

وزارة الجامعات والبحث العلمي
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT **GENIE ELECTRIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**SYNTHESE SUR LA COMMANDE PAR
RETOUR D'ETAT**

ECHANTILLONNE D'UN M.C.C

Proposé par :

**M.S. BOUCHERIT
H. CHEKIREB**

Etudié par :

M. SELATNIA

Dirigé par :

**M.S. BOUCHERIT
H. CHEKIREB**

PROMOTION **JUILLET 1992**

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة الجامعات والبحث العلمي
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT **GENIE ELECTRIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

**SYNTHESE SUR LA COMMANDE PAR
RETOUR D'ETAT
ECHANTILLONNE D'UN M.C.C**

Proposé par :

Etudié par :

Dirigé par :

**M.S BOUCHERIT
H. CHEKIREB**

M.SELATNIA

**M.S BOUCHERIT
H. CHEKIREB**

PROMOTION

JUILLET 1992

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

A ma mère, mon père
et mes frères



Mes remerciements à :

- Mr. M.S. BOUCHERIT et Mr. S. CHEKIREB pour leur aide et leur soutien qu'il m'ont apporté durant tout le long de ce travail.
- Tous les professeurs particulièrement Mr. STIHI ET Mr. HEMICI pour leur effort fourni pour ma formation.
- Tous mes amis .

Je remercie aussi ma famille qui m'a encouragé dans mes études et m'a permis d'arriver jusque là.

SOMMAIRE

Introduction.....	
1. Réglage par retour d'état du moteur à courant continu.....	1
1.1. Structure optimale de réglage.....	1
1.2. Equations du réglage.....	2
1.3. Détermination des coefficients du réglage d'état...	4
1.4. Description et modélisation du système.....	6
1.5. Réglage d'état du moteur	9
1.6. Simulation.....	18
2. Réglage par retour d'état partiel du moteur à courant continu.....	21
2.1. Détermination des coefficients de réglage.....	21
2.2. Réglage d'état partiel du moteur.....	24
2.3. Simulation.....	28
3. Réglage d'état du moteur à courant continu avec observateur.....	30
3.1. Structure générale du réglage avec observateur d'état et de perturbation.....	30
3.2. Réglage du moteur avec observateur dans la boucle de courant.....	33
3.3. Simulation.....	36
3.4. Réglage du moteur avec observateur dans la boucle de vitesse.....	38
3.5. Simulation.....	42
4. Etude comparative.....	45
Conclusion.....	49
Bibliographie	
Glossaire	

Introduction

La commande des procédés industriels par ordinateur fêtera bientôt son 33^e anniversaire (unité de polymérisation Texaco de Port Arthur, Texas, 1959). Depuis 1959, la commande par ordinateur a fait de grands progrès, tant sur le plan matériel que sur le plan des méthodes. Le développement extraordinaire des microprocesseurs a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande (qu'il s'agisse de procédés industriels ou de systèmes électromécaniques). Leurs performances 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.

L'invasion PC, qui sont des machines ouvertes pouvant être facilement complétées avec des cartes d'acquisition, a permis d'une part la démocratisation de l'usage des logiciels et a conduit, d'autre part, à la création de stations de travail pour l'analyse, la conception, le développement et la mise en oeuvre sur des procédés réels de différents types d'algorithmes de commande/régulation.

Notre travail est une étude de synthèse du réglage en cascade de l'association Hacheur-Moteur. Nous nous intéressons aux réglages échantillonnés dans l'espace d'état.

Le premier chapitre est consacré au réglage par retour d'état du moteur à courant continu, dans lequel nous donnons un bref rappel sur le réglage d'état total suivi d'une description et une modélisation du système à régler. Enfin, il est simulé le système muni des réglages d'état en cascade.

Le deuxième chapitre est un rappel succinct du réglage par retour d'état partiel suivi de son application au réglage du moteur. Une simulation de l'association Hacheur-Moteur muni du réglage du courant et de la vitesse termine ce chapitre.

Le troisième chapitre traite de l'utilisation d'un observateur dans le réglage par retour d'état du moteur. Il est appliqué ainsi un observateur dans la boucle de courant pour estimer la tension de sortie du hacheur et sa mise en contre-réaction dans la boucle de réglage. Puisque la charge n'est pas toujours mesurable, et vue l'intérêt que représente sa mise en contre-réaction, on a pensé à l'utilisation d'un observateur dans la boucle de vitesse. Il est enfin, simulé le moteur muni du réglage avec chacun des observateurs.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude comparative des stratégies de réglage adoptées.

CHAPITRE I

REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT

DU MOTEUR A COURANT CONTINU

chapitre 1
réglage par retour d'état
du moteur à courant continu

Pour une meilleure représentation du comportement des systèmes, les théories modernes reposent sur la théorie des variables d'état. Dans ce chapitre, nous présentons le réglage d'état total dont nous donnons les équations. Ce réglage est basé sur une structure de commande optimale. La modélisation de la machine à courant continu, l'application du réglage d'état pour le réglage du courant, puis de la vitesse font aussi l'objet de ce chapitre. Enfin, il est simulé le fonctionnement en temps réel du moteur muni du réglage d'état. Ceci nous permet d'évaluer les performances du réglage.

1.1. Structure optimale de réglage:

La structure optimale de réglage est obtenue par la minimisation d'un critère quadratique dont la forme est la suivante :

$$I = e_n^T \cdot Q_e \cdot e_n + x_{rn}^T \cdot Q_x \cdot x_{rn} + \sum_{k=0}^{n-1} (e_k^T \cdot Q_e \cdot e_k + x_{rk}^T \cdot Q_x \cdot x_{rk} + u_k^T \cdot R \cdot u_k) \quad (1.1)$$

La minimisation du critère d'intégrale, faisant appel au principe d'optimisation de BELLMANN [2],[7] permet d'aboutir à la loi de commande. Le vecteur optimal de commande est donné par :

$$U[k] = -k_s^T \cdot x_s[k] + k_x \cdot x_r[k] + k_w \cdot w[k] - k_v \cdot v[k] \quad (1.2)$$

en introduisant le vecteur d'état global :

$$x[k] = \begin{bmatrix} x_s[k] \\ x_r[k] \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Les équations d'état échantillonnées du système deviennent :

$$x[k] = F \cdot x[k] + h \cdot u[k] + h_v \cdot w[k] + h_v \cdot v[k] \quad (1.6)$$

$$y[k] = c^T \cdot x[k]$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$h = \begin{bmatrix} h_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$h_v = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$h_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$c^T = [c_s^T \ 0] \quad (1.11)$$

Compte tenu de ce qui précède, la grandeur optimale de commande devient :

$$U[k] = -k^T \cdot x[k] + k_w \cdot w[k] - k_v \cdot v[k] \quad (1.12)$$

avec :

$$K^T = [k_p^T \quad -k_r] \quad (1.13)$$

Des équations (1-6) et (1-12), sont tirées les équations d'état échantillonnées du système global fermé :

$$x[k] = F_g \cdot x[k] + h_{gw} \cdot w[k] + h_{gv} \cdot v[k] \quad (1.14)$$

avec :

$$\begin{aligned} F_g &= F - h \cdot K^T \\ h_{gw} &= h_w + h \cdot k_v \\ h_{gv} &= h_v - h \cdot k_v \end{aligned} \quad (1.15)$$

1.3. Détermination des coefficients du réglage d'état:

Des équations du système et de l'expression de la commande optimale, il apparaît que le réglage n'est assuré qu'une fois les coefficients de réglage (k^T , k_v et k_r) déterminés.

1.3.1. Coefficients de la contre-réaction d'état (k^T):

Le calcul des coefficients de la contre-réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage [2], [7], [1], qui nécessite la détermination de la matrice de transformation T telle que :

$$T = S^{-1} \quad (1.16)$$

Les vecteurs colonnes s_n, \dots, s_1 forment la matrice S sont calculés récursivement [2] :

$$\begin{aligned} s_n &= h \\ s_n &= F_{sn} + a_{n-1} \cdot s_n \\ &----- \\ &----- \\ s_1 &= F_{s2} + a_1 \cdot s_n \end{aligned} \quad (1.17)$$

où les coefficients a_i sont les coefficients de l'équation caractéristique suivante :

$$\det(z.I-F)=0 \quad (1.18)$$

Les coefficients de la contre-réaction d'état sont donnés par :

$$K^T = K_r^T \cdot T \quad (1.19)$$

où $k_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1}$ $i=1, \dots, n$

La détermination de k_r^T nécessite une assignation des pôles de manière à déterminer les coefficients α_i de l'équation caractéristique du système global fermé :

$$P(z) = \prod_{j=1}^n (z - z_j) = 0 \quad (1.20)$$

1.3.2. Coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation k_v et k_r :

La détermination du coefficient k_v de l'intervention directe de consigne, utilise deux méthodes [2],[1] :

- méthode de l'annulation de la grandeur d'état du régulateur en régime établi.

$$k_v = \frac{1}{C_B^T (1 - F_B + h_B k_B^T)^{-1} h_B} \quad (1.21)$$

- méthode de compensation d'un pôle du système globale fermé.

$$k_v = \frac{k_r}{(1 - z_j)} \quad (1.22)$$

z_i étant le pôle à compenser.

Par contre, la détermination du coefficient k_v de l'intervention directe de la grandeur de perturbation, utilise la méthode de l'annulation de la grandeur d'état du régulateur en régime établi [2],[1].

$$k_v = \frac{c_s^T (1 - F_s + h_s k_s^T)^{-1} h_{sv}}{c_s^T (1 - F_s + h_s k_s^T)^{-1} h_s} \quad (1.23)$$

1.4. Description et modélisation du système:

1.4.1. Description du système à régler:

Le système à régler est un moteur à courant continu à excitation séparé alimenté par un convertisseur de courant (figure 1.2). Le circuit inducteur du moteur est alimenté à champ nominal constant. Le circuit d'induit constitué de l'enroulement d'induit et de la self de lissage est alimenté par un hacheur à thyristor. Ce moteur est couplé à une génératrice à courant continu servant de charge variable.

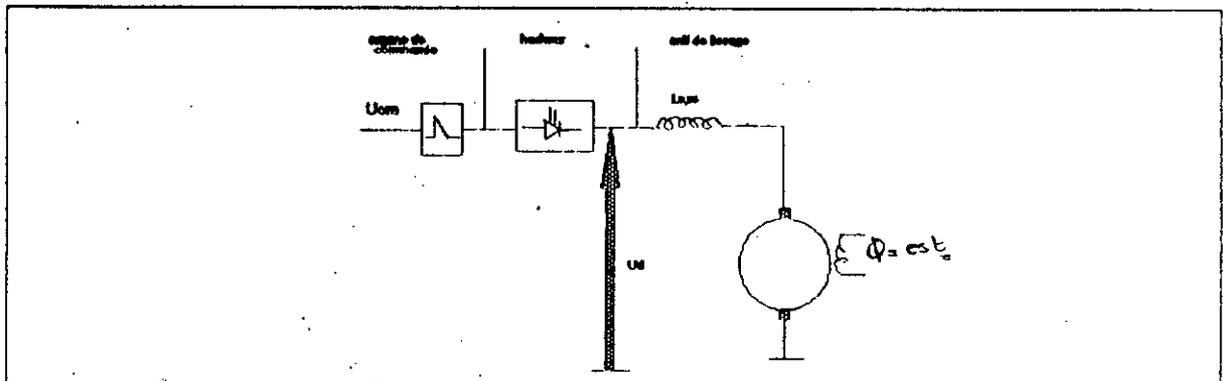


Fig 1.2 - Schéma du système à régler.

1.4.2. Modélisation du système:

Equation électrique:

Le schéma électrique équivalent du circuit d'induit alimenté par un hacheur est donné par la (figure 1.3).

L'équation électrique est alors :

$$U_d = (I_a + I_s) \cdot I_a + (L_a + L_s) \cdot \frac{dI_a}{dt} + E \quad (1.24)$$

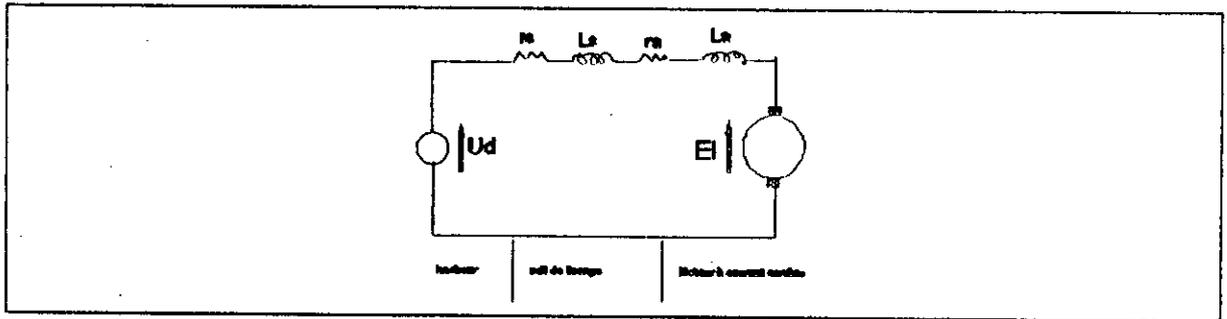


Fig 1.3 - Schéma équivalent hacheur-self-moteur.

Le moteur étant excité à courant nominal, L'équation réduite du circuit d'induit est donnée par [1],[5],[8] :

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{K_o(u_d - n) - i_a}{T_o} \quad (1.25)$$

avec :

$$K_o = \frac{1}{I_a + I_s} \cdot \frac{I_n}{U_n}$$

et

$$T_o = \frac{L_a + L_s}{I_a + I_s}$$

Equation mécanique:

L'équation du mouvement est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (1.26)$$

Le moteur étant excité à courant nominal constant, en passant aux valeurs relatives l'équation devient :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{K_m (i_a - C_r) - n}{T_m} \quad (1.27)$$

avec :

$$K_m = \frac{C_n}{K_f \Omega_n}$$

et

$$T_m = \frac{J}{K_f}$$

Equation du convertisseur:

Le convertisseur de courant est représenté par une fonction de transfert du premier ordre de constante de temps T_{cm} telle que [4] :

$$G_{cm} = \frac{K_{cm}}{1 + sT_{cm}} \quad (1.28)$$

Le comportement de cet organe est décrit avec une très bonne approximation par l'équation différentielle :

$$\frac{du_d}{dt} = \frac{K_{cm} u_{cm} - u_d}{T_{cm}} \quad (1.29)$$

1.4.3. Schéma fonctionnel du système à régler:

A partir des équations réduites du fonctionnement établies par ailleurs (1.17), (1.19), (1.20), on en déduit le schéma fonctionnel (figure 1.4) :

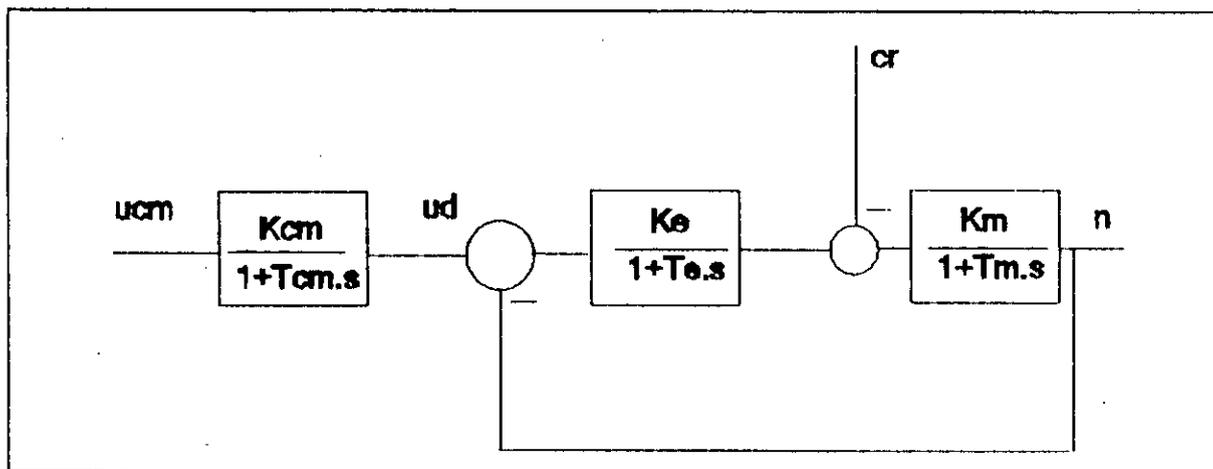


Fig 1.4 - Schéma fonctionnel du système à régler.

L'identification du système donne [1] :

$K_{cm} = 1.2$	$T_{cm} = 2.5 \text{ ms}$
$K_e = 2.15$	$T_e = 72.5 \text{ ms}$
$K_m = 12.47$	$T_m = 6150 \text{ ms}$

1.5. Réglage d'état du moteur à courant continu:

1.5.1. Structure globale de réglage :

La commande de vitesse nécessite la limitation du courant, il est alors adopté une structure de réglage d'état en cascade [1],[9]. Cette structure est basée sur la structure optimale de réglage (figure 1.1). La structure globale (figure 1.5) comprend un réglage d'état dans la boucle intermédiaire du courant et un réglage d'état dans la boucle principale de vitesse. La contre-réaction du vecteur

d'état est formée des grandeurs i_a et u_f pour le réglage du courant et des grandeurs i_a et n pour le réglage de la vitesse.

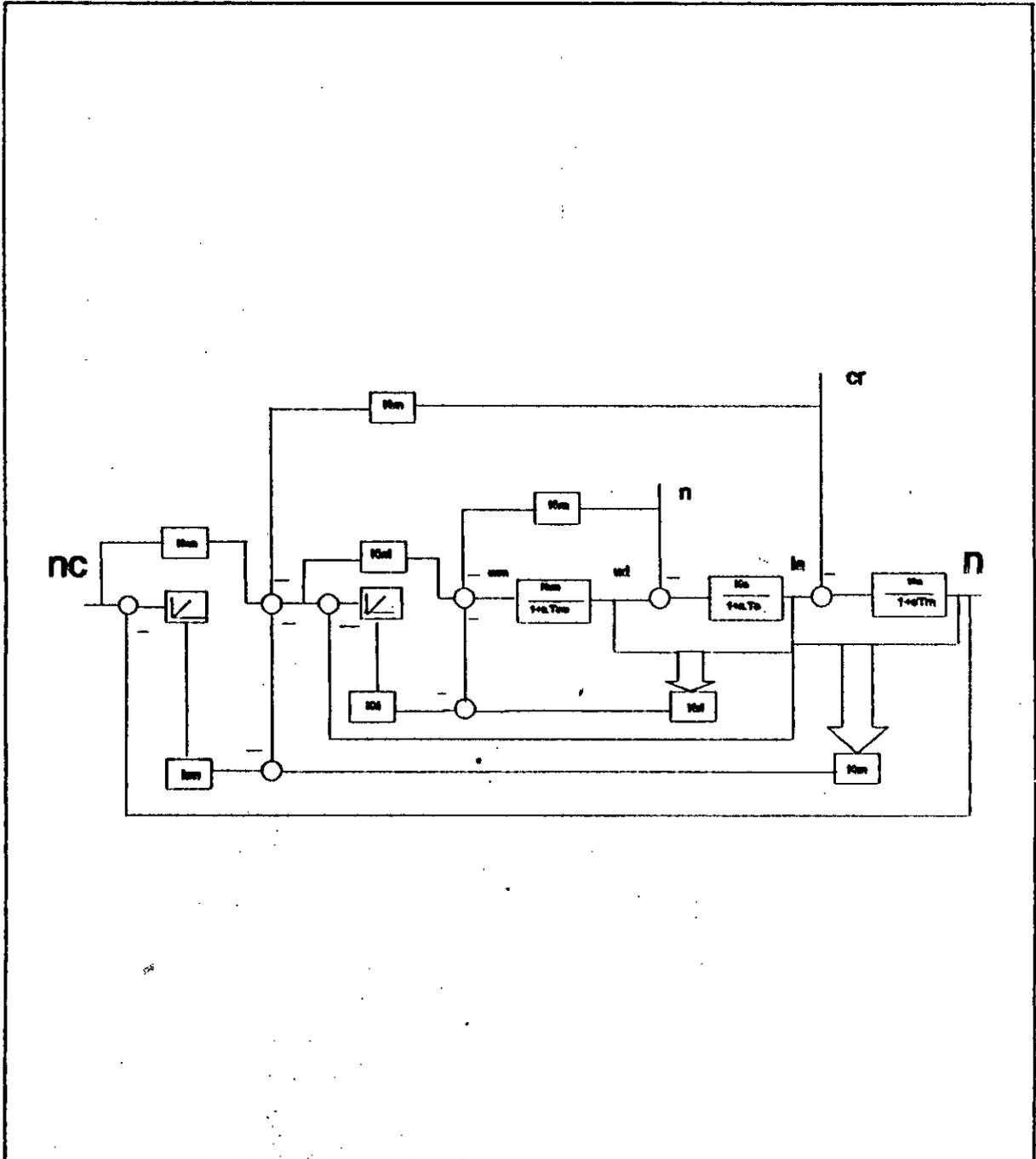


Fig 1.5 - Structure globale du réglage d'état en cascade.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ u_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_o} & K_o \\ 0 & -\frac{1}{T_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ u_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{cm}}{T_{cm}} \end{bmatrix} \cdot u_{cm} + \begin{bmatrix} -\frac{K_o}{T_o} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot n \quad (1.30)$$

$$i_a = [1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ u_d \end{bmatrix}$$

Les équations d'état aux différences du système échantillonné sont donc :

$$x_s[k] = F_s \cdot x_s[k] + h_s \cdot u_{cm}[k] + h_{sv} \cdot n[k] \quad (1.31)$$

$$i_a[k] = c_s^T \cdot x_s[k]$$

avec :

$$x_s^T = [i_a \ u_d] \quad (1.32)$$

$$F_s = \begin{bmatrix} e^{-\frac{T}{T_o}} & \frac{T_{cm} K_o}{T_o - T_{cm}} [e^{-\frac{T}{T_o}} - e^{-\frac{T}{T_{cm}}}] \\ 0 & e^{-\frac{T}{T_{cm}}} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

$$h_s = \begin{bmatrix} \frac{K_o K_{cm}}{T_o - T_{cm}} [T_o (1 - e^{-\frac{T}{T_o}}) - T_{cm} (1 - e^{-\frac{T}{T_{cm}}})] \\ K_{cm} (1 - e^{-\frac{T}{T_{cm}}}) \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

$$h_{sv} = \begin{bmatrix} K_o (e^{-\frac{T}{T_o}} - 1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$c_s^T = [1 \ 0] \quad (1.36)$$

1.5.2.3. Détermination des coefficients de réglage:

A partir de la méthode citée précédemment (§ 1.1.3), nous avons réalisé un logiciel "SIMSEL 1" pour la détermination des coefficients de réglage. La détermination des coefficients nécessite un bon choix de la période d'échantillonnage [2],[1] et une assignation de pôles. Les pôles sont choisis de façon à garantir un amortissement relatif optimal. L'élaboration du logiciel est faite à partir de l'organigramme suivant (figure 1.7) :

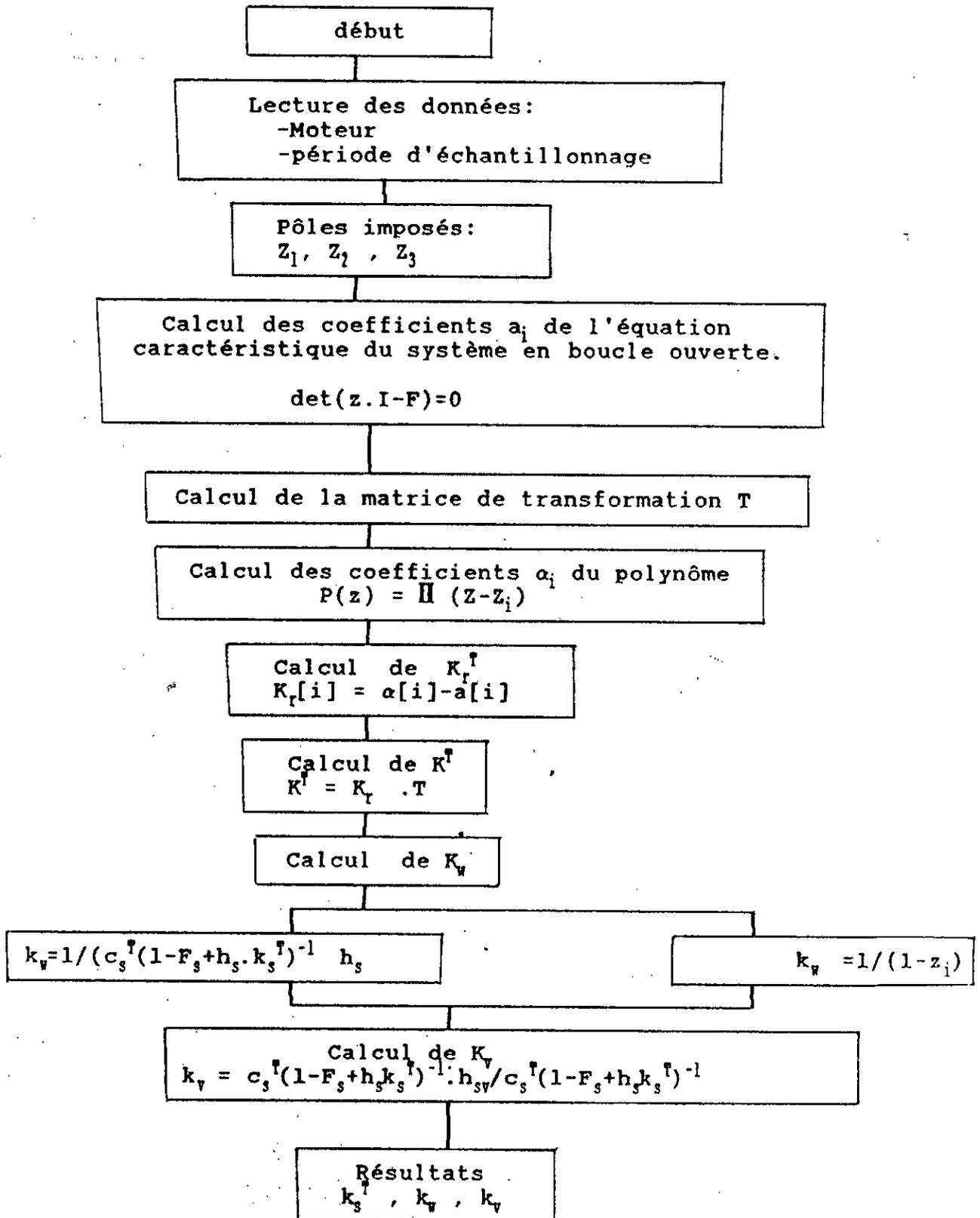


Fig 1.7 - Organigramme de calcul des coefficients K^T , k_w , k_v pour le réglage d'état.

En respectant donc le critère de l'amortissement relatif optimal, il est imposé les trois pôles du système en boucle fermé :

$$Z_{1,2} = 0,2895 \pm j.0,3215$$

$$Z_3 = 0,4327$$

Un bon choix de la période d'échantillonnage est :

$$T = 20 \text{ ms}$$

d'où le calcul des coefficients donne :

$$K^T = [1,405 \quad -0,024 \quad 0,555]$$

$$k_v = 0,978$$

$$k_v = -0,809$$

1.5.3. Réglage d'état de la vitesse:

1.5.3.1. Détermination de la constante de temps équivalente:

La constante de temps équivalente T_{eq} du circuit du premier ordre s'obtient de manière à assurer l'égalité de la surface de réglage pour la réponse réelle (figure 1.8.a) avec celle de la réponse du premier ordre (figure 1.8.b) [11].

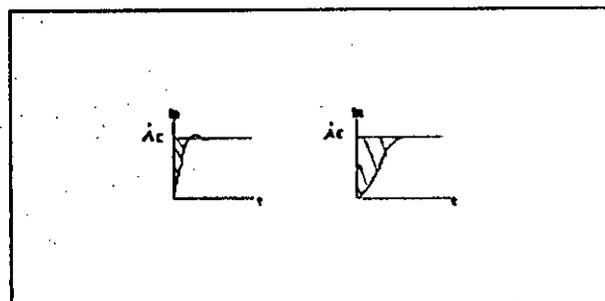
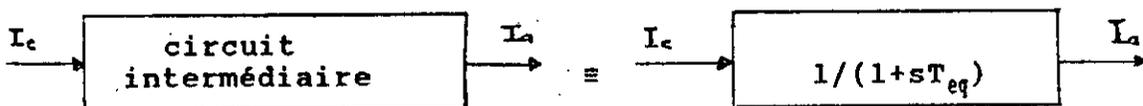


Fig 1.8 - Approximation du circuit intermédiaire par un système du premier ordre.

Nous avons élaboré un programme "SIMSEL 3" qui permet de tracer la réponse réelle du circuit intermédiaire afin de déterminer la constante de temps équivalente T_{eq} de la boucle intermédiaire. Le tracé (figure 1.9) donne :

$$T_{eq} = 45 \text{ ms}$$

1.5.3.2. Structure de réglage:

La figure (1.10) illustre la structure de réglage de la vitesse de rotation .

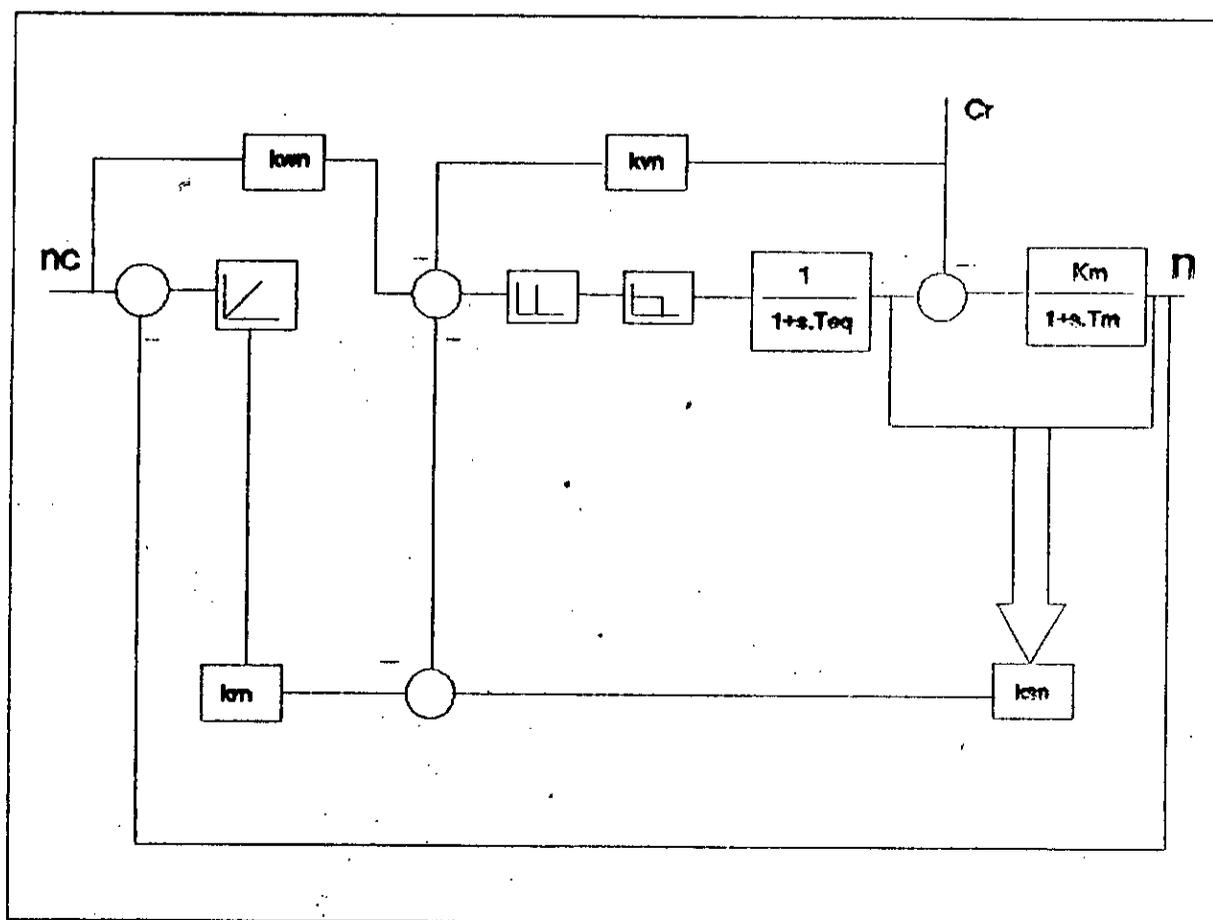


Fig 1.10 - Structure de réglage de la vitesse de rotation.

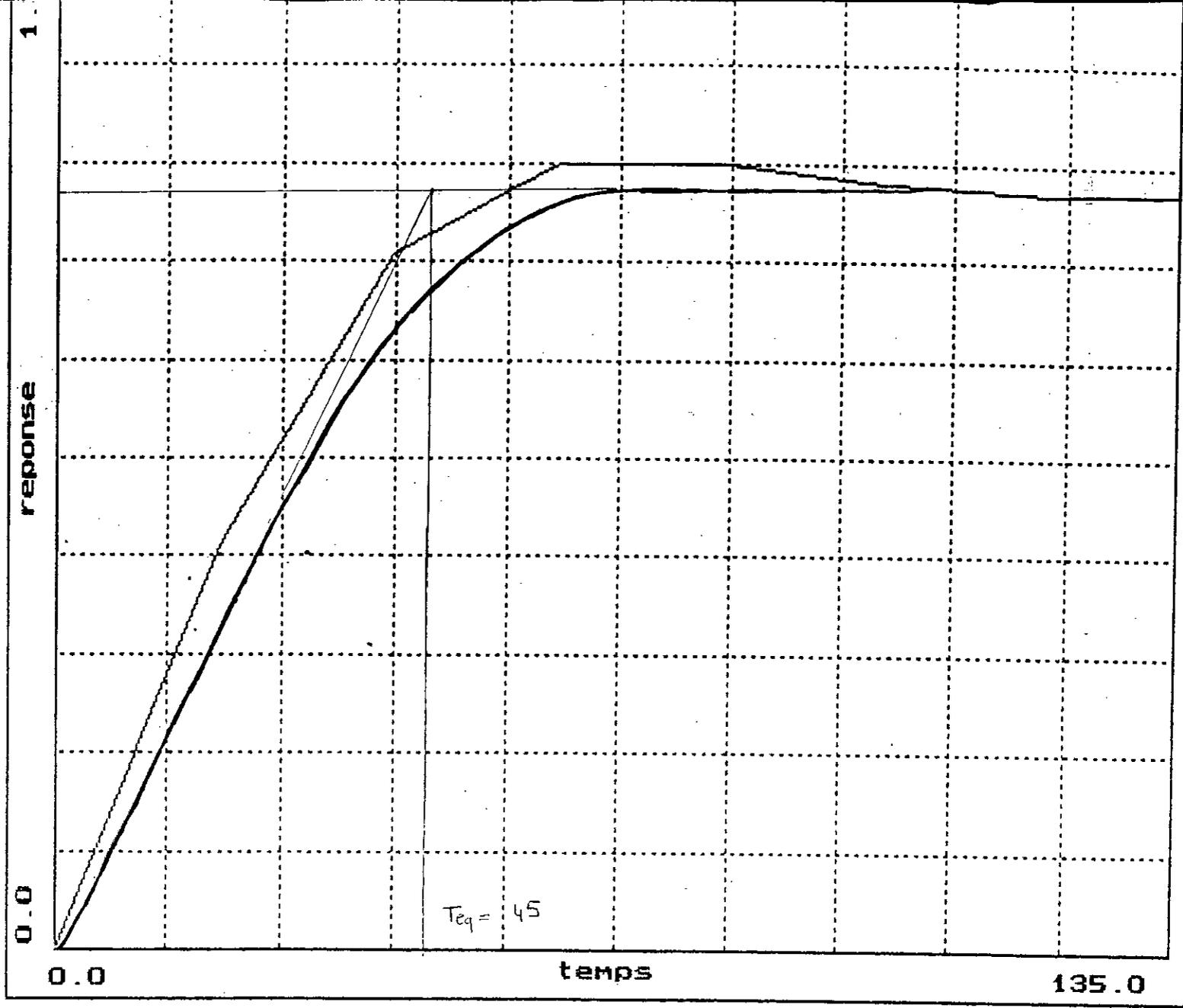


Fig (1.9) détermination de la constante de temps équivalente

1.5.3.3. Equations d'état du système à régler:

Le système à régler est régi par les équations d'état suivantes :

$$\begin{bmatrix} n \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_m} & \frac{K_m}{T_m} \\ 0 & -\frac{1}{T_{eq}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n & i_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_{eq}} \end{bmatrix} \cdot I_c + \begin{bmatrix} -\frac{K_m}{T_m} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot c_r \quad (1.37)$$

$$n = [1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} n \\ i_a \end{bmatrix}$$

Donc les équations d'état aux différences du système échantillonné sont :

$$x_s[k] = F_s \cdot x_s[k-1] + h_s \cdot I_c[k] + h_{rv} \cdot c_r[k]$$

$$n[k] = c_s^T \cdot x_s[k] \quad (1.38)$$

où :

$$x_s^T = [n \ i_a] \quad (1.39)$$

$$F_s = \begin{bmatrix} e^{-\frac{T}{T_m}} & \frac{T_{eq} K_m}{T_m - T_{eq}} [e^{-\frac{T}{T_m}} - e^{-\frac{T}{T_{eq}}}] \\ 0 & e^{-\frac{T}{T_{eq}}} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

$$h_s = \begin{bmatrix} \frac{K_m}{T_m - T_{eq}} [T_m(1 - e^{-\frac{T}{T_m}}) - T_{eq}(1 - e^{-\frac{T}{T_{eq}}})] \\ (1 - e^{-\frac{T}{T_{eq}}}) \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

$$h_{rv} = \begin{bmatrix} K_m(e^{-\frac{T}{T_m}} - 1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

$$C_s^T = [1 \ 0] \quad (1.43)$$

1.5.3.4. Détermination des coefficients de réglage:

La structure de réglage étant identique à celle du courant, le logiciel "SIMSEL 1" permet aussi la détermination des coefficients de réglage du circuit principal de vitesse. Ainsi, une imposition des pôles selon le critère de l'amortissement relatif optimal est :

$$Z_{1,2} = 0,8442 \pm j. 0,1336$$

$$Z_3 = 0,8547$$

Les coefficients de réglage deviennent donc :

$$K^T = [5,698 \ 0,140 \ 0,421]$$

$$k_v = 2,899$$

$$k_v = -1,140$$

1.6. Simulation:

Entre les développements théoriques et leurs applications à des procédés réels, les études de simulation ont souvent un rôle très important. En effet, il est intéressant d'effectuer une simulation numérique du moteur à courant continu pour estimer les conditions de démarrage et de voir les performances du régulateur choisi, soit en régime de fonctionnement normal, soit à la suite d'une perturbation intervenant sur le système en régime établi.

Lors du fonctionnement du moteur, le courant d'induit peut atteindre des valeurs excessives; alors l'introduction d'un limiteur dans la structure globale (figure 1.5) est nécessaire. L'algorithme de grandeur de commande est :

$$u_{cm} = k_{v1} \cdot I_c - k_{v1} \cdot n - k_{s11} \cdot I_a - k_{s12} \cdot u_d + k_{r1} \cdot X_{r1} \quad (1.44)$$

Cette tension est appliquée à l'organe de commande du hacheur idéal lequel commande le moteur à courant continu. Nous avons résolu les équations du moteur en faisant appel à la méthode de Runge-Kutta d'ordre quatre. La simulation de la commande numérique par retour d'état du moteur est faite à partir de l'organigramme suivant (figure 1.11) :

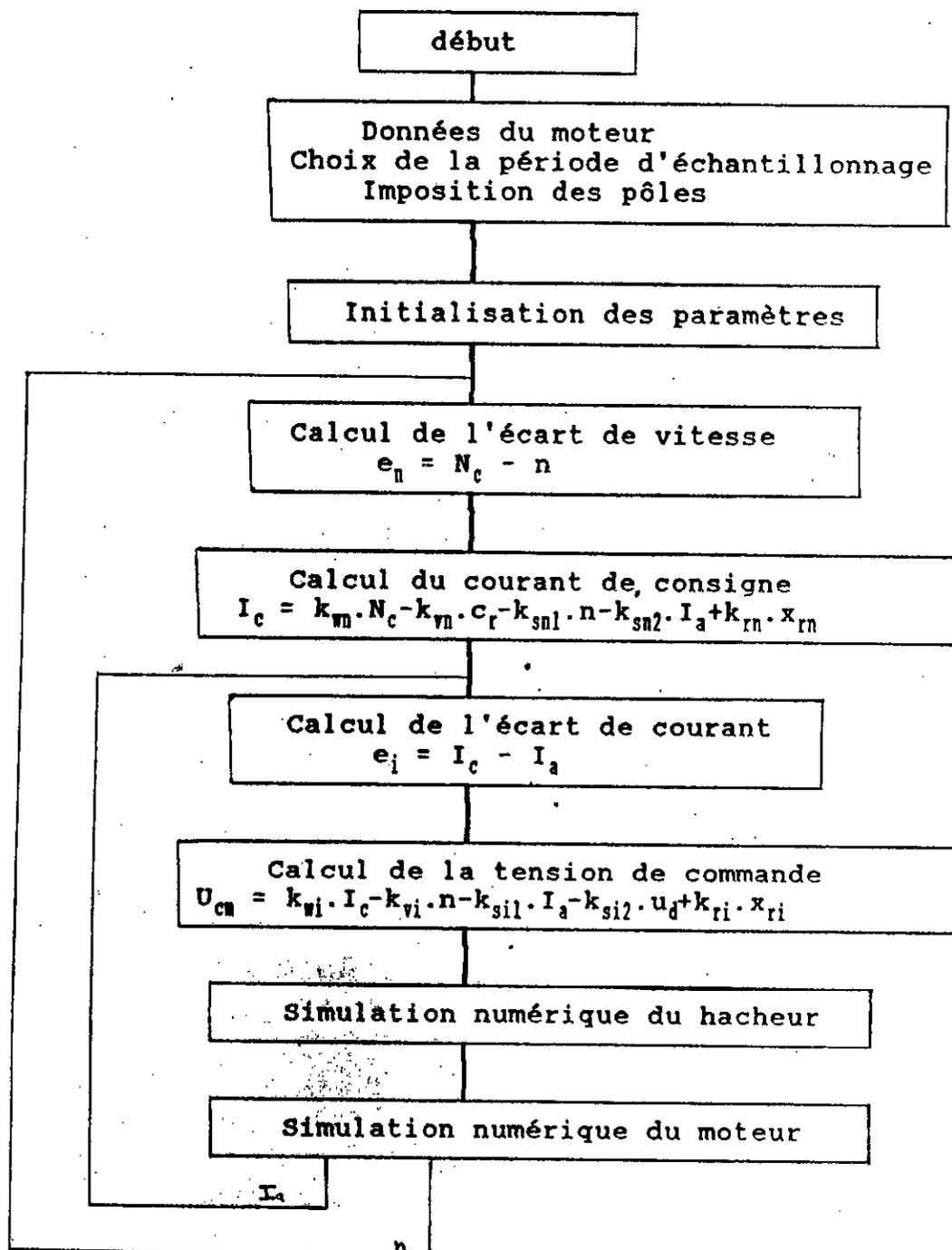


Fig 1.11 - Organigramme de simulation du réglage d'état du moteur.

Ainsi, nous complétons le logiciel " SIMSEL 1" par la partie simulation de la machine muni du réglage [10]. A partir du logiciel, il est donc simulé le fonctionnement de l'association Hacheur-Moteur muni de réglages de courant avec limitation et de la vitesse. Ainsi, nous avons effectué les essais suivant :

1. démarrage du moteur à vide (figure 1.12).
2. démarrage du moteur à vide avec changement de consigne en régime établi (figure 1.13).
3. démarrage du moteur à vide avec apparition d'une perturbation en régime établi (figure 1.14).
4. démarrage du moteur en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi (figure 1.15).

Il apparait de ces résultats de simulation que le réglage par retour d'état donne de bonne performances car il assure des réponses optimales en tenant comptes de la consigne et de la perturbation. Cela est dû à la présence des coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation qui sont indépendants des coefficients de contre réaction d'état. Ces coefficients améliorent sensiblement les performances dynamiques par l'effet d'anticipation d'une part, et d'autre part par l'effet de compensation.

En pratique, la charge n'est pas toujours accessible. Il n'est donc pas possible de la mettre en contre-réaction . La figure (1.16) montre un cas réel ($k_{\text{v}}=0$). On remarque que la prise en charge de la perturbation est moins rapide que dans le cas (4), il serai donc intéressant d'introduire un observateur.

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kv
Effacée

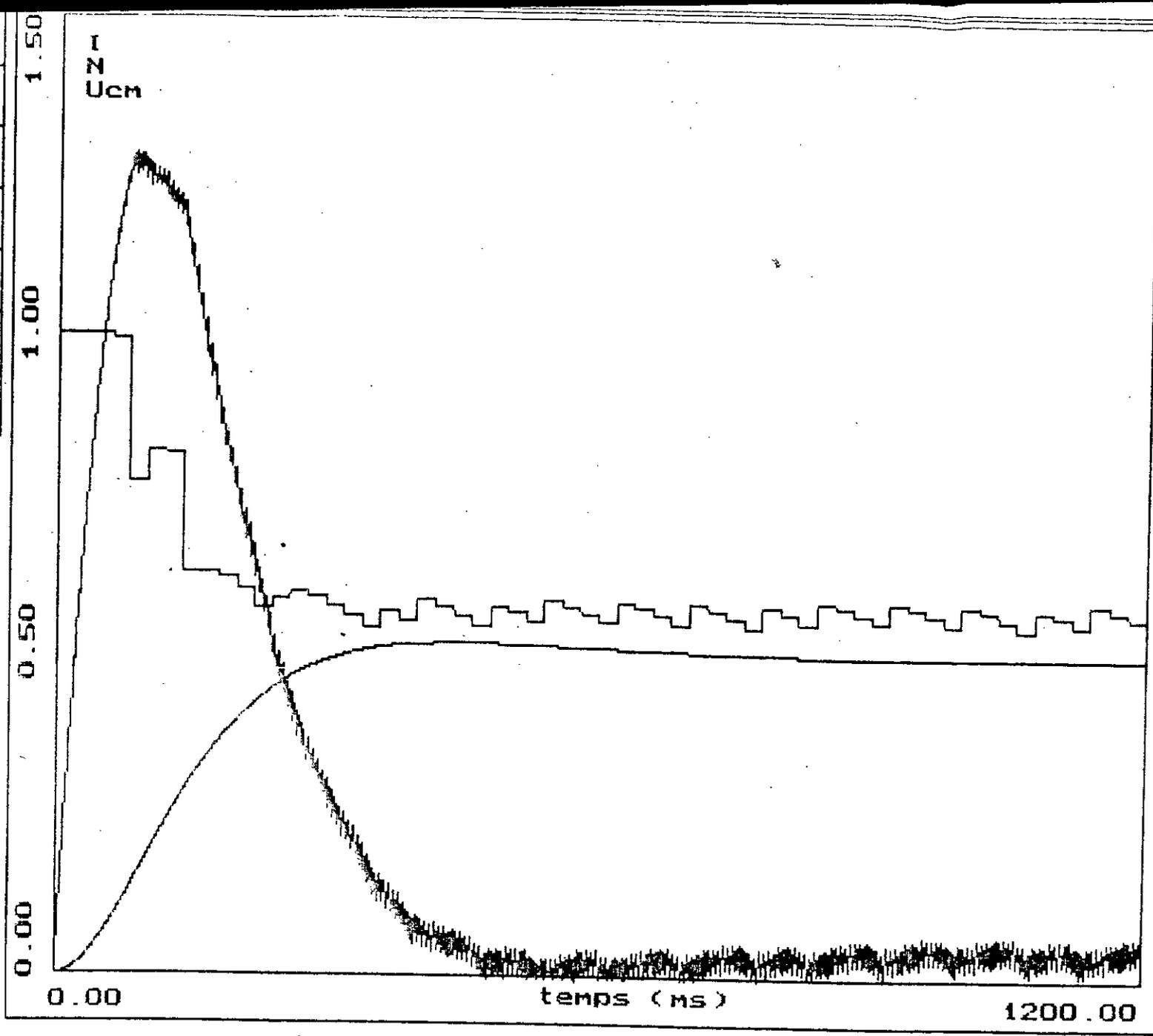


Fig (1.12) démarrage à vide du moteur

ourant
itesse
ommande
ntrée/charge
ntrée/consigne
ntrée/Kvn
ffacée

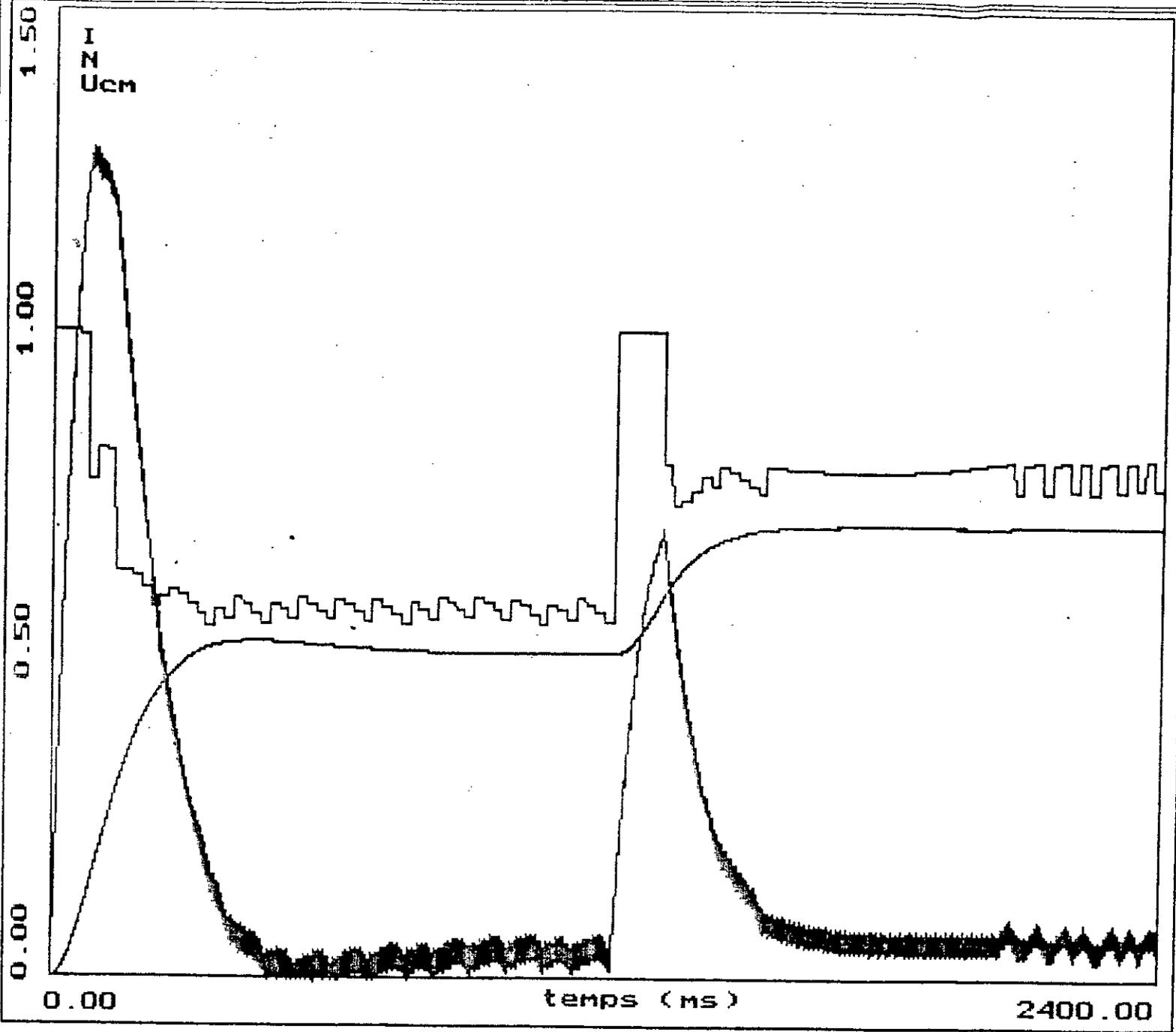


Fig (1.13) démarrage à vide avec changement de consigne en régime établi

courant
vitesse
commande
entrée/charge
entrée/consigne
entrée/Kvn
effacée

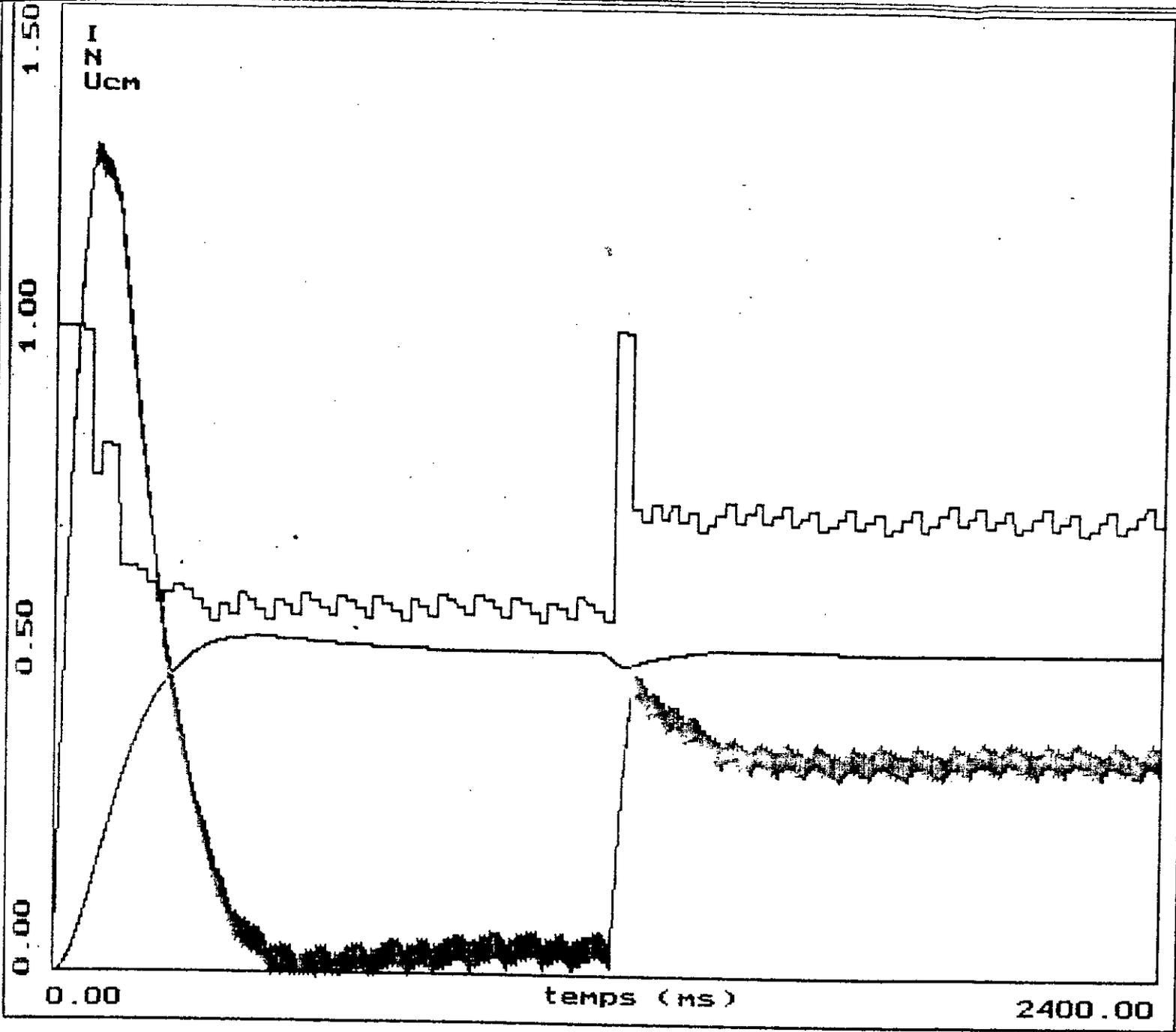


Fig (1.14) démarrage à vide avec apparition d'une perturbation en régime établi

Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kvn
Effacée

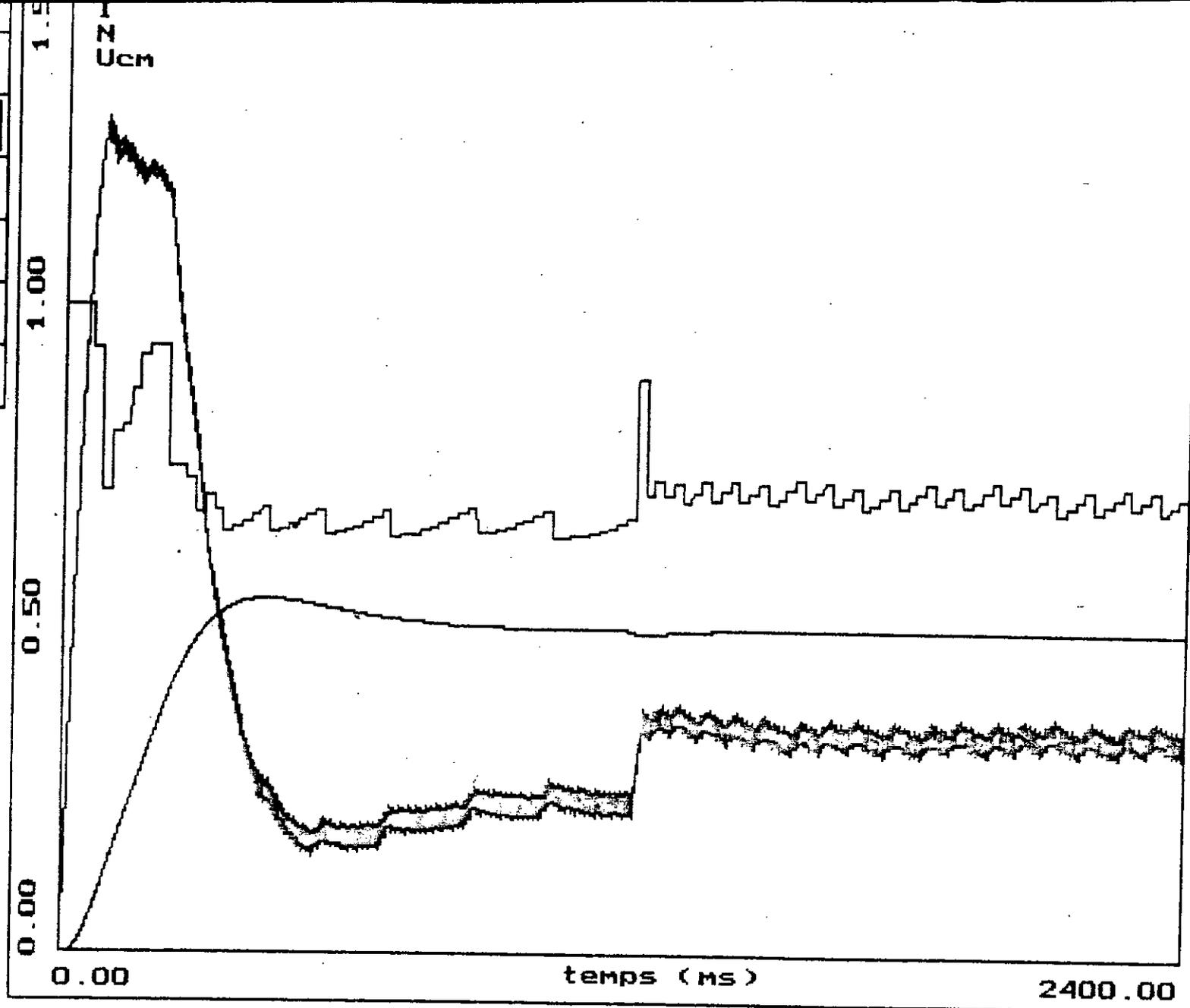


Fig (1.15) démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi

Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kvn
Effacée

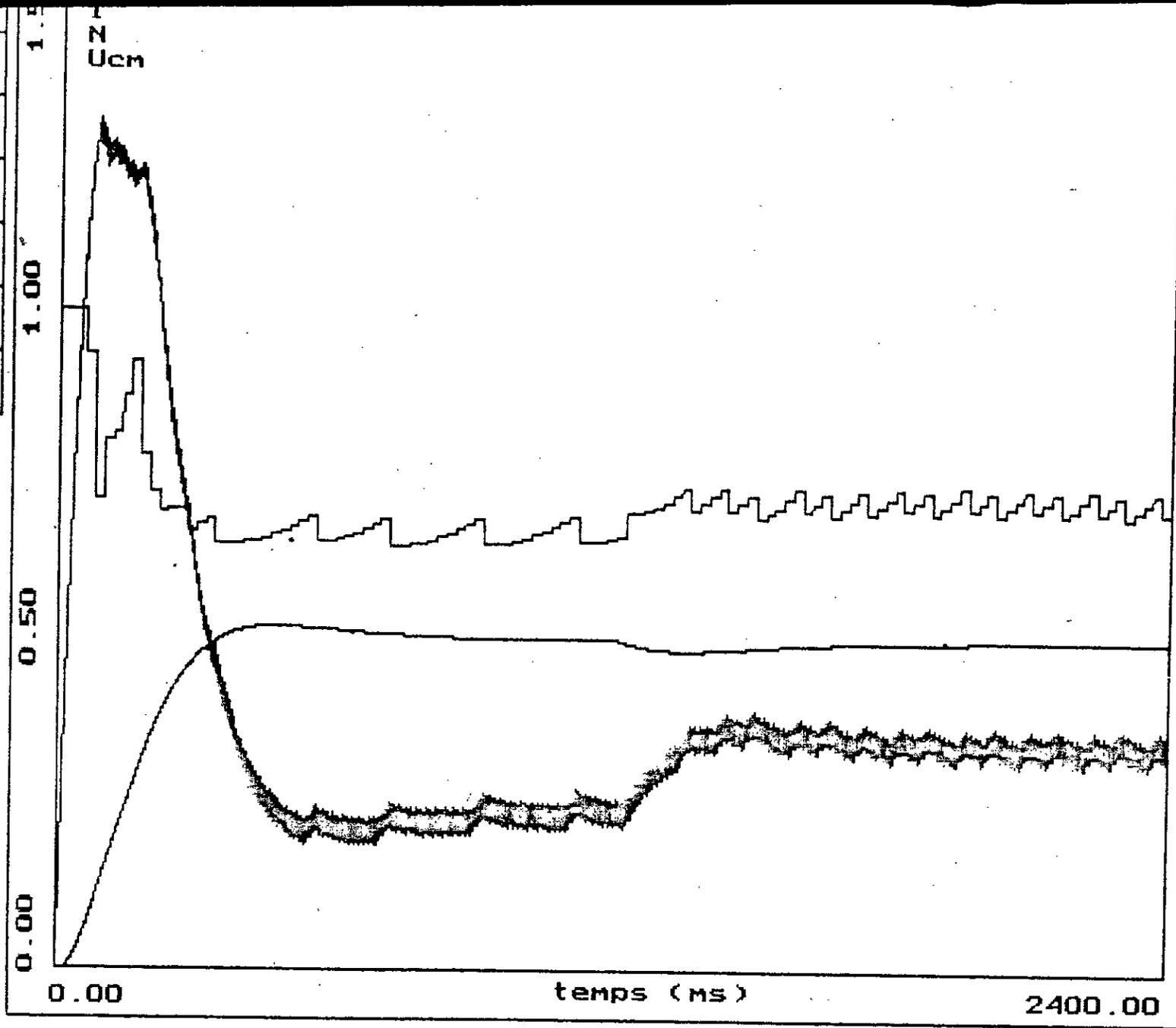


Fig (1.16) démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi (sans contre-réaction de charge $k_{vn}=0$)

CHAPITRE 2

REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT

PARTIEL

DU MOTEUR A COURANT CONTINU

chapitre 2
réglage par retour d'état partiel
du moteur à courant continu

Lors de l'application du réglage par retour d'état, certains processus peuvent avoir un nombre élevé de variable d'état dont certaines ne sont pas importantes, où certaines variables d'état ne sont pas mesurables. Pour contourner ce problème, deux solutions sont envisagées:

- le recours à un observateur.
- la contre réaction d'état partiel.

Dans ce chapitre, nous présentons le réglage d'état partiel et son application pour le réglage du courant, puis de la vitesse d'un moteur à courant continu. Enfin, il est simulé le fonctionnement du moteur doté du réglage d'état partiel.

2.1. Détermination des coefficients de réglage:

2.1.1. Détermination des coefficients (K^T):

Tout d'abord, le vecteur K^T de la contre-réaction d'état est décomposé en [2],[1] :

$$K^T = [K_a^T K_b^T] \quad (2.1)$$

Les coefficients du vecteur K_b^T qui sont tous nuls, correspondent aux r états qui ne sont pas mis en contre-réaction.

Déterminons d'abord la matrice de commandabilité Q_c [2] :

$$Q_c = [h \quad Fh \quad F^2h] \quad (2.2)$$

qui conduit au vecteur e^T , défini par le système d'équations [2] :

$$e^T \cdot Q_c = [0 \quad 0 \quad 1] \quad (2.3)$$

Ce qui permet de calculer la matrice E :

$$E = \begin{bmatrix} e^T \\ e^T F \\ e^T F^2 \\ e^T F^3 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

De la même manière, on décompose la matrice E en deux matrices E_a et E_b . Ensuite, sont imposés les deux pôles Z_1 et Z_2 qui permettent de déterminer les coefficients β_1 et δ_1 respectivement coefficients :

- du polynôme caractéristique formé par les pôles imposés.
- du polynôme caractéristique formé par les pôles qui ne peuvent être imposés.

Dans le premier cas, les coefficients sont donnés par :

$$\begin{aligned} \beta_0 &= Z_1 \cdot Z_2 \\ \beta_1 &= -Z_1 - Z_2 \end{aligned} \quad (2.5)$$

D'où la matrice S :

$$(2.6) \quad S_1 = [\beta_0 \quad \beta_1 \quad 1 \quad 0]$$

et le vecteur ligne :

$$t^T = [0 \quad \beta_0 \quad \beta_1 \quad 1] \quad (2.7)$$

Il reste à calculer le vecteur ligne d^T , qui est donné par [2] :

$$d^T = [K_b^T - t^T E_b] \cdot [S \cdot E_b]^{-1} \quad (2.8)$$

Pour notre cas, une seule grandeur d'état n'est pas mise en contre-réaction alors :

$$d^t = \delta_0 \quad (2.9)$$

Finalement, nous aboutissons à K_a^T :

$$K_a^T = [d^T S + t^T] \quad (2.10)$$

Par conséquent aux coefficients K^T :

$$K^T = [K S_1 \quad 0 \quad -K_r] \quad (2.11)$$

2.1.2. Détermination de k_v et k_r :

Les résultats obtenus pour le réglage d'état restent valables pour la détermination de k_v et k_r :

$$k_v = \frac{k_r}{1 - z_1} \quad (2.12)$$

Dans ce cas, le pôle à compenser z_1 peut être pris parmi les pôles non imposés. Une autre expression de k_v est :

$$k_v = \frac{1}{c_s^T (1 - F_s + h_s k_s^T)^{-1} h_s} \quad (2.13)$$

Le coefficient k_v est :

$$k_v = \frac{c_s^T (1 - F_s + h_s k_s^T)^{-1} h_{sv}}{c_s^T (1 - F_s + h_s k_s^T)^{-1} h_s} \quad (2.14)$$

2.2.2. Réglage du courant:

2.2.2.1. Structure de réglage:

En ne considérant que la boucle interne, la structure du réglage intermédiaire est représentée par la figure suivante (figure 2.2) :

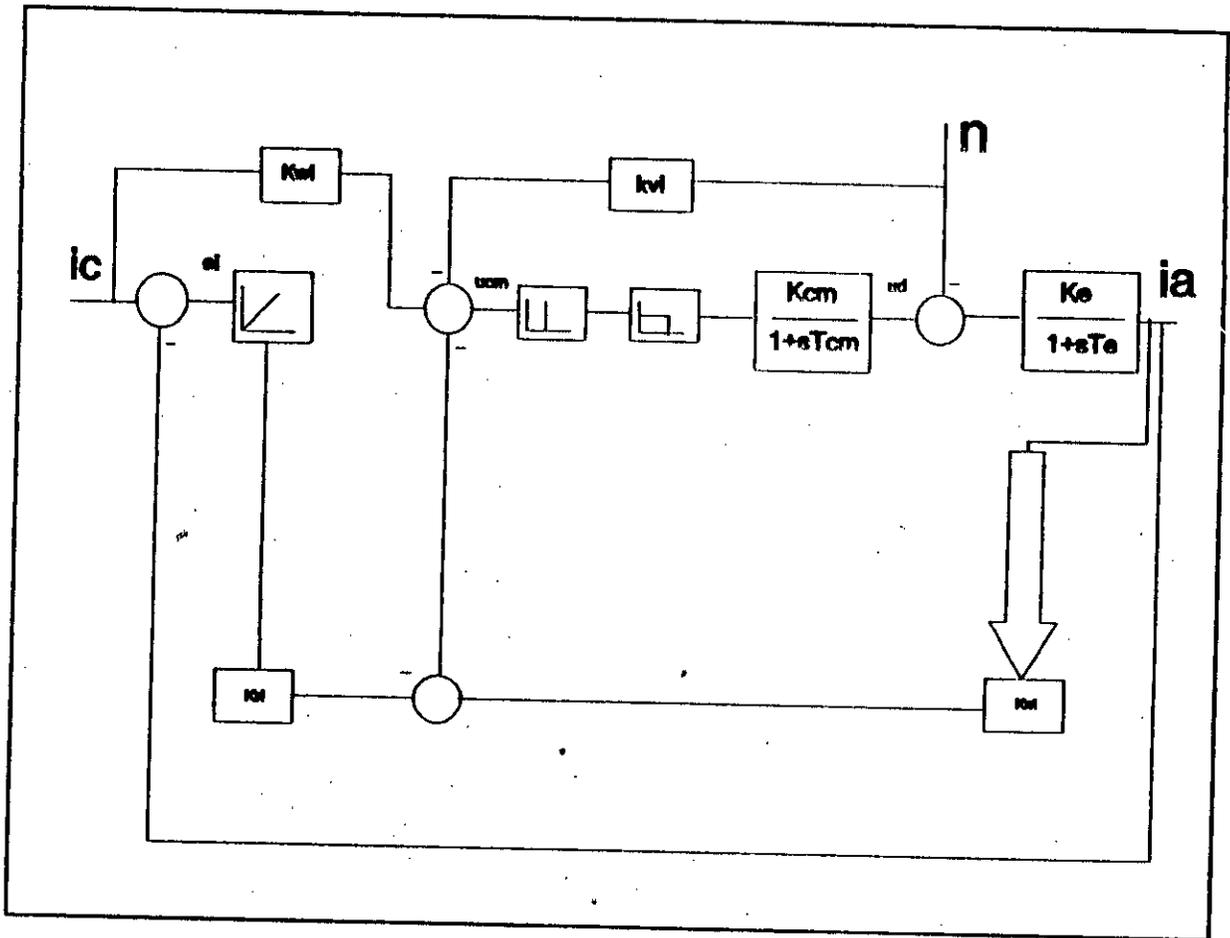


Fig 2.2 - Structure de réglage d'état partiel du courant.

2.2.2.2. Equations d'état du système à régler:

Le système à régler étant inchangé, il est régi par les équations d'état précédemment établies qui sont :

$$\begin{aligned} x_s[k] &= F_s \cdot x_s[k] + h_s \cdot u_{cm}[k] + h_{sv} \cdot n[k] \\ i_a[k] &= c_s^T \cdot x_s[k] \end{aligned} \quad (2.15)$$

avec :

$$x_s^T = [i_a \ u_d] \quad (2.16)$$

$$F_s = \begin{bmatrix} e^{-\frac{T}{T_o}} & \frac{T_{cm} K_o}{T_o - T_{cm}} [e^{-\frac{T}{T_o}} - e^{-\frac{T}{T_{cm}}}] \\ 0 & e^{-\frac{T}{T_{cm}}} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$h_s = \begin{bmatrix} \frac{K_o K_{cm}}{T_o - T_{cm}} [T_o (1 - e^{-\frac{T}{T_o}}) - T_{cm} (1 - e^{-\frac{T}{T_{cm}}})] \\ K_{cm} (1 - e^{-\frac{T}{T_{cm}}}) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$h_{sv} = \begin{bmatrix} K_o (e^{-\frac{T}{T_o}} - 1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$c_s^T = [1 \ 0] \quad (2.20)$$

2.2.2.3. Détermination des coefficients de réglage:

Le logiciel "SIMSEL 1" a été étendu pour le dimensionnement du réglage d'état partiel [10]. Le calcul des coefficients de réglage est basé sur l'organigramme suivant (figure 2.3) :

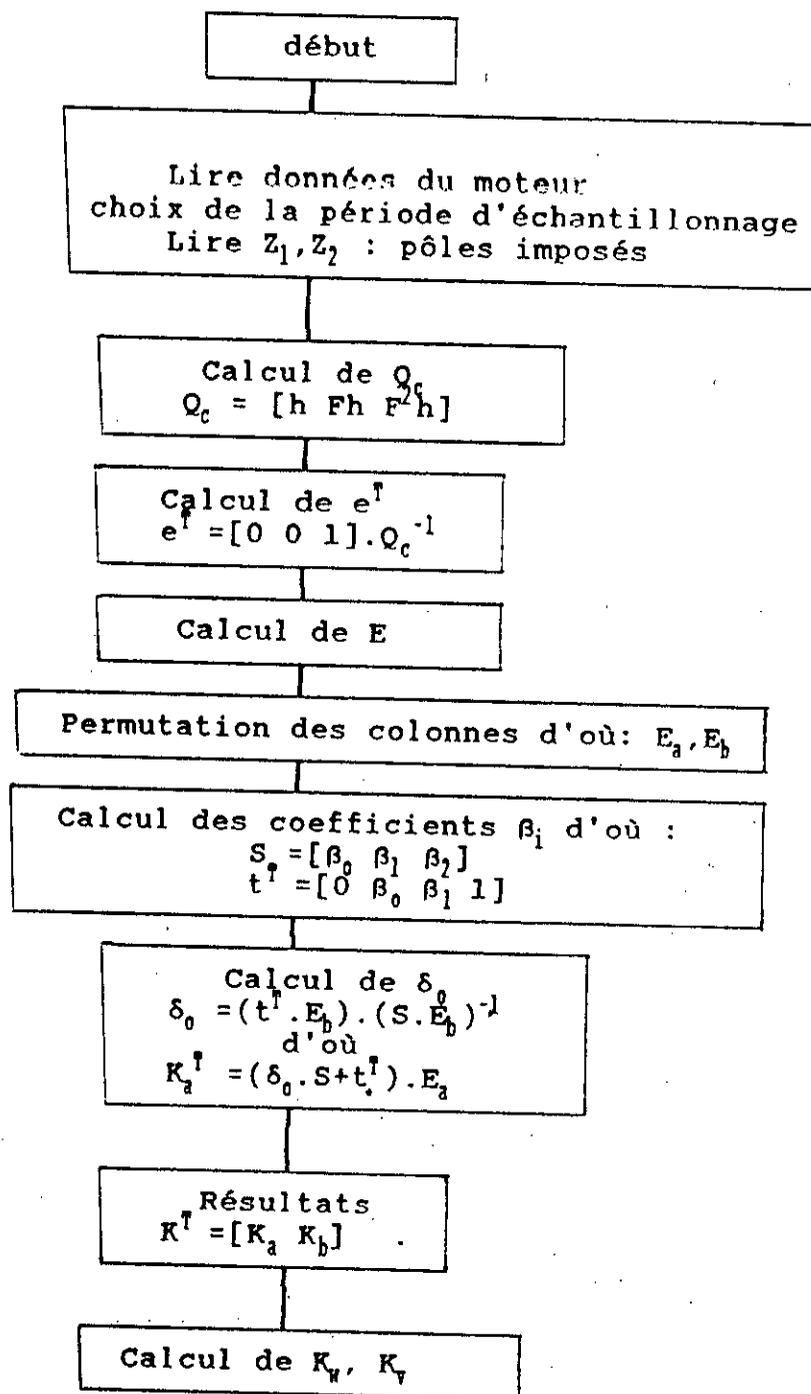


Fig 2.3 - Organigramme de calcul des coefficients K_a, K_b, K_v, K_v du réglage d'état partiel.

Les pôles en boucle fermé assignés selon le critère de l'amortissement relatif optimal sont :

$$Z_{1,2} = 0,2895 \pm j.0,3215$$

Le calcul des coefficients donne :

$$K^T = [1,539 \ 0 \ 0,655]$$

$$k_v = 0,978$$

$$k_v = -0,833$$

2.2.3. Réglage de la vitesse:

La comparaison des données actuelles avec celles du réglage de vitesse par contre-réaction d'état, montre que la seule différence réside dans la valeur de la constante de temps équivalente T_{eq} (figure 2.4).

$$T_{eq} = 44,55 \text{ ms}$$

La structure du réglage d'état de la vitesse reste inchangée, alors le logiciel "SIMSEL 1" peut être exploité directement pour le calcul des coefficients de réglage. Les pôles imposés précédemment (§ 1.5.3.4) sont utilisés dans le calcul des coefficients de réglage d'où :

$$K^T = [5,653 \ 0,1312 \ 0,418]$$

$$k_v = 2,8765$$

$$k_v = -1,131$$

2.3. Simulation:

La différence essentielle entre le réglage par retour d'état et d'état partiel réside dans le calcul des coefficients ou en terme plus précis des valeurs des coefficients de réglage. En pratique, elle se

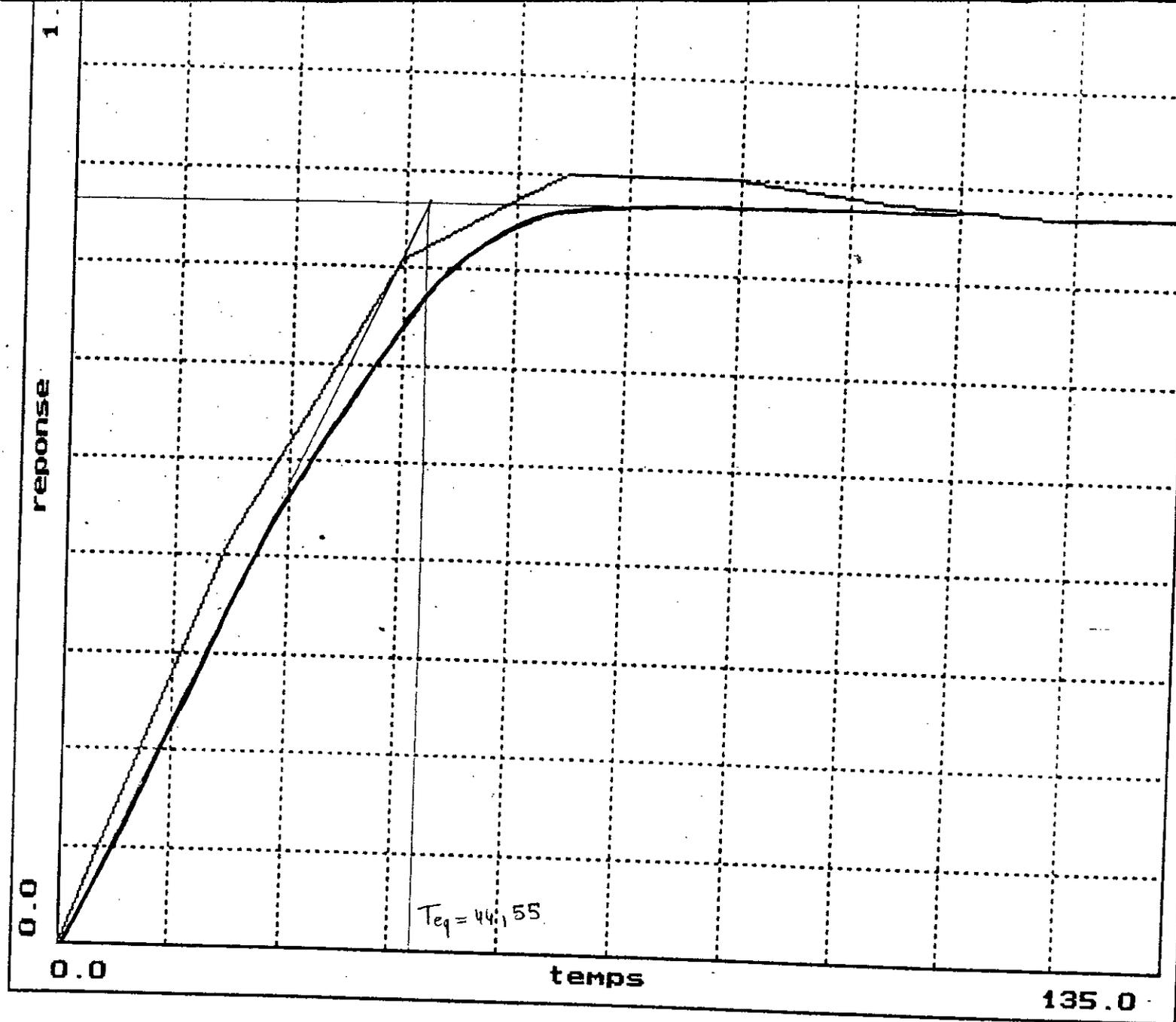


Fig (2.4) détermination de la constante de temps équivalente

manifeste par l'élimination de la contre-réaction d'un état du système (ici la tension u_d), ce qui simplifie la réalisation. Comme dans le cas du réglage d'état, la grandeur de commande est donnée par la même relation (1.44) :

$$u_{cm} = k_{vi} \cdot I_c - k_{vi} \cdot n - k_{s11} \cdot I_a + k_{r1} \cdot X_{r1} \quad (2.21)$$

La simulation de la commande numérique par retour d'état partiel s'inspire à la fois de la structure de réglage (figure 2.1) et l'organigramme général (§ 1.4.1). Ainsi, nous utilisons le logiciel "SIMSEL 1" pour simuler le fonctionnement du moteur muni de réglages de courant avec limitation et de la vitesse. Nous avons effectué les mêmes essais que précédemment.

Le réglage d'état partiel présente des performances acceptables. Une comparaison des résultats de simulation des deux stratégies de réglage montre que ce dernier présente des performances voisines de celle du réglage d'état total. Le réglage par retour d'état partiel présente un avantage, celui d'avoir une implantation plus simple et plus économique que celle du réglage d'état total (élimination du capteur, du convertisseur A/N, etc...). Cette simplicité concourt à un fonctionnement plus fiable (moins de paramètres à traiter).

courant
vitesse
commande
entrée/charge
entrée/consigne
entrée/Kun
effacée

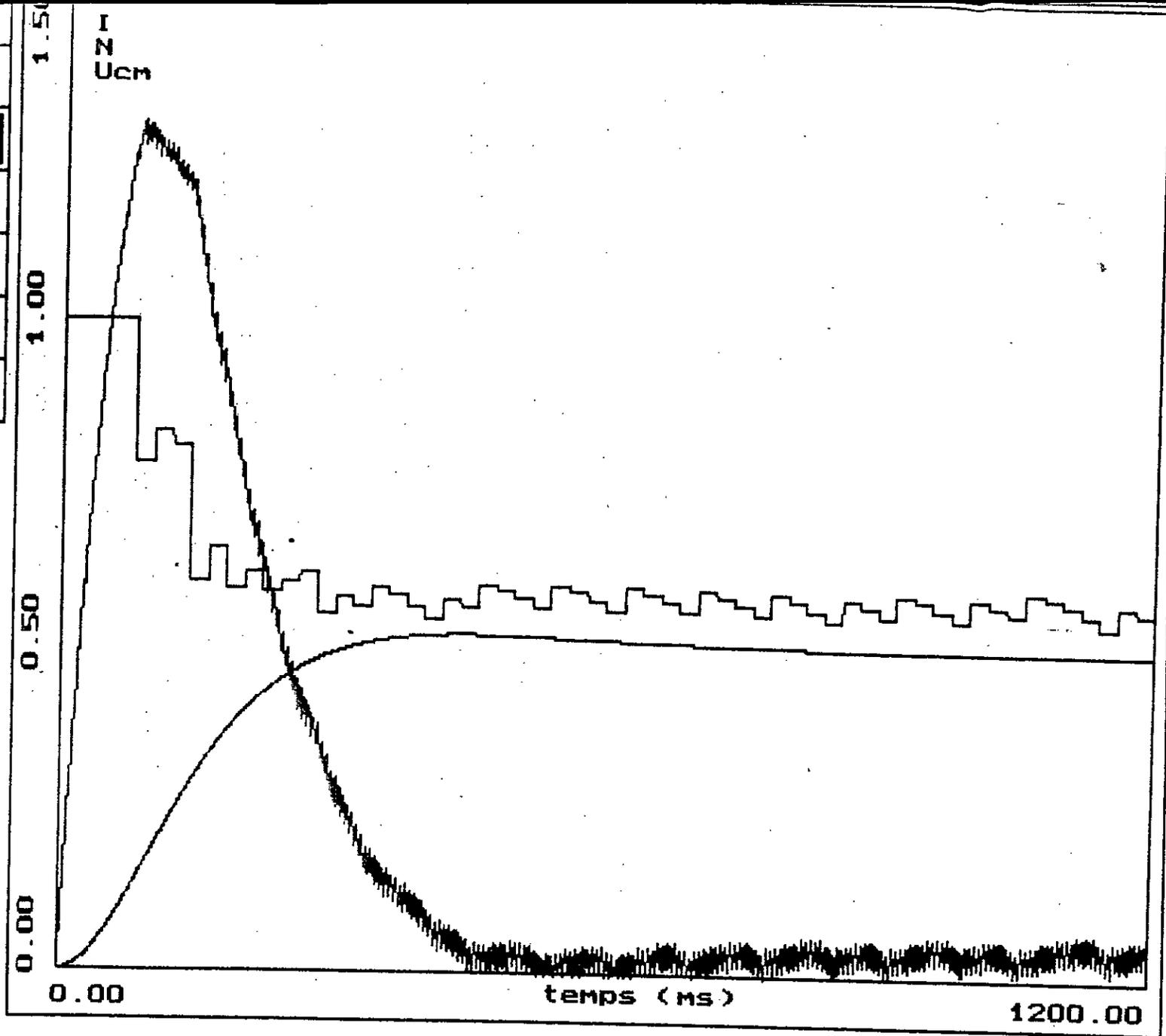


Fig (2.5) démarrage à vide du moteur

itesse

onmande

ntree/charge

ntree/consigne

ntree/Kvn

facée

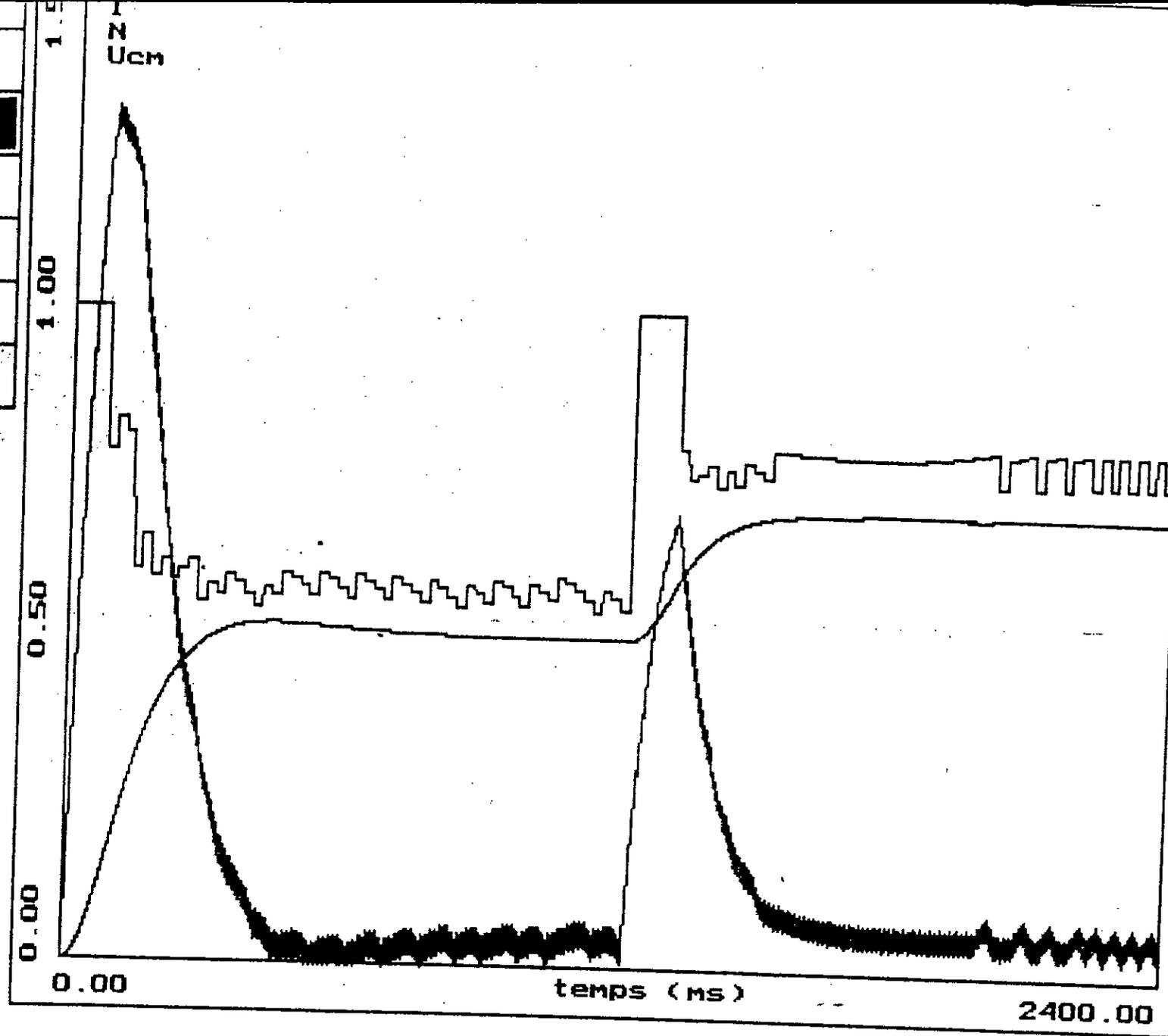


Fig (2.6) démarrage à vide avec changement de consigne en régime établi

- ourant
- itesse
- ommande
- entrée/charge
- entrée/consigne
- entrée/Kun
- ffacée

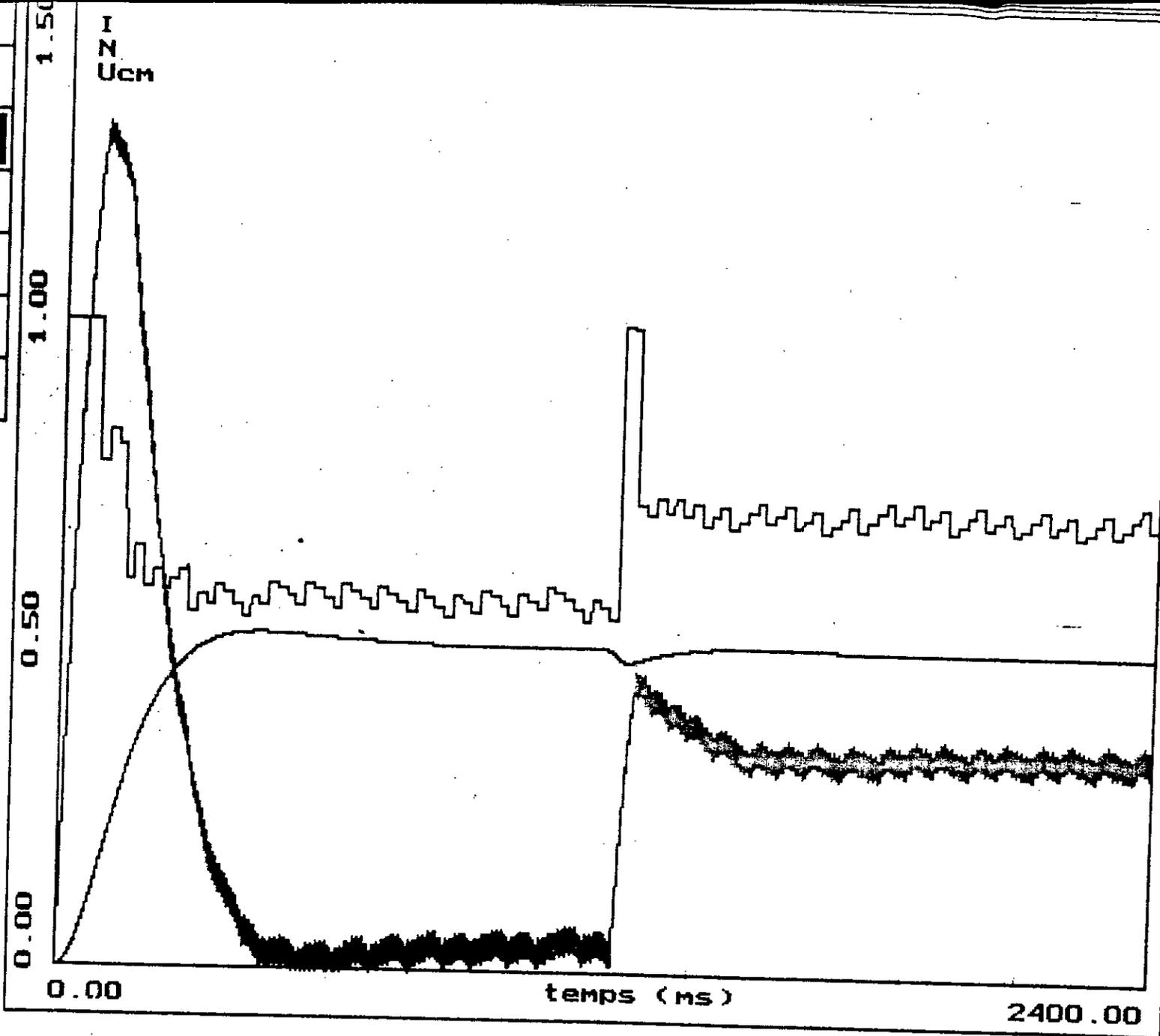


Fig (2.7) démarrage à vide avec apparition d'une perturbation en régime établi

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kvn
Effacée

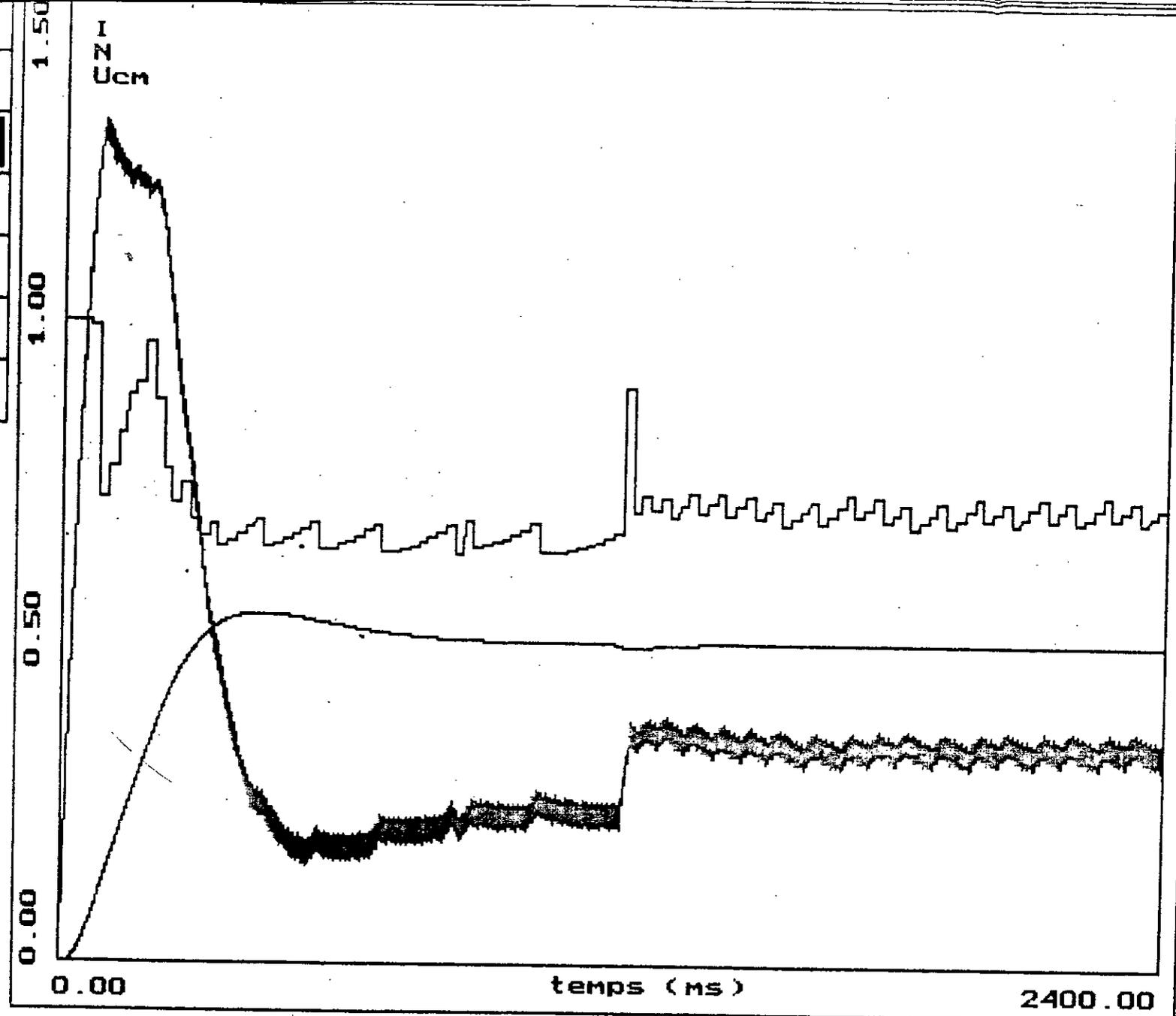


Fig (2.8) démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kvn
Effacée

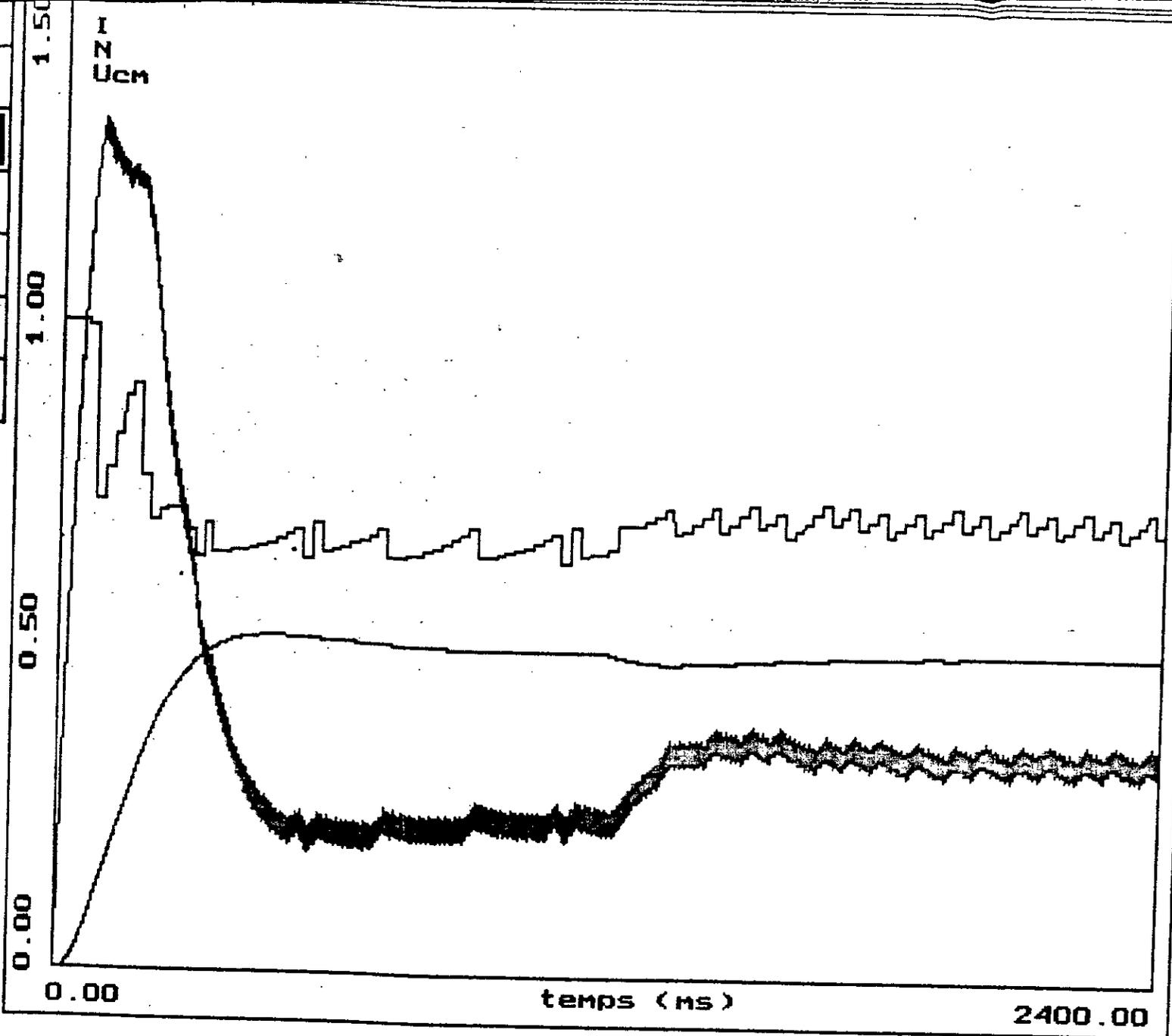


Fig (2.9) démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi (sans contre-réaction de charge $k_{vn}=0$)

CHAPITRE 3

REGLAGE D'ETAT DU MOTEUR

A COURANT CONTINU

AVEC OBSERVATEUR

chapitre 3 réglage d'état du moteur à courant continu avec observateur

Les réglages d'état traités précédemment exigent que toutes les grandeurs d'état du système soient mesurables afin de pouvoir les mettre en contre-réaction et imposer au système un certain comportement dynamique. Cependant, il n'est pas toujours possible pratiquement ou économiquement d'installer tous les capteurs nécessaires pour mesurer les grandeurs d'état. On doit alors recourir à un observateur pour reconstruire les grandeurs d'état. Le réglage d'état avec :

- d'une part, un observateur dans la boucle de courant.
- et d'autre part, un observateur dans la boucle de vitesse.

est présenté dans ce chapitre ainsi que son application au réglage du courant et de la vitesse du moteur à courant continu. Enfin, il est simulé le fonctionnement du moteur doté du réglage d'état avec observateur.

3.1. Structure générale de réglage avec observateur d'état et de perturbation:

La structure générale adoptée pour le réglage avec observateur d'état et de perturbation est (figure 3.1) [2] :

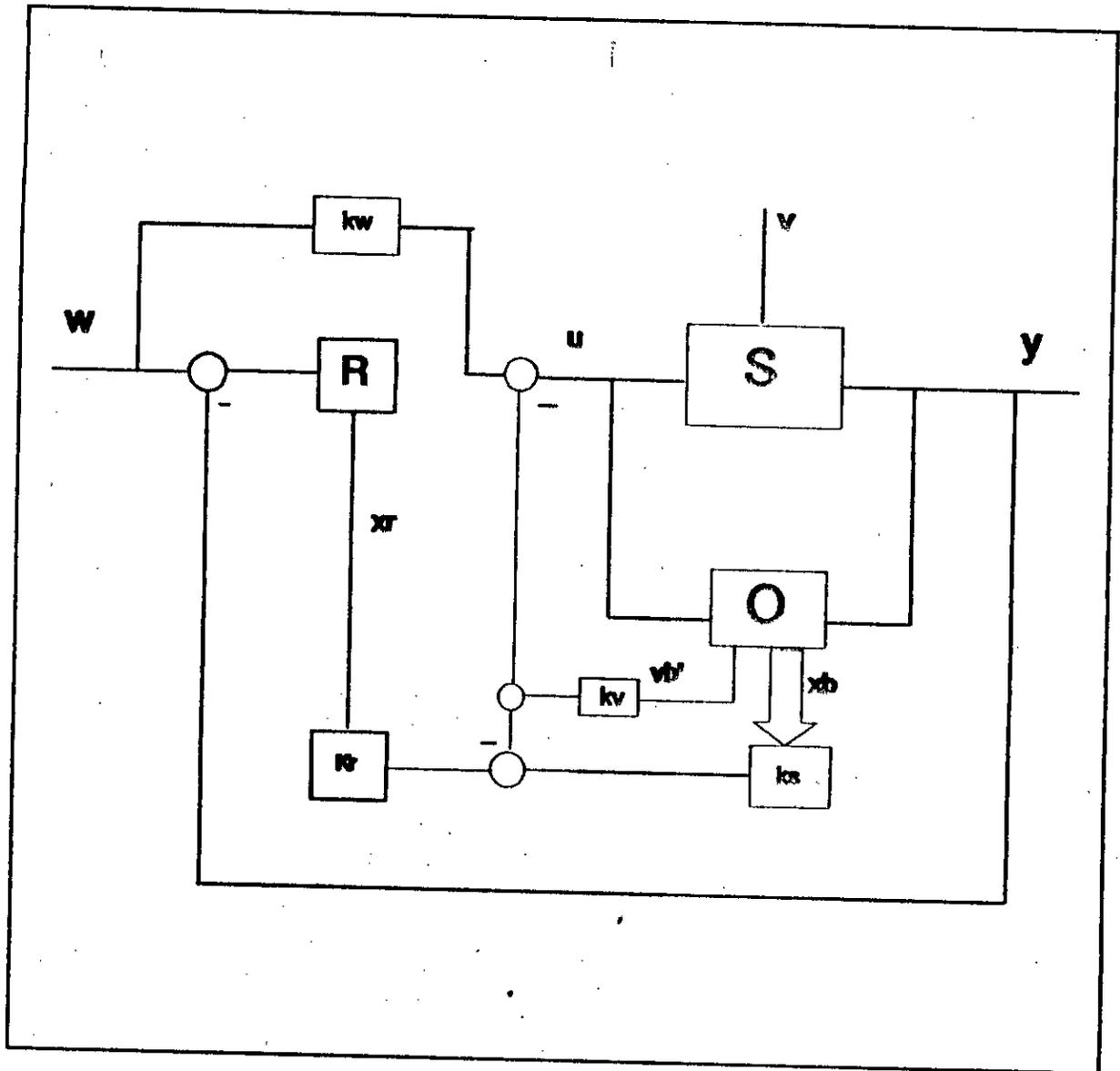


Fig 3.1 - Structure générale de réglage avec observateur d'état et de perturbation.

3.1.1 Equations du réglage:

Pour Le système à régler, on a les équations suivantes [2] :

$$\begin{aligned} x_s[k] &= F_s \cdot x_s[k] + h_s \cdot u[k] + h_{sv} \cdot v[k] \\ y[k] &= c_s^T \cdot x_s[k] \end{aligned} \quad (3.1)$$

Le régulateur intégrateur est décrit par la relation :

$$x_r[k+1] = -c_s^T \cdot x_s[k] + x_r[k] + w[k] \quad (3.2)$$

Pour la grandeur de commande, il existe l'équation :

$$u[k] = -k_s^T \cdot x_b[k] + k_r \cdot x_r[k] + k_w \cdot w[k] - k_v \cdot v_b[k] \quad (3.3)$$

L'observateur d'état et de perturbation est décrit par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{x}_b[k+1] &= (F_b - k_b \cdot c_s^T) \cdot x_b[k] - h_{sv} \cdot v_b[k] + h_{sv} \cdot v[k] \\ x_b[k] &= x_s[k] - \dot{x}_b[k] \\ v_b[k+1] &= L_b \cdot c_s^T \cdot x_b[k] + v_b[k] \\ v_b[k] &= v_b[k] + M_b \cdot c_s^T \cdot x_b[k] \end{aligned} \quad (3.4)$$

Des relations (3.1) à (3.4), on obtient les équations en boucle fermée :

$$x_c[k+1] = F_c \cdot x_c[k] + h_{cw} \cdot w[k] + h_{cv} \cdot v[k] \quad (3.5)$$

avec :

$$x_c = \begin{bmatrix} x_s[k] \\ x_r[k] \\ x_b[k] \\ v_b[k] \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$F_c = \begin{bmatrix} F_s - h_s \cdot k_s & h_s \cdot k_r & h_s (k_s - k_v \cdot M_b \cdot c_s^T) & -h_s \cdot k_v \\ -c_s^T & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_b - k_b \cdot c_s^T & -h_{sv} \\ 0 & 0 & L_b \cdot c_s^T & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$h_{cw} = \begin{bmatrix} h_s \cdot k_w \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$h_{cv} = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \\ h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

3.2. Réglage du moteur avec observateur dans la boucle courant:

3.2.1. Structure globale du réglage:

Au lieu de mesurer la tension U_d , il est intéressant de l'observer et de la mettre en contre-réaction. Ainsi, on adopte la structure globale suivante (figure 3.2) :

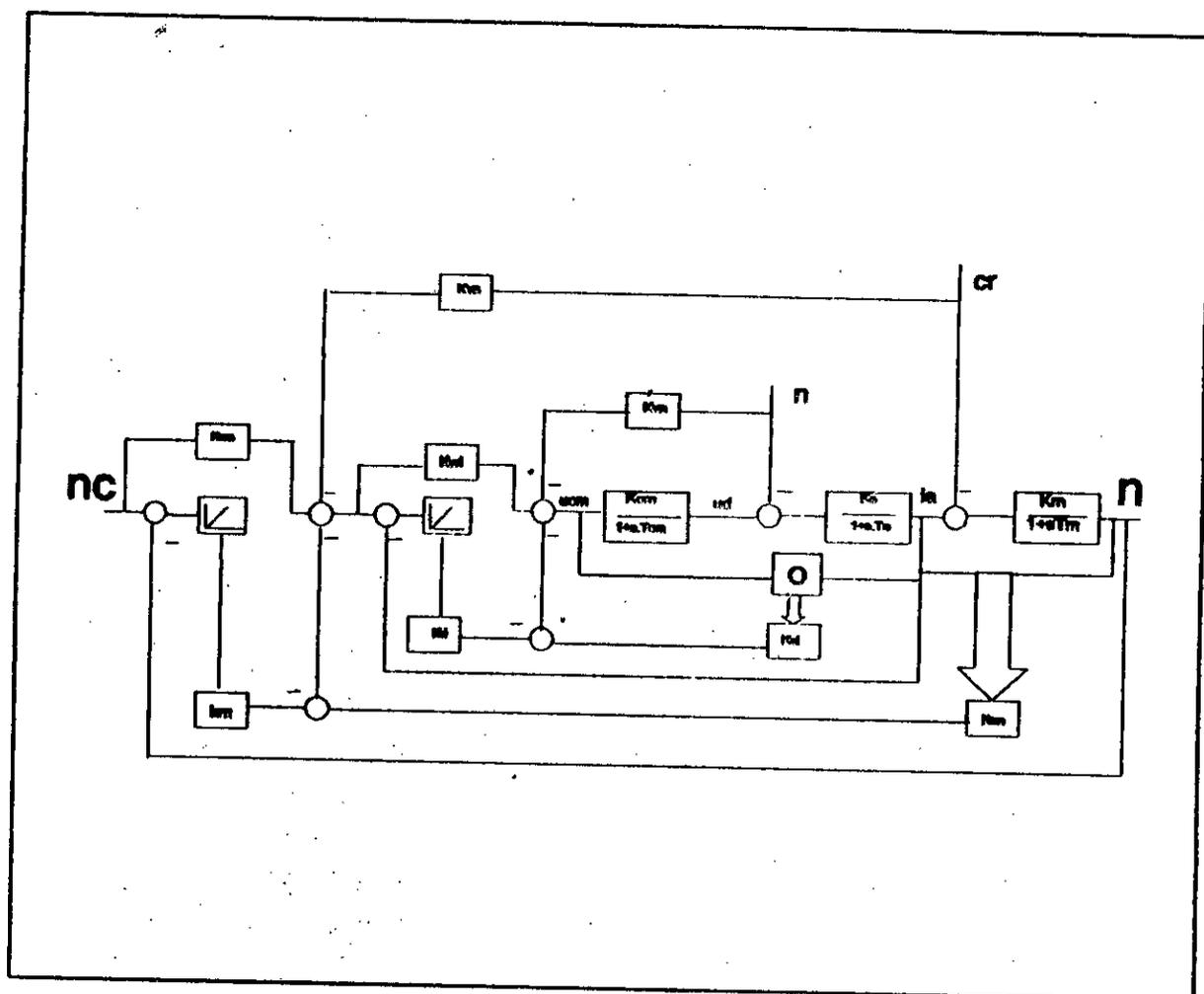


Fig 3.2 - Structure globale de réglage avec observateur dans la boucle de courant.

3.2.2. Structure de réglage du courant :

La structure de réglage du courant d'induit avec observateur est (figure 3.3) :

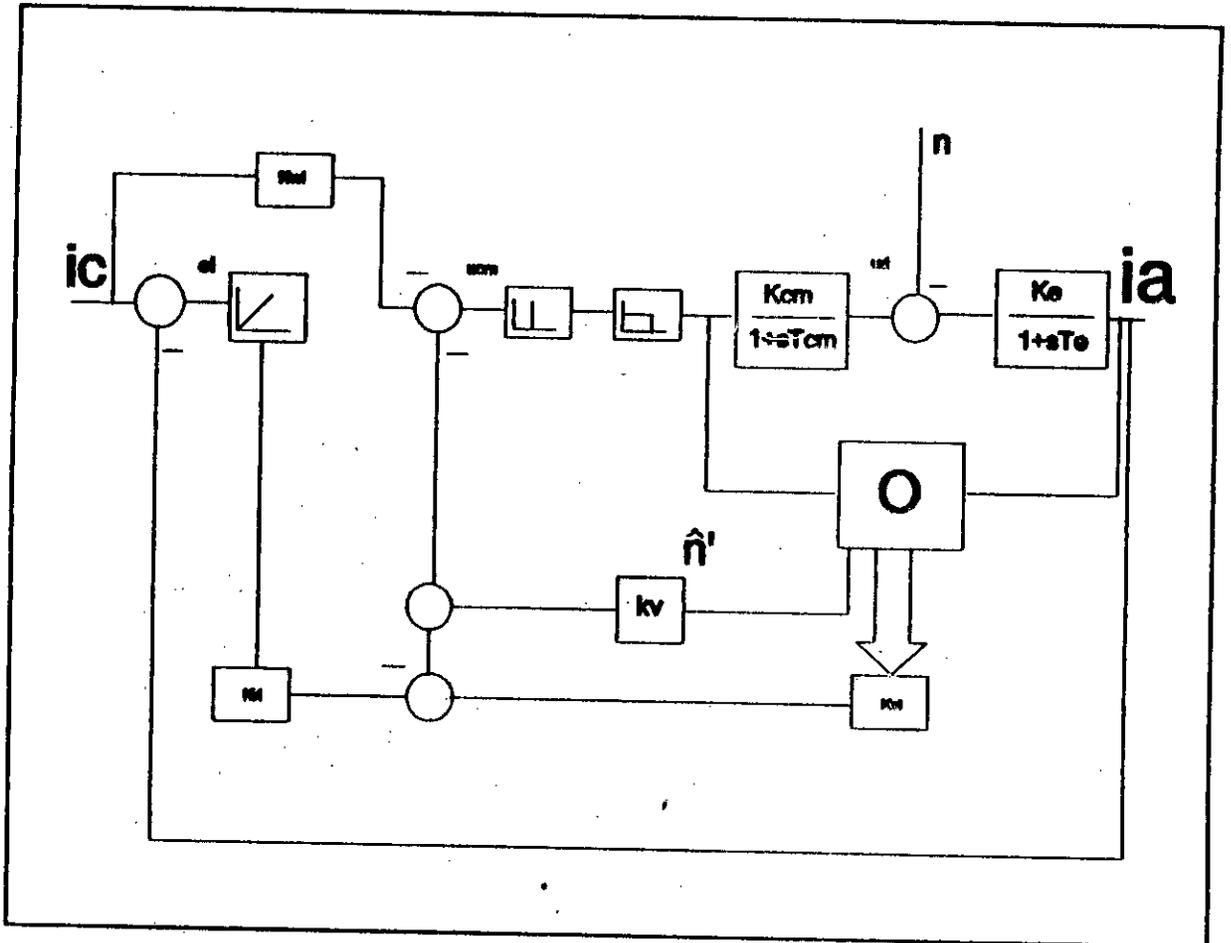


Fig 3.3 - Structure de réglage du courant d'induit avec observateur.

Le système à régler étant régi par les relations suivantes :

$$x_s[k] = F_s \cdot x_s[k] + h_s \cdot u_{cm}[k] + h_{sv} \cdot n[k] \quad (3.10)$$

$$i_a[k] = c_s^T \cdot x_s[k]$$

avec :

$$x_s^T = [i_a \quad u_d] \quad (3.11)$$

$$F_s = \begin{bmatrix} e^{-\frac{T}{T_o}} & \frac{T_{cm} K_o}{T_o - T_{cm}} [e^{-\frac{T}{T_o}} - e^{-\frac{T}{T_{cm}}}] \\ 0 & e^{-\frac{T}{T_{cm}}} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$h_s = \begin{bmatrix} \frac{K_o K_{cm}}{T_o - T_{cm}} [T_o (1 - e^{-\frac{T}{T_o}}) - T_{cm} (1 - e^{-\frac{T}{T_{cm}}})] \\ K_{cm} (1 - e^{-\frac{T}{T_{cm}}}) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$h_{sv} = \begin{bmatrix} K_o (e^{-\frac{T}{T_o}} - 1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$c_s^T = [1 \ 0] \quad (3.15)$$

L'observateur de la boucle de courant étant décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \hat{x}[k+1] &= (F_s - K_o c_s^T) \cdot \hat{x}[k] - h_{sv} \cdot \hat{n}[k] + h_{sv} \cdot n[k] \\ \hat{x}[k] &= x_s[k] - \hat{x}[k] \\ \hat{n}[k+1] &= L_o c_s^T \cdot \hat{x}[k] + \hat{n}[k] \\ \hat{n}'[k] &= M_o c_s^T \cdot \hat{x}[k] + \hat{n}[k] \end{aligned} \quad (3.16)$$

Pour la synthèse du réglage d'état avec observateur, on applique le principe de séparation. En effet, on peut dimensionner séparément le réglage d'état et l'observateur. Le calcul des coefficients de réglage reste valable d'où :

$$\begin{aligned} K^T &= [1,403 \ -0,0236 \ 0,555] \\ k_v &= 0,978 \\ k_v' &= -0,809 \end{aligned}$$

Le choix des pôles de l'observateur à l'origine garantit un temps d'établissement fini et une annulation de l'erreur d'observation le plus rapidement possible, d'où l'application de ce critère pour le

dimensionnement de l'observateur. Le logiciel "ETUDE DES OBSERVATEURS"

[13] donne les paramètres de l'observateur :

$$K_o = [1,759 \quad -6,49 \cdot 10^{-10} \quad 1,928]$$

$$L_o = -1,928$$

$$M_o = -1,928$$

3.3. Simulation:

Dans la deuxième partie de notre travail, nous avons réalisé un autre logiciel "SIMSEL 2" pour simuler le fonctionnement de l'association Hacheur-Moteur muni du réglage d'état avec observateur. Ce logiciel est basé sur l'organigramme suivant (figure 3.4) :

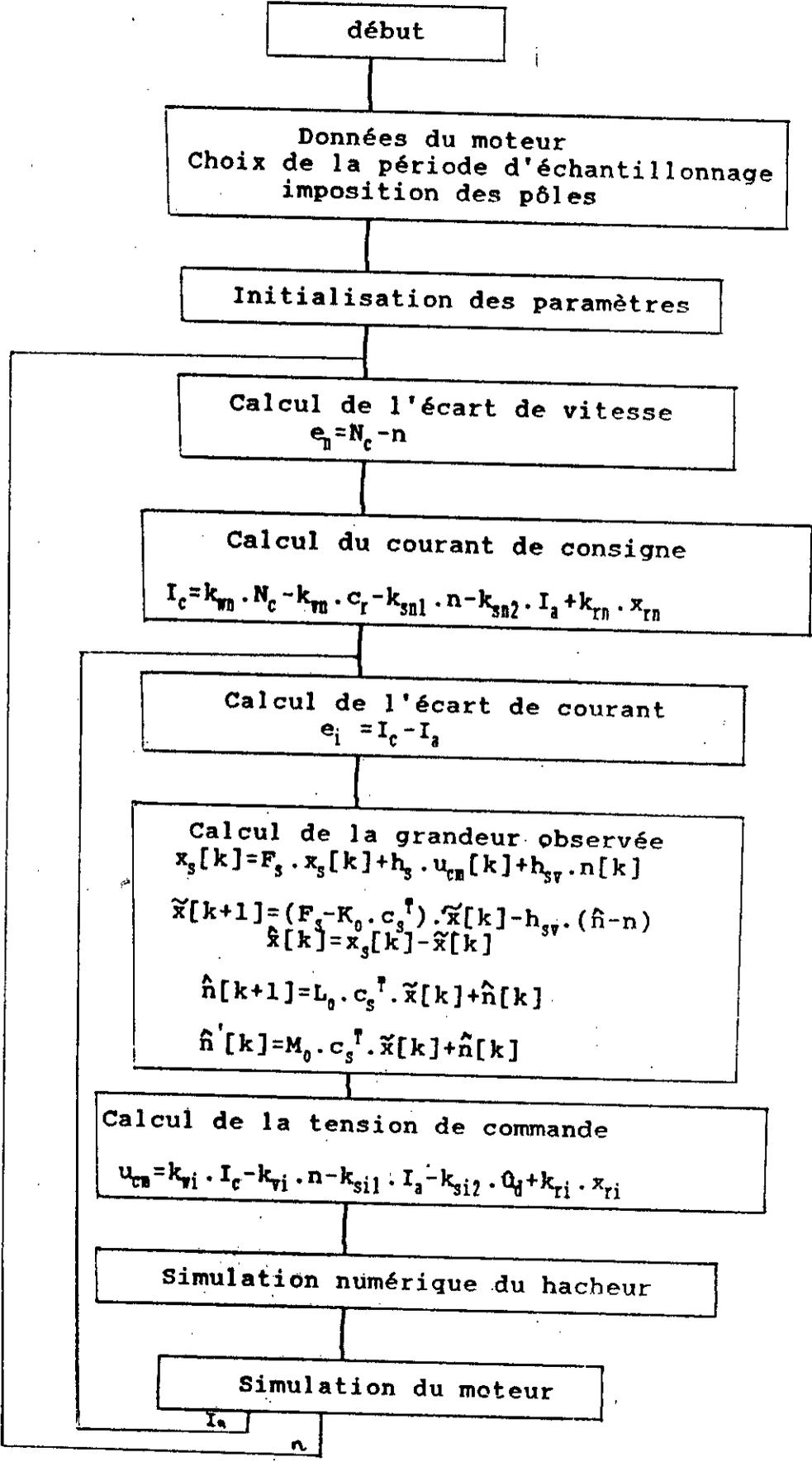


Fig 3.4 - Organigramme de simulation du réglage d'état avec observateur dans la boucle de courant.

Puisque la grandeur u_{cm} et le courant sont accessibles, il suffit donc d'observer la tension u_d . Alors la grandeur de commande devient :

$$u_{cm} = k_{v1} \cdot I_c - k_{v1} \cdot n - k_{a11} \cdot I_a - k_{a12} \cdot \dot{\omega}_d + k_{r1} \cdot x_{r1} \quad (3.11)$$

A partir du logiciel "SIMSEL 2", il est simulé le fonctionnement de l'association Hacheur-Moteur muni de réglages de courant avec limitation et de la vitesse de rotation. A partir des essais suivants:

1. démarrage du moteur à vide (figure 3.5).
2. démarrage du moteur à vide avec changement de consigne en régime établi (figure 3.6).
3. démarrage du moteur à vide avec apparition d'une perturbation en régime établi (figure 3.7).
4. démarrage du moteur en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi (figure 3.8).
5. démarrage du moteur en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi (sans contre-réaction de charge $k_m=0$) (figure 3.9).

Il apparait des résultats de simulation que le réglage présente des performances satisfaisantes. Une analyse de ces derniers montre l'accommodation des performances avec celles du réglage d'état total. Néanmoins, cette stratégie présente un atout économique très important car elle permet de minimiser le coût de l'installation toute en exigeant d'excellente performances.

3.4. Réglage du moteur avec observateur dans la boucle de vitesse:

3.4.1. Structure globale de réglage:

Dans ce cas ci, on observe la charge pour la mettre en contre-réaction en mesurant la vitesse de rotation et le courant de consigne I_c . Ainsi, il est adopté la structure globale suivante (figure 3.10):

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kun
Effacée

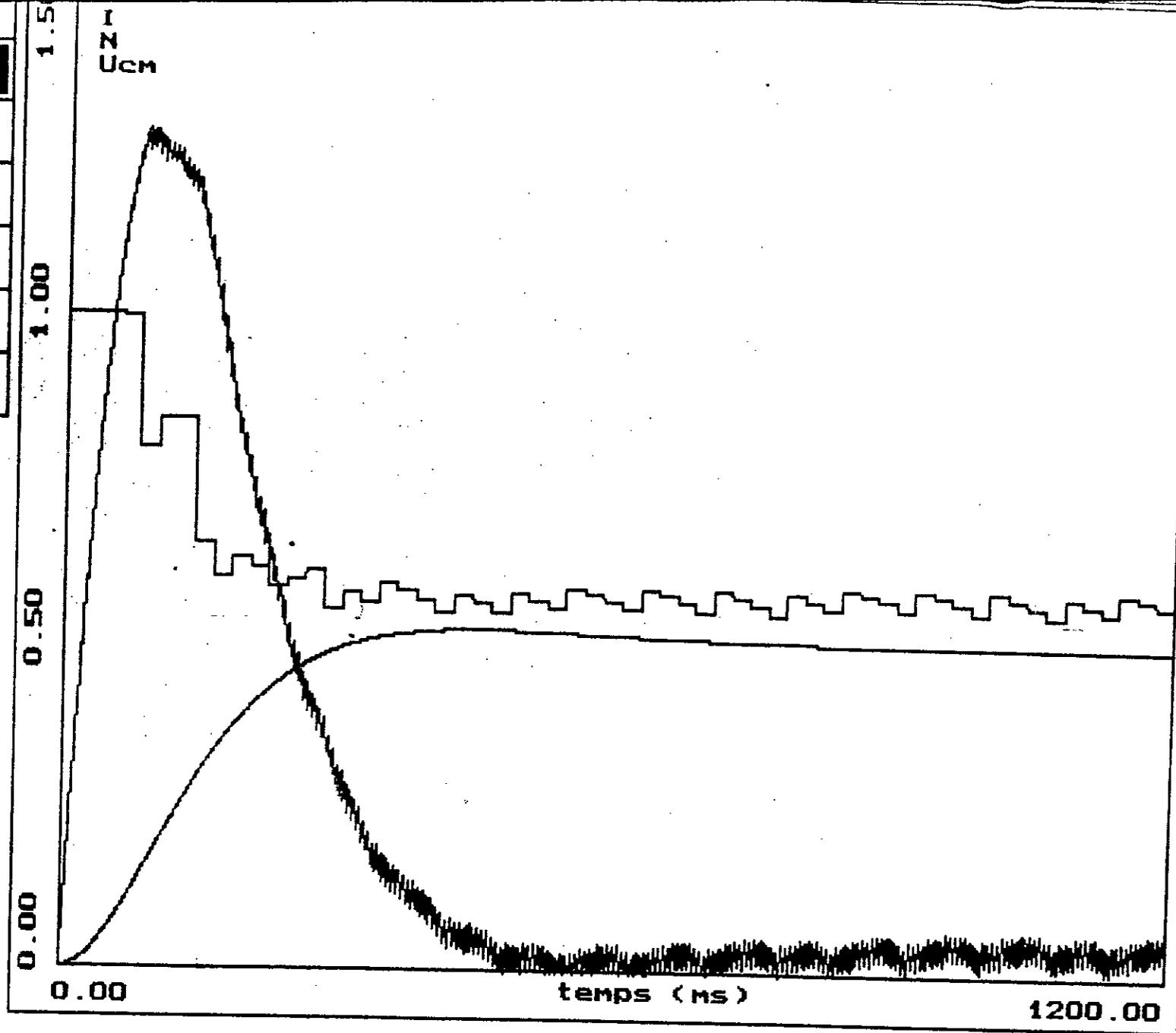


Fig (3.5) démarrage à vide du moteur

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kun
Effacée

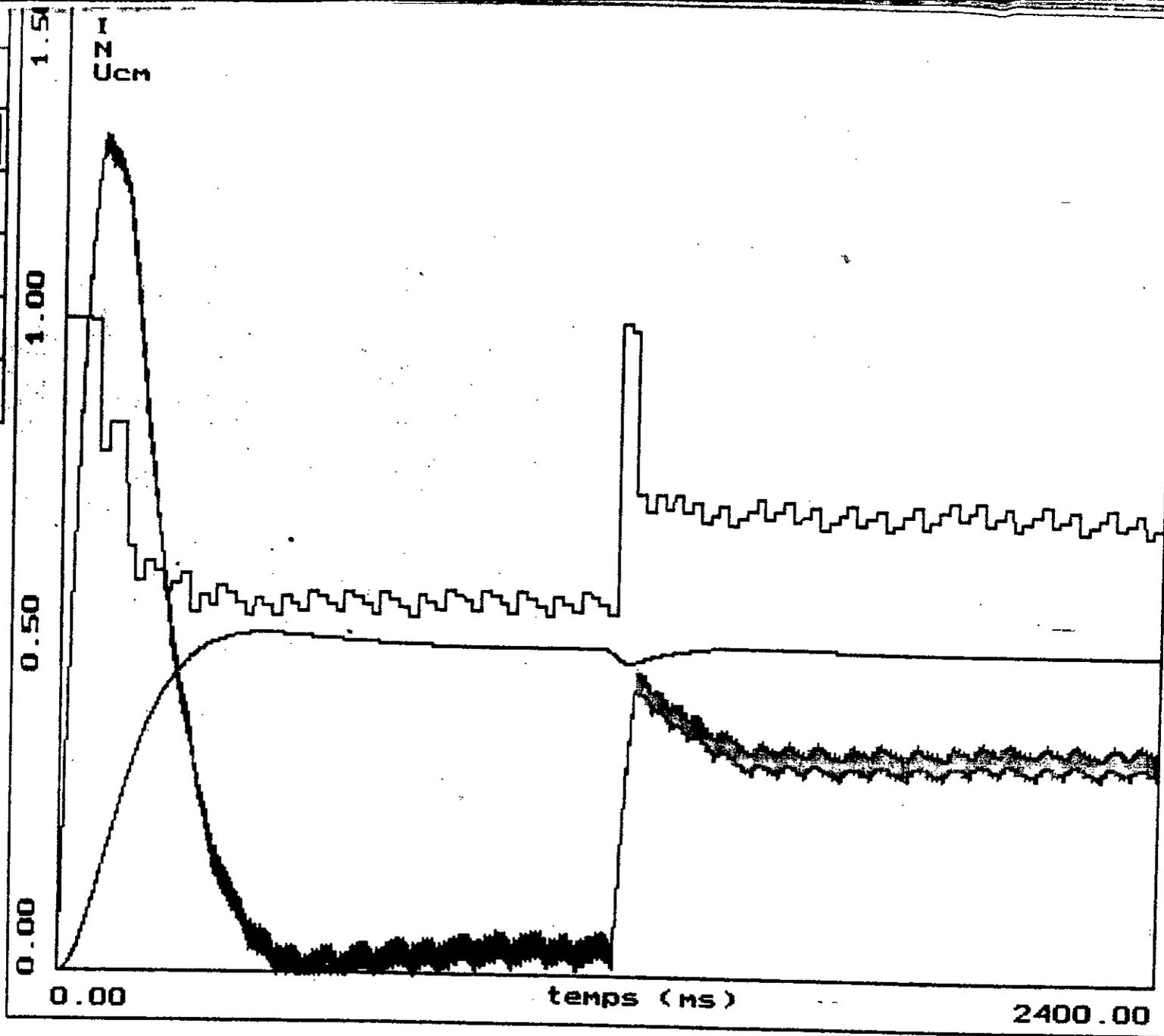


Fig (3.7) démarrage à vide avec apparition d'une perturbation en régime établi

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kun
Effacée

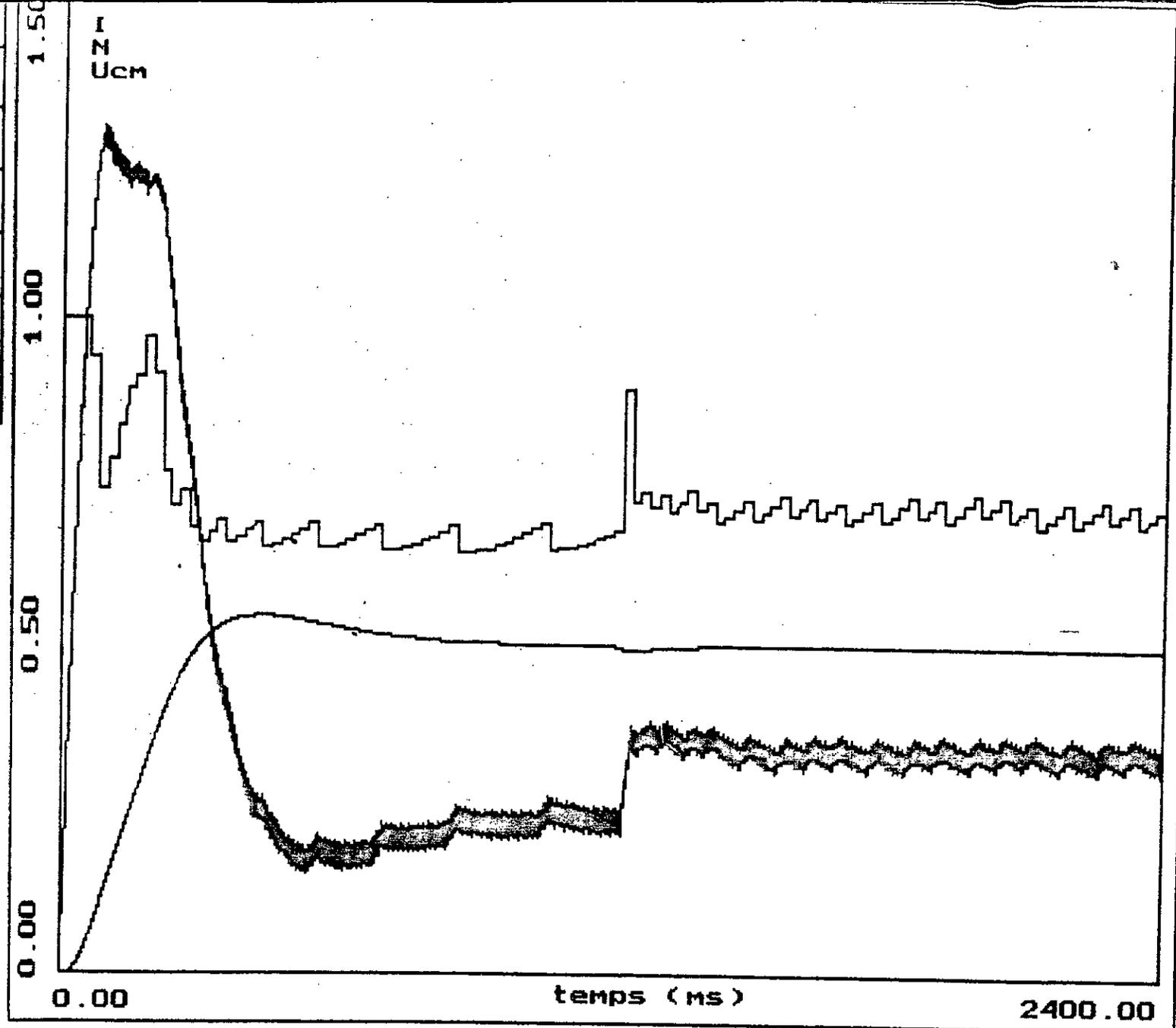


Fig (3.8) démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kvn
Effacée

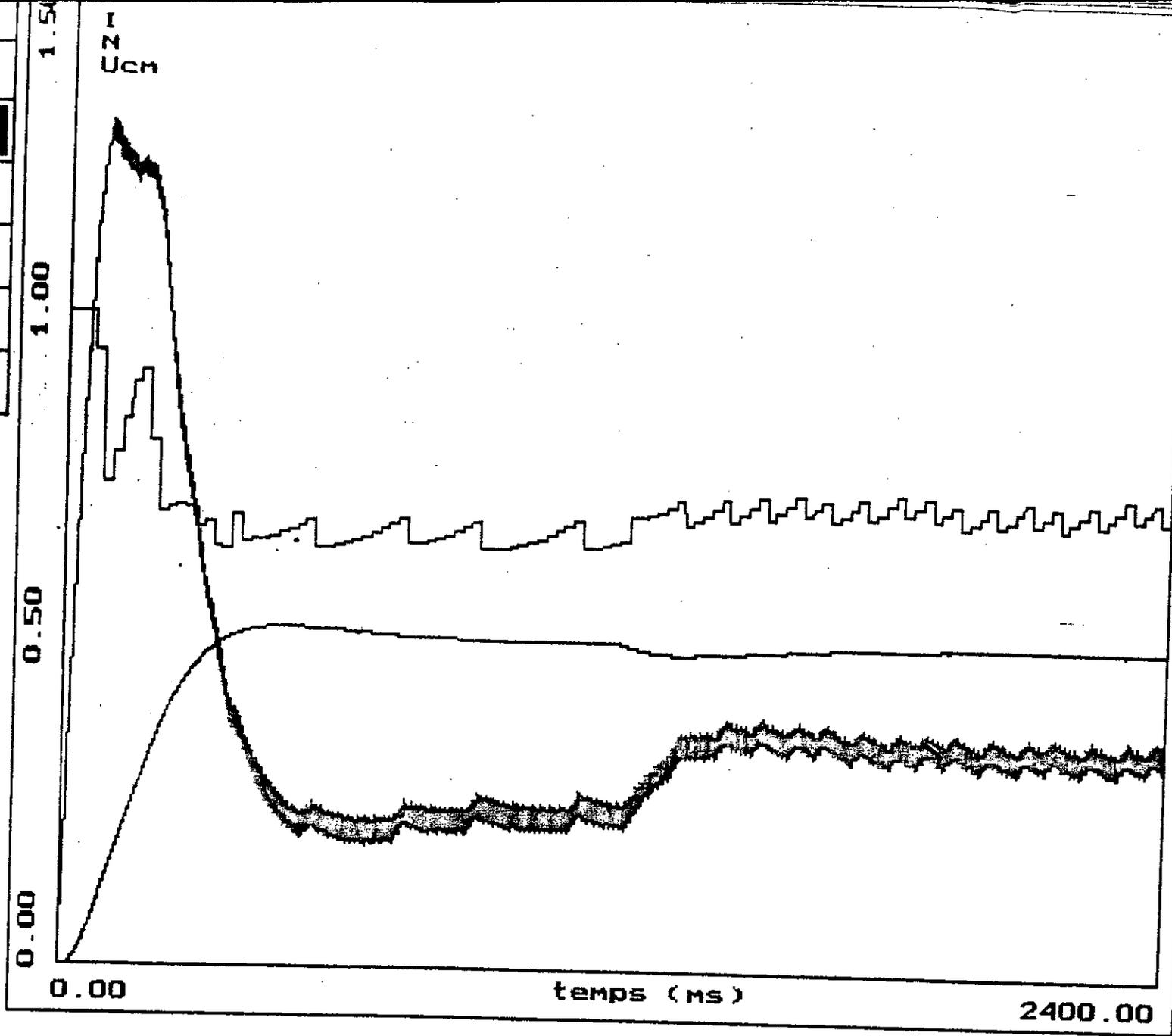


Fig (3.9) démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi (sans contre-réaction de charge $k_{vn}=0$)

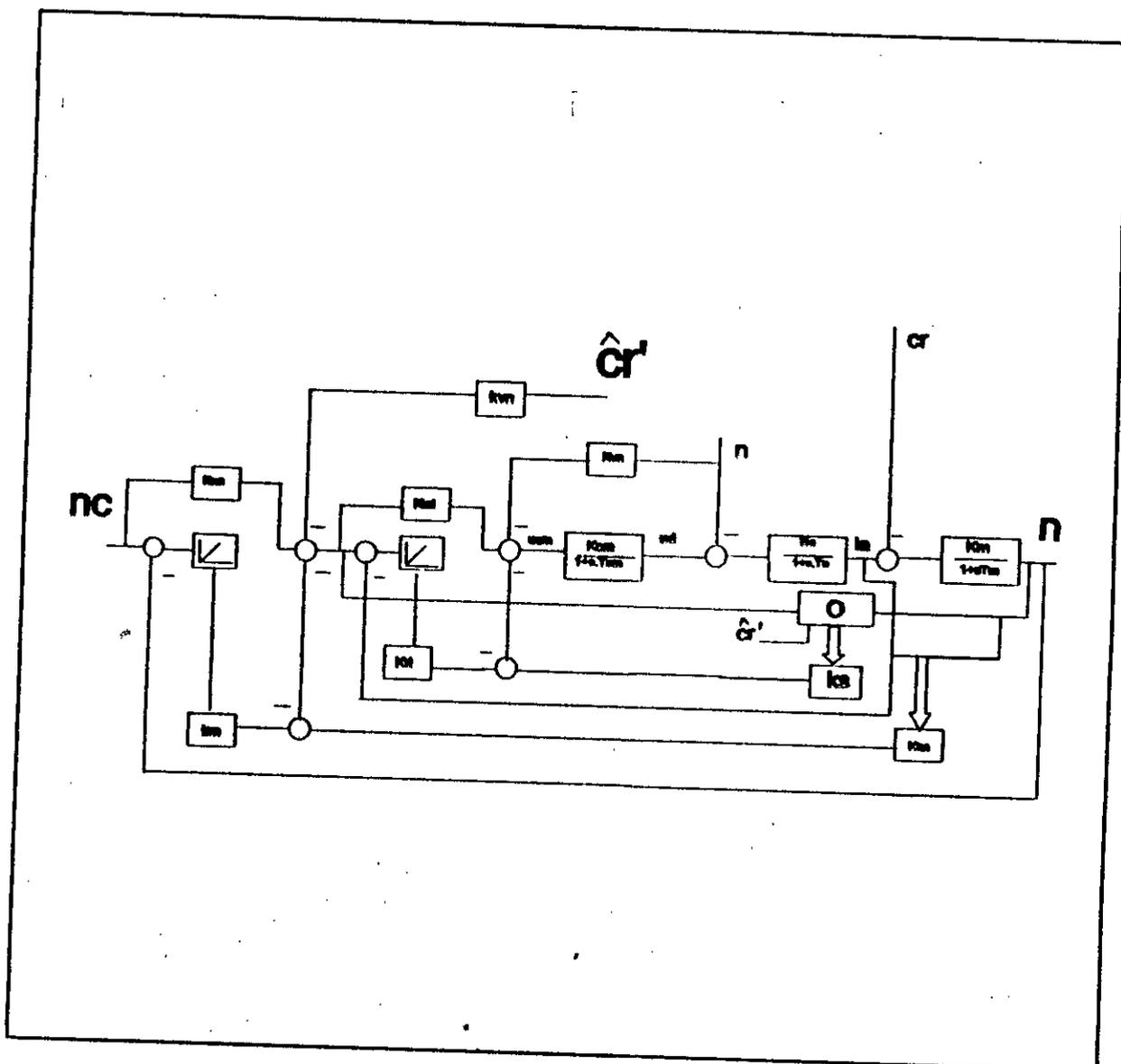


Fig 3.10 - Structure globale de réglage avec observateur dans la boucle de vitesse:

3.4.2. Structure de réglage de vitesse:

La structure adoptée pour le réglage de la vitesse de rotation avec observateur est (figure 3.11) :

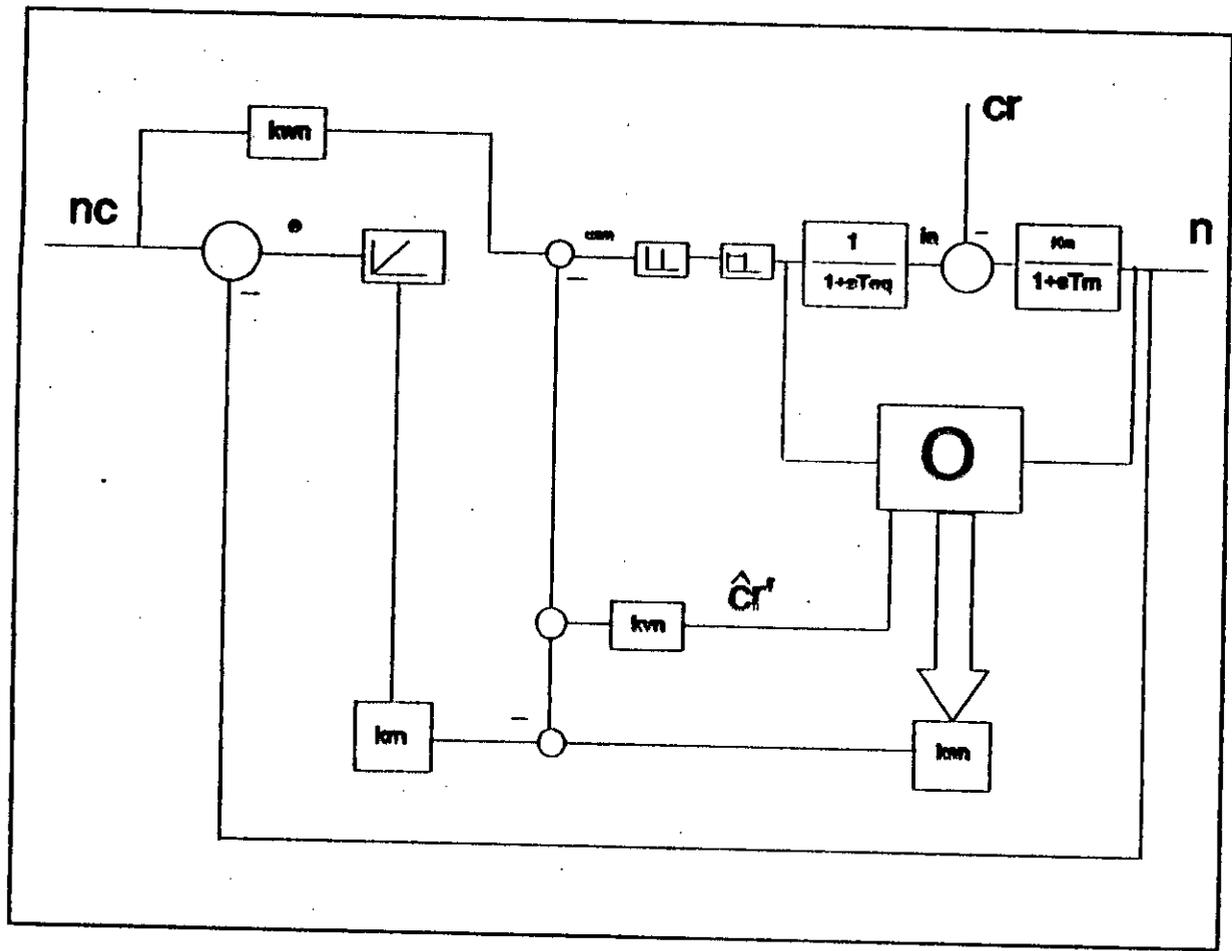


Fig 3.11 - Structure de réglage de la vitesse avec observateur.

Le système à régler est régi par les équations suivantes :

$$x_s[k] = F_s \cdot x_s[k] + h_s \cdot I_c[k] + h_{nv} \cdot c_r[k]$$

$$n[k] = c_s^T \cdot x_s[k] \tag{3.17}$$

où :

$$x_s^T = [n \ i_a] \tag{3.18}$$

$$F_s = \begin{bmatrix} e^{-\frac{T}{T_n}} & \frac{T_{eq} K_m}{T_n - T_{eq}} [e^{-\frac{T}{T_n}} - e^{-\frac{T}{T_{eq}}}] \\ 0 & e^{-\frac{T}{T_{eq}}} \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

$$h_p = \begin{bmatrix} \frac{K_m}{T_m - T_{eq}} [T_m (1 - e^{-\frac{T}{T_m}}) - T_o (1 - e^{-\frac{T}{T_o}})] \\ (1 - e^{-\frac{T}{T_{eq}}}) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$h_{sv} = \begin{bmatrix} K_m (e^{-\frac{T}{T_m}} - 1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$c_s^T = [1 \ 0] \quad (3.22)$$

L'observateur de la boucle de vitesse étant régi par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \hat{x}[k] &= (F_s - K_o c_s^T) \cdot \hat{x}[k] - h_{sv} \cdot \hat{c}_x[k] + h_{sv} \cdot c_x[k] \\ \hat{x}[k] &= x_s[k] - \hat{x}[k] \\ \hat{c}_x[k+1] &= L_o c_s^T \cdot \hat{x}[k] + \hat{c}_x[k] \\ \hat{c}'_x[k] &= M_o c_s^T \cdot \hat{x}[k] + \hat{c}'_x[k] \end{aligned} \quad (3.23)$$

Le dimensionnement du réglage (§ 1.5.3.4) donne :

$$\begin{aligned} K^T &= [5,698 \ -0,140 \ 0,421] \\ k_w &= 2,899 \\ k_v &= -1,140 \end{aligned}$$

Le logiciel "ETUDE DES OBSERVATEURS" [13] permet de dimensionner l'observateur. Les paramètres sont donc :

$$\begin{aligned} K_o &= [2,04 \ -410^{-6} \ -2,638] \\ L_o &= -2,638 \\ M_o &= -2 \end{aligned}$$

3.5. Simulation:

Le logiciel "SIMSEL 2" est étendu pour la simulation du système muni du réglage d'état avec observateur dans la boucle de vitesse [12], lequel basé sur l'organigramme (figure 3.12). Le courant de consigne I_c et la vitesse sont mesurables, donc la charge reste à observer. La grandeur de commande devient alors :

$$u_{cm} = k_{wi} \cdot I_c - k_{vi} \cdot n - k_{si1} \cdot I_a - k_{si2} \cdot u_d + k_{ri} \cdot X_{ri}$$

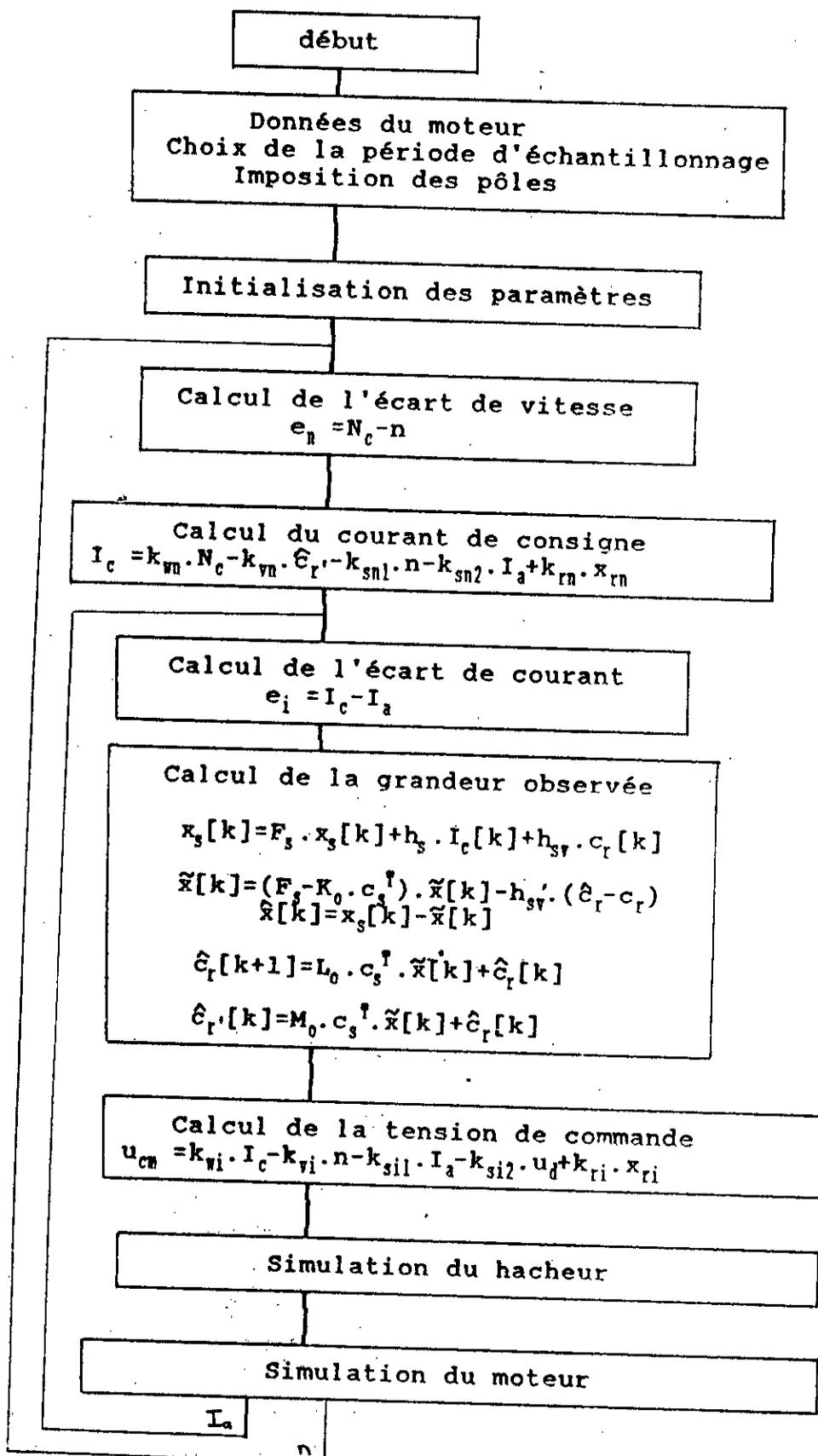


Fig 3.12 - Organigramme de simulation du réglage d'état avec observateur dans la boucle de vitesse.

A la fin, il est simulé le fonctionnement du système muni de réglages de courant avec limitation et de la vitesse. Ainsi nous effectuons les mêmes essais que précédemment.

Le réglage présente des performances acceptables. Une comparaison des résultats avec ceux du réglage d'état total montrent la proximité des performances. Dans ce cas, on peut mettre en contre-réaction la charge et ainsi pouvoir la compenser.

ourant
itesse
ommande
entrée/charge
entrée/consigne
entrée/Kvn
ffacée

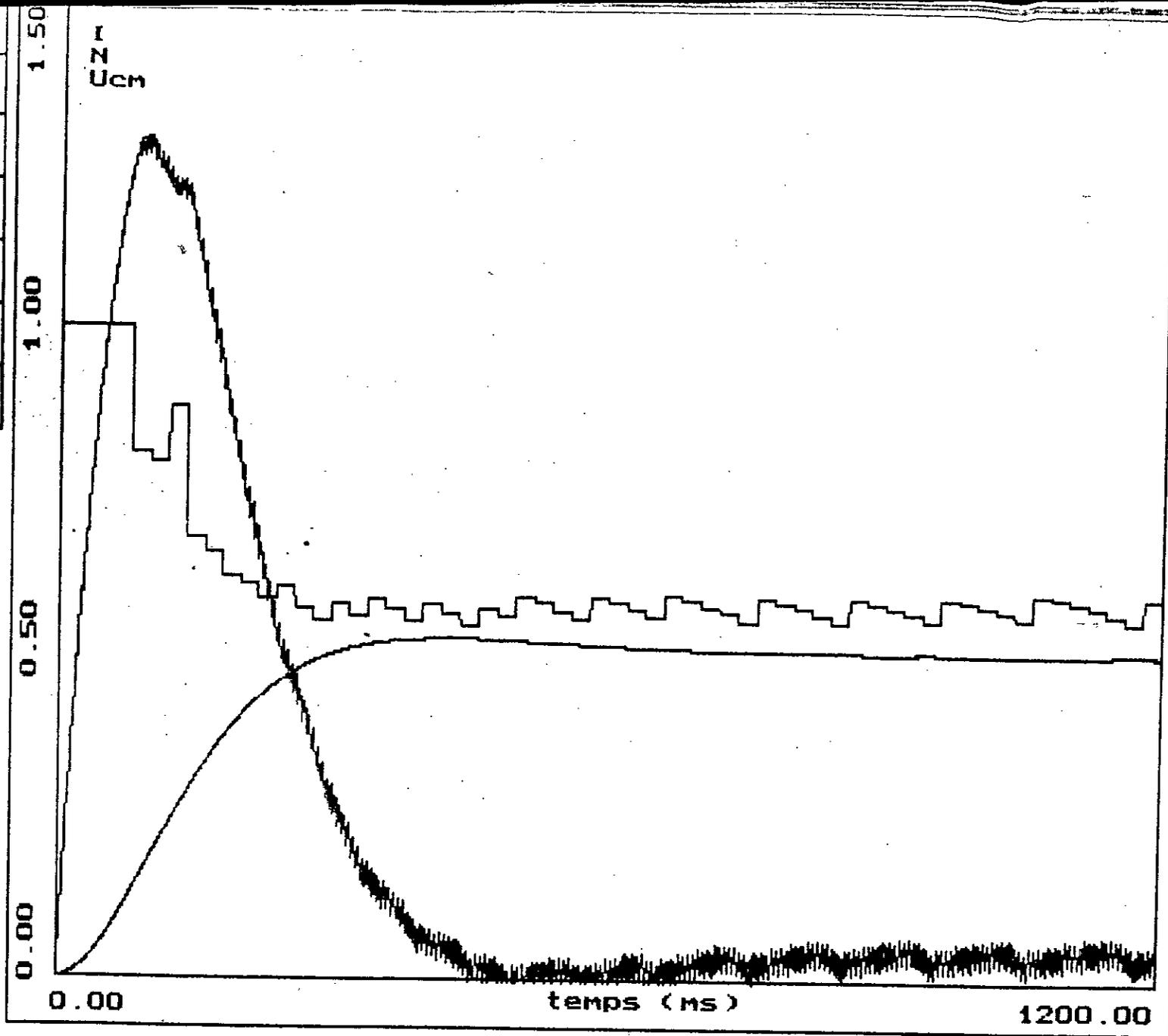


Fig (3.13) démarrage à vide du moteur

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kv
Effacée

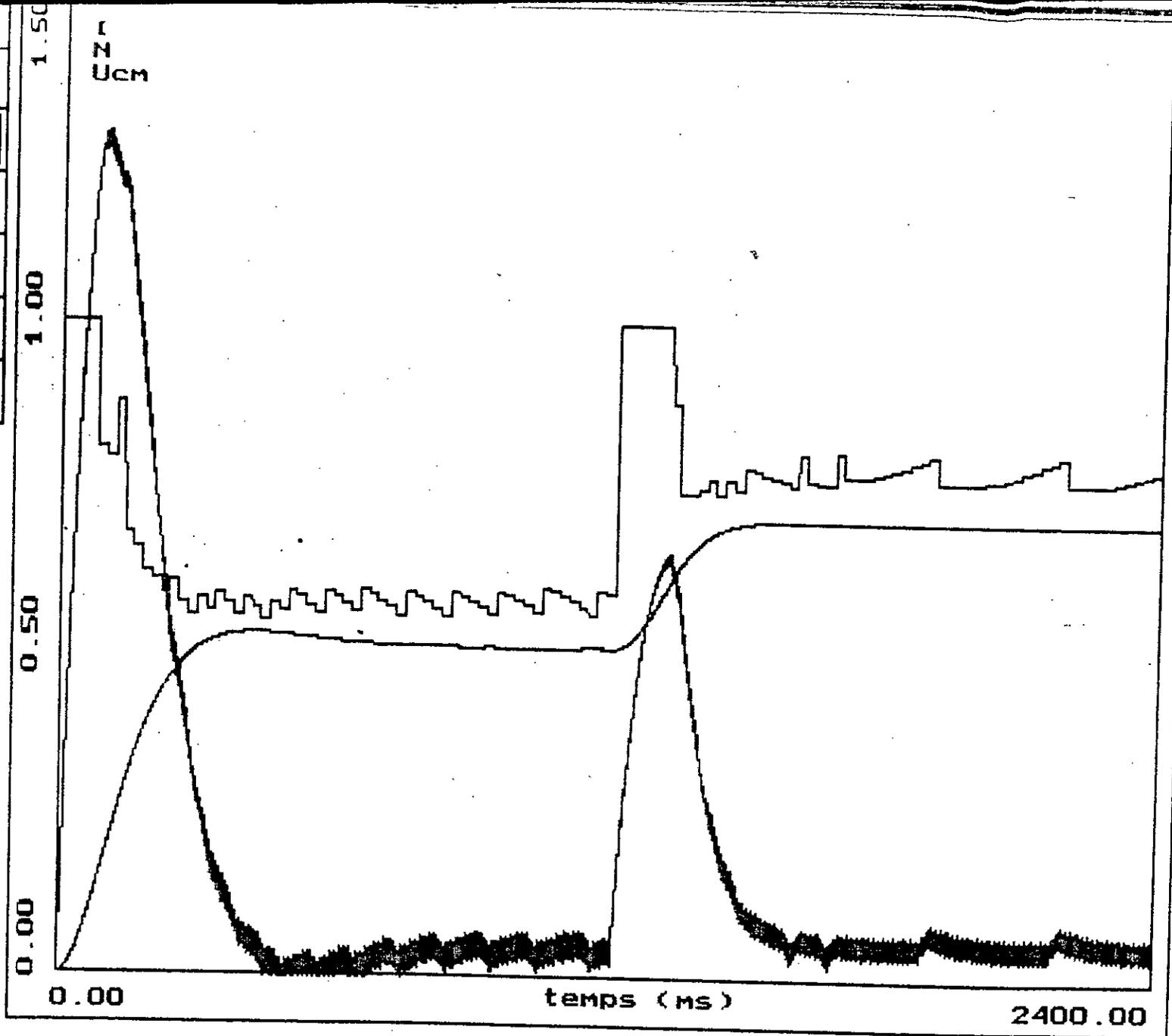


Fig (3.14) démarrage à vide avec changement de consigne en régime établi

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kvn
Effacée

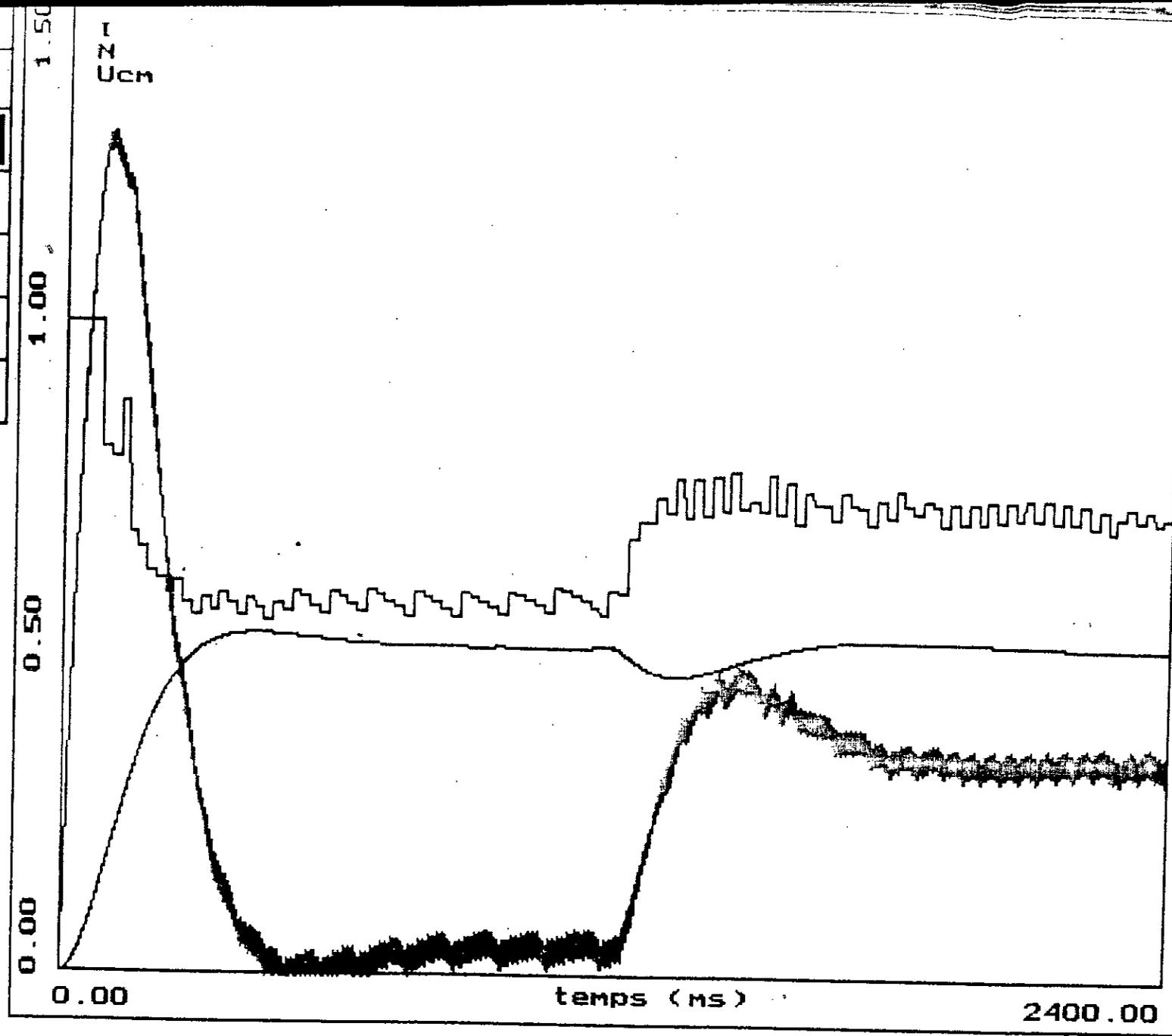


Fig (3.15) démarrage à vide avec apparition d'une perturbation en régime établi

...ant
...esse
...mande
...trée/charge
...trée/consigne
...trée/Kun
...facée

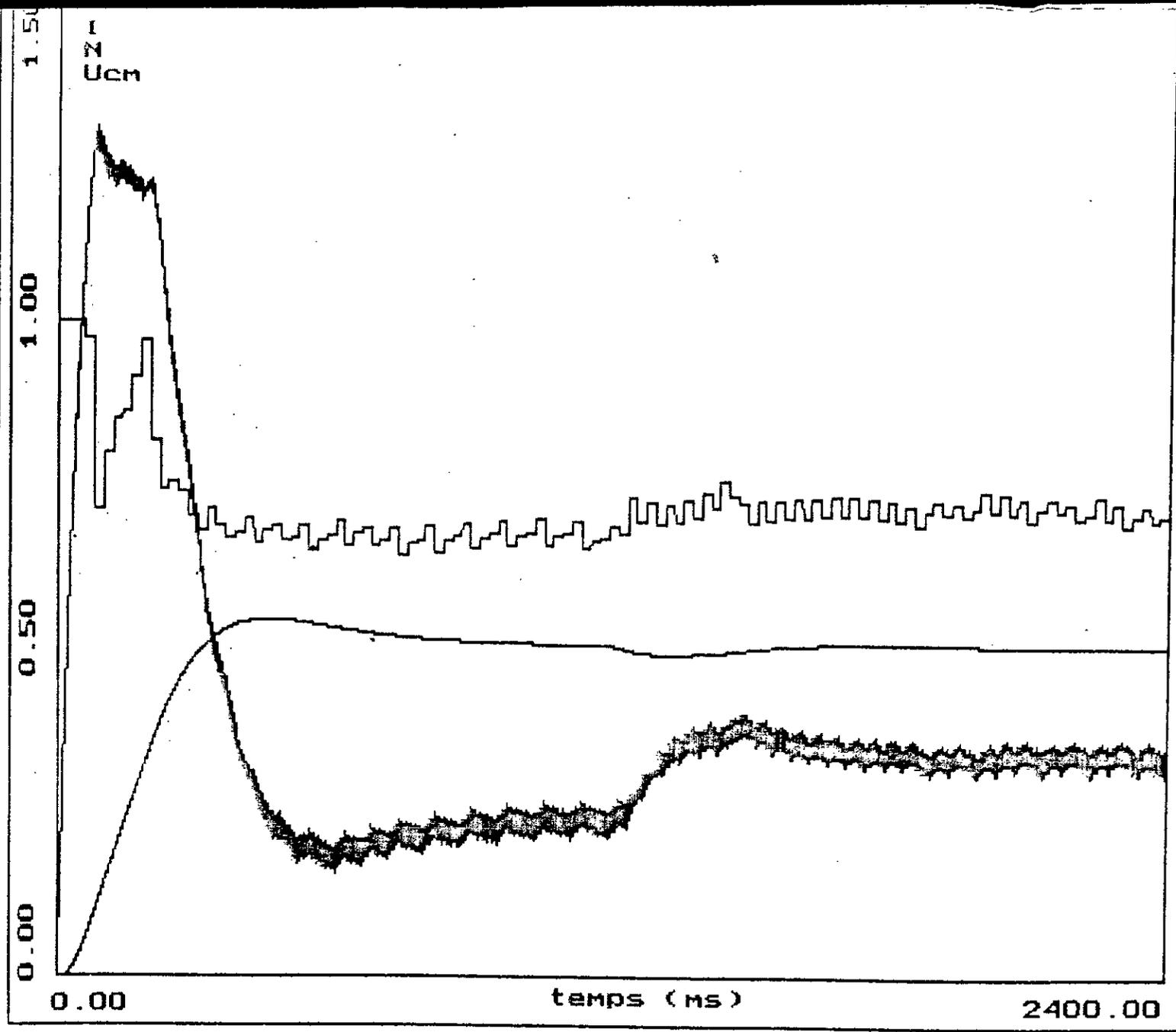


Fig (3.16) démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi

Courant
Vitesse
Commande
Entrée/charge
Entrée/consigne
Entrée/Kun
Effacée

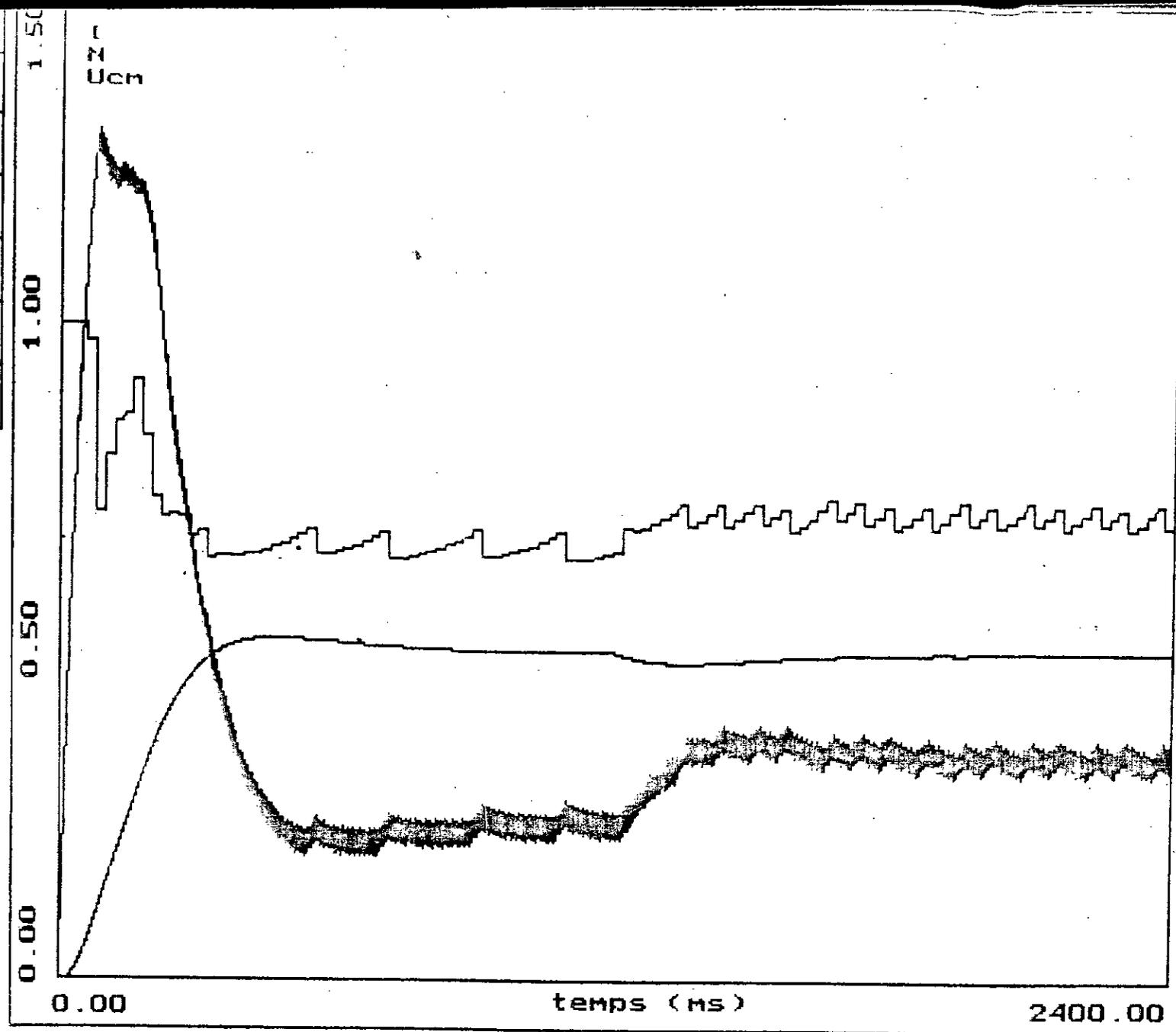


Fig (3.17) démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi (sans contre-réaction de charge $k_{vn}=0$)

CHAPITRE 4

ETUDE COMPARATIVE

chapitre 4

étude comparative

Dans les chapitres précédents, nous avons simulé le fonctionnement de l'association Hacheur-Moteur muni des différents réglages. Les essais effectués sont :

1. simulation du démarrage à vide du moteur.
2. simulation du démarrage à vide avec changement de consigne en régime établi.
3. simulation du démarrage à vide avec apparition de perturbation en régime établi.
4. simulation du démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi.
5. simulation du démarrage en charge avec apparition d'une perturbation en régime établi (sans contre-réaction de la charge, $k_m = 0$).

En effet, les quatre réglages présentent de bonnes performances. Néanmoins, une étude comparative est nécessaire pour pouvoir choisir dans un cas pratique telle ou telle réglage. Ainsi, nous nous intéressons :

- au temps de réponse t_r qui représente l'intervalle de temps compris entre l'instant d'une variation en échelon d'un signal d'entrée et l'instant où la variation corrélative du signal de sortie ne s'écarte plus au-delà d'une tolérance spécifiée, en général $\pm 5\%$, de sa valeur de régime finale.
- le dépassement D_c lors d'une variation de consigne (démarrage).
- au temps de compensation d'une perturbation constante t_c .
- le dépassement D_p lors de l'introduction d'une perturbation en régime établi.

Les résultats sont résumés dans les tableaux suivants :

Réglage d'état du moteur:

essais	t_r (s)	D_c (%)	t_c (s)	D_p (%)
1	0.2750	3.7600	0.0000	0.0000
2	0.2400	0.0428	0.0000	0.0000
3	0.2750	3.7600	0.1860	0.9000
4	0.6260	9.0400	0.2060	0.0200
5	0.3050	3.9600	0.8350	0.0200

Réglage d'état partiel du moteur:

essais	t_r (s)	D_c (%)	t_c (s)	D_p (%)
1	0.2750	3.6400	0.0000	0.0000
2	0.2390	0.0300	0.0000	0.0000
3	0.2750	3.6400	0.1860	1.0000
4	0.6190	8.7000	0.2040	0.3000
5	0.3060	3.7000	0.8440	0.0400

Réglage d'état avec observateur dans la boucle de courant:

essais	t_r (s)	D_c (%)	t_c (s)	D_p (%)
1	0.2750	3.7800	0.0000	0.0000
2	0.2390	0.0300	0.0000	0.0000
3	0.2750	3.7800	0.1860	1.0000
4	0.6230	8.9000	0.2030	0.3000
5	0.3050	3.6800	0.7400	0.0400

Réglage d'état avec observateur dans la boucle de vitesse:

essais	t_r (s)	D_c (%)	t_c (s)	D_p (%)
1	0.2650	4.4800	0.0000	0.0000
2	0.2210	0.4800	0.0000	0.0000
3	0.2650	4.4800	0.3550	3.6000
4	0.6510	8.6000	0.3060	1.6400
5	0.3050	4.0200	0.8350	0.0400

La comparaison du réglage par retour d'état et du réglage par retour d'état partiel montre que ce dernier donne des performances qui approchent de façon très satisfaisante les performances du réglage par retour d'état total.

Les résultats de simulation pour le réglage total et partiel montrent que les réponses de vitesse sont presque identiques. Le réglage d'état partiel qui dispense de la détermination et de l'implantation d'un observateur, permet l'élimination du retour de la tension de sortie u_d du hacheur tout en gardant des performances très voisines de celles obtenues par le réglage par retour d'état total.

Les progrès des techniques électroniques et de l'informatique et leur adaptation aux exigences industrielles

(coût, fiabilité, puissance de calcul, etc...) ont permis l'implantation d'algorithmes aussi complexes que soit pour permettre d'obtenir des performances aussi exigeantes que possible. En effet, on a utilisé un observateur de la tension u_d qui permet de la mettre en contre-réaction pour améliorer les performances du réglage partiel tout en optimisant le coût des matériels de mesures et éviter ainsi des embarras inutiles.

La comparaison du réglage par retour d'état et du réglage avec observateur dans la boucle de courant montre que ce dernier donne des performances très proche du réglage par retour d'état total.

Les quelques petites différences remarquées sont dues à l'erreur d'estimation de la tension u_f . Comme en pratique, la charge n'est pas toujours mesurable. Alors, elle ne peut être mise en contre-réaction. Il est donc nécessaire de mettre un observateur dans la boucle de vitesse pour estimer la charge et pouvoir ainsi la mettre en contre-réaction. Les résultats obtenus se rapprochent de façon satisfaisantes de ceux du réglage par retour d'état total.

CONCLUSION

conclusion

Par cette étude de synthèse, nous avons pu abordé différents types de réglages d'état en cascade appliqués à l'association Hacheur-Moteur à courant continu :

- réglage d'état total.
- réglage d'état partiel.
- réglage d'état avec observateur dans la boucle de courant.
- réglage d'état avec observateur dans la boucle de vitesse.

L'analyse des résultats de simulation montrent que les différentes stratégies de réglages présentent des performances très voisines et acceptables. Nous avons montré que le réglage par retour d'état partiel permet l'élimination du retour de la tension de sortie u_d du hacheur, tout en gardant des performances voisines de celles obtenues par réglage à retour d'état total. Le réglage par retour d'état partiel présente aussi un avantage, celui d'avoir une implantation plus simple et plus économique que celle du réglage d'état total (élimination du capteur, du convertisseur A/N, ..etc).

Néanmoins, si on veut approcher avec précision les performances du réglage d'état total toute en optimisant le coût de l'installation.

Il faut opter pour un observateur pour estimer la tension u_d et l'inclure dans l'algorithme de réglage. Enfin, on a vu que la prise en compte de la charge nécessite l'utilisation d'un observateur dans la boucle de vitesse. Ainsi, nous approchons de façon satisfaisante les performances du réglage d'état.

Il reste encore une voie extrêmement intéressante de continuer cette étude par un traitement multivariable avec contraintes sur les états.

Cette méthode permettra l'élimination de la boucle intermédiaire, tout en limitant le courant. Enfin, un chemin s'ouvre pour compléter les deux logiciels "SIMSEL 1" et "SIMSEL 2" par l'étude multivariable toute en améliorant le dialogue Homme-Machine.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M.S. BOUCHERIT : " Simulation des commandes numériques optimales d'une association hacheur-Moteur à courant continu" Thèse de Magister, E.N.P., ALGER 1988.
- [2] H. BÜHLER : " Réglages échantillonné: traitement dans l'espace d'état." Volume 2, Presses Polytechniques Romandes 1983.
- [3] H. BÜHLER : " Réglage échantillonné: traitement par la transformée en Z." Volume 1. Presses Polytechniques romandes 1982.
- [4] H. BÜHLER : " Electronique de réglage et de commande" Dunod 1981.
- [5] K. DJEBARA, C. HOCINE : " Etude comparative sur les réglages d'état réglage d'état total partiel et avec observateur appliqués au moteur à courant continu" projet de fin d'études, E.N.P., Juin 1989.
- [6] A. FERDJ, S. BEHLOUL : " Etude comparative des réglages d'état et classique d'un moteur à courant continu". projet de fin d'études, E.N.P., Juin 1987.
- [7] C. FOULARD, S. GENTIL, J.P. SANDREZ : " Commande et régulation par calculateur numérique". EYROLLES 1984.
- [8] DJ. MAZA, A. BOUKERDOUS : " Commande Numérique dans l'espace d'état d'un moteur à courant continu". projet de fin d'études, E.N.P., Juin 1987.
- [9] P.J. REIDO : " Cascade digital control by state variable feed-back method applied to a DC Motor." Laboratoire d'Electronique Industrielle. EPFL., LAUSANNE. 1985
- [10] M. SELATNIA, M.S. BOUCHERIT, S. CHEKIREB : " logiciel SIMSEL1" Rapport interne, LEPC/ENP., Avril 1992.
- [11] M. SELATNIA, M.S. BOUCHRIT, S. CHEKIREB : " logiciel SIMSEL3" Rapport interne ,LEPC ., Mai 1992.
- [12] M. SELATNIA, M.S. BOUCHRIT, S. CHEKIREB : " logiciel SIMSEL2" Rapport interne ,LEPC., Mai 1992.
- [13] DJ. TRABZI, M.S. BOUCHERIT: " logiciel études des observateurs" Rapport interne , LEPC ., Juillet 1992.

GLOSSAIRE

<u>Symbole</u>	<u>Description</u>
a_i	Coefficients de l'équation caractéristique du système à régler
C_r	Couple résistant de charge
c_s^T	Vecteur ligne de sortie du système
c^T	Vecteur ligne de sortie du système global
C_e	Couple électromagnétique
C_f	Couple de frottement
c_r	Couple relatif de charge
C_n	Couple électromagnétique nominal
\hat{C}_r	Charge observée
\hat{C}_r'	Charge observée modifiée
d^T	Vecteur ligne auxillaire
$e[k]$	Ecart de réglage
E_i	Tension d'induit
e_n	Ecart de vitesse
e_i	Ecart de courant
e^T	Vecteur ligne auxillaire
E	Matrice auxillaire
F	Matrice d'état du système global échantillonné
F_s	Matrice d'état du système échantillonné
F_g	Matrice d'état du système globale fermé échantillonné
F_c	Matrice de système du système complet
h	Matrice d'entrée du système global échantillonné
h_s	Matrice d'entrée du système échantillonné
h_v	Matrice d'entrée de la grandeur de consigne du système global échantillonné

h_v	Matrice d'entrée de la grandeur de perturbation du système échantillonné
h_{sv}	Matrice d'entrée de la grandeur de perturbation du système échantillonné
h_{gv}	Matrice d'entrée de la grandeur de consigne du système global fermé échantillonné
h_{gv}	Matrice d'entrée de la grandeur de perturbation du système
h_{cv}	Vecteur d'entrée du système complet
h_{cv}	Vecteur d'entrée de la perturbation du système complet
i_a	Courant d'induit relatif
I_a	Courant d'induit
I_c	Courant de consigne
I_n	Courant d'induit nominal
J	Moment d'inertie du moteur
k^T	Vecteur ligne de la contre-réaction d'état
k_{sv}^T	Vecteur ligne de la contre-réaction d'état du système à régler
k_r	Coefficient, de la contre-réaction d'état du régulateur
k_v	Coefficient d'intervention directe de la consigne
k_v	Coefficient d'intervention directe de la perturbation
K_{cn}	Gain du convertisseur en valeur relative
K_e	Gain électrique en valeur relative
K_m	Gain mécanique en valeur relative
K_f	Coefficient de frottement
K_b, K_0	Vecteur de contre-réaction de l'observateur
L_s	Inductance de la self de lissage
L_a	Inductance de l'enroulement d'induit
L_b, L_0	Coefficient de contre-réaction pour l'observateur

M_b, M_0	Coefficient pour la reconstitution de la grandeur de perturbation
n	Vitesse relative
N_c	Vitesse de consigne
$\hat{n}'[k]$	Vitesse observée modifiée
\hat{n}	Vitesse observée
Q_e	Matrice de pondération
Q_r	Matrice de pondération
R	Matrice de pondération
r_a	Résistance de l'enroulement d'induit
r_s	Résistance de la self de lissage
S	Inverse de la matrice de transformation T
S_i	Matrice auxillaire pour la commande optimale
T	Période d'échantillonnage
T_e	Constante de temps électrique (moteur-self)
T_m	Constante de temps mécanique du moteur
T_{cm}	Constante de temps du convertisseur
T_{eq}	Constante de temps équivalente du circuit intermédiaire
t^i	Ligne de la matrice auxillaire pour la commande optimale
$u[k]$	Grandeur de commande
U_d	Tension de sortie du hacheur
U_{cm}	Tension d'entrée du hacheur
u_d	Tension de sortie relatif du hacheur
U_n	Tension de sortie du hacheur nominale
u_{cm}	Tension d'entrée relative du hacheur
$v[k]$	Grandeur de perturbation
$v_b[k]$	Vecteur de perturbation observé modifié
$v_b[k]$	Vecteur de perturbation observé
$w[k]$	Grandeur de consigne

$x_r[k]$	Vecteur d'état du régulateur
$x_s[k]$	Vecteur d'état du système à régler
$x[k]$	Vecteur d'état du système global
$x_b[k], \hat{x}[k]$	Vecteur d'état de l'observateur
$x_b[k]$	Erreur d'observation
$x_c[k]$	Vecteur d'état du système complet
$y[k]$	Grandeur de sortie
z_i	Pôles
Φ	Flux de la machine
Ω	Vitesse de rotation du moteur
Ω_n	Vitesse de rotation nominale