

4/89

وزارة التعليم العالي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

### S U J E T

ETUDE COMPARATIVE SUR

LES REGLAGES D'ETAT

Réglage d'Etat Total, Partiel et avec

Observateur appliqués au moteur à courant continu

Proposé par :

MM M.S Boucherit  
H.Chekireb

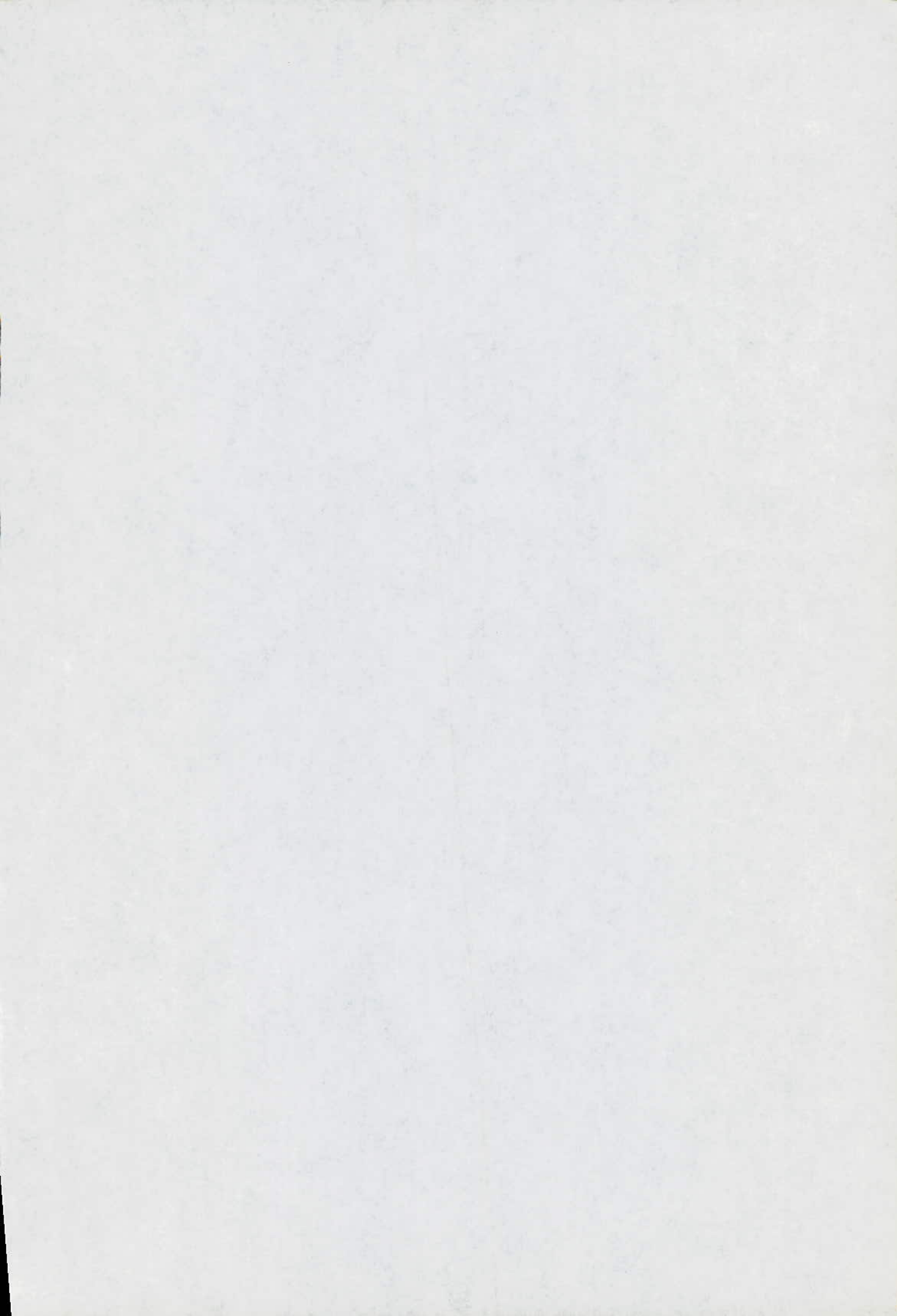
Etudié par :

K.Djebara  
C.Hocine

Dirigé par :

MM M.S Boucherit  
H.Chekireb

PROMOTION : Juin 1989



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

قُلْ إِنْ كُنْتُمْ تُحِبُّونَ اللَّهَ فَاتَّبِعُونِي يُحْبِبْكُمُ اللَّهُ وَيَغْفِرْ لَكُمْ ذُنُوبَكُمْ

وَاللَّهُ غَفُورٌ رَحِيمٌ

الْعَالَمِينَ ﴿١٧٧﴾ لَا شَرِيكَ لَهُ

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ



## DEDICACES

Je dédie ce mémoire à :

- \_Ma mère
- \_Mon père
- \_Mes frères et soeurs
- \_Mes oncles Salah et Chabane
- \_Tous mes amis
- \_Kahina .

Kamel

- \_ A mes parents
- \_ A toute ma famille
- \_ A tous mes amis

Cherif



## REMERCIEMENTS

Nous présentons nos remerciements à MM: M.S BOUCHERIT et H. CHEKIREB pour l'aide qu'ils nous ont apporté dans l'étude de ce projet et que tous ceux qui ont participé à notre formation trouvent ici notre reconnaissance.

Que tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin à l'élaboration de ce sujet trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

---

# TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE .....	1
I. ANALYSE ET REGLAGE D'ETAT	
I.1. INTRODUCTION .....	2
I.2. EQUATION D'ETAT D'UN SYSTEME CONTINU .....	2
I.3. EQUATION D'ETAT D'UN SYSTEME ECHANTILLONNE .....	3
I.4. STRUCTURE OPTIMALE DE REGLAGE .....	4
I.5. SYSTEME D'EQUATIONS .....	4
I.6. EQUATION D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL .....	5
I.7. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DU REGLAGE D'ETAT .....	7
I.7.1. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTION D'ETAT .....	7
I.7.2. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE L'INTERVENTION DIRECTE DES GRANDEURS DE CONSIGNE ET DE PERTURBATION $K_w$ ET $K_v$ .....	8
I.8. REGLAGE PAR CONTRE-REACTION D'ETAT PARTIELLE .....	8
I.8.1. DETERMINATION DU VECTEUR LIGNE DE LA CONTRE-REACTION D'ETAT PARTIELLE .....	9

I.8.2. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE L'INTERVENTION DIRECTE DES GRANDEURS DE CONSIGNE ET DE PERTURBATION.....	11
I.9. CHOIX DES PÔLES.....	11
I.10. CHOIX DE LA PERIODE D'ECHANTILLONNAGE.....	12
II. REGLAGE D'ETAT DU COURANT D'INDUIT	
II.1. INTRODUCTION.....	13
II.2. SCHEMA DE PRINCIPE DU SYSTEME A REGLER.....	13
II.3. MODELISATION ET IDENTIFICATION DU SYSTEME.....	14
II.4. STRUCTURE DE REGLAGE DU COURANT.....	18
II.4.1. MISE EN EQUATION DU SYTEME CONTINU.....	18
II.4.2. DETERMINATION DE LA MATRICE DE TRANSITION.....	19
II.5. DETERMINATION DU VECTEUR LIGNE DE LA CONTRE-REACTION D'ETAT.....	21
II.5.1. CHOIX DES PÔLES.....	21
II.5.2. DETERMINATION DE LA MATRICE DE TRANSFORMATION.....	21
II.6. DETERMINATION DES COEFFICIENTS $K_w$ ET $K_v$ .....	22
II.7. REPONSES DU SYSTEME.....	23
III. REGLAGE D'ETAT PARTIEL DU COURANT D'INDUIT	
III.1. INTRODUCTION.....	30
III.2. EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL.....	30
III.3. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE- REACTION D'ETAT PARTIELLE.....	31



III.4. DETERMINATION DES COEFFICIENTS $K_w$ ET $K_v$ .....	33
III.5. INTERPRETATION DES RESULTATS .....	34
IV. REGLAGE D'ETAT DE LA VITESSE DE ROTATION	
IV.1. INTRODUCTION .....	38
IV.2. SYSTEME EQUIVALENT POUR LE CIRCUIT DE REGLAGE INTERMEDIARE .....	38
IV.3. SCHEMA BLOC DU CIRCUIT DE REGLAGE .....	38
IV.4. EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL .....	40
IV.5. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE REGLAGE .....	42
IV.5.1. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTION D'ETAT .....	42
IV.5.2. DETERMINATION DES COEFFICIENTS $K_w$ ET $K_v$ .....	42
IV.6. REPONSES DU SYSTEME .....	43
V. REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR D'ETAT ET DE PERTURBATION	
V.1. INTRODUCTION .....	53
V.2. STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR D'ETAT ET DE PERTURBATION .....	53
V.2.1. SYSTEME D'EQUATIONS .....	54
V.3. STRUCTURE GENERALE .....	56
V.3.1. SYSTEME D'EQUATIONS .....	57
V.3.2. EQUATION D'ETAT DU SYSTEME COMPLET .....	57
V.4. REGLAGE D'ETAT DU COURANT D'INDUIT AVEC OBSERVATEUR .....	59

V.4.1. STRUCTURE DE REGLAGE DU COURANT .....	59
V.4.2. EQUATION D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL FERME...	60
V.4.3. INTERPRETATION DES RESULTATS .....	64
V.5. REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR DE LA VITESSE DE ROTATION .....	65
V.5.1. STRUCTURE DE REGLAGE DE LA VITESSE .....	65
V.5.2. EQUATION D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL FERME AVEC OBSERVATEUR .....	66
V.5.3. INTERPRETATION DES RESULTATS .....	66
VI. SIMULATION NUMERIQUE DE LA COMMANDE	
VI.1. INTRODUCTION .....	76
VI.2. SIMULATION DU REGLAGE D'ETAT DU MOTEUR .....	76
VI.3. SIMULATION DU REGLAGE D'ETAT PARTIEL DU MOTEUR .....	76
VI.4. SIMULATION DU REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR .....	78
VI.5. RESULTATS DE SIMULATION .....	78
CONCLUSION GENERALE .....	87

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# **INTRODUCTION GENERALE**



L'introduction de microprocesseurs dans le domaine des systèmes d'entraînement à vitesse variable permet d'obtenir d'excellentes performances dynamiques et statiques.

Les calculateurs de processus permettent l'élaboration digitale des algorithmes de réglage et remplacent ainsi les régulateurs classiques fonctionnant de manière continue. Dans de tels cas, on parle du réglage échantillonné.

Le travail demandé concerne la modélisation et la simulation de la commande numérique par variables d'état d'un moteur à courant continu de faible puissance (3KW).

Dans le premier chapitre, nous faisons un rappel sur l'analyse et le réglage d'état.

Dans un deuxième chapitre, nous présentons la modélisation du système dans l'espace d'état; ainsi que le réglage d'état du courant d'induit.

Le réglage d'état partiel du courant d'induit fait l'objet du troisième chapitre.

Le quatrième chapitre porte sur le réglage d'état de la vitesse de rotation

Le réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation est étudié dans le cinquième chapitre.

Enfin, le dernier chapitre est consacré à la simulation de la commande pour les trois types de réglage.

# **CHAPITRE 1**

**ANALYSE ET REGLAGE D'ETAT**

## I.1- Introduction.

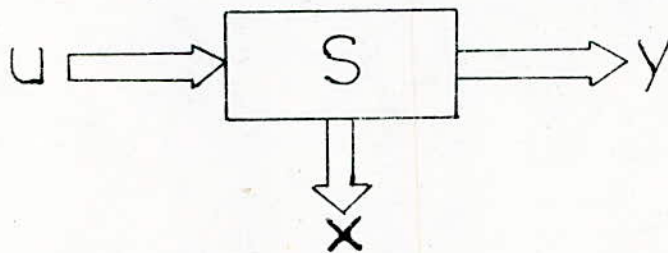
La théorie moderne des systèmes multidimensionnels fait appel à la notion des variables d'état. Et, moyennant l'usage généralisé du calcul matriciel, le comportement d'un système peut être entièrement décrit à l'aide de ces variables d'état.

Dans ce chapitre on examinera brièvement la notion de commande par retour et par contre-réaction d'état partiel.

La représentation de la structure optimale ainsi que la détermination des coefficients intervenant dans cette structure seront également l'objet de ce chapitre.

## I.2- Equation d'état d'un système continu.

Un système peut être représenté par :



Avec  $u$  : vecteur d'entrée.

$x$  : vecteur d'état.

$y$  : vecteur de sortie.

Les équations différentielles régissant un tel système sont de la forme

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (1-1)$$

$$y = C \cdot x(t) \quad (1-2)$$

Avec  $A$  = matrice d'état de dimension  $(n \times n)$



$B$  : matrice d'entrée de dimension  $(n \times m)$

$C$  : matrice de sortie de dimension  $(r \times n)$

où  $n$  = ordre du système ;

$m$  = nombre d'entrées ;

et  $r$  = nombre de sorties .

### I.3\_ Equation d'état d'un système échantillonné.

Pour passer aux équations d'état du système échantillonné, on doit déterminer au préalable la matrice  $\phi(k)$  dite de transition.

Parmi les méthodes pratiques mises au point, trois sont généralement utilisées :

- méthode basée sur la diagonalisation des matrices ;
- méthode basée sur le théorème de Cayley-Hamilton ;
- méthode basée sur le théorème de Sylvester .

Pour un système échantillonné, les équations (1-1) et (1-2) deviennent :

$$X(k+1) = F \cdot X(k) + H \cdot U(k) \quad (1-3)$$

$$Y(k) = C \cdot X(k) \quad (1-4)$$

Les relations (1-3) et (1-4) peuvent être représentées par un diagramme structurel comme le montre la figure (1-1).

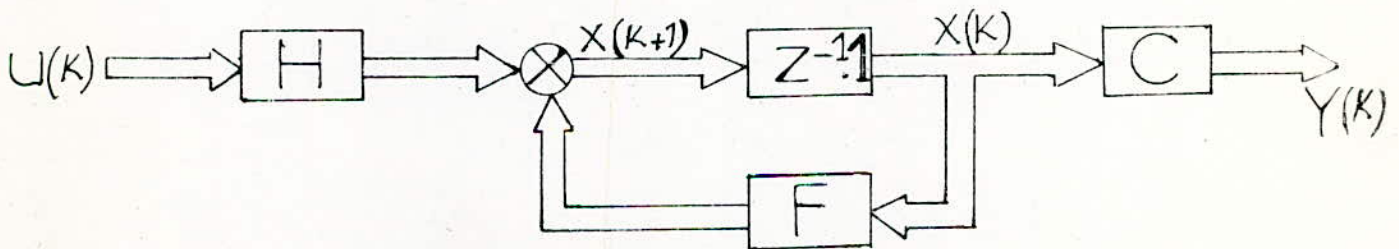


Figure 1.1. Représentation d'état schématisée du système.

### I.4- Structure optimale de réglage.

Elle est obtenue après minimisation d'un certain critère d'intégrale qui s'écrit sous forme explicite :

$$I = X^T(0) \cdot Q \cdot X(0) + \sum_{k=0}^{N-1} I'(k) \quad (1-5)$$

avec  $I'(j-1) = X^T(j) \cdot Q \cdot X(j) + U^T(j-1) \cdot R \cdot U(j-1) \quad (1-6)$

Pour minimiser ce critère, on applique le principe de Bellman: [2]

$$\min(I) = \min \left( \sum_{k=0}^{N-1} I'(k) \right) \quad (1-7)$$

Q et R sont des matrices de pondération relatives aux vecteur d'état  $X(k)$  et au vecteur d'entrée  $U(k)$ .

La structure optimale du réglage d'état est illustrée par la figure (1-2).

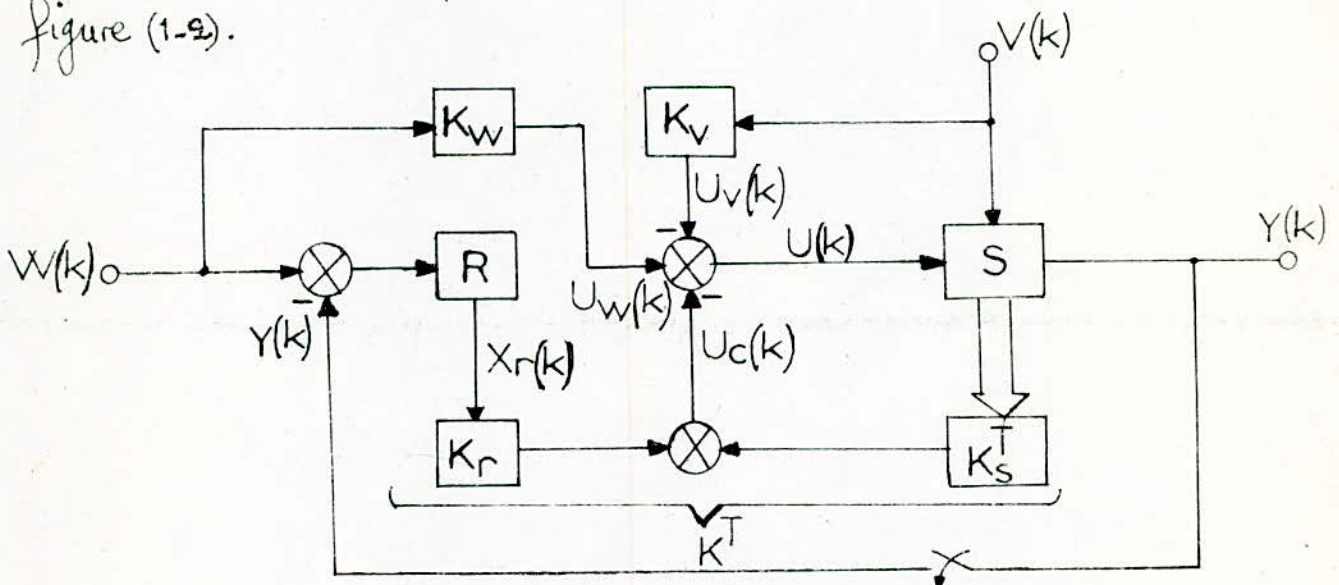


Figure 1-2. Représentation schématique de la structure optimale du réglage d'un système monovariable.

### I.5- Système d'équations.

Pour le système à régler on a :



$$X_s(k+1) = F_s \cdot X_s(k) + H_s \cdot U(k) + H_{sv} \cdot V(k) \quad (1-8)$$

$$Y(k) = C_s^T \cdot X_s(k)$$

Pour le régulateur, l'équation d'état aux différences s'écrit :

$$X_R(k+1) = F_R \cdot X_R(k) + H_R (W(k) - Y(k)) \quad (1-9)$$

La structure du régulateur est déterminée de sorte que l'écart de réglage  $e(k)$  s'annule en régime établi. Avec cette condition on trouve [2]

$$\left. \begin{array}{l} F_R = 1 \\ H_R = 1 \end{array} \right\} \quad (1-10)$$

Le régulateur à choisir est donc un intégrateur.

La relation (1-9) devient, en tenant compte des valeurs de  $F_R$  et  $H_R$  données par (1-10) :

$$X_R(k+1) = X_R(k) + W(k) - C_s^T \cdot X_s(k) \quad (1-11)$$

La grandeur de commande est obtenue directement de la figure (1-2) :

$$U(k) = -U_c(k) + U_w(k) - U_v(k) \quad (1-12)$$

avec

$$U_c(k) = K_s^T \cdot X_s(k) - K_R \cdot X_R(k) \quad (1-13)$$

$$U_w(k) = K_w \cdot W(k) \quad (1-14)$$

$$U_v(k) = K_v \cdot V(k) \quad (1-15)$$

### I.6. Equation d'état du système global.

Pour le système globale représenté par la figure (1-2), on peut introduire le vecteur d'état

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_s(k) \\ X_R(k) \end{bmatrix} \quad (1-16)$$



En partant des relations (1-8) et (1-11) on détermine les équations d'état en boucle ouverte :

$$X(k+1) = F \cdot X(k) + H \cdot U(k) + H_w \cdot W(k) + H_v \cdot V(k) \quad (1-17)$$

$$Y(k) = C^T \cdot X(k) \quad (1-18)$$

Les matrices intervenant dans les relations (1-17) et (1-18) sont données par :

$$\left. \begin{aligned} F &= \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{bmatrix} ; H = \begin{bmatrix} H_s \\ 0 \end{bmatrix} ; H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} ; H_v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \\ C^T &= \begin{bmatrix} C_s^T & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (1-19)$$

Pour la grandeur de commande, on obtient à partir des relations (1-12) à (1-15) :

$$U(k) = -K^T \cdot X(k) + K_w \cdot W(k) - H_v \cdot V(k) \quad (1-20)$$

avec  $K^T = \begin{bmatrix} K_s^T & -K_R \end{bmatrix} \quad (1-21)$

Lorsqu'on introduit la relation (1-20) dans (1-17), on obtient l'équation d'état aux différences du système global fermé c'est-à-dire avec la contre-réaction d'état et l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation.

$$X(k+1) = F_G \cdot X(k) + H_G w \cdot W(k) + H_G v \cdot V(k) \quad (1-22)$$

Avec  $F_G = F - H \cdot K^T \quad (1-23)$

$$H_G w = H_w + H \cdot K_w \quad (1-24)$$

$$H_G v = H_v - H \cdot K_v \quad (1-25)$$

L'équation (1-22) décrit le comportement dynamique du système global fermé en particulier sous l'influence de la contre-réaction d'état.

### I.7. Détermination des coefficients du réglage d'état.

Lors du réglage d'état, on doit déterminer les éléments du vecteur ligne  $K^T$  de la contre-réaction d'état ainsi que les coefficients  $K_w$  et  $K_v$  de l'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation.

### I.7.1. Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état.

Pour déterminer les coefficients de la contre-réaction d'état, c'est-à-dire les éléments du vecteur ligne  $K^T$ , on utilisera la méthode qui fait appel à la forme canonique de réglage; ce qui nécessite, en général, la détermination de la matrice de transformation  $T$  et de la forme canonique de la matrice  $F$  donnée par (1-19).

En général, la relation (1-17) ne se trouve pas sous forme canonique et l'on doit donc effectuer préliminairement une transformation linéaire par:

$$X_r(k) = T \cdot X(k) \quad (1-26)$$

Après quelques transformations analytiques on obtient la matrice  $F_{gr}$  donnée par:

$$F_{gr} = F_r - H_r \cdot K_r^T \quad (1-27)$$

avec 
$$K_r^T = K^T \cdot T^{-1} = [K_{r1} \ K_{r2} \ K_{r3}] \quad (1-28)$$

Les  $K_{ri}$  étant les coefficients de la contre-réaction d'état donnés par la différence entre les coefficients de l'équation caractéristique désirée et l'équation caractéristique du système original sans contre-réaction d'état. De la relation (1-28) on tire le vecteur ligne  $K^T$  de la contre-réaction d'état:



$$K^T = K_r^T \cdot T \quad (1-29)$$

I.7.2. Détermination des coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation.

Pour la détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne  $K_w$ , on utilisera la méthode qui consiste à compenser un pôle par rapport à la grandeur de consigne. On obtient :

$$K_w = \frac{K_R}{1 - z_i} \quad (1-30)$$

avec  $K_R$  le coefficient de l'intervention du vecteur d'état du régulateur intégrateur.

De la relation (1-30), on voit que le pôle à compenser  $z_i$  doit être un pôle réel, avec  $|z_i| < 1$ .

Par contre pour déterminer le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de perturbation  $K_v$ , il est préférable d'utiliser la méthode qui consiste à imposer que la grandeur d'état  $x_R(k)$  du régulateur soit nulle en régime établi. Cette méthode donne :

$$K_v = \frac{C_s^T (1 - F_s + H_s \cdot K_s^T)^{-1} \cdot H_s v}{C_s^T (1 - F_s + H_s \cdot K_s^T)^{-1} \cdot H_s} \quad (1-31)$$

I.8. Réglage par contre-réaction d'état partielle.

On applique le type de réglage lorsque certaines grandeurs d'état ne sont pas mesurables et que l'on veut pas faire appel à un observateur d'état ou encore lorsqu'une certaine grandeur d'état décrit le



comportement dû à une petite constante de temps provoquée, par exemple, par un organe de commande. Il est alors judicieux de ne pas introduire cette grandeur dans la contre-réaction d'état afin d'éviter un effort trop élevé sur l'organe de commande. Il s'agit alors de la contre-réaction d'état partielle.

La détermination du vecteur ligne  $K^T$ , dans ce cas, sera présentée dans le paragraphe suivant.

### I.8.1. Détermination du vecteur ligne de la contre-réaction d'état Partielle.

Dans le cas, il n'est pas possible d'imposer librement tous les pôles. Le nombre de pôles qu'on ne peut plus choisir librement correspond au nombre des coefficients de la contre-réaction d'état imposés a priori.

La méthode utilisée, consiste d'abord à déterminer les coefficients du vecteur ligne  $K^T$  sous forme canonique. Il est alors nécessaire de poser :

$$K^T = [K_a^T \quad K_b^T] \quad (1-32)$$

Avec  $-K_a^T$  le vecteur ligne, qui contient les coefficients à déterminer, de dimension  $n-r$ ;

$-K_b^T$  le vecteur de dimension  $r$  contenant les  $r$  coefficients imposés.

Pour aboutir à la détermination du vecteur ligne  $K^T$  de la contre-réaction d'état partielle, on doit dans une première étape décomposer le polynôme  $P(z)$  de l'équation caractéristique du système global fermé en deux facteurs :

$$P(z) = R(z) \cdot Q(z) \quad (1-33)$$

Les coefficients du polynôme  $Q(z)$ , de degré  $n-r$ , sont déterminés par le choix libre de  $n-r$  pôles du système global fermé. Par contre, le polynôme  $R(z)$ , de degré  $r$ , contient les coefficients qui déterminent les  $r$  pôles du système global fermé qui ne peuvent pas être imposés.

La deuxième étape consiste à écrire la relation (1-32) sous la forme:

$$[K_a^T \quad K_b^T] = [d^T \quad 1] \cdot \begin{bmatrix} S \\ t^T \end{bmatrix} [E_a \quad E_b] \quad (1-34)$$

où l'on a introduit le vecteur ligne

$$d^T = [\delta_0 \quad \delta_1 \quad \dots \quad \delta_{r-1}] \quad (1-35)$$

de dimension  $r$ ; la matrice

$$S = \begin{bmatrix} \beta_0 & \beta_1 & \dots & \beta_{n-r-1} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \beta_0 & \dots & \beta_{n-r-2} & \beta_{n-r-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (1-36)$$

qui est une matrice  $(r, n+1)$  et le vecteur ligne

$$t^T = [0 \quad 0 \quad \dots \quad \beta_0 \quad \beta_1 \quad \dots \quad \beta_{n-r-1} \quad 1] \quad (1-37)$$

de dimension  $n+1$ .

A noter que  $\delta_i$  et  $\beta_i$  sont respectivement les coefficients des polynômes  $R(z)$  et  $Q(z)$ . L'équation matricielle (1-34) peut être décomposée en deux relations, à savoir

$$d^T = (K_b - t^T \cdot E_b) \cdot (S \cdot E_b)^{-1} \quad (1-38)$$



et

$$Ka^T = (d^T s + k^T) \cdot Ea \quad (1-39)$$

La matrice  $E = [E_a \ E_b]$  introduite dans (1-34) est donnée par

$$E = \begin{bmatrix} e^T \\ e^T \cdot F \\ \vdots \\ e^T \cdot F^{n-1} \\ e^T \cdot F^n \end{bmatrix} \quad (1-40)$$

Il s'agit d'une matrice  $(n+1, n)$ . Le vecteur ligne  $e^T$ , de dimension  $n$ , introduit dans (1-40) est donné par:

$$e^T = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] \cdot Qc^{-1} \quad (1-41)$$

Ici,  $Qc$  est la matrice de commandabilité. Celle-ci s'obtient par:

$$Qc = [H \ F \cdot H \ F^2 \cdot H \ \dots \ F^{n-1} \cdot H] \quad (1-42)$$

### I.8.2 Détermination des coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation.

En ce qui concerne la détermination des coefficients  $K_w$  et  $K_v$ , on peut utiliser les méthodes présentées au paragraphe (1.7-2). En particulier, il est possible de compenser avec  $K_w$  un pôle du système global fermé, même s'il s'agit d'un pôle qui n'a pas pu être imposé.

### I.9 Choix des pôles.

Afin d'obtenir des résultats satisfaisants en ce qui concerne le comportement dynamique du réglage d'état, il est indispensable de faire le choix des pôles à imposer de manière adéquate. Dans ce but, il est judicieux de choisir des pôles qui garantissent un



Amortissement relatif optimal selon la relation :

$$Z_i = \exp(-\omega_i T) [\cos \omega_i T \pm j \sin \omega_i T]$$

$\omega_i$  peut être considéré comme un paramètre qui permet d'influencer la rapidité de réglage. Il est préférable de prendre  $\omega_i T < \pi/2$ , ce qui correspond à une valeur réelle positive du pôle.

I.10. Choix de la période d'échantillonnage.

D'après le théorème de Shannon, la période d'échantillonnage doit être inférieure à la moitié de la plus petite constante de temps du moteur.

Cependant, il faut prendre en considération que la période d'échantillonnage ne doit pas être inférieure au temps de calcul nécessaire au calculateur. Par conséquent :

$$T_{\min} \leq T \leq \frac{T_c}{2}$$

où  $T_{\min}$  doit être supérieure ou égale au temps de calcul du calculateur.

Dans notre étude on prendra  $T = 20 \text{ ms}$ .

# **CHAPITRE 2**

**REGLAGE D'ÉTAT DU COURANT D'INDUIT**

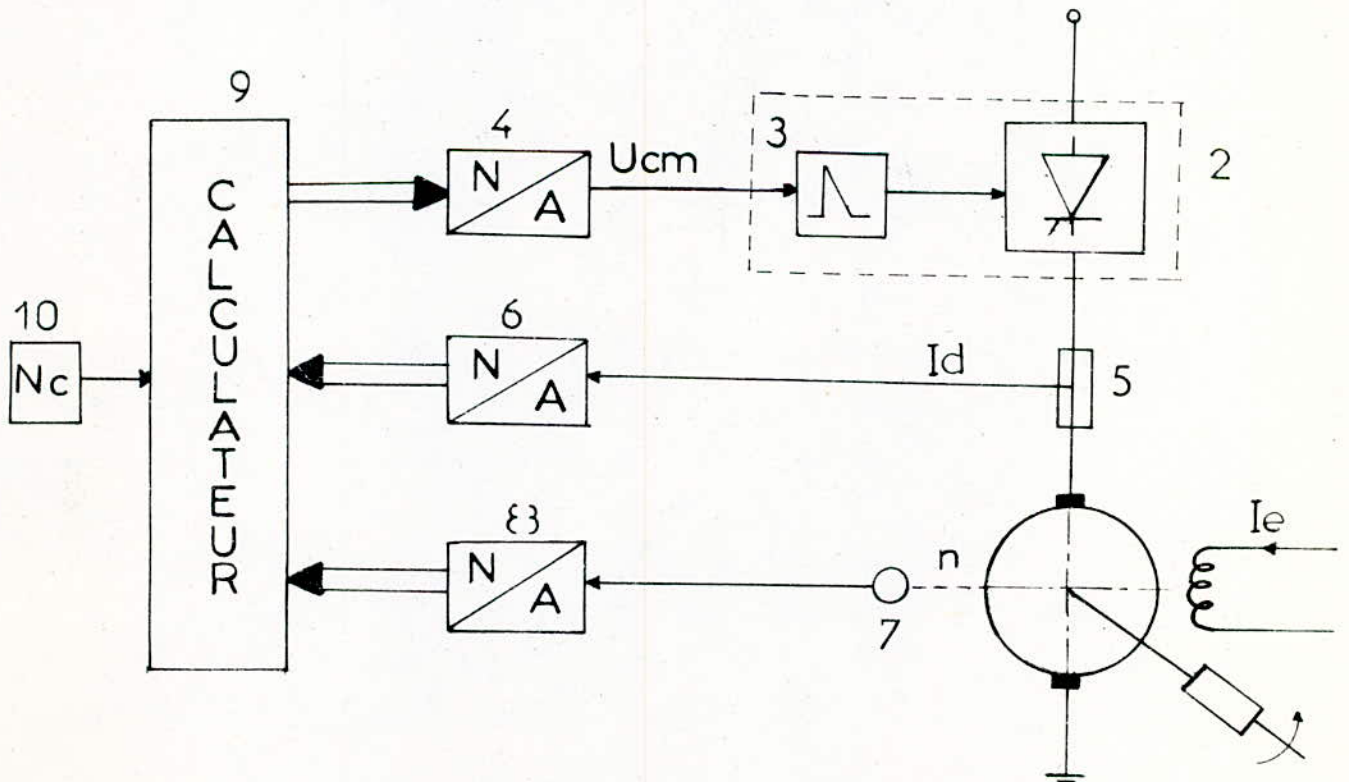
### II.1. Introduction.

Pour le réglage du moteur à courant continu on a besoin du courant d'induit et de la vitesse de rotation.

Cependant, il faut prendre en considération que le courant d'induit peut prendre des valeurs prohibitives, notamment lors des démarrages; ceci n'est pas acceptable, car les thyristors et le moteur ont un « calibre en courant » limité; il est donc nécessaire d'introduire un limiteur de courant.

### II.2. Schéma de principe du système à régler.

La figure (2-1) montre le schéma de principe du réglage d'un moteur à courant continu à excitation séparée alimenté par un hacheur.





Le hacheur (2) est commandé par le dispositif de commande de gachettes (3). Celui-ci nécessite la tension de commande  $U_{cm}$  qui est fournie par le convertisseur digital analogique (4).

Le courant d'induit  $I_d$  est mesuré par un ampèremètre shunt (5) dont le signal analogique est amené à l'entrée du convertisseur analogique digital (6). Enfin, la vitesse  $N$  du moteur est mesurée par l'organe de mesure de vitesse (génératrice tachymétrique) (7) qui fournit un signal analogique au convertisseur analogique digital (8). Le bloc (9) représente le calculateur de processus dans lequel sont programmées les tâches de réglage.

La grandeur de consigne  $N_c$  pour la vitesse est donnée par l'organe (10) sous forme digitale.

### II.3. Modélisation et identification du système.

Pour établir les équations décrivant le fonctionnement du moteur à courant continu commandé par un hacheur, nous faisons appel au schéma équivalent de la figure (2-2).

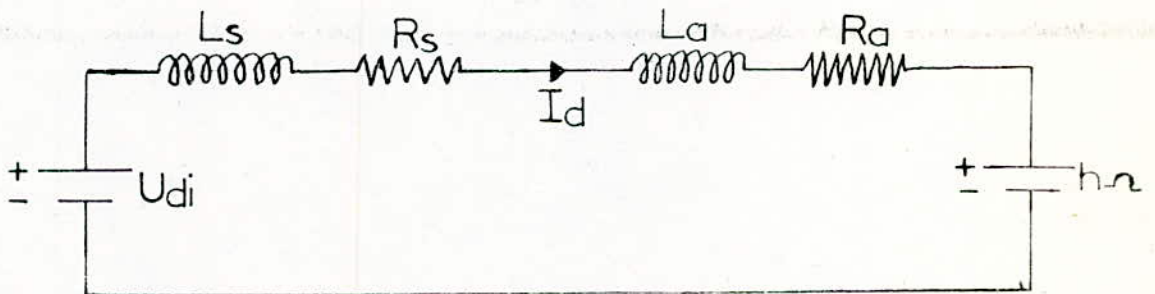


Figure 2.2 - Schéma équivalent d'un moteur à courant continu avec alimentation de l'induit par un hacheur.

$R_a$  et  $L_a$  sont respectivement la résistance et l'inductance de l'induit, tandis que  $R_s$  et  $L_s$  représentent l'inductance et la résistance de la pelé de lissage introduite pour atténuer les ondulations du courant d'induit  $I_d$ .

La résistance et l'inductance du convertisseur de courant sont négligeables.

Dans toute l'étude qui suit, on admettra les suppositions suivantes

- la réaction magnétique de l'induit n'est pas prise en considération ;

- les pertes dans le fer sont négligées ;

- les résistances et les inductances sont indépendantes de la température.

\*Equation électrique.

Le courant continu  $I_d$  de la figure (2.2) répond à l'équation différentielle suivante:

$$-U_d i + (R_a + R_s) \cdot I_d + (L_a + L_s) \cdot \frac{dI_d}{dt} + R \Omega = 0 \quad (2-1)$$

En introduisant les grandeurs relatives, on tire :

$$-u_d i + r \cdot i_d + r \cdot T_t \cdot \frac{d i_d}{dt} + \mu i = 0 \quad (2-2)$$

Avec la résistance totale, exprimée en grandeur relative

$$r = \frac{R_a + R_s}{U_d n} \cdot I_d n \quad (2-3)$$

La constante de temps résultante

$$T_t = \frac{L + L_s}{R + R_s} \quad (2-4)$$



Comme  $\mu_i = \frac{U_i}{U_{dn}} = \frac{h\Omega}{h\Omega n} = n$ , on aura alors :

$$-\mu_i d_i + r \cdot i_d + r \cdot T_e \cdot \frac{d i_d}{dt} + n = 0 \quad (2-5)$$

Soit sous forme explicite :

$$\frac{d i_d}{dt} = \frac{\mu_i d_i - n - r \cdot i_d}{r \cdot T_e} \quad (2-6)$$

\*Equation mécanique.

L'accélération et la décélération du rotor sont régies par l'équation du mouvement qui donne une relation entre la vitesse angulaire  $\Omega$ , le couple électromagnétique  $C_e$  du moteur, le couple résistant  $C_r$  et le couple de frottement  $C_f$ .

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (2-7)$$

En valeurs réduites, cette équation s'écrit :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{c_e - c_r}{T_R} - \frac{1}{T_m} \cdot n \quad (2-8)$$

Avec

$$c_e = \frac{C_e}{C_n} ; c_r = \frac{C_r}{C_n} ; n = \frac{\Omega}{\Omega_n} ; T_R = \frac{J\Omega_n}{C_n} ; T_m = \frac{J}{K_f}$$

Comme  $c_e = \frac{h I_d}{h I_{dn}} = i_d$ , on aura :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{i_d - c_r}{T_R} - \frac{1}{T_m} \cdot n \quad (2-9)$$

L'équation de l'ensemble du convertisseur de courant avec le dispositif de commande de gachettes est :

$$\frac{d\mu_i d_i}{dt} = \frac{K_{cm} \mu_{cm} - \mu_i d_i}{T_{cm}} \quad (2-10)$$

Les transformées de Laplace des équations (2-6), (2-9) et (2-10) donnent :



$$i_d = \frac{u_{di} - n}{r \cdot (1 + p \cdot T_t)} \quad (2-11)$$

$$n = \frac{A_f (i_d - C_r)}{(1 + p \cdot T_m)} \quad (2-12)$$

$$u_{di} = \frac{K_{cm}}{(1 + p \cdot T_m)} \cdot u_{cm} \quad (2-13)$$

avec  $A_f = \frac{T_m}{T_R}$ .

En partant des relations (2-11) à (2-13), on obtient le diagramme fonctionnel suivant :

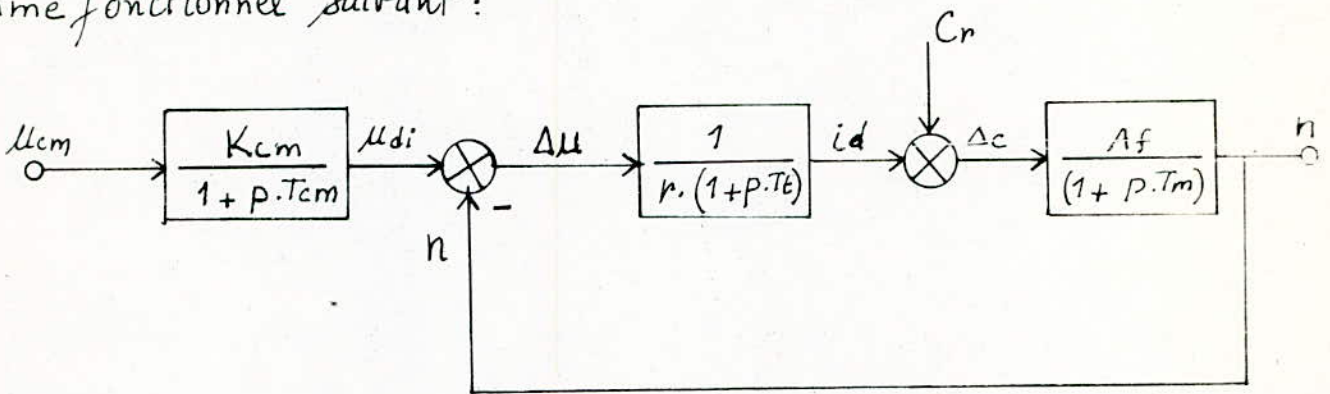


Figure 2-3 - Diagramme fonctionnel du système à régler.

D'après la figure (2-3), on voit que la vitesse de rotation est considérée comme une grandeur de perturbation dans la boucle de courant.

L'identification du moteur a donné :

$$U_n = 110V$$

$$R_a = 0,4 \Omega$$

$$T_t = 72,5 ms$$

$$I_n = 32 A$$

$$L_a = 16 mh$$

$$T_R = 493 ms$$

$$P_n = 3 KW$$

$$J = 0,06 kg \cdot m^2$$

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

$$T_m = 6150 ms$$

$$k_f = 0,00975 MKSA$$

Pour le convertisseur on a :

$$k_{cm}=1.2 \quad T_{cm}=2.5 \text{ ms}$$

La self de lissage a pour résistance et inductance :

$$R_s=1.2 \Omega ; L_s=100 \text{ mh}$$

### II.4. Structure de réglage du courant.

Le diagramme fonctionnel représentant la structure de réglage d'état est illustré par la figure (2-4). Il est constitué d'un échantillonneur à pulsation, d'un élément de maintien, d'un régulateur monovariable et d'un discretiseur.

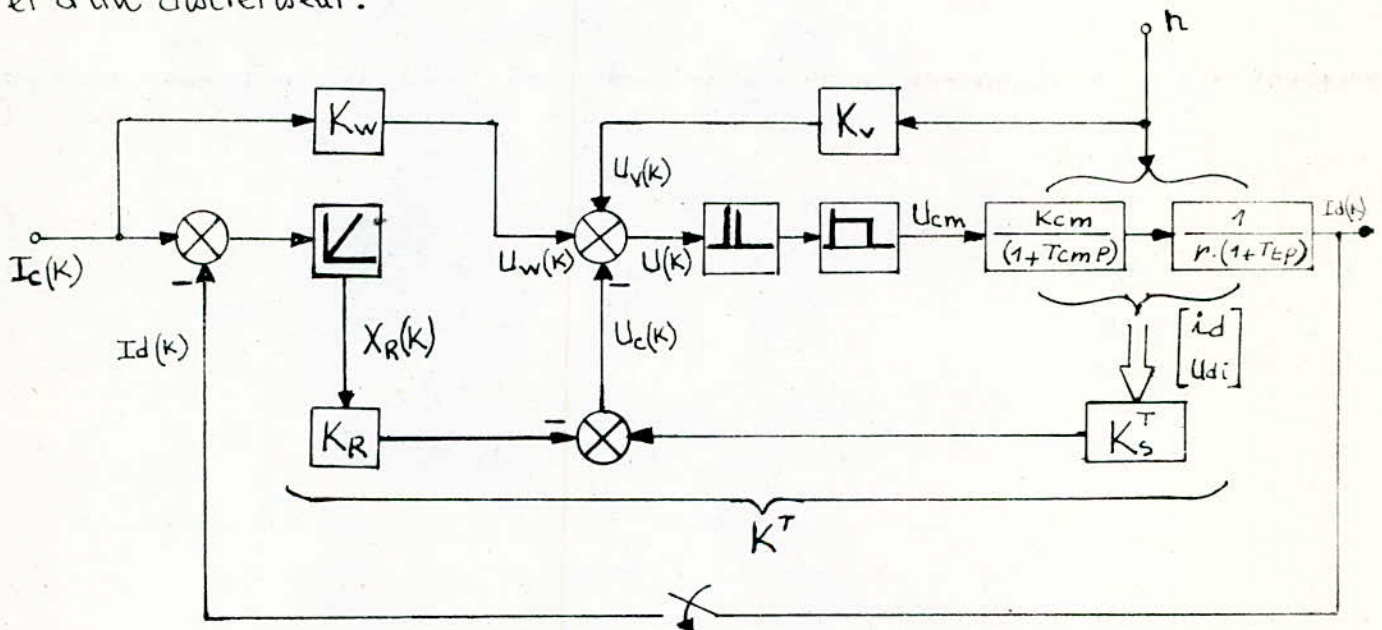


Figure 2-4. Schéma bloc du circuit de réglage du courant.

Cette structure de réglage d'état suppose que la grandeur de perturbation (ici la vitesse de rotation du moteur) reste constante après une variation initiale.

### II.4.1. Mise en équation du système continu.

En partant des relations (2-11) et (2-13) on aboutit aux équations

matricielles suivantes:

$$\begin{bmatrix} \dot{id} \\ \dot{\mu di} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_E} & \frac{1}{r \cdot T_E} \\ 0 & -\frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} id \\ \mu di \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{cm}}{T_{cm}} \end{bmatrix} \mu_{cm} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{r \cdot T_E} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot n \quad (2.14)$$

$$id = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id \\ \mu di \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Les relations (2.14) et (2.15) peuvent se mettre sous forme:

$$\dot{X}_s = A_s \cdot X_s + B_s \cdot \mu_{cm} + B_{sv} \cdot n \quad (2.16)$$

$$y = C_s^T \cdot X_s \quad (2.17)$$

avec  $X_s^T = [id \ \mu di]$  le vecteur d'état.

#### II.4.2. Détermination de la matrice de transition.

Au paragraphe (1.3) nous avons mentionné les méthodes généralement utilisées. Dans notre cas on est en présence d'un système d'ordre 2, d'où on peut calculer  $\phi(t)$  directement en inversant la matrice  $(PI - A_s)$ :

$$(PI - A_s)^{-1} = \begin{bmatrix} P + \frac{1}{T_E} & -\frac{1}{r \cdot T_E} \\ 0 & P + \frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix}^{-1}$$

La matrice de transition  $\phi(t)$  est telle que  $\phi(t) = \mathcal{L}^{-1}((PI - A_s)^{-1})$ . On trouve:

$$\phi(t) = \begin{bmatrix} \exp(-\frac{t}{T_E}) & \frac{T_{cm}}{r(T_E - T_{cm})} (\exp(-\frac{t}{T_E}) - \exp(-\frac{t}{T_{cm}})) \\ 0 & \exp(-\frac{t}{T_{cm}}) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

L'équation d'état aux différences du système échantillonné est:



$$X_s(k+1) = F_s \cdot X_s(k) + H_s \cdot U(k) + H_{sv} \cdot V(k) \quad (2-19)$$

$$Y(k) = C_s^T \cdot X_s(k) \quad (2-20)$$

Avec  $U(k) = u_{cm}(k)$  et  $V(k) = n(k)$

$$\left. \begin{aligned} F_s &= \phi(\tau) ; H_s = \Psi(\tau) \cdot B_s ; H_{sv} = \Psi(\tau) \cdot B_{sv} \\ \Psi(\tau) &= \int_0^\tau \phi(\xi) \cdot d\xi \end{aligned} \right\} \quad (2-21)$$

En remplaçant  $\phi(\tau)$  par son expression donnée par (2-18), on tire :

$$H_s = \left[ \begin{array}{c} \frac{K_{cm}}{r(T_e - T_{cm})} (T_e (1 - \exp(-\frac{T}{T_e})) - T_{cm} (1 - \exp(-\frac{T}{T_{cm}}))) \\ K_{cm} (1 - \exp(-\frac{T}{T_{cm}})) \end{array} \right] \quad (2-22)$$

$$H_{sv} = \left[ \begin{array}{c} \frac{1}{r} (\exp(-\frac{T}{T_e}) - 1) \\ 0 \end{array} \right] \quad (2-23)$$

$$C_s^T = \left[ \begin{array}{cc} 1 & 0 \end{array} \right] \quad (2-24)$$

Avec l'introduction du régulateur et compte tenu de la grandeur de consigne et de perturbation, l'équation d'état du système global ouvert s'écrit :

$$X(k+1) = F \cdot X(k) + H \cdot U(k) + H_w \cdot I_c(k) + H_v \cdot n(k) . \quad (2-25)$$

L'équation d'état de la sortie est donnée par :

$$I_d(k) = C^T \cdot X(k) . \quad (2-26)$$

En tenant compte de la contre-réaction d'état et de l'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation, l'équation d'état du système global fermé s'écrit alors :

$$X(k+1) = F_G \cdot X(k) + H_G w \cdot I_c(k) + H_G v \cdot n(k) \quad (2-27)$$

## II.5. Détermination du vecteur ligne de la contre-réaction d'état.

De la relation (2-27), on voit que les pôles du système global fermé sont donnés par les valeurs propres de la matrice  $F_g$ . Selon (2-27) cette matrice dépend du vecteur ligne  $K^T$  de la contre-réaction d'état. Le système global est d'ordre trois il possède donc trois valeurs propres.

Pour déterminer les coefficients du vecteur  $K^T$ ; on utilisera la forme canonique de réglage de la matrice  $F$ , ceci nécessite un bon choix des pôles à assigner et de la période d'échantillonnage  $T$ .

### II.5.1. Choix des pôles.

Pour obtenir un comportement dynamique satisfaisant du réglage d'état, on doit respecter les règles mentionnées au paragraphe (1-9). Etant donné que notre système global est du troisième ordre, on choisira alors deux pôles complexes conjugués et un pôle réel positif, à savoir:

$$Z_{1,2} = 0,2895 \pm j0,3215 \quad ; \quad Z_3 = 0,4327 \quad (2-28)$$

La figure (2-5) montre la disposition des pôles  $Z_{1,2}$  et  $Z_3$  dans le plan complexe.

### II.5.2. Détermination de la matrice de transformation.

Pour obtenir la forme canonique de réglage, on doit d'abord établir l'équation caractéristique de la matrice  $F$  donnée par la relation (1-19):



$$\det (z.I - F) = z^3 - 1.7593z^2 + 0.7595z - 2.55 \cdot 10^{-4} = 0 \quad (2-29)$$

Les coefficients de l'équation caractéristique sont donc :

$$a_2 = -1,7593 \quad ; \quad a_1 = 0,7595 \quad ; \quad a_0 = -2.55 \cdot 10^{-4} \quad (2-30)$$

Par suite, on obtient la matrice de transformation  $S = T^{-1}$  donné par :

$$S_3 = H \quad ; \quad S_2 = F \cdot S_3 + a_2 \cdot S_3 \quad ; \quad S_1 = F \cdot S_2 + a_1 \cdot S_3$$

Soit numériquement :

$$S = \begin{bmatrix} -6.97067 \cdot 10^{-2} & -0.48253 & 0.55223 \\ 0.91040 & -2.1099 & 1.1996 \\ -6.9707 \cdot 10^{-2} & -0.55223 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

Avec les pôles imposés selon (2-28), les coefficients de l'équation caractéristique du système global fermé sont :

$$\alpha_2 = -1,0117 \quad ; \quad \alpha_1 = 0,4377 \quad ; \quad \alpha_0 = -0,081 \quad (2-32)$$

De (2-30) et (2-32) on obtient les éléments du vecteur ligne  $K^T$  donné par la relation (1-28) :

$$kr_1 = \alpha_0 - a_0 = -0,0807$$

$$kr_2 = \alpha_1 - a_1 = -0,3218$$

$$kr_3 = \alpha_2 - a_2 = 0,7475$$

Pour obtenir le vecteur ligne de la contre-réaction d'état sous la forme canonique, on doit avoir recours à la relation (1-29), d'où l'on tire :

$$K^T = K^r \cdot T = [1,405 \quad -2,358 \cdot 10^{-2} \quad -0.555] \quad (2-33)$$

## II.6. Détermination des coefficients $K_W$ et $K_V$ .

Pour la détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne, on doit avoir recours à la relation (1-30).



Lorsqu'on désire compenser le pôle  $z_3 = .4327$  on trouve avec  $K_R = .555$

$$K_W = .9779 \quad (2.34)$$

Tandis que le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de perturbation  $K_V$  peut être déterminé à l'aide de la relation (1-31) basée sur le critère de l'annulation de la grandeur d'état du régulateur en régime établi. On trouve:

$$K_V = -.8097$$

## II.7. Réponses du système.

La figure (2-6) montre l'allure du comportement transitoire du système global fermé à partir d'un certain état initial  $I_d(0) = u_{di}(0) = 1$  et  $x_R(0) = 0$ . On voit que l'état final  $I_d(\infty) = u_{di}(\infty) = x_R(\infty) = 0$  est pratiquement atteint après 7 périodes d'échantillonnage. Le choix des pôles selon la figure (2-5) garantit donc un amortissement rapide du phénomène transitoire.

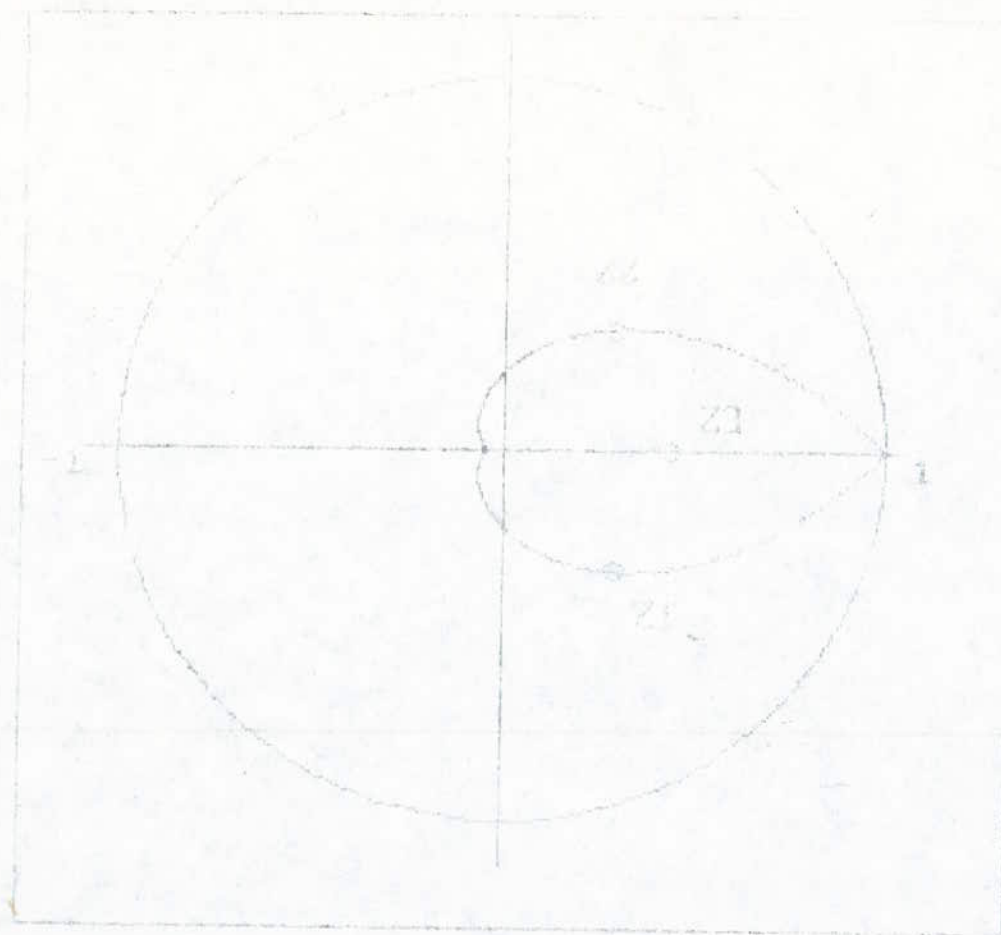
La figure (2-7) montre l'allure de la réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne. On voit que le courant atteint son régime établi après  $k = 6$  périodes d'échantillonnage. Le dépassement maximum est de 4% avec un temps de réponse de 50 ms. La qualité de réglage est donc très bonne. La grandeur du régulateur  $x_R(k)$  ne s'annule pas en régime établi ainsi que la tension  $u_{di}(k)$  qui se stabilise à 0,465 u.r.

La réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation est représentée à la figure (2-8). Sur la grandeur à régler  $I_d(k)$ , il existe

maintenant un dépassement maximum de 2,6%.

Enfin, la figure (2-9) montre l'influence de l'apparition de la perturbation en régime établi. On voit que la grandeur à régler  $I_d(k)$  n'est pas affectée par l'introduction de la perturbation.

On peut conclure que le choix des pôles selon la figure (2-5) assure un bon réglage du courant.



$z_1 =$	$2395$
$z_2 =$	$3215$
$z_3 =$	$4327$

Figure.2.5.DISPOSITION DES POLES





Figure 2.6 - comportement transitoire de système global fermé

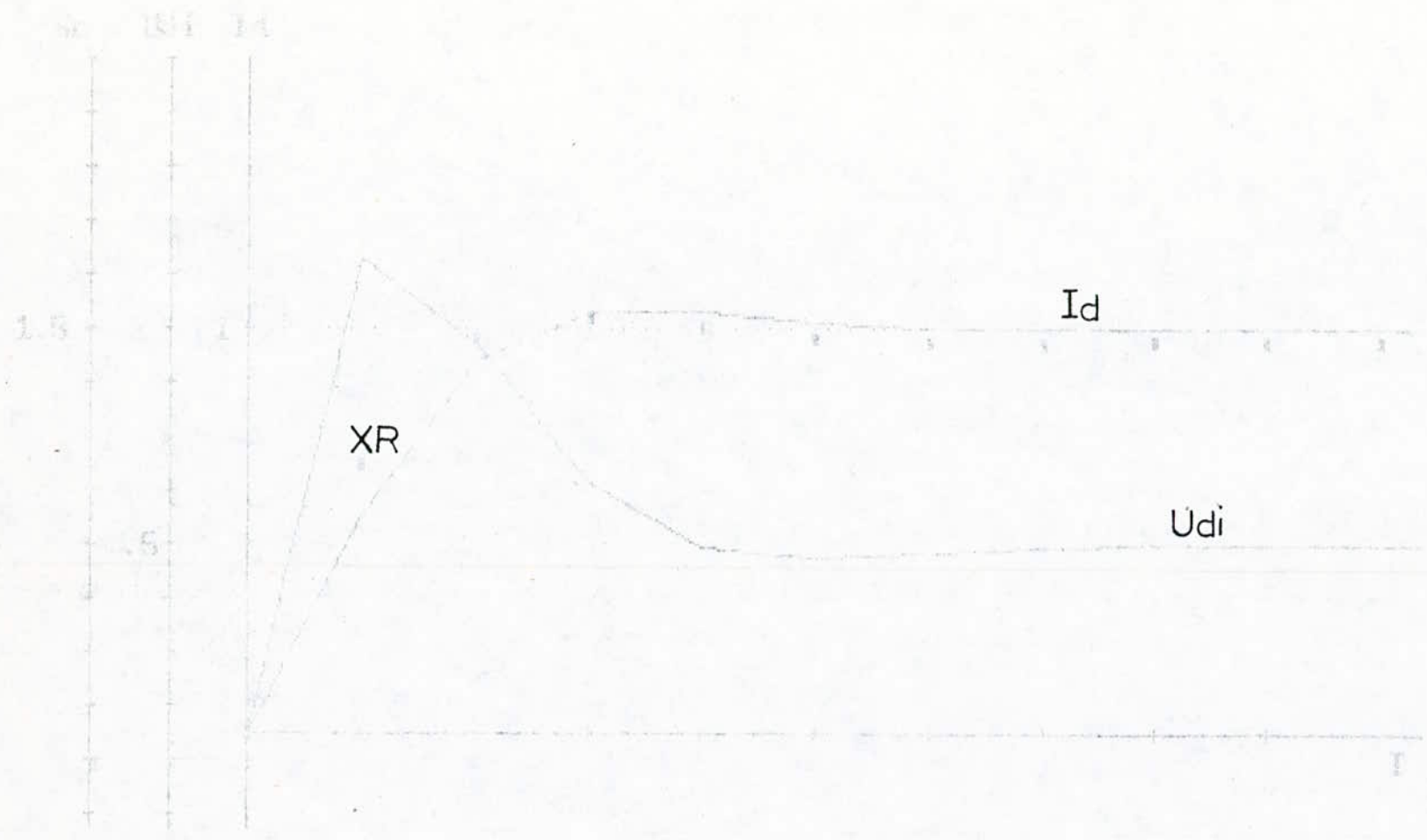


FIGURE 2.7. Reponses relatives par rapport à la grandeur  
le dans gas

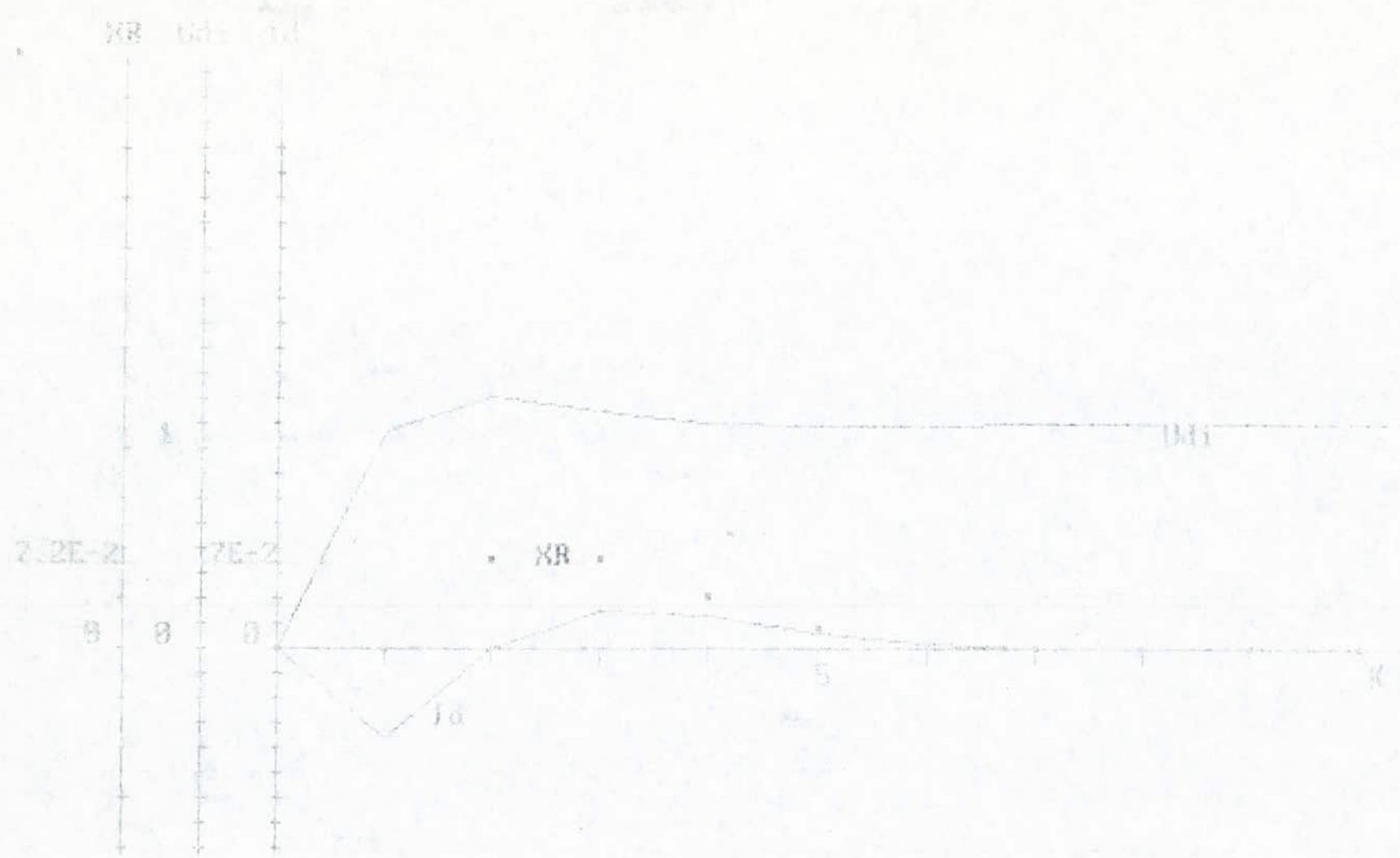


Figure 2.8. Réponse indicielle du système global formé par rapport à la grandeur de perturbation.



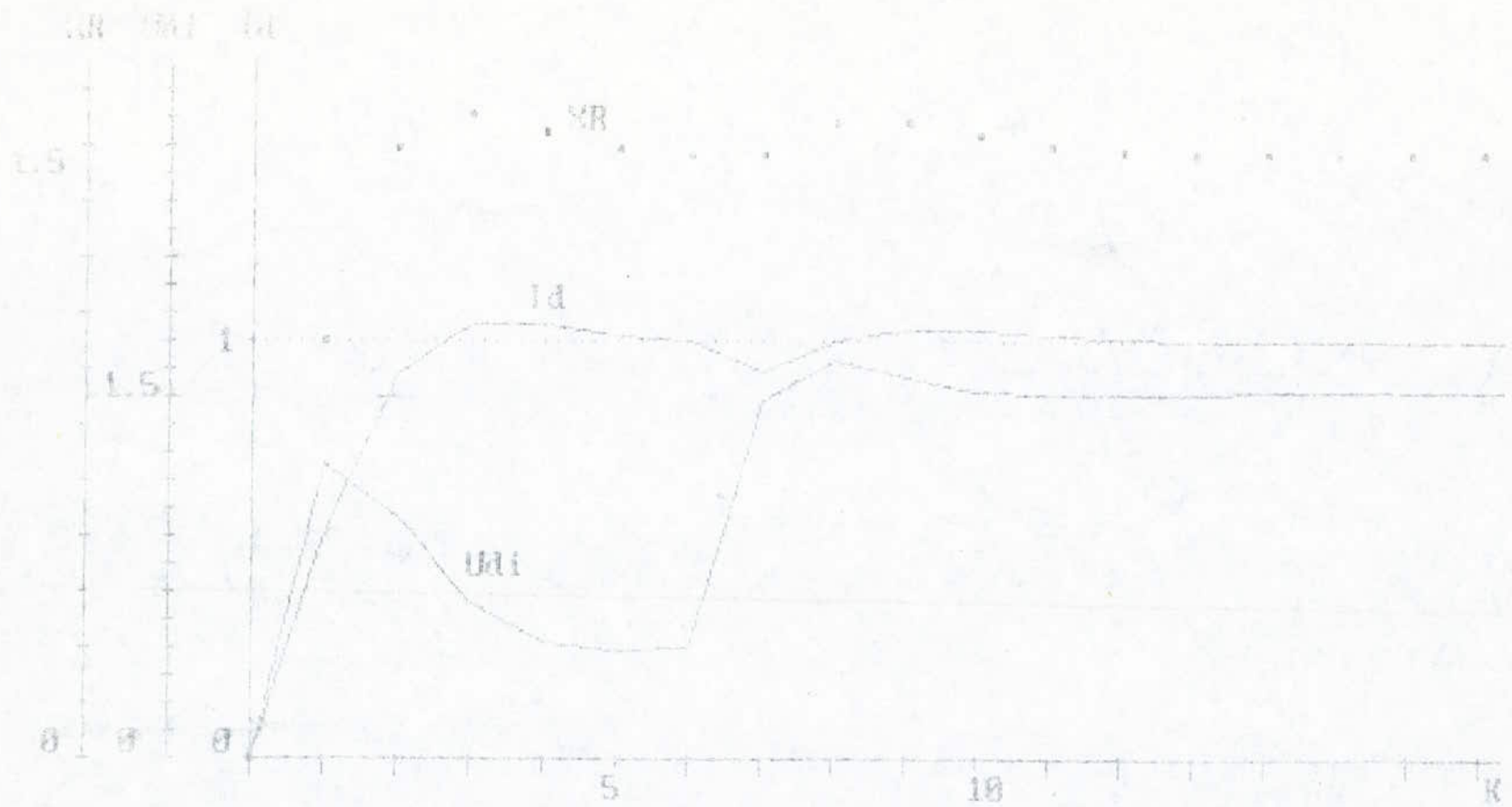


Figure 2.9 Influence d'une perturbation en régime établi.

# **CHAPITRE 3**

**REGLAGE D'ETAT PARTIEL DU COURANT D'INDUIT**

### III.1. Introduction.

Dans le présent chapitre on verra qu'il est possible d'étudier le comportement dynamique de notre système sans tenir compte de la grandeur auxiliaire  $u_d$ .

L'objectif de cette étude consiste donc à déterminer les coefficients de réglage pour la structure de commande par contre-réaction d'état partielle.

### III.2. Equations d'état du système global.

Les équations d'état régissant notre système global en boucle ouverte sont définies par :

$$X(k+1) = F \cdot X(k) + H \cdot u(k) + H_w \cdot I_c(k) + H_v \cdot n(k) \quad (3-1)$$

et

$$I_d(k) = C^T \cdot X(k) \quad (3-2)$$

Avec

$$F = \begin{bmatrix} \exp(-T/T_E) & \frac{T_{cm}}{r(T_E - T_{cm})} (\exp(-T/T_E) - \exp(-T/T_{cm})) & 0 \\ 0 & \exp(-T/T_{cm}) & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$H = \begin{bmatrix} \frac{K_{cm}}{r(T_E - T_{cm})} (T(1 - \exp(-T/T_E)) - T_{cm}(1 - \exp(-T/T_{cm}))) \\ K_{cm}(1 - \exp(-T/T_{cm})) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

$$H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} ; \quad H_v = \begin{bmatrix} 1/r (\exp(-T/T_E) - 1) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

$$C^T = [1 \ 0 \ 0] \quad (3-6)$$



Pour le système global en boucle fermée les équations d'état deviennent :

$$X(k+1) = F_G \cdot X(k) + H_G W \cdot I_c(k) + H_G V \cdot n(k) \quad (3-7)$$

et

$$I_d(k) = C^T \cdot X(k) \quad (3-8)$$

avec la matrice  $F_G$ , les vecteurs  $H_G W$  et  $H_G V$  sont donnés respectivement par les relations (1-23), (1-24) et (1-25).

En partant des relations (3-7) et (3-8) on peut étudier le comportement dynamique de notre système. Pour cela on a besoin de la structure optimale de réglage partiel donnée par la figure (3-1).

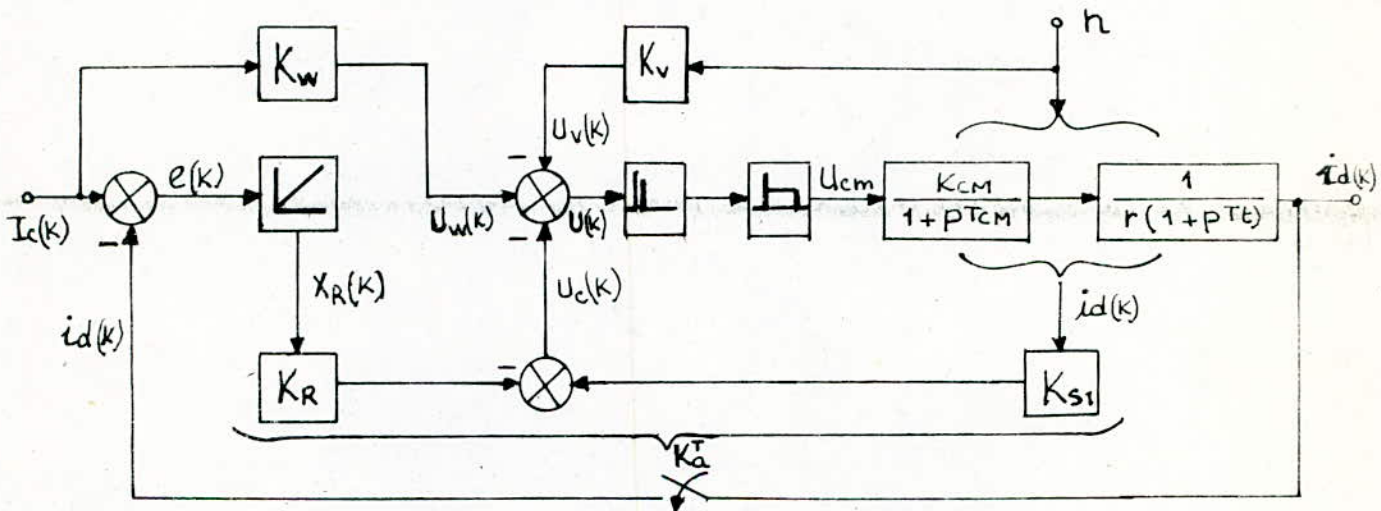


Figure 3-1. Structure de réglage d'état partiel du courant.

### III.3. Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état partielle.

Le procédé de la détermination des coefficients de la contre-réaction d'état partielle a été déjà étudié au paragraphe 1.8. Dans ce cas, on obtient la matrice  $E$  à partir de la relation (1-40); on trouve :

$$E = \begin{bmatrix} -1.81651 & .83623 & -1.60788 \\ .2293 & -.10556 & -1.60788 \\ 1.78188 & 1.3324 \cdot 10^{-2} & -1.607874 \\ 2.96018 & .1038223 & -1.607874 \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

Etant donné que la grandeur d'état  $u_{di}$  n'est pas mise en contre-réaction d'état, on impose donc  $K_{s2} = 0$ . Par conséquent, le vecteur ligne  $K^T$  se décompose alors en:

$$K_a^T = [K_{s1} \quad -K_R] \quad ; \quad K_b = 0 \quad (3-10)$$

Ceci exige une permutation entre le deuxième et le troisième élément du vecteur ligne  $K^T$ . Par conséquent, la même permutation doit aussi être effectuée entre la deuxième et la troisième colonne de la matrice  $E$ . Pour les deux sous-matrices  $E_a$  et  $E_b$  on obtient alors:

$$E_a = \begin{bmatrix} -1.81651 & -1.60788 \\ .2293 & -1.60788 \\ 1.78188 & -1.607874 \\ 2.96018 & -1.607874 \end{bmatrix} \quad E_b = \begin{bmatrix} .83623 \\ -.10556 \\ 1.3324 \cdot 10^{-2} \\ .1038223 \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

Comme au chapitre 2, on essaie d'imposer les deux pôles  $z_{1,2} = .2895 \pm j.3215$ . Par contre, le pôle  $z_3$  ne peut être imposé. Avec les pôles  $z_1$  et  $z_2$ , on obtient les coefficients du polynôme  $Q(z)$  introduit dans (1-33):

$$\beta_0 = 0,1872 \quad \beta_1 = -0,579$$

Avec ces valeurs numériques, la matrice  $S$  et le vecteur ligne  $k^T$  donnés respectivement par les relations (1-36) et (1-37), deviennent:

$$S = \begin{bmatrix} 0,1872 & -0,579 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad k^T = \begin{bmatrix} 0 & 0,1872 & -0,579 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$



A l'aide de la relation (1-38), on obtient :

$$d^T = \delta_0 = -0,3306 \quad (3-13)$$

Du polynôme  $R(z) = z + \delta_0$ , on trouve le pôle  $z_3 = -\delta_0 = 0,3306$ . Il est à l'intérieur du cercle unité et le système global fermé est stable. La figure (3-5) montre la disposition des pôles  $z_{1,2}$  et  $z_3$  dans le plan complexe.

En utilisant la relation (1-39), on obtient le vecteur ligne de la contre-réaction d'état partielle :

$$K_a^T = [1,5386 \quad -0,6546] \quad (3-14)$$

La grandeur d'état id du système à régler doit être mise en contre-réaction avec le coefficient  $K_{s1} = 1,5386$ , tandis que le régulateur intégrateur intervient avec le coefficient  $K_R = 0,6546$ . Par conséquent, le vecteur ligne  $K^T$  de la contre-réaction d'état devient :

$$K^T = [1,5386 \quad 0 \quad -0,6546] \quad (3-15)$$

### III.4. Détermination des coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation $K_w$ et $K_v$ .

Les méthodes présentées aux chapitre 1 restent valables dans le cas de la contre-réaction d'état partielle. Le coefficient  $K_v$  est déterminé lorsqu'on impose que la grandeur d'état du régulateur soit nulle en régime établi. On trouve :

$$K_v = -0,8333 \quad (3-16)$$

Par contre, le coefficient  $K_w$  est déterminé en compensant le pôle réel  $z_3$  par rapport à la grandeur de consigne. On trouve :



$$K_w = 0,9779$$

(3-17)

### III-5. Interprétation des résultats.

En se référant aux réponses du système données par les figures (3-2) à (3-4), on voit qu'on obtient pratiquement les mêmes performances que dans le cas du réglage d'état total.

On peut donc conclure que la méthode du réglage d'état partiel est très efficace, car elle nous permet d'éliminer la grandeur d'état  $U_d$  dans la boucle - réaction tout en assurant une très bonne qualité de réglage.

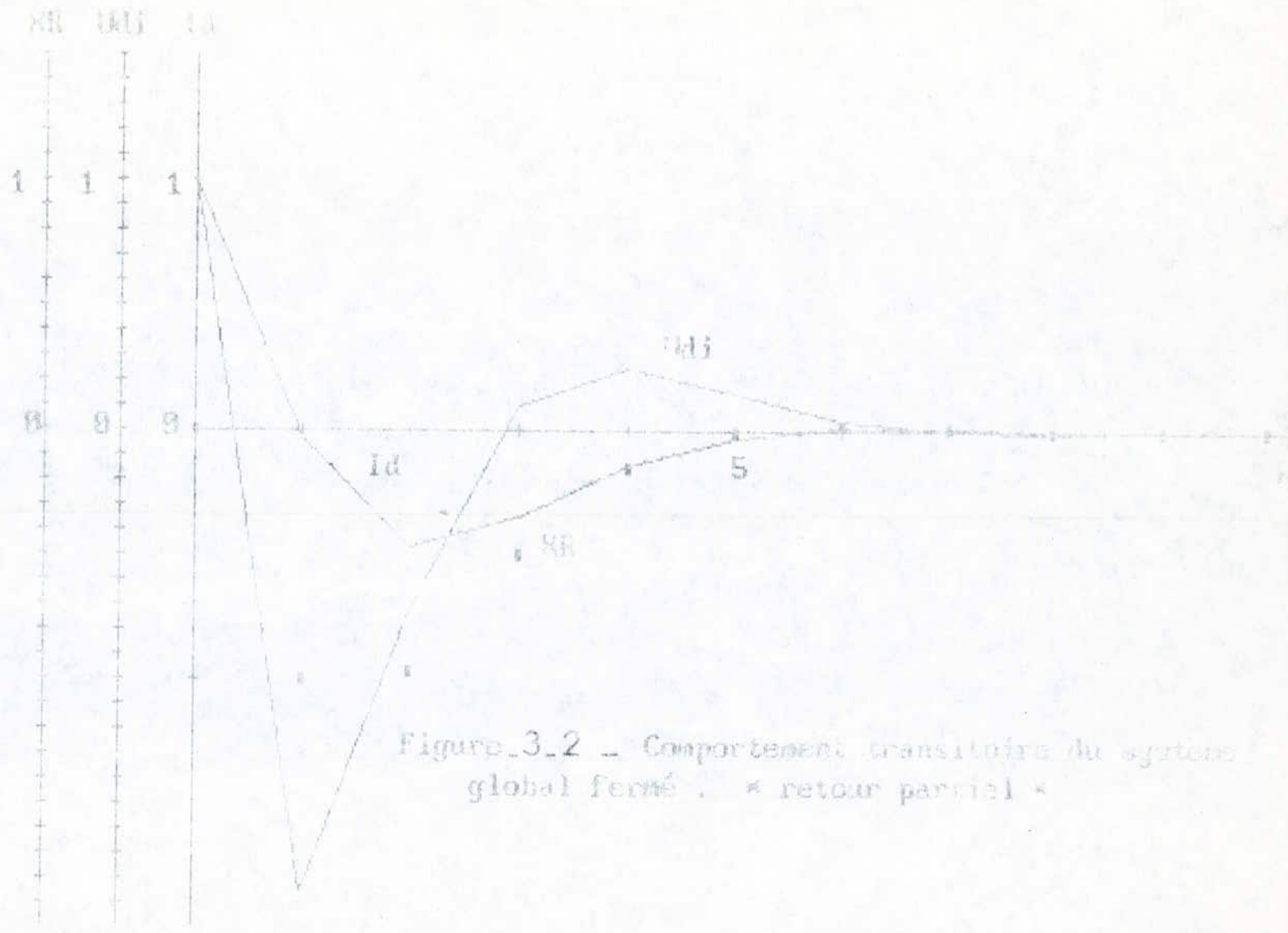


Figure 3.2 - Comportement transitoire du système global fermé. \* retour partiel \*

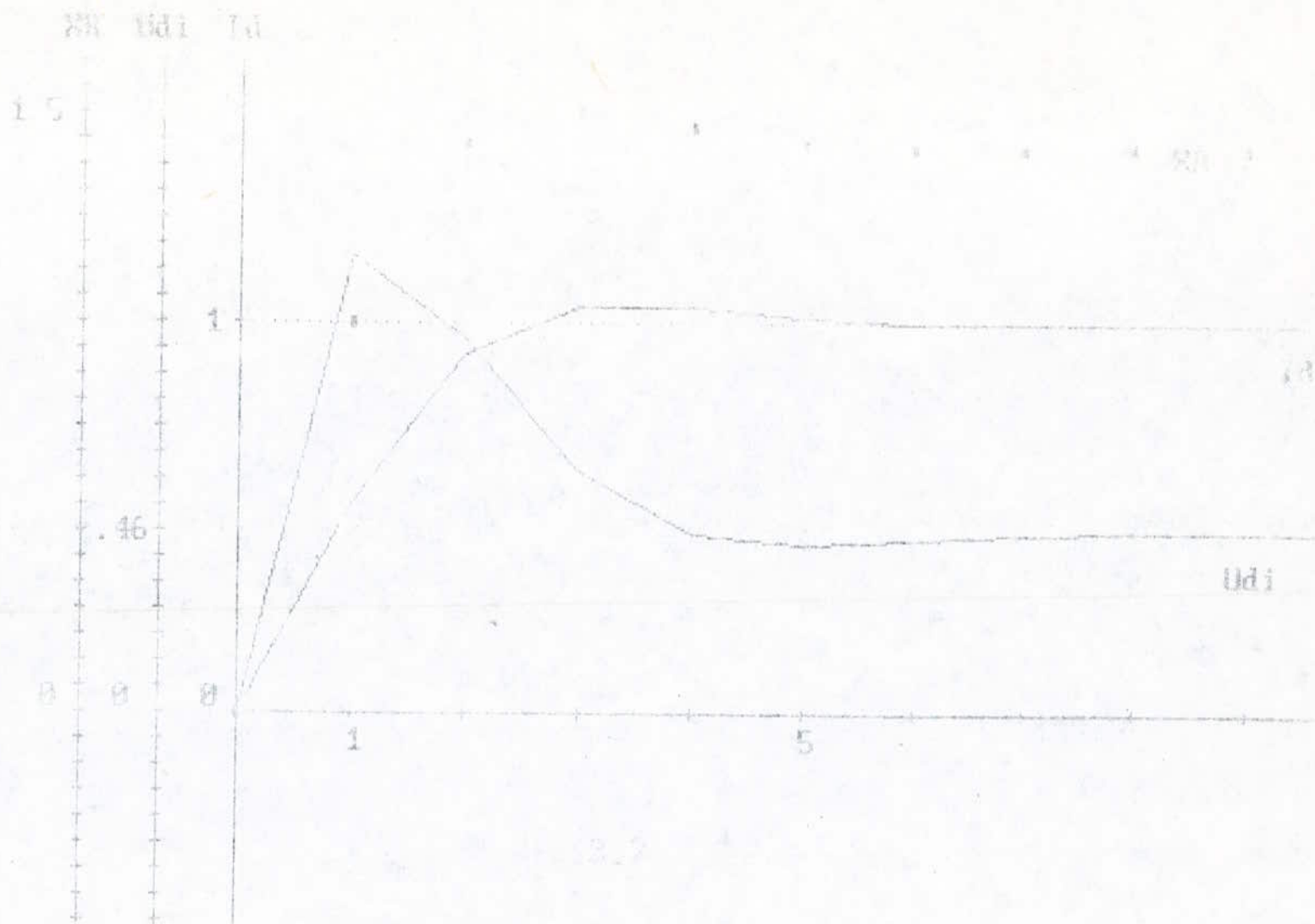


Figure 3.3 - Réponse indicielle du système global fermé par rapport à la grandeur de consigne. \* retour partiel \*





Figure .3.4. Influence d'une perturbation en régime établi.  
\* retour partiel \*

# **CHAPITRE 4**

**REGLAGE D'ÉTAT DE LA VITESSE DE ROTATION**

#### IV.1. Introduction.

Dans ce chapitre, on étudie le réglage d'état de la vitesse de rotation du moteur. Les deux paramètres qui constituent le vecteur d'état sont la vitesse de rotation  $n$  et le courant d'induit  $i_d$ . On tient compte aussi de la modélisation de la grandeur de perturbation qui est le couple résistant  $c_r$ .

#### IV.2. Système équivalent pour le circuit de réglage intermédiaire. [1]

L'intervention du circuit de réglage intermédiaire fermé dans le circuit de réglage principal nous conduit à des relations assez complexes pour l'étude de ce dernier. Il serait donc utile de pouvoir remplacer approximativement le circuit de réglage intermédiaire fermé par un système équivalent du premier ordre de la forme:

$$G(p) = \frac{1}{1 + p \cdot T_e} \quad (4-1)$$

Où  $T_e$  est la constante de temps du système équivalent.

Pour déterminer  $T_e$ , on impose l'égalité des surfaces de réglage intermédiaire fermé et le système équivalent. On trouve :

$$T_e = \frac{r}{K_{cm} \cdot K_R \cdot (1 - \exp(-T/T_e))} \cdot T \quad (4-2)$$

Soit numériquement :  $T_e = 50,1 \text{ ms}$

#### IV.3. Schéma bloc du circuit de réglage.

Le réglage intermédiaire a pour grandeur d'entrée le courant de



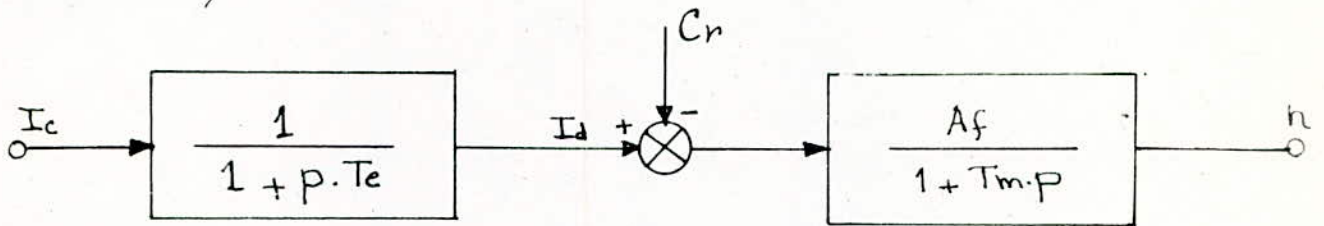
commande  $I_c$  et pour grandeur de sortie le courant d'induit  $I_d$ .  
La fonction de transfert du système équivalent s'écrit alors :

$$G_e(p) = \frac{1}{1 + p \cdot T_e} = \frac{I_d}{I_c} \quad (4-3)$$

De la relation (2-12), on tire la fonction de transfert pour l'équation mécanique :

$$G_p(p) = \frac{A_f}{(1 + T_m p)} \quad (4-4)$$

En tenant compte des équations (4-3) et (4-4) on obtient le diagramme structurel suivant :



Ici la grandeur de perturbation est représentée par le couple résistant  $C_r$ . La figure (4-1) illustre la structure de réglage de la vitesse de rotation.

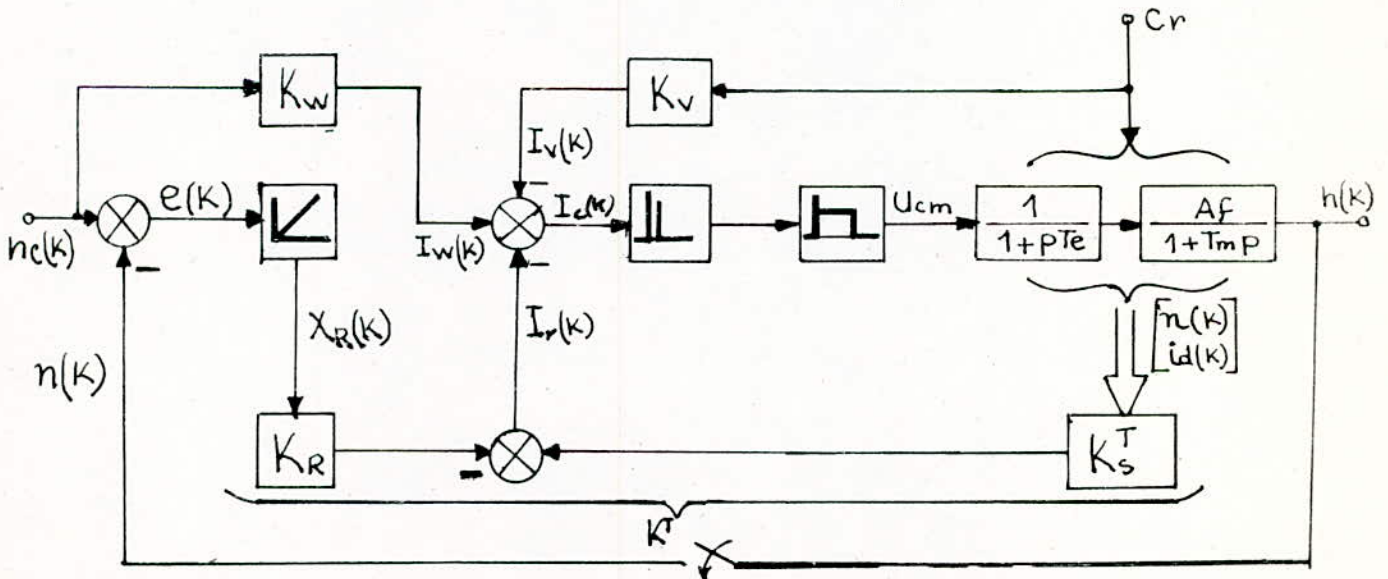


Figure 4-1 - Structure de réglage de la vitesse de rotation.

IV.4. Equations d'état du système global.

L'équation du mouvement est donnée par la relation (2-9).

Soit :

$$\frac{dn}{dt} = \dot{n} = \frac{I_d - C_n}{T_R} - \frac{1}{T_m} \cdot n \quad (4-5)$$

De la relation (4-3) on peut écrire :

$$\frac{did}{dt} = \dot{id} = \frac{I_c - id}{T_e} \quad (4-6)$$

En partant des relations (4-5) et (4-6), on aboutit aux équation matricielles suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{n} \\ \dot{id} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_m} & \frac{1}{T_R} \\ 0 & -\frac{1}{T_e} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n \\ id \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_e} \end{bmatrix} I_c + \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_R} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot C_n \quad (4-7)$$

Pour pouvoir passer aux équations d'état aux différences on doit déterminer au préalable la matrice de transition  $\Phi(t)$  telle que

$$\Phi(p) = (p \cdot 1 - A)^{-1}$$

On trouve :

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} \exp(-t/T_m) & \frac{T_m \cdot T_e}{T_R(T_m - T_e)} (\exp(-t/T_m) - \exp(-t/T_e)) \\ 0 & \exp(-t/T_e) \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

Sachant  $\Phi(t)$  on tire :

$$F_s = \Phi(T) \quad (4-9)$$

$$H_s = \begin{bmatrix} \frac{T_m}{T_R(T_m - T_e)} (T_m (1 - \exp(-T/T_m)) - T_e (1 - \exp(-T/T_e))) \\ 1 - \exp(-T/T_e) \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

$$H_{sv} = \begin{bmatrix} \frac{T_m}{T_R} (\exp(-T/T_m) - 1) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-11)$$

$$C_s^T = [1 \quad 0] \quad (4-12)$$

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

$$X_s(k+1) = F_s \cdot X_s(k) + H_s \cdot I_c(k) + H_{sv} \cdot C_r(k) \quad (4-13)$$

$$n(k) = C_s^T \cdot X_s(k) \quad (4-14)$$

En introduisant la grandeur du régulateur dans (4-13) et (4-14) on obtient les équations d'état du système global ouvert :

$$X(k+1) = F \cdot X(k) + H \cdot I_c(k) + H_w \cdot N_c(k) + H_v \cdot C_r(k) \quad (4-15)$$

$$n(k) = C^T \cdot X(k) \quad (4-16)$$

Avec

$$F = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{bmatrix} ; H = \begin{bmatrix} H_s \\ 0 \end{bmatrix} ; H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} ; H_v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} ; C^T = [C_s^T \quad 0]$$

Pour aboutir à l'équation d'état du système global fermé, on doit faire intervenir la contre-réaction d'état et les grandeurs de consigne  $N_c$  et de perturbation  $C_r$  dans l'équation d'état (4-15).

On obtient :

$$X(k+1) = F_G \cdot X(k) + H_G w \cdot N_c(k) + H_G v \cdot C_r(k) \quad (4-17)$$

La matrice  $F_G$  et les vecteurs  $H_G w$  et  $H_G v$  sont donnés par les relations (1-23) à (1-25).



#### IV.5. Détermination des coefficients de réglage.

##### IV.5.1. Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état.

La méthode utilisée pour déterminer le vecteur ligne  $K^T$  de la contre-réaction d'état est celle qui a été déjà utilisée dans les chapitres précédents c'est-à-dire la forme canonique de réglage.

Sachant que la boucle de la vitesse est très lente par rapport à celle du courant, on a été amené à choisir un triplet de pôles dont la partie réelle est très proche de 1. Soit :

$$Z_{1,2} = 8442 \pm j 0,1336 \quad ; \quad Z_3 = 0,8547 \quad (4-18)$$

d'où le vecteur ligne de la contre-réaction d'état :

$$K^T = [7,0573 \quad 9,4144 \quad -0,5215] \quad (4-19)$$

##### IV.5.2. Détermination des coefficients $K_w$ et $K_v$ de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation.

Pour la détermination des coefficients  $K_w$  et  $K_v$  on utilise aussi les méthodes citées précédemment à savoir la méthode de la compensation par rapport à la grandeur de consigne et la méthode imposant la grandeur du régulateur nulle en régime établi. Si on compense le pôle réel  $Z_3$  par rapport à la grandeur de consigne on trouve, à l'aide de la formule (1-30) :

$$K_w = 3,5889$$

En imposant la grandeur du régulateur nulle en régime établi on trouve selon la formule (1-31) :

$$K_v = -1,4144$$

#### IV.6. Réponses du système.

La figure (4-3) montre l'allure du comportement transitoire que présente le système global fermé, à partir d'un certain état initial  $N(0)=1$ ,  $I_d(0)=1$  et  $X_R(0)=0$ . On voit que l'état final est pratiquement atteint après 34 périodes d'échantillonnage. Les pôles imposés selon la figure (4-2) sont donc convenables.

La figure (4-4) montre la réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne. On voit que la grandeur à régler  $N(k)$  ne possède qu'un dépassement maximum de 4% avec un temps de réponse de 260 ms.

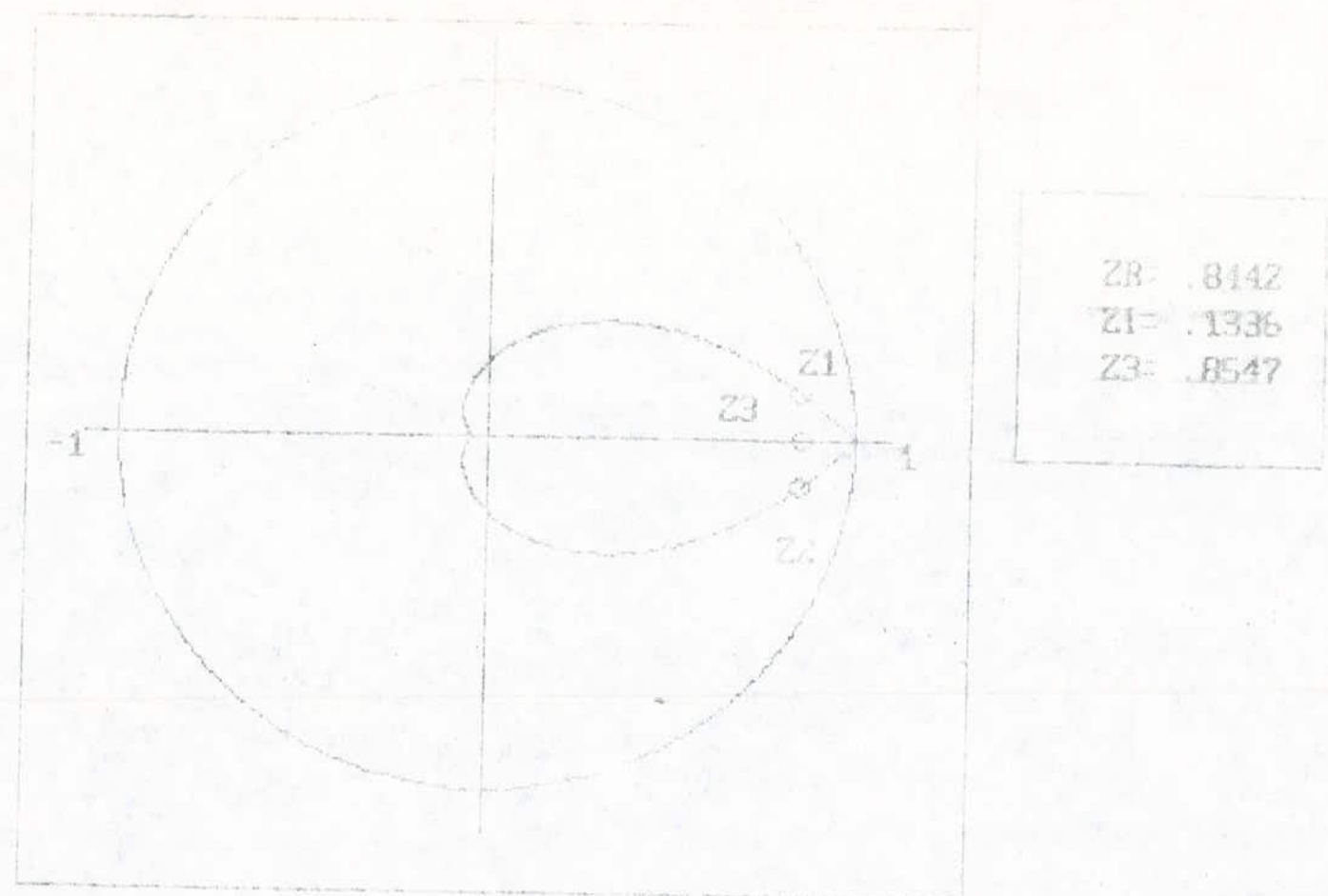
La figure (4-5) donne l'allure de la réponse indicielle du système global fermé par rapport à une variation de la grandeur de perturbation. Le dépassement maximum de la grandeur à régler  $N(k)$  est maintenant de 2,8%.

Le comportement du système vis-à-vis d'une perturbation en régime établi est représenté à la figure (4-6). La charge a été appliquée à la 35<sup>ème</sup> période d'échantillonnage. Comme on le voit cette dernière n'affecte pas la vitesse de rotation. Par contre, le courant s'adapte à la nouvelle valeur de la charge. On peut donc conclure que le réglage d'état de la vitesse est satisfaisant.

Au chapitre 3, on a vu que la méthode du réglage d'état partiel nous a permis d'obtenir de bonnes performances quant au réglage du courant d'induit. Pour justifier l'efficacité de cette méthode on a aussi calculé les réponses du système avec réglage d'état partiel du courant. Ces réponses sont données par les figures (4-8) à (4-10). Comme on le voit, on obtient pratiquement les mêmes performances que dans le cas du réglage d'état total du courant.



44



Figure\_4\_2 - DISPOSITION DES POLES



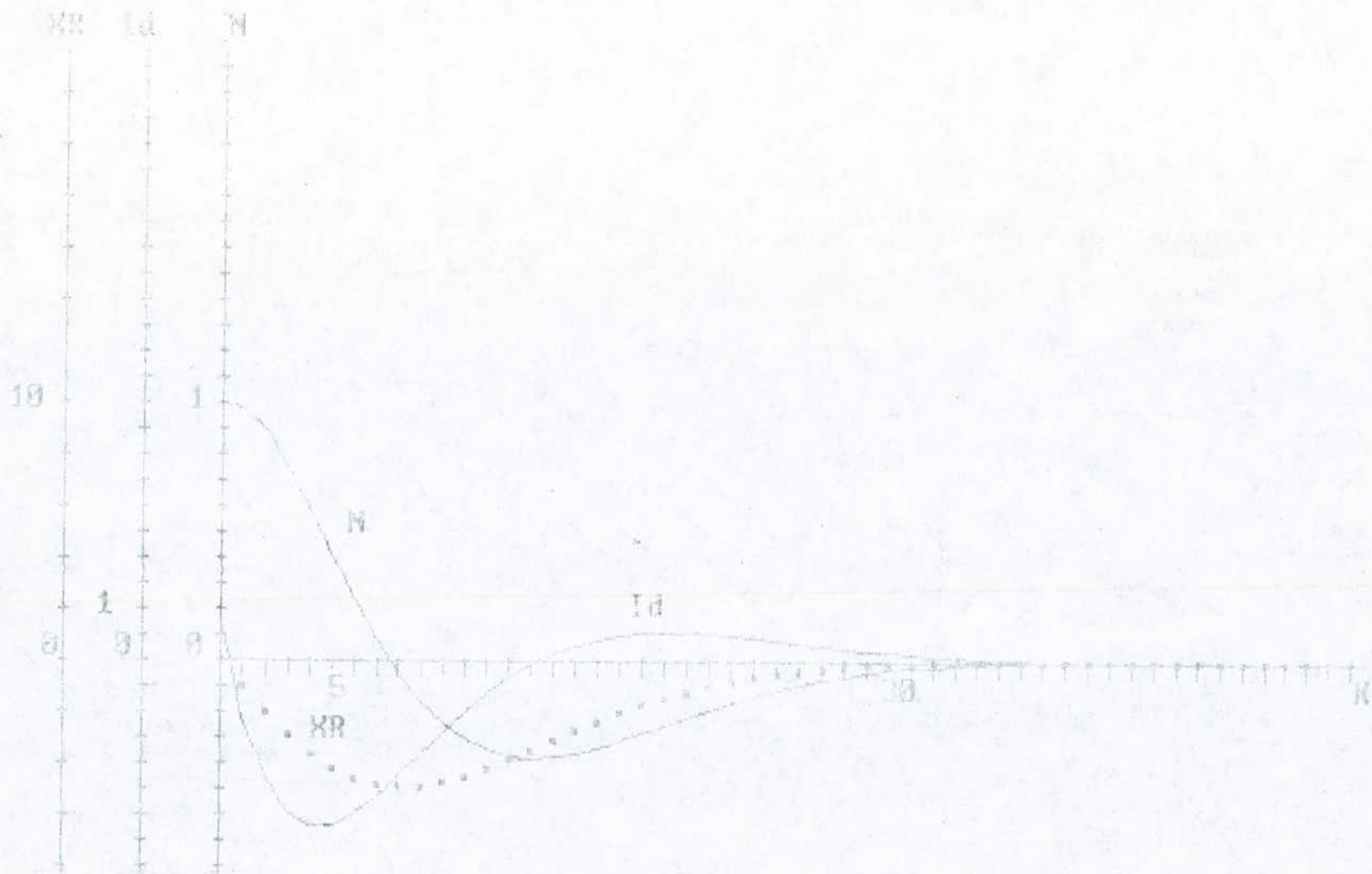


Figure 4.3... comportement transitoire du système global fermé.

-46-

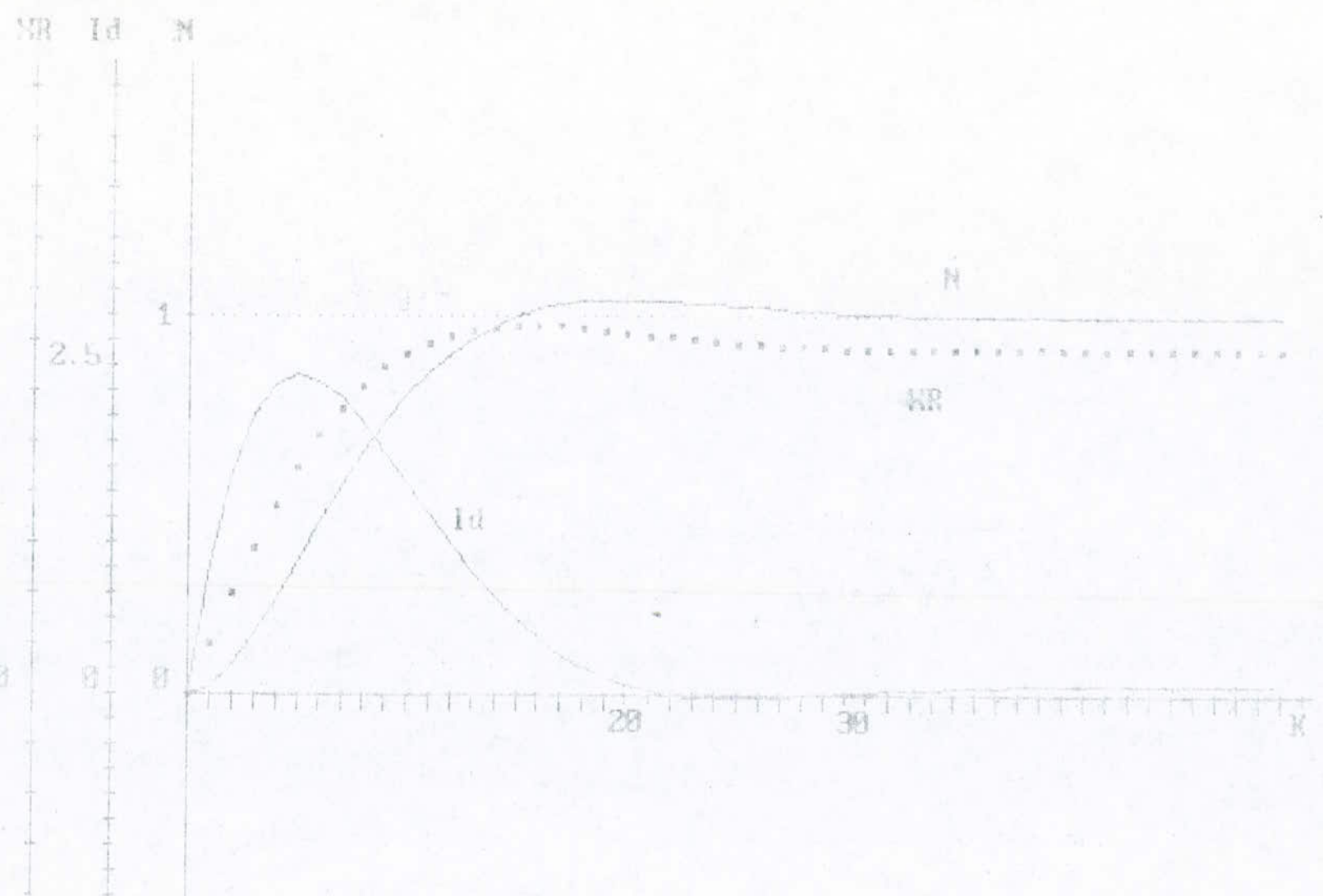


Figure 4.4. Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne.

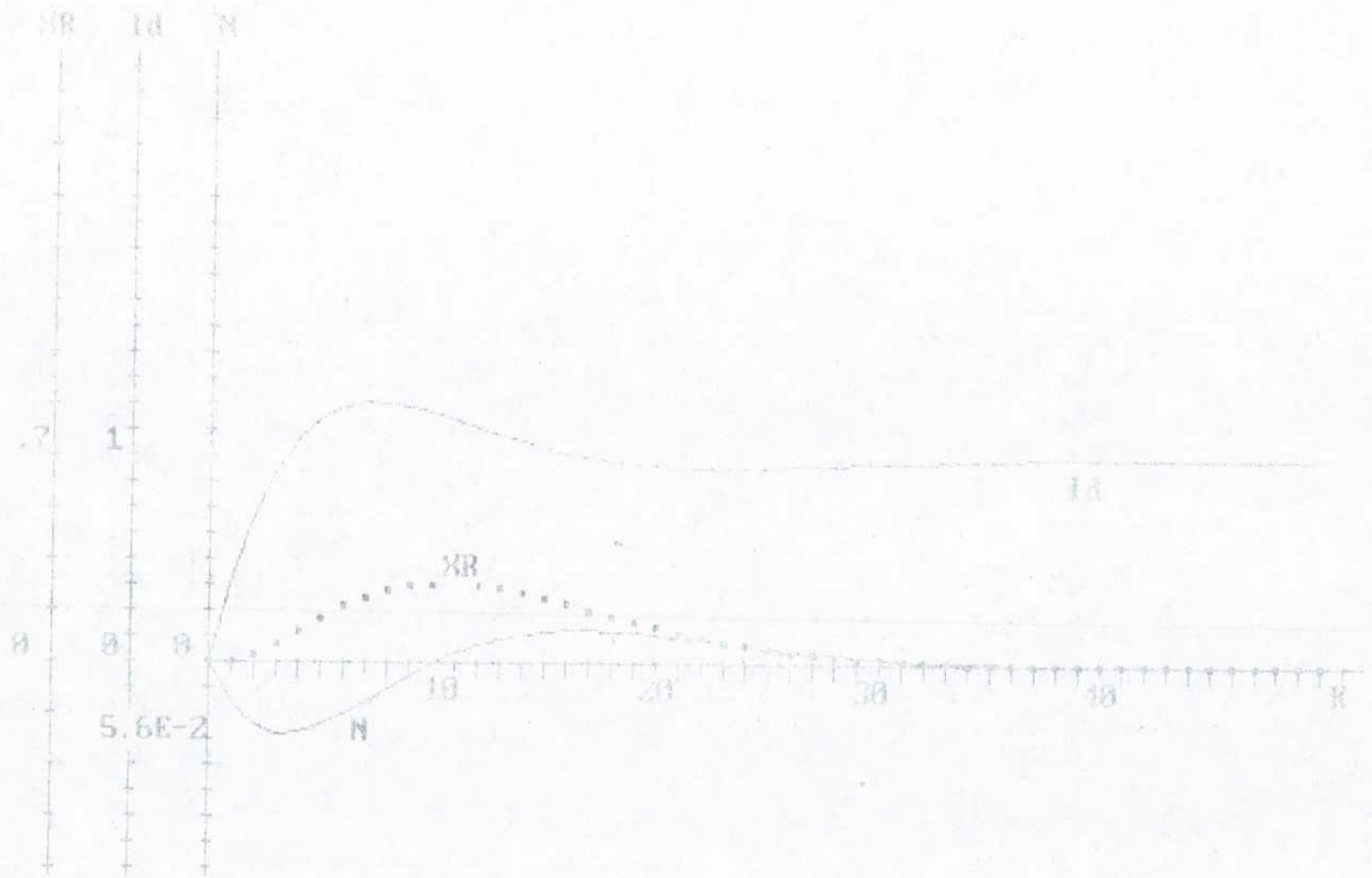


Figure 4.5 - réponse intellectuelle du système globale fermé par rapport à une perturbation de perturbation



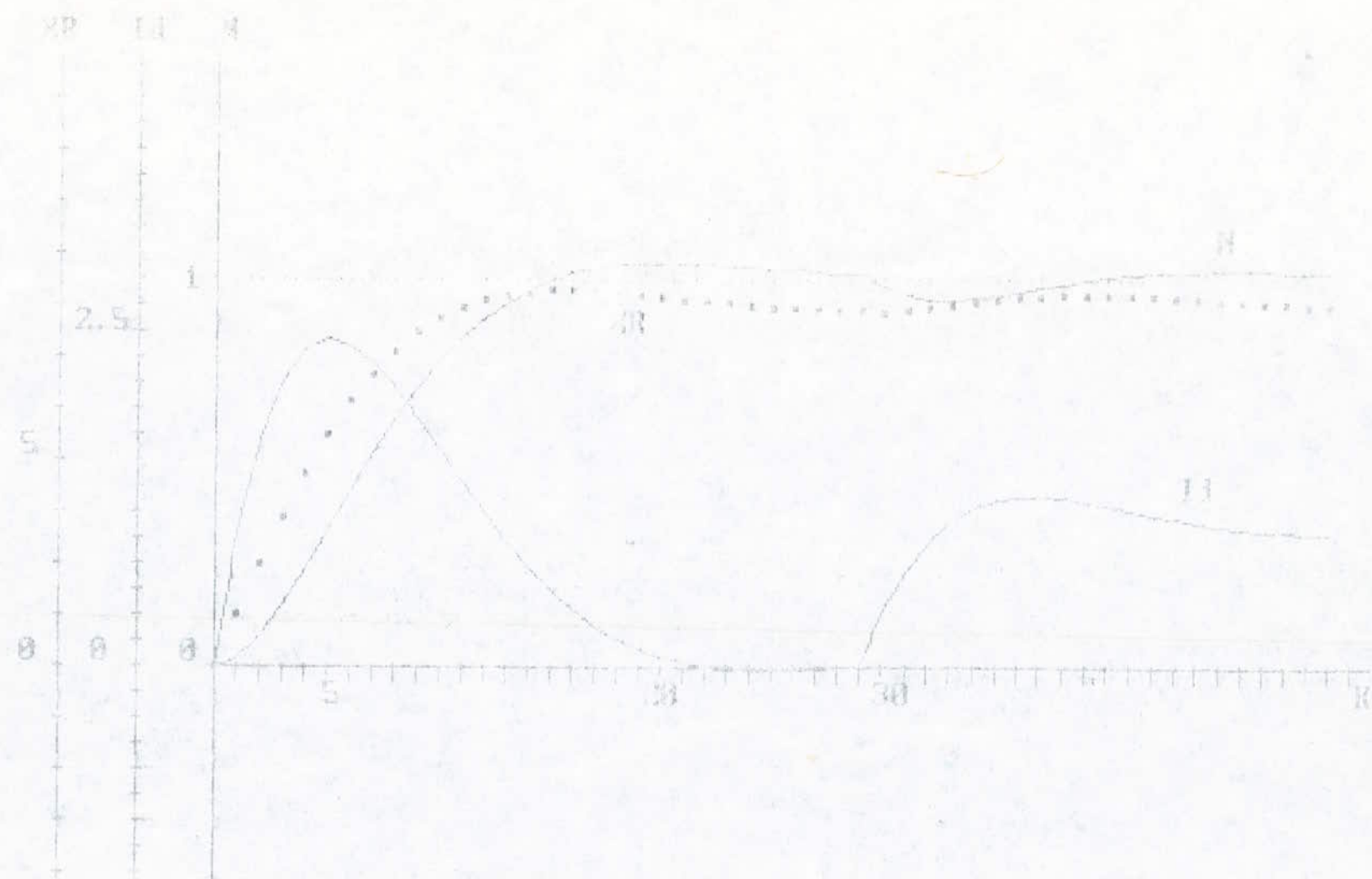


Figure 4-6 - Influence d'une perturbation en régime établi.

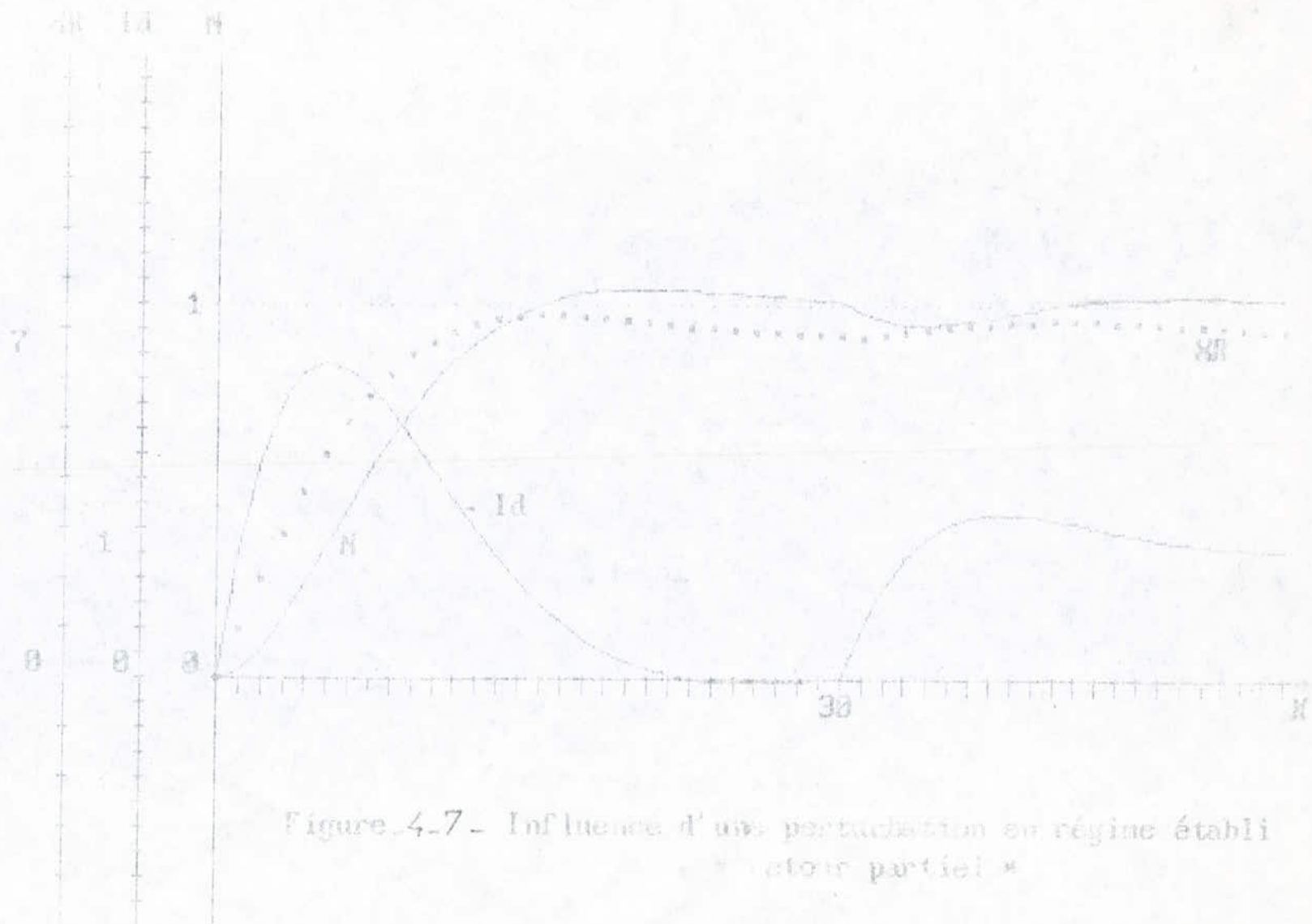


Figure 4.7 - Influence d'une perturbation sur régime établi  
\* facteur partiel \*

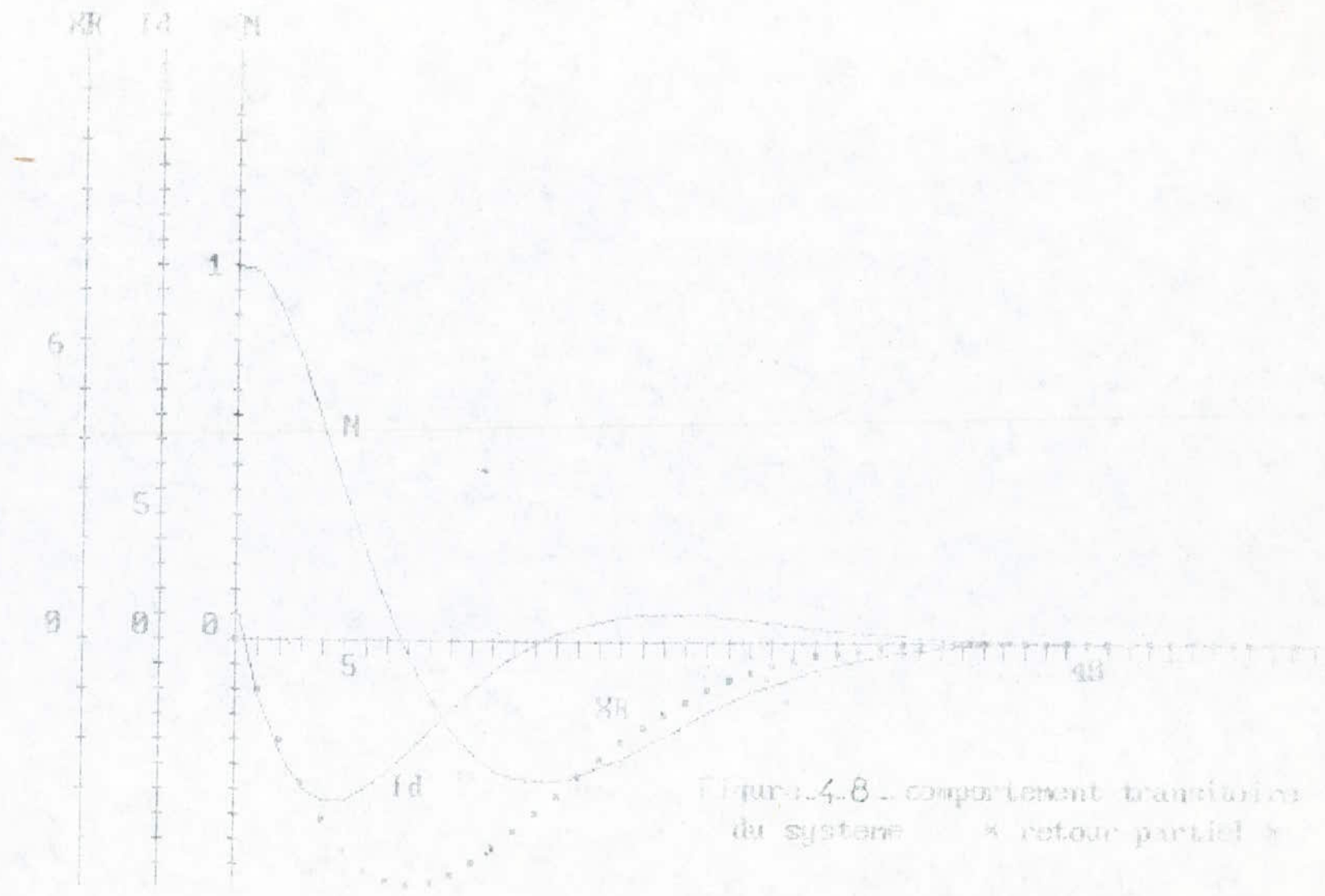


Figure 4.8 - comportement transitoire du système « retour partiel »



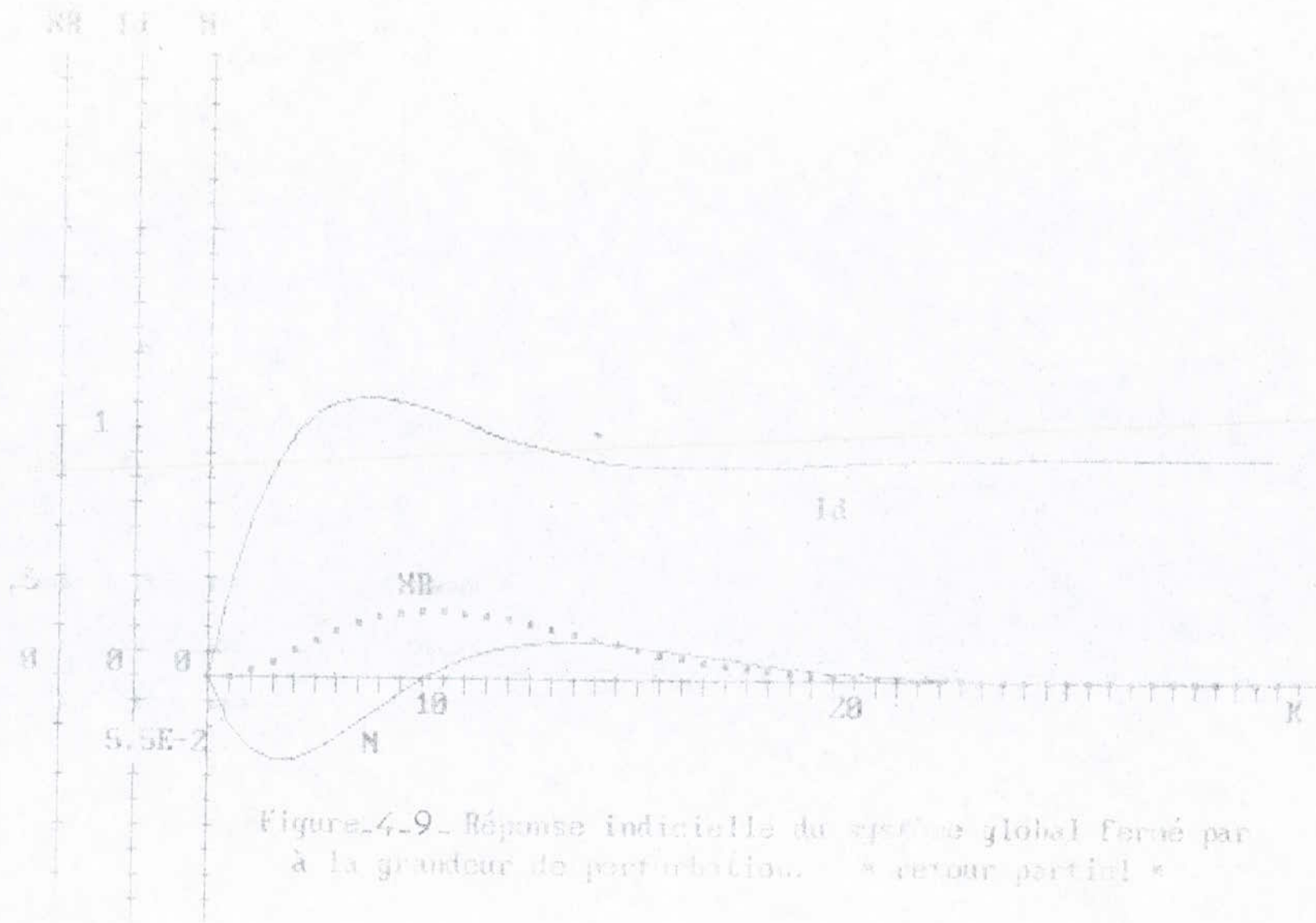


Figure 4-9. Réponse indicielle du système global fermé par à la grandeur de perturbation. \* retour partiel \*

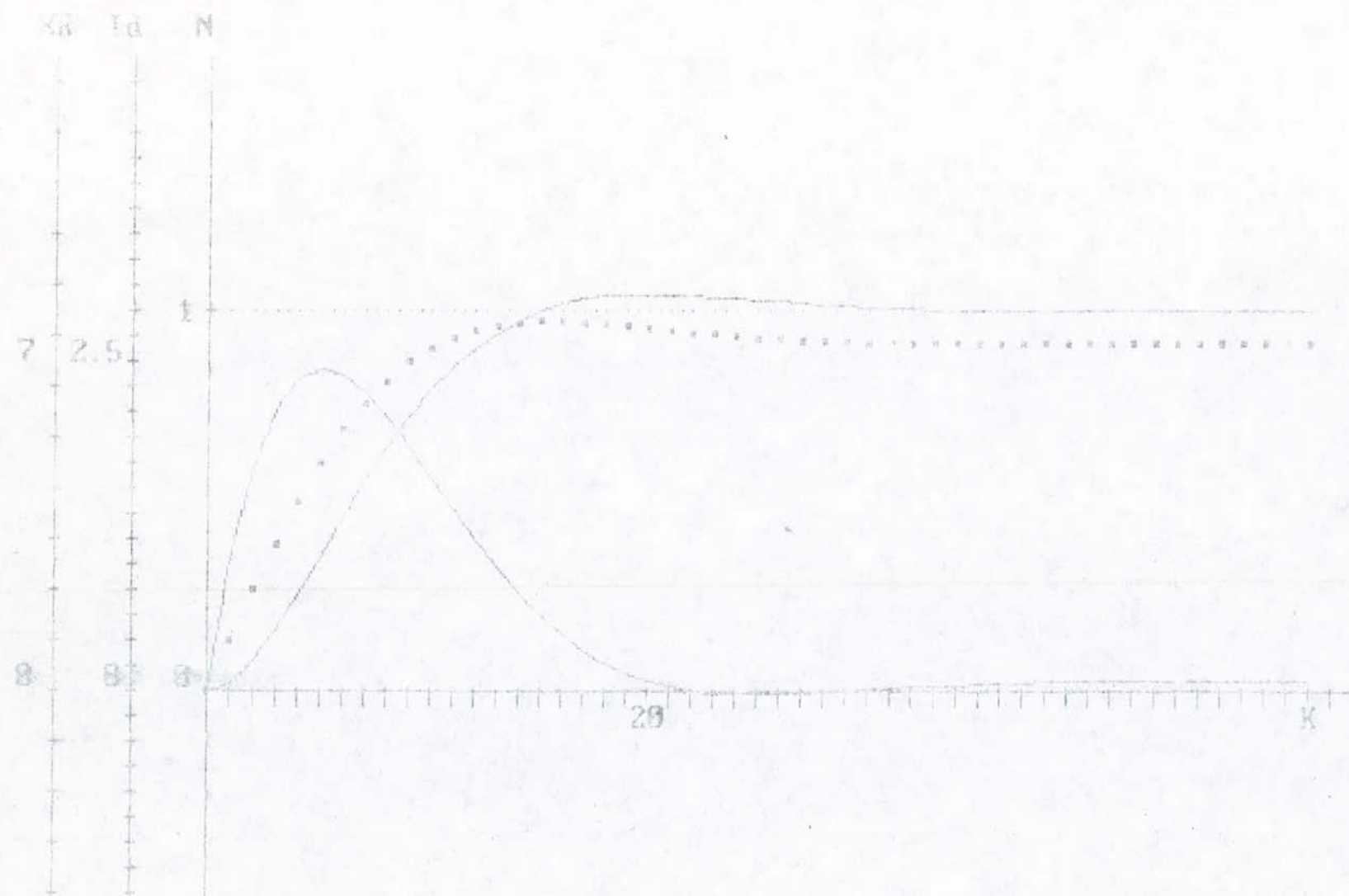


Figure 4.10. réponse indicielle du système global fermé par rapport à la grandeur de consigne. \* retour partiel \*

# **CHAPITRE 5**

**REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR  
D'ETAT ET DE PERTURBATION**



## V.1. Introduction.

Le réglage d'état traité précédemment exige que toutes les grandeurs d'état du système à régler soient mesurables afin de pouvoir mettre en contre-réaction les grandeurs et imposer au système global fermé un certain comportement dynamique.

Cependant, il n'est pas toujours possible, physiquement ou économiquement, d'installer tous les capteurs nécessaires pour mesurer les grandeurs d'état. On doit alors employer un observateur pour pouvoir reconstruire les grandeurs d'état.

La structure de l'observateur permettant d'observer correctement les grandeurs d'état et les grandeurs de perturbation est présentée au paragraphe 5-2.

Au paragraphe 5-3, On présentera la structure générale du réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation qui permettra d'établir l'équation d'état du système complet.

Le réglage d'état du courant d'induit par observateur sera étudié au paragraphe 5-4. Par contre, le paragraphe 5-5 sera consacré à l'étude du réglage d'état par observateur de la vitesse de rotation.

## V.2. Structure de l'observateur d'état et de perturbation.

La structure d'un observateur d'état et de perturbation est représentée à la figure (5-1) avec la structure du système à régler. Sur ce dernier intervient le vecteur de perturbation  $v(k)$  par l'intermédiaire du bloc contenant la matrice  $Hsv$ . Dans l'observateur intervient le vecteur de

perturbation observé  $v_b(k)$  par l'intermédiaire du bloc, contenant également la matrice  $Hsv$ .

Pour obtenir le vecteur de perturbation observé, on introduit un intégrateur discret, constitué par les blocs contenant  $z^{-1} \cdot 1$  et  $1$ . Cet intégrateur est influencé par l'écart d'observation  $e_b(k)$  au travers du bloc contenant la matrice  $L_b$ . La branche contenant la matrice  $M_b$  donne une contribution supplémentaire au vecteur  $v_b(k)$  de sorte que le vecteur de perturbation observé est donné par  $v_b'(k)$ .

### V-21. Système d'équations.

Selon la structure présentée à la figure (5-1), le vecteur d'état  $x_b(k)$  est donné par l'équation aux différences :

$$x_b(k+1) = F_b \cdot x_b(k) + Hsv \cdot v_b(k) + Hs \cdot u(k) + K_b \cdot y_s(k) \quad (5-1)$$

avec  $F_b = F_s - K_b \cdot C_s$ .

Pour le vecteur  $v_b(k)$ , on obtient l'équation aux différences

$$v_b(k+1) = -L_b \cdot C_s \cdot x_b(k) + v_b(k) + L_b \cdot y_s(k) \quad (5-2)$$

L'erreur d'observation du vecteur d'état est donnée par

$$\tilde{x}_b(k+1) = F_b \cdot \tilde{x}_b(k) - Hsv \cdot v_b(k) + Hsv \cdot v(k) \quad (5-3)$$

avec  $\tilde{x}_b(k) = x_s(k) - x_b(k)$

Pour le vecteur  $v_b'(k)$  on obtient :

$$v_b'(k) = v_b(k) + M_b \cdot C_s \cdot \tilde{x}_b(k) = \begin{bmatrix} M_b \cdot C_s & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_b(k) \\ v_b(k) \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

En introduisant le vecteur d'état global  $x_{bG}(k) = \begin{bmatrix} x_b(k) \\ v_b(k) \end{bmatrix}$ , on peut aussi écrire :



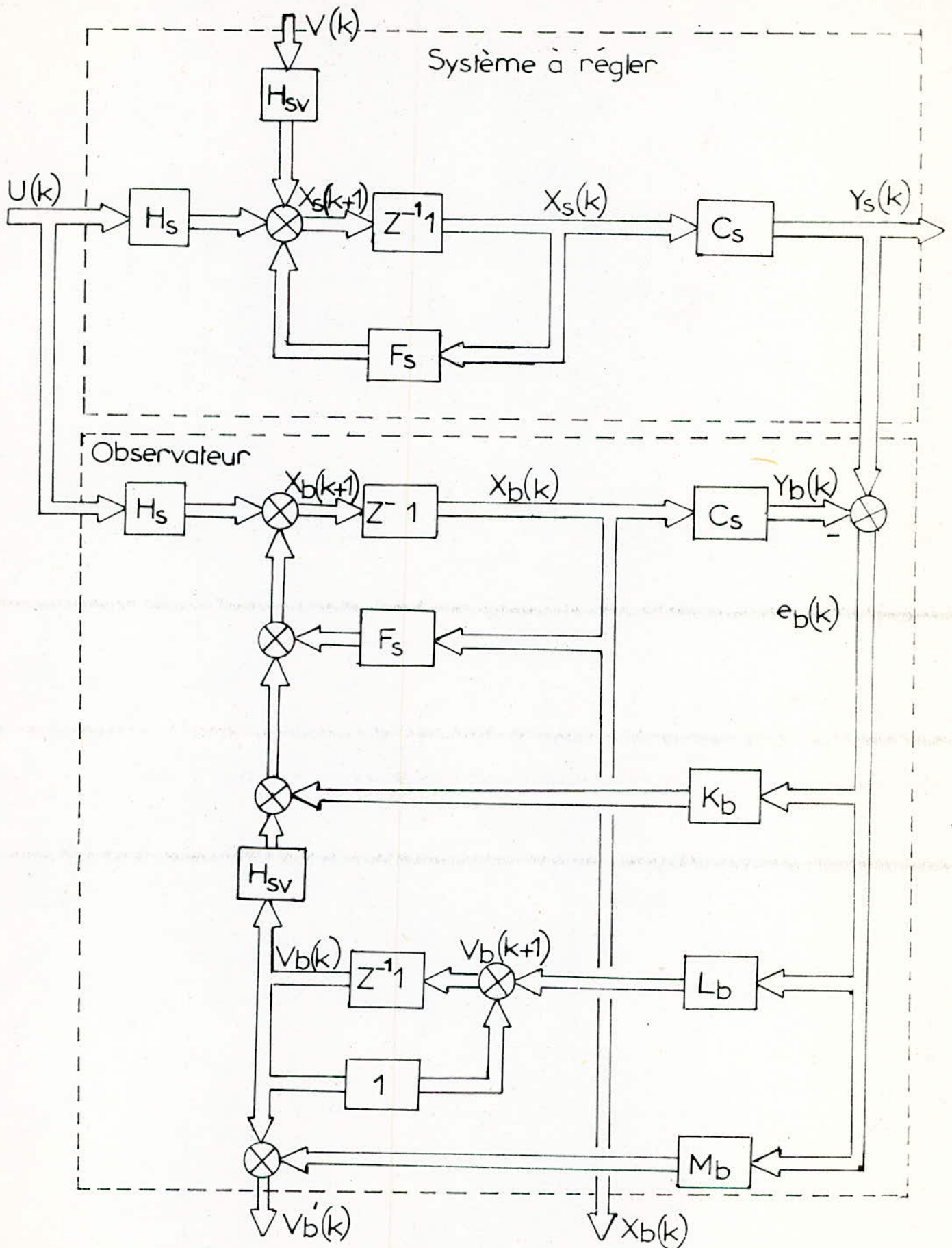


Figure 5-1 - Diagramme Structurel de l'observateur d'état et de Perturbation.



$$V_b'(k) = C_b \cdot X_b(k) \quad (5-5)$$

avec la matrice

$$C_b = \begin{bmatrix} M_b \cdot C_s & 1 \end{bmatrix} \quad (5-6)$$

de dimension  $(q, n_s + q)$ ,  $q$  étant le nombre de grandeurs de perturbation.

### V.3. Structure générale.

La structure générale du réglage d'état avec Observateur d'état et de perturbation est représentée schématiquement à la figure (5-2)

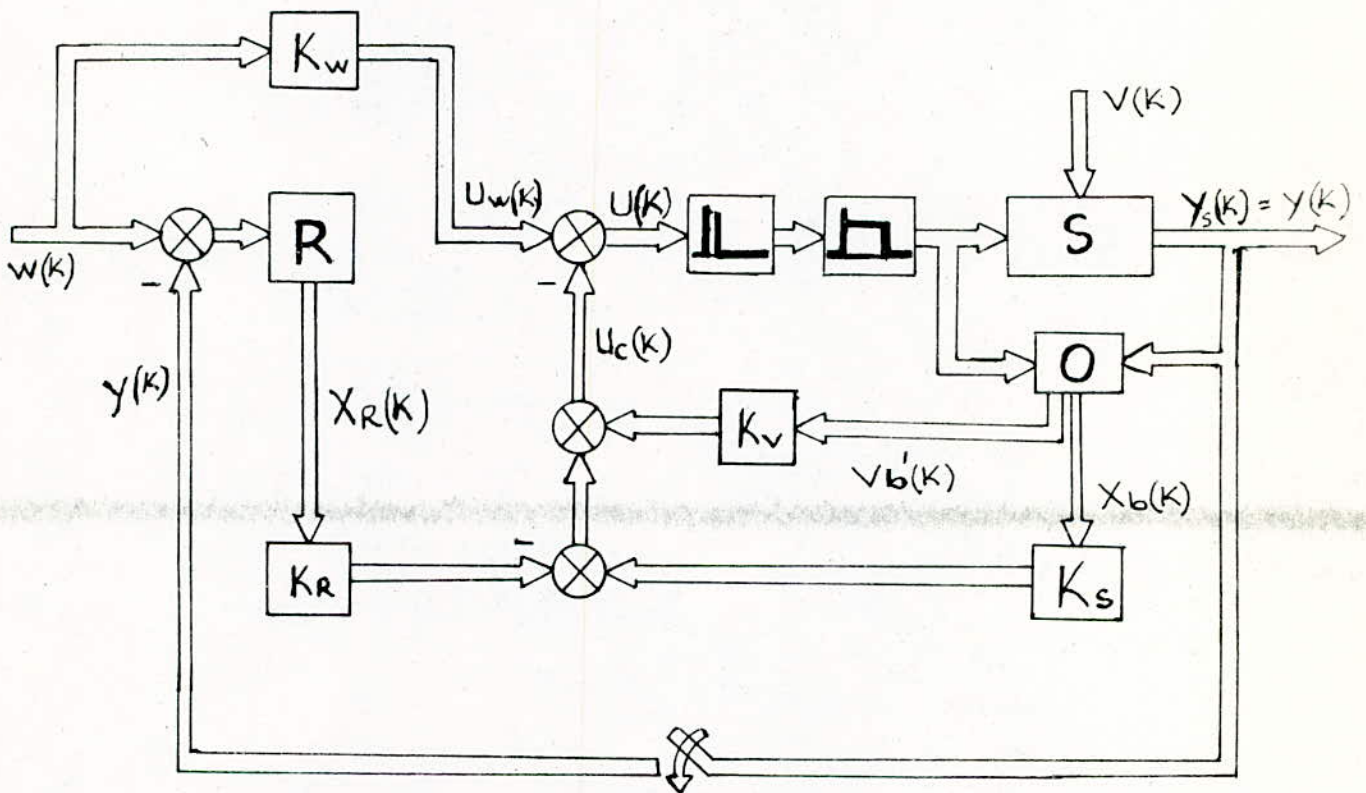


Figure 5-2 - Représentation schématique de la structure générale du réglage d'état avec Observateur d'état et de perturbation.

Le vecteur de commande  $u(k)$  et le vecteur de sortie  $y(k)$  interviennent sur l'observateur  $O$  qui fournit les deux vecteurs  $X_b(k)$  et  $V_b'(k)$ . Le vecteur d'état

$x_b(k)$  est utilisé pour le réglage d'état par l'intermédiaire du bloc contenant  $K_s$ . Par contre, le vecteur d'état  $v_b(k)$  intervient au travers du bloc contenant la matrice  $K_v$ . Le régulateur intégrateur  $R$  contribue à la contre-réaction d'état par l'intermédiaire du bloc contenant la matrice  $K_R$ . En plus, il y a l'intervention directe de la grandeur de consigne par l'intermédiaire de la matrice  $K_w$ .

### V.3.1. système d'équations.

Pour le système à régler on a :

$$X_s(k+1) = F_s \cdot X_s(k) + H_s \cdot U(k) + H_{sv} \cdot V(k) \quad (5-7)$$

$$Y(k) = y_s(k) = C_s \cdot X_s(k) \quad (5-8)$$

Le régulateur intégrateur est décrit par la relation

$$X_R(k+1) = -C_s \cdot X_s(k) + X_R(k) + W(k) \quad (5-9)$$

Pour la grandeur de commande, il existe l'équation

$$U(k) = -K_s \cdot X_b(k) + K_R \cdot X_R(k) + K_w \cdot W(k) - K_v \cdot v_b(k) \quad (5-10)$$

### V.3.2. Equation d'état du système complet.

Transformons la relation (5-10) en exprimant  $x_b(k)$  par  $x_s(k)$ ,  $\tilde{x}_b(k)$  et  $v_b(k)$  par la relation (5-4). On trouve :

$$U(k) = -K_s \cdot X_s(k) + K_R \cdot X_R(k) + (K_s - K_v \cdot M_b \cdot C_s) \cdot \tilde{x}_b(k) - K_v \cdot v_b(k) + K_w \cdot W(k) \quad (5-11)$$

Introduit dans (5-7), l'équation d'état du système à régler devient :

$$X_s(k+1) = (F_s - H_s \cdot K_s) \cdot X_s(k) + H_s \cdot K_R \cdot X_R(k) + H_s (K_s - K_v \cdot M_b \cdot C_s) \cdot \tilde{x}_b(k) - H_s \cdot K_v \cdot v_b(k) + H_s \cdot K_w \cdot W(k) + H_{sv} \cdot V(k) \quad (5-12)$$

Pour le système complet, on peut introduire le vecteur d'état suivant

$$X_c(k) = \begin{bmatrix} x_s(k) \\ x_R(k) \\ \tilde{x}_b(k) \\ v_b(k) \end{bmatrix}$$

de dimension  $n = 2n_s + m + q$ .

Les relations (5-12), (5-9), (5-3) et (5-2) peuvent alors être réunies dans une seule équation d'état de la forme :

$$X_c(k+1) = F_c \cdot X_c(k) + H_{cw} \cdot W(k) + H_{cv} \cdot V(k) \quad (5-13)$$

Avec les matrices juxtaposées :

$$F_c = \begin{bmatrix} F_s - H_s \cdot K_s & H_s \cdot K_R & H_s \cdot (K_s - K_v \cdot M_b \cdot C_s) & -H_s \cdot K_v \\ -C_s & 1 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & F_s - K_b \cdot C_s & -H_{sv} \\ 0 & 0 & L_b \cdot C_s & 1 \end{bmatrix} \quad (5-14)$$

$$H_{cw} = \begin{bmatrix} H_s \cdot K_w \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad H_{cv} = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \\ H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-15)$$

La matrice  $F_c$  est une matrice  $(n, n)$ , la matrice  $H_{cw}$  une matrice  $(n, m)$  et la matrice  $H_{cv}$  une matrice  $(n, q)$ . Pour le vecteur de sortie on obtient :

$$Y(k) = y_s(k) = C_c \cdot X_c(k) \quad (5-16)$$

avec  $C_c = [C_s \ 0 \ 0 \ 0]$  (5-17)

La matrice  $F_c$  peut être exprimée par :



$$F_G = \begin{bmatrix} F_G & H_{sb} \\ 0 & F_{bG} \end{bmatrix} \quad (5-18)$$

Avec  $F_G = \begin{bmatrix} F_s & 0 \\ -C_s & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} H_s \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [K_s \quad -K_R] = F - H \cdot K$  (5-19)

$$F_{bG} = \begin{bmatrix} F_s & -H_{sv} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_b \\ -L_b \end{bmatrix} \cdot [C_s \quad 0] = F_{bo} - K_{bo} \cdot C_{bo} \quad (5-20)$$

$$H_{sb} = \begin{bmatrix} H_s \cdot (K_s - K_v \cdot M_b \cdot C_s) & -H_s \cdot K_v \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-21)$$

Pour déterminer le comportement par rapport aux vecteurs de consigne et de perturbation, il est judicieux de décomposer le vecteur d'état  $x_c(k)$  en deux sous-vecteurs selon

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_s(k) \\ x_R(k) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad x_{bG}(k) = \begin{bmatrix} \tilde{x}_b(k) \\ v_b(k) \end{bmatrix}$$

Avec ce changement, on obtient d'une part:

$$x(k+1) = F_G \cdot x(k) + H_{sb} \cdot x_{bG}(k) + H_G w \cdot w(k) + H_G v \cdot v(k) \quad (5-22)$$

Avec

$$H_G w = \begin{bmatrix} H_s \cdot K_w \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad H_G v = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-23)$$

D'autre part, on obtient l'équation d'état suivant pour l'observateur.

$$x_{bG}(k+1) = F_{bG} \cdot x_{bG}(k) + H_{bG} \cdot v(k) \quad (5-24)$$

Avec  $H_{bG} = H_G v$  (5-25)

#### V.4. Réglage d'état du courant d'induit avec observateur.

##### V.4.1. Structure de réglage du courant.

La structure de réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation est représentée schématiquement à la figure (5-3). Il est constitué d'un échantillonneur à pulsation, d'un élément de maintien, d'un régulateur intégrateur monovariante, d'un observateur  $O$  et du système à régler.

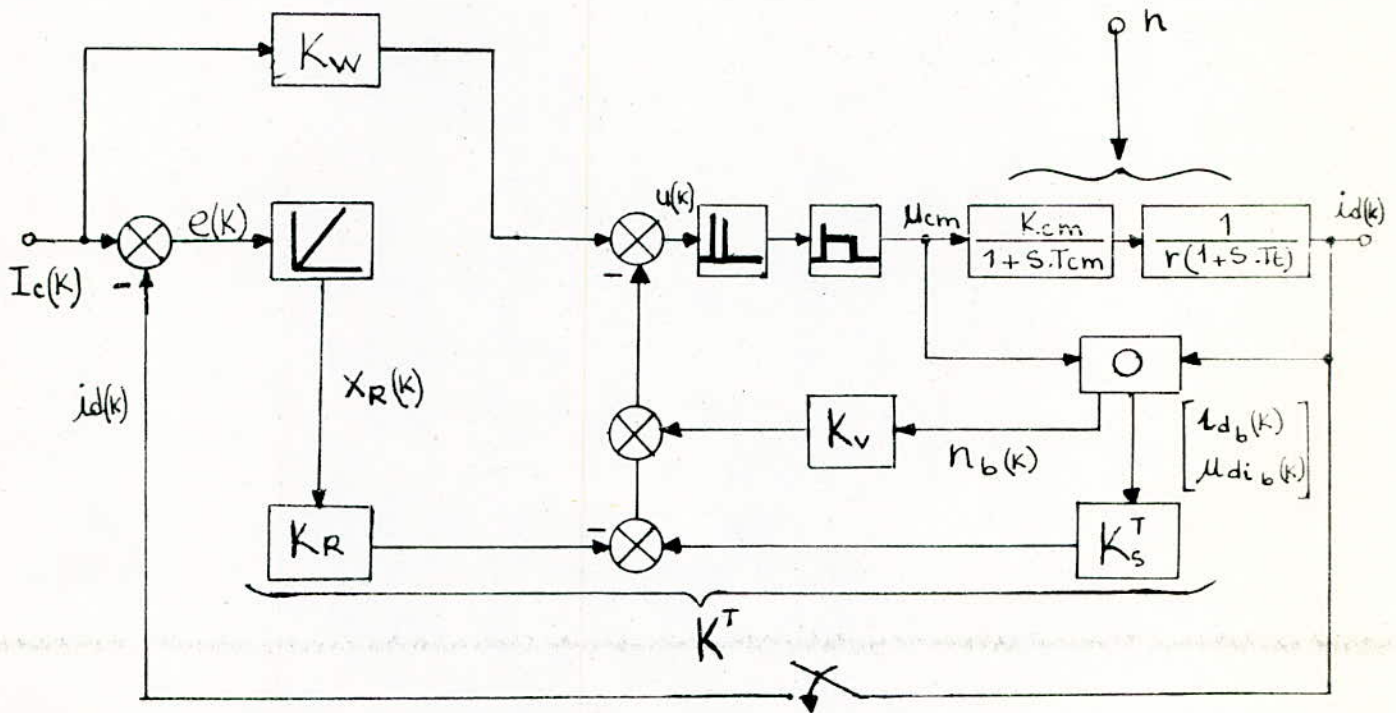


Figure 5-3. Structure générale du réglage du courant d'induit avec observateur d'état et de perturbation.

#### V.4.2. Equation d'état du système global fermé.

L'équation d'état du système global, sans observateur est donnée par:

$$X(k+1) = F_G \cdot X(k) + H_G w \cdot I_c(k) + H_G v \cdot n(k) \quad (5-26)$$

Après l'introduction de l'observateur d'état et de perturbation, l'équation d'état aux différences du système global fermé

devient:

$$X_c(k+1) = F_c \cdot X_c(k) + H_{cw} \cdot I_c(k) + H_{cv} \cdot n(k) \quad (5-27)$$

La matrice  $F_c$  et les vecteurs  $H_{cw}$  et  $H_{cv}$  sont donnés respectivement par les relations (5-18) et (5-15).

Pour le réglage d'état du courant d'induit étudié au chapitre 2, la matrice  $FG$ , donnée par la relation (5-19), s'écrit:

$$FG = \begin{bmatrix} 0,01693 & 0,0713 & .3063 \\ -1,6853 & 2,8628 \cdot 10^{-2} & .6655 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5-28)$$

La matrice de contre-réaction d'état pour le système à régler se réduit à un vecteur ligne avec les valeurs numériques:

$$K_s^T = [1,405 \quad -2,3585 \cdot 10^{-2}] \quad (5-29)$$

En ce qui concerne l'intervention directe de la consigne, on utilisera le cas traité au paragraphe 2-6. Quant au vecteur  $H_{Gw}$ , donné par (1-29), on a:

$$H_{Gw} = \begin{bmatrix} -0,540 \\ 1,173 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5-30)$$

Pour l'intervention directe de la grandeur de perturbation, on reprend le cas traité au paragraphe 2-6.

$$K_v = -0,8098 \quad (5-31)$$

Selon (5-23) on obtient, compte tenu de (2-23)

$$H_{Gv} = \begin{bmatrix} -0,5185 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-32)$$



Pour l'observateur d'état et de perturbation, la matrice  $F_{b0}$  et le vecteur  $C_{b0}^T$ , donnés par (5-20), prennent les valeurs numériques suivantes :

$$F_{b0} = \begin{bmatrix} .7590 & 5.8263 \cdot 10^{-2} & .5185 \\ 0 & 3.3546 \cdot 10^{-4} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, C_{b0}^T = [1 \ 0 \ 0] \quad (5-33)$$

Pour déterminer le vecteur  $K_{b0}$  de la contre-réaction globale de l'observateur d'état et de perturbation, on doit dans une première étape établir à partir de la matrice d'observabilité donnée par :

$$Q_{00} = \begin{bmatrix} C_{b0}^T \\ C_{b0}^T \cdot F_{b0} \\ \vdots \\ C_{b0}^T \cdot F_{b0}^{n_s+q+1} \end{bmatrix}$$

Avec  $n_s$  et  $q$  respectivement l'ordre du système à régler et le nombre de grandeurs de perturbation. Ensuite, on détermine les éléments du vecteur  $K_{b0}$  donné par la relation :

$$K_{b0} = \beta_0 \cdot e + \beta_1 \cdot F_{b0} \cdot e + \dots + F_{b0}^{n_s+q} \cdot e \quad (5-34)$$

où le vecteur  $e$  est déterminé par :

$$e = Q_{00}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

Lorsqu'on choisit un temps d'établissement fini pour le comportement dynamique de l'observateur caractérisé par les pôles  $z_i = 0$ , on doit introduire  $\beta_i = 0$  dans la relation (5-34). On obtient alors :

$$K_{b0} = \begin{bmatrix} 1.7593 \\ -6.4817 \cdot 10^{-10} \\ 1.9295 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Par contre, la grandeur liée à l'intégrateur formant la grandeur d'état observée est :

$$L_b = -1.9295 \quad (5.36)$$

Le comportement de l'observateur global est alors décrit par la matrice

$F_{bg}$  telle que :

$$F_{bg} = \begin{bmatrix} -1 & 5.8263 & .5185 \\ 6.482 \cdot 10^{-10} & 3.355 \cdot 10^{-4} & 0 \\ -1.93 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

et par le vecteur

$$H_{bg} = \begin{bmatrix} -.518 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

Avant de former la matrice  $H_{bg}$ , il est nécessaire de déterminer au préalable le scalaire  $M_b$  donné par la relation (5.6). Pour cela, on impose que le vecteur observé  $\hat{n}_b(k)$  prenne pour  $k=1$  la valeur  $\hat{n}_b(1)=1$ . Dans le cas la valeur de  $M_b$  est alors :

$$M_b = \frac{1}{\tilde{I}_{db}(1)} = -1.929 \quad (5.39)$$

où  $\tilde{I}_{db}(1)$  représente l'erreur d'observation du courant d'induit



à l'instant  $k=1$ .

Une fois  $M_b$  connu, on détermine selon (5-21) la matrice

$$H_{sb} = \begin{bmatrix} 0.776 & -1.305 \cdot 10^{-2} & 0 \\ 1.682 & -2.8293 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5-40)$$

Cette matrice donne la liaison entre l'observateur d'état et de perturbation et le réglage d'état.

#### V.4.3. Interprétation des résultats.

La relation (5-24) nous permet de calculer la réponse indicielle par rapport à une variation de la grandeur de perturbation influençant le système à régler. Le résultat obtenu est représenté à la figure (5-5). On voit que les éléments  $\tilde{i}_d(k)$  et  $\tilde{u}_d(k)$  s'annulent après deux périodes d'échantillonnage soit 40ms. L'observation des grandeurs d'état est donc correcte. Pour la grandeur de perturbation observée  $n_b(k)$ , on voit qu'elle réagit dès la première période.

La figure (5-6) représente l'influence de la grandeur de consigne  $i_c(k)$ . L'allure qu'on obtient est pratiquement la même que dans le cas du réglage d'état sans observateur. Cela veut dire que l'observateur n'a aucune influence sur le comportement du système à régler.

A l'aide des équations (5-22) et (5-24), on a calculé la réponse indicielle du vecteur d'état  $x^T(k) = [i_d(k) \quad u_d(k) \quad x_R(k)]$  lors d'une variation de la grandeur de perturbation. La figure (5-7)



montre le résultat. L'allure qu'on obtient en particulier la grandeur de sortie  $I_d(k)$ , est pratiquement la même que celle obtenue dans le cas sans observateur. Dans le cas présent, l'observateur d'état et de perturbation nécessite une période d'échantillonnage pour détecter l'apparition d'une variation de la grandeur de perturbation. C'est donc uniquement à  $k=1$  que l'intervention directe de la grandeur de perturbation peut intervenir sur le réglage d'état. Le dépassement maximum de la grandeur du courant est de 20%.

On a aussi traité le cas sans intervention directe de la grandeur de perturbation. L'allure obtenue est représentée à la figure (5.8). On voit que le dépassement maximum de la grandeur  $I_d(k)$  est maintenant environ 5,5%. Par contre, le dépassement dans le sens négatif est très important soit 80%. Ceci est dû au fait que dans ce deuxième cas la grandeur  $x_2(k)$  du régulateur intégrateur prend une valeur finie en régime établi et impose une petite variation de  $I_d(k)$  dans le sens positif.

## V.5. Réglage d'état avec observateur de la vitesse de rotation.

### V.5.1. Structure de réglage de la vitesse.

La structure de réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation est représentée schématiquement à la figure (5.4).

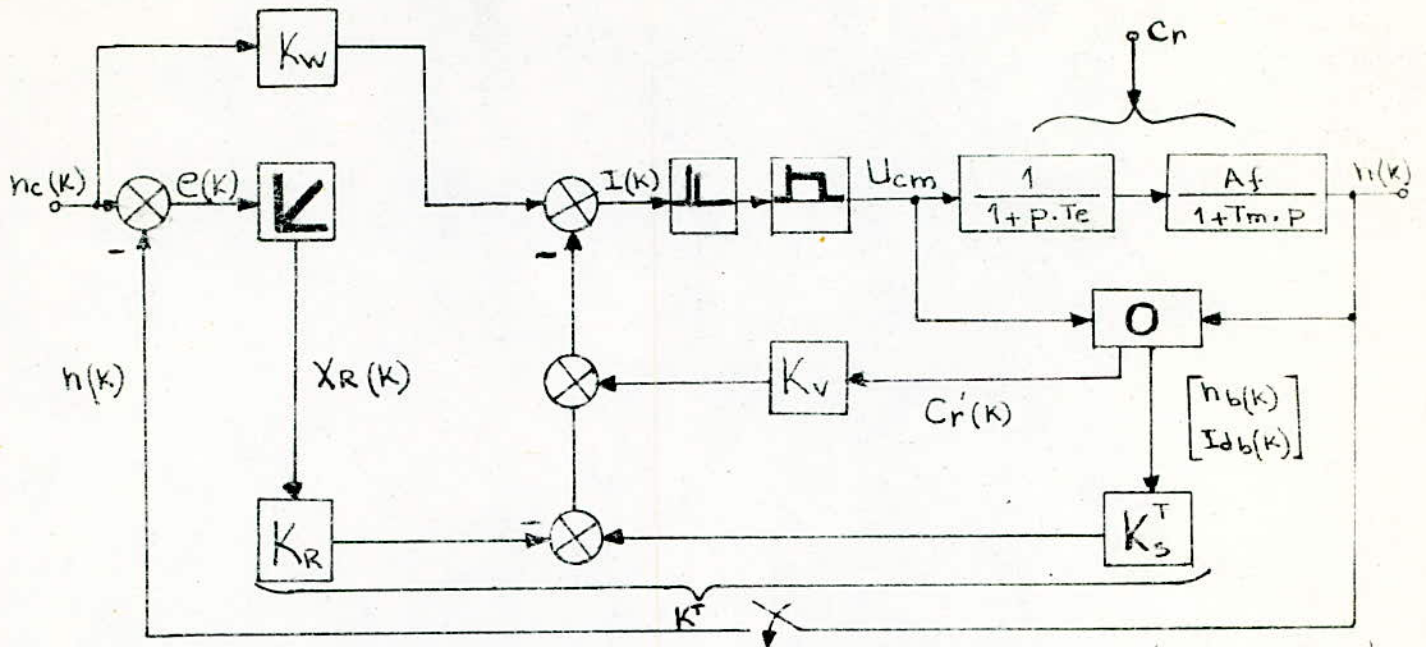


Figure 5-4 - Structure du réglage de la vitesse de rotation avec observateur d'état et de perturbation.

V.5.2. Equation d'état du système global fermé avec observateur.

L'équation d'état aux différences du système global fermé est de la forme :

$$X_c(k+1) = F_c \cdot X_c(k) + H_{cW} \cdot n_c(k) + H_{cV} \cdot Cr(k) \quad (5-41)$$

avec  $X_c^T(k) = [X_s(k) \quad X_R(k) \quad \tilde{X}_b(k) \quad Cr(k)]$

La matrice  $F_c$  et les vecteurs  $H_{cW}$  et  $H_{cV}$  sont respectivement donnés par les relations (5-18), (5-15) -

Pour la détermination des matrices et vecteurs intervenant dans le réglage d'état avec observateur, on procède de la même façon que dans le cas du réglage du courant.

V.5.3. Interprétation des résultats.

Afin de montrer qu'il est possible d'introduire un observateur



dans le réglage d'état de la vitesse de rotation, on reprend la même étude qui a été faite pour le réglage d'état avec observateur du courant.

Ainsi la figure (5-9) représente la réponse indicielle de l'observateur d'état et de perturbation par rapport à une variation de la grandeur de perturbation influençant le système. On voit que dans le cas aussi l'observation des grandeurs  $n(k)$  et  $id(k)$  est correcte à partir de la troisième période d'échantillonnage.

La figure (5-10) montre l'allure de la réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne. Elle est pratiquement la même que celle qui a été obtenue dans le cas sans observateur. Cela veut dire que dans le cas aussi l'observateur n'influe pas sur le comportement du système à régler.

Les figures (5-11) et (5-12) représentent respectivement la réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation avec intervention directe de la grandeur de perturbation et sans intervention directe de cette dernière.

Pratiquement on obtient les mêmes remarques que dans le cas du réglage d'état avec observateur du courant. En particulier, le dépassement maximum pour le cas avec intervention directe de la grandeur de perturbation est environ 1,36% et de 23,7% dans l'autre cas.



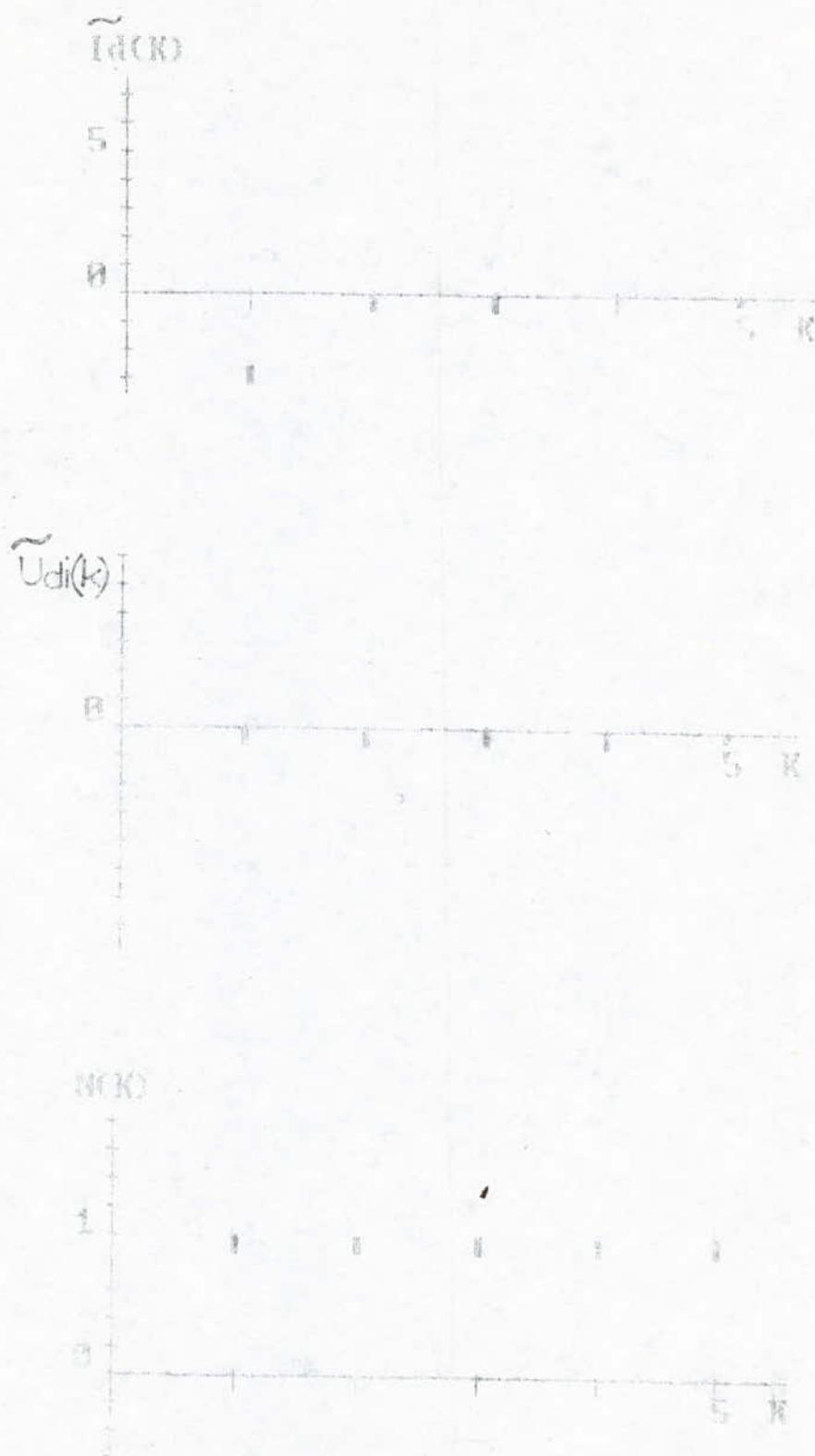


Figure 5.5. Réponse impulsionnelle de l'observateur d'état et de perturbation

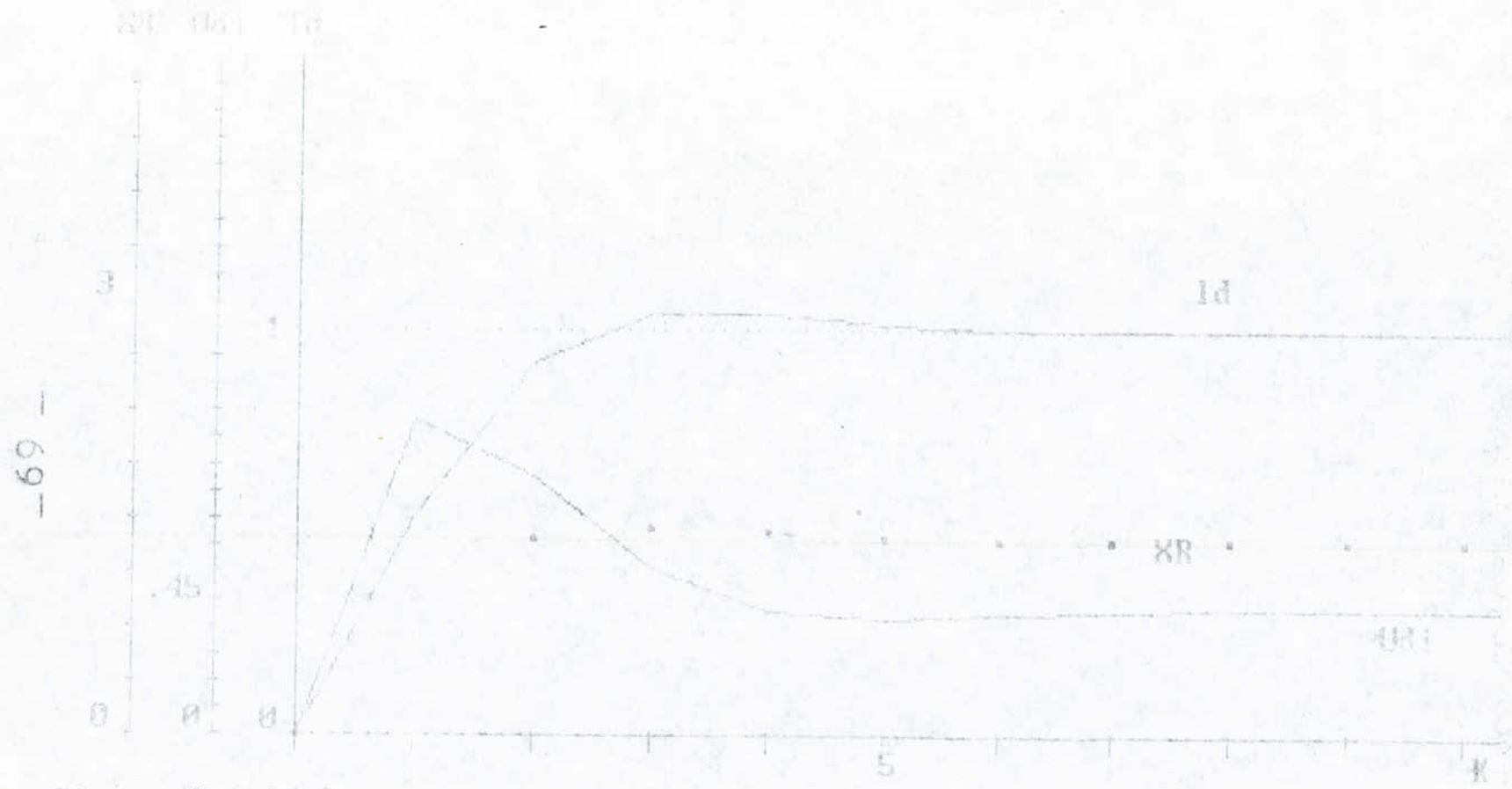


Figure-5.6 - Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne.

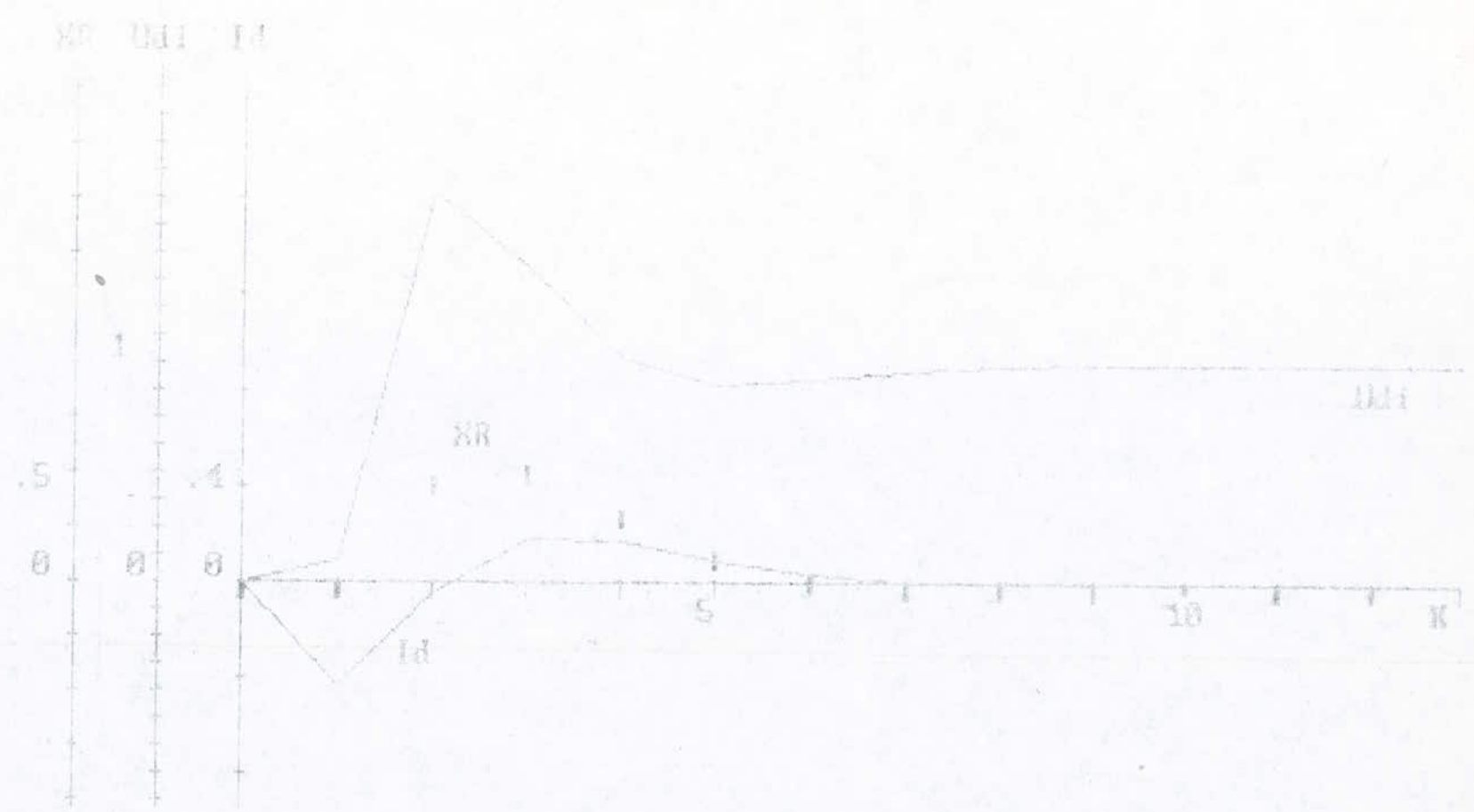


Figure 5.7. réponse indicielle du réglage d'état avec observateur au rapport 5.6. à une variation de la grandeur de perturbation.



71

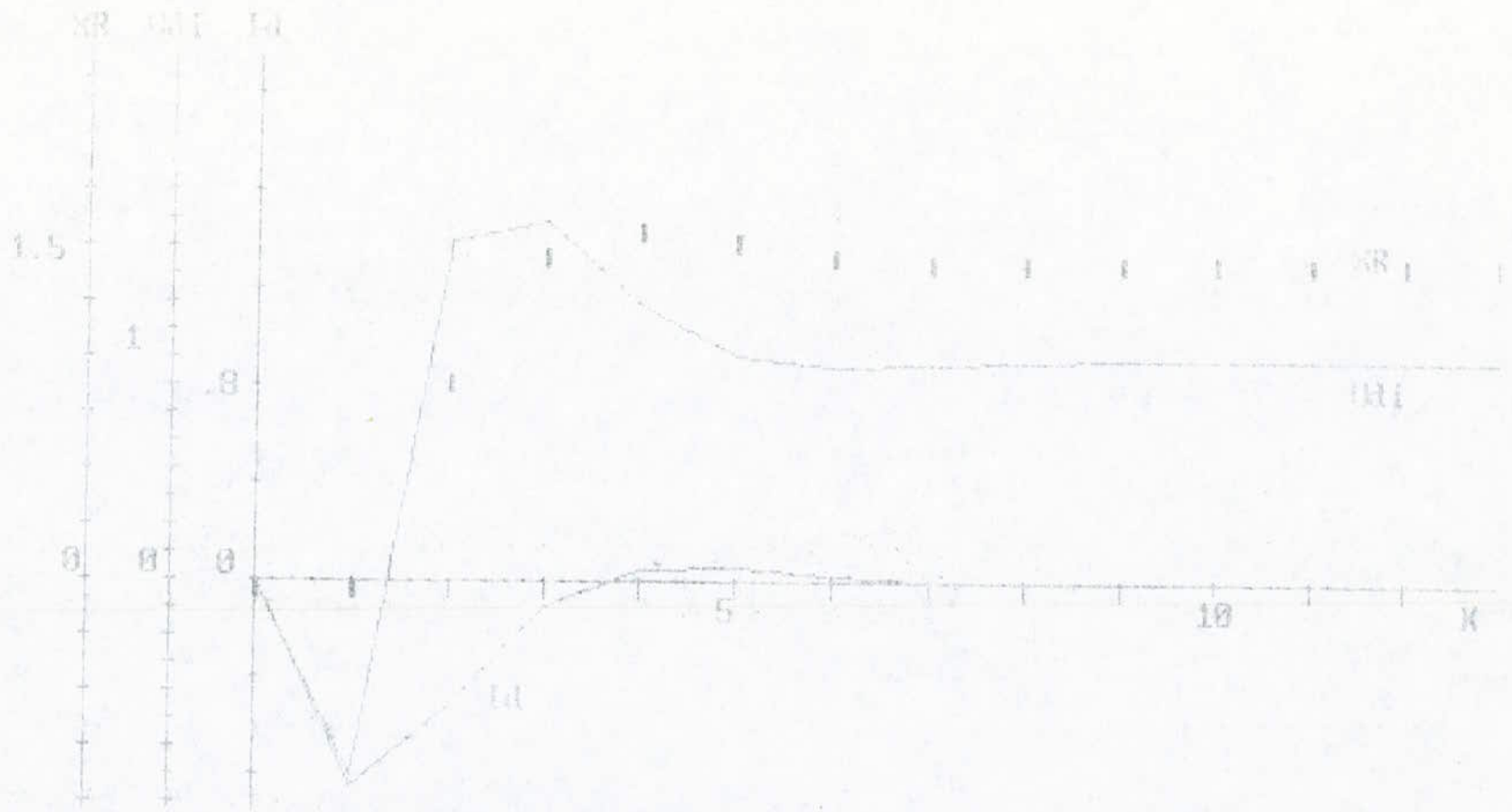


Figure.5.8 réglage d'état avec observateur sans intervention directe de la grandeur de perturbation

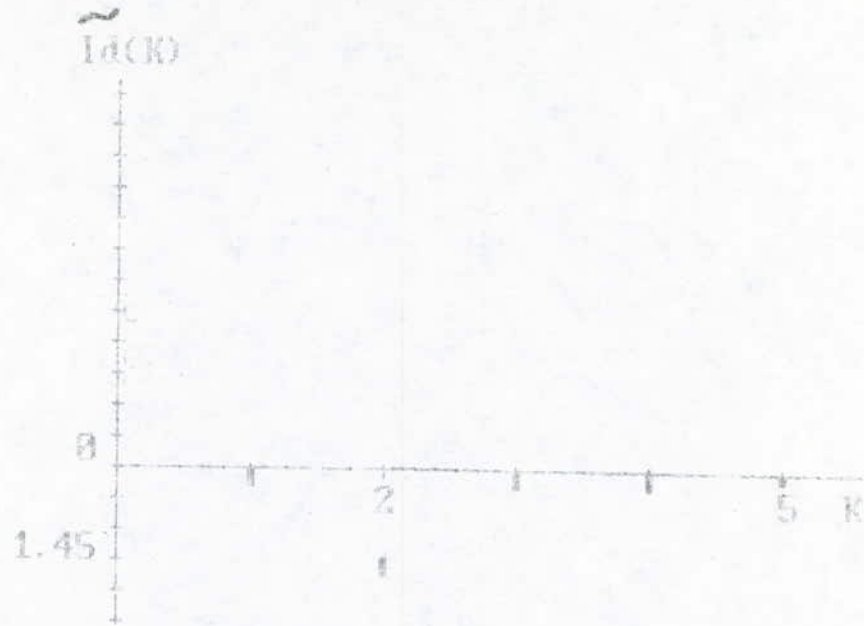


Figure.5.9 - Réponse indicielle de l'observateur d'état et de perturbation

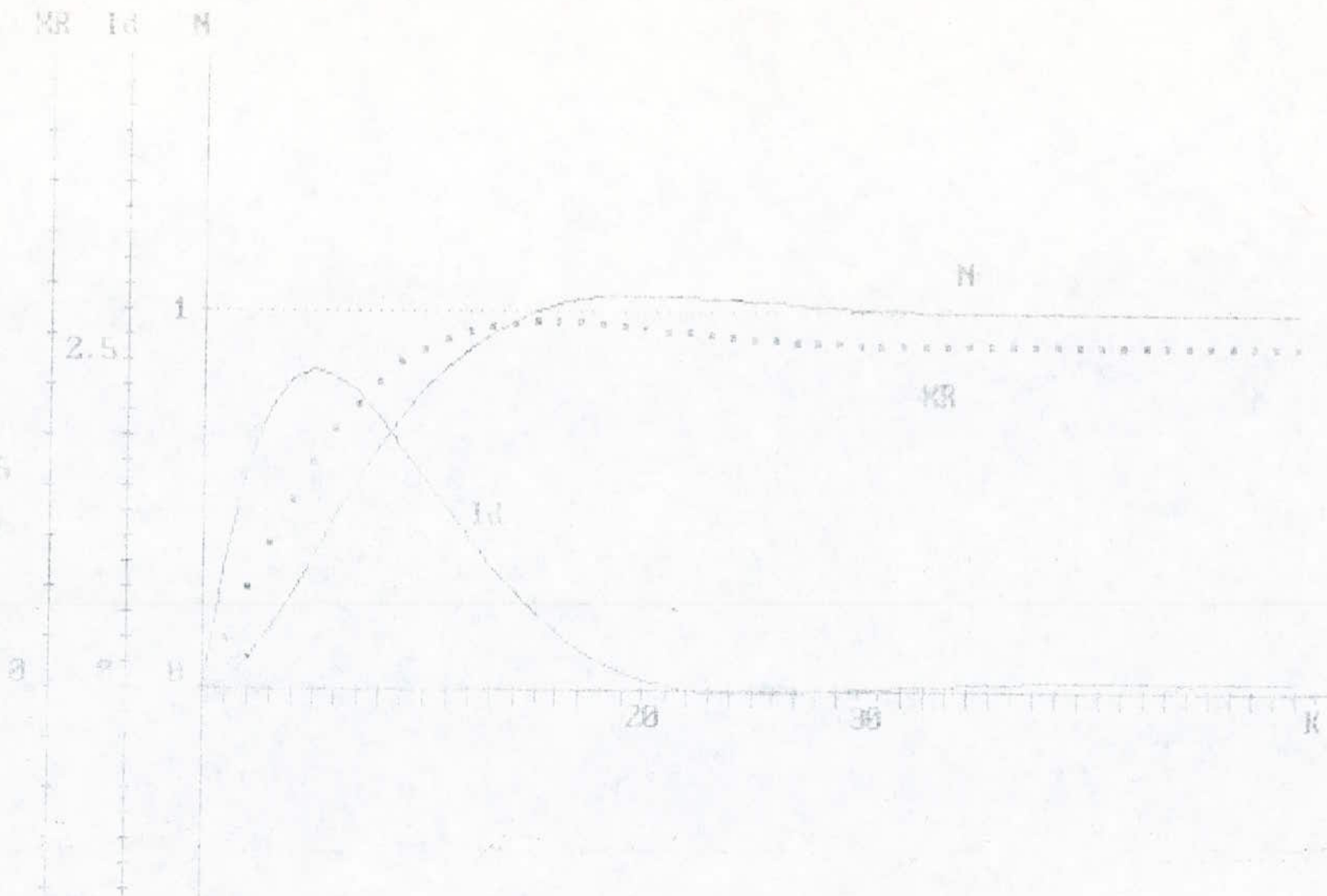


Figure 4.4 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne.



-74-

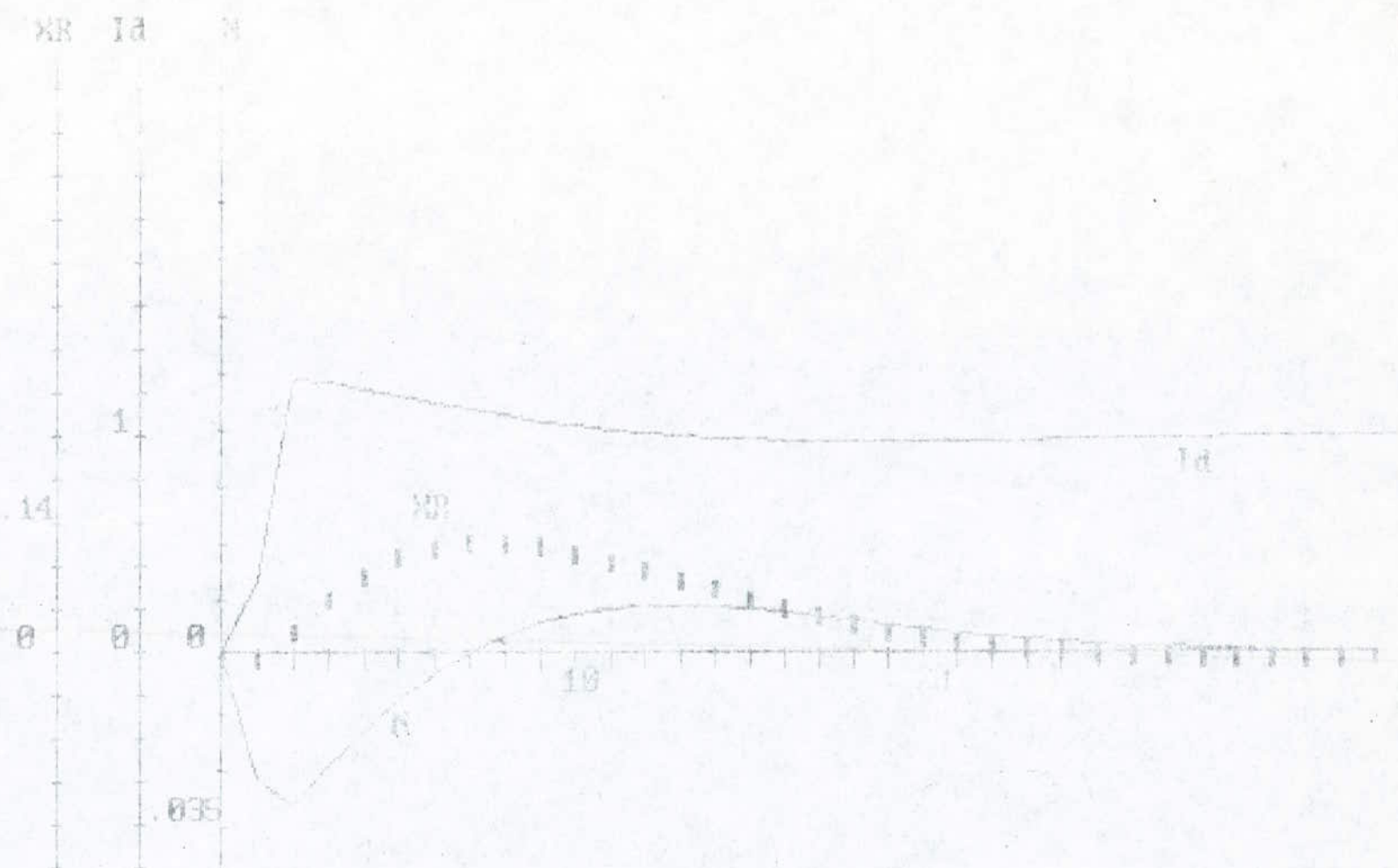


Figure 5-11- réponse indicielle du réglage d'état avec observateur par rapport à une variation de la grandeur de perturbation.

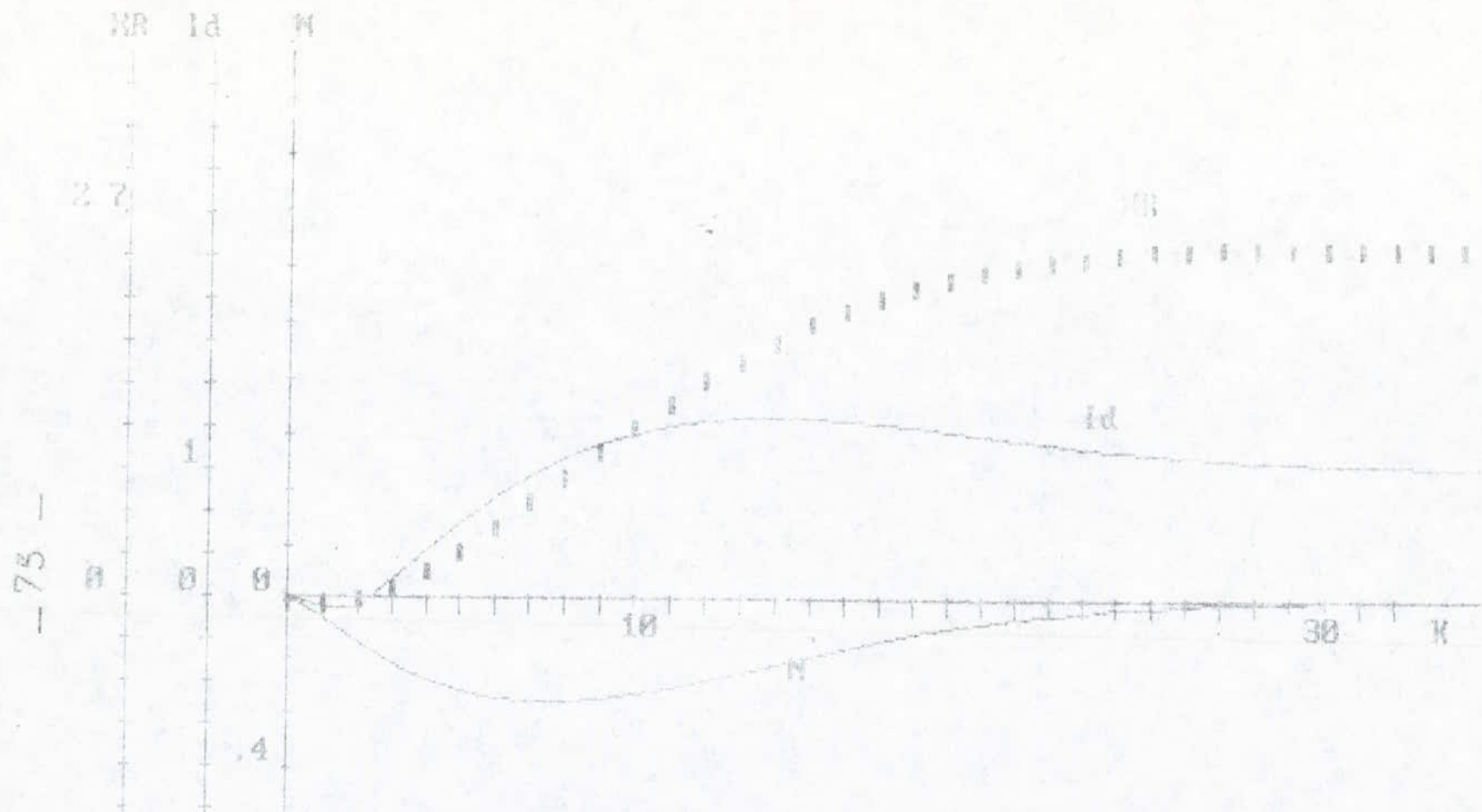


Figure 5.12 - réglage d'état avec observateur sans intervention directe de la grandeur de perturbation.

# **CHAPITRE 6**

**SIMULATION NUMERIQUE DE LA COMMANDE**



## VI.1. Introduction.

Il est intéressant d'effectuer une simulation numérique du système commandé. Ceci permet en effet d'estimer les conditions de démarrage du groupe et de voir les performances du régulateur choisi, soit en régime de fonctionnement normal, soit à la suite d'une perturbation quelconque intervenant sur le système en régime établi.

## VI.2. Simulation du réglage d'état du moteur.

La figure (6-1) illustre le schéma bloc du réglage en cascade du moteur. Le schéma bloc nous permet de déterminer les deux paramètres intervenant dans le réglage d'état en utilisant la grandeur de commande donnée par les relations (1-12) à (1-15). En effet on trouve:

$$I_c = K_{wn} \cdot N_c - K_{vn} \cdot C_r - K_{sn1} \cdot n - K_{sh2} \cdot I_d + K_{rn} \cdot X_R \quad (6-1)$$

$$U_{em} = K_{wi} \cdot I_c - K_{vi} \cdot n - K_{si1} \cdot I_d - K_{si2} \cdot U_{di} + K_{ri} \cdot X_R \quad (6-2)$$

Pour la simulation de l'ensemble hacheur-moteur nous avons résolu le système d'équations différentielles décrivant le fonctionnement du système en fonction du temps en faisant appel à la méthode de Runge Kutta du quatrième ordre.

L'organigramme du programme établi est donné en annexe.

## VI.3. Simulation du réglage d'état partiel du moteur.

Dans le cas seul la grandeur de consigne reste inchangée. Par contre, la grandeur de commande sera:

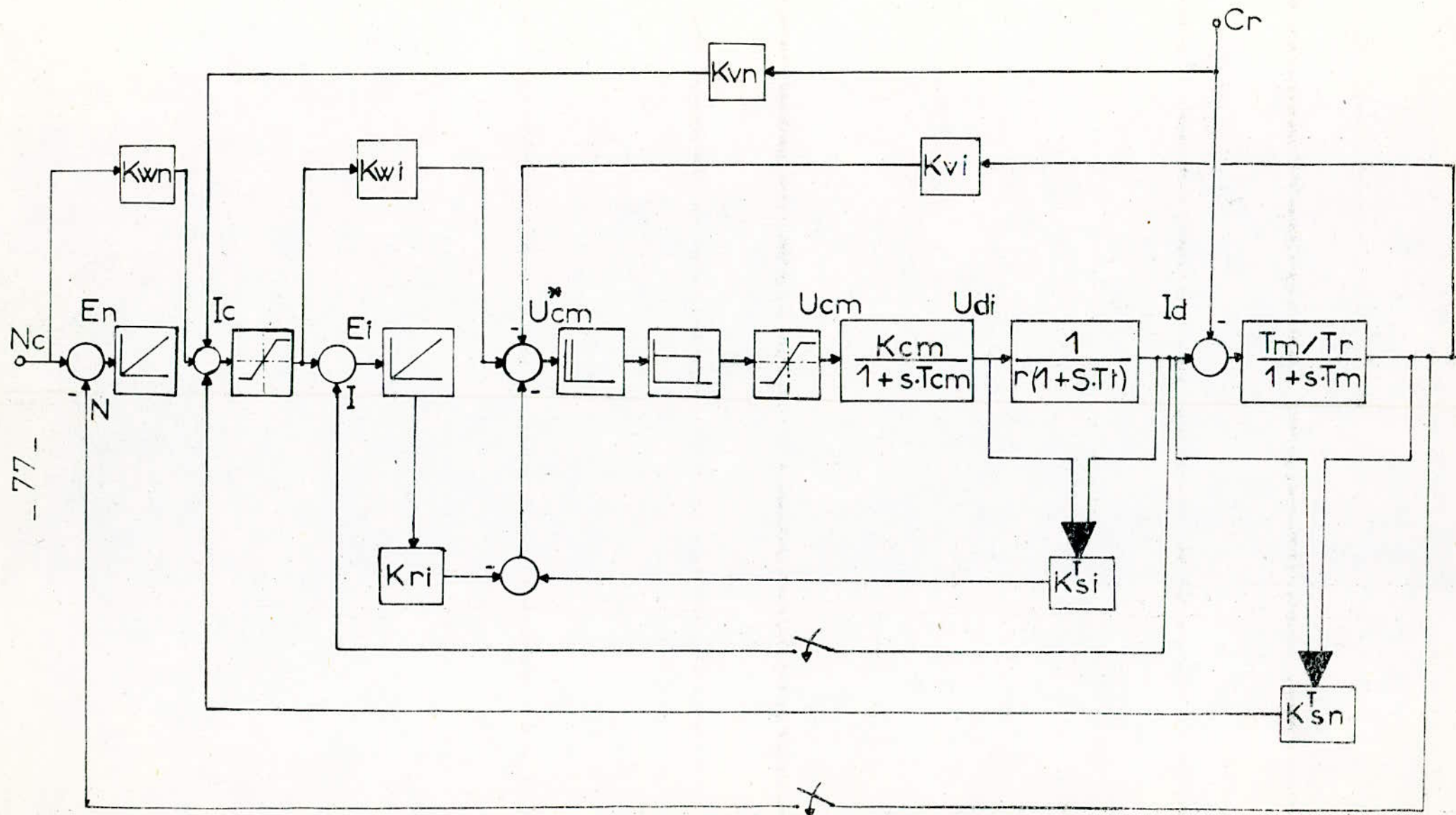


Figure.6.1\_ Schéma bloc du réglage en cascade.



$$U_{cm} = K_{wi} \cdot I_c - K_{vi} n - K_{si1} \cdot I_d + K_R \cdot X_R. \quad (6-3)$$

#### VI.4 - Simulation du réglage d'état avec observateur.

Comme les grandeurs de courant et de la vitesse sont accessibles à la mesure, il est préférable d'observer uniquement la tension d'induit du moteur.

L'algorithme d'observation est donné par la relation (5-1). On trouve:

$$U_{di}(k+1) = F_b(2,1) \cdot I_d(k) + F_b(2,2) \cdot U_{di}(k) + H_{sv}(2) \cdot v_b(k) + H_s(2) \cdot U(k) + K_b(2) \cdot I_d(k) \quad (6-4)$$

Avec  $v_b(k) = n(k)$

$$F_b = F_s - K_b \cdot C_s$$

$K_b$  étant le vecteur introduit dans la relation (5-20).

L'organigramme de simulation élaboré pour le retour total reste valable dans le cas du réglage d'état avec observateur.

#### VI.5. Résultats de simulation.

- Démarrage du moteur sans régulation.

La figure (6-1) montre le démarrage du moteur à vide avec un échelon de tension et apparition d'une perturbation en régime établi. La vitesse de rotation présente un temps de réponse de 0,6 s. Le courant moyen de démarrage est de 1,5 u.r. Après 0,72 s la vitesse de rotation atteint son régime établi, et le courant s'adapte à la valeur de charge utilisée. Pour des raisons de stabilité, l'augmentation de la charge de 30% à l'instant  $t=1s$



entraîne une chute de la vitesse de rotation sans qu'il y ait retour à la valeur initiale, le courant s'adapte automatiquement à la nouvelle valeur de la charge.

La figure (6-2) donne le démarrage du moteur avec une charge de 40% et l'influence d'une perturbation en régime établi. Dans ce cas de fonctionnement le courant de démarrage atteint la valeur 1,7 u.r. La vitesse de rotation se stabilise à 1200 tr/mn.

Une augmentation de la charge de 20% à l'instant  $t=1s$  entraîne une chute de la vitesse de rotation sans qu'il y ait retour à la valeur initiale, le courant augmente et se stabilise à une valeur compatible avec la nouvelle puissance absorbée par le moteur, comme ceci est classique pour une machine fonctionnant sans régulation.

#### • Simulation du moteur: retour total.

La figure (6-3) représente le démarrage du moteur à vide avec une vitesse de consigne de 0,5 u.r. Dans le régime de fonctionnement, la vitesse de rotation présente un dépassement de 3% avec un temps de réponse de 0,3s. Le courant de démarrage se limite à 1,3 u.r. L'augmentation de la charge de 70% à l'instant  $t=1,4s$  entraîne une chute de la vitesse de rotation qui réatteindra de nouveau la vitesse de consigne après environ 0,4s.

Le démarrage du moteur avec une charge de 20% est représenté à la figure (6-4). On constate qu'après le régime de montée, la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de la vitesse de référence soit 1500 tr/mn. Pour le courant moyen, on constate que ce dernier bute sur sa valeur limitée (soit 1,2 u.r.) durant tout le régime de démarrage où le courant est très important.

Une fois atteinte une vitesse autour de la consigne, le courant s'adapte à la valeur de la charge utilisée ce qui est normal. L'augmentation de la charge à l'instant  $t = 1,4s$  entraîne une légère diminution de la vitesse de rotation qui réatteindra de nouveau la vitesse de consigne après environ  $0,4s$ . Le courant moyen s'adapte aussi automatiquement à la nouvelle charge utilisée. (figure 6.2)

Remarque: Lors de l'introduction de perturbations en régime établi, on a constaté que plus la charge est faible plus la diminution de la vitesse de rotation est faible.

La figure (6.5) montre le démarrage du moteur à vide. Avec ce régime de fonctionnement, la vitesse présente un dépassement de 3% et se stabilise à la vitesse de consigne. A l'instant  $t = 1s$ , la vitesse de rotation fait un saut de  $0,2 u.r$  à la suite du changement brusque de la vitesse de référence.

- Simulation du moteur: retour partiel.

Les figures (6-6) à (6-8) représentent respectivement les démarrages du moteur à vide, en charge et l'influence d'un changement de vitesse de référence en régime établi. En analysant ces figures, on constate que les performances du comportement du moteur sont pratiquement les mêmes que dans le cas du retour total.

- Simulation du moteur: réglage d'état avec observateur.

Les résultats correspondants sont présentés sur les figures (6-9) pour



le démarrage du moteur à vide, et (6-10) pour le démarrage du moteur en charge.

Dans ce cas aussi, les performances dynamiques obtenues sont pratiquement les mêmes que dans le cas du retour total.

• Conclusion.

Ces simulations effectuées montrent que l'analyse de la commande par la méthode des variables d'état donne de bons résultats dans l'étude des systèmes associés (machines tournantes + électronique de puissance).



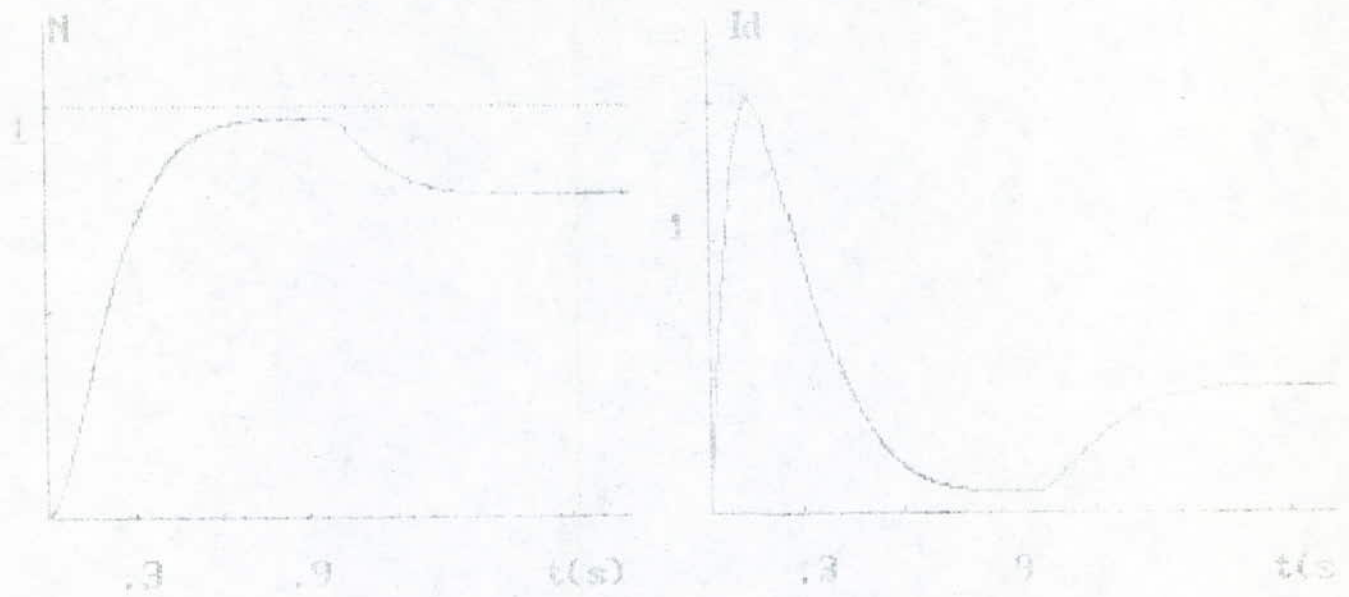


Figure 6-1 Démarrage du moteur à vide et apparition d'une perturbation en régime établi (Cr. 3) \*\* sans régulation \*\*

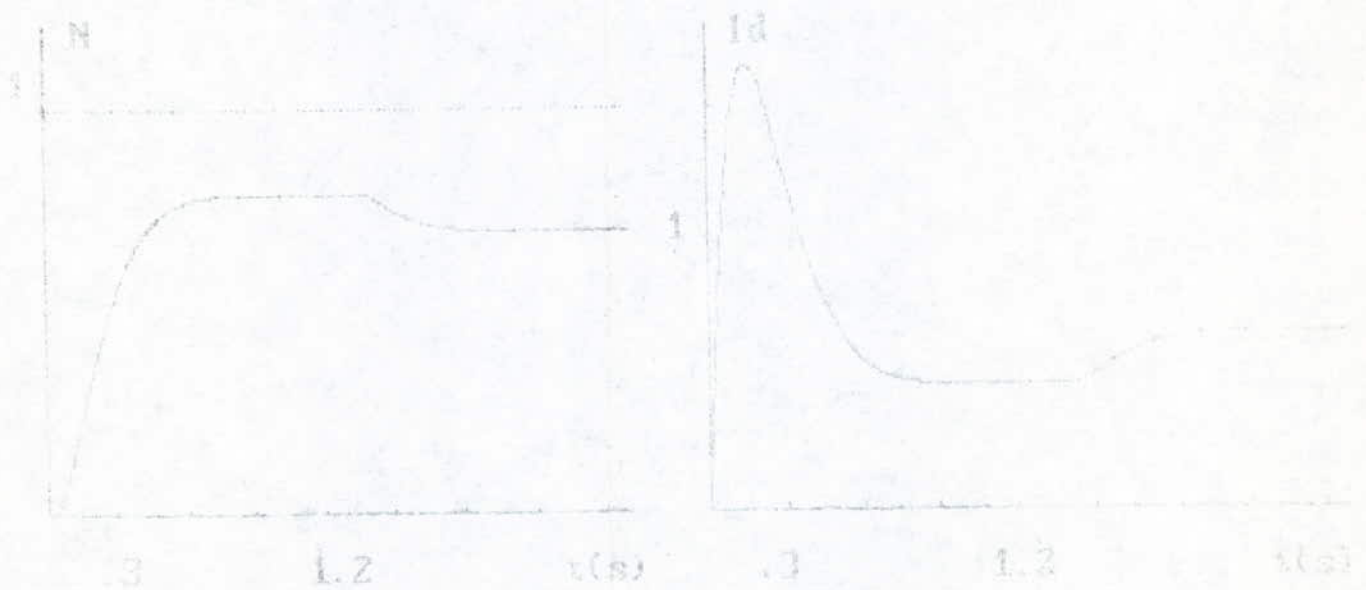


Figure 6-2 Démarrage du moteur en charge (Cr. 4) et influence d'une perturbation en régime établi (Cr. 5) \*\* sans régulation \*\*

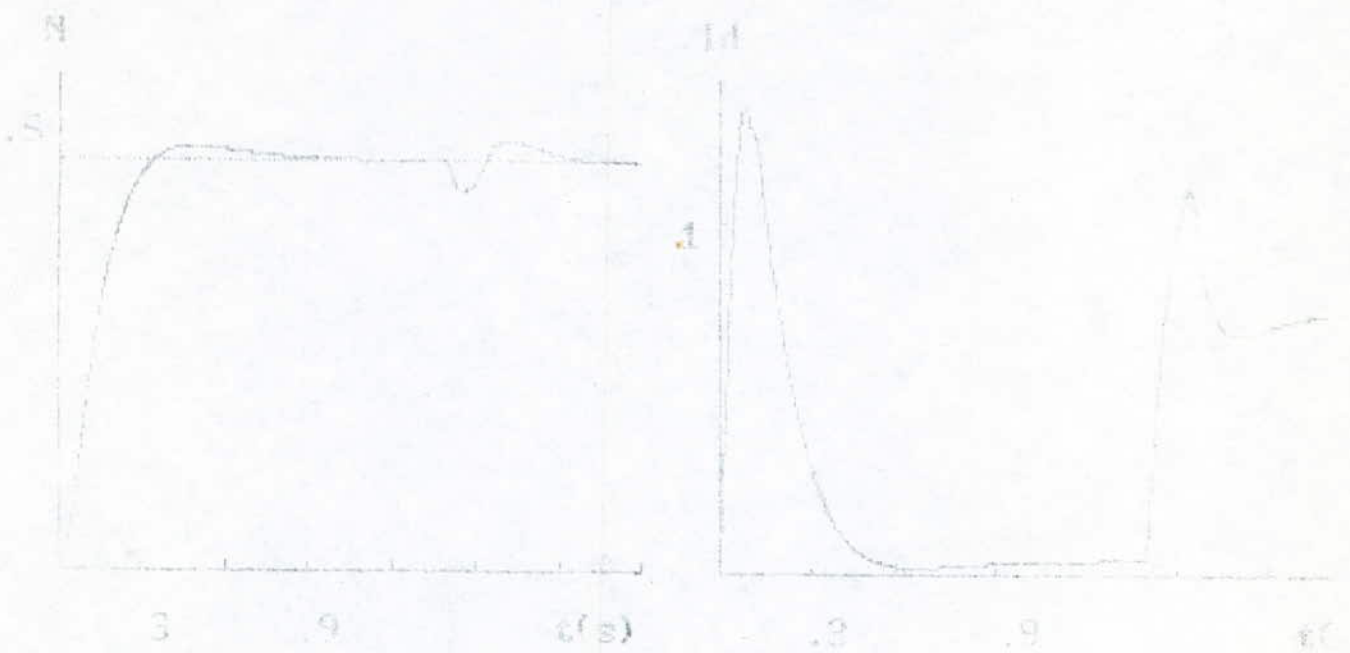


Figure 6.3 - Démarrage du moteur à vide avec  $n=5$  et apparition d'une perturbation ( $C_r=7$ ) en régime établi.  
\* réglage d'état total \*

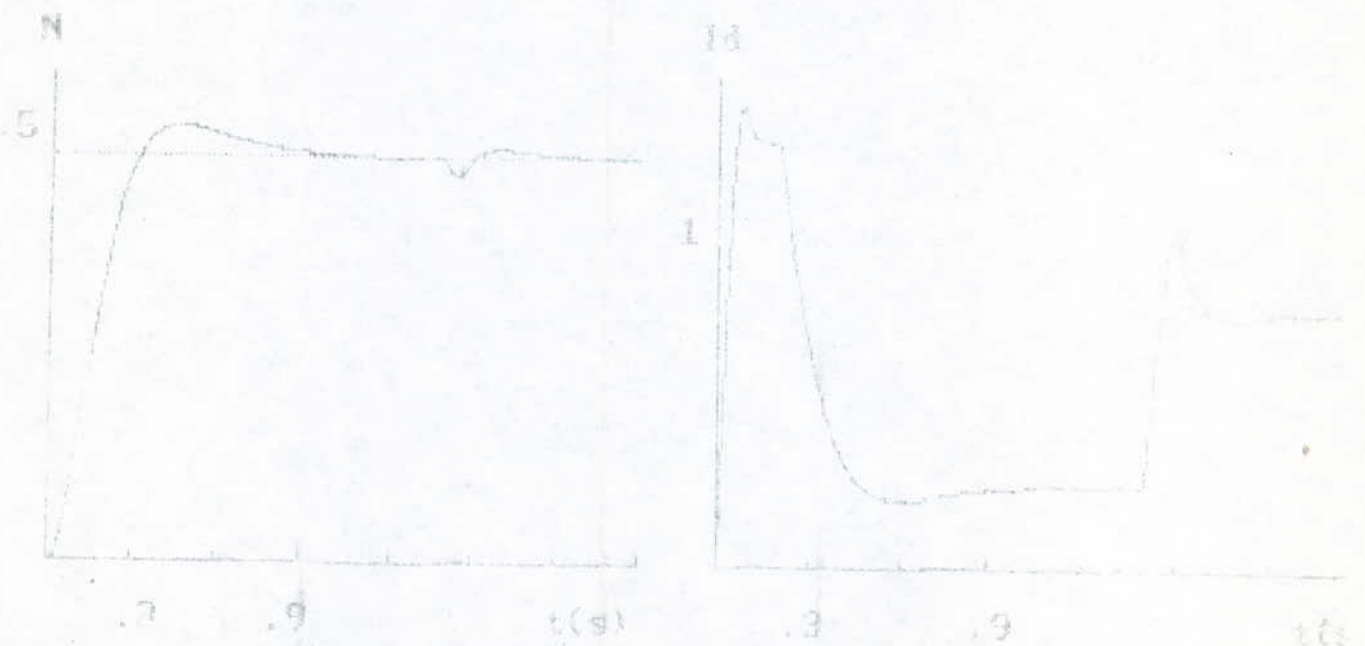


Figure 6.4 - Démarrage du moteur en charge ( $C_r=2$ ) avec  $n=5$  et apparition d'une perturbation en régime établi.  
\* Réglage d'état total \*

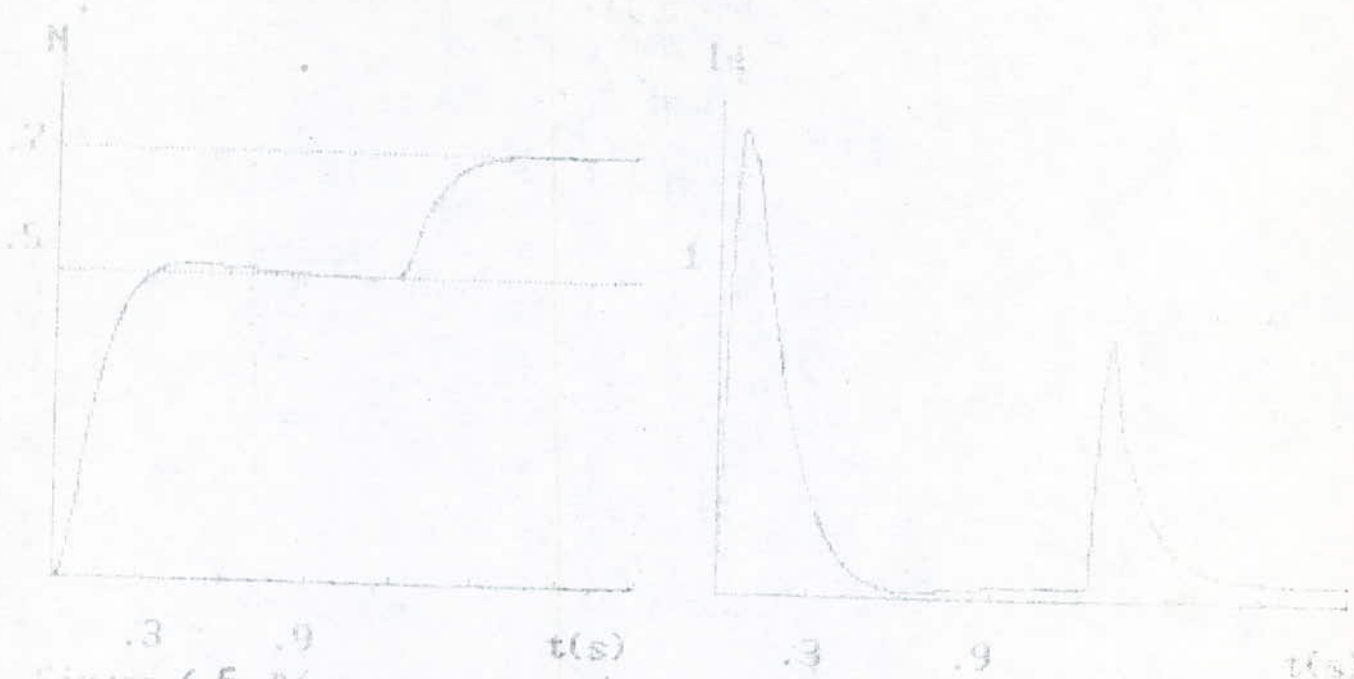


Figure 6.5 - Démarrage du moteur à vide avec  $N_c=5$  et changement de consigne ( $N_c=7$ ) en régime établi.  
\* Réglage d'état total \*

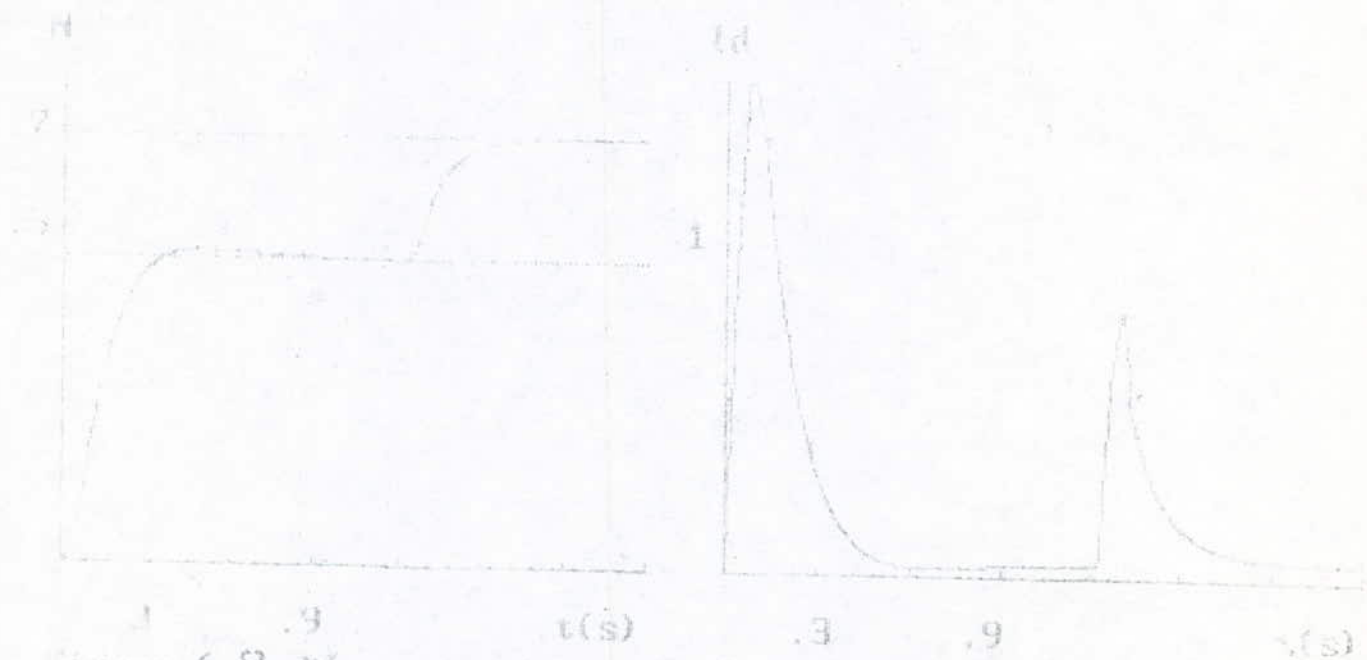


Figure 6.8 - Démarrage du moteur à vide avec  $N_c=5$  et changement de consigne ( $N_c=7$ ) en régime établi.  
\* Réglage d'état partiel \*



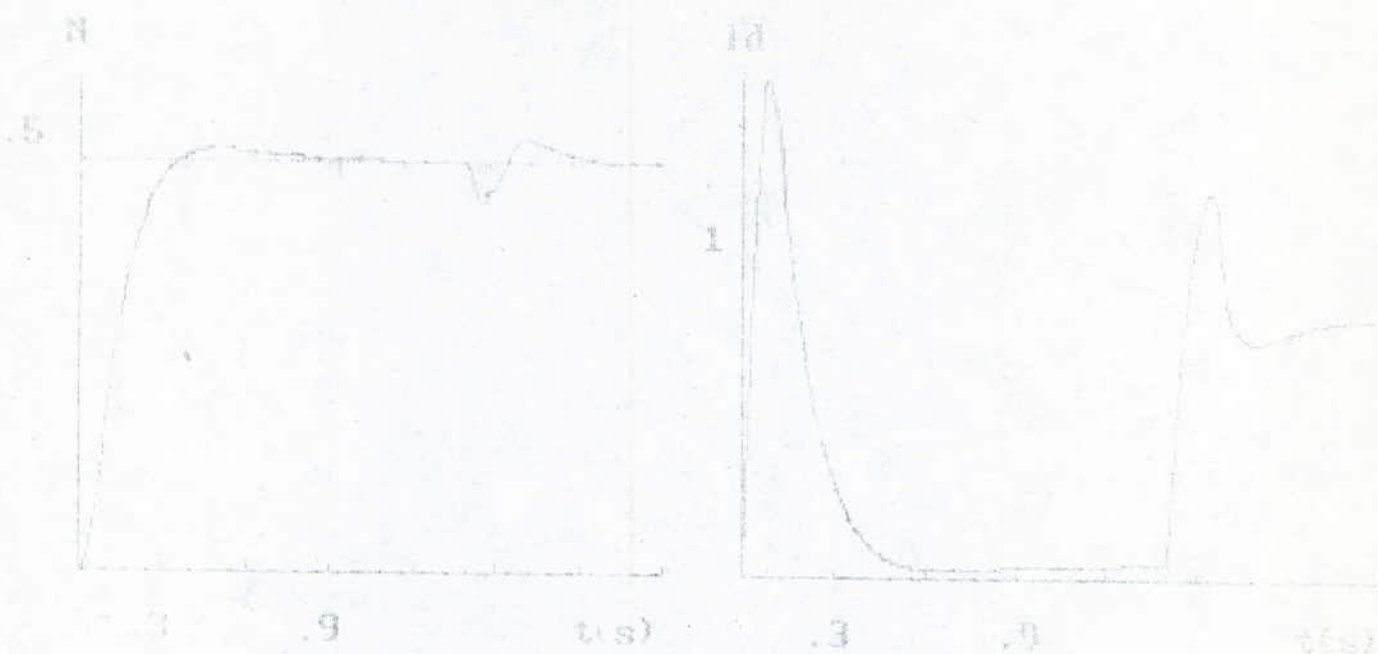


Figure 6.6. Démarrage du moteur à vide avec  $N_c = 0.5$  et apparition d'une perturbation ( $Cr = 0.7$ ) en Régime établi.  
\* Réglage d'état partiel \*

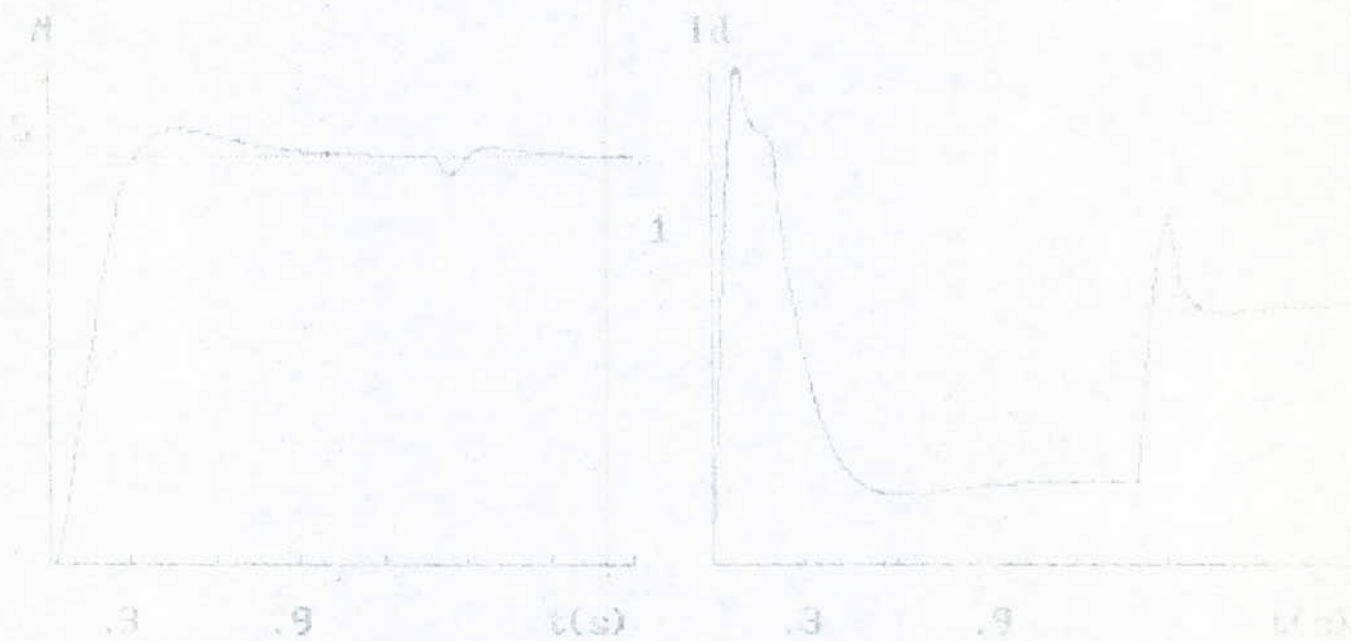


Figure 6.7. Démarrage du moteur en charge ( $Cr = 0.2$ ) avec  $N_c = 0.5$  et apparition d'une perturbation ( $Cr = 0.7$ ) en Régime établi.  
\* Réglage d'état partiel \*

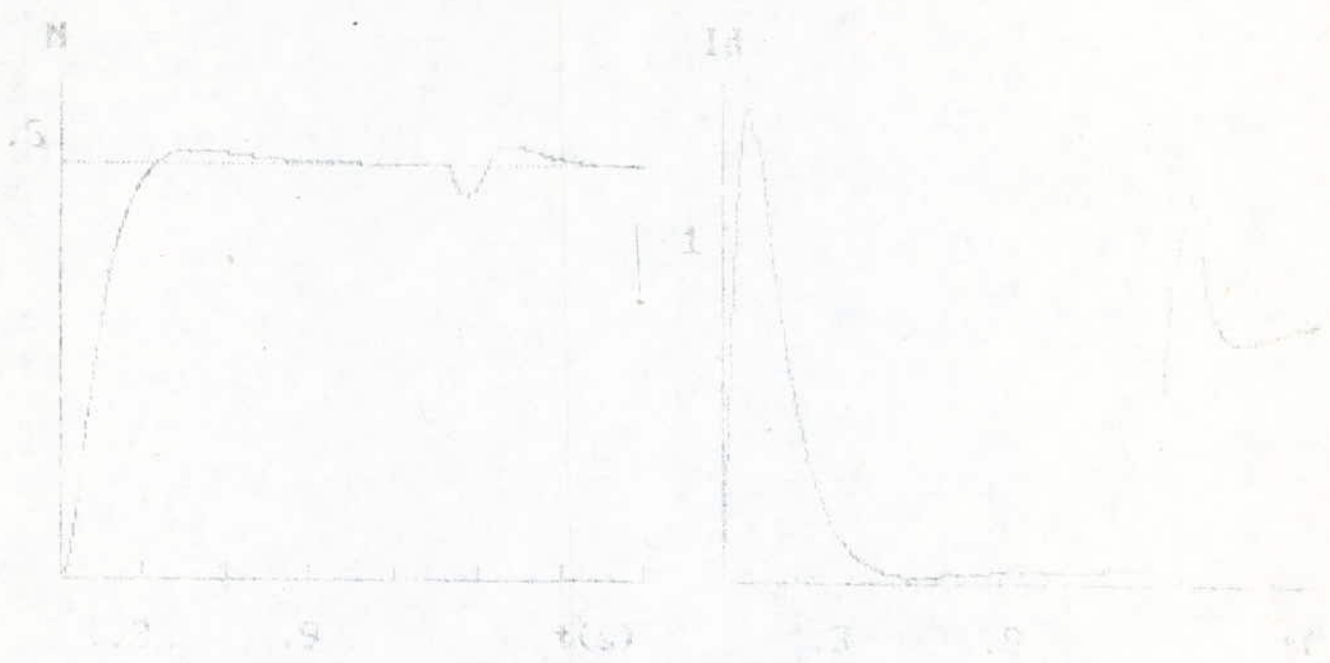


Figure 6.9 Démarrage du moteur à vide avec  $N_0 = 5$  en régime stable et apparition d'une perturbation ( $C=17$ ) en régime stable.  
\* Réglage d'état avec observateur \*

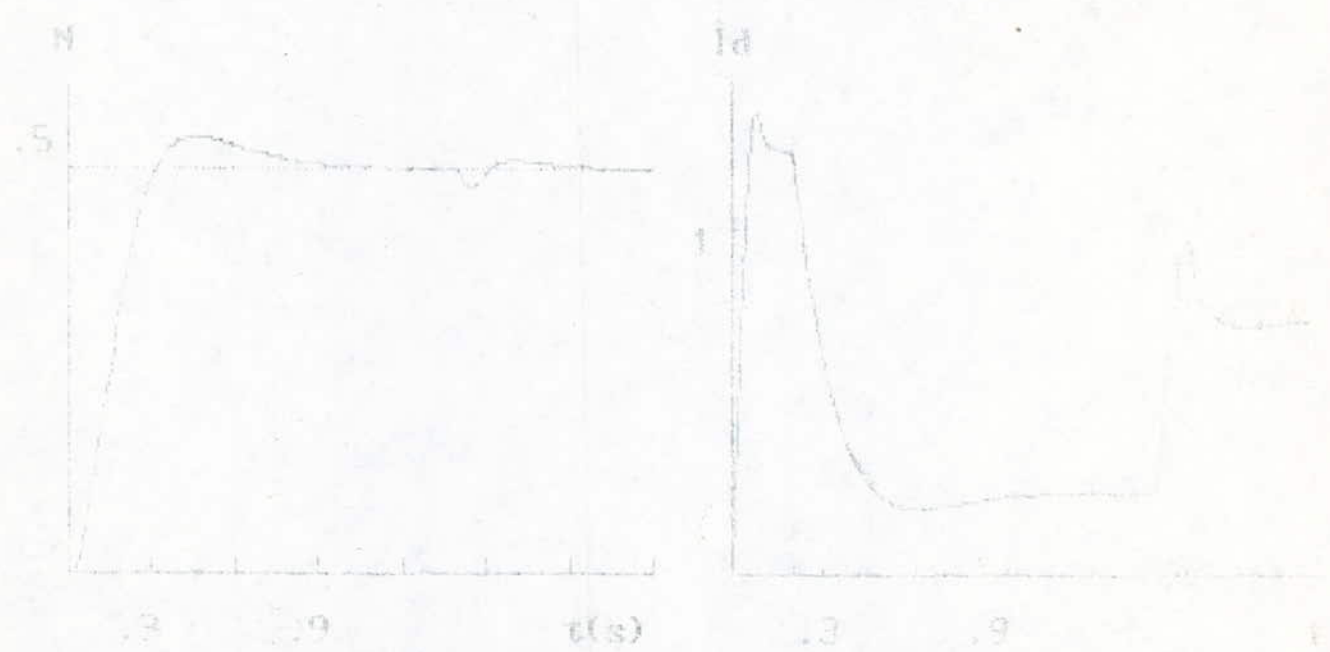


Figure 6.10 Démarrage du moteur en charge ( $C=17$ ) avec  $N_0 = 5$  et apparition d'une perturbation ( $C=17$ ) en régime stable.  
\* Réglage d'état avec observateur \*

## CONCLUSION GENERALE

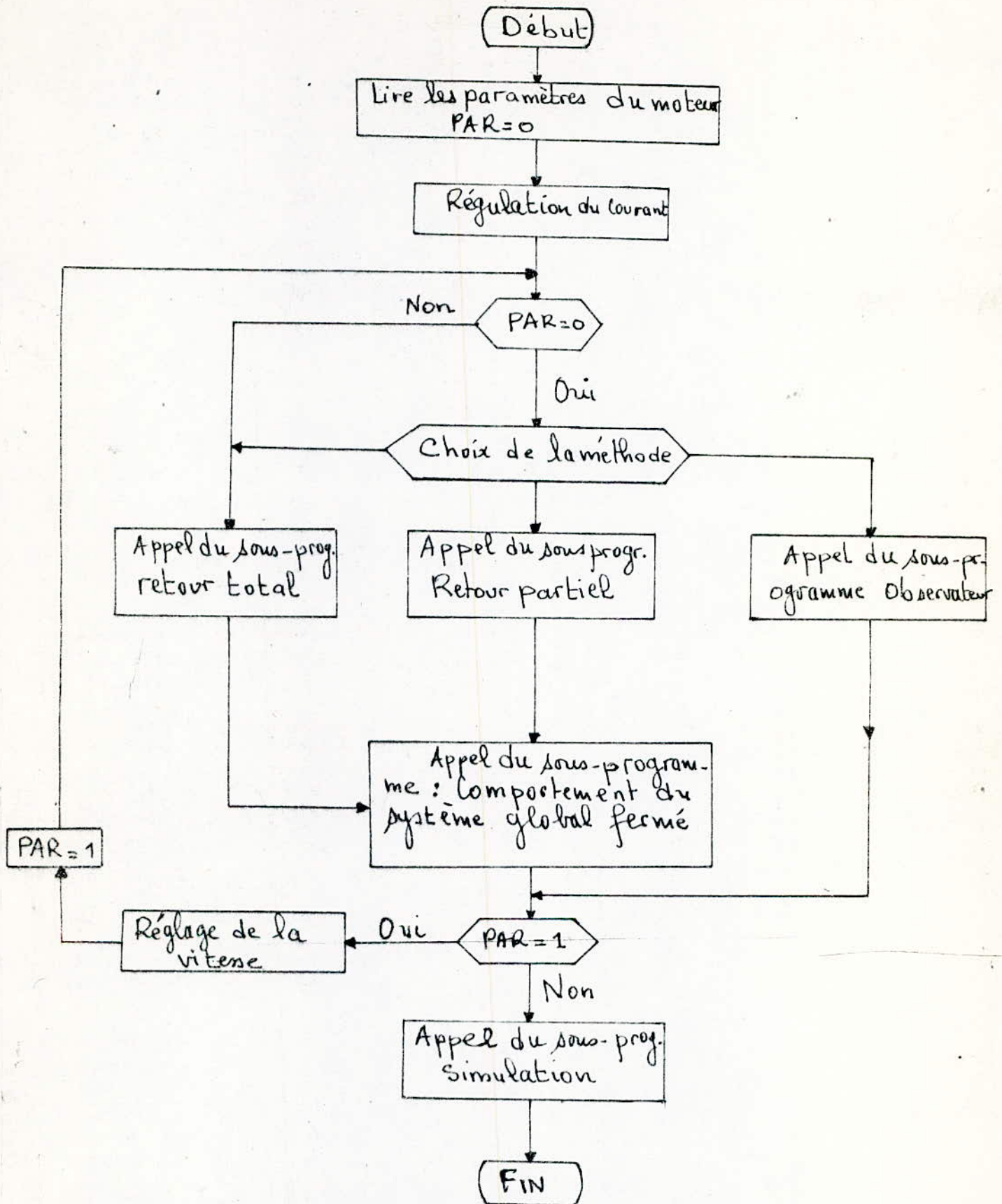
Autant que la simulation numérique permette de rendre compte du comportement du processus, les différentes commandes que nous avons appliquées au système conduisent à une bonne qualité de réglage de ce dernier dans les divers cas de figures envisagés.

Vu que la méthode de réglage d'état partiel permet d'éliminer le rebond de la tension d'induit udi et vu la simplicité de son algorithme de commande, il est préférable, lors de la simulation de la commande des machines électriques, d'opter pour le réglage d'état partiel.

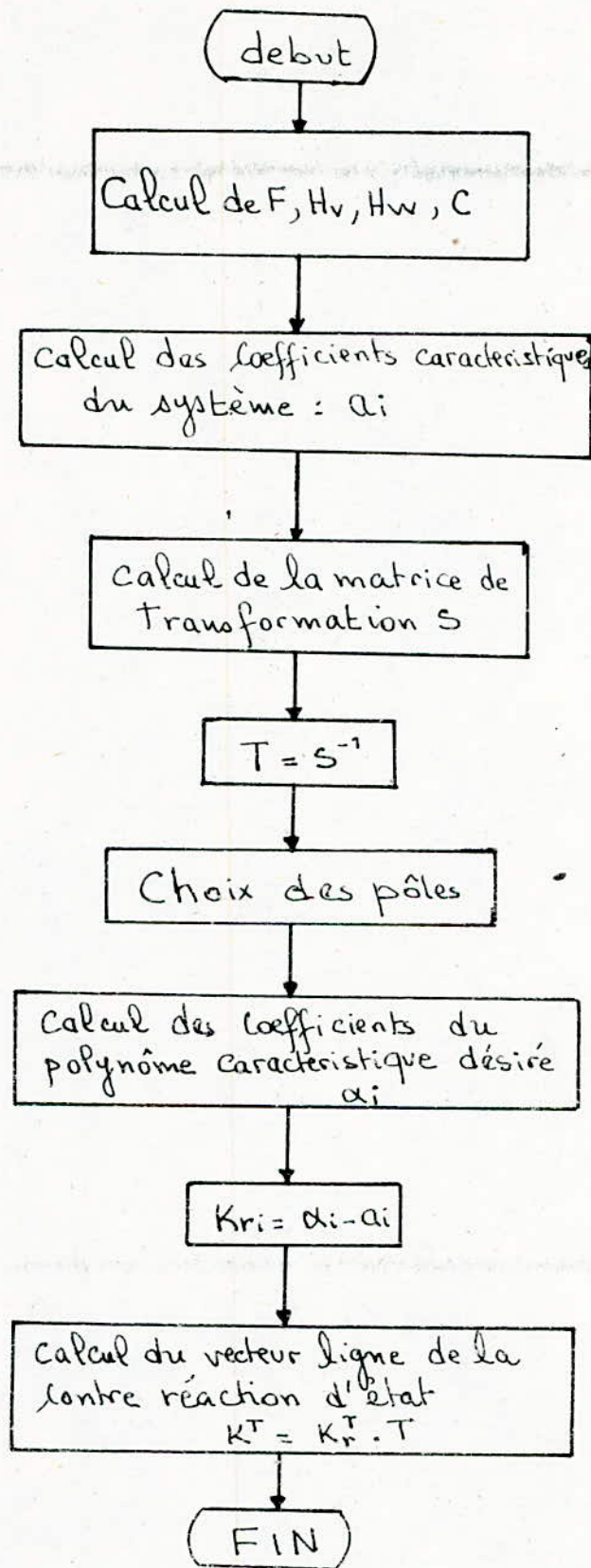
On espère que cette étude théorique pourrait servir comme un outil de travail pour ceux qui veulent faire une réalisation pratique.



**ANNEXES**

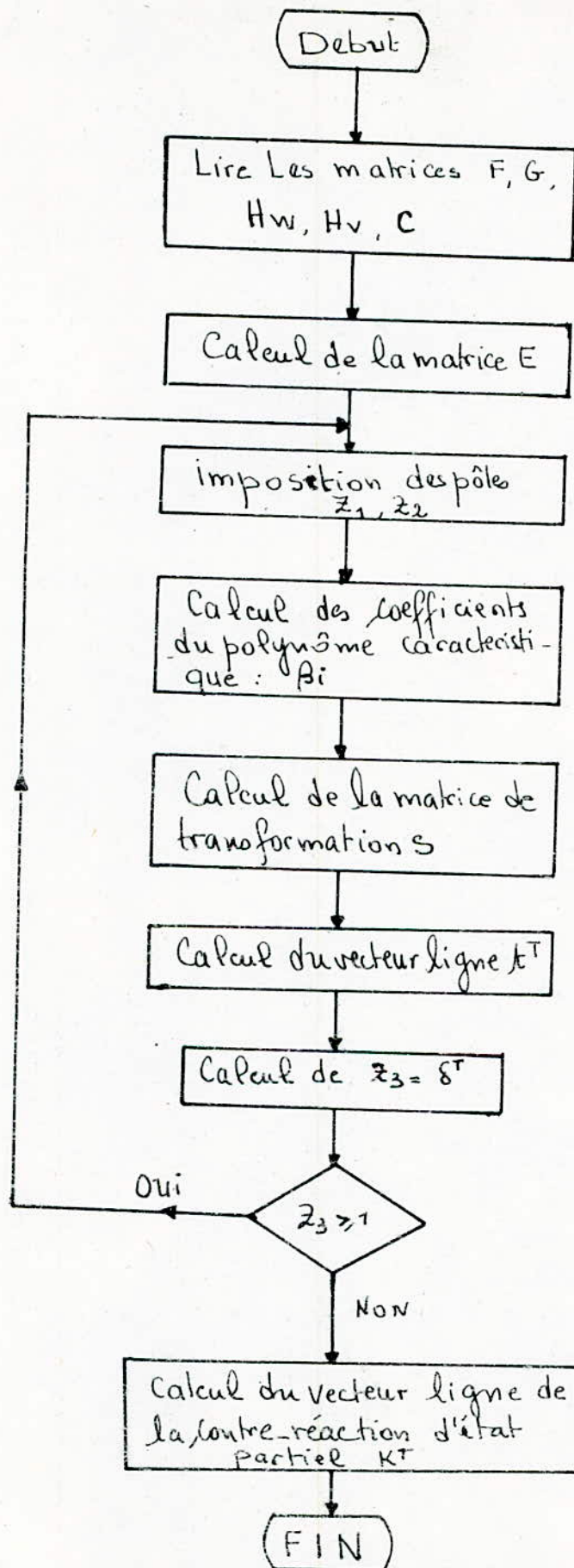


Organigramme Général.

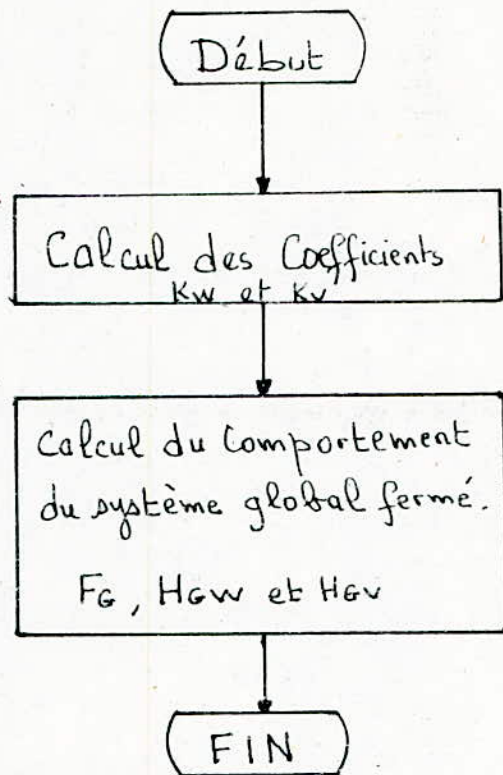


Organigramme 1 : Retour total .

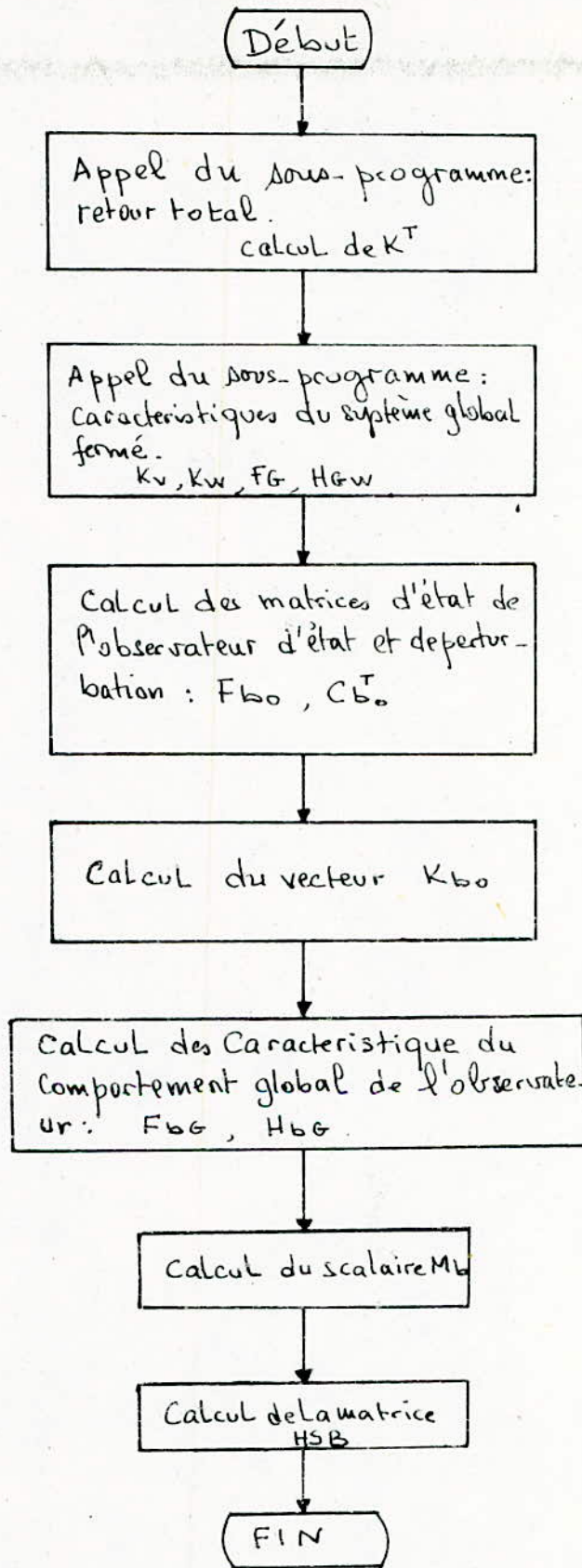




Organigramme 2 : Retour partiel

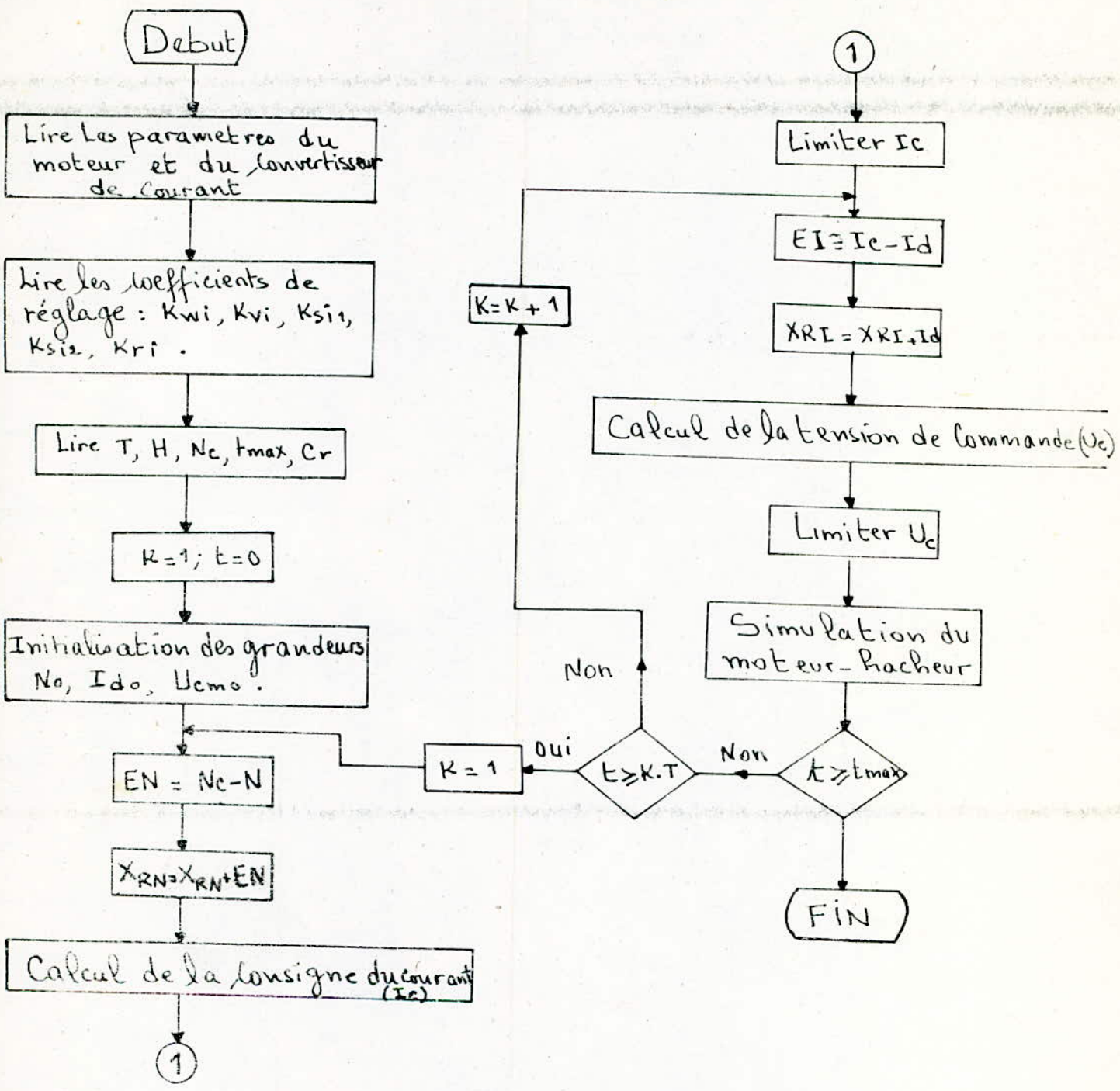


Organigramme 3: comportement du système global fermé.



Organigramme 4 : Observateur.





Organigramme de simulation.

T: période d'échantillonnage.  
 Nc: la consigne de la vitesse.  
 H: Pas d'intégration.  
 tmax: horizon.

Cr: couple résistant.  
 EN: écart de la vitesse.  
 EI: Ecart du courant.

## BIBLIOGRAPHIE .

1. H. BUHLER, "Réglages échantillonnés"  
vol 1, Traitement par la transformée en z.  
Presses polytechniques romandes - 1982.
2. H. BUHLER, "Réglages échantillonnés"  
Vol.2, Traitement dans l'espace d'état.  
Presses polytechnique romandes - 1983.
3. H. BUHLER, "Electronique de réglage et de Commande"  
Presses polytechnique romandes - 1979.
4. A. FOSSARD, "Systèmes multientrées - multisorties"  
Technique de l'ingénieur, mesure et contrôle, 1983.
5. C. FOULARD, S. GENTIL, J.P. SANDRAZ, "Commande et  
régulation par Calculateur numérique".  
Ed. EYROLLES . 1977
6. M. GOSSA, "Modélisation dans l'espace d'état et Commande  
numérique d'un moteur à courant continu"  
Thèse de Docteur - Ingénieur I.N.S.A. Toulouse 1984

7. G. Segquier, "L'électronique de puissance les fonctions de base et leurs applications"

5<sup>e</sup> éd. PARIS: Dunod, 1985

8. J. J. D'AZZO, "Linear Control system analysis and design"

Conventional and modern

éd. MAC. GRAW-HILL, 1984