}$$

L'équation mécanique est donnée par:

$$C_a = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (\text{II-11})$$

avec:

$$w_E = p\Omega$$

TRANSFORMATION DE PARK: Equations selon les axes d et q

Les éléments de la matrice M sont variables avec θ . De ce fait le système d'équation établi ci-dessus est non linéaire. Pour supprimer cette non linéarité on utilise la transformation de Park qui consiste à transformer les enroulements statoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Les enroulements rotoriques ne subissent, quant à eux, aucune transformation puisqu'ils sont déjà, par construction, ordonnées selon deux axes perpendiculaires [9].

Ceci conduit aux équations suivantes:

$$V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \Phi_d = \Phi_q \omega_r$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + \Phi_d \omega_r$$

$$V_o = R_o i_o + \frac{d}{dt} \Phi_o = 0$$

$$V_b = R_b i_b + \frac{d}{dt} \Phi_b = 0$$

$$V_f = R_f i_f + \frac{d}{dt} \Phi_f$$

Les relations entre flux et courants dans le modèle de Park étant:

$$\Phi_d = L_{dd} i_d + M_{df} i_f + M_{db} i_b$$

$$\Phi_f = \frac{3}{2} M_{df} i_d + L_{ff} i_f + M_{fb} i_b$$

$$\Phi_b = \frac{3}{2} M_{db} i_d + M_{bf} i_f + L_{bb} i_b$$

$$\Phi_o = L_{oo} i_o + M_{ob} i_b$$

$$\Phi_o = \frac{3}{2} M_{ob} i_d + L_{oo} i_o$$

II-2-2-2 Modèle simplifié de la MSA

Vue au borne de commutateur, la machine synchrone autopilotée se comporte de façon similaire à une machine à courant continu à excitation séparée avec un nombre réduit de lames de collecteur. Il est alors possible d'utiliser un modèle identique à celui d'une machine à courant continu dans l'analyse de la régulation du courant ou de la vitesse.

Plusieurs études ont démontré que la précision d'un tel modèle est tout à fait acceptable pour une gamme de vitesse étendue allant de 150 à 1500 tr/min [5], [6], [16].

Pour développer ce modèle simple examinons un schéma de la machine synchrone autopilotée de la figure (II-2-c).

Pour chaque période conduction deux phases de la machine sont mises en série.

La machine synchrone autopilotée se réduit alors au circuit équivalent de la figure (II-2)

a/ Equations dynamiques

Les équations sont établies en considérant les hypothèses suivantes [5], [17]:

- .Effet de la saturation magnétique négligé
- .Courant d'excitation constant
- .F.e.m sinusoïdales
- .Tension de sortie du redresseur sans ondulation
- .Thyristors idéaux
- .La machine tourne à vitesse constante.

Pour la modélisation, nous utilisons les valeurs moyennes calculées sur une période de commutation (120° électrique), si cette période est suffisamment faible devant les constantes de temps du système [5].

Nous pouvons alors écrire:

$$V_m = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_0 \cos\psi + L_e \frac{dI_d}{dt} + R_e I_d \quad (II-1)$$

avec

$$L_e = 2L_s$$

$$R_e = 2R_s$$

$$V_m = p M_{af} I_f \Omega$$

$$V_d = V_m + L_d \frac{dI_d}{dt} + R_d I_d \quad (II-2)$$

$$-E + L_a \frac{dI_d}{dt} + R_a I_d \quad (II-2 \text{ bis})$$

avec

$$L_a = L_d + L_e$$

$$R_a = R_d + R_e$$

$$E = p \frac{3\sqrt{3}}{\pi} M_{af} I_f \Omega \cos\psi = K \Omega$$

$$V_d = V_m + L_d \frac{dI_d}{dt} + R_d I_d \quad (II-2)$$

$$-E + L_a \frac{dI_d}{dt} + R_a I_d \quad (II-2 \text{ bis})$$

$$\langle C_m \rangle = C_r + f \Omega + j \frac{d\Omega}{dt} \quad (II-3)$$

$$-p \frac{3\sqrt{3}}{\pi} M_{af} I_f \Omega \cos\psi - K I_d \quad (II-3 \text{ bis})$$

b/ Diagramme fonctionnel

En appliquant la transformée de Laplace à (1-2 bis) et (1-3) on obtient:

$$V_d(s) = (L_a s + R_a) I_d(s) + K \dot{\Omega}(s) \quad (\text{II-4})$$

A partir de ces deux équations nous établissons le diagramme fonctionnel de la machine synchrone autopilotée.

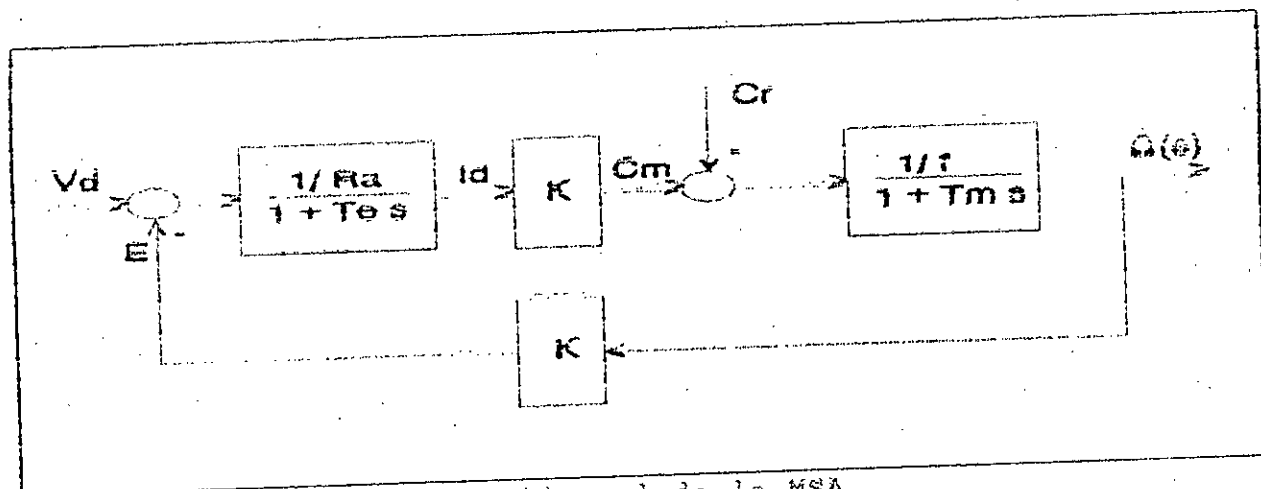


Figure II-4 Diagramme fonctionnel de la MSA

Etant donné que les phénomènes électriques sont très rapides par rapport aux phénomènes mécaniques, la f.c.e.m agit comme une perturbation sur la partie électrique et le couple de charge comme une perturbation sur la partie mécanique [6].

Nous aboutissons alors au diagramme découplé de la MSA.

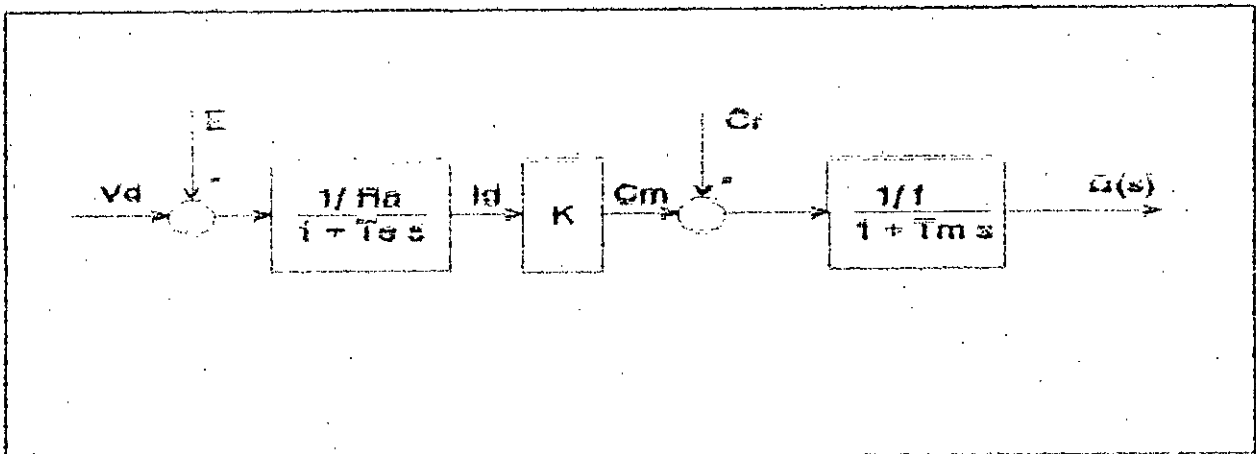


Figure 11-5 Diagramme découplé de la MSA

CONCLUSION

Grâce au principe de fonctionnement de la machine synchrone autopilotée et aux différentes études de validation, il a été dégagé un modèle simplifié du système qui se prête aisément à la commande permettant ainsi le dimensionnement de régulateurs avec un gain considérable de temps de calcul et d'outils mathématiques.

Chapitre III
**APPLICATION DU REGLAGE
CLASSIQUE AU MODELE DE LA
M.S.A SIMPLIFIE**

Les régulateurs standard sont souvent réalisés en raison de la simplicité de l'algorithme de réglage et des expériences acquises tant dans le domaine des réglages continus que dans celui des réglages échantillonnés.

Toutefois, l'application des régulateurs standard est limitée à des systèmes à régler dont le comportement dominant est au maximum du second ordre.

Cependant, on a très souvent recours à des réglages en cascade où le système à régler, d'ordre supérieur, est décomposé en un ou plusieurs systèmes de premier ordre. Le réglage de ces sous systèmes peut, alors, être réalisé avantageusement par des régulateurs standard.

Dans notre étude, nous avons adopté une structure en cascade à deux boucles, suite au découplage de la dynamique la plus rapide, qui est celle du courant, constituant ainsi la boucle interne, de la dynamique la plus lente, qui est celle de la vitesse, constituant la boucle externe [11].

III.1 - La structure de réglage en cascade :

Le principe tel qu'il a été évoqué précédemment est représenté par le schéma bloc suivant, Figure III-1 :

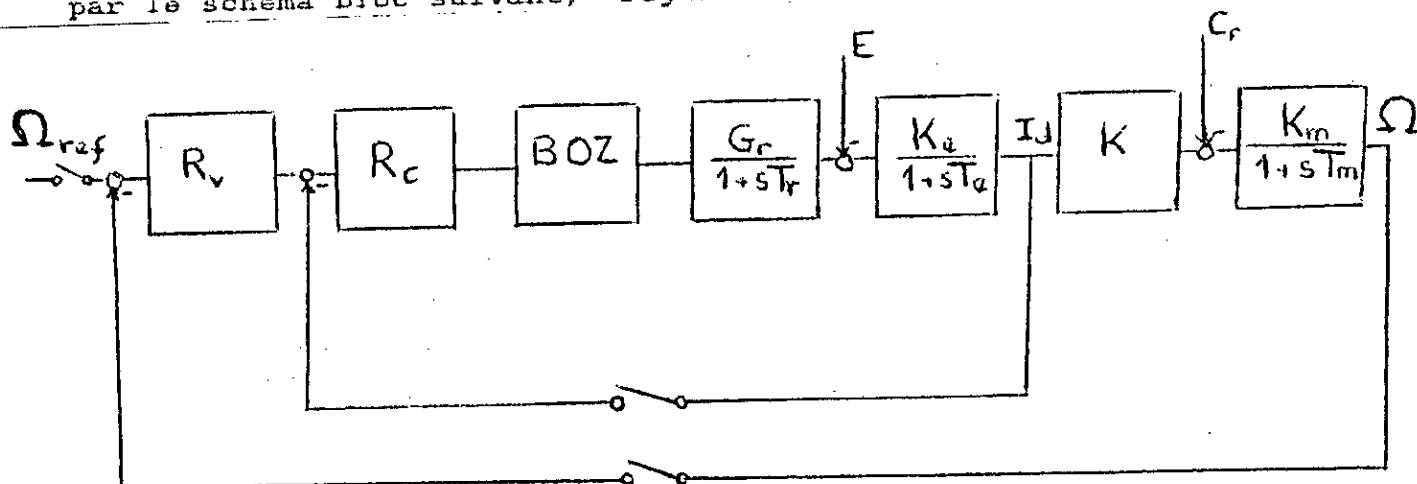


Figure III-1 Structure de réglage en cascade de la MSA.

III.2 - Réglage numérique du courant :

III.2.1 - Choix de la période d'échantillonnage :

Le choix de la période d'échantillonnage T est fonction de la plus petite constante de temps du système [11], tel que :

$$T \approx \frac{T_B}{2} \quad (III-1)$$

Une condition supplémentaire tenant compte de l'échantillonnage de la grandeur à réguler la plus rapide, à savoir le courant, impose une période d'échantillonnage, [5]

$$T = \frac{2\pi}{6\omega}$$

(ω étant la pulsation du réseau d'alimentation)

Et ce dans le cas d'un redresseur à pont de Graëtz triphasé [5].
D'où on choisit $T = 3,33 \text{ ms}$

III.2.2 - Discrétisation de la fonction de transfert :

La fonction de transfert continue du système en boucle ouverte est :

$$G(S) = \frac{I_d(S)}{V_a(S)} = (G_r \cdot K_o) \frac{\left(\frac{1}{T_r}\right) \left(\frac{1}{T_o}\right)}{\left(S + \frac{1}{T_r}\right) \left(S + \frac{1}{T_o}\right)}$$

Sa transformée en Z, compte tenu du bloqueur d'ordre zéro [12], est donnée par :

$$c. \frac{a \cdot b}{(S+a)(S+b)} = c. \frac{b_1 Z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2}$$

où :

$$b_1 = \frac{b(1 - e^{-aT}) - a(1 - e^{-bT})}{(b - a)}$$

$$b_2 = \frac{a(1 - e^{-bT})e^{-aT} - b(1 - e^{-aT})e^{-bT}}{b - a}$$

$$a_1 = -(e^{-aT} + e^{-bT})$$

$$a_2 = e^{-(a+b)T}$$

où T est la période d'échantillonnage.

$$c = G_r \cdot K_o \quad ; \quad a = \frac{1}{T_r} \quad ; \quad b = \frac{1}{T_o}$$

Ainsi on aboutit à la fonction de transfert échantillonnée suivante:

$$G(Z) = \frac{0,48 Z + 0,25}{(Z - 0,137)(z - 0,982)}$$

Pour le réglage de la boucle interne, on choisira un régulateur P.I de sorte à compenser le pôle dominant de la fonction de transfert $G(Z)$, et à annuler l'écart de réglage en régime établi.

La fonction de transfert du régulateur sera alors :

$$D(Z) = K \cdot \frac{(Z - 0,982)}{(Z - 1)}$$

K est une constante de proportionnalité déterminée par le critère de l'amortissement relatif optimal.

La fonction de transfert du circuit de réglage ouvert sera :

$$\begin{aligned} G_0(Z) &= R_c(Z) \cdot G(Z) \\ &= K \cdot \frac{0,48 Z + 0,25}{(Z - 1)(Z - 0,137)} \end{aligned} \quad (\text{III} - 3)$$

En boucle fermée, on a :

$$G_f(Z) = \frac{G_0(Z)}{1 + G_0(Z)}$$

ou $1 + G_0(Z) = 0$ (III-4) est l'équation caractéristique du système en boucle fermée.

III.2.3 - Critère de l'amortissement relatif optimal :

La condition de stabilité selon laquelle les pôles doivent se trouver à l'intérieur du cercle unité n'est, en général, pas suffisante pour obtenir un comportement stable et bien amorti des circuits de réglages échantillonnés.

Pour un amortissement relatif optimal, on choisira normalement

$$\rho_1 = \omega_1$$

où ρ_1 est la constante déterminante pour l'amortissement
et ω_1 est la pulsation de l'allure oscillante

En sachant que $P_1 = -\rho_1 \pm j\omega_1$
et que $Z_1 = e^{P_1 T}$

Ainsi les pôles assurant un amortissement relatif optimal seront donnés par :

$$Z_{ARO} = e^{\omega_1 T(1-j)} = e^{-\omega_1 T} (\cos \omega_1 T \pm j \sin \omega_1 T)$$

De plus, on doit observer un amortissement absolu minimal

selon la condition

$$e^{-\zeta} \leq a_{Lim} \quad \text{avec} \quad 0,4 < a_{Lim} < 0,6$$

Dans le plan S, on doit avoir deux pôles complexes conjugués

$$P_{1,2} = -\omega_1 (1 \pm j)$$

Pour $0 < \omega_1 < +\infty$ les deux pôles se déplacent dans le plan S sur deux demi-droites inclinées de 45° (Fig III-2)

Si ω_1 varie entre 0 et $+\infty$, les deux pôles se déplacent dans le plan Z, sur une spirale logarithmique qui commence à $Z = 1$ et se termine à $Z = 0$.

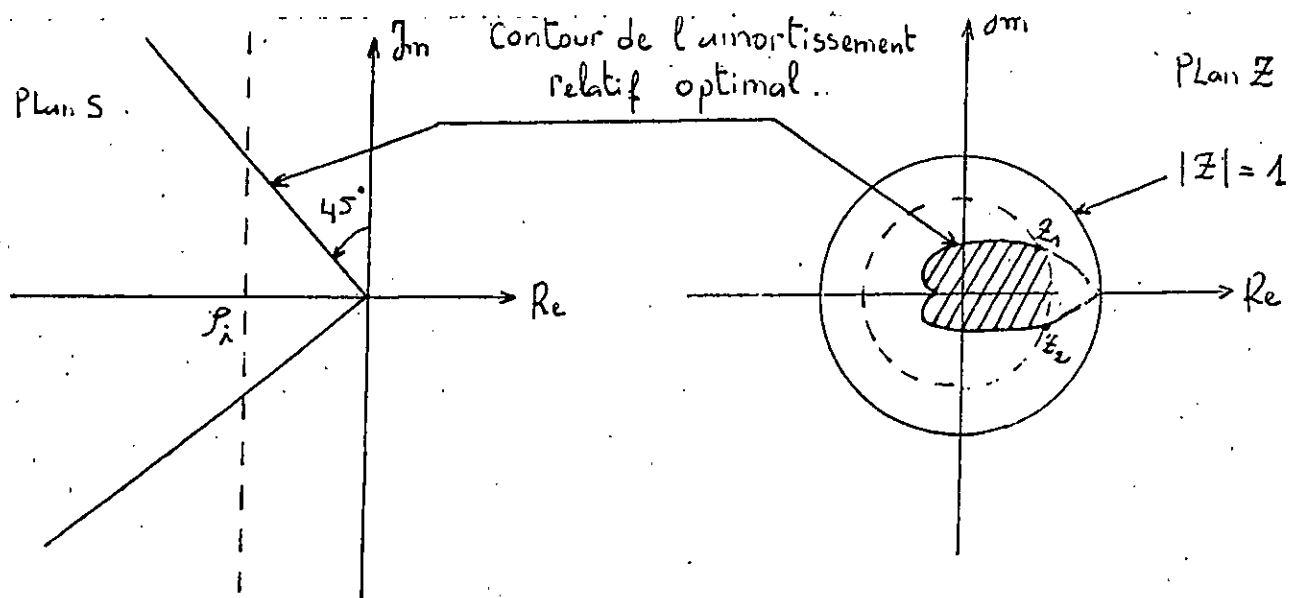


Figure III.2 Definition du contour de l'amortissement relatif

Afin de déterminer le coefficient de proportionnalité K, il est fait appel à ce critère qui exige que les deux racines complexes conjuguées doivent se trouver à l'intérieur de la surface hachurée.

Ainsi le placement de pôles choisi afin d'assurer une dynamique très rapide du courant, compte tenu des limitations dues au redressement [6] est :

$$Z_{ARO} = 0,4365 + j 0,308$$

Le coefficient de proportionnalité K, doit être déterminé de sorte que $Z_{1,2} = Z_{ARO}$.

Cette relation doit être vérifiée pour la partie réelle et pour la partie imaginaire.

$Z_{1,2}$ étant les racines de l'équation caractéristique (III-4)

$$(Z - 1)(Z - 0,137) + K(0,48 Z + 0,25) = 0$$

D'où :

$$Z_{1,2} = \frac{1,137 - 0,48 K}{2} \pm \sqrt{\frac{(1,137 - 0,48 K)^2}{4} - (0,137 + 0,25 K)}$$

L'égalité des parties réelles et imaginaires donne $K = 1,14$.

Le régulateur P.I est alors entièrement défini :

$$D(Z) = K - \frac{(Z - 0,982)}{Z - 1} = \frac{1,14 Z - 1,119}{Z - 1}$$

ou bien

$$D(Z) = K_p + K_I \cdot \frac{Z}{Z - 1}$$

$$\begin{aligned} \text{ou} \quad K_p &= K \cdot 0,982 = 1,119 \\ K_I &= K - K_p = 0,02052 \end{aligned}$$

La fonction de transfert échantillonnée du système en boucle fermée est alors donnée par :

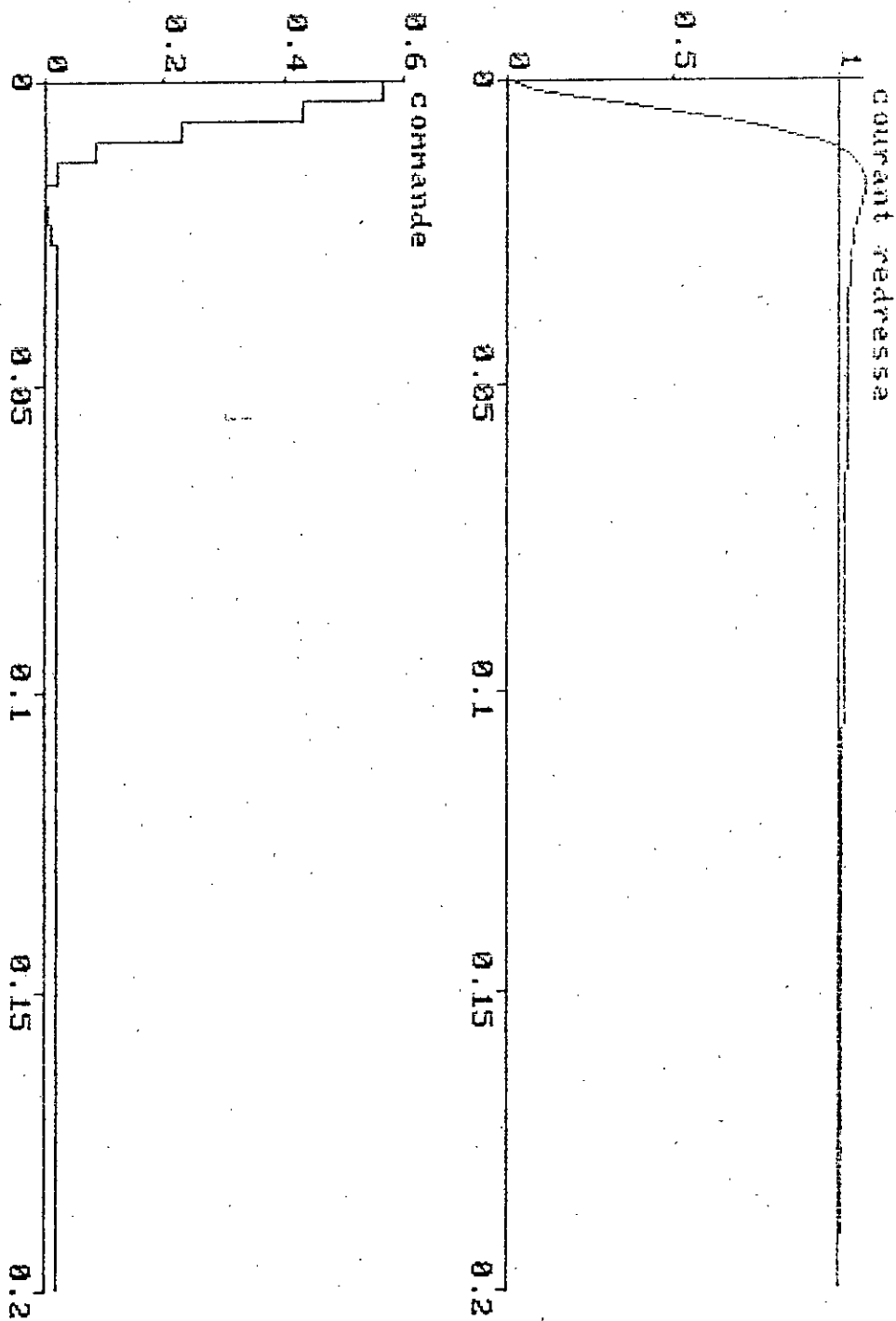
$$G_f(Z) = \frac{0,2736 Z + 0,1425}{Z^2 - 0,8634 Z + 0,2795}$$

III.3 - Réduction du système intermédiaire réglé :

III.3.1 - Réponse indicielle du système intermédiaire :

Les figures suivantes représentent respectivement la réponse en courant du système à une consigne en échelon suivie d'une perturbation à $t=0,1$ s (Fig III-2a) et l'évolution de la commande (Fig III-2b)

Compte tenu des résultats obtenus, on voit clairement que le choix fait pour le dimensionnement du régulateur P.I est adéquat vu qu'il procure au système intermédiaire un comportement stable et bien amorti, ceci nous permet de réduire la boucle interne du réglage de courant à un système de premier ordre dont la constante de temps équivalente est déterminée par l'égalité des aires.



(a)

(b)

Fig III. 2 Réponse indicielle du courant

III.3.2 - Détermination de la constante de temps équivalente

Le circuit de réglage intermédiaire fermé est bien amorti, présentant un dépassement maximal faible, on peut alors le remplacer approximativement par un système du premier ordre [11].

La fonction de transfert du système équivalent du 1er ordre, avec la constante de temps T_{eq} s'écrit alors :

$$G_{seq} = \frac{1}{1 + S \cdot T_{eq}} = \frac{1}{T_{eq}} \cdot \frac{1}{S + \frac{1}{T_{eq}}}$$

Pour déterminer T_{eq} , on impose l'égalité des surfaces de réglage pour le circuit de réglage intermédiaire et le système équivalent.

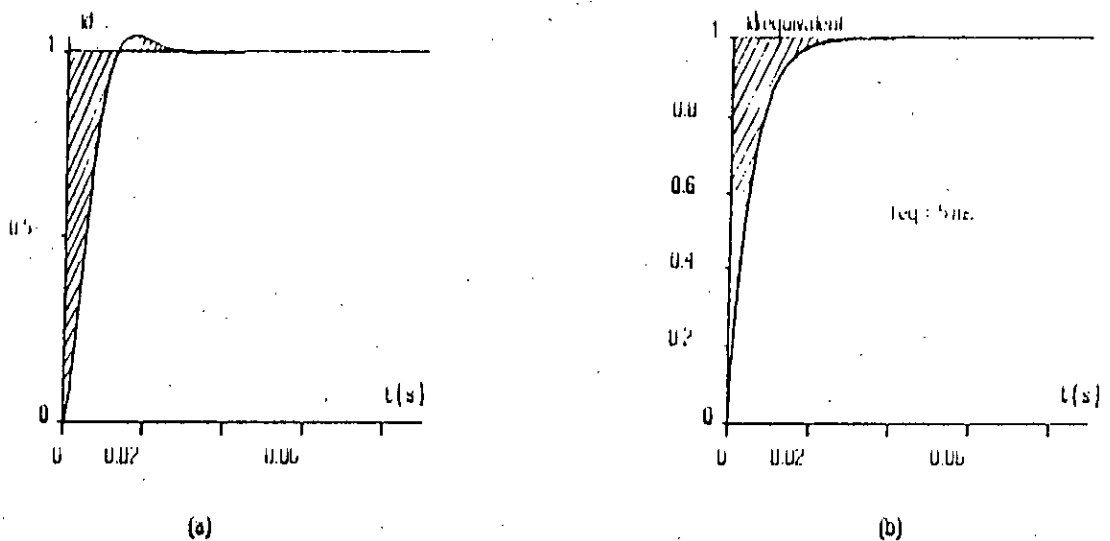


Figure III.3 Reponse du circuit equivalent du courant

La surface de réglage du circuit intermédiaire est :

$$S_2 = \frac{1}{G(1) \cdot S_2(1)} \quad \text{où } S_2(1) \text{ n'est autre que le numérateur du régulateur PI pour } Z = 1;$$

Ainsi la constante de temps équivalente est donnée par l'égalité

$$S_1 = S_2 \quad \Leftrightarrow \quad \frac{T_{eq}}{T} = \frac{1}{G(1) \cdot S_2(1)}$$

$$T_{eq} = 5 \text{ ms}$$

T_{eq} est alors considérée comme une petite constante de temps qui ne peut pas être compensée par le régulateur principal.

III.4 - Réglage numérique de la vitesse :

III.4.1 - Structure de réglage de la vitesse :

Après réduction de la boucle interne, on obtient la structure simplifiée pour le réglage de la vitesse (Fig III.3) :

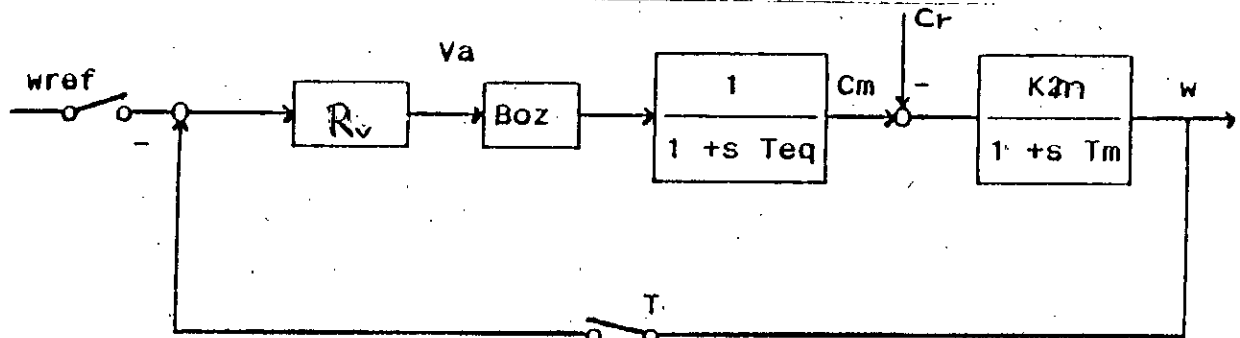


Fig III.3 - Structure de réglage de la vitesse

La discrétisation de la fonction de transfert en boucle ouverte, compte tenu du bloqueur d'ordre zéro, est :

$$H(Z) = \frac{0,0096 + 0,0011 Z}{(Z - 0,998)(Z - 0,657)}$$

En se basant sur les mêmes considérations que celles évoquées dans les paragraphes précédents et avec un choix des pôles pour un amortissement relatif optimal [12].

$$Z_{ARO} = 0,7275 + j 0,195$$

On aboutit au régulateur de vitesse :

$$R_v = 38,8 \frac{Z - 0,998}{Z - 1}$$

III.4.2 - Réponse indicielle du système globale :

On relève la réponse en vitesse du système à une consigne en échelon suivie d'une perturbation à $t = 0,4$ s, (Fig III-4-a) et l'évolution de la commande (Fig III-4-b)

La réponse de la vitesse est stable et bien amortie présentant un dépassement admissible.

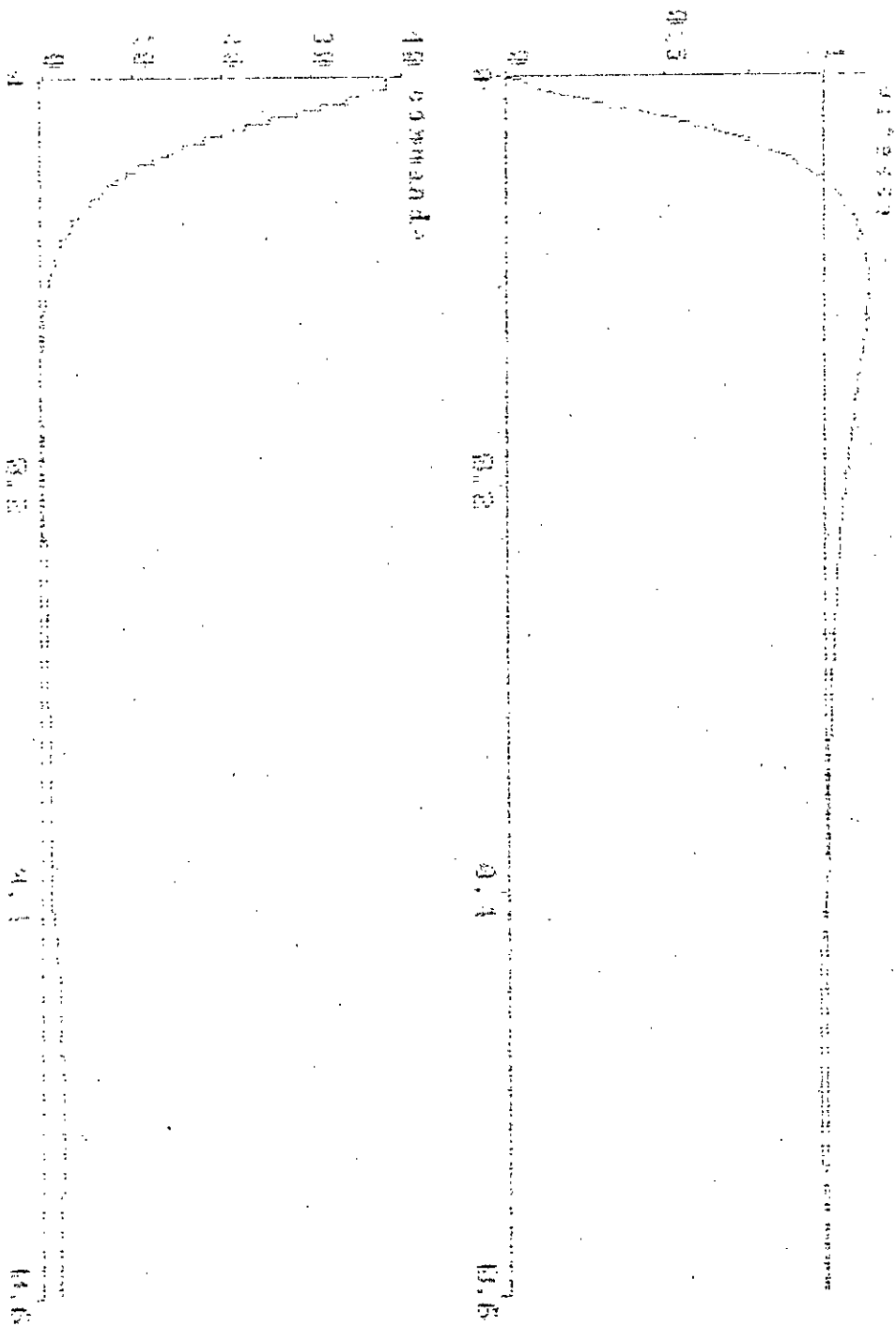
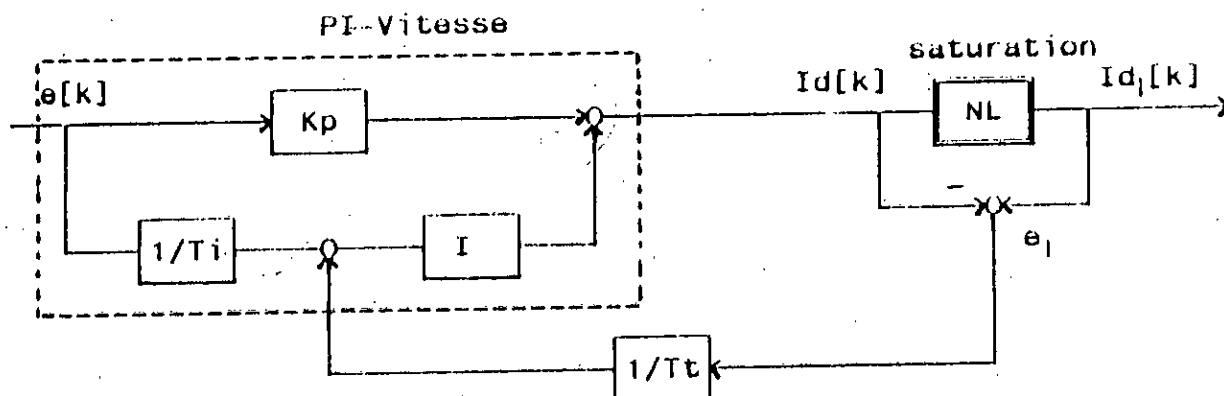


Figure III-4. Réponse indicielle de la vitesse sans wind-up

III.5 - Introduction de l'effet anti-windup :

Le dépassement constaté précédemment est essentiellement dû à la présence de la limitation introduite lors de la régulation.

L'effet causé par celle-ci peut être considérablement atténué par l'introduction de l'effet anti-wind-up dans la boucle de régulation, selon le schéma de principe suivant [12]

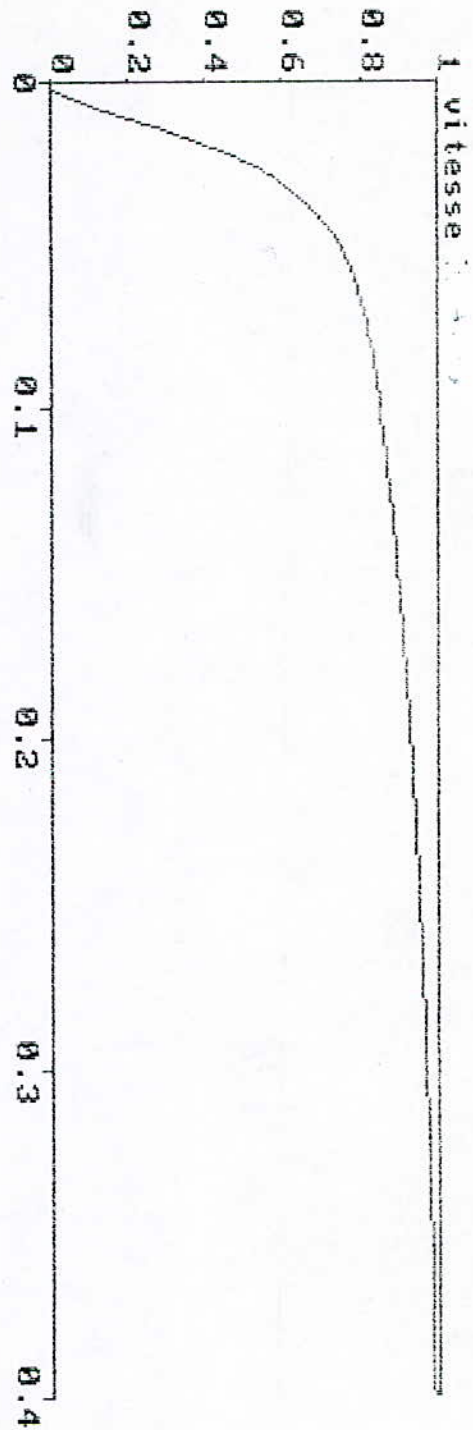


avec $0.1 T_i T_t \leq 0.5 T_i$

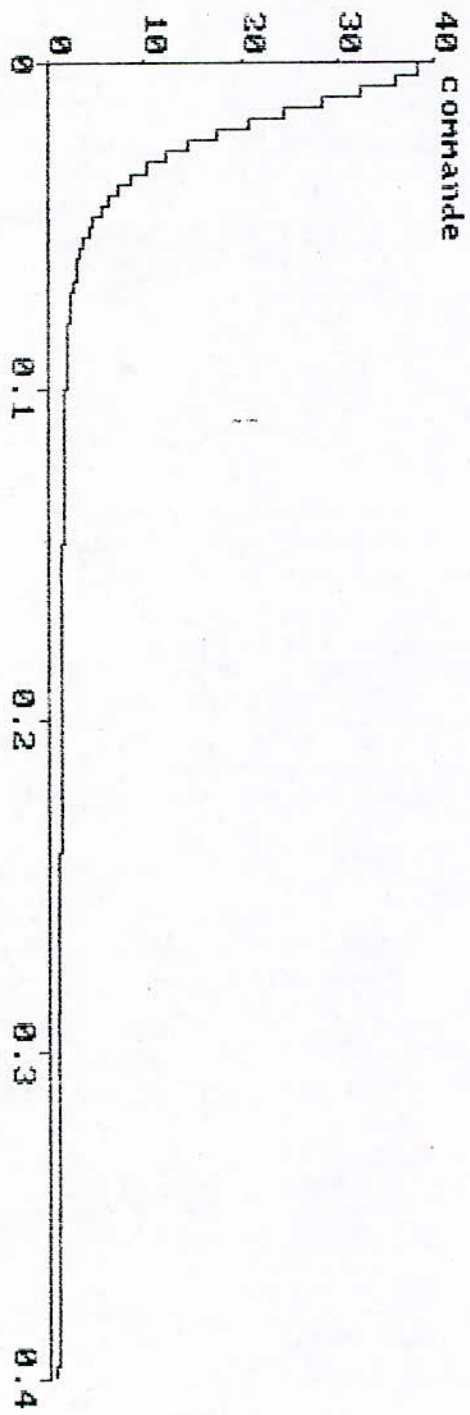
Fig III-5-a Schéma de principe de l'anti-windup

Les résultats de la simulation sont présentés à la figure (III-5b et c)

On voit clairement que l'effet anti-windup annule le dépassement en introduisant une légère détérioration sur le temps de réponse du système.



(b)



(c)

Fig III-5 Réponse indiciale de la vitesse avec anti-wind-up

Conclusion

Les résultats de la simulation du modèle simplifié dans le cas du réglage numérique par régulateurs classiques P.I montrent qu'un bon dimensionnement des régulateurs P.I par un choix correct des pôles en boucle fermée, procure au système à régler un comportement stable et bien amorti en boucle fermée, tant pour la boucle de courant que pour celle de la vitesse.

Cependant, la fonction de transfert de la grandeur de commande est souvent affectée par un ou plusieurs éléments non-linéaires: zone morte, hystérésis, et surtout la saturation de la grandeur de commande, pouvant entraîner un phénomène d'emballement de l'action intégrale lors des grandes variations (notamment au démarrage), qui risque de détériorer les performances du système ou même de le déstabiliser complètement.

raison pour laquelle nous avons choisi d'introduire l'effet ANTI-WIND UP, dans la boucle de vitesse, mettant ainsi en évidence son influence sur l'atténuation du dépassement.

Chapitre IV
**APPLICATION DU REGLAGE
CLASSIQUE AU MODELE COMPLET
DE LA M.S.A**

La synthèse des régulateurs PI pour le réglage en cascade de la MSA a été élaborée en se basant sur le modèle simplifié du système.

Dans une tentative de validation du modèle considéré, dans le cadre de ce type de réglage, et afin de mieux approcher la réalité physique nous avons procédé à une simulation du fonctionnement de la MSA basée sur le modèle non linéaire de la machine synchrone développé au chapitre II.

SIMULATION

Cette simulation tient compte du fonctionnement séquentiel du commutateur de courant où les courants sont supposés rectangulaires. Nous mettrons en évidence le fonctionnement en commutation forcée de la MSA. Et nous testerons les régulateurs dimensionnés au chapitre précédent.

INTERPRETATION

Nous présentons, figure (IV.1), le comportement de la machine à vide lors de l'application d'un échelon de consigne de 250 tr/min.

La consigne est atteinte sans dépassement et avec une erreur statique nulle.

Les figures (IV-2a) et (IV-2b) illustrent respectivement les effets de la commutation forcée et la disparition de ces mêmes effets lors de la commutation naturelle.

Nous constatons bien qu'en deçà de 150 tr/min le courant présente des extinctions pendant lesquelles la machine voit des annulations subites du couple électromagnétique. Ceci se traduit par un ralentissement de la vitesse.

Pour des raisons sécuritaires on a introduit une limitation sur le courant.

La figure (IV-3) montre l'effet de cette limitation sur la dynamique du système en portant la valeur maximale du courant à 120% I_{max} .

Notons le retard accusé par la vitesse pour les mêmes conditions que celles de la figure (IV-1).

Afin d'apprécier aussi bien la poursuite que la régulation nous appliquons à la machine à vide une consigne en escalier avec introduction d'une perturbation constante à $t=5s$, figure (IV-4). Nous relevons une bonne poursuite de la consigne ainsi qu'une régulation correcte.

En fin nous faisons subir à la machine en charge ($C_r = 0.53 w$) un démarrage en échelon de deux fois 200 tr/min puis un freinage également en échelon jusqu'à l'arrêt, figure (IV-5). Remarquons le bon suivi de trajectoire.

L'ensemble des figures illustrent le principe de l'autopilotage développé en chapitre II par la variation de la fréquence des tensions et courants de phase avec celle de la vitesse.

Le courant continu dans le circuit intermédiaire est lissé par une self. Ainsi l'onduleur impose à la machine synchrone un courant statorique qui présente une allure pratiquement rectangulaire. Ceci entraîne par conséquent des pulsations du couple électromagnétique très prononcées.

Nous relevons, également, la répercussion des ondulations du courant d'alimentation sur les courants de phase et le couple électromagnétique.

Conclusion

Les régulateurs classiques dimensionnés en se basant sur le modèle simplifié du système donnent de bon résultats dans la mesure où les tests effectués montrent une bonne poursuite ainsi qu'une régulation correcte.

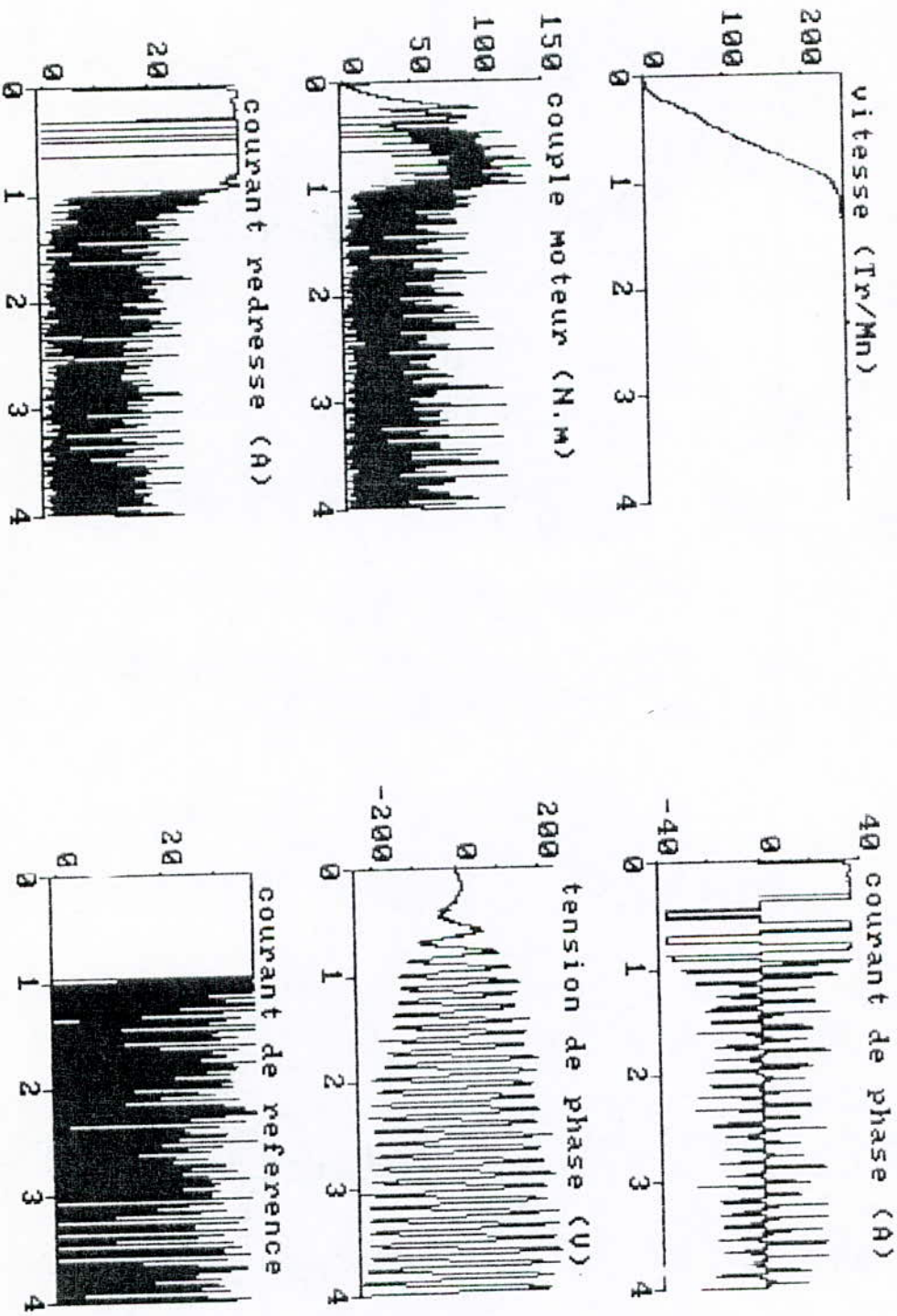


Figure IV-1 Réponse du réglage par régulateurs PI en cascade lors d'un démarrage en charge à $\cos \psi = 45^\circ$

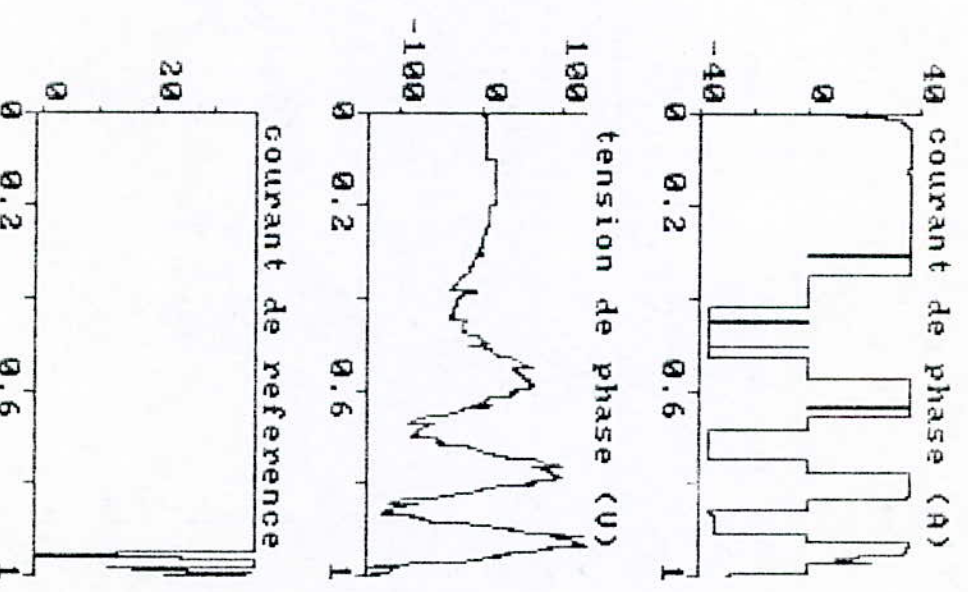
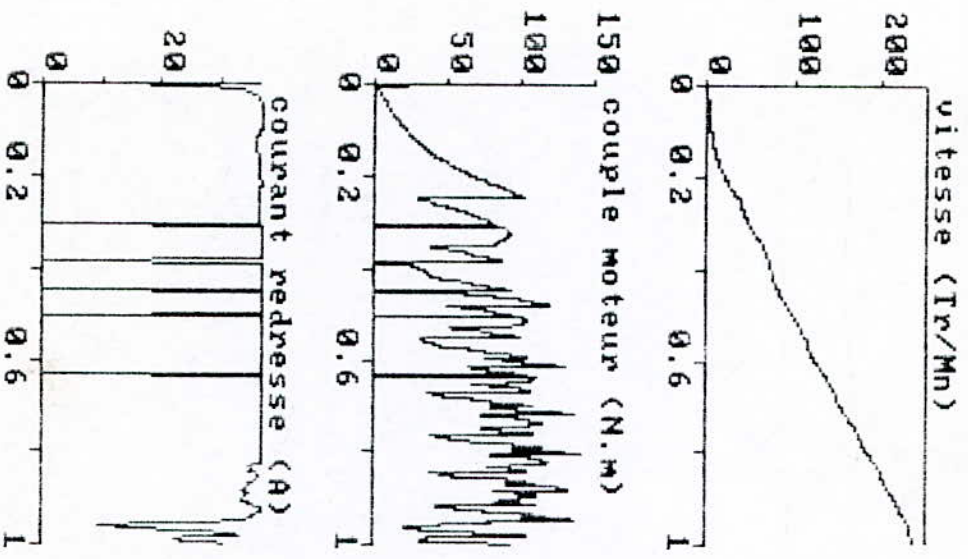


Figure IV-2a Réponse du réglage par régulateurs PI
 en régime de commutation forcée

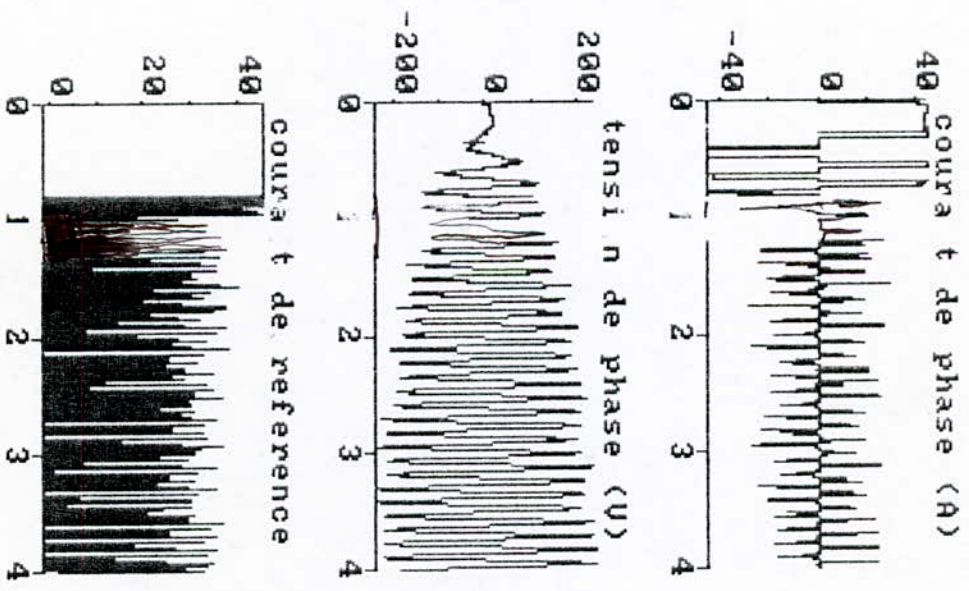
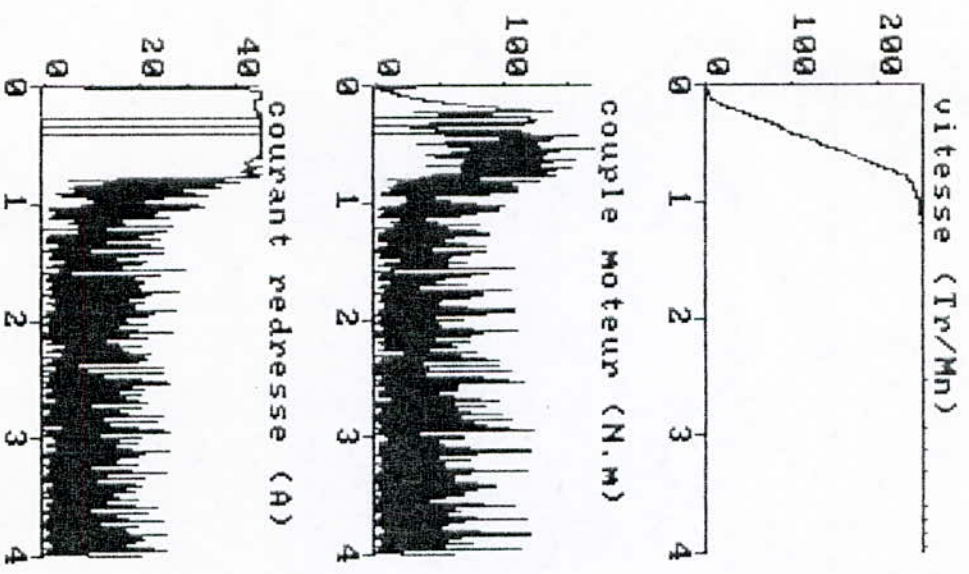


Figure IV-3 Effet de la limitation sur la dynamique du système

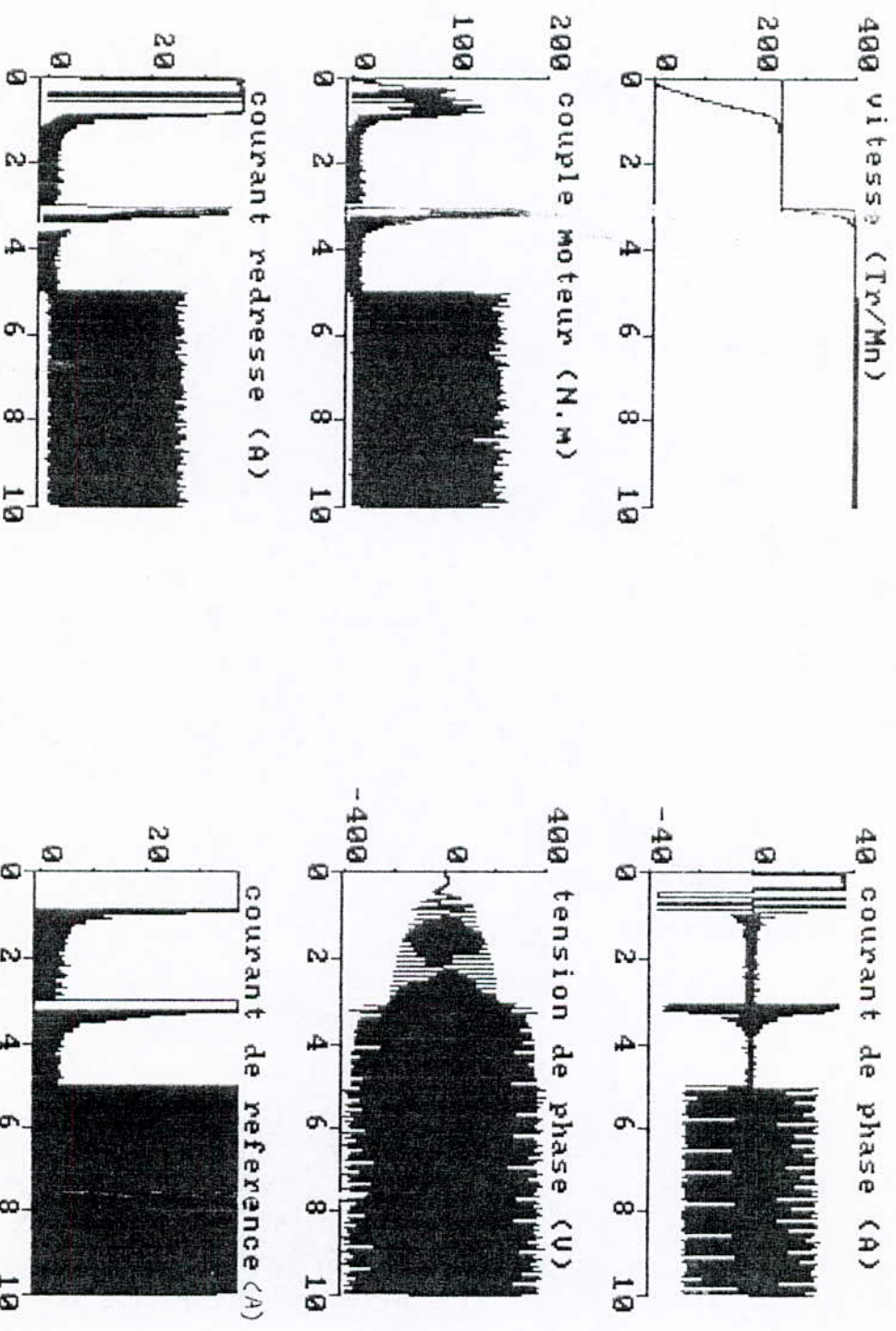


Figure IV-4 Réponse du système à un changement de consigne avec introduction d'une perturbation

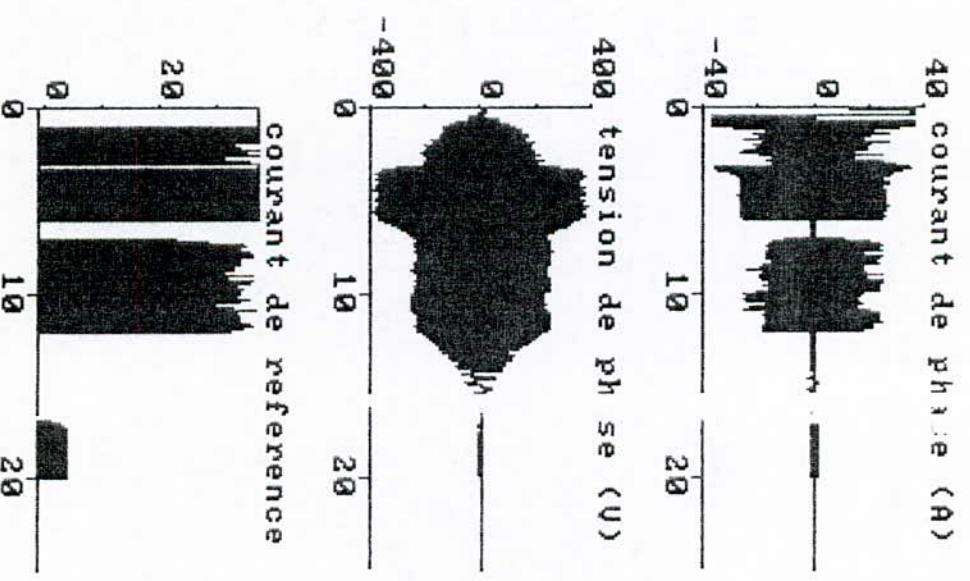
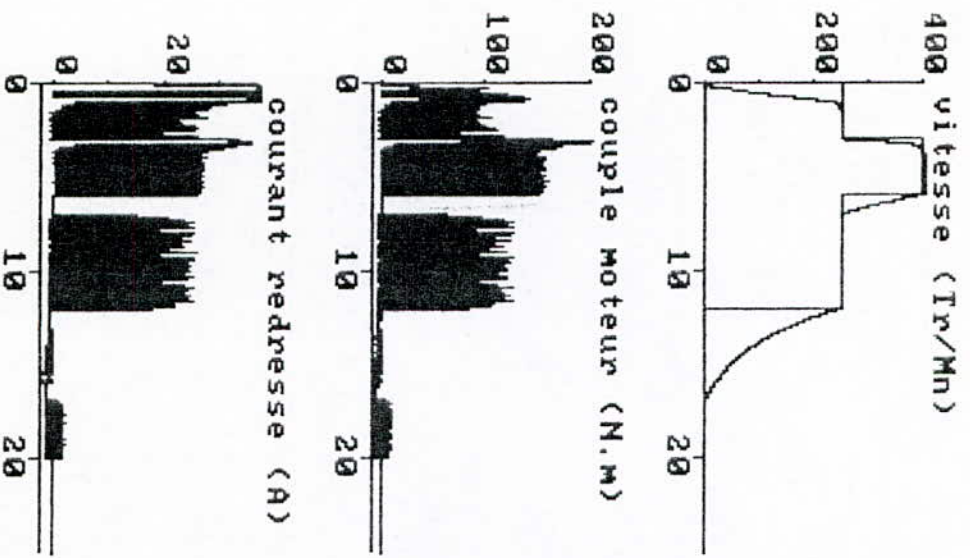


Figure IV-5 Simulation d'un démarrage en charge ($C_r=0.58\omega$) et d'un freinage

Chapitre V
**APPLICATION DE LA COMMANDE
PREDICTIVE GENERALISEE AU
MODELE SIMPLIFIE DE LA M.S.A**

La commande prédictive généralisée a connu plusieurs applications dans les domaines chimique (Najim), thermique (Bordeneuve-Guibe), robotique et autres. Mais elle n'a investi le domaine de la commande des machines électriques que récemment grâce aux travaux de D. Dumur.

Dans notre étude, nous appliquons cette technique pour la commande en vitesse d'une MSA représentée par son modèle simplifié. Ce système étant à phase non-minimale.

La structure du réglage par GPC, la synthèse de la loi de commande ainsi que la discrétisation du modèle étant présentées respectivement aux chapitre I et III, nous ne présenterons dans ce dernier que les résultats de la simulation accompagnés de leur interprétation.

Simulation

Pour la synthèse de la commande, nous commençons par le calcul des paramètres du réglage qui peuvent être déterminés hors ligne. La détermination des autres paramètres se fait par un calcul en ligne dans le programme de commande [1].

L'élaboration de ce programme étant basée sur l'organigramme donné en annexe.

La commande prédictive généralisée dépend de quatre paramètres: les horizons minimum et maximum de prédiction $N1$ et $N2$, l'horizon de commande Nu et le coefficient de pondération λ . Ces paramètres ne peuvent pas être définis ou obtenus a priori, ils sont choisis arbitrairement et corrigés pour assurer les performances désirées.

Dans notre étude, nous avons simulé notre système en maintenant, dans un premier temps, la période d'échantillonnage de la boucle de vitesse égale à 3.33 ms c'est à dire similaire à celle de la

boucle interne. Nous avons ensuite fait une recherche des paramètres optimaux en relevant l'influence de chaque paramètre sur la réponse du système.

Dans un deuxième temps et compte tenu du découplage de la dynamique de la vitesse de celle du courant nous avons pensé à doubler la période d'échantillonnage de la boucle externe, relative à la vitesse, point à partir duquel nous avons également observé l'influence des paramètres de la GPC sur la réponse en vitesse de la MSA. Les deux cas ayant été étudiés avec et sans limitation.

Enfin nous avons jugé utile d'étudier le comportement de la GPC vis à vis de la rejection des perturbations tant variables que constantes.

a\ Variation de la période d'échantillonnage

Avant de varier les paramètres de la GPC, nous avons vérifié l'influence de la variation de la période d'échantillonnage de la boucle externe sur la réponse du système.

Pour $T=3.33$ ms et $T=6$ ms nous relevons les réponses indicielles du système, nous constatons que la variation de T n'influe pas sur la réponse du système. On maintient $T=3.33$ ms.

b\ Variation de l'horizon maximum de prédiction N_2

En maintenant $\lambda=600$, $N_1=1$, $N_u=1$, on fait varier N_2 : 4,8,12 et 14. Les réponses indicielles relevées par simulation du système en boucle fermée montrent clairement que plus N_2 augmente plus la dynamique du système s'améliore. En effet les petites valeurs de N_2 ralentissent considérablement le système.

On constate également que des variations de un pas sur N_2 (de 4 à 5) pour une valeur de λ plus petite ($\lambda=50$)

introduit une variation notable sur la réponse du système. De plus l'augmentation de N_2 requiert un plus grand effort de commande. La limitation de la commande étant omise.

c\ Influence du facteur de pondération λ

En maintenant $N_2=14$, $N_1=1$, $N_u=1$, on donne à λ les valeurs 0.01, 0.1, 0.3, 30, 200, 500, 700, 1000. On constate l'influence de λ sur le système à partir des résultats de simulation. La réponse en vitesse du système est bien amortie avec un temps de réponse assez court mais la commande prend, au démarrage, une valeur inadmissible par la machine. En augmentant λ progressivement on constate qu'il exerce une nette influence sur la qualité de réglage de sorte qu'une oscillation de la vitesse autour de la consigne est observée de même qu'une atténuation de la valeur de commande au démarrage et ce pour λ variant dans la plage 0.01-35. Des valeurs de λ allant de 200 à 1000 atténuent considérablement le dépassement jusqu'à l'annuler mais rend le système de plus en plus lent.

d\ Influence de l'horizon minimum de prédiction N_1

Les réponses indicielles montrent que N_1 influe très légèrement sur le système de sorte que le petit dépassement observé pour $N_1=2$ se trouve être atténué pour $N_1=6$.

e- Influence de l'horizon de commande N_u :

Les réponses du système pour $N_u=2$ et $N_u=4$ ne présentent aucune différence par conséquent N_u est maintenu égal à 1 pour simplifier les calculs.

f\ Variation de la vitesse de consigne

On simule le système en enlevant la limitation et on augmentant petit à petit la valeur de la consigne tout en surveillant l'évolution de la commande.

Partant de 250 tr/mn à 1500 tr/mn on constate qu'à partir d'une consigne en vitesse de 670 tr/mn, la commande prend une valeur qui dépasse la valeur maximale tolérée par la machine.

g\ Etude de l'influence de la perturbation

Pour la limitation introduite ($U_{max}=47A$), on constate que l'on ne peut pas faire tourner la machine à une vitesse supérieure à 470tr/mn.

Toutes les les simulations précédentes ont été faites sur un système en charge (5 N.m). Nous avons constaté une réjection normale de la perturbation.

Dans une seconde étape, nous avons augmenté la charge et observé le comportement du système. La commande étant toujours limitée.

Partant de $N_2=15$, $\lambda=0.01$, on introduit à $t=3s$ un couple de charge de 15 N.m. On observe une très bonne rejection des perturbations en dépit de la limitation de la commande.

On augmente le couple de charge à 18 N.m. On constate qu'il n'y a pas rejection de perturbation puisque la vitesse ne rejoint pas la consigne. L'effort de commande étant insuffisant.

Dans un dernier temps, nous introduisons une perturbation variable au système. On observe sa rejection dans le cas sans limitation mais avec un effort de commande inadmissible par la machine.

En introduisant la limitation, on constate clairement que le système ne répond pas correctement. Ceci étant dû essentiellement

au fait que le GPC ne contre pas les perturbations de type variable.

Conclusion

L'influence des paramètres de la GPC sur la réponse du système, notamment celle de λ et de N_2 , nous permet de confirmer l'une des caractéristiques de la GPC qui est aussi un de ses problèmes majeurs et qui est l'aspect aléatoire de la recherche des paramètres de commande. Nous précisons toutefois que le système que nous avons tenté de réguler est à phase non-minimale, c'est à dire à inverse instable.

Au cours de nos simulations, nous avons fait varier les quatre paramètres de la GPC un à un pour aboutir aux conclusions énumérées ci-dessous.

L'horizon minimum de prédiction N_1 n'influe que très peu sur la réponse du système.

En effet il a fallu passer de $N_1=1$ à $N_1=6$ pour observer une diminution notable sur le dépassement de la réponse en vitesse.

L'horizon de commande N_u n'exerce aucune influence sur la dynamique du système, suite à quoi N_1 et N_u sont maintenus égaux à 1.

Contrairement à N_1 et N_u , l'horizon maximum de prédiction N_2 et le facteur de pondération λ exercent une très grande influence sur la réponse du système de sorte qu'ils lui imposent sa dynamique.

En effet en faisant varier N_2 de 2 à 15, on constate que la variation de N_2 dans le sens croissant procure au système à régler une dynamique plus rapide mais introduit en contre partie

des oscillations qui diminuent avec l'augmentation de λ . De plus il requiert un plus grand effort de commande.

Donc pour pouvoir palier à ces problèmes, nous avons joué sur les valeurs de λ , en maintenant N_2 à sa valeur maximale ($N_2=15$). Nous avons fait parcourir λ de 0.01 à 1000.

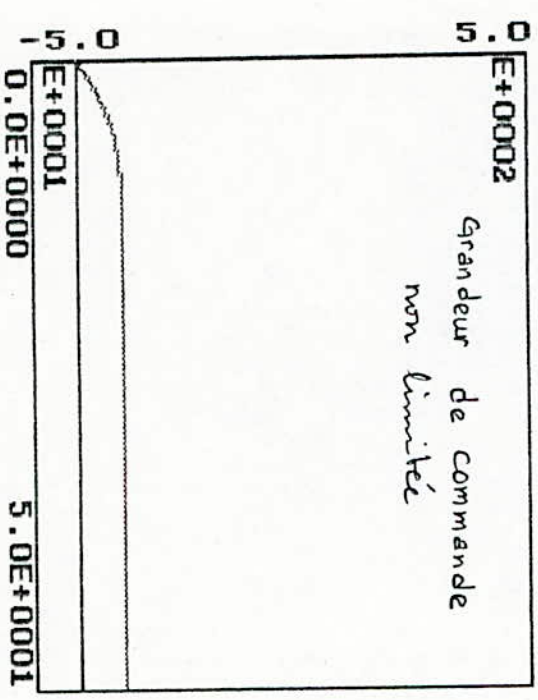
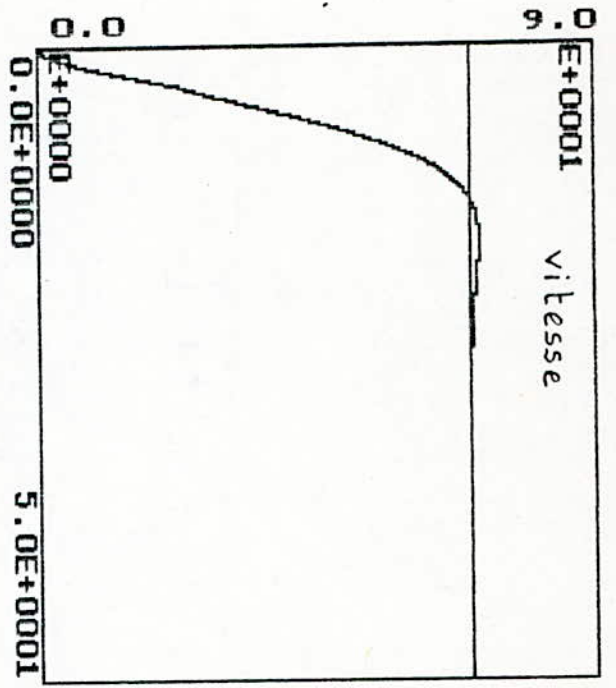
Nous avons exposé quelques cas de figures que nous avons jugé porteurs d'informations suffisantes quand à l'influence de λ sur la réponse.

L'apport d'informations dont nous avons été bénéficiaires au cours de ces essais par simulation est que pour des valeurs de λ allant de 00.1 à 35 le système est instable présentant des oscillations. A partir de là, l'augmentation de λ agit en sens inverse c'est à dire dans le sens de l'amortissement du système (minimisation des oscillations) mais introduit une dynamique très lente, notamment pour $\lambda = 700$ et $\lambda = 1000$.

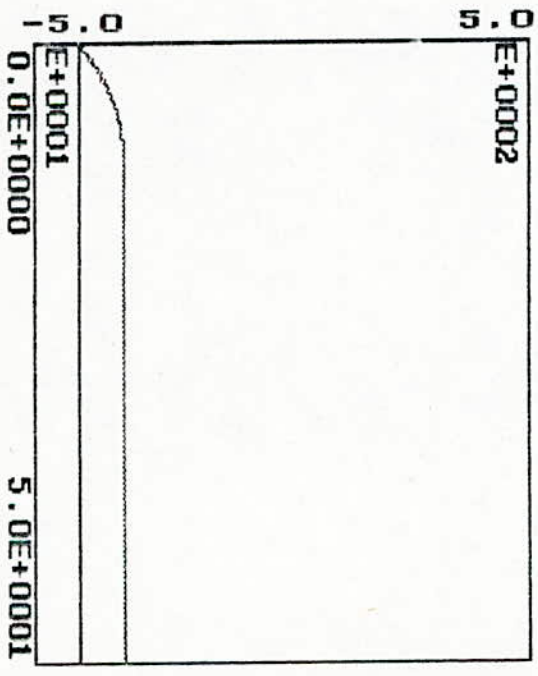
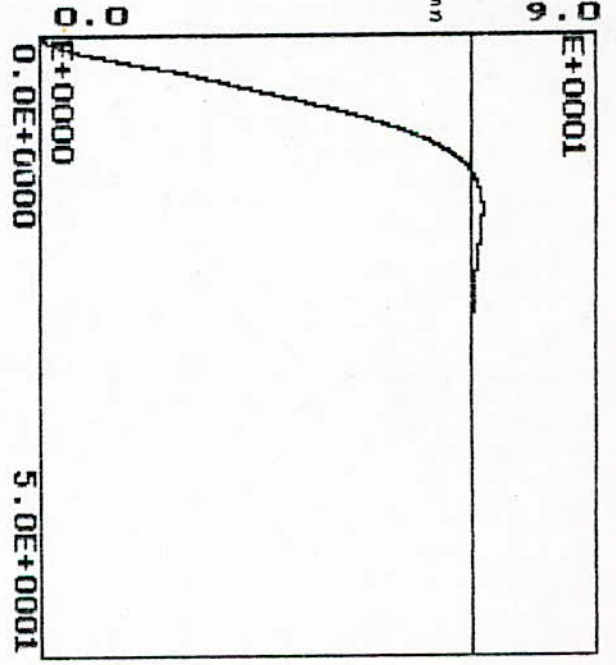
L'étude de l'influence des paramètres sur les performances de réglage est effectuée en simulant le comportement de la machine lorsque trois paramètres sont fixés et en faisant varier le quatrième.

Influence de la variation de la période d'échantillonnage

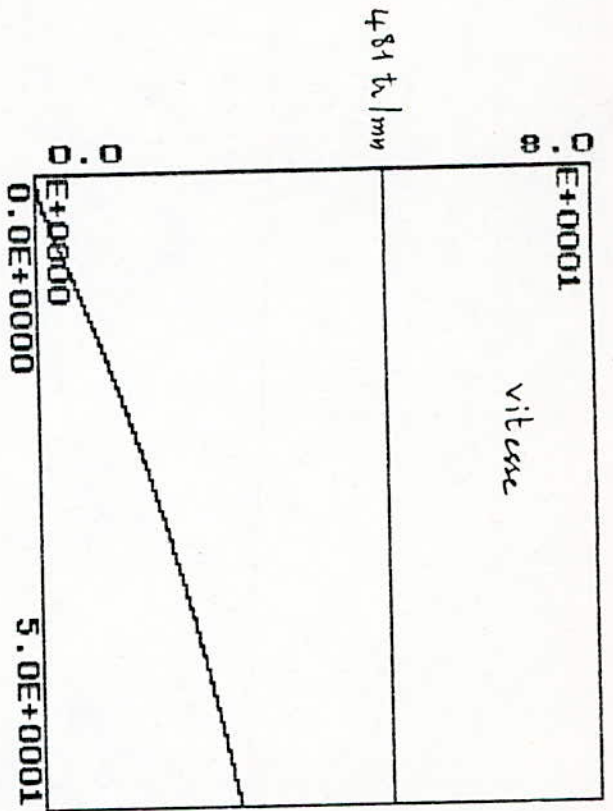
$T = 3,33 \text{ ms}$
 $N_2 = 15$
 $\lambda = 600$
 $N_1 = Nu = 1$
 Avec une
 consigne en
 vitesse de
 673 tr/lmn.



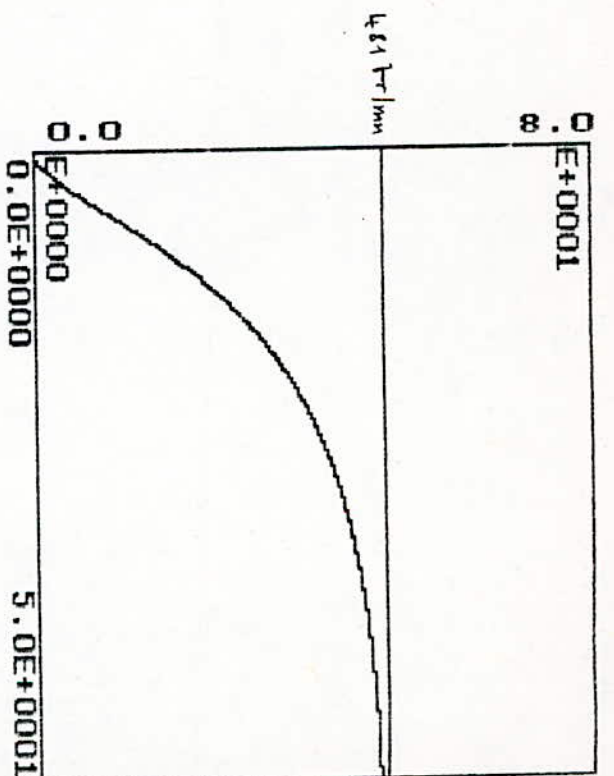
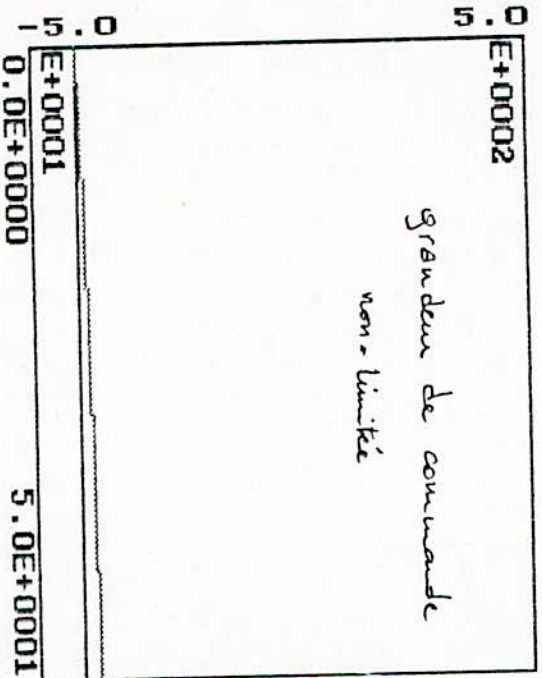
$T = 6 \text{ ms}$
 673 tr/lmn



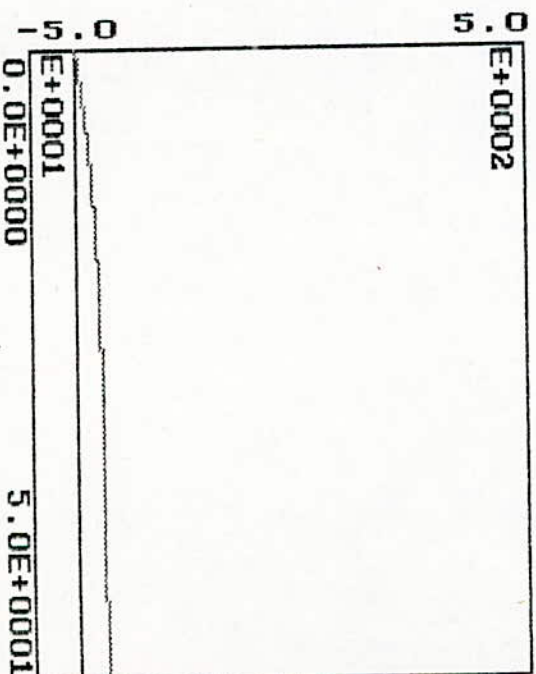
Influence de N_2



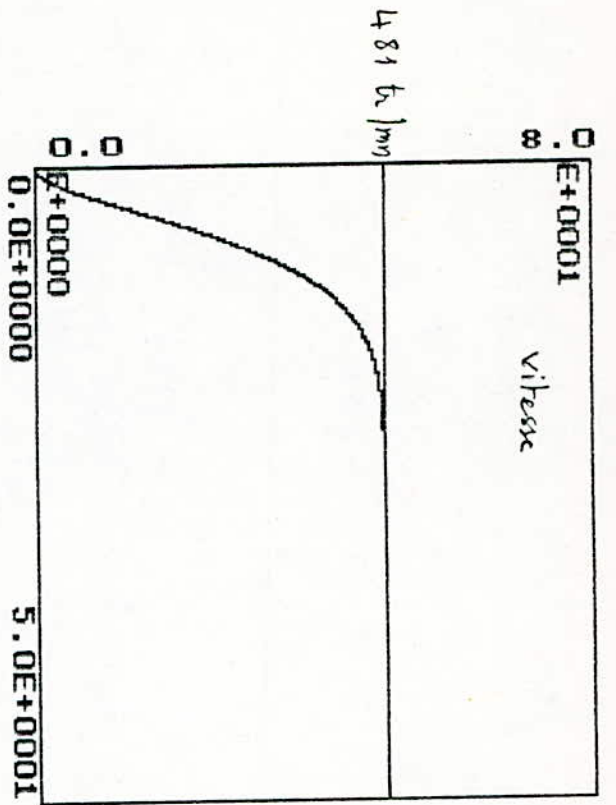
$N_2 = 4$
 $d = 600$
 $N_1 = 1$
 $NU = 1$



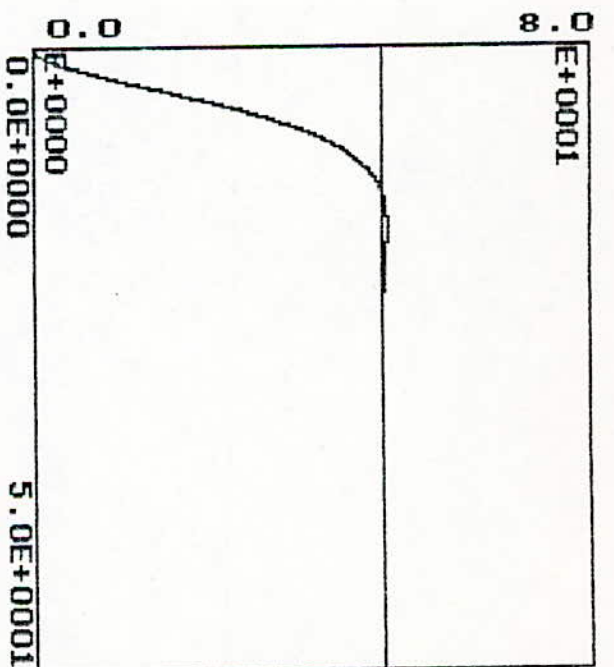
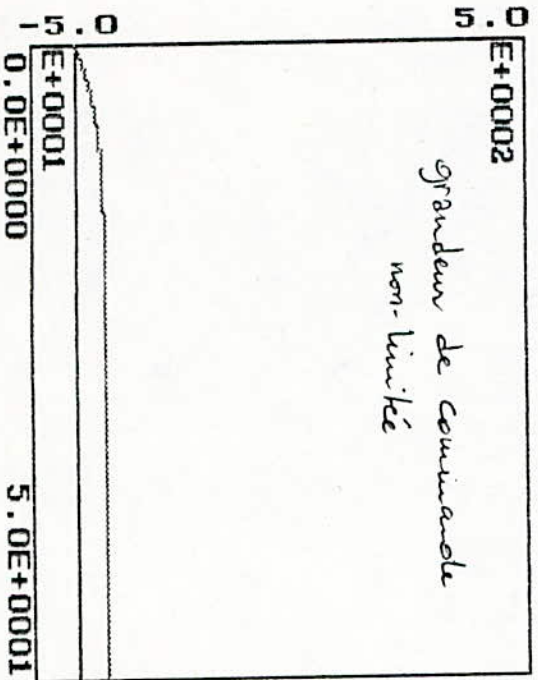
$N_2 = 8$
 $d = 600$
 $N_1 = 1$
 $NU = 1$



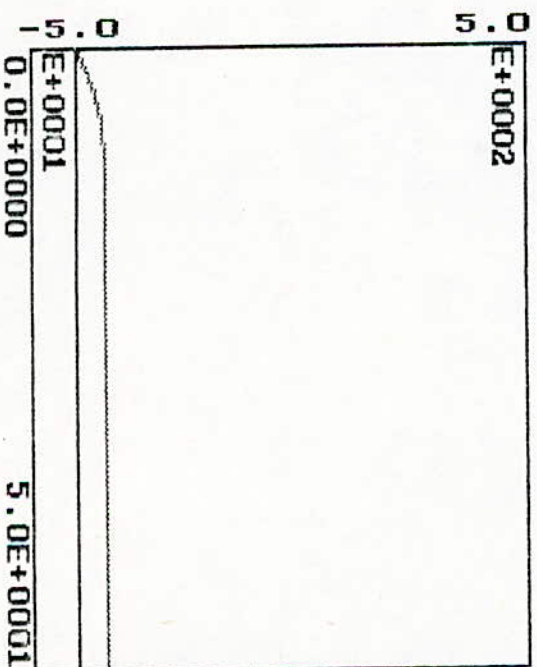
Influence de N_2



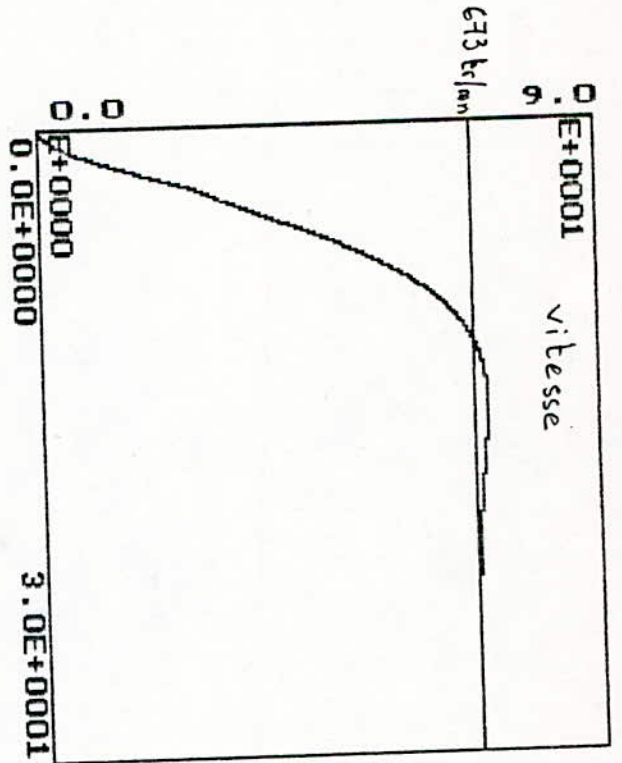
$N_2 = 12$
 $\lambda = 600$



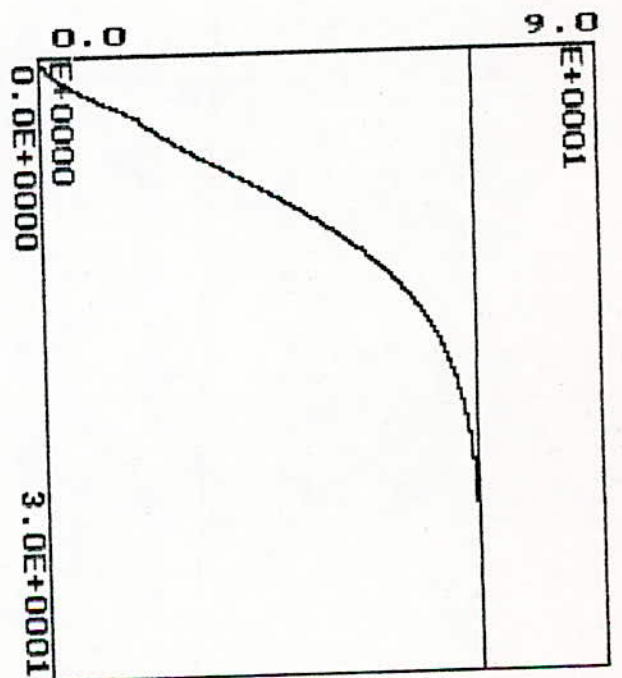
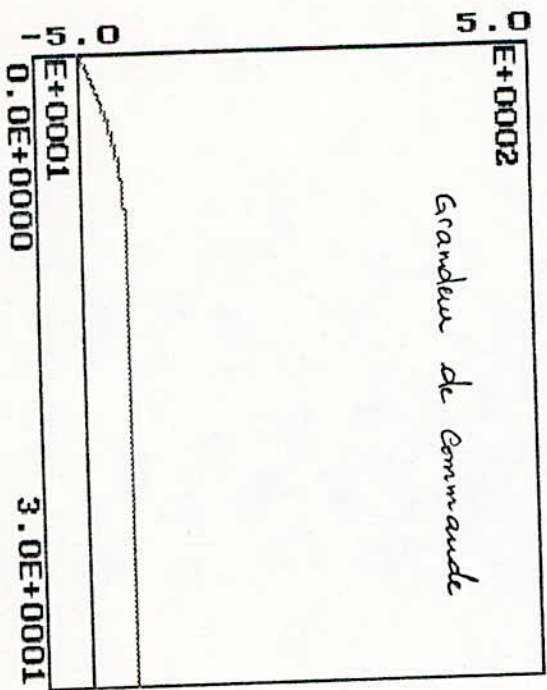
$N_2 = 14$
 $\lambda = 600$



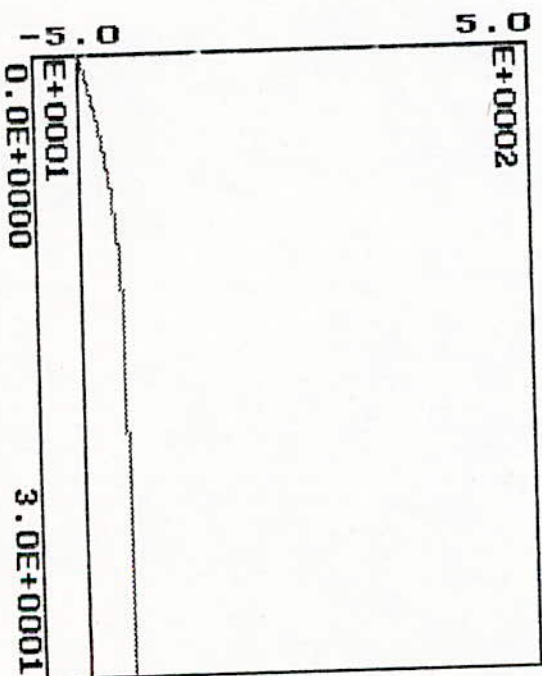
Influence de N_2



$\lambda = 50$
 $N_2 = 5$
 $C_r = 5 \text{ N.m}$

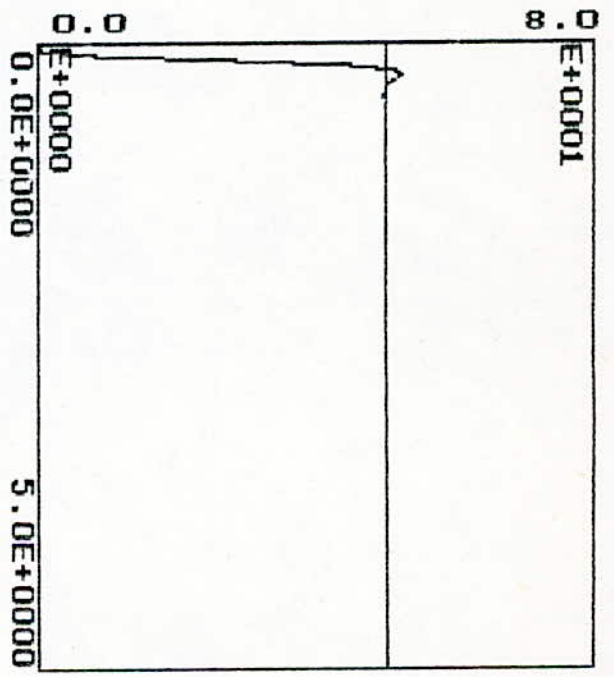
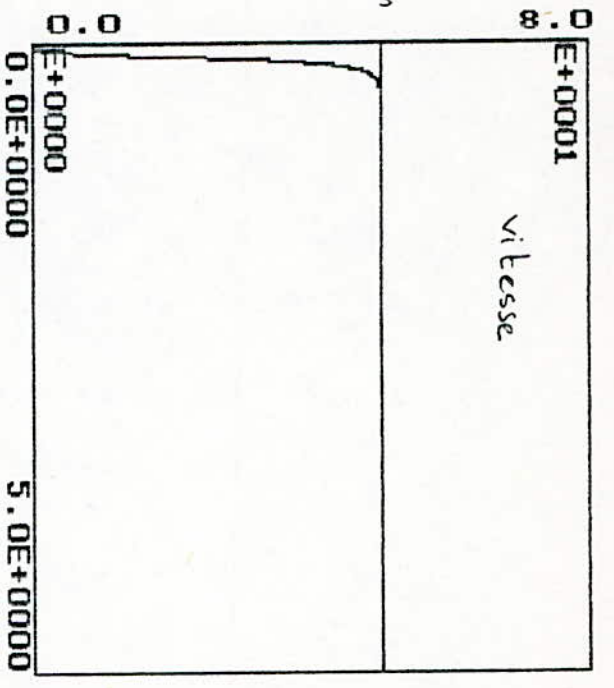


$\lambda = 50$
 $N_2 = 4$
 $C_r = 5 \text{ N.m}$



Influence de λ

481 tr/min



$N_2 = 14$;

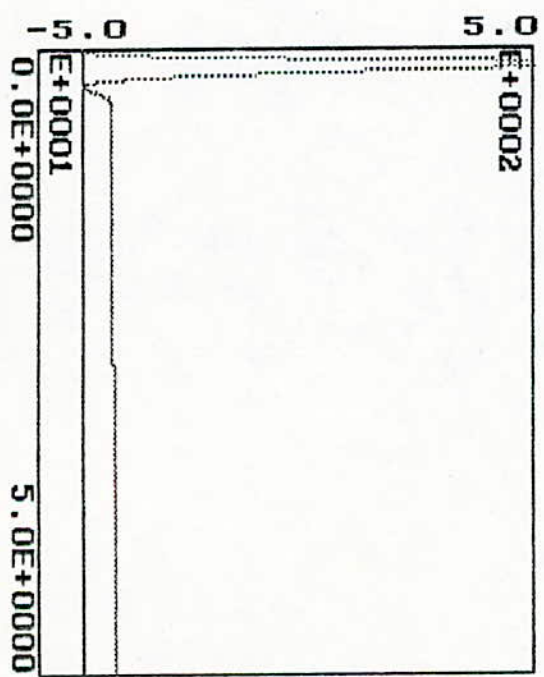
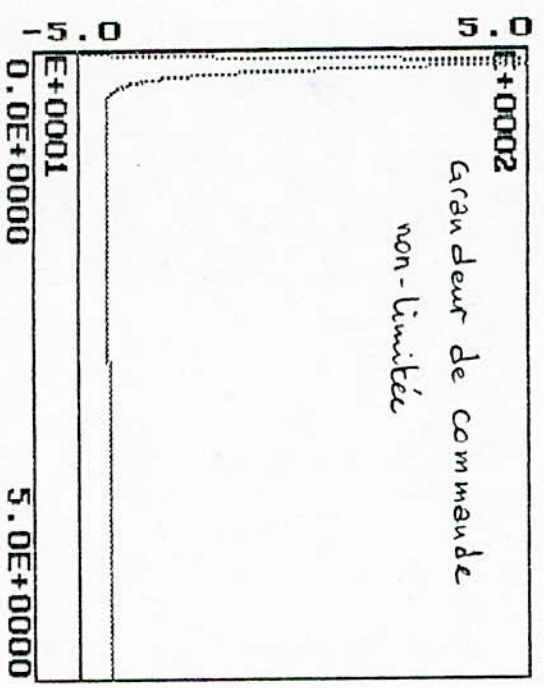
$N_2 = 14$

$\lambda = 0,01$

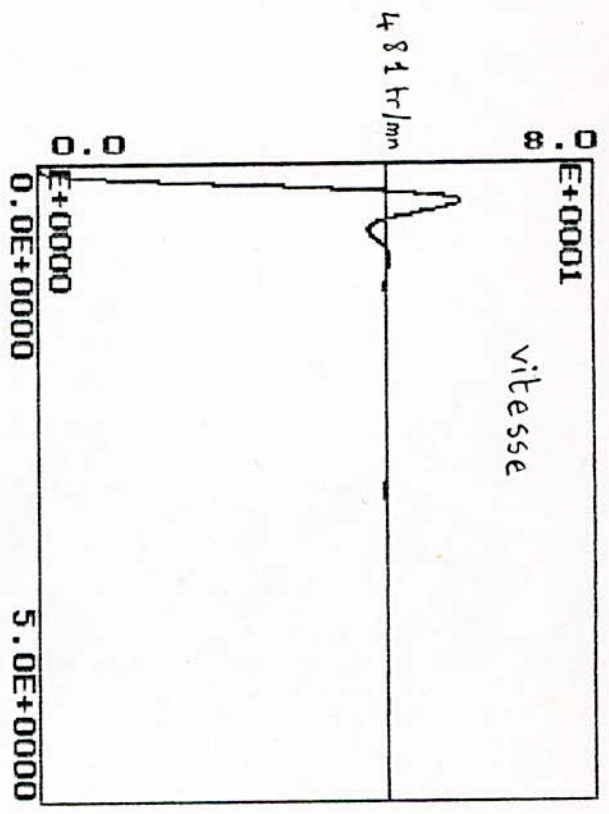
$\lambda = 0,1$

$N_1 = 1$

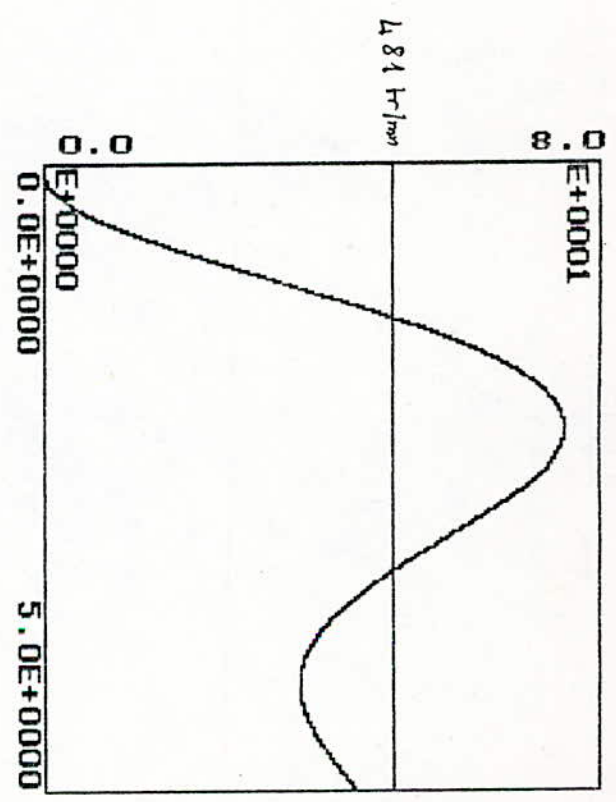
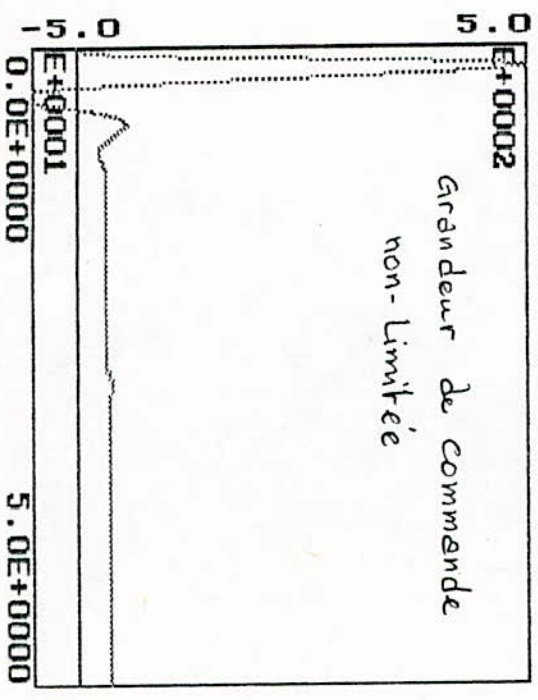
$N_0 = 1$



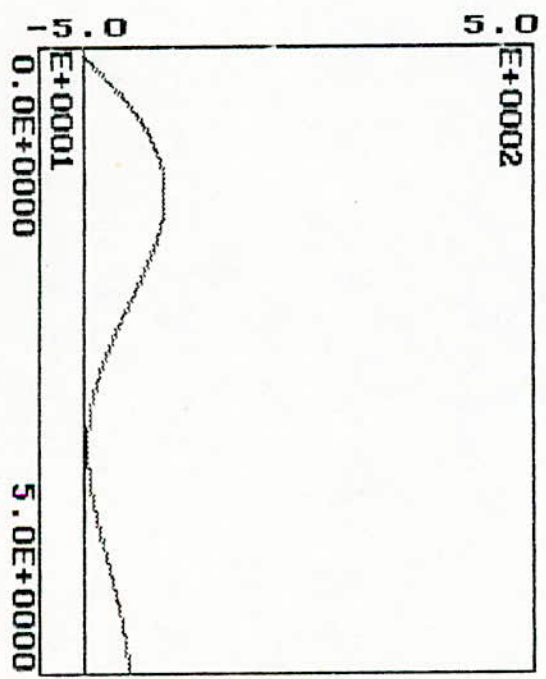
Influence de λ



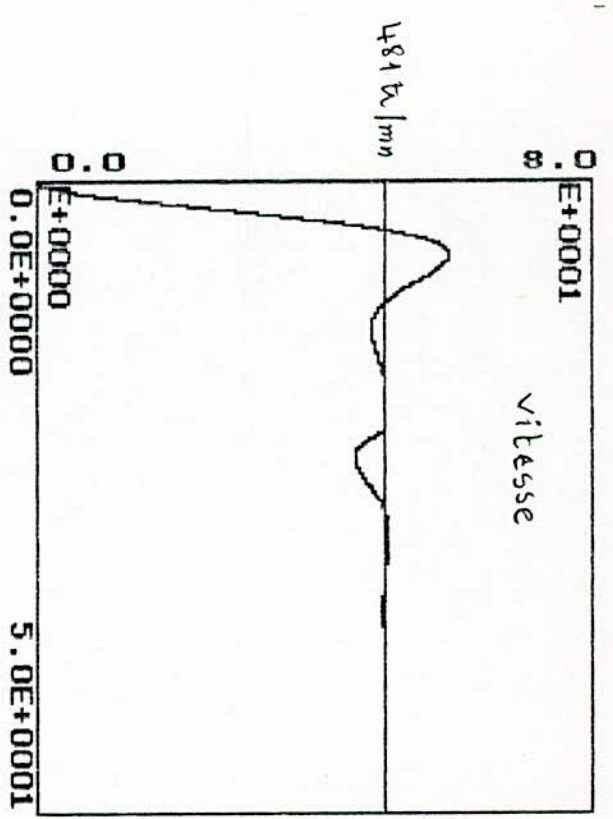
$N_1 = 1; N_2 = 1$
 $N_2 = 14; \lambda = 0,3$



$N_2 = 14$
 $\lambda = 30$
 $N_1 = 1; N_2 = 1$



Influence de λ

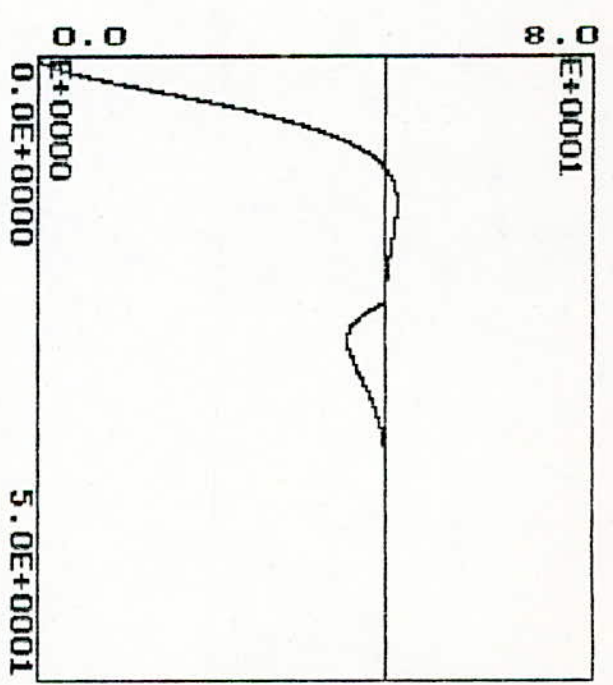
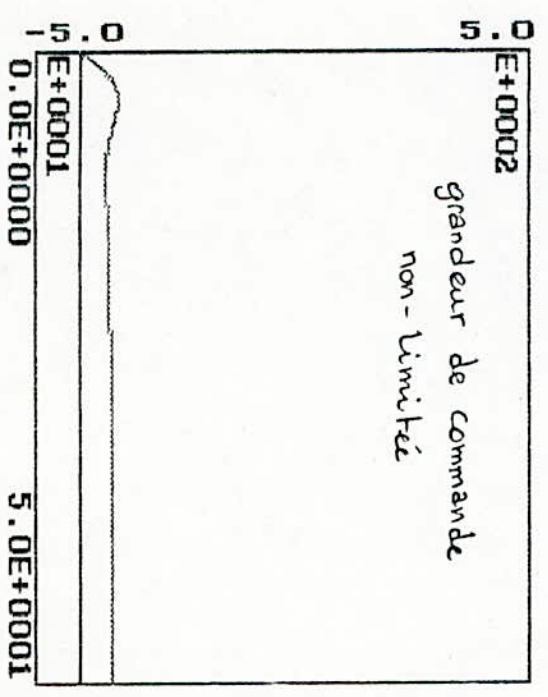


$N_2 = 14$

$\lambda = 2500$

$N_1 = 1; N_u = 1$

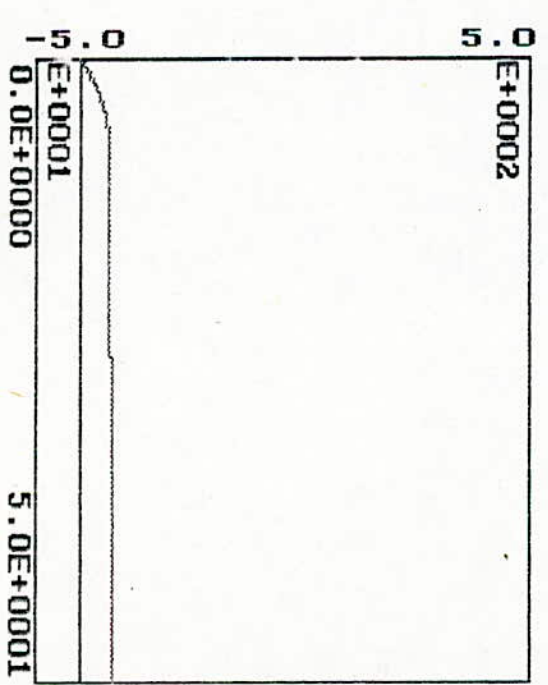
$C_r = 5 \text{ N.m}$



$N_2 = 14$

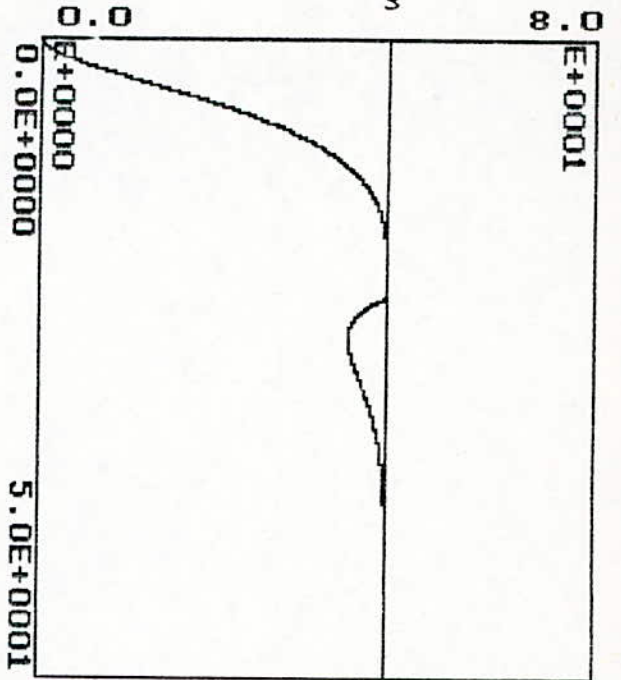
$\lambda = 500$

$N_1 = N_u = 1$



Influence de λ

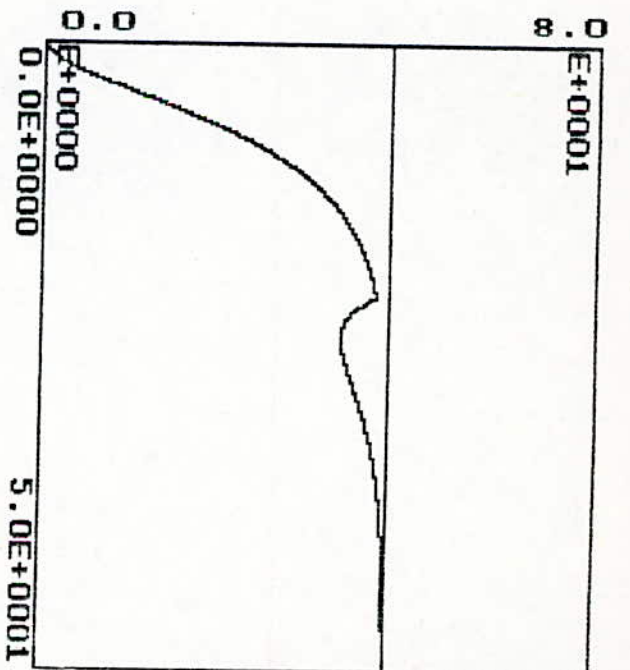
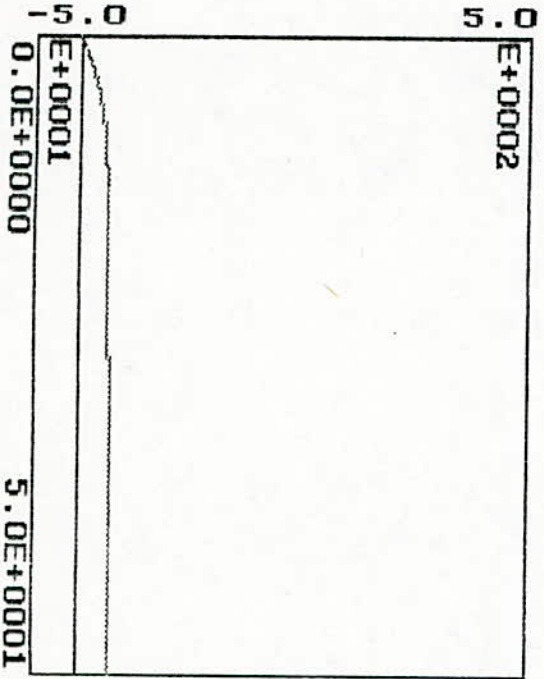
481 tr/mm



$$N_2 = 14$$

$$\lambda = 700$$

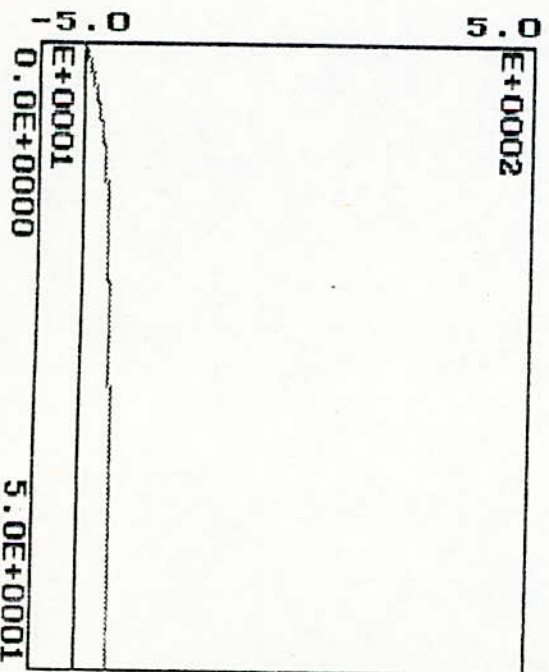
$$C_r = 5 \text{ N.m}$$



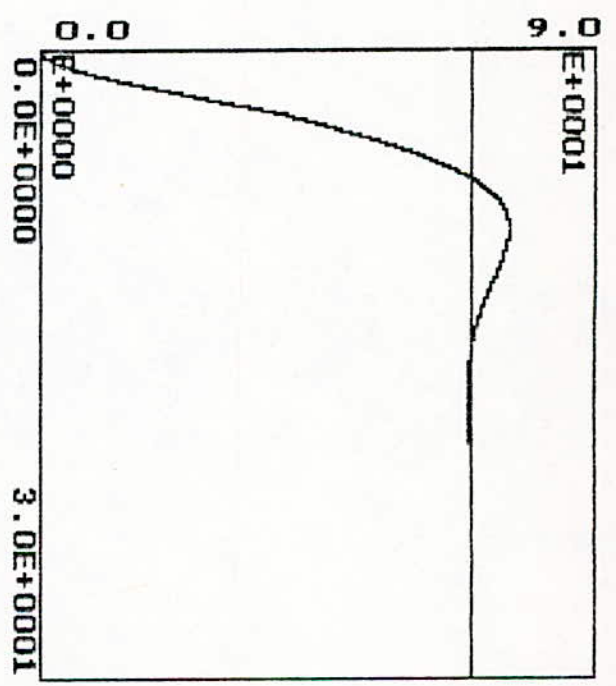
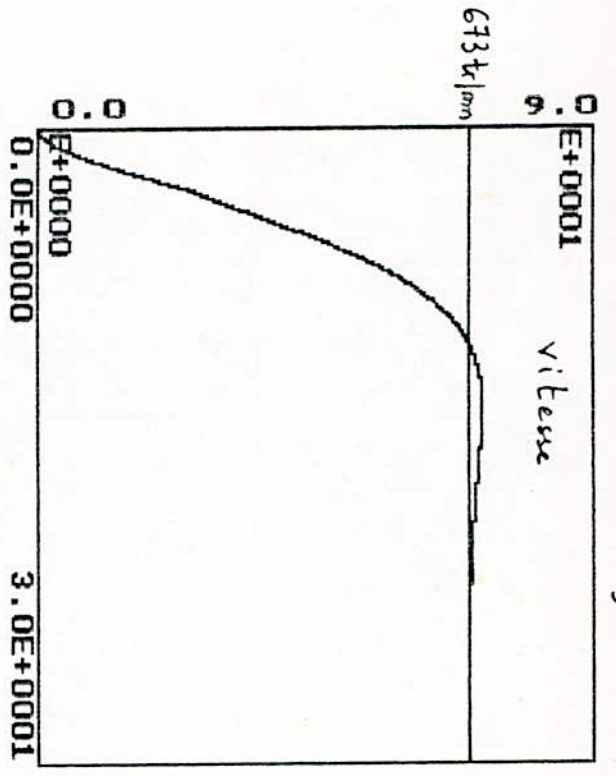
$$N_2 = 14$$

$$\lambda = 1000$$

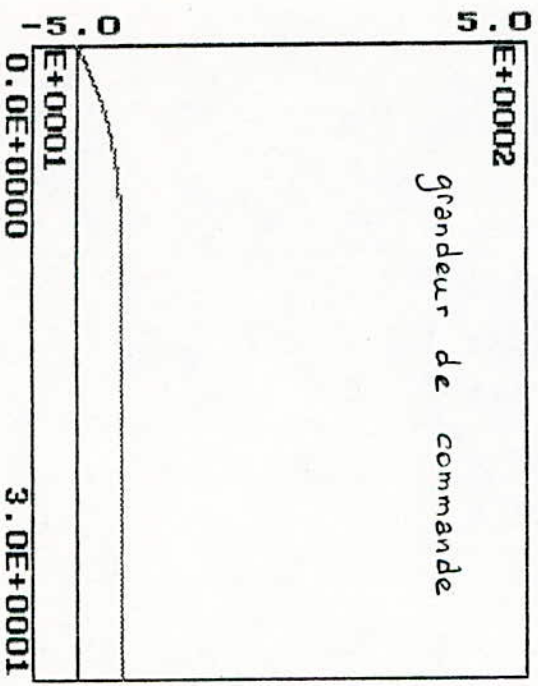
$$C_r = 5 \text{ N.m}$$



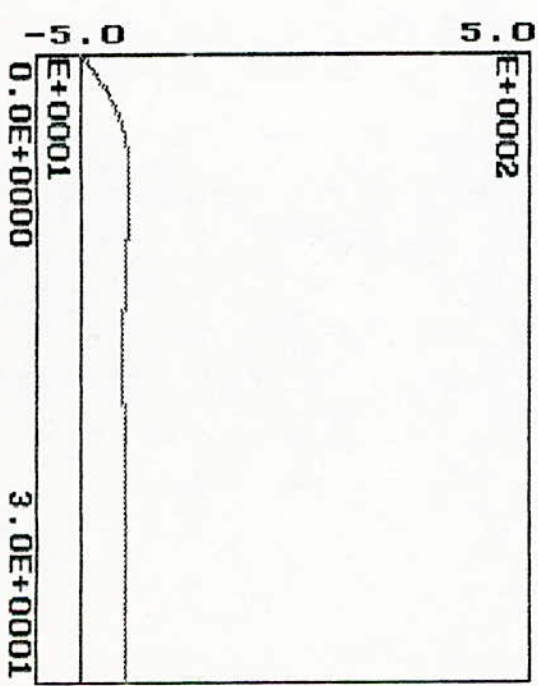
Influence de λ de 50 à 30.



$\lambda = 30$
 $N_2 = 4$
 $C_r = 5 N.m$

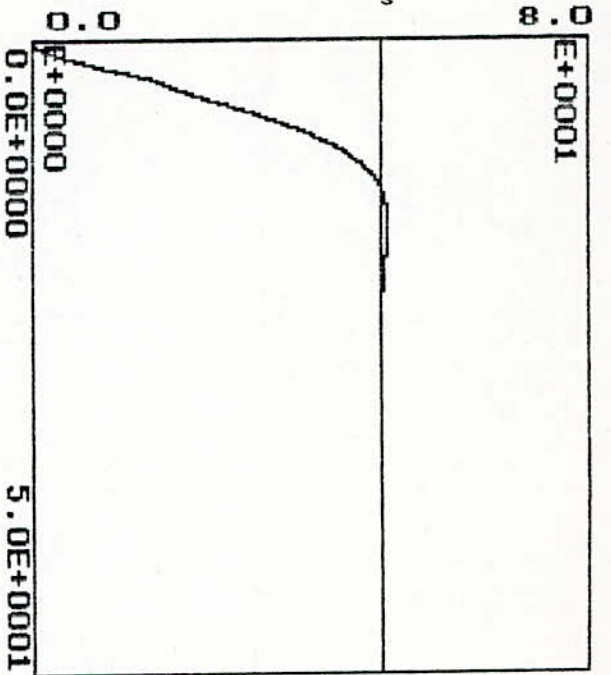


$\lambda = 30$
 $N_2 = 5$

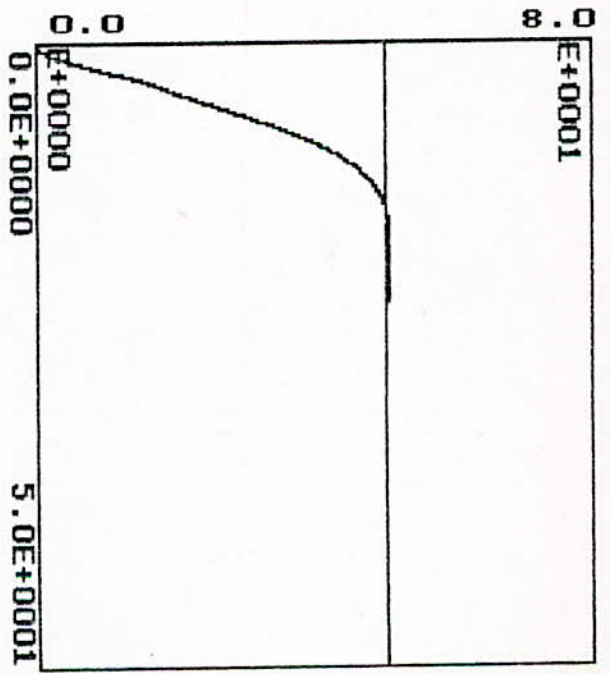


Influence de N_1

473 tr/mm

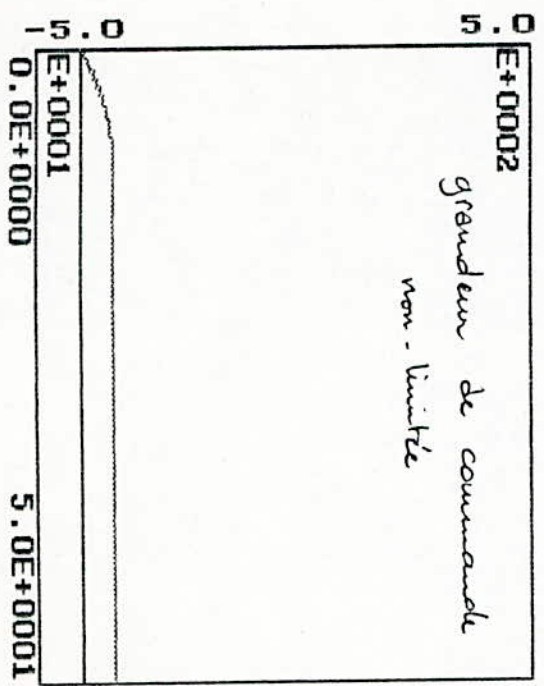


473 tr/mm

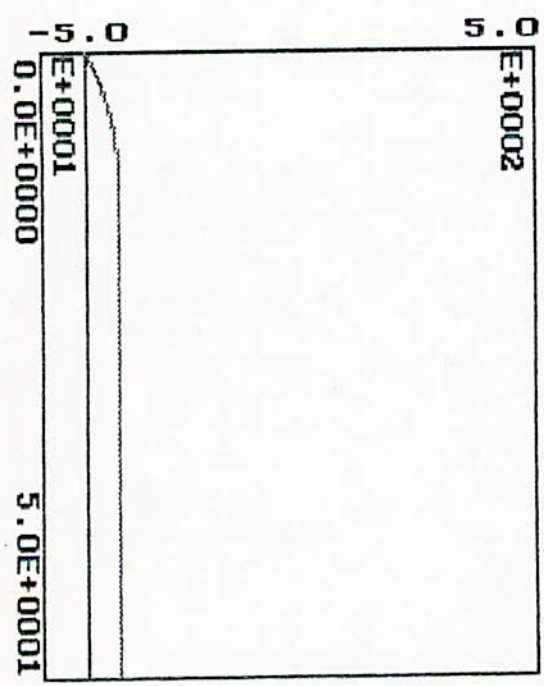


$N_2 = 15$
 $\lambda = 600$
 $N_U = 1$
 $N_1 = 2$

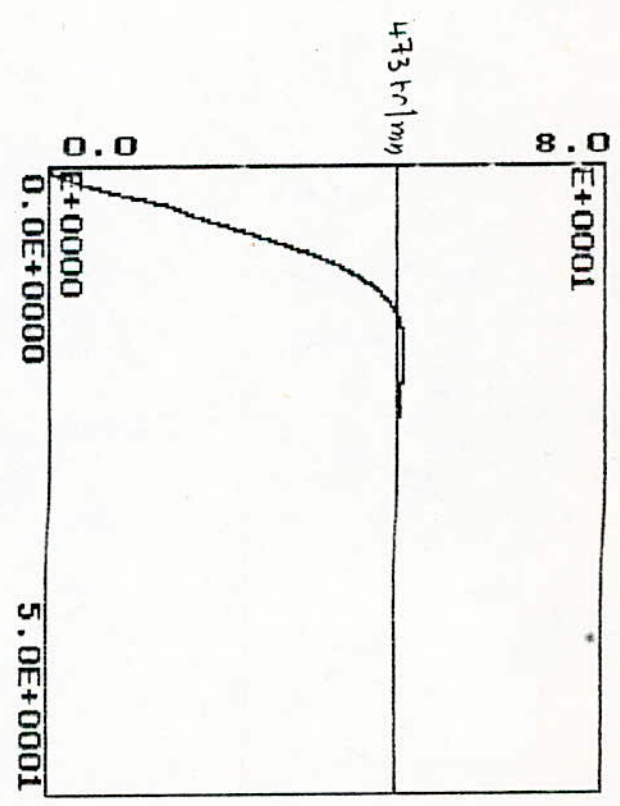
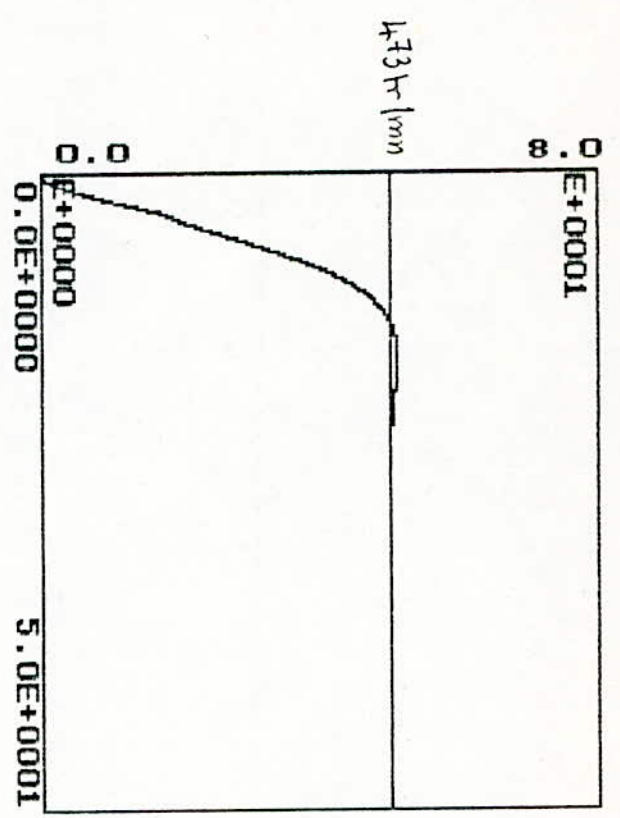
grandeur de commande
 non-limitée



$N_2 = 15$
 $N_1 = 6$
 $N_U = 1$
 $\lambda = 600$



Influence de Nu

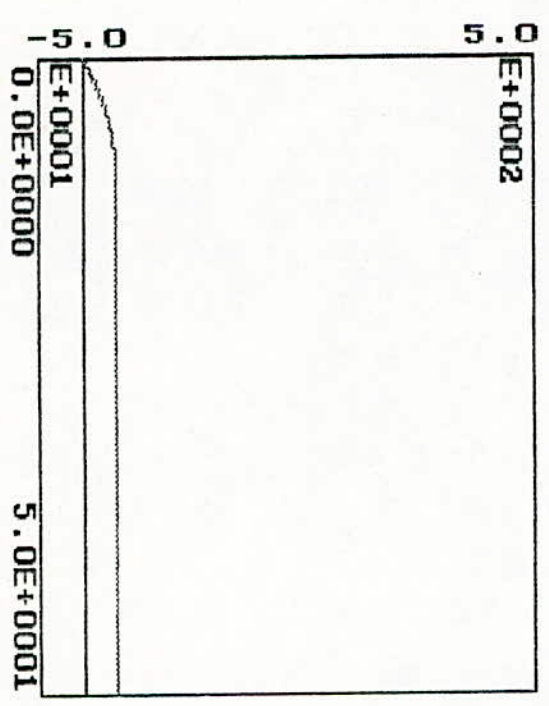


$N_1 = 15$

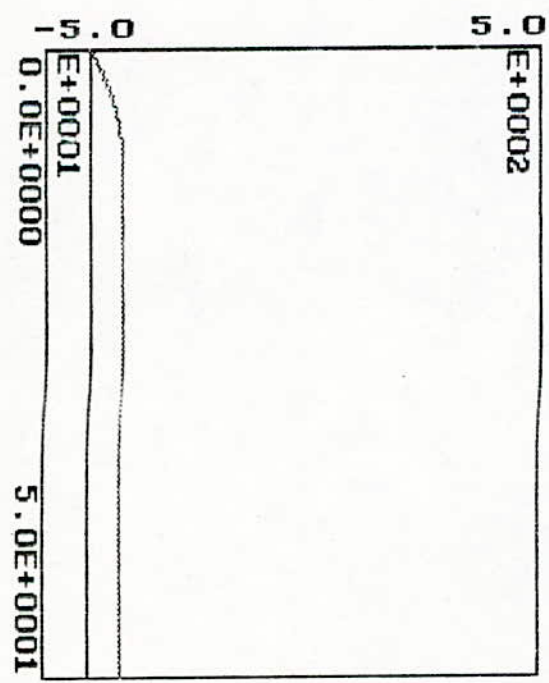
$d = 600$

$Nu = 2$

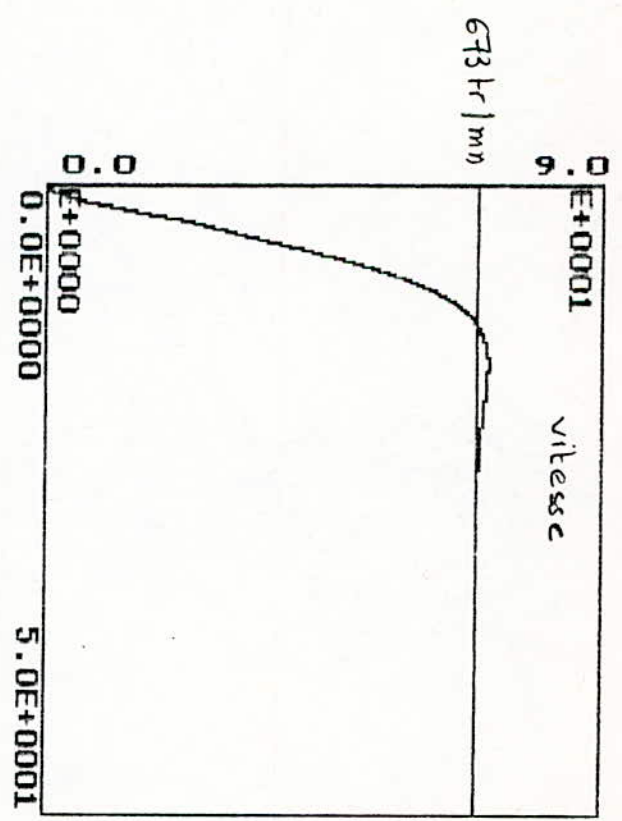
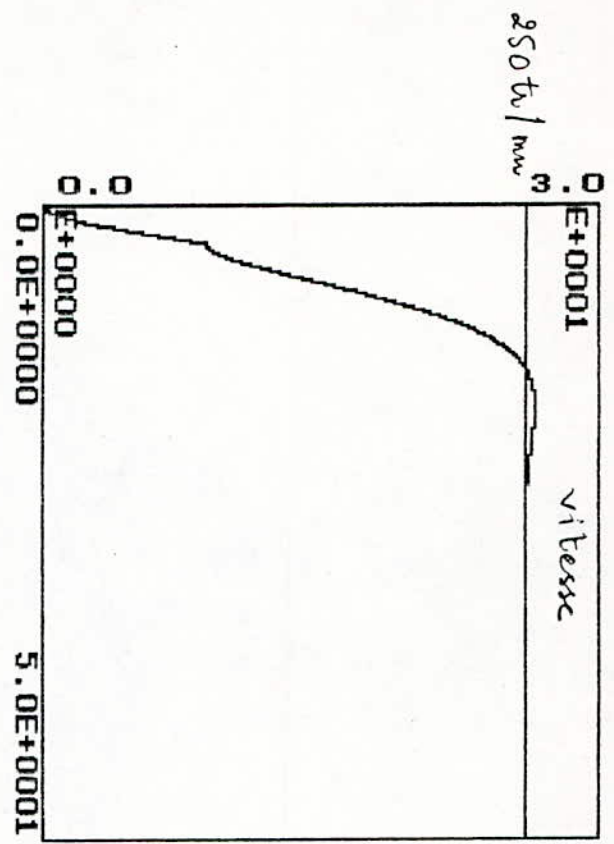
$N_1 = 1$



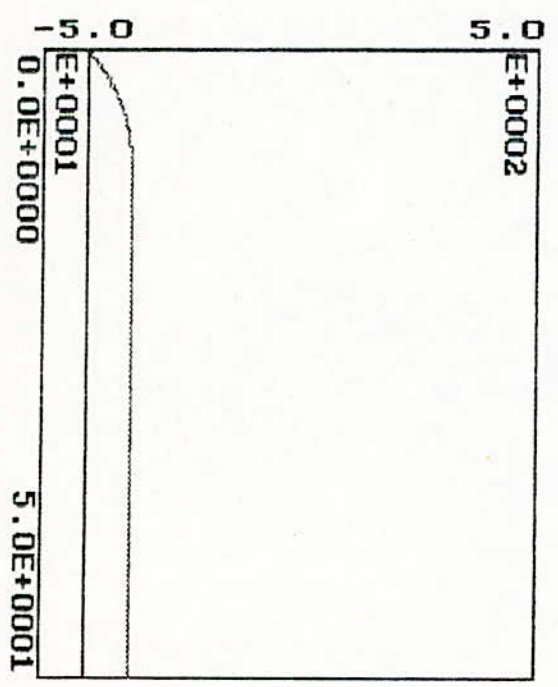
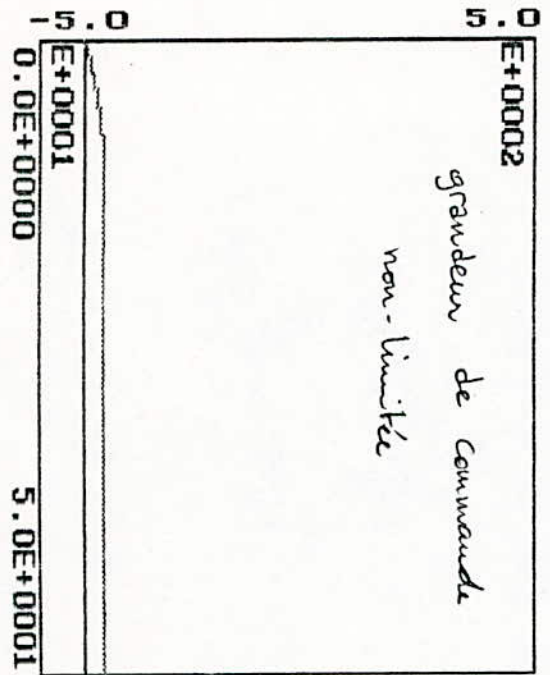
$Nu = 4$
 $N_1 = 1.$



Variation sur la vitesse de consigne

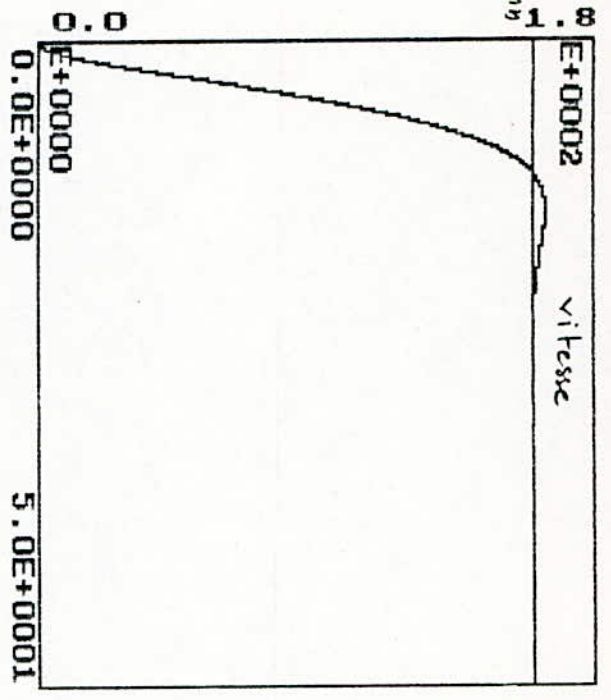


$N_2 = 15$
 $\alpha = 600$
 $\Gamma = 5 \text{ N.m}$

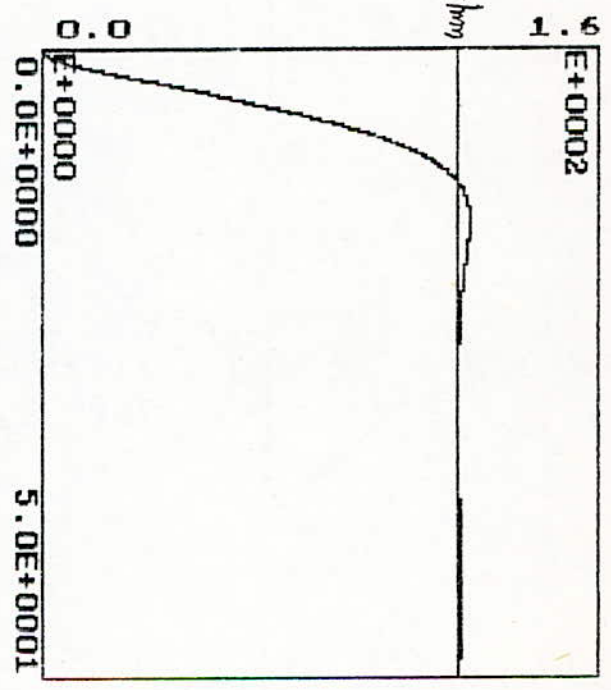


variation de la vitesse de consigne

15000 $\frac{m}{h}$



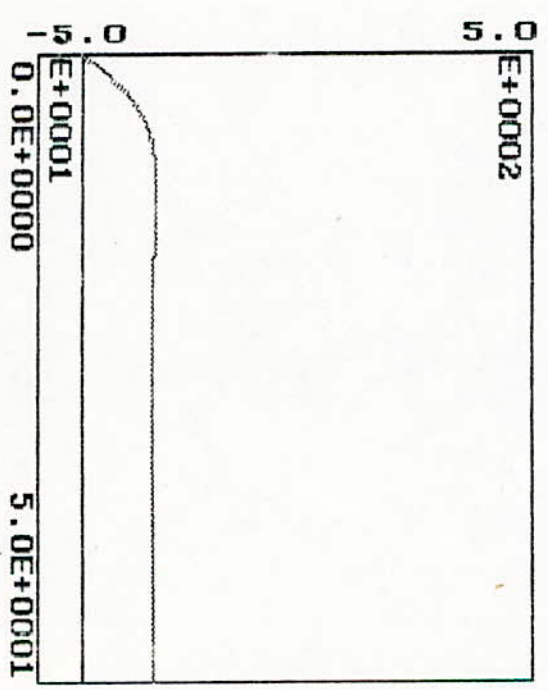
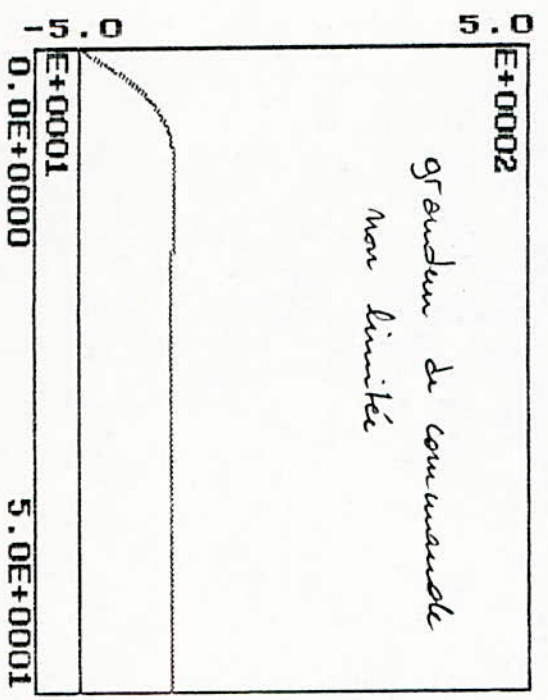
1345 $\frac{m}{h}$



$N_2 = 15$

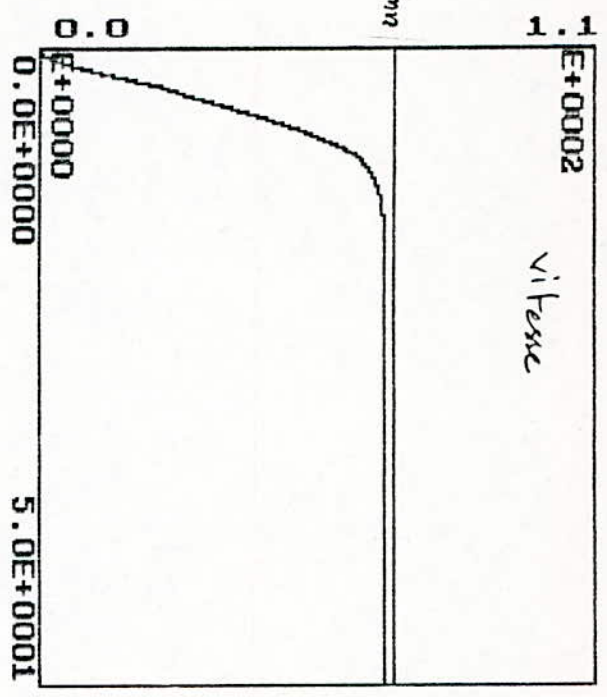
$\lambda = 600$

grandeur de consigne
non limitée

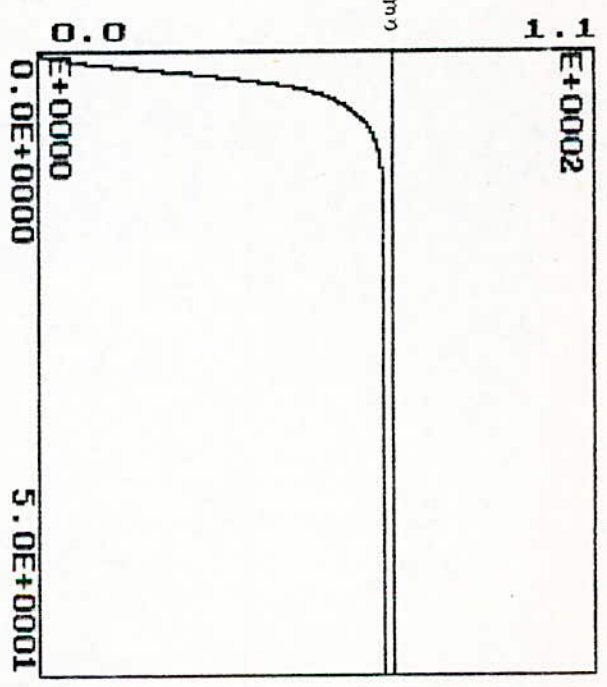


Variation de

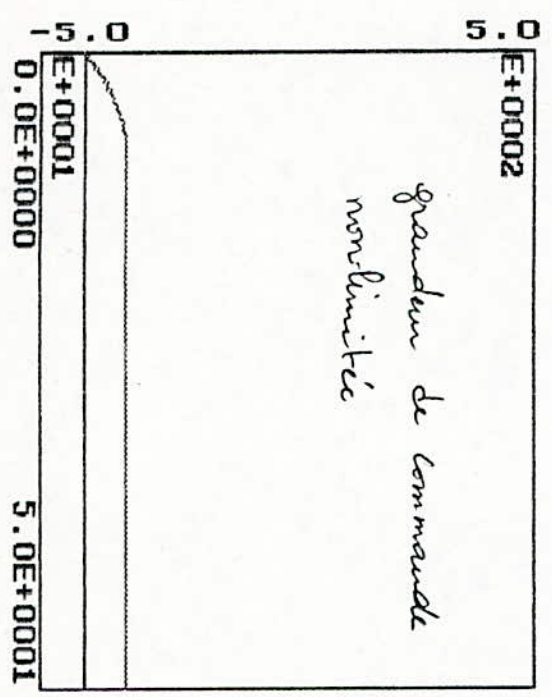
473 N/mm



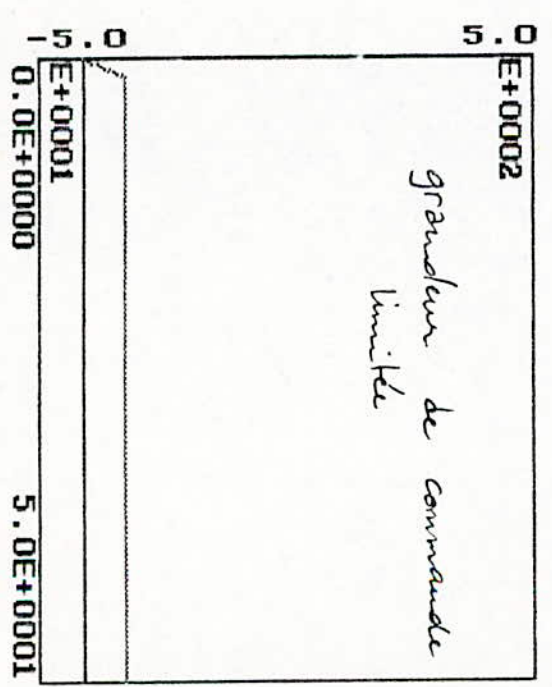
473 N/mm



grandeur de commande
nonlimitée

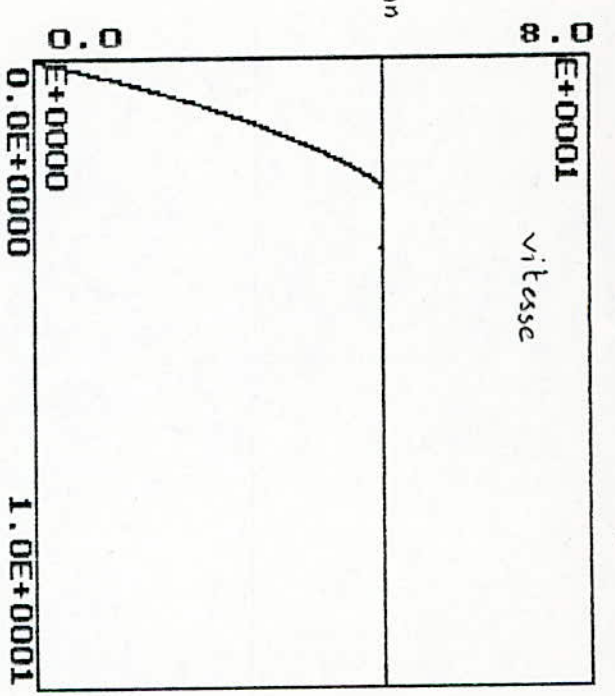


grandeur de commande
limitée

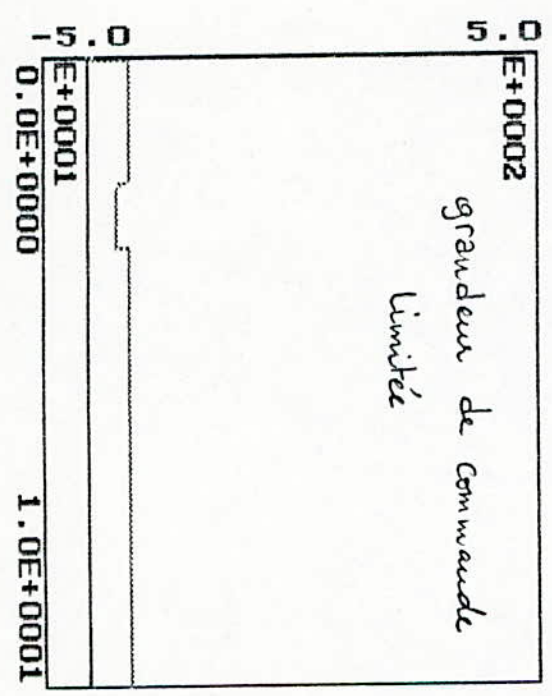


In phase d'une augmentation de la charge

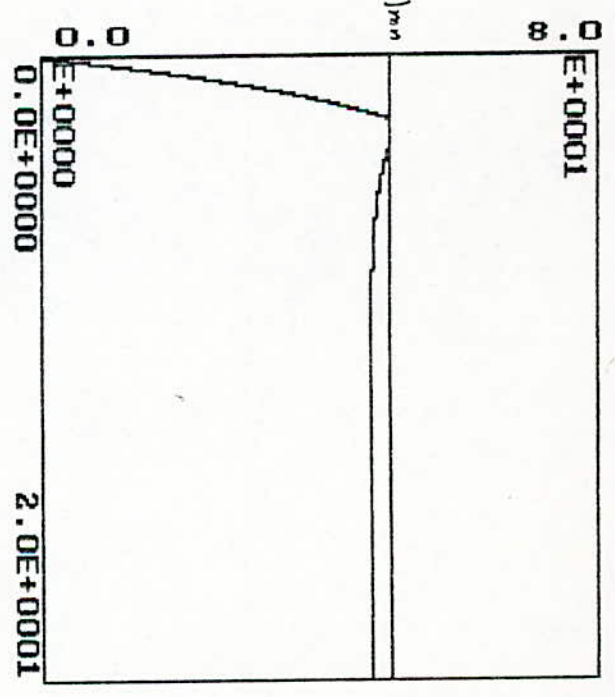
481 tr/min



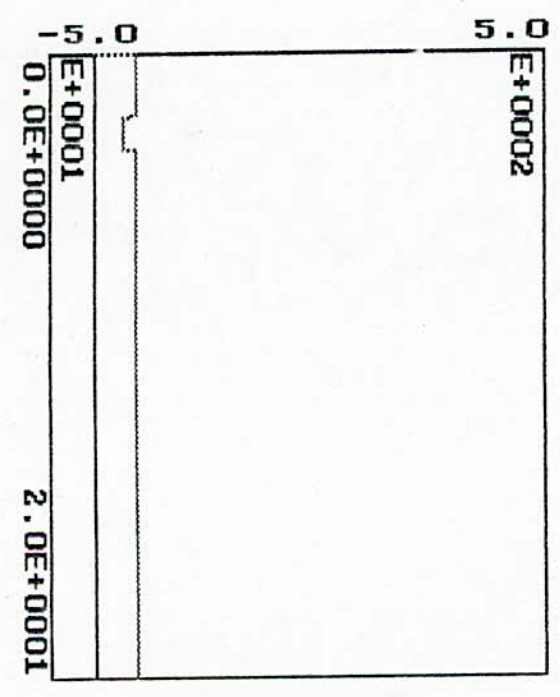
$N_2 = 15$
 $\lambda = 0.01$
 $\Gamma_r = 15 \text{ N.m}$



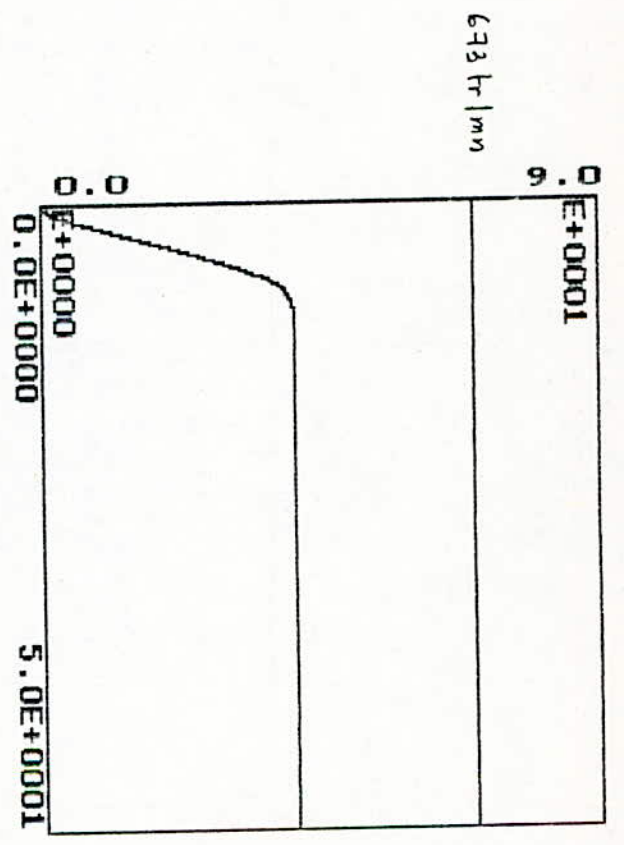
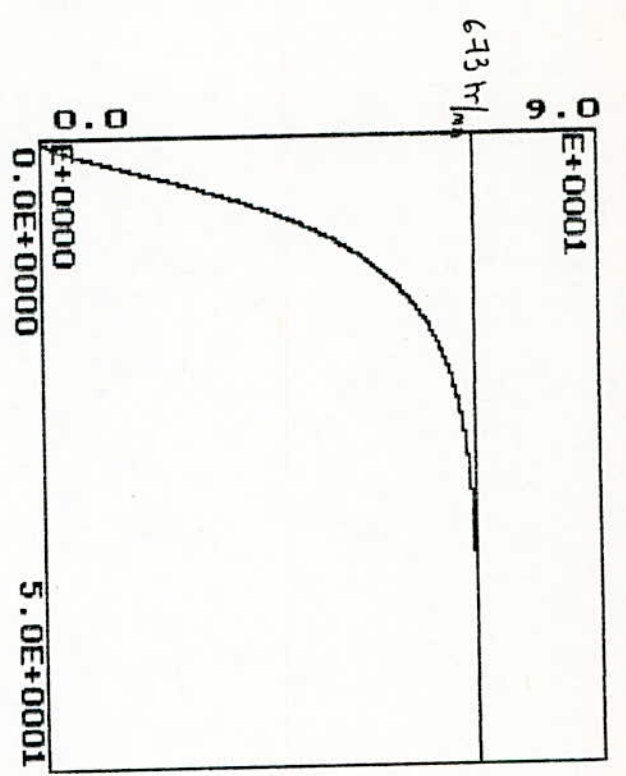
481 tr/min



$N_2 = 15$
 $\lambda = 0,01$
 $\Gamma_r = 18 \text{ N.m}$



Influence d'une perturbation variable

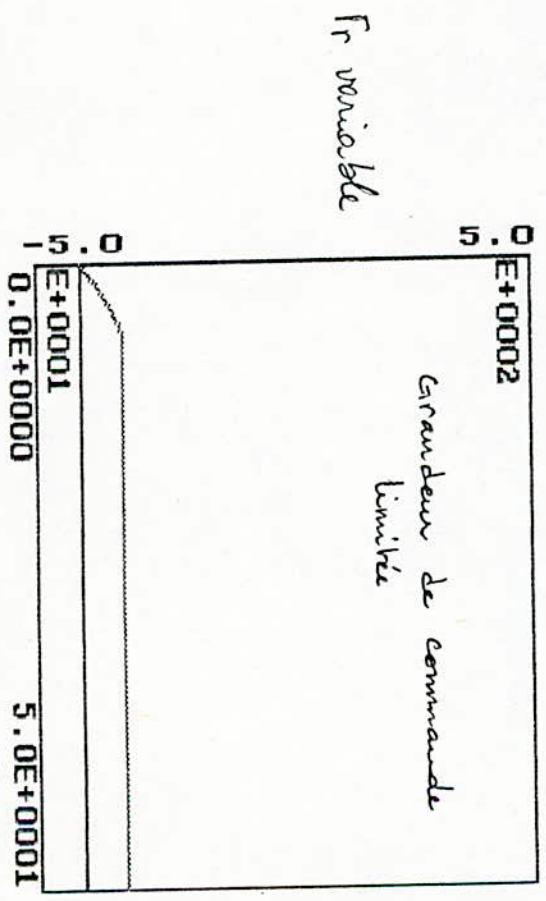
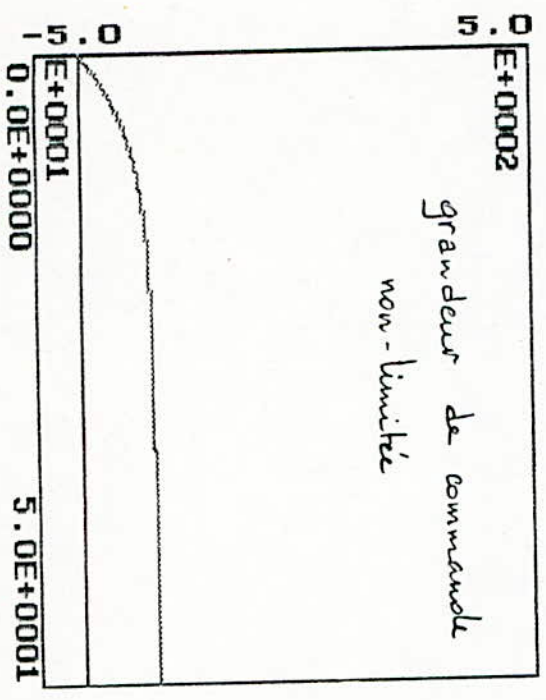


$N_2 = 15$

$N = 600$

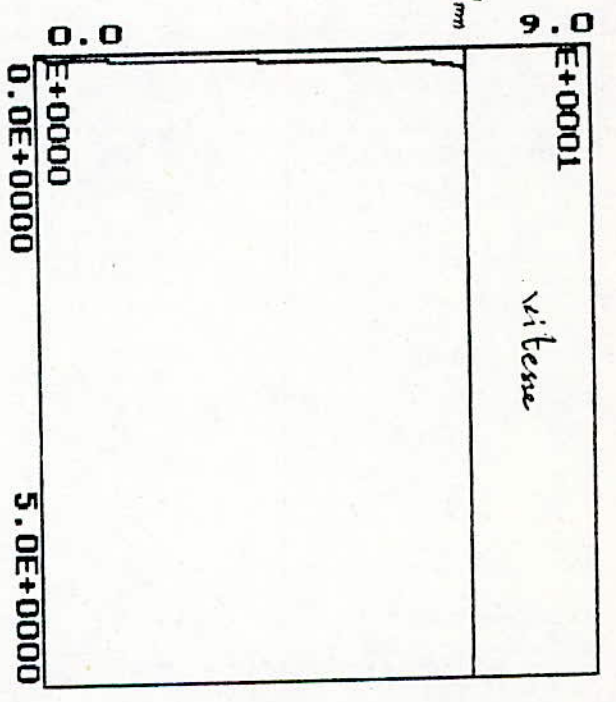
$N_1 = N_0 = 1$

R variable

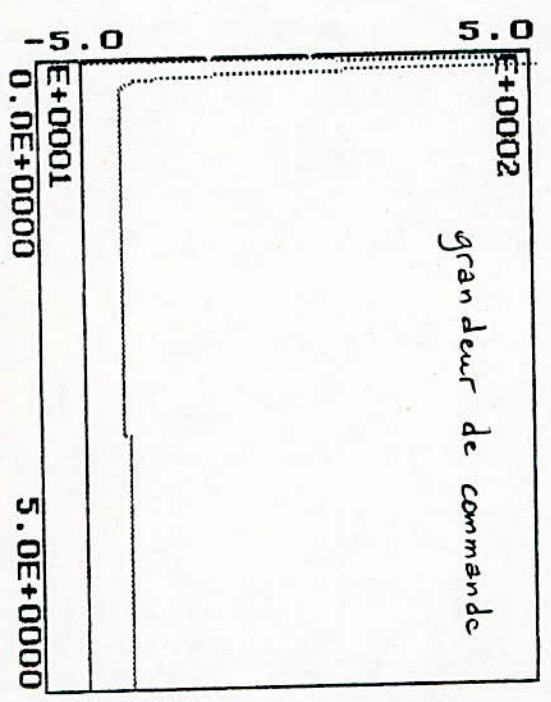


R variable

613h/mm



$\lambda = 0,01$
 $N_2 = 15$
 $N_1 = 1$
 $N_u = 1$



CONCLUSION

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Dans ce mémoire, nous avons entrepris une étude par simulation de la commande prédictive généralisée appliquée au modèle simplifié de la machine synchrone autopilotée.

Les résultats enregistrés au bout de cette étude nous ont permis de mieux situer le degré d'applicabilité de la commande prédictive généralisée à la MSA, conformément aux moyens et au temps qui nous ont été alloués. Les résultats obtenus nous ont permis, d'une part de mettre en évidence certains aspects connus de la GPC, d'autre part, d'entrevoir certaines perspectives permettant de mieux cerner l'orientation de nos recherches en vue d'aboutir à une commande de la MSA par GPC répondant à des performances accrues en termes de rapidité, précision...etc.

Nous commencerons par rappeler l'influence des paramètres de la GPC, notamment celle de N_2 et λ sur la réponse du système. L'horizon maximum de prédiction N_2 procure au système une dynamique rapide avec un effort de commande accru et le facteur de pondération λ procure au système une dynamique lente avec un effort de commande moins important.

Pour pouvoir allier entre ces performances, c'est à dire avoir un système qui répond relativement vite avec un effort de commande pas trop important, il faudrait augmenter λ vers des valeurs plus grandes. Ceci permettrait d'amortir les oscillations au détriment du temps de réponse qui deviendrait trop grand. D'autre part pour minimiser ce temps de réponse, on augmente N_2 vers des valeurs plus grandes de l'ordre de la centaine, par exemple, ceci rendrait le système plus rapide.

Dans notre cas nous nous sommes limitées à une valeur de $N_{2max} = 15$, ceci en raison du fait que notre programme ne nous permettait pas d'aller vers des valeurs plus grandes, signalant "overflow" à chaque tentative. Dans ce contexte, nous suggérons, que cette étude soit menée sur un autre logiciel, tel que le

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Parmi ces méthodes nous citerons la structure polynômiale de la commande prédictive généralisée aboutissant à la synthèse d'un régulateur polynômial équivalent composé de trois polynômes R, S, et T. Il est montré, par DUMUR, que cette structure particulière permet une étude systématique de la stabilité de la commande élaborée selon le jeu de paramètres choisi et que, dès lors, une procédure de détermination automatique de ces paramètres est envisageable .

Une deuxième proposition est de prévoir une structure à plusieurs périodes d'échantillonnage, lorsque bien sûr, une structure cascade est envisageable. Cette structure multiéchantillonnée présente l'avantage de ne pas suréchantillonner la boucle externe généralement plus lente.

Dans le même ordre d'idée, le concept de commande prédictive généralisée utilisant l'opérateur "delta ", celui-ci ayant la propriété de se comporter correctement, même en cas de suréchantillonnage.

Au stade où nous sommes arrivés, nous jugeons qu'il ne serait pas tout à fait opportun de se hasarder d'affirmer que le réglage classique par P.I est nettement mieux adapté pour la commande de la MSA, car les problèmes auxquels on s'est trouvées confronter ont grandement limité nos recherches des paramètres optimaux de la GPC qui assurent les performances désirées. Nous pouvons simplement dire que la commande classique par P.I assure un réglage correct des paramètres de la machine et que le réglage par GPC laisse entrevoir un réglage meilleur, tenant compte des perspectives présentées précédemment .

ANNEXE

Les principales caractéristiques de la machine sont:

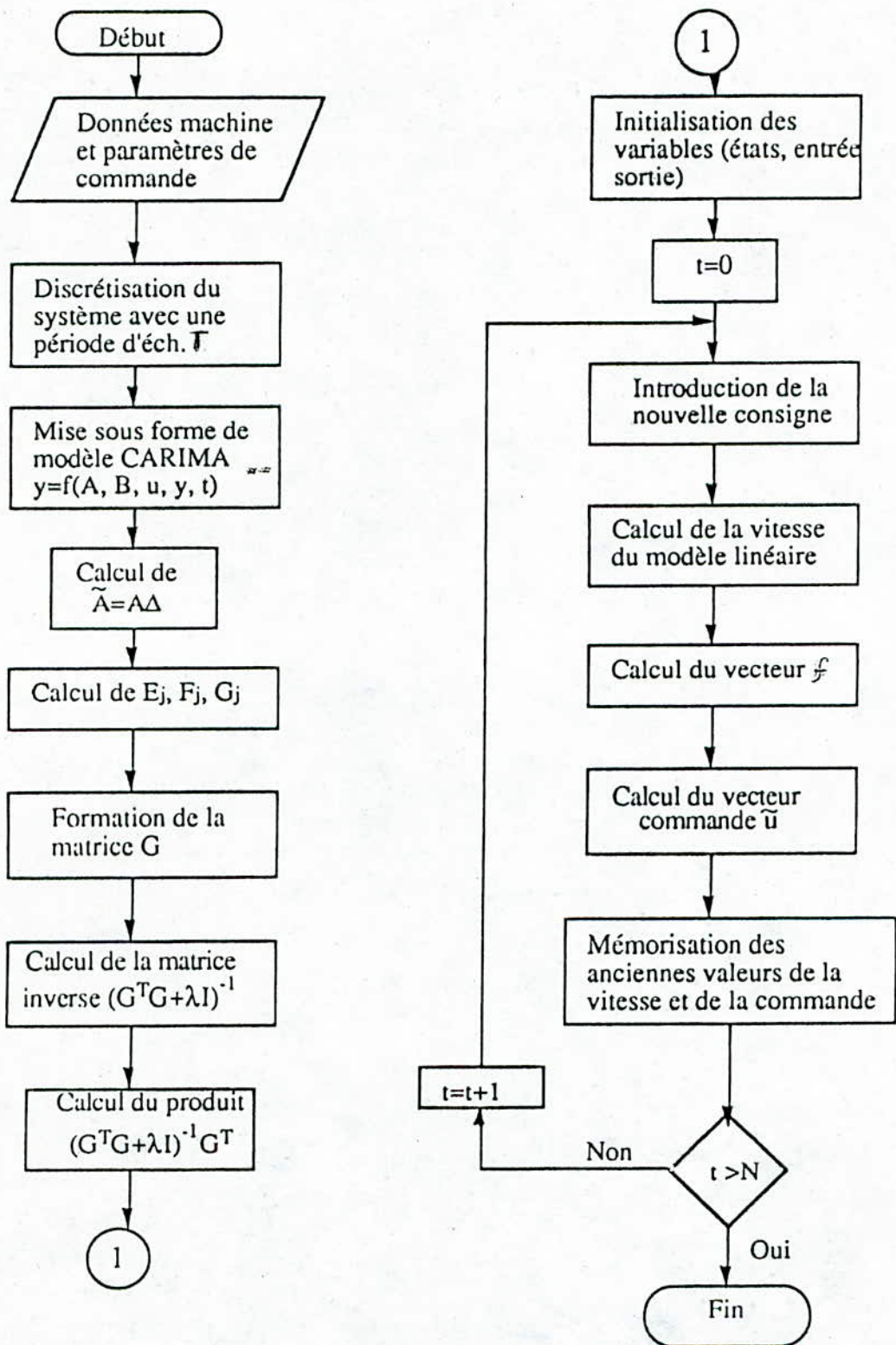
3 phases	2 paires de pôles	
$f_n = 50 \text{ Hz}$	$U_n = 220 \text{ V}$	$S_n = 10 \text{ KVA}$
$i_f = 2.7 \text{ A}$	$I_n = 26.3 \text{ A}$	$C_r = 0.53 \text{ w}$

Les paramètres de la machine sont:

$X_d = 5.4 \Omega$	$X_q = 3.5 \Omega$	
$X'_d = 1.0 \Omega$	$X''_d = 0.96 \Omega$	
$X''_q = 0.74 \Omega$		
$R_s = 0.4 \Omega$	$R_f = 41 \Omega$	$R_d = 0.13 \Omega$
$L_f = 49 \text{ H}$	$L_d = 0.045 \text{ H}$	$M_{df} = 0.83 \text{ H}$
$J = 1.14 \text{ Nm s}^2 / \text{rd}$	$f = 0.614 \text{ Nm/rd/s}$	

Les constantes de temps de la machine sont:

$T_e = 0.19 \text{ s}$	$T_m = 1.65 \text{ s}$
------------------------	------------------------



Organigramme de simulation de la commande du modèle simplifié de la MSA

NOMENCLATURES

Cr: couple de charge
E: f.e.m de la machine
f: coefficient de frottement
Gr: gain du redresseur
 i_k : courant de la phase k
J: moment d'inertie des masses tournantes
Ld: inductance de lissage
Lds: inductance synchrone d'axe direct
Ldp: inductance propre de l'amortisseur d'axe direct
Lrf: inductance propre de l'inducteur
Ls: inductance d'une phase statorique
Le: inductance équivalente du stator
Lds: inductance synchrone d'axe transversal
Ldq: inductance propre de l'amortisseur d'axe transversal

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

Thèses

[1] F. BENMILOUD

Simulation de la commande prédictive généralisée d'un actionneur asynchrone.

Thèse de Magister ENP-Alger, 1994

[2] K. DJEBARA

Commande adaptative monovariante d'un four de recuit rapide.

Thèse de Magister HCR, Alger 1992.

[3] BORBENEUVE - GUIBE

Commande prédictive adaptative: Application à des procédés thermiques.

Thèse de Doctorat d'Etat de l'Université Paul Sabatier de Toulouse, 1990

[4] D. DUMUR

Commande prédictive.

Thèse de Doctorat d'Etat de l'Université de Paris-Sud, Centre d'Orsay, 1993

[5] Le Huy-Hong

Etude de la commande numérique par microprocesseur d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant

Thèse de Docteur-Ingenieur, INP-Grenoble, juin 1980

[6] M.F Khène

Etude par simulation de réglage d'état échantillonné en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant

Thèse de Magister ENP-Alger, Novembre 1993

Ouvrages

[7] H. Bühler

Electronique de réglage et de commande.
Edition Georgi, 1979

[8] K. Najim G. Muratet

Optimisation et commande en génie des procédés.
Edition Masson, 1987

[9] J. Châtelain

Machines électriques
Presses polytechniques romandes, 1983

[10] P.C Krause

Analysis of electric machinery.
Mac Graw-Hill International edition, 1987

[11] H. Bühler

Réglage échantillonné: Traitement par la TZ.
Presses polytechniques romandes, 1987

[12] K.J Aström B. Wittenmark

Computer-controlled systems.
Prencctice-Hall International Editions, 1990

Articles

[13] D.W Clarke P.S TUFFS

Generalized predictive Control Part 1
Automatica Vol 23 n°2, pp 137-160, 1987

[14] A. Abdel-Razek J.P Pierrat M. Pouloujadoff A. Wiart

Fréquence limite de fonctionnement en commutation naturelle
d'une MSA.
RGE tome 88 n°9 Septembre 1979

[15] J.P Louis B. Multon M. Lavabre

Commande des machines à courant continu à vitesse variable.
Technique de l'Ingenieur D3610-D3611

[16] A. Jakubowicz N. Nougaret R. Perret

Simplified model and closed-loop control of a commutatorless
DC motor.
IEEE Transaction on Industry Application
Vol. I.A-16, n°2, March/April 1980, pp 165-172

[17] R. Perret

La machine synchrone autopilotée
Journées d'Electronique de Puissance, EPC 87

Errata

page 2 ; § I-2 ; ligne 3

lire : Il peut être obtenu directement par transformée en Z de la fonction de transfert continue du système ou être le résultat d'une identification, l'identification pouvant se faire...

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb}$$
$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc}$$

page 3 ; Juste avant "Calcul du prédicteur"

lire : ... vis à vis d'une consigne constante

page 4 ; Juste avant l'expression : "le produit de $E_j(q^{-1})$..."

On doit trouver le passage suivant

En remplaçant $E_j(q^{-1}) A(q^{-1}) \Delta$ par son expression (I-6) $y(t+j)$ devient :

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

page 7 ; A la dernière ligne

lire : on suppose $\Delta u(t+j) = 0$ au lieu de $\xi u(t+j)$

page 9 : paragraphe 2

lire : 'soit $f(t+j)$ la composante de $y(t+j)$ ' au lieu de
soit $f(t+j)$ la commande de $y(t+j)$

page 13 : Figure II-1 ; $\frac{1}{s}$ au lieu de $\frac{1}{z}$

page 19 : Figure II-3 ; les enroulements D, Q sont court-circuités.

page 22 : paragraphe 2

lire : figure (II-2-a) au lieu de figure (II-2-c)

lire : figure (II-3') au lieu de figure (II-2)

page 24 ; § b

lire : (II-2 bis) et (II-3) au lieu de (1-2 bis) et (1-3)

Ajouter après l'équation (II-4):

$$C_m(s) - C_r = f\Omega + J s \Omega \quad (\text{II-5})$$

page 42 § Interpretation

paragraphe 1 ; ligne 2

lire : ' machine en charge ' au lieu de ' machine à vide '

paragraphe 2 ; ligne 1

lire : figure (IV-2) au lieu de figure (IV-2 a) et figure (IV-2 b)

page 43 ligne 6

lire : accélération au lieu de retard

Figure IV-2 A la légende

lire : Réponse du réglage par PI en régime de commutation forcée puis naturelle

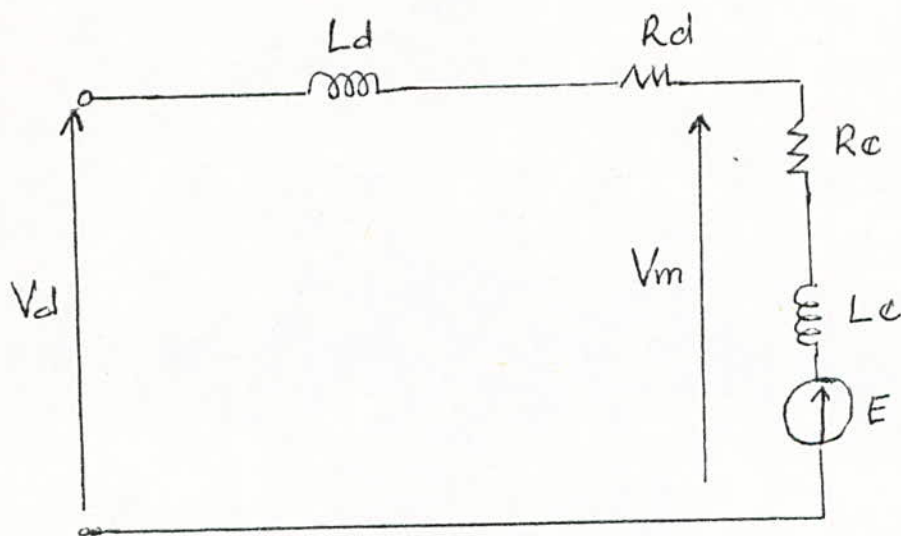


Figure (II-3) Circuit equivalent d'une phase du MSA