

18/87

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

«0»

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département : ELECTROTECHNIQUE

«0»

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE D'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT

SUJET

Commande Numérique dans l'Espace d'Etat d'un Moteur à Courant Continu

Proposé et dirigé par :

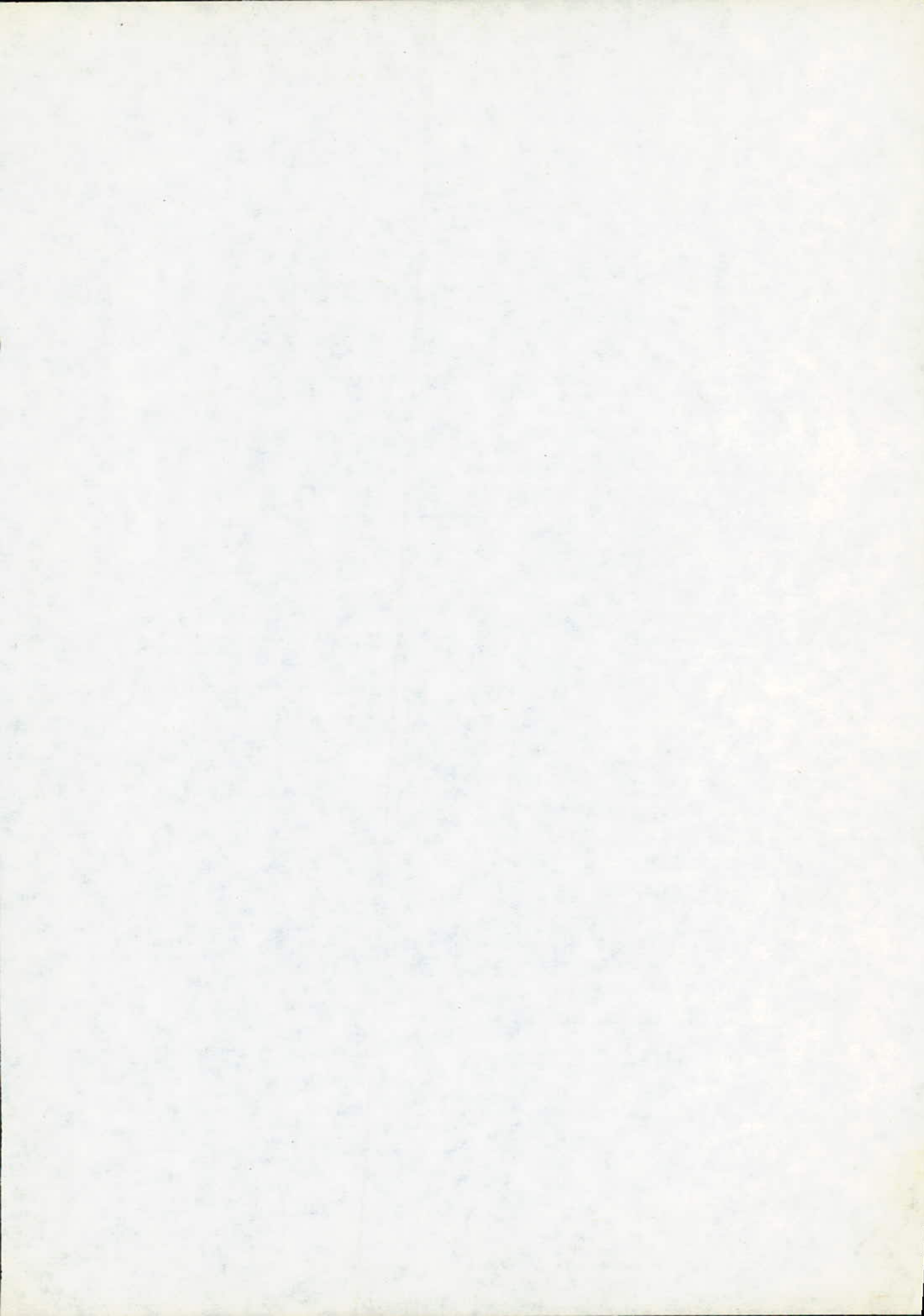
Mr M.S. BOUCHERIT

Etudié par :

Mrs Djamel MAZA

et Ahmed BOUKERDOUS

PROMOTION JUIN 1987



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département : **ELECTROTECHNIQUE**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE D'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT

SUJET

Commande Numérique dans l'Espace d'Etat d'un Moteur à Courant Continu

Proposé et dirigé par :

Mr M.S. BOUCHERIT

Etudié par :

Mrs Djamel MAZA

et Ahmed BOUKERDOUS

PROMOTION JUIN 1987

*** DEDICACES ET REMERCIEMENTS ***



A nos familles

A nos amis

A tous ceux qui nous sont chers,

Nous dédions ce modeste travail.

Djamel M A Z A.

Ahmed BOUKERDOUS.

A Monsieur M.S BOUCHERIT qui nous a inspiré le sujet de cette thèse. Qu'il veuille trouver ici un faible témoignage de notre reconnaissance pour la sollicitude qu'il a manifesté à notre égard, pour ses conseils et ses remarques constructives qui nous ont permis de mener à terme ce travail.

Nous remercions vivement les professeurs et les responsables du Centre de Calcul qui ont été de bons collaborateurs pour notre formation.

Que tout le personnel du département de Génie-Electrique soit remercié.

Enfin, nos remerciements les plus chaleureux iront à la personne qui a dactylographié cet ouvrage.

SYMBOLE

DESCRIPTION

| | |
|------------------|---|
| a_i | Coefficient de l'équation caractéristique du système global ouvert. |
| a^T | Vecteur ligne contenant les coefficients de l'équation caractéristique du système fermé. |
| A | Matrice de système du modèle continu. |
| B | Matrice d'entrée du système continu. |
| B_{sv} | Matrice d'entrée du système continu liant la perturbation au système à régler. |
| C_e | Couple électromagnétique réduit. |
| C_r | Couple résistant de charge réduit. consigne. |
| C^T | Vecteur ligne de sortie du système global |
| $e [K]$ | Ecart de réglage. |
| e | F.c.e.m du moteur. |
| F_s | Matrice de système du système à régler. |
| F | Matrice de système du système global ouvert |
| F_G | Matrice de système du système global fermé |
| H | Vecteur d'entrée du système global ouvert |
| H_{GV}, H_{GW} | Vecteurs d'entrées du système fermé par rapport aux grandeurs de perturbation et de consigne. |

- H_S Vecteur d'entrée du système à régler.
- H_{SV} Vecteur d'entrée du système échantillonné liant la perturbation au système à régler.
- I Critère d'intégrale.
- I_d Courant de l'induit du moteur.
- I_c Courant de consigne
- I_n Courant nominal.
- J Moment d'inertie total du groupe.
- K_f Coefficient de frottements
- K_v, K_w Coefficients de l'intervention directe des grandeurs de perturbation et de consigne.
- K^T Vecteur ligne de la contre-réaction d'état.
- K_S^T Vecteur de retour d'état du système à régler.
- K_R Coefficient de retour d'état du régulateur.
- K_{cm} Gain statique du convertisseur.
- N_c Vitesse de consigne.
- n Vitesse de rotation réduite du moteur.
- Q_c Matrice de commandabilité
- r Résistance équivalente réduite du système

| | |
|----------------|--|
| T | Matrice de transformation |
| T_m | Constante de temps mécanique du moteur |
| T_t | Constante de temps électrique équivalente du système à régler. |
| T_{cm} | Constante de temps du convertisseur |
| U_{di} | Tension aux bornes de l'induit du moteur |
| U_{cm} | Tension de commande |
| U_n | Tension nominale du moteur |
| $W [k], V [k]$ | Grandeurs de consigne et de perturbation |
| $X [K]$ | Vecteur d'état du système global |
| $X_s [K]$ | Vecteur d'état du système à régler |
| $X_R [K]$ | Grandeur d'état du régulateur |
| $Y [K]$ | Grandeur à régler |
| Z_i | Pôle de la fonction de transfert échantillonnée |
| α_i | Coefficient du vecteur a^T |
| \emptyset | Matrice de transition d'état |
| Ψ | Intégrale de la matrice \emptyset |

| | |
|--|----|
| INTRODUCTION GENERALE | 1 |
| CHAP I : ANALYSE ET REGLAGE DANS L'ESPACE D'ETAT. | |
| I - 1. Introduction | 3 |
| I - 2. Equations d'état | 3 |
| I - 2.1. Equations d'état d'un système continu | 4 |
| I - 2.2. Equation d'état d'un système échantillonné | 4 |
| I - 3. Structure optimale | 5 |
| I - 4. Structure du régulateur | 6 |
| I - 5. Système d'équations | 7 |
| I - 6. Détermination des coefficients de réglage | 9 |
| I - 6.1. Détermination des coefficients de la contre- réaction d'état | 10 |
| I - 6.2. Détermination des coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de pertur- bation | 10 |
| I - 7. Réglage par contre-réaction d'état partielle ... | 11 |
| I - 7.1. Détermination du vecteur ligne K^T | 11 |
| I - 7.2. Détermination des coefficients K_w et K_v | 12 |
| I - 8. Choix des pôles | 12 |
| CHAP II : REGLAGE D'ETAT DU COURANT D'INDUIT. | |
| II - 1. Introduction | 14 |
| II - 2. Modelisation et identification | 14 |
| II - 2.1. Description du système réglé commandé | 14 |
| II - 2.2. Mise en équation du système moteur-hacheur | 15 |
| II - 2.3. Données numériques | 18 |
| II - 3. Réglage d'état du courant | 19 |
| II - 3.1. Structure de réglage du courant | 19 |
| II - 3.2. Equations d'état du système continu | 19 |
| II - 4. Equations d'état du système échantillonné | 21 |
| II - 4.1. Détermination de la matrice de transition | 21 |

| | | |
|-------------|--|----|
| II - 4.2. | Détermination des coefficients de la contre-réaction | 24 |
| II - 4.2.1. | Choix des pôles | 24 |
| II - 4.2.2. | Choix de la période d'échantillonnage | 25 |
| II - 4.2.3. | Détermination de la matrice de transformation | 25 |
| II - 4.3. | Détermination des coefficients K_w et K_v | 26 |
| II - 5. | Réponses du système | 28 |

CHAP III. REGLAGE D'ETAT PARTIEL DU COURANT D'INDUIT.

| | | |
|----------|--|----|
| III - 1. | Introduction | 37 |
| III - 2. | Equations d'état et structure de commande .. | 37 |
| III - 3. | Détermination des coefficients de la contre-réaction | 39 |
| III - 4. | Détermination des coefficients K_w et K_v | 42 |
| III - 5. | Résultats et comparaison | 42 |

CHAP IV. REGLAGE D'ETAT DE LA VITESSE DE ROTATION.

| | | |
|---------|---|----|
| IV - 1. | Introduction | 48 |
| IV - 2. | Système équivalent pour le circuit de réglage intermédiaire | 48 |
| IV - 3. | Schéma bloc du circuit de réglage | 49 |
| IV - 4. | Equations d'état du système global | 50 |
| IV - 5. | Détermination des coefficients de réglage... | 52 |
| IV - 6. | Analyse des réponses du système | 53 |

CHAP V. SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME

| | | |
|--------|--|----|
| V - 1. | Simulation du réglage d'état du moteur | 63 |
| V - 2. | Simulation du réglage d'état partiel du moteur | 67 |

CONCLUSION GENERALE.

INTRODUCTION GENERALE

Le problème des variateurs de vitesse est très important dans toutes les applications nécessitant la transformation énergétique.

Dans la commande des processus industriels, il est nécessaire d'ajuster la vitesse d'un moteur dans une grande plage avec une grande précision. Cependant grâce à l'évolution continue des microprocesseurs, on fait de plus en plus appel à des méthodes de réglage digital par calculateurs numériques d'où la nécessité d'une discrétisation temporelle du système continu.

On présentera dans cette étude l'application du réglage échantillonné au moteur à courant continu à excitation séparée sous une forme moderne, à savoir le traitement dans l'espace d'état, qui est à la base de la plupart des études poursuivies actuellement en automatique. Cette méthode est basée principalement sur le calcul matériel. Pour cela, on a divisé ce travail en cinq chapitres.

Le premier chapitre sera consacré à l'analyse du réglage échantillonné dans l'espace d'état, on présentera également la structure optimale de commande dont on déterminera les coefficients de réglage.

Dans le deuxième chapitre, on étudiera le réglage d'état du courant d'induit, pour cela, on commencera d'abord par déterminer les équations d'état échantillonnées du système moteur-hacheur et sa structure de commande.

Le chapitre trois traitera du réglage d'état partiel du courant. Pour cela les grandeurs d'état ne seront pas toutes mises en contre-réaction.

Le quatrième chapitre sera consacré au réglage d'état de la vitesse de rotation.

Enfin, dans un cinquième chapitre, on fera la simulation numérique du réglage du moteur par les deux méthodes.

ANALYSE ET REGLAGE DANS L'ESPACE D'ETAT

I - 1. INTRODUCTION :

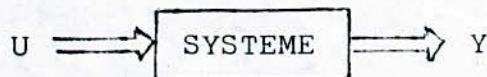
La théorie des variables d'état fournit, moyennant l'usage généralisé du langage vectoriel et matriciel, une description générale des systèmes multidimensionnels, tout particulièrement des systèmes linéaires. Elle est également à l'origine de la théorie de la commande optimale par rapport à un critère de qualité imposé.

Dans ce chapitre on se propose de présenter d'une manière aussi simple que possible la notion de commande par retour et par contre réaction d'état partiel. [2]

On représentera également la structure optimale de commande dont on déterminera les coefficients de réglage ainsi que la structure du régulateur. [2] [11]

I - 2. EQUATIONS D'ETAT :

Un système peut être représenté par :



où U : vecteur d'entrée réunissant les grandeurs d'entrée.

Y : vecteur de sortie réunissant les grandeurs de sortie.

X : vecteur d'état réunissant les grandeurs d'état du système

I - 2.1. EQUATIONS D'ETAT D'UN SYSTEME CONTINU :

Les équations différentielles régissant un système linéaire sont de la forme :

$$X(t) = A. X(t) + B. U(t) \quad (1 - 1)$$

$$Y(t) = C. X(t) \quad (1 - 2)$$

où

A = matrice d'évolution (ou de dynamique)

B = matrice de commande (ou d'entrée)

C = matrice d'observation (ou de sortie)

I - 2.2. EQUATIONS D'ETAT D'UN SYSTEME ECHANTILLONNE :

Pour un système linéaire échantillonné (1 - 1) et (1 - 2) s'écrivent :

$$X(K + 1) = F. X(K) + H. U(K) \quad (1 - 3)$$

$$Y(K) = C. X(K) \quad (1 - 4)$$

Ces équations donnent l'état aux instants d'échantillonnage.

Au chapitre prochain, on étudiera le passage des équations d'un système continu aux équations d'un système échantillonné par l'intermédiaire d'une matrice $\phi(t)$ dite de transition d'état telle que :

$$\phi(s) = (S.1 - A)^{-1} \quad (1 - 5)$$

S étant l'opérateur Laplacien.

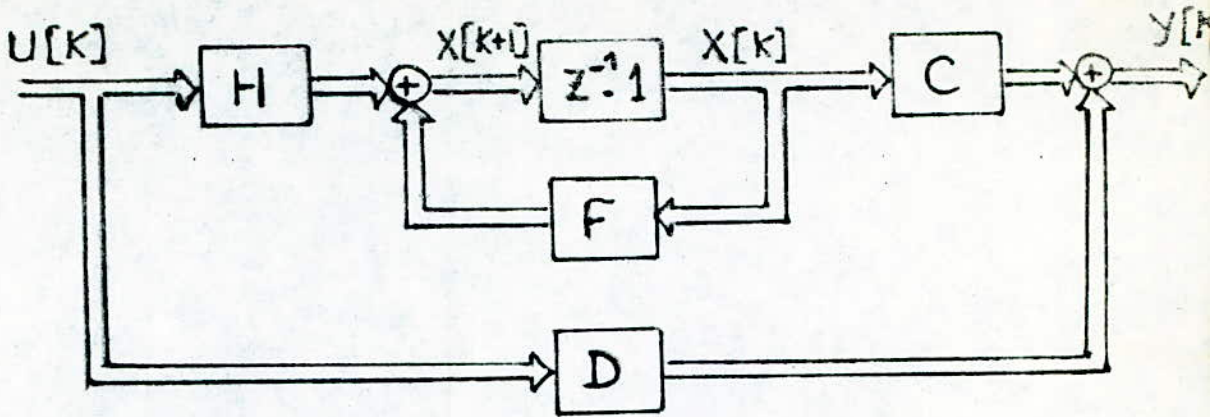


Fig. I - 1. REPRESENTATION D'ETAT SCHEMATIQUE DU SYSTEME.

I - 3. STRUCTURE OPTIMALE :

Cette structure de réglage est déterminée de sorte qu'un certain critère d'intégrale soit minimisé. Pour cela, on applique le principe d'optimisation de BELLMAN.

Le critère d'intégrales'écrit sous la forme expi

$$I = X^T(0) \cdot Q \cdot X(0) + \sum_{K=0}^{N-1} I'(K) \quad (1 - 6)$$

avec :

$$I'(J - 1) = X^T(J) \cdot Q \cdot X(J) + U^T(J - 1) \cdot R \cdot U(J - 1) \quad (1 - 7)$$

Selon le principe d'optimisation de BELLMAN, on a :

$$\min (I) = \min \left(\sum_{K=0}^{N-1} I'(K) \right) \quad (1 - 8)$$

Q et R sont des matrices relatives au vecteur d'état $X(K)$ et au vecteur d'entrée $U(K)$. [4][2]

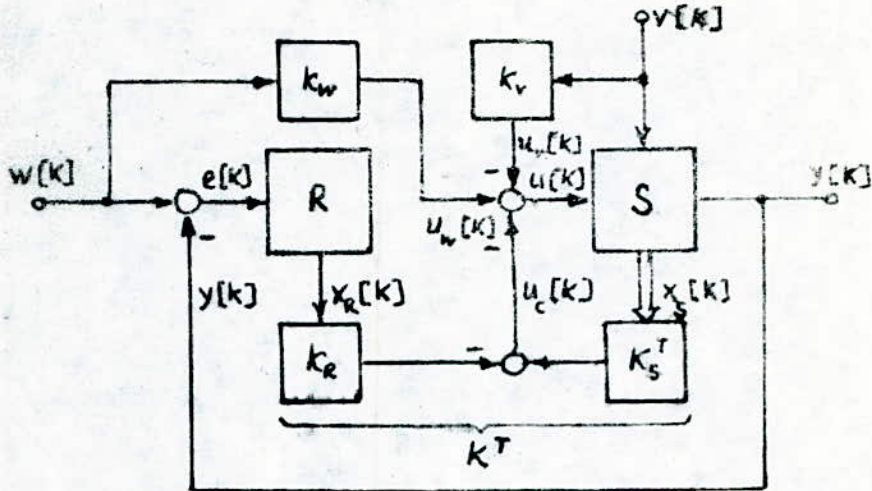


Fig. I - 2. Représentation schématique de la structure optimale du réglage d'état d'un système monovariante.

La commande $U(K)$ est donnée par la somme de 3 composantes, dues à la contre réaction d'état et aux interventions directes des grandeurs de consigne et de perturbation.

$$U(K) = - U_c(K) + U_w(K) - U_v(K) \quad (1 - 9)$$

I - 4. STRUCTURE DU REGULATEUR :

La structure du régulateur R est déterminée de sorte que l'écart de réglage $e(K)$ s'annule en régime établi.

$$e(K) = W(K) - Y(k) \quad (1 - 10)$$

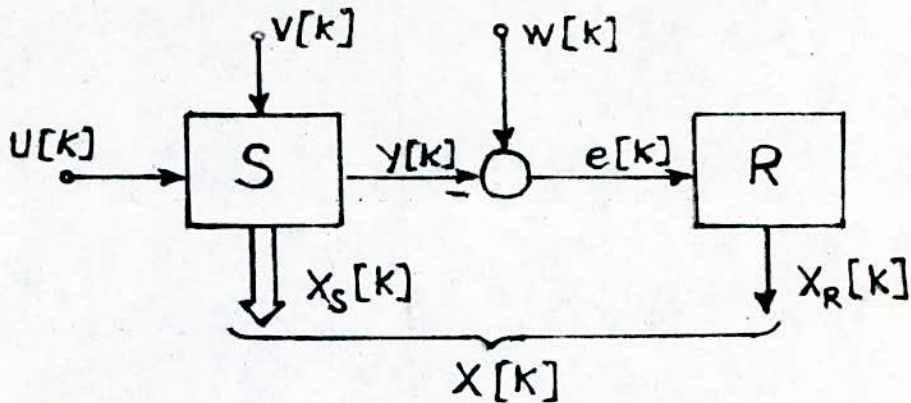


Fig. I - 3. Representation schématique du système à régler et du régulateur.

L'équation d'état du régulateur est :

$$X_R (K + 1) = F_R \cdot X_R (K) + H_R \cdot (W(K) - Y(K)) \quad (1 - 11)$$

On montre que $F_R = 1$ et $H_R = 1$. [2].

Le régulateur à choisir est donc un régulateur intégrateur

I - 5. SYSTEME D'EQUATIONS :

Les équations d'état du système à régler sont :

$$X_S(K + 1) = F_S \cdot X_S(K) + H_S \cdot U(K) + H_{SV} \cdot V(K) \quad (1 - 12)$$

$$Y(K) = C_S^T \cdot X_S(K) \quad (1 - 13)$$

L'équation d'état aux différences du régulateur est :

$$X_R(K + 1) = \sum_{i=0}^K e(i) = X_R(K) + e(K) \quad (1 - 14)$$

Sachant que l'écart de réglage $e(K)$ est donné par :

$$e(K) = W(K) - C_S^T \cdot X_S(K) \quad (1 - 15)$$

La relation (1 - 14) devient :

$$X_R(K + 1) = X_R(K) + W(K) - C_S^T \cdot X_S(K) \quad (1 - 16)$$

Pour le système global, on peut introduire le vecteur d'état global :

$$X(K) = \begin{bmatrix} X_S(K) \\ X_R(K) \end{bmatrix} \quad (1 - 17)$$

et les équations d'état en boucle ouverte sont :

$$X(K + 1) = F \cdot X(K) + H \cdot U(K) + H_W \cdot W(K) + H_V \cdot V(K) \quad (1 - 18)$$

$$Y(K) = C^T \cdot X(K) \quad (1 - 19)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_S & 0 \\ -C_S^T & 1 \end{bmatrix} ; \quad H = \begin{bmatrix} H_S \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad H_W = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$H_V = \begin{bmatrix} H_{SV} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad C^T = \begin{bmatrix} C_S^T & 0 \end{bmatrix}$$

La grandeur de commande sera :

$$U(K) = - K^T X(K) + K_W \cdot W(K) - K_V \cdot V(K) \quad (1 - 20)$$

$$\text{avec : } K^T = \begin{bmatrix} K_S^T & - K_R \end{bmatrix}$$

L'équation d'état du système global fermé est obtenue lorsqu'on fait intervenir la contre-réaction d'état et les grandeurs de consigne et de perturbation, on trouve :

$$X(K + 1) = F_G \cdot X(K) + H_{GW} \cdot W(K) + H_{GV} \cdot V(K) \quad (1 - 21)$$

$$Y(K) = C^T \cdot X(K) \quad (1 - 22)$$

avec :

$$F_G = F - H \cdot K^T$$

$$H_{GW} = H_W + H \cdot K_W$$

$$H_{GV} = H_V - H \cdot K_V$$

Ces équations décrivent le comportement dynamique du système global fermé en particulier sous l'influence de la contre-réaction.

I - 6. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE REGLAGE :

Il existe plusieurs méthodes pour la détermination des coefficients de réglage, on ne citera ici que celles qui ont été utilisées pour notre réglage d'état.

I - 6.1. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTION D'ETAT :

Les éléments du vecteur ligne K^T peuvent être déterminés en utilisant la forme canonique de réglage faisant appel aux matrices de transformation et forme canonique de la matrice

En général, la relation (1 - 18) ne se trouve pas sous forme canonique, dans ce cas on doit effectuer préliminairement une transformation linéaire par :

$$X_r(K) = T \cdot X(K) \quad (1 - 23)$$

où : T est appelée matrice de transformation.

Après quelques transformations analytiques où l'on détermine la matrice F_{GR} et les éléments d'un vecteur ligne intermédiaire

$$K_r^T \cdot T = [K_{S1} \quad K_{S2} \quad - K_R] \quad (1 - 24)$$

I - 6.2. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE L'INTERVENTION DIRECTE DES GRANDEURS DE CONSIGNE ET DE PERTURBATION

Pour la détermination du coefficient K_W , il est recommandable de compenser un pôle par rapport à la grandeur de consigne, on trouve :

$$K_W = \frac{K_R}{1 - Z_i} \quad (1 - 25)$$

Le pôle à compenser Z_i doit être réel avec $|Z_i| < 1$.

Par contre, pour le coefficient K_V , il est plus judicieux d'imposer la grandeur du régulateur nulle en régime établi. On trouve dans ce cas :

$$K_V = \frac{C_S^T [1 - F_S - H_S K_S^T]^{-1} H_{SV}}{C_S^T [1 - F_S - H_S K_S^T]^{-1} H_S} \quad (1 - 26)$$

I - 7. REGLAGE PAR CONTRE-REACTION PARTIELLE :

Parfois, il est possible que certaines grandeurs d'état ne puissent pas être utilisées pour la contre-réaction d'état. Cette situation peut se présenter lorsque certaines grandeurs d'état ne sont pas mesurables ou encore qu'une certaine 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. On parlera alors de contre-réaction d'état partielle.

I - 7.1. DETERMINATION DU VECTEUR LIGNE K^T :

Dans ce cas, il n'est plus possible d'imposer toutes les valeurs propres, dans notre réglage, on imposera 2 pôles et on déduit le 3ème.

On déterminera ainsi les coefficients sans forme canonique, en posant :

$$K^T = \begin{bmatrix} K_a^T & K_b^T \end{bmatrix} \quad (1 - 27)$$

où: K_a^T est le vecteur ligne qui contient les coefficients à déterminer et K_b^T est le vecteur de dimension r égal au nombre de grandeurs d'état non mises en contre-réaction.

On a $K_b^T = 0$

Le polynome $P(Z)$ de l'équation caractéristique du système global fermé peut être décomposé en 2 facteurs selon la relation :

$$P(Z) = R(Z) \cdot Q(Z) \quad (1 - 28)$$

Les coefficients du polynome $Q(Z)$ sont déterminés par le choix libre de $n - r$ pôles du système global fermé. Alors que ceux du polynome $R(Z)$ déterminent les r pôles du système global fermé qui ne peuvent pas être imposés.

[CHAP. III]

I - 7.2. DETERMINATION DES COEFFICIENTS K_W et K_V :

Les expressions de K_W et K_V données préalablement restent valables dans le cas de réglage par retour d'état partiel, en particulier, il est possible de compenser avec K_W un pôle du système global fermé, même s'il n'a pas pu être imposé.

I - 8. CHOIX DES POLES :

Afin d'obtenir un comportement dynamique satisfaisant du réglage d'état, il est indispensable de faire un choix des pôles à imposer de manière adéquate. Il est ainsi préférable de choisir des pôles garantissant un amortissement relatif optimal selon la relation :

$$Z_i = \text{Exp} (- \omega T) \cdot [\cos \omega T + j \cdot \text{Sin} \omega T] \quad (1 - 29)$$

où T est la période d'échantillonnage.

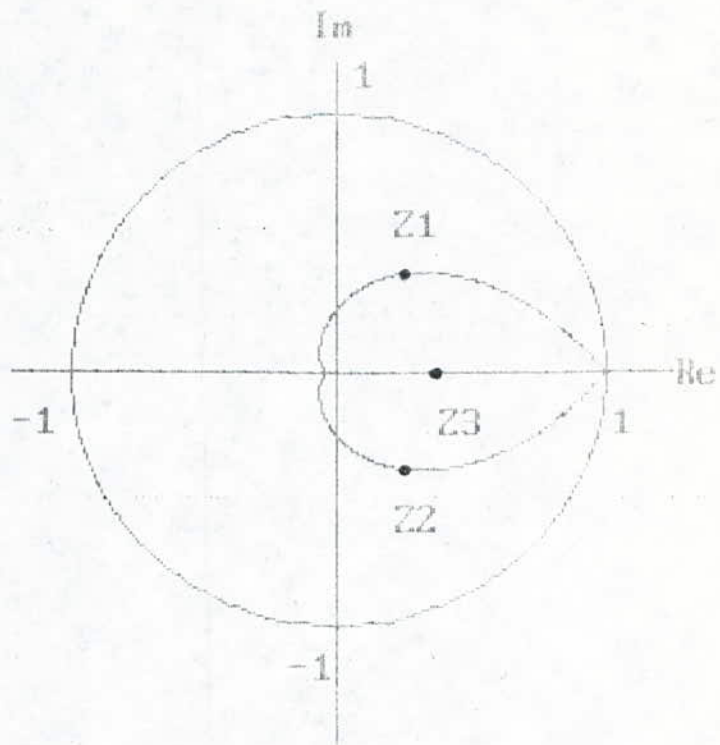


Fig 1-4. Disposition des pôles pour un amortissement relatif optimal .

C H A P I T R E I I

REGLAGE D'ETAT DU COURANT D'INDUIT .

II - 1. INTRODUCTION :

Pour le réglage du moteur à courant continu, on a besoin de la mesure du courant d'induit et de la vitesse de rotation, ces deux grandeurs constituent les paramètres importants à régler tout en tenant compte de la tension appliquée par l'organe de commande sur l'induit du moteur.

Cependant, lors de surcharges du moteur ou lors de grandes variations de la vitesse, le courant peut atteindre des valeurs assez importantes pouvant endommager l'induit et l'organe de commande. On est alors amené à limiter cette surintensité en introduisant dans le circuit de mesure, un régulateur et un limiteur de courant.

Dans ce chapitre, les 2 paramètres à régler sont le courant d'induit et la tension appliquée aux bornes du moteur constituant ainsi le vecteur d'état. On procédera par le réglage en cascade.

II - 2. MODELISATION ET IDENTIFICATION.

II - 2.1. DESCRIPTION DU SYSTEME REGLE COMMANDE :

Le système à régler est composé d'un moteur à courant continu (1) et du hacheur (2), ce dernier est commandé par le dispositif de commande de gâchette (3) qui nécessite la tension de commande U_{cm} fournie par le convertisseur digital/analogique (4).

Le courant I_a est mesuré par un ampèremètre Shunté(S) dont le signal analogique est amené à l'entrée du convertisseur analogique/digital (6), tandis que la vitesse est mesurée à l'aide d'une génératrice tachymétrique (7). Les tâches de réglage sont programmées dans le calculateur (8).

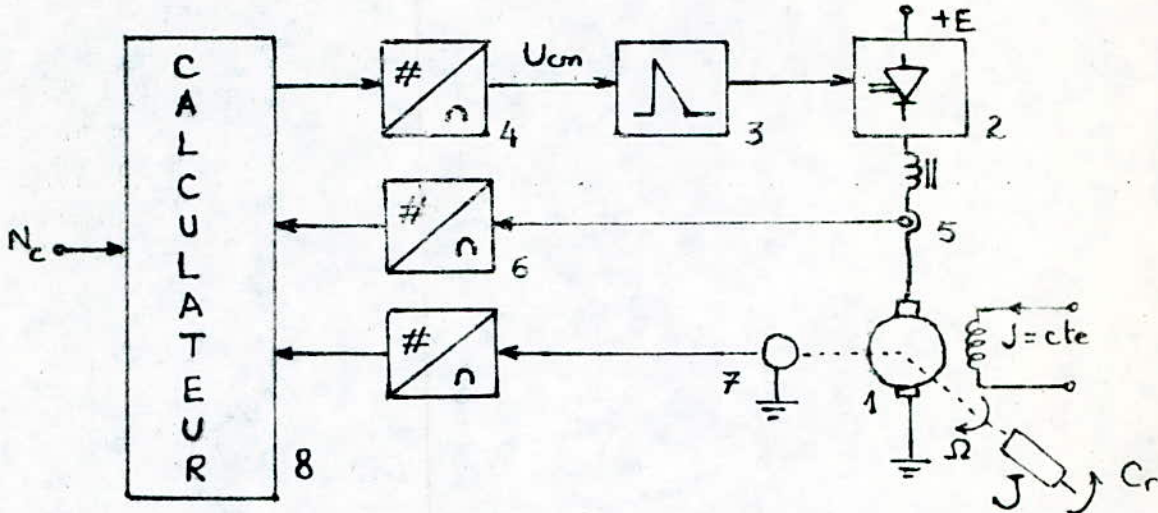


Fig. 2.1. Schéma de principe de réglage d'un moteur à courant continu.

II - 2.2. MISE EN EQUATION DU SYSTEME MOTEUR-HACHEUR :

Afin de faciliter l'analyse des circuits de réglage, on travaillera avec des grandeurs relatives car ceci donne l'avantage de pouvoir comparer les comportements dynamiques des moteurs de différentes puissances nominales.

Il serait alors judicieux de prendre comme valeurs de référence des valeurs nominales désignées par l'indice (n).

D'après le schéma électrique équivalent d'un moteur à courant continu dont l'induit est alimenté par un hacheur à thyristors, on tire les équations suivantes :

- L'équation électrique :

$$- U_{di} + r \cdot i_d + r \cdot T_t \frac{di_d}{dt} + e = 0 \quad (2 - 1)$$

avec :

$$U_{di} = \frac{U_{di}}{U_n} ; i_d = \frac{I_d}{I_n} ; r = \frac{R_a + R_s}{U_n} I_n$$

$$T_t = \frac{L_a + L_s}{R_a + R_s} ; e = \phi \cdot n$$

L'équation établie suppose que la réaction magnétique d'induit n'est pas prise en considération et que les résistances et les inductances sont indépendantes de la température. On négligera les pertes dans le fer.

Si le moteur travaille à champ d'excitation constant, soit $\phi=1$, on aura donc :

$$- U_{di} + r \cdot i_d + r \cdot T_t \cdot \frac{di_d}{dt} + n = 0 \quad (2 - 2)$$

ou encore :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{U_{di} - n - r \cdot i_d}{r \cdot T_t} \quad (2 - 3)$$

- L'équation mécanique :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{C_e - C_r}{T_R} - \frac{1}{T_m} n \quad (2 - 4)$$

avec

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

comme $C_e = \phi \cdot i_d$ et $\phi = 1$, on aura :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{id - C_r}{T_R} - \frac{1}{T_m} n \quad (2 - 5)$$

- L'équation de l'organe de commande :

$$\frac{dU_{di}}{dt} = \frac{K_{cm} \cdot U_{cm} - U_{di}}{T_{cm}} \quad (2 - 6)$$

Les transformées de LAPLACE des équations (2-3), (2-5) et (2-6) donnent :

$$id = \frac{U_{di} - n}{r(1+sT_t)} \quad (2 - 7)$$

$$n = \frac{A_f \cdot 2(id - C_r)}{1 + sT_m} \quad (2 - 8)$$

$$U_{di} = \frac{K_{cm}}{1+sT_{cm}} \cdot U_{cm} \quad (2 - 9)$$

en notant que $A_f = \frac{T_m}{T_R}$

De ces relations, on déduit le diagramme suivant :

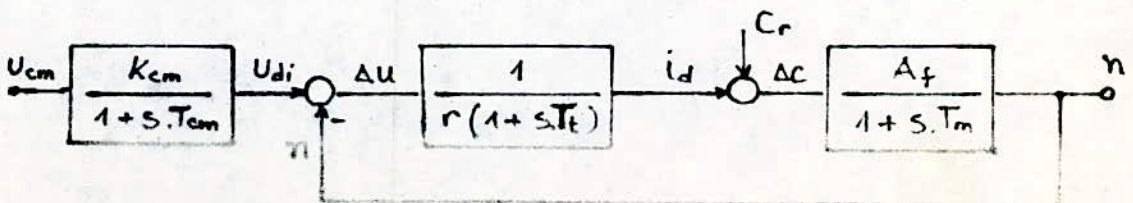


Fig. 2.2. Diagramme fonctionnel du système à régler.

A partir de ce diagramme, on peut remarquer que la vitesse est considérée comme une grandeur de perturbation dans la boucle de courant.

II - 2.3. - DONNEES NUMERIQUES :

Les réponses indicielles obtenues au cours de notre étude ont été basées sur les données numériques suivantes :

$$\text{* Moteur - } \left\{ \begin{array}{l} - U_n = 110 \text{ V.} \\ - P_n = 3 \text{ Kw.} \\ - I_n = 32 \text{ A.} \\ - N_n = 1500 \text{ tr/mr.} \end{array} \right.$$

L'identification de la machine a donné : [9]

$$- T_t = 72,5 \text{ ms}$$

$$- T_m = 6,15 \text{ s}$$

$$- r = 0,465 \text{ u.r.}$$

$$- K_f = 9,75 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{* Convertisseur. } \left\{ \begin{array}{l} - T_{cm} = 2,5 \text{ ms} \\ - K_{cm} = 1,2 \end{array} \right.$$

$$\text{* Self de lissage } \left\{ \begin{array}{l} - R_s = 1,2 \Omega \\ - L_s = 100 \text{ mH.} \end{array} \right.$$

II - 3. REGLAGE D'ETAT DU COURANT :

On parlera ici de réglage d'état car dans ce cas précis, tous les pôles seront imposés, ceux-ci détermineront les éléments du vecteur de contre-réaction d'état K^T , lequel détermine le comportement dynamique du système global.

II - 3.1. STRUCTURE DE REGLAGE DU COURANT :

Il est constitué d'un échantillonneur à pulsation, d'un élément de maintien, d'un régulateur monovariable et du système à régler défini par les fonctions de transfert données par le diagramme fonctionnel.

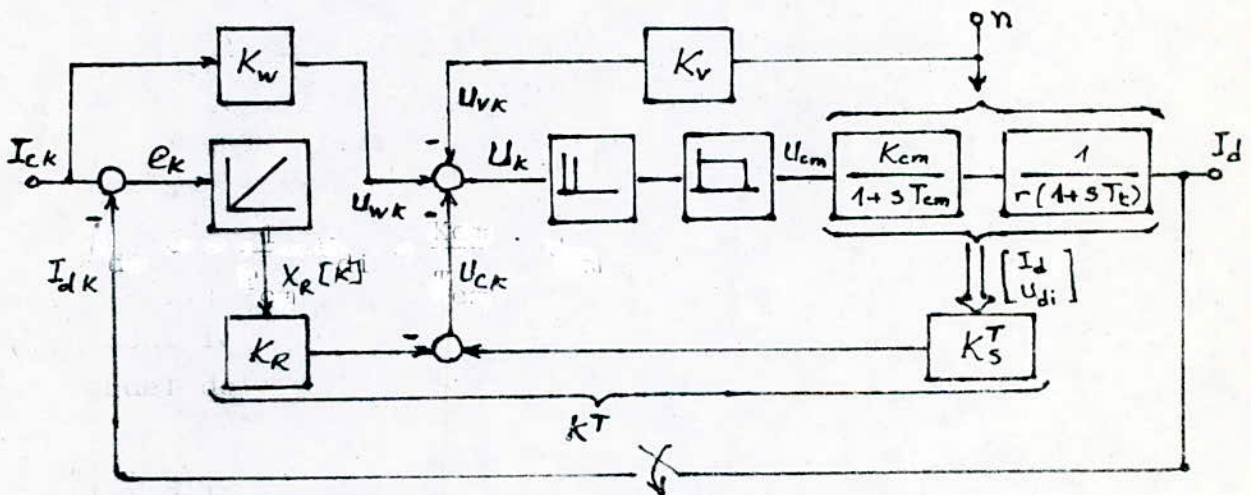


Fig. 2.3. Schéma bloc du circuit de réglage de courant.

II - 3.2. EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME CONTINU :

Les équations du système continu sont données par :

$$\dot{i}_d = -\frac{1}{T_t} i_d - \frac{1}{rT_t} n + \frac{1}{rT_t} U_{di} \quad (2-10)$$

$$\dot{U}_{di} = -\frac{1}{T_{cm}} U_{di} + \frac{K_{cm}}{T_{cm}} U_{cm} \quad (2-11)$$

En mettant sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ X_s \\ \dot{U}_{di} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_t} & \frac{1}{rT_t} \\ 0 & -\frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ U_{di} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{cm}}{T_{cm}} \end{bmatrix} U_{cm} + \begin{bmatrix} \frac{1}{rT_t} \\ 0 \end{bmatrix} n. \quad (2 - 12)$$

On déduit les matrices :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_t} & \frac{1}{rT_t} \\ 0 & -\frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix}; \quad B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{cm}}{T_{cm}} \end{bmatrix}; \quad B_{sv} = \begin{bmatrix} \frac{1}{rT_t} \\ 0 \end{bmatrix}$$

tandis que l'équation de la grandeur de sortie est :

$$i_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ U_{di} \end{bmatrix} \quad (2 - 13)$$

$$\text{avec } C_s^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

D'après les relations (2 - 12) et (2 - 13) on peut noter immédiatement que le vecteur d'état est donné par

$$X_s = \begin{bmatrix} i_d \\ U_{di} \end{bmatrix}$$

tandis que les grandeurs de commande, de sortie et de perturbation sont données respectivement par U_{cm} , i_d et n .

II - 4. EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME ECHANTILLONNE :

Pour passer aux équations d'état du système échantillonné, on doit déterminer la matrice de transition d'état notée $\phi(t)$.

II - 4.1. DETERMINATION DE LA MATRICE DE TRANSITION :

Il existe deux méthodes de calcul de la matrice $\phi(t)$, on utilisera la transformation Laplacienne. Pour cela on forme la matrice $(s.I - A)$ qu'on doit inverser et appliquer la transformation de Laplace à ses éléments.

$$[s.I - A]^{-1} = \begin{bmatrix} s + \frac{1}{T_t} & -\frac{1}{rT_t} \\ 0 & s + \frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix}^{-1}$$

On trouve après calcul :

$$\phi(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s + \frac{1}{T_t}} & \frac{1}{rT_t (s + \frac{1}{T_t})(s + \frac{1}{T_{cm}})} \\ 0 & \frac{1}{s + \frac{1}{T_{cm}}} \end{bmatrix} \quad (2 - 14)$$

Les transformations inverses de Laplace donnent :

$$* \frac{1}{s + \frac{1}{T_t}} \longrightarrow \text{Exp} \left(- \frac{t}{T_t} \right)$$

$$* \frac{1}{r \cdot T_t \cdot \left(s + \frac{1}{T_t} \right) \left(s + \frac{1}{T_{cm}} \right)} \longrightarrow \frac{T_{cm}}{r(T_t - T_{cm})} \left[\exp\left(-\frac{t}{T_t}\right) - \exp\left(-\frac{t}{T_{cm}}\right) \right]$$

$$* \frac{1}{s + \frac{1}{T_{cm}}} \longrightarrow \text{Exp} \left(- \frac{t}{T_{cm}} \right)$$

d'où :

$$\phi(t) = \begin{bmatrix} \exp\left(-\frac{t}{T_t}\right) & \frac{T_{cm}}{r(T_t - T_{cm})} \left[\exp\left(-\frac{t}{T_t}\right) - \exp\left(-\frac{t}{T_{cm}}\right) \right] \\ 0 & \text{Exp}\left(-\frac{t}{T_{cm}}\right) \end{bmatrix}$$

Pour transformer les matrices B_s et B_{sv} , on introduit également une matrice $\Psi(t)$ obtenue par intégration des éléments de la matrice $\phi(t)$ tel que :

$$\Psi(t) = \int_0^t \phi(z) dz \quad (2 - 15)$$

On trouve :

$$\Psi(t) = \begin{bmatrix} T_t \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_t}\right) \right] & \frac{T_{cm}}{r(T_t - T_{cm})} \left[T_t \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{T_t}\right) \right) - T_{cm} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{cm}}\right) \right) \right] \\ 0 & T_{cm} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{cm}}\right) \right] \end{bmatrix}$$

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

$$X_S [K+1] = F_S \cdot X_S [K] + H_S \cdot U [K] + H_{SV} \cdot V [K] \quad (2 - 16)$$

$$Y [K] = C_S^T \cdot X_S [K] \quad (2 - 17)$$

Le passage des équations d'état du système continu aux équations du système échantillonné se fait après les transformations suivantes.

$$F_S = \phi(T) ; H_S = \Psi(T) \cdot B_S \quad \text{et} \quad H_{SV} = \Psi(T) \cdot B_{SV} \quad (2 - 18)$$

On tire ainsi :

$$H_S = \begin{bmatrix} \frac{K_{cm}}{r(T_t - T_{cm})} \left[T_t \left(1 - \exp\left(-\frac{T}{T_t}\right) \right) - T_{cm} \left(1 - \exp\left(-\frac{T}{T_{cm}}\right) \right) \right] \\ K_{cm} \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{T_{cm}}\right) \right] \end{bmatrix} \quad (2 - 19)$$

$$H_{sv} = \begin{bmatrix} \frac{1}{r} \left[\exp\left(-\frac{T}{T_t}\right) - 1 \right] \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad C_S^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2 - 20)$$

L'équation d'état du système global ouvert, avec l'introduction du régulateur, compte tenu de la consigne et de la perturbation, est de la forme :

$$X [K+1] = F.X [K] + H.U [K] + H_w \cdot I_c [K] + H_v \cdot n [K] \quad (2 - 21)$$

L'équation d'état de la grandeur de sortie est alors :

$$i_d [K] = C^T \cdot X [K] \quad (2 - 22)$$

II - 4.2.1. CHOIX DES POLES :

avec l'introduction de la contre réaction d'état et l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation, on obtient l'équation d'état du système global fermé de la forme :

$$X [K+1] = F_G \cdot X [K] + H_{GW} \cdot I_c [K] + H_{GV} \cdot n [K] \quad (2 - 23)$$

II - 4.2. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTIO

Pour trouver la matrice F_G , on a besoin de connaître les coefficients du vecteur K^T , pour cela on utilisera la forme canonique de réglage de la matrice F qui est une forme particulière contenant un minimum de paramètres, ceci nécessite un bon choix des pôles à assigner et de la période d'échantillonnage.

II - 4.2.1. CHOIX DES POLES :

Afin d'obtenir un comportement dynamique satisfaisant du réglage d'état, il est indispensable de faire un choix

adéquat des pôles à imposer. Notre système étant du troisième ordre, on choisira alors trois pôles. Dans ce cas présent on prendra une paire de pôles complexes conjugués, correspondant à un amortissement relatif optimal et un pôle réel, à savoir :

$$Z_{1,2} = 0,2895 \pm j. 0,3215 \quad (2 - 24)$$

$$Z_3 = 0,4327$$

II - 4.2.2. CHOIX DE LA PERIODE D'ECHANTILLONNAGE :

Le choix de la période d'échantillonnage est assez délicat car c'est un compromis à faire entre le temps de montée de la grandeur à régler et le temps de calcul.

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. On a choisi alors $T = 20$ ms, néanmoins on verra son influence sur le comportement du système.

III - 4.2.3. DETERMINATION DE LA MATRICE DE TRANSFORMATION :

Pour déterminer la forme canonique de réglage on doit d'abord déterminer les coefficients de l'équation caractéristique de F, en développant le déterminant de $(Z.I - F)$, on tire

$$\text{Dét } (Z.I - F) = Z^3 - 1,7593.Z^2 + 0,7595.Z - 2,55 \cdot 10^{-4} = 0 \quad (2 - 25)$$

D'où les coefficients de l'équation caractéristique du système global ouvert :

$$a_2 = - 1,7593 ; a_1 = 0,7595 ; a_0 = - 2,55 \cdot 10^{-4}$$

De là on tire les colonnes de la matrice S par :

$$S_3 = H$$

$$S_2 = F.S_3 + a_2.S_3$$

$$S_1 = F.S_2 + a_1.S_3$$

avec $S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 \end{bmatrix}$ et $T = S^{-1}$

L'équation caractéristique du système global fermé est :

$$P(Z) = (Z-Z_1).(Z-Z_2).(Z-Z_3) = 0$$

Où Z_1 , Z_2 et Z_3 sont les valeurs propres de la matrice F_G

$$\text{On a : } Z^3 + \alpha_2.Z^2 + \alpha_1.Z + \alpha_0 = 0 \quad (2 - 27)$$

on trouve alors :

$$\alpha_1 = - 1,0117 \quad ; \quad \alpha_2 = 0,4377 \quad ; \quad \alpha_0 = - 0,081$$

On définit un vecteur K_r^T tel que :

$$K_r^T = \begin{bmatrix} K_{r1} & K_{r2} & K_{r3} \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec : } K_{r1} = \alpha_0 - a_0$$

$$K_{r2} = \alpha_1 - a_1$$

$$K_{r3} = \alpha_2 - a_2 \quad (2 - 28)$$

$$\text{d'où } K_r^T = \begin{bmatrix} - 0,0807 & - 0,3218 & 0,7476 \end{bmatrix}$$

Enfin on tire le vecteur K^T de la relation :

$$K^T = K_r^T.T \quad (2 - 29)$$

$$\text{soit : } K^T = \begin{bmatrix} 1,4049 & - 2,36.10^{-2} & - 0,5547 \end{bmatrix}$$

II - 4.3. DETERMINATION DES COEFFICIENTS K_W ET K_V :

Lorsqu'on impose que la grandeur d'état du régulateur

soit nulle en régime établi, on obtient une condition bien définie permettant de calculer K_W et K_V par les formules suivantes :

$$K_W = \frac{1}{C_S^T (1 - F_S + H_S K_S^T)^{-1} H_S} \quad (2 - 30)$$

$$K_V = \frac{C_S^T (1 - F_S + H_S K_S^T)^{-1} H_{SV}}{C_S^T (1 - F_S + H_S K_S^T)^{-1} H_S} \quad (2 - 31)$$

On trouve :

$$K_W = 1,7815 \quad , \quad K_V = 0,8097$$

Une autre possibilité pour la détermination de ces coefficients consiste à compenser un pôle du système global fermé, à savoir :

$$K_W = \frac{K_R}{1 - Z_3} \quad (2 - 32)$$

tandis que K_V est donné par la relation (2 - 32) qui reste valable. On trouve :

$$K_W = 0,9779 \quad ; \quad K_V = 0,8097$$

II - 5. REPOSES DU SYSTEME :

La figure (2-4) montre le comportement transitoire que présente le système global fermé à partir d'un certain état initial, à savoir :

$$I_d (0) = 1 \quad ; \quad U_{di} (0) = 1 \quad ; \quad X_R (0) = 0$$

On voit que l'état final $I_d = U_{di} = X_R = 0$ est pratiquement atteint après $K = 7$ périodes d'échantillonnage. On peut donc conclure que les pôles assignés garantissent un amortissement rapide du phénomène transitoire.

La figure (2-5) montre la réponse indicielle des 3 grandeurs d'état par rapport à la consigne pour $K_W = 0$ et $K_V = 0$. On peut remarquer qu'on obtient un phénomène transitoire relativement lent et que les grandeurs d'état I_d et U_{di} ne varient qu'après une période d'échantillonnage ce retard est dû à l'absence des effets d'anticipation et de compensation et que le régulateur intégrateur n'impose une grandeur de commande $U [K]$ non nulle qu'après la 1ère période d'échantillonnage. La grandeur de sortie I_d atteint la valeur de consigne après $K = 7$ périodes d'échantillonnage soit après 140 ms, cependant, on ne signale pas de dépassement.

Les figures (2-6) et (2-7) donnent les réponses indiciaires par rapport à la grandeur de consigne respectivement avec compensation d'un pôle et avec grandeur du régulateur nulle en régime établi. Dans le premier cas, on voit que la grandeur à régler I_d ne possède qu'un dépassement maximum de 6 %, avec un temps de montée tout à fait acceptable. Dans le 2ème cas, on voit une intervention rapide du réglage d'état qui se manifeste par une variation transitoire très élevée de la grandeur U_{di} , cependant on signale un dépassement maximum important de 40 % de la grandeur I_d ,

quant à la grandeur X_R du régulateur, elle s'annule effectivement en régime établi.

Etant donné ces résultats, on optera pour la 1ère méthode qui a donné un meilleur réglage.

Les figures (2-8) et (2-9) représentent les influences de la période d'échantillonnage et des pôles sur la grandeur à régler. on constate dans le 1er cas que la diminution de la période d'échantillonnage entraîne la réduction de la durée du régime transitoire. Dans le 2ème cas, on remarquera que plus les pôles se déplacent vers l'origine, plus le régime transitoire diminue, toutefois il serait bon de tenir compte de la grandeur d'état U_{di} dont les performances se détériorent et trouver un compromis. Un choix adéquat de trois pôles pourrait garantir une bonne réponse du système.

La figure (2-10) montre la réponse du système pour une grandeur de consigne et son comportement vis à vis de la perturbation. On voit que cette dernière n'influe que sur la tension U_{di} .

Enfin la figure (2-11) montre l'influence de l'apparition de la perturbation en régime établi, celle-ci n'affecte pas la grandeur de sortie.

On peut dire que le choix des pôles de la figure (2-12) a donné un bon réglage du courant.

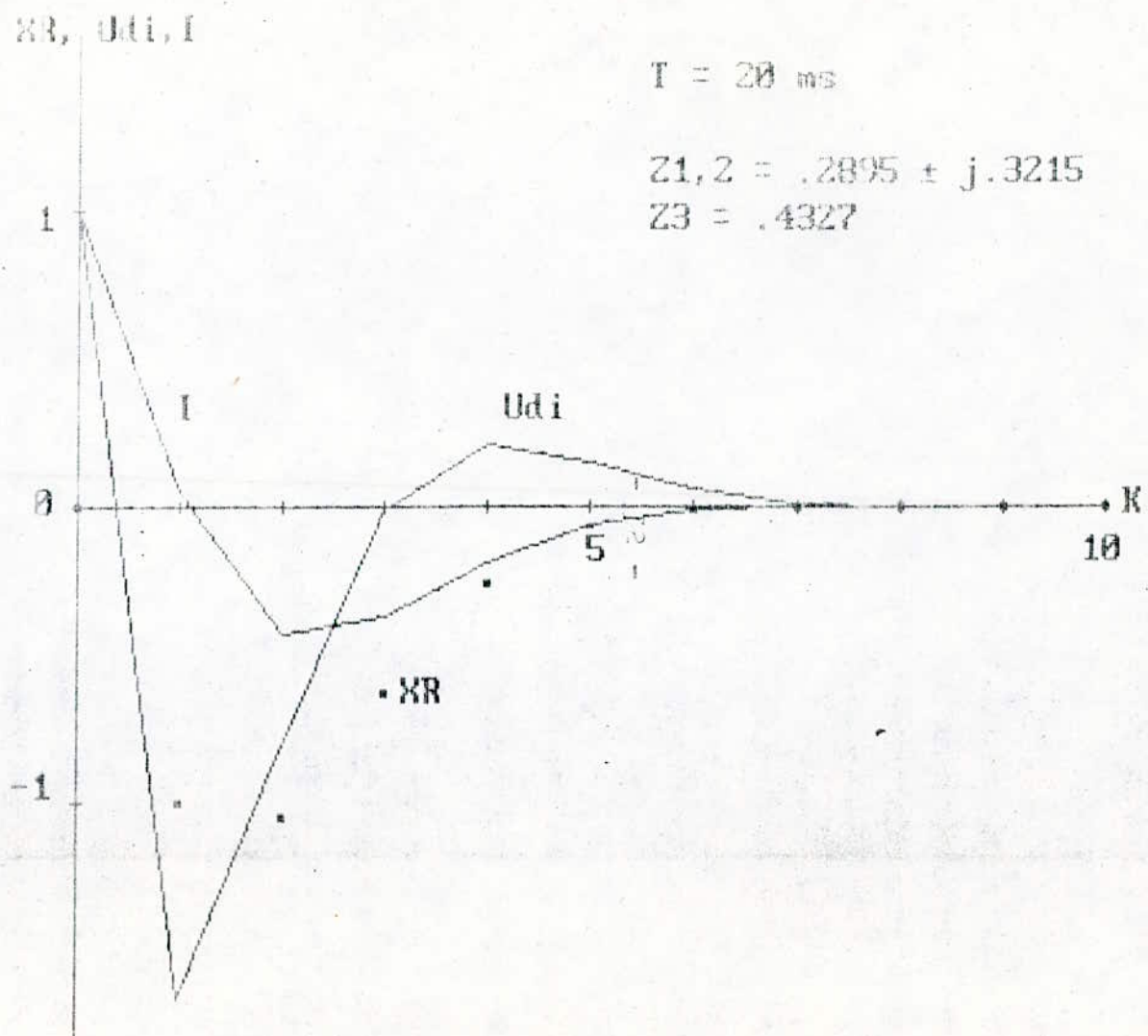


Fig2-4. Comportement transitoire du système global fermé selon le choix des pôles .

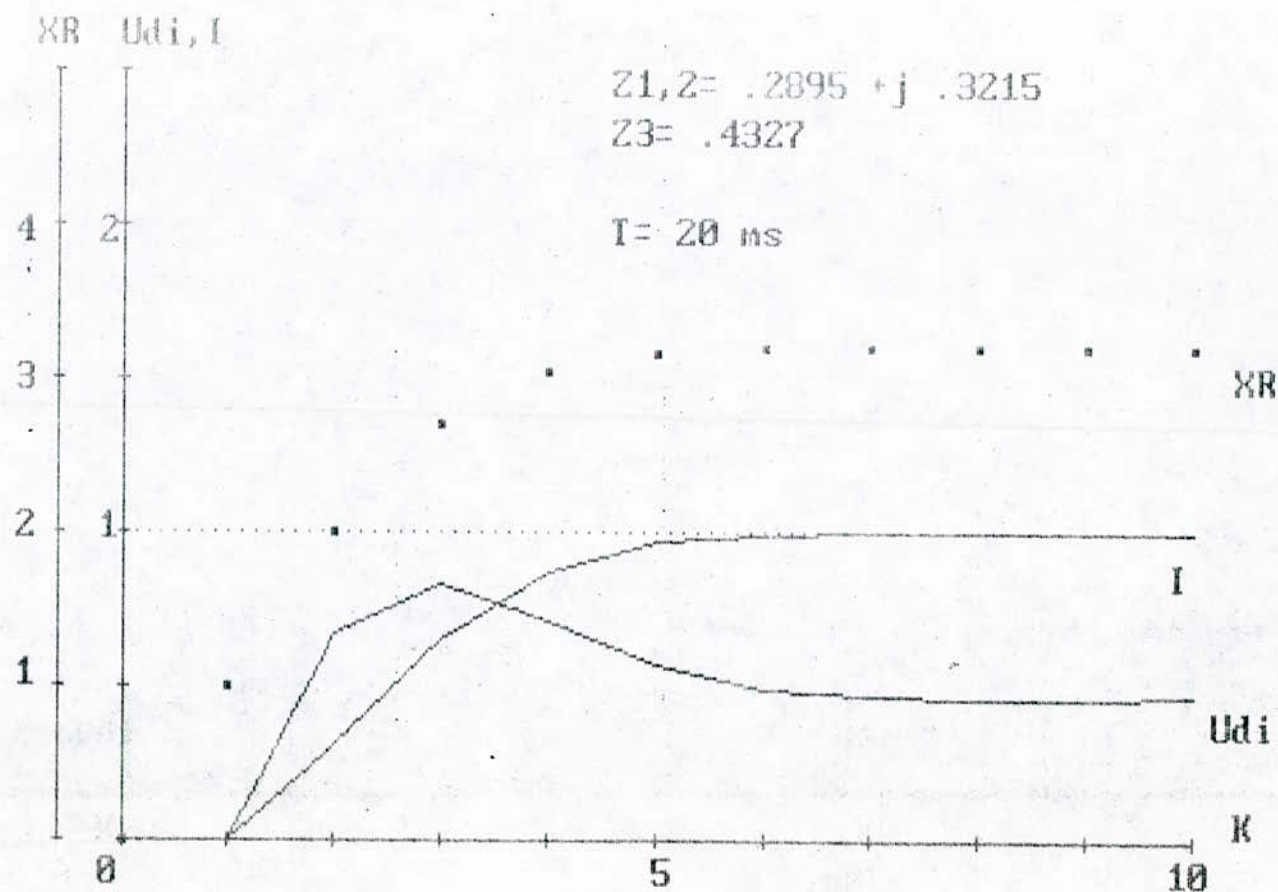


Fig2-5. Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne
 - sans intervention directe -

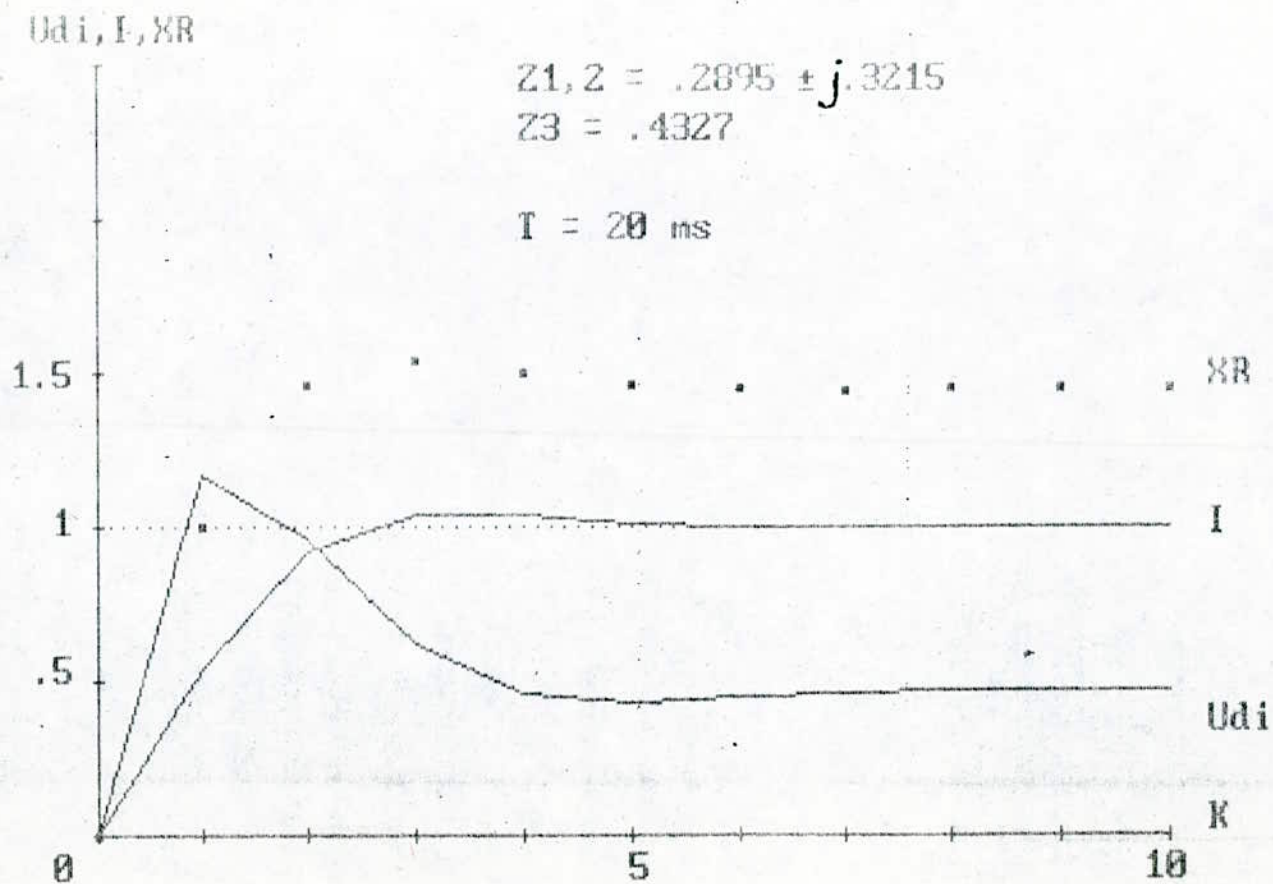


Fig2-6. Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne
 - compensation d'un pôle -

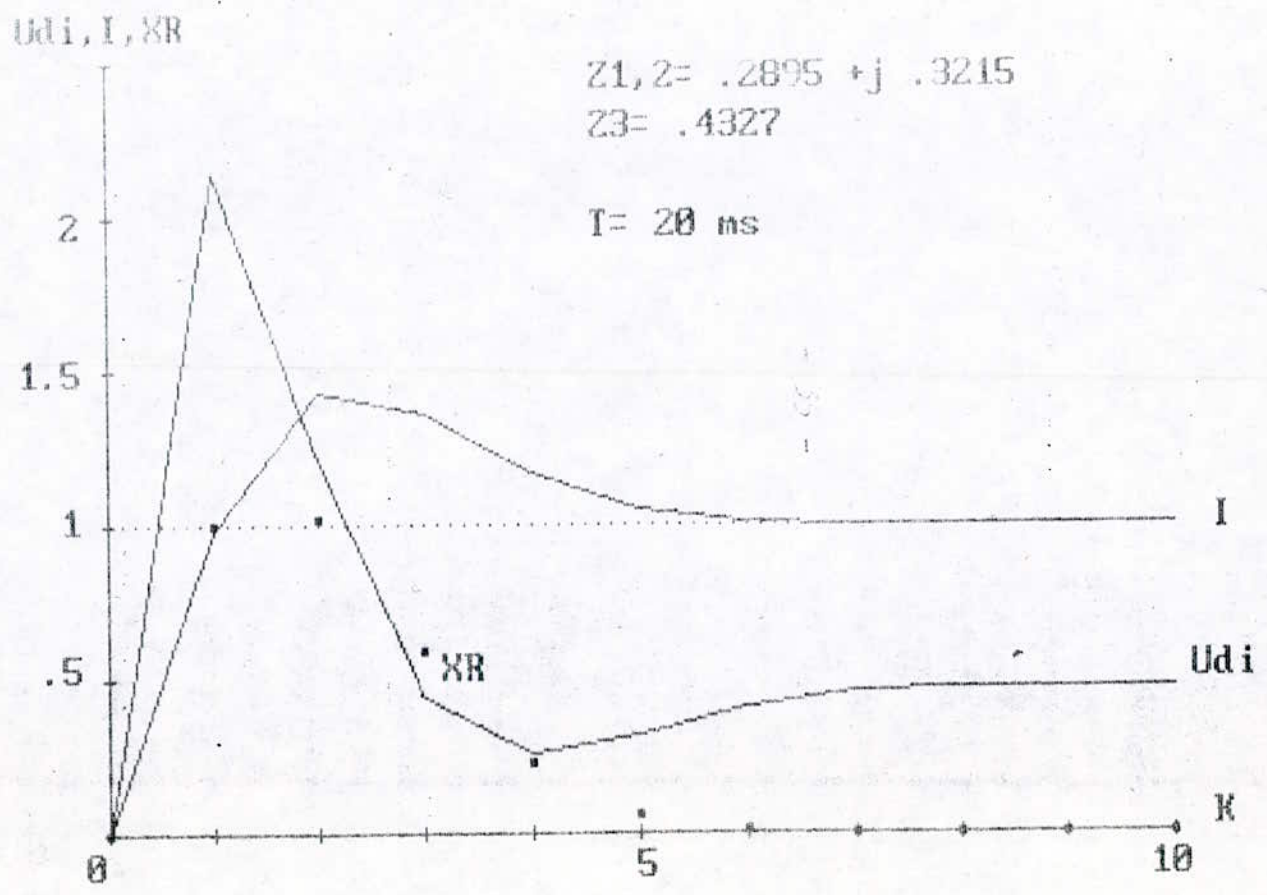


Fig2-7. Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne
 - régulateur nul en régime établi -

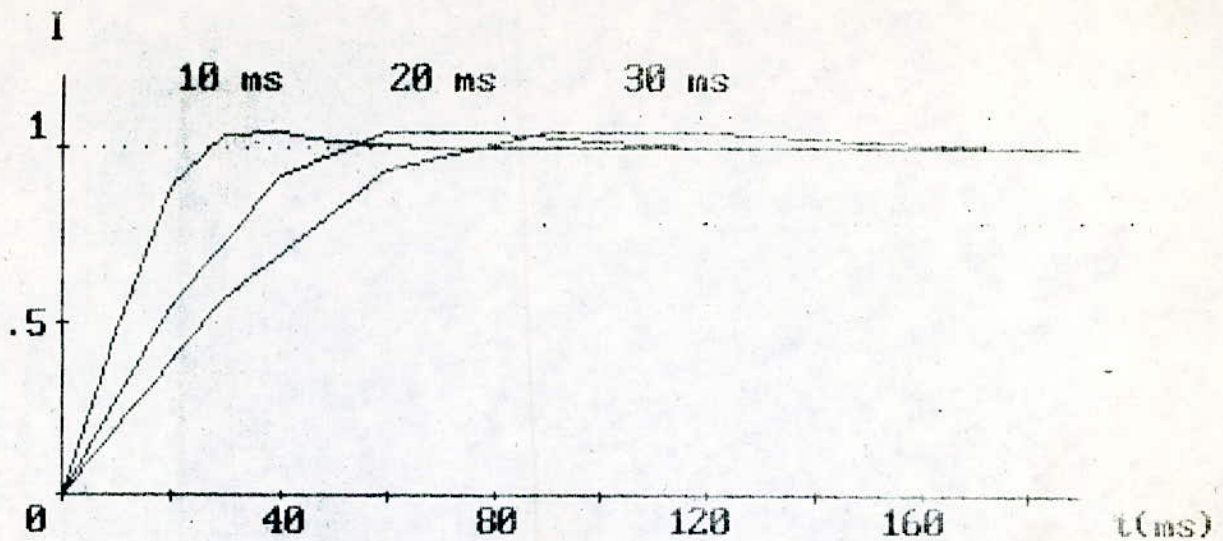


Fig 2-8. Influence de la période d'échantillonnage sur la grandeur de courant selon le choix des pôles $Z_{1,2} = .2895 \pm j.3215$ & $Z_3 = .4327$

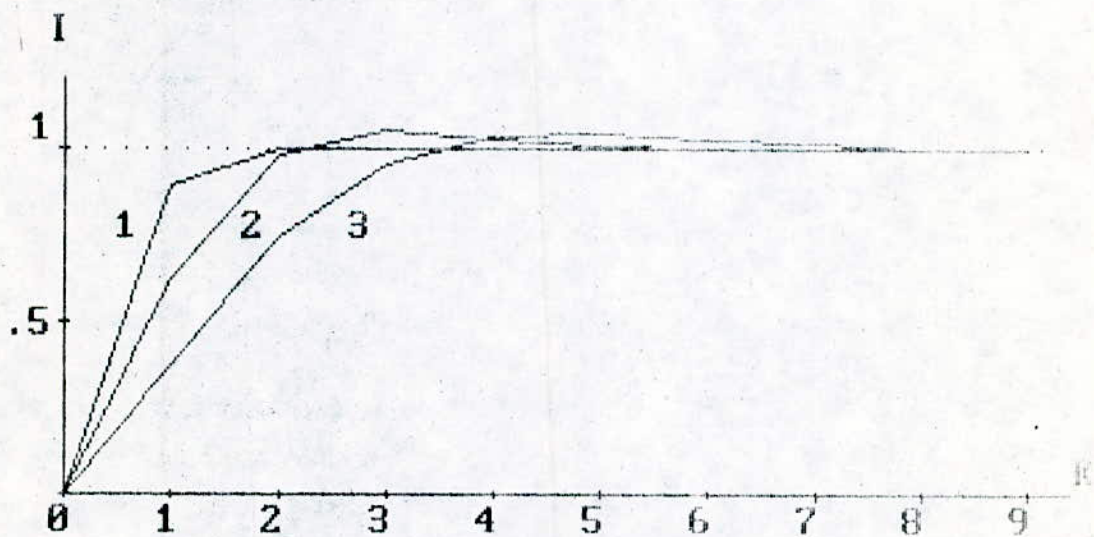
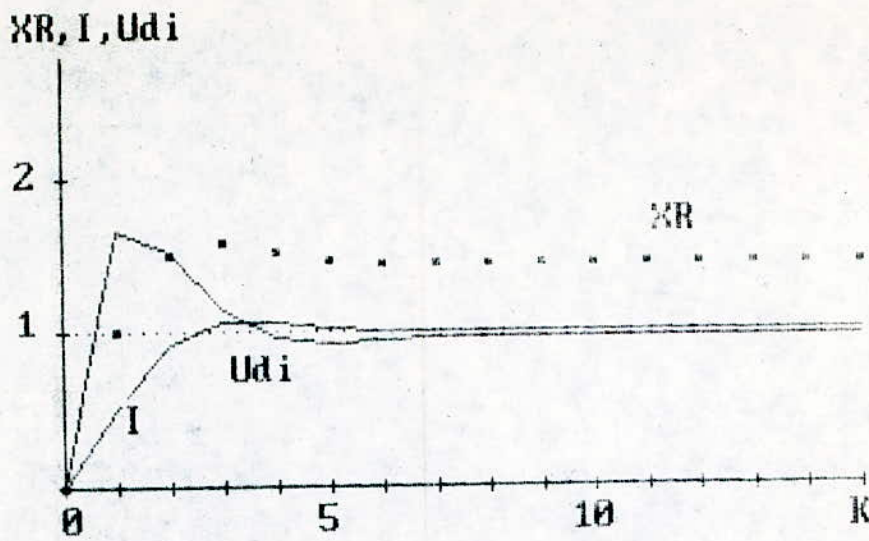
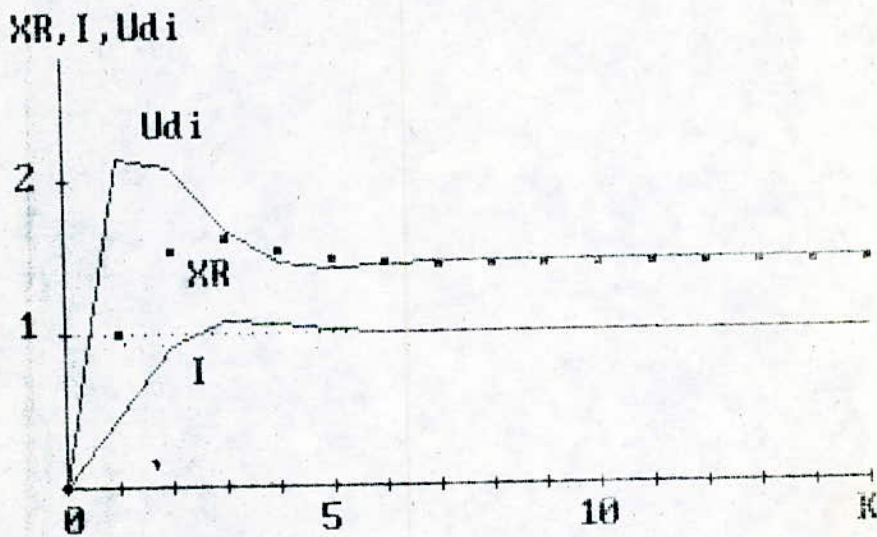


Fig 2-9. Influence des pôles sur la réponse indicielle.
(1) $Z_i = 0$
(2) $Z_{1,2} = .2293 \pm j.3153$ & $Z_3 = .5336$
(3) $Z_{1,2} = .4318 \pm j.3135$ & $Z_3 = .5336$



$$I_c = 1 \quad \& \quad n = 0.5$$



$$I_c = 1 \quad \& \quad n = 1$$

Fig2-10. Influence de la grandeur de perturbation sur les réponses indicielles .

* Compensation d'un pôle *

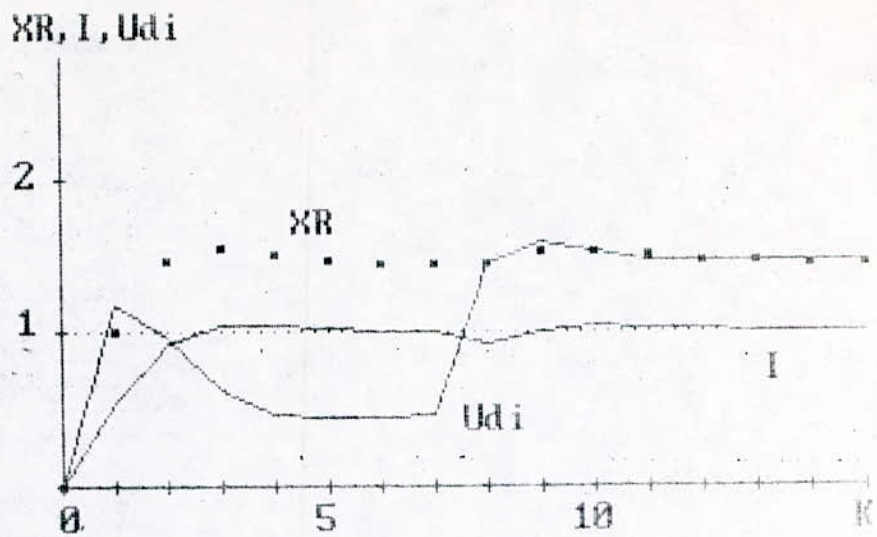


Fig 2-11. Influence de l'apparition de la perturbation en régime établi.

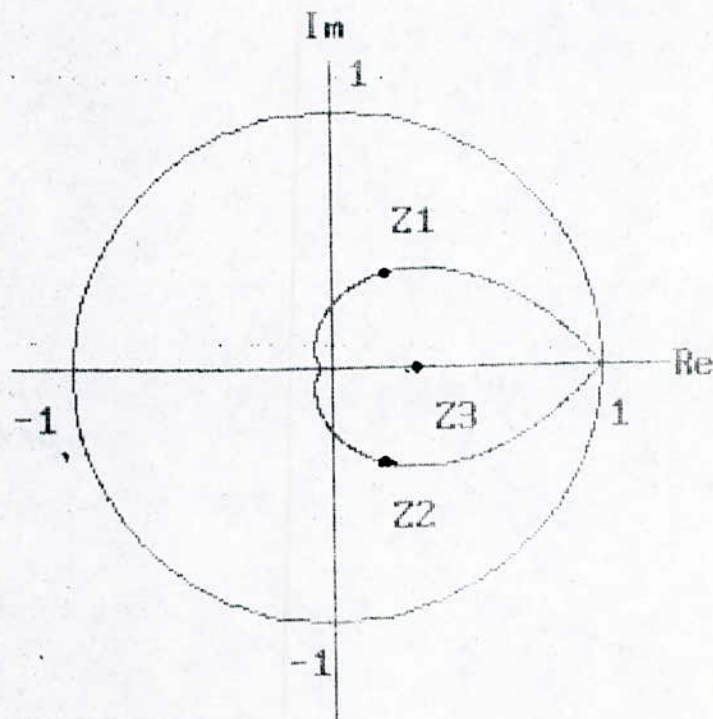


Fig 2-12. Disposition des pôles pour le réglage d'état du courant .

$$Z_{1,2} = .2895 \pm j.3215 \quad \& \quad Z_3 = .4327$$

C H A P I T R E I I I

REGLAGE D'ETAT PARTIEL DU COURANT D'INDUIT :

III - 1. INTRODUCTION :

On a vu au chapitre précédent que le vecteur d'état était composé du courant à régler I_d et de la tension U_{di} , cependant il n'est pas souhaitable de faire appel à un observateur d'état pour la mesure de la grandeur auxiliaire U_{di} , celle-ci ne sera donc pas mise en contre-réaction.

L'objet d'étude dans ce chapitre, consiste donc à déterminer les coefficients de réglage pour la structure de commande par contre-réaction d'état partielle, on notera qu'il existe des restrictions en ce qui concerne le libre choix quant à l'imposition des pôles.

III - 2. EQUATIONS D'ETAT ET STRUCTURE DE COMMANDE :

Notre système échantillonné en boucle ouverte étant défini par les deux équations suivantes :

$$X [K+1] = F.X [K] + H.U [K] + H_w.I_c [K] + H_v.n [K] \quad (3 - 1)$$

$$I_d [K] = C^T . X [K] \quad (3 - 2)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} \text{Exp} (-T/T_t) & \frac{T_{cm}}{r(T_t - T_{cm})} (\text{exp} (-T/T_t) - \text{exp} (-T/T_{cm})) & 0 \\ 0 & \text{exp} (-T/T_{cm}) & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} \frac{K_{cm}}{r(T_t - T_{cm})} \left[T(1 - \exp(-T/T_t)) - T_{cm}(1 - \exp(-T/T_{cm})) \right] \\ K_{cm} \left[1 - \exp(-T/T_{cm}) \right] \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} ; \quad H_v = \begin{bmatrix} \frac{1}{r} (\exp(-T/T_t) - 1) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad C^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En partant des équations du système en boucle ouverte on doit déterminer les équations en boucle fermée nécessaires pour étudier son comportement. Pour cela, on a besoin de la structure optimale suivante :

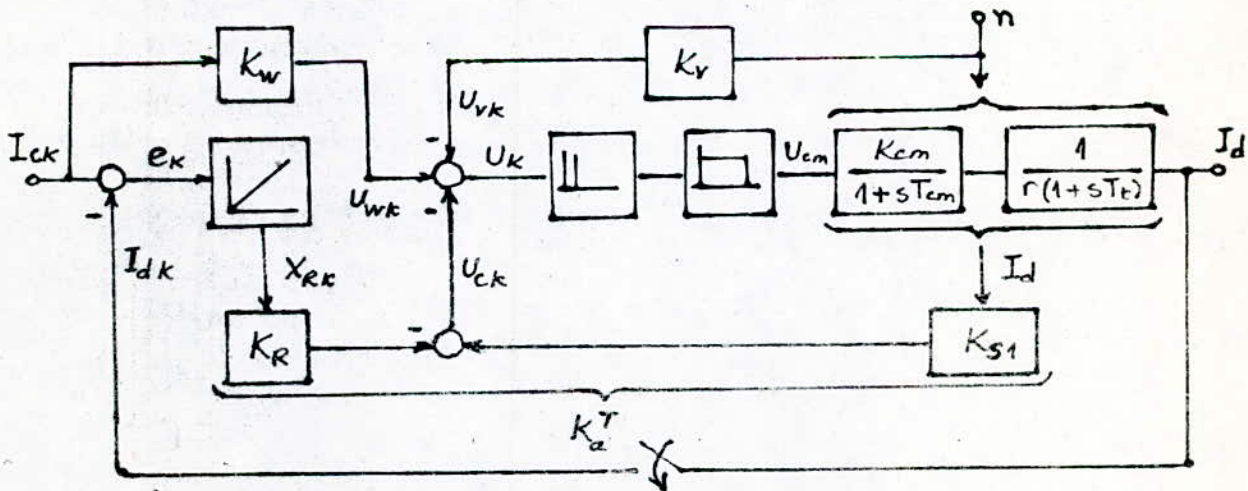


Fig. : 3.1. STRUCTURE DE REGLAGE PARTIEL.

III - 3. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTION :

On déterminera les coefficients du vecteur K^T sans la forme canonique de réglage. Pour cela on commencera par déterminer la matrice de commandabilité Q_c à partir des équations du système en boucle ouverte, celles-ci permettent de calculer la matrice E de dimension (4×3) de telle façon que l'expression du vecteur K^T soit présentée sous une forme plus condensée, à savoir : [2]

$$K^T = \begin{bmatrix} a^T & 1 \end{bmatrix} \cdot E \quad (3 - 3)$$

Le vecteur a^T de dimension 3 sera déterminé à partir des coefficients du polynôme $P(Z)$ du système global fermé qui sera décomposé en deux autres polynômes $Q(Z)$ et $R(Z)$, l'un de degré 2 dont les coefficients seront déterminés à partir du choix libre des pôles Z_1 et Z_2 , l'autre du premier degré dont le seul coefficient sera à déduire.

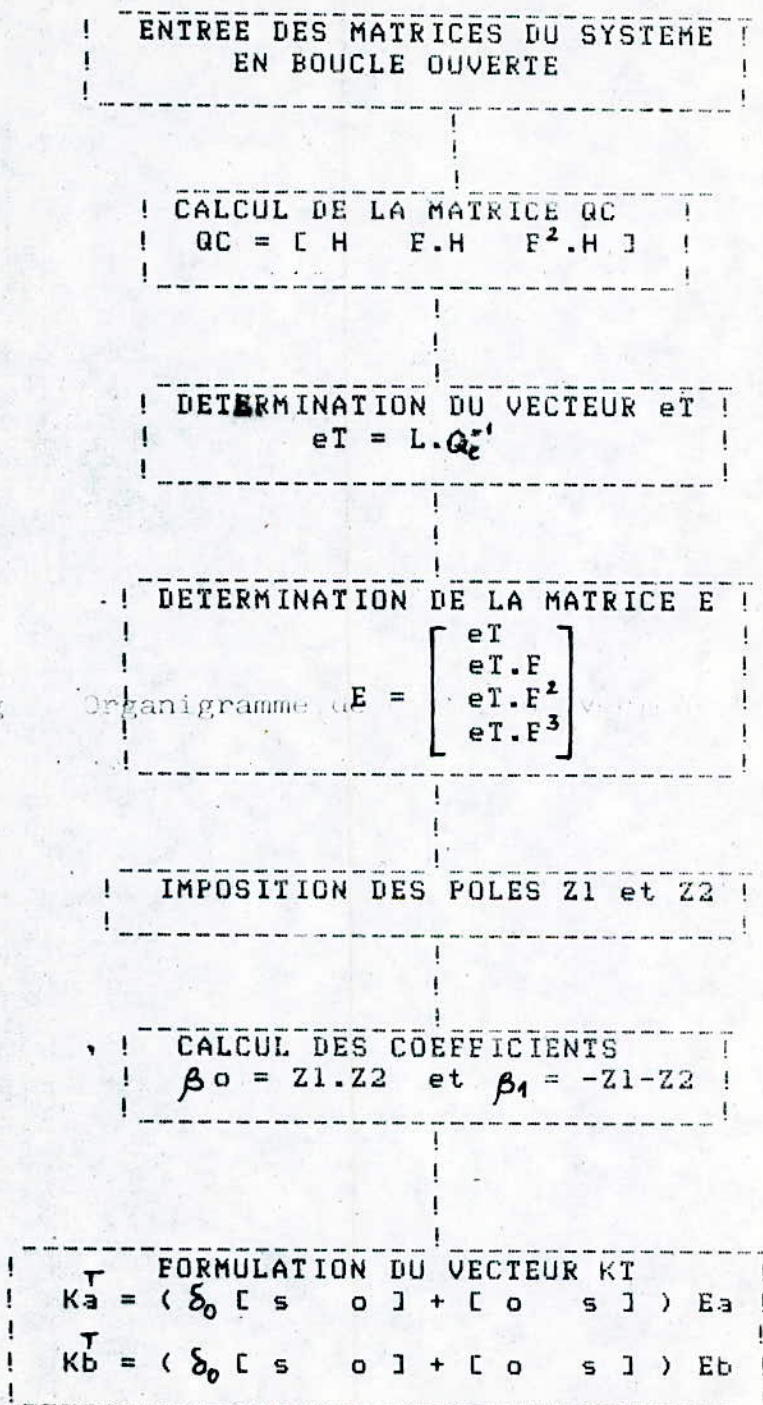
Etant donné que la grandeur d'état U_{di} n'est pas mise en contre-réaction, on impose donc $K_{s2} = 0$, par conséquent le vecteur K^T se décompose en :

$$K_a^T = \begin{bmatrix} K_{s1} & - K_R \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad K_b^T = 0 \quad (3 - 4)$$

Ceci exige une permutation entre le 2ème et le 3ème élément de K^T , par suite, la même permutation doit être faite pour les colonnes de la matrice E de façon que la relation (3 - 3) se présente sous la forme :

$$\begin{bmatrix} K_a^T & K_b^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a & E_b \end{bmatrix} \quad (3 - 5)$$

L'organigramme suivant donnera les différentes étapes de calcul.



Fig

Organigramme de

Fig

Organigramme de calcul du vecteur K^T

Si on impose les pôles $Z_{1,2} = 0,2895 \pm j 0,3215$, on obtient :

$$Q(Z) = (Z - Z_1)(Z - Z_2) = Z^2 - 0,579.Z + 0,1872 \quad (3 - 6)$$

d'où les coefficients :

$$\beta_0 = 0,1872 \quad \text{et} \quad \beta_1 = - 0,579$$

de l'expression de K_b^T on tire le coefficient δ_0 lequel déterminera le pôle Z_3 . soit :

$$\delta_0 = - [0 \quad s] \cdot E_b \cdot ([s \quad 0] \cdot E_b)^{-1} \quad (3 - 7)$$

$$\text{avec } s = [\beta_0 \quad \beta_1 \quad 1] \quad (3 - 8)$$

$$\text{On trouve } \delta_0 = - 0,3306$$

Le pôle Z_3 sera calculé à partir du polynôme :

$$R(Z) = Z + \delta_0 \quad (3 - 9)$$

$$\text{d'où } Z_3 = - \delta_0 = 0,3306$$

à partir de là, le calcul de K_a^T devient simple, à savoir :

$$K_a^T = (\delta_0 [s \quad 0] + [0 \quad s]) \cdot E_a \quad (3 - 10)$$

$$\text{soit } K_a^T = [1,5386 \quad - 0,6546]$$

L'expression finale du vecteur de la contre-réaction sera donc formulée comme suit :

$$K^T = [1,5386 \quad 0 \quad - 0,6546]$$

III - 4. DETERMINATION DES COEFFICIENTS K_W ET K_V :

Les relations donnant K_W et K_V restent inchangées. Cependant lorsqu'on impose que la grandeur du régulateur soit nulle en régime établi, on trouve :

$$K_W = 1,9261 \quad \text{et} \quad K_V = - 0,8333.$$

par contre si on compense le pôle réel Z_3 par rapport à la grandeur de consigne, on tire :

$$K_W = 0,9779.$$

III - 5. RESULTATS ET COMPARAISON :

Les courbes qui ont été tracées ont été basées sur les équations du système global fermé suivants :

$$X [K + 1] = F_G \cdot X [K] + H_{GW} \cdot I_c [K] + H_{GV} \cdot n [K] \quad (3 - 11)$$

$$I_d [K] = C^T \cdot X [K] \quad (3 - 12)$$

$$\text{où : } F_G = F - H \cdot K^T.$$

$$H_{GW} = H_W + H \cdot K_W.$$

$$H_{GV} = H_V - H \cdot K_V.$$

Les mêmes méthodes pour la détermination des coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation ont été utilisées pour le réglage d'état partiel. En se référant aux réponses données par le système, on voit qu'elles sont identiques à celles trouvées pour le réglage par contre-réaction d'état.

On conclura donc que la méthode de réglage partiel est très efficace car elle permet d'éliminer certaines grandeurs d'état dans la contre-réaction par conséquent : certains organes de mesure, ceci diminue également le temps de calcul du calculateur numérique.

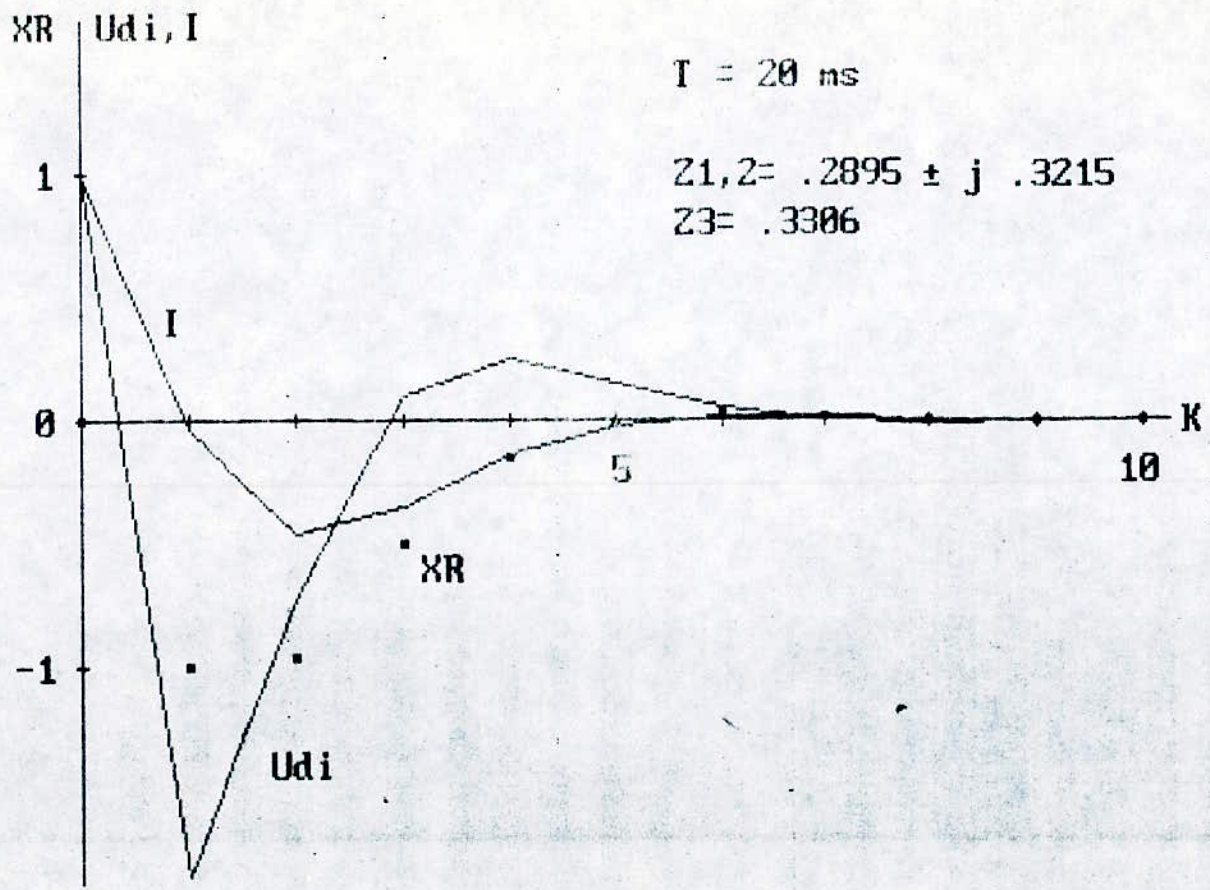


Fig 3-3. Réponse transitoire du système global fermé
- retour partiel -

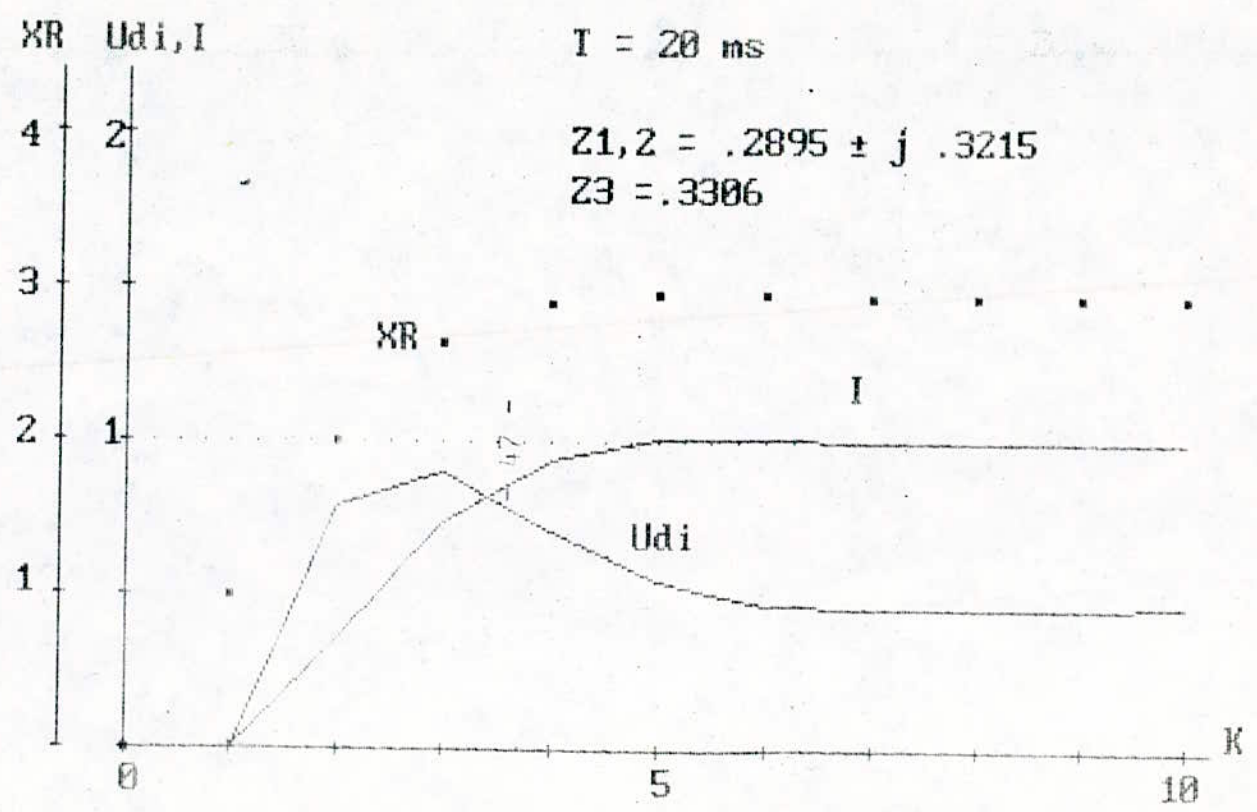


Fig3-4. Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne
- sans intervention directe -
* retour partiel *

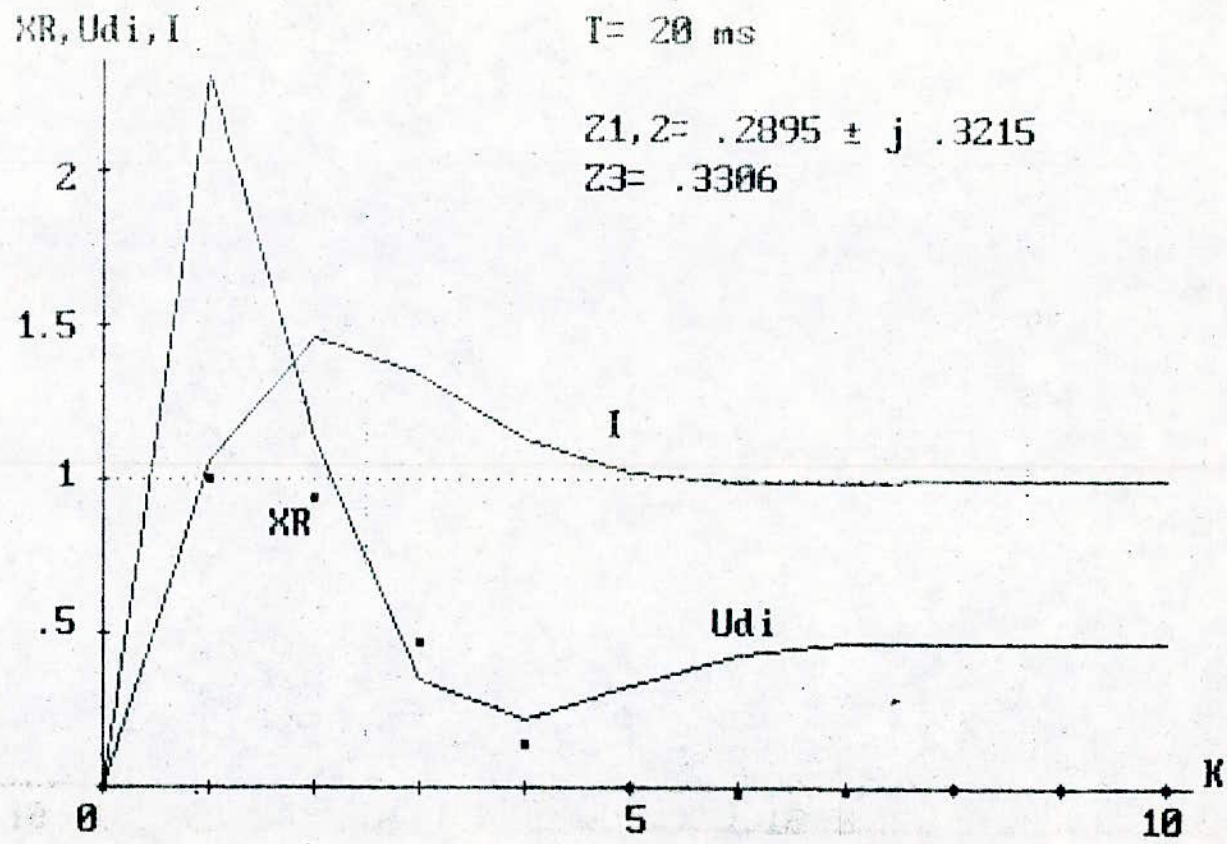


Fig 3-5. Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne
 - régulateur nul en régime établi -
 * retour partiel *

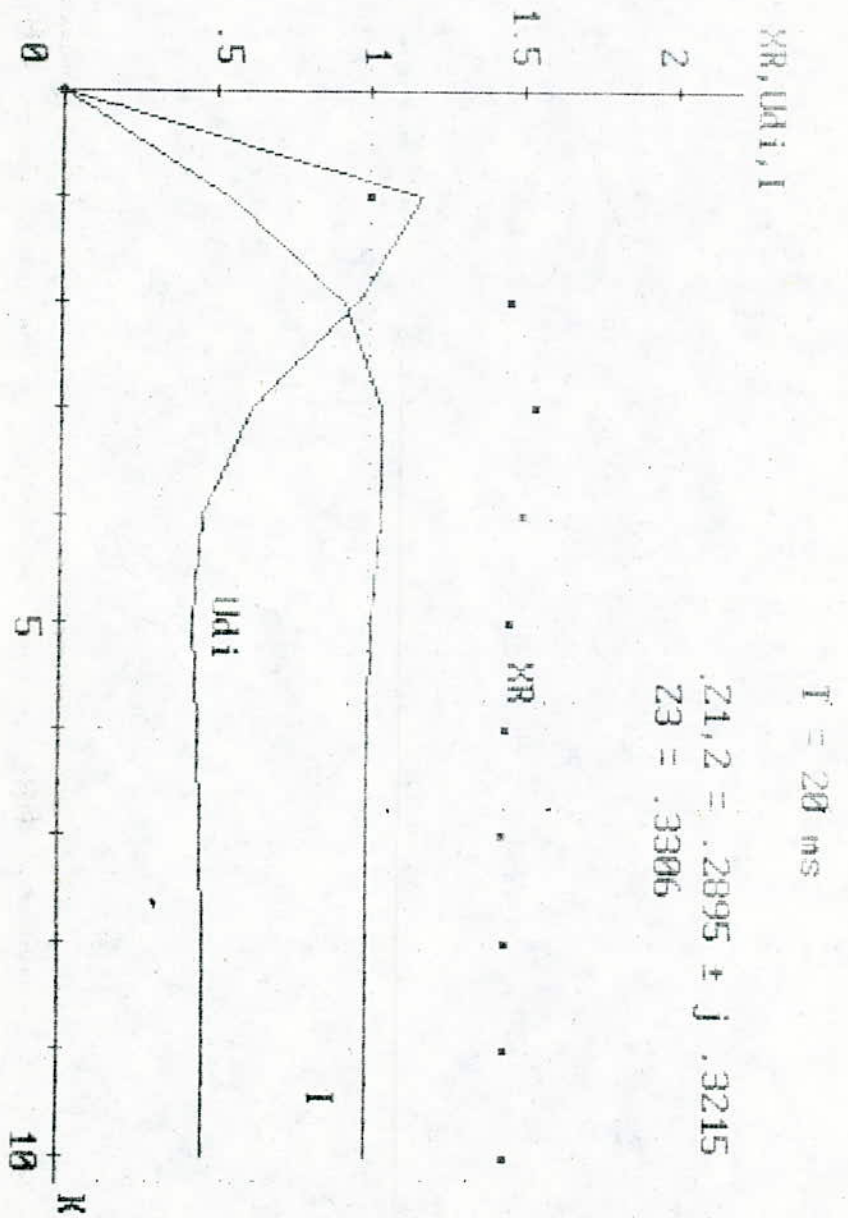


Fig 3-6. Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne
 - compensation d'un pôle -
 * retour partiel *

REGLAGE D'ETAT DE LA VITESSE DE ROTATION

IV - 1. INTRODUCTION :

Le réglage de la vitesse est le but essentiel de la commande automatique d'un moteur. Pour cela, la boucle de vitesse est utilisée comme boucle principale dans le schéma bloc de réglage.

Ce chapitre est consacré à l'étude du réglage d'état de la vitesse en tenant compte du comportement du courant d'induit afin d'introduire si nécessaire est, un limiteur.

IV - 2. SYSTEME EQUIVALENT POUR LE CIRCUIT DE REGLAGE INTERMEDIAIRE.

Afin de rendre l'étude du circuit de réglage principal simple, on est amené à remplacer le circuit de réglage intermédiaire par un circuit équivalent dont la fonction de transfert du premier ordre est de la forme :

$$F(s) = \frac{1}{1 + s.T_e} \quad (4 - 1)$$

où T_e est la constante de temps du circuit équivalent. Elle est déterminée de façon à rendre égales les surfaces de réglage pour le circuit intermédiaire et le circuit équivalent [2] [14]

Cette condition nous impose :

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

soit $T_e = 18.4 \text{ ms}$

IV - 3. SCHEMA BLOC DU CIRCUIT DE REGLAGE :

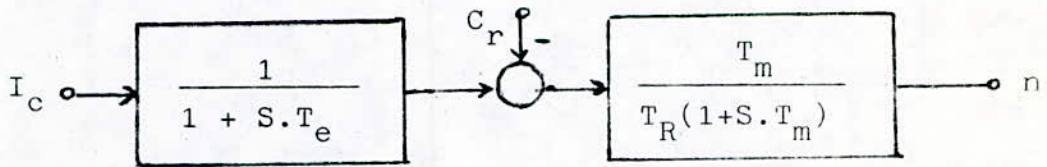
Le circuit de réglage intermédiaire a pour grandeur d'entrée le courant de commande I_c , de ce fait, la fonction de transfert s'écrit :

$$G(S) = \frac{1}{1+S.T_e} = \frac{I_d}{I_c} \quad (4 - 3)$$

compte tenu de la fonction de transfert pour l'équation mécanique.

$$F(S) = \frac{T_m}{T_R (1 + S.T_m)} \quad (4 - 4)$$

on tire le diagramme fonctionnel suivant :



le couple résistant intervient comme grandeur de perturbation dans le réglage de la vitesse.

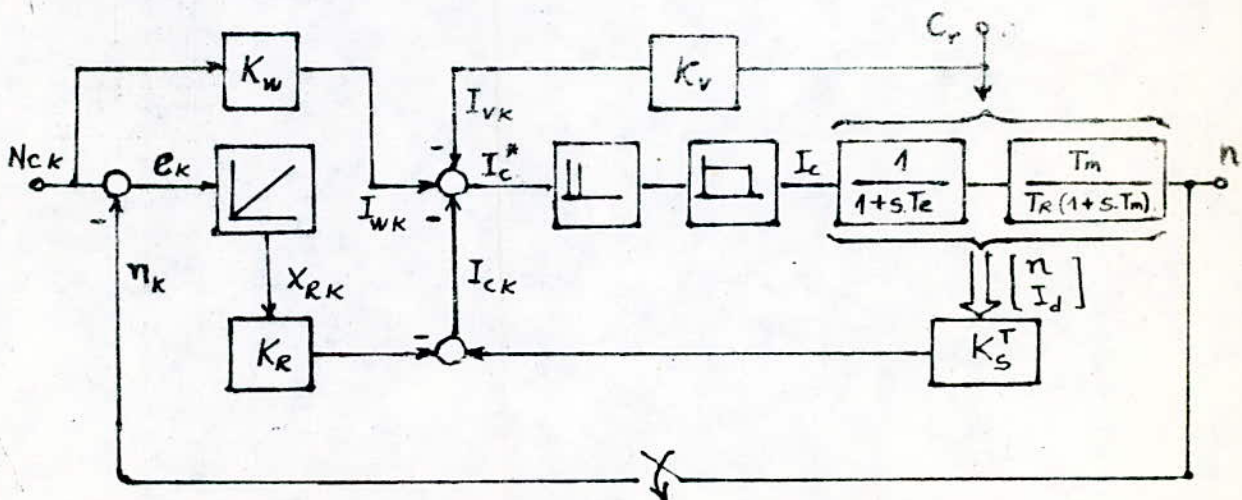


Fig. : 4.1. Structure de réglage de la vitesse.

IV - 4. EQUATIONS D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL :

L'équation du mouvement est donnée par :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{Id - Cr}{T_R} - \frac{K_f}{J} \cdot n \quad (4 - 5)$$

La relation (4-3) devient après transformation inverse de Laplace :

$$\frac{dId}{dt} = \frac{Ic - Id}{T_e} \quad (4 - 6)$$

Les équations d'état du système continu sont donc :

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

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_m} & \frac{1}{T_R} \\ 0 & -\frac{1}{T_e} \end{bmatrix} ; \quad B_S = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_e} \end{bmatrix} ; \quad B_{sv} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_R} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'état est composé de la vitesse n et du courant d'induit Id . Le passage aux équations d'état aux différences du système échantillonné se fait par l'intermédiaire de la matrice de transition d'état $\phi(t)$ telle que :

$$F_S = \phi(T) = \begin{bmatrix} \exp\left(-\frac{T}{T_m}\right) & \frac{T_m \cdot T_e}{T_R \cdot (T_m - T_e)} \left[\exp\left(-\frac{T}{T_m}\right) - \exp\left(-\frac{T}{T_e}\right) \right] \\ 0 & \exp\left(-\frac{T}{T_e}\right) \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

et comme $H_S = \Psi(T) \cdot B_S$ et $H_{SV} = \Psi(T) \cdot B_{SV}$

avec $\Psi(t) = \int_0^t \phi(\tau) d\tau$

On a alors :

$$H_S = \begin{bmatrix} \frac{T_m}{T_R(T_m - T_e)} \left[T_m(1 - \exp(-\frac{T}{T_m})) - T_e(1 - \exp(-\frac{T}{T_e})) \right] \\ 1 - \exp(-\frac{T}{T_e}) \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

$$H_{SV} = \begin{bmatrix} \frac{T_m}{T_R} \exp(-\frac{T}{T_m}) - 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_S^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

Ainsi les équations d'état du système échantillonné s'écrivent :

$$X_S [K+1] = F_S \cdot X_S [K] + H_S \cdot I_C [K] + H_{SV} \cdot Cr [K] \quad (4-11)$$

$$n [K] = C_S^T \cdot X_S [K] \quad (4-12)$$

Si on introduit la grandeur du régulateur dans les relations précédentes on obtient les équations d'état du système global ouvert.

$$X [K+1] = F \cdot X [K] + H \cdot I_C [K] + H_W \cdot N_C [K] + H_V \cdot C_R [K] \quad (4-13)$$

$$n [K] = C^T \cdot X [K] \quad (4-14)$$

Où : $F = \begin{bmatrix} F_S & 0 \\ -C_S^T & 1 \end{bmatrix}$; $H = \begin{bmatrix} H_S \\ 0 \end{bmatrix}$; $H_W = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

$H_V = \begin{bmatrix} H_{SV} \\ 0 \end{bmatrix}$; $C^T = \begin{bmatrix} C_S^T & 0 \end{bmatrix}$ et $X [K] = \begin{bmatrix} X_S [K] \\ X_R [K] \end{bmatrix}$

En faisant intervenir la contre-réaction d'état et les grandeurs N_C et Cr on aboutit à l'équation d'état du système global fermé suivante :

$$X [K+1] = F_G \cdot X [K] + H_{GW} N_C [K] + H_{GV} \cdot Cr [K] \quad (4 - 15)$$

les matrices F_G , H_{GW} et H_{GV} ont été définies précédemment (voir § I - 5).

IV - 5. DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE REGLAGE :

Le vecteur K^T est déterminé à l'aide de la forme canonique de réglage déjà utilisée.

Le choix libre des pôles permet d'imposer la pente de la vitesse désirée. Etant donnée que la boucle de vitesse est beaucoup plus lente que celle du courant, on a été amené à assigner un triplé de pôles proches de 1, à savoir :

$$Z_{1,2} = 0,8442 \pm j. 0,1336 \quad (4 - 16)$$

$$Z_3 = 0,8547$$

avec ce choix, on aboutit au vecteur de la contre-réaction :

$$K^T = [7,0573 \quad , \quad 0,4144 \quad - \quad 0,5215] \quad (4 - 17)$$

Si on compense le pôle réel Z_3 par rapport à la grandeur de consigne, on trouve :

$$K_W = 3,5889$$

Par contre, en imposant que la grandeur du régulateur soit nulle en régime établi, on aura :

$$K_W = 89,3017 \quad \text{et} \quad K_V = - 1,4144$$

IV - 6. ANALYSE DES REPNSES DU SYSTEME :

La figure (4-2) montre la réponse du système global à une impulsion, c'est à dire, à partir de l'état initial :

$N = I_d = X_R = 0$ est atteint après 33 périodes d'échantillonnage.

On remarque que les oscillations sont bien amorties.

Les pôles imposés sont donc convenables.

Les figures (4-3), (4-4) et (4-5) représentent les réponses indicielles du système par rapport à la grandeur de consigne respectivement sans intervention directe, avec grandeur d'état du régulateur nulle en régime établi et avec compensation d'un pôle.

On voit que le cas sans intervention directe est assez défavorable car la grandeur à régler varie seulement à partir de la 1ère période d'échantillonnage par contre son dépassement est nul. Dans le 2ème cas, on obtient une réaction très rapide avec un temps de montée $t_m/T = 8$, cependant le dépassement maximum devient très élevé, soit de 30 %, ceci est dû au facteur $K_w = 89,3017$. Un tel comportement dynamique n'est pas admissible. La compensation d'un pôle, par contre, donne un dépassement maximum faible, soit de 3,3 %, avec un temps de montée $t_m/T = 15$ qui est acceptable.

La figure (4-6) donne la réponse du système par rapport à une grandeur de perturbation. La vitesse oscille légèrement autour de sa valeur initiale et se stabilise après 25 périodes d'échantillonnage le courant s'adapte à la charge et prend la valeur nominale après 38 périodes d'échantillonnage

On conclura pour cette étude que la détermination du coefficient K_w selon le critère de la compensation d'un pôle donne de meilleurs résultats en ce qui concerne le comportement dynamique du moteur.

La figure (4 - 8) donne la réponse du système par rapport à une grandeur de consigne et l'influence de la perturbation sur celui-ci. On voit que la grandeur d'état du courant s'adapte bien à la charge tandis que la vitesse se comporte comme précédemment.

Comme pour le réglage du courant, il est intéressant d'étudier l'influence des pôles sur la grandeur de vitesse et le comportement du courant dans les mêmes conditions. On remarque que la diminution des pôles entraîne la réduction du régime transitoire sans toutefois qu'il y ait de grands dépassements de la grandeur à régler. Cependant ceci est néfaste pour la grandeur du courant, car ce dernier se manifeste par un pic durant son régime transitoire. Figures (4-9) et (4-10)

Les figures (4-11) et (4-12) montrent respectivement l'allure de la grandeur à régler pour différentes périodes d'échantillonnage et le comportement du système vis à vis d'une perturbation en régime établi, la charge a été appliquée à la 20 ème période, on peut constater que le courant augmente pour atteindre et se stabiliser à la valeur nominale, tandis que la vitesse de rotation du moteur n'est pas affectée puisqu'elle conserve sa valeur de consigne. On peut donc dire que la régulateur de la vitesse est satisfaisante.

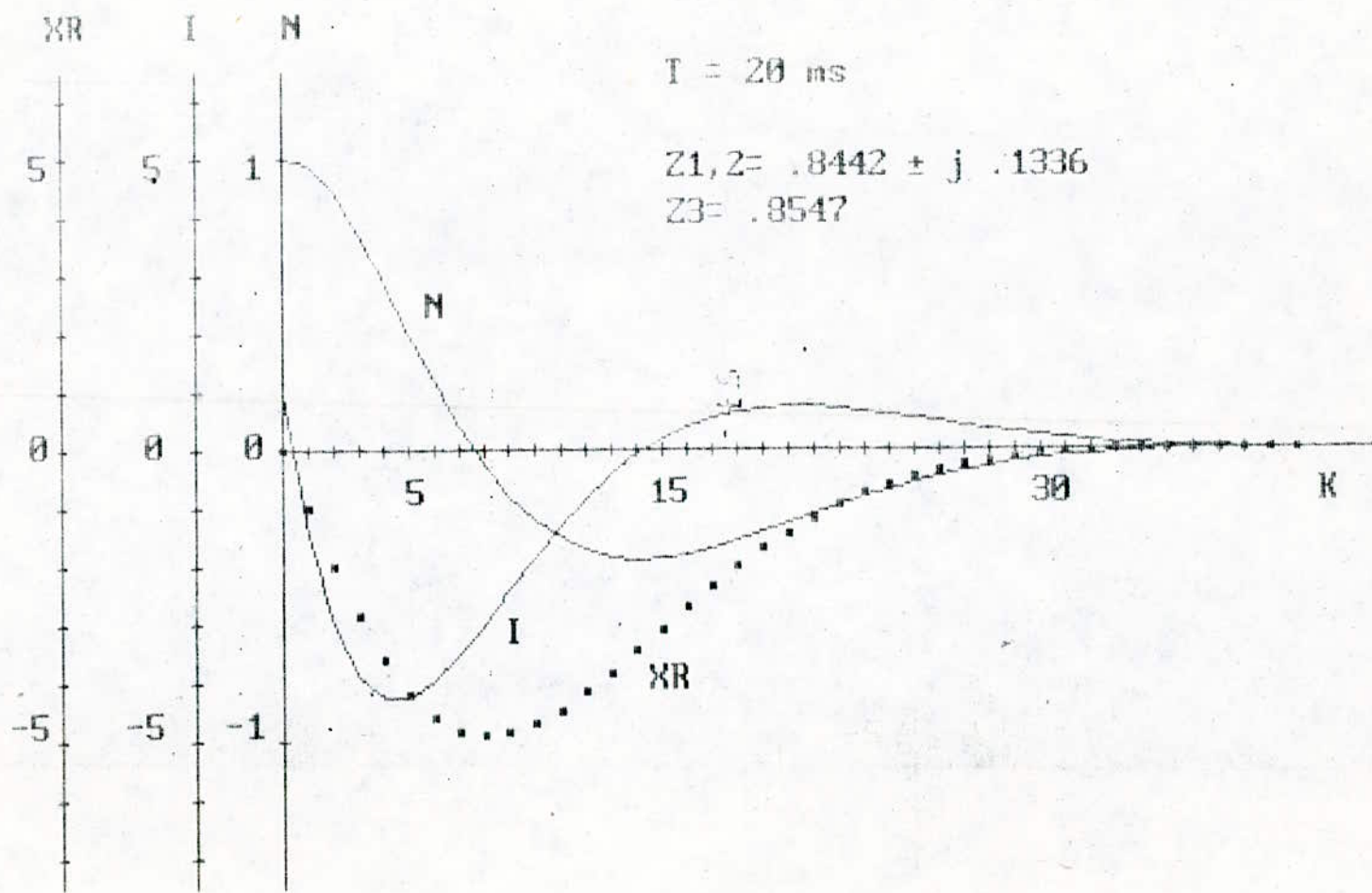
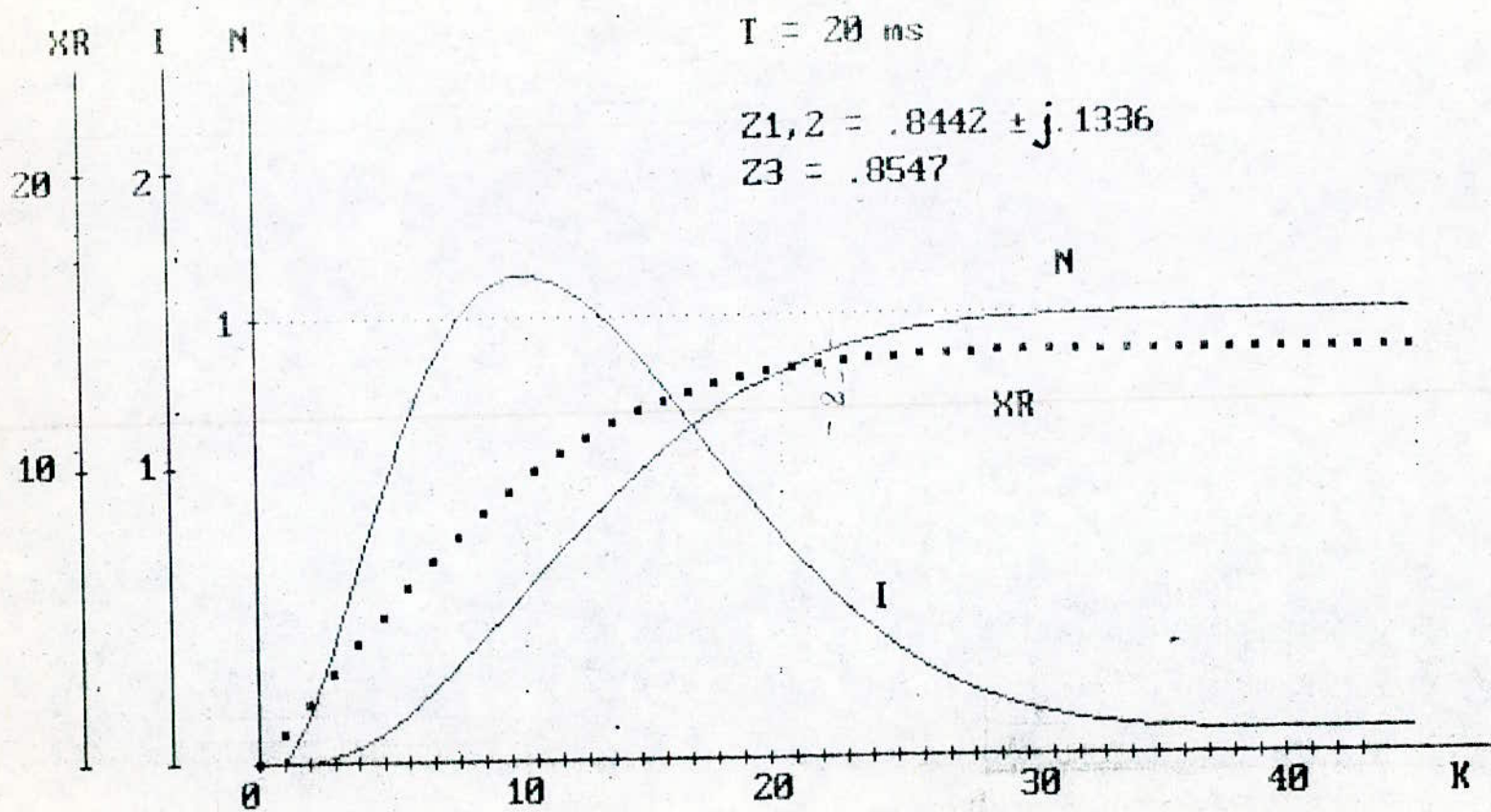
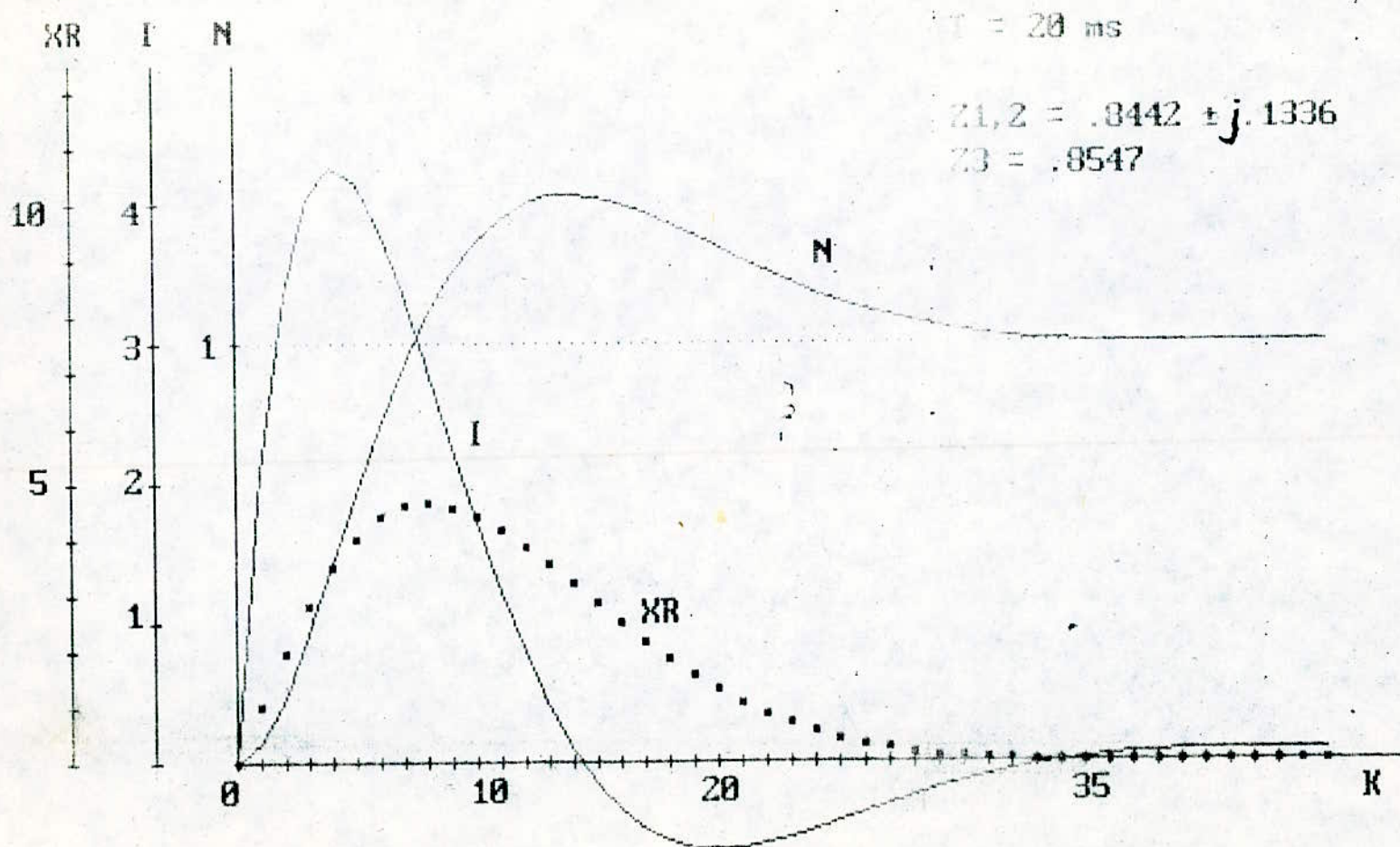


Fig 4.2. comportement transitoire du système global fermé
 - selon le choix des poles -



- 56 -

Fig 4-3. Réponse indicielle du système global par rapport à une grandeur de consigne * sans intervention directe *



- 57 -

Fig 4-4. Réponse indicielle du système global par rapport à une grandeur de consigne. * Grandeur du régulateur nulle en régime établi *

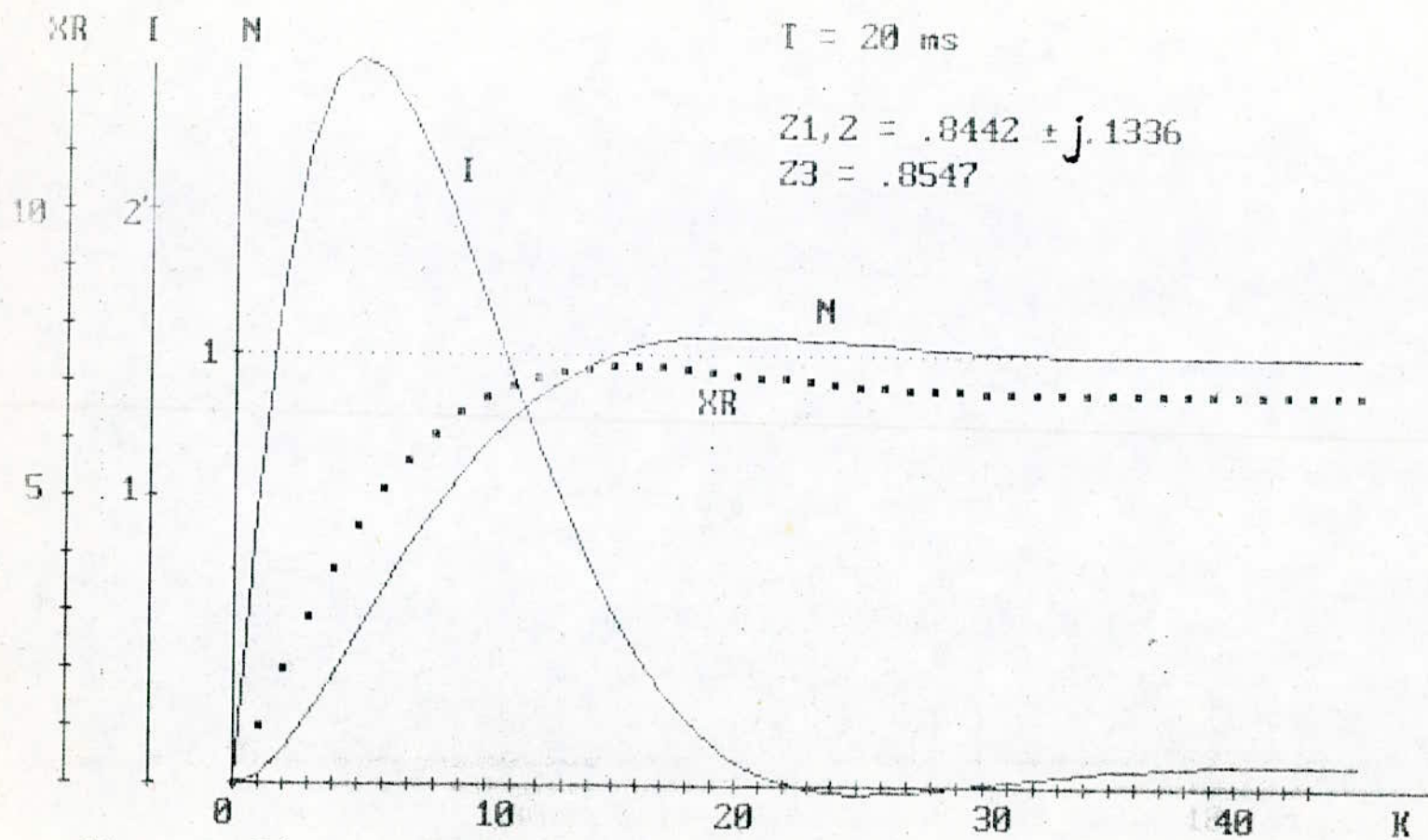


Fig 4.5. Réponse indicielle du système global fermé
 - compensation d'un pôle -

XR, N, I

$T = 20 \text{ ms}$

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

$$Z_3 = .8547$$

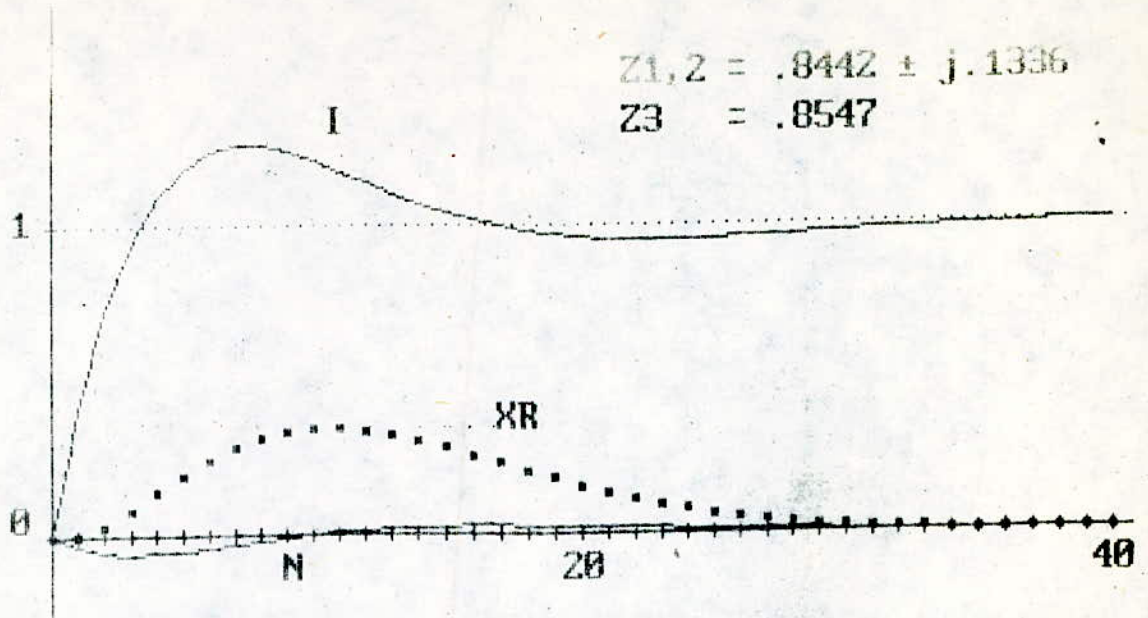


Fig 4-6. Réponse du système par rapport à la grandeur de perturbation . - 6* compensation d'un pôle *

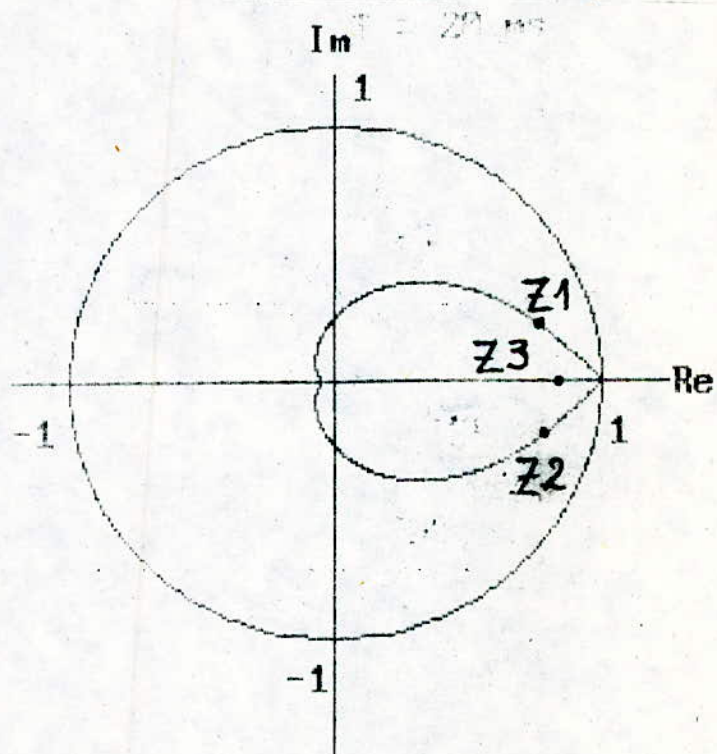


Fig 4-7. Disposition des pôles pour le réglage d'état de la vitesse

$$Z_{1,2} = .8442 \pm j.1336 \quad \& \quad Z_3 = .8547$$

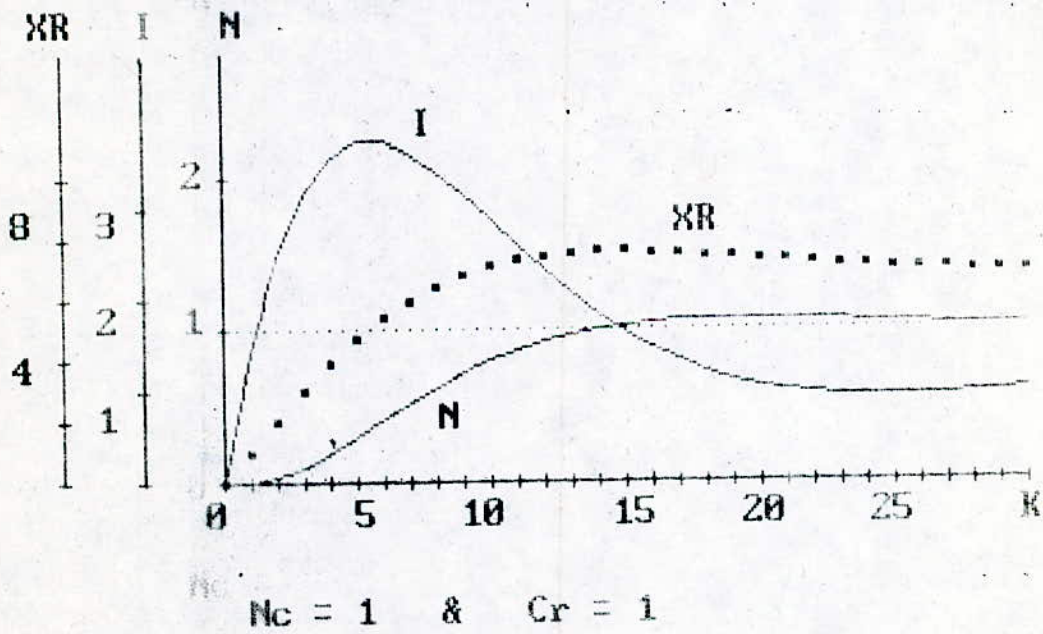
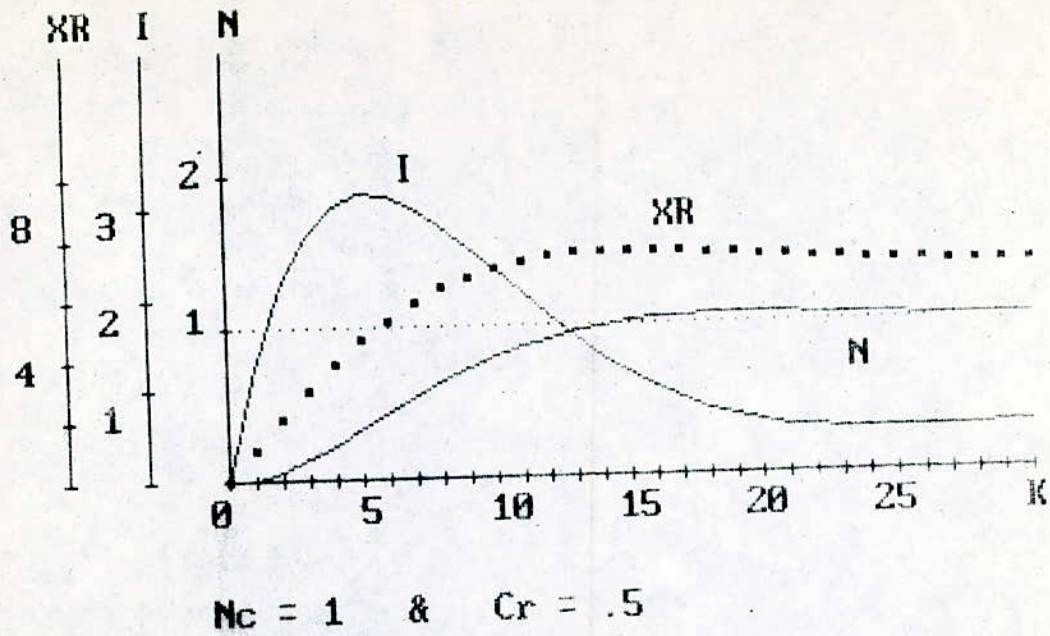


Fig 4-8 Influence de la grandeur de perturbation sur les réponses indicielles .
* compensation d'un pôle *

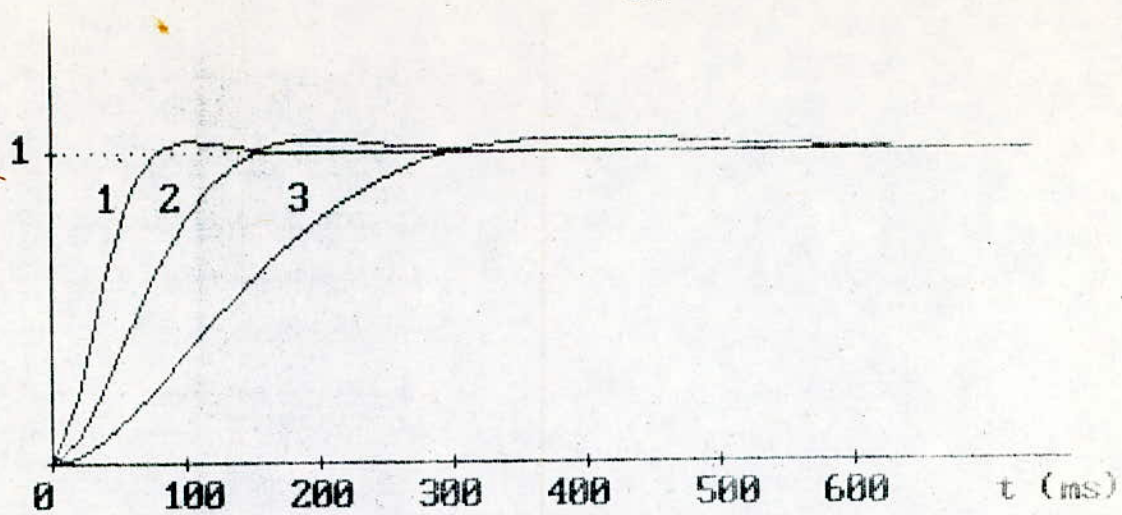


Fig 4-9. Influence des pôles sur la réponse indicielle en vitesse .

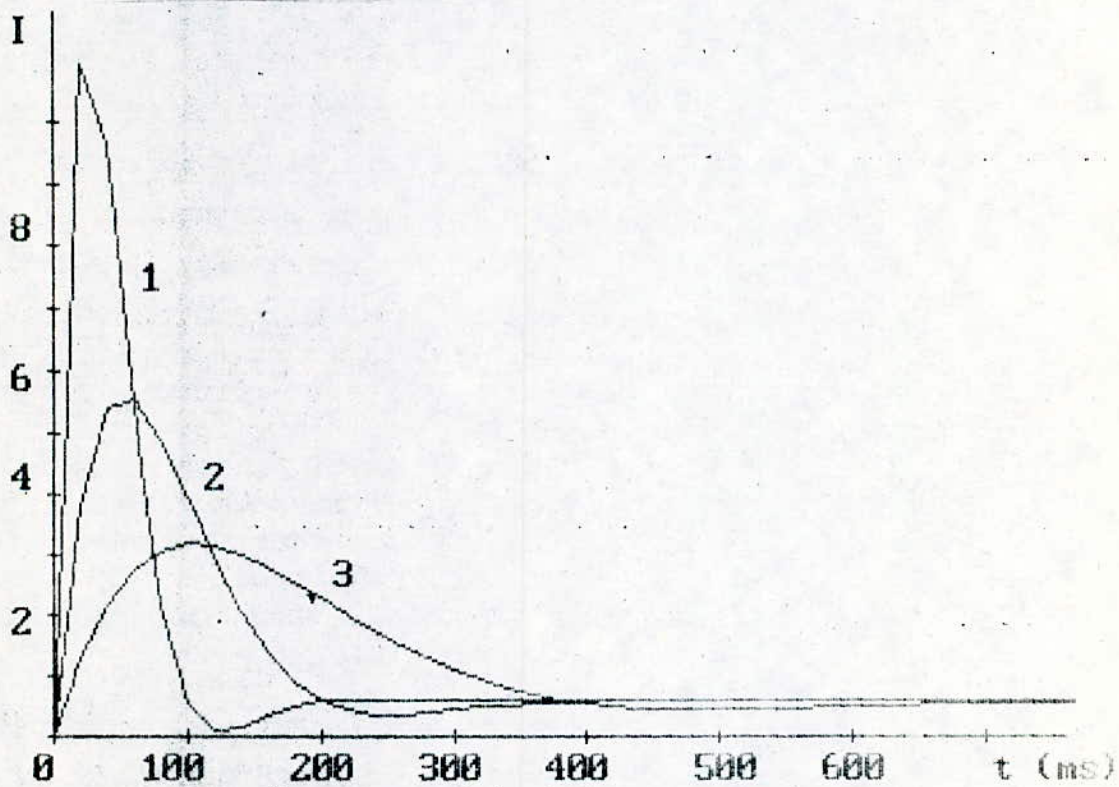


Fig 4.10. Comportement du courant lors de la régulation de la vitesse . Influence des pôles .

- | | | | |
|-----|------------------------------|---|---------------|
| (1) | $Z_{1,2} = .4318 \pm j.3135$ | & | $Z_3 = .5336$ |
| (2) | $Z_{1,2} = .6948 \pm j.2256$ | & | $Z_3 = .7305$ |
| (3) | $Z_{1,2} = .8442 \pm j.1336$ | & | $Z_3 = .8547$ |

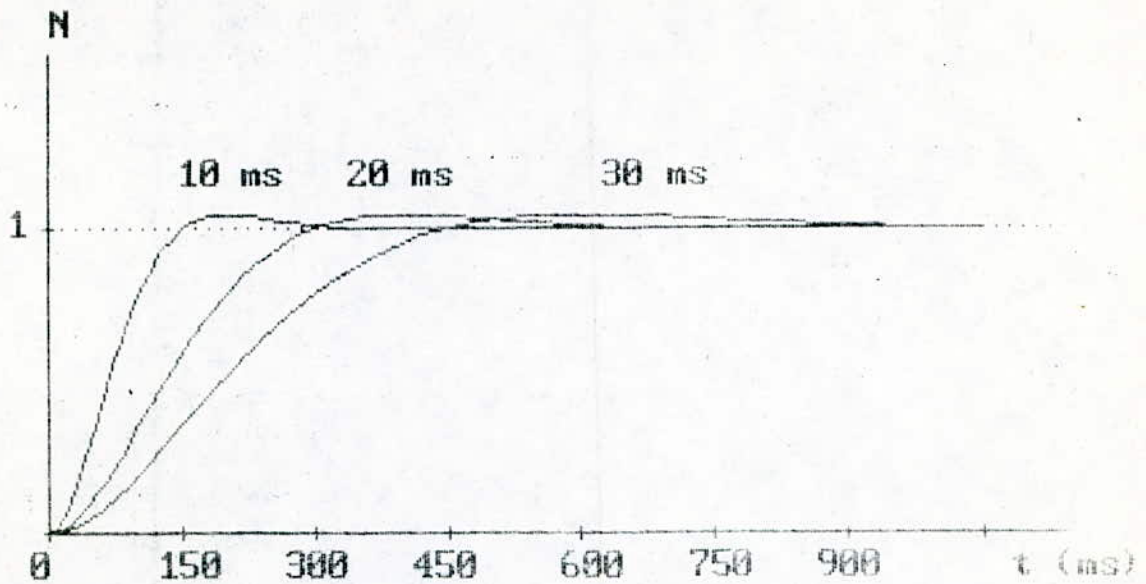


Fig 4.11. Influence de la période d'échantillonnage sur la réponse indicielle en vitesse.

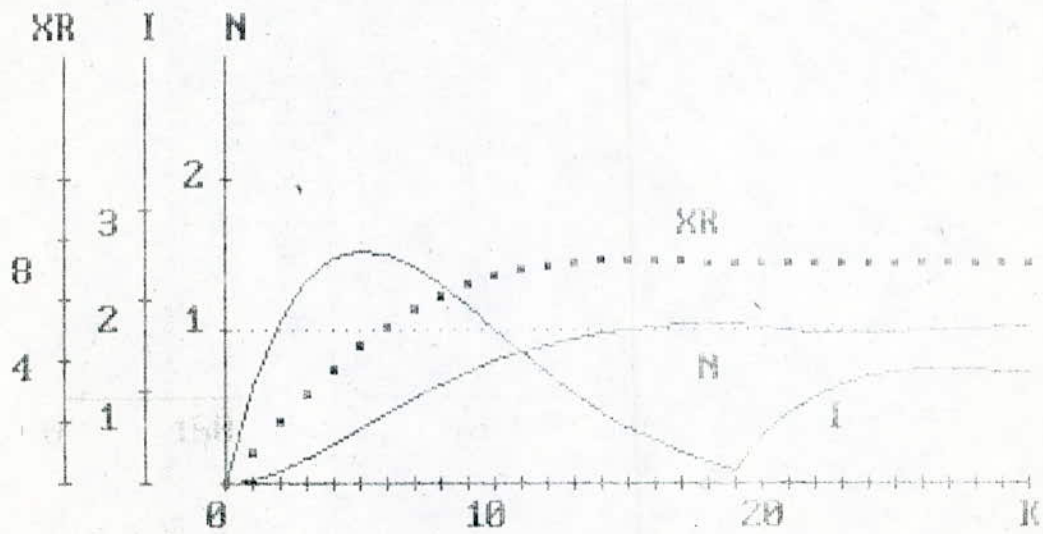


Fig 4.12. Influence de la perturbation en régime établi

SIMULATION NUMERIQUE DU SYSTEME

Après avoir étudié le système global en cascade et déterminé les coefficients de la structure optimale, il est intéressant d'effectuer une simulation numérique du système à commander, ceci permet d'estimer les conditions de démarrage et de voir les performances du réglage d'état, soit en régime établi, soit à la suite d'une perturbation intervenant sur le système.

V - 1. SIMULATION DU REGLAGE D'ETAT DU MOTEUR :

Le schéma bloc du réglage en cascade est donné à la figure (5.1) sachant que la relation de la grandeur de commande est donnée par : (§ 1 - 9)

$$U_{cm} = K_w.W - K_v.V - K_s.X_s + K_R.XR \quad (5 - 1)$$

En appliquant cette relation, on déduit :

- le courant de consigne :

$$I_c = K_{wn}.N_c - K_{vn}.C_r - K_{sn1}.n - K_{sn2}.I_d + K_{rn}.XR \quad (5 - 2)$$

| | | |
|--------|-------------------|-------------------|
| Avec : | $K_{wn} = 3.589$ | $K_{sn1} = 7.057$ |
| | $K_{vn} = -1.414$ | $K_{sn2} = 0.414$ |
| | | $K_{rn} = 0.521$ |

- La tension de commande est :

$$U_{cm} = K_{wi}.I_c - K_{vi}.n - K_{si1}.I_d - K_{si2}.U_{di} + K_{Ri}.XR \quad (5 - 3)$$

| | | |
|--------|-------------------|--------------------|
| Avec : | $K_{wi} = 0.978$ | $K_{si1} = 1.405$ |
| | $K_{vi} = -0.810$ | $K_{si2} = -0.026$ |
| | | $K_{Ri} = 0.555$ |

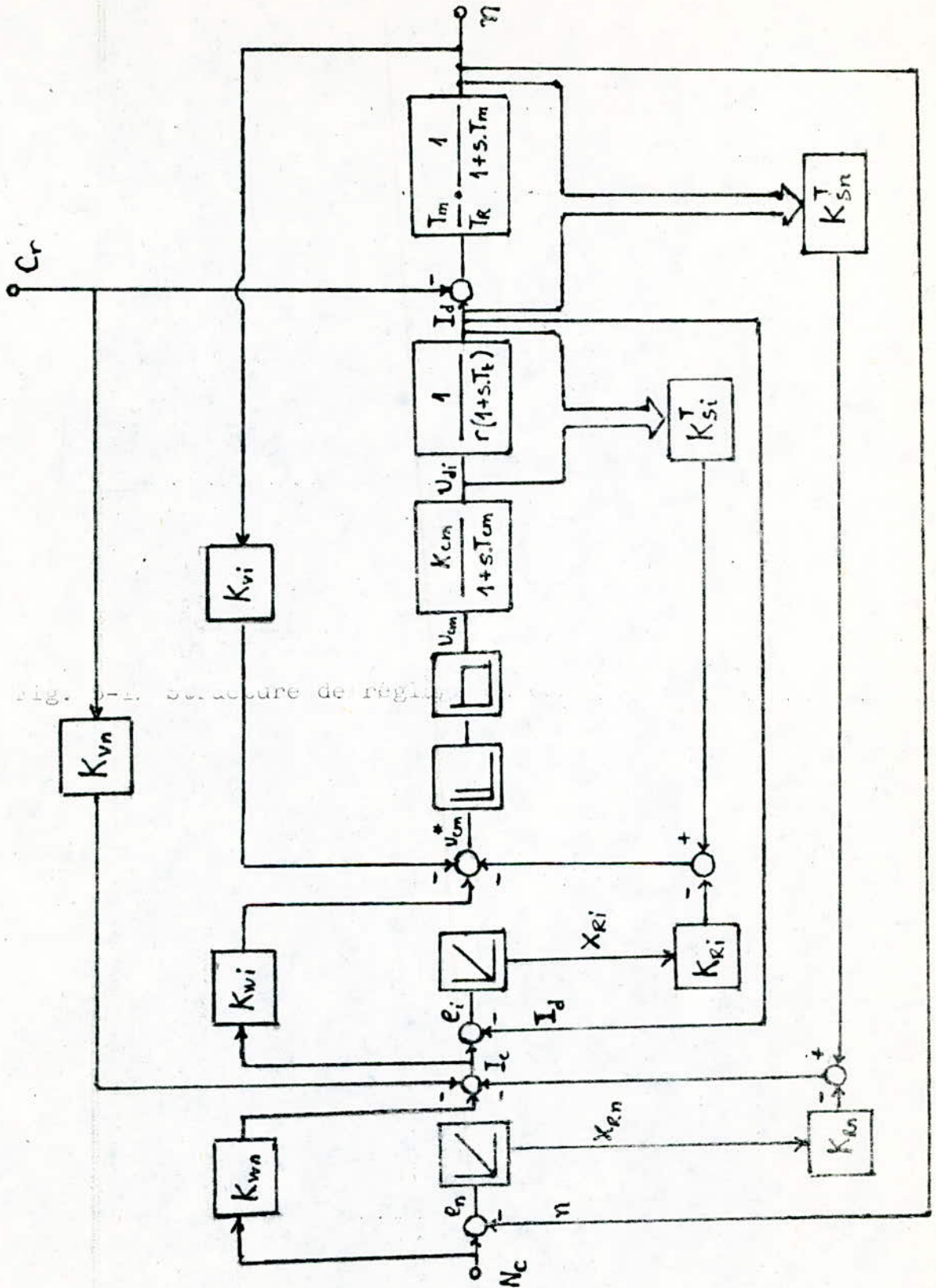


Fig. 5-1. Structure de réglage en cascade du système global.

Fig. 5-1. Structure de réglage en cascade du système global.

Cette tension est appliquée à l'organe de commande du hacheur idéal, elle est comparée à la tension en dents de scie dont l'équation est : [9].

$$U_s = A (t - K \cdot T_s)$$

Avec : (5 - 4)

$$A = 0,2 \quad T_s = 5 \text{ ms}$$

Le moteur à courant continu est régi par les deux équations suivantes :

$$\text{équation électrique : } \frac{dI_d}{dt} = \frac{U_{di} - rI_d - n}{r \cdot T_t} \quad (5 - 5)$$

$$\text{équation mécanique : } \frac{dn}{dt} = \frac{C_e - C_r}{T_R} - \frac{1}{T_m} \cdot n \quad (5 - 6)$$

Nous avons résolu numériquement ces équations en fonction du temps, en faisant appel à la méthode de RUNGE KUTTA du quatrième ordre.

La simulation a été faite selon l'organigramme de la figure (5 - 2) et a donné les résultats suivants :

La figure (5 - 3) montre le démarrage du moteur avec une consigne de 0.5 et une charge de 0.2 sans le limiteur de courant, on remarque un dépassement du courant de l'ordre de 60 %, d'où la nécessité d'introduire un limiteur qui limite le courant à une valeur maximale de l'ordre de 20 % de la valeur nominale.

Le démarrage du moteur à vide est représenté sur la figure (5 - 4), et le démarrage avec une charge sur la figure (5 - 5).

La figure (5 - 6) montre le démarrage du moteur à vide et l'introduction d'une charge en régime établi.

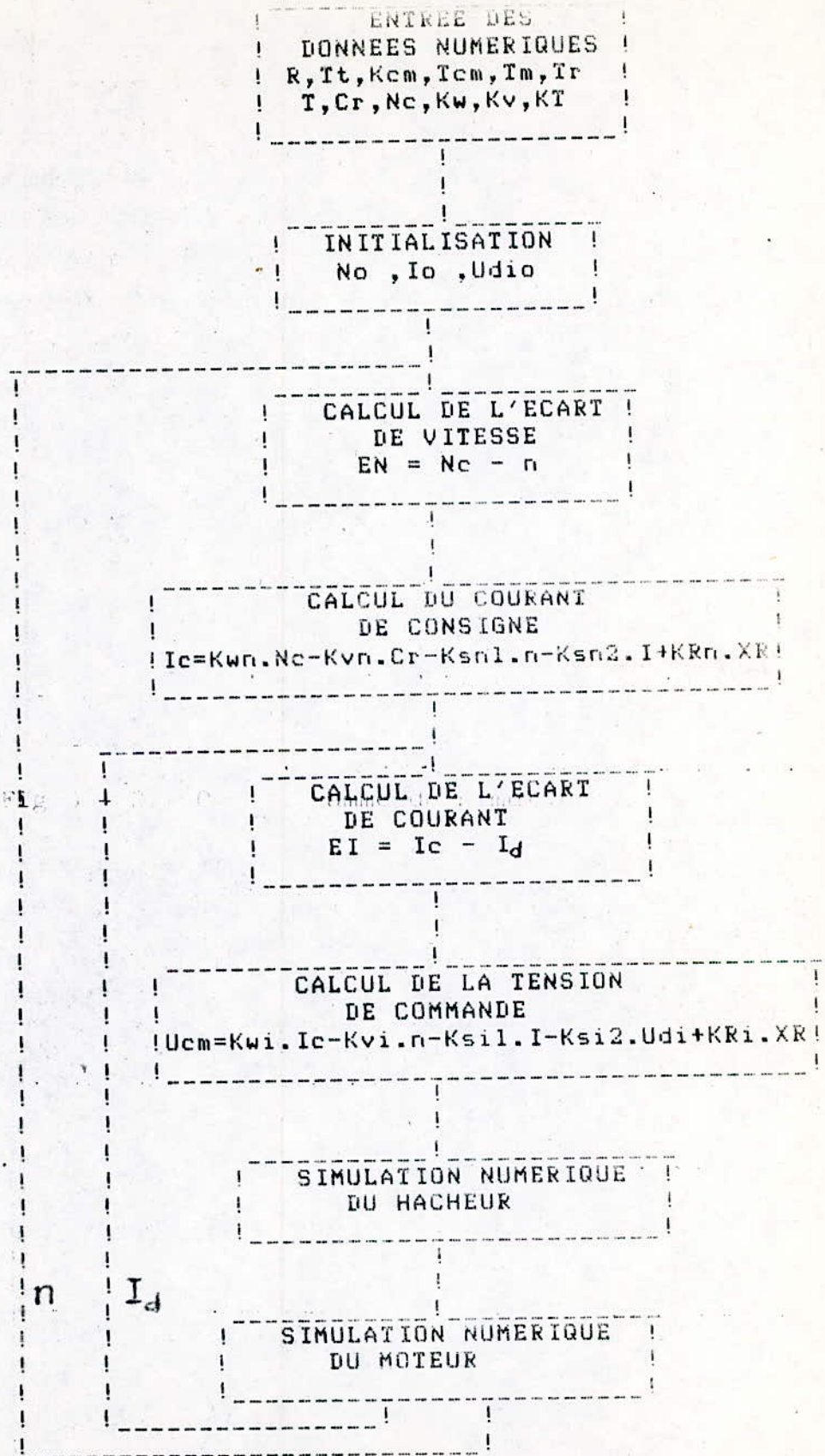


Fig 5 - 2. Organigramme de simulation.

V - 2. SIMULATION DU REGLAGE D'ETAT PARTIEL DU MOTEUR :

Il est à noter que les relations de la grandeur de commande et du courant de consigne restent inchangés.

La tension de commande sera :

$$U_{cm} = K_{wi}.I_c - K_{vi}.n - K_{si1}.I_d + K_{Ri}.X_R \quad (5 - 7)$$

Avec :

| | |
|--------------------|-------------------|
| $K_{wi} = 0.978$ | $K_{si1} = 1.533$ |
| $K_{vi} = - 0,810$ | $K_{Ri} = 0.655$ |

Pour la simulation du hacheur et du moteur on utilise les mêmes méthodes que celles décrites précédemment.

Le programme a été élaboré avec le même organigramme de la figure (5 - 2), qui a donné les résultats suivants :

Les figures (5.7) et (5.8) montrent le démarrage du moteur respectivement à vide et en charge, avec limiteur de courant, par contre la figure (5.9) représente le démarrage du moteur à vide et l'introduction d'une charge en régime établi.

Le premier résultat importe à signaler est la confirmation du résultat trouvé au troisième chapitre, à savoir :

L'élimination de la contre réaction d'état de la tension ne modifie pas le comportement dynamique du système.

On constate en plus pour les deux méthodes, que l'augmentation de la charge du moteur au démarrage se traduit par :

- une augmentation du temps de montée,
- un maintien du courant limite pendant une durée plus grande,
- un dépassement de la vitesse plus important.

Donc pour avoir de meilleures conditions de démarrage on doit démarrer le moteur à vide et accoupler la charge en régime établi.

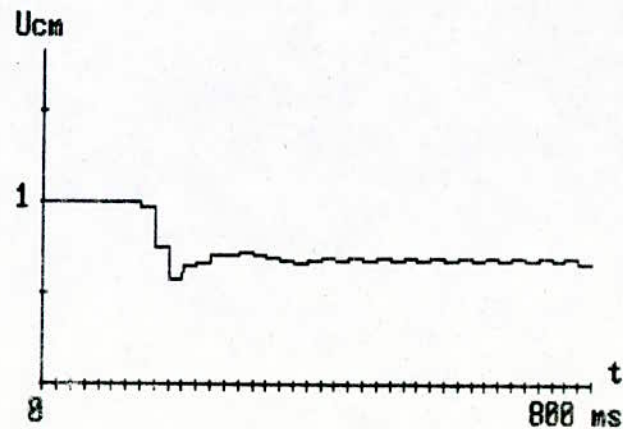
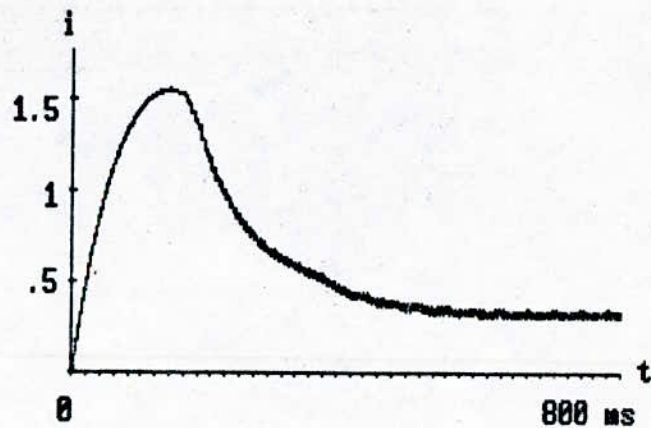
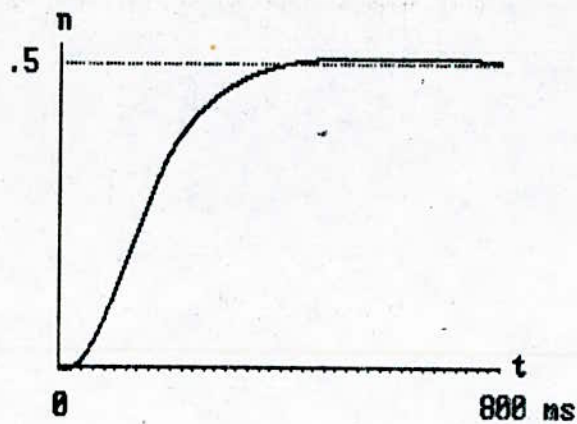


Fig 5-3. Réponse du système à une consigne de $.5$ sans limiteur de courant
 $C_r = .2$ * Retour total *

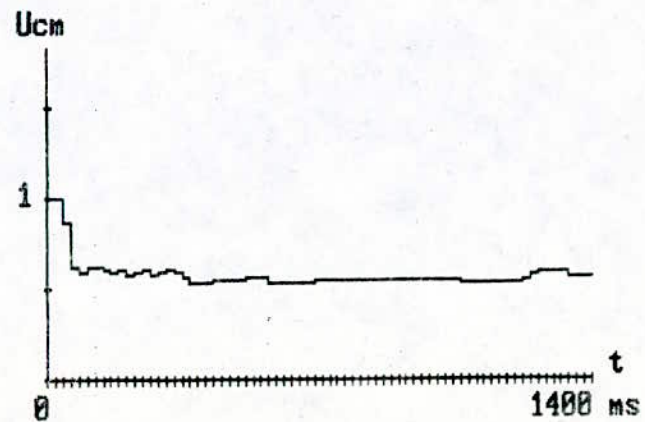
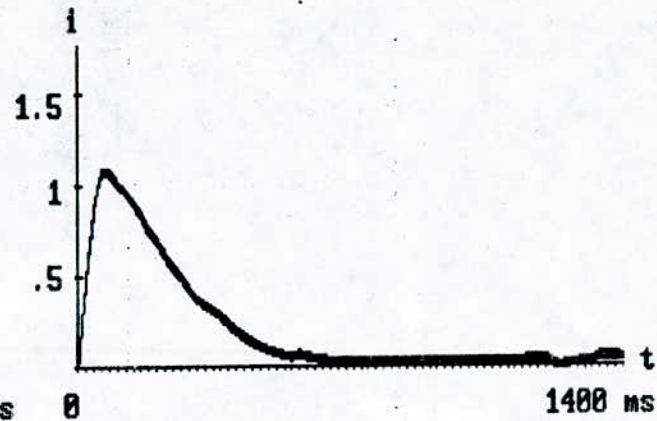
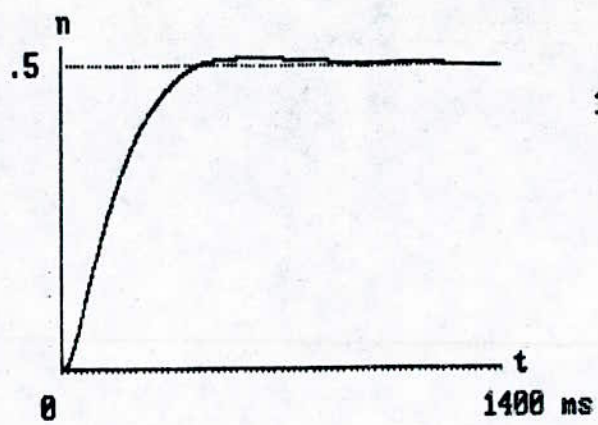


Fig 5-4 . Réponse du système à une consigne de .5 et sans charge
 * Retour total *

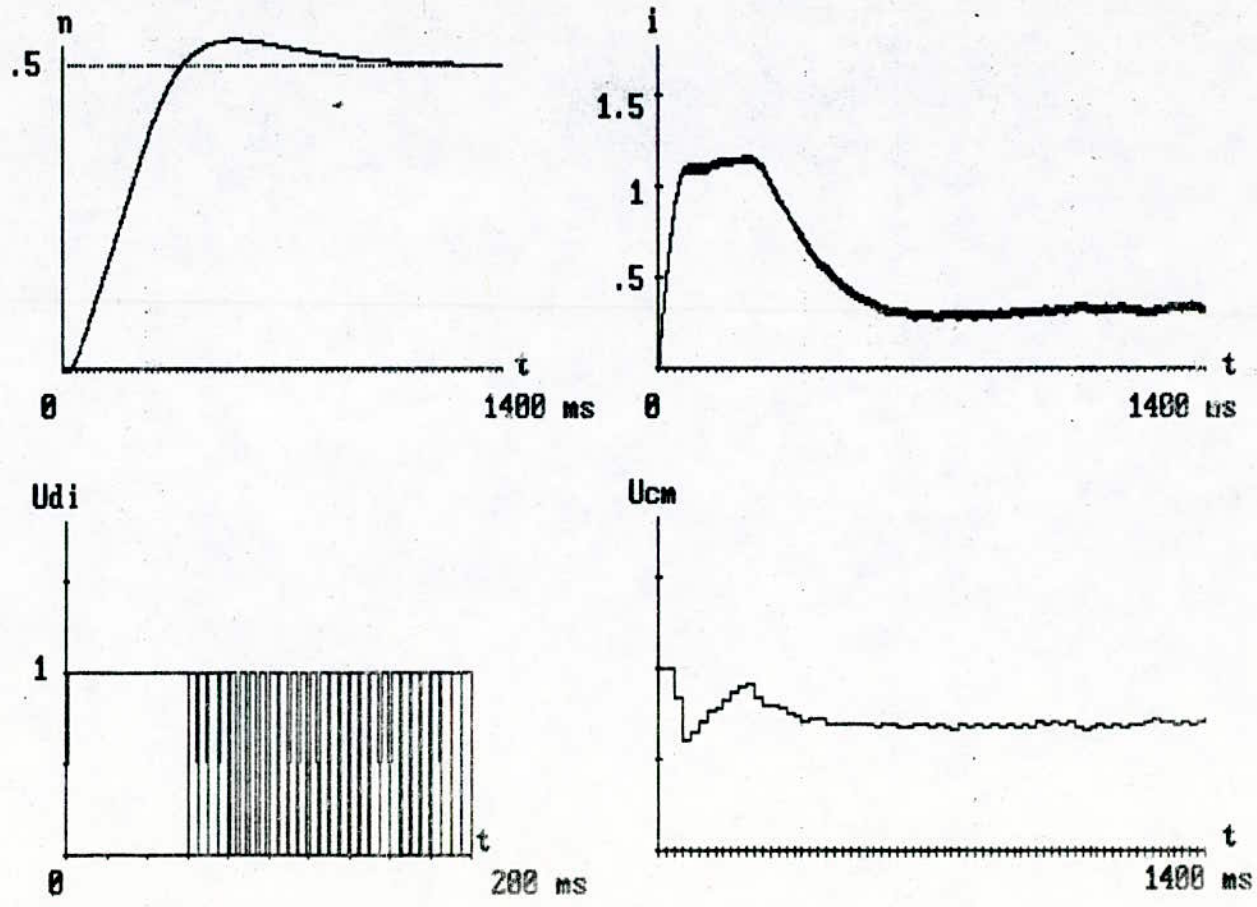


Fig 5-5. Réponse du système à une consigne de .5 et une charge de .3
 * Retour total *

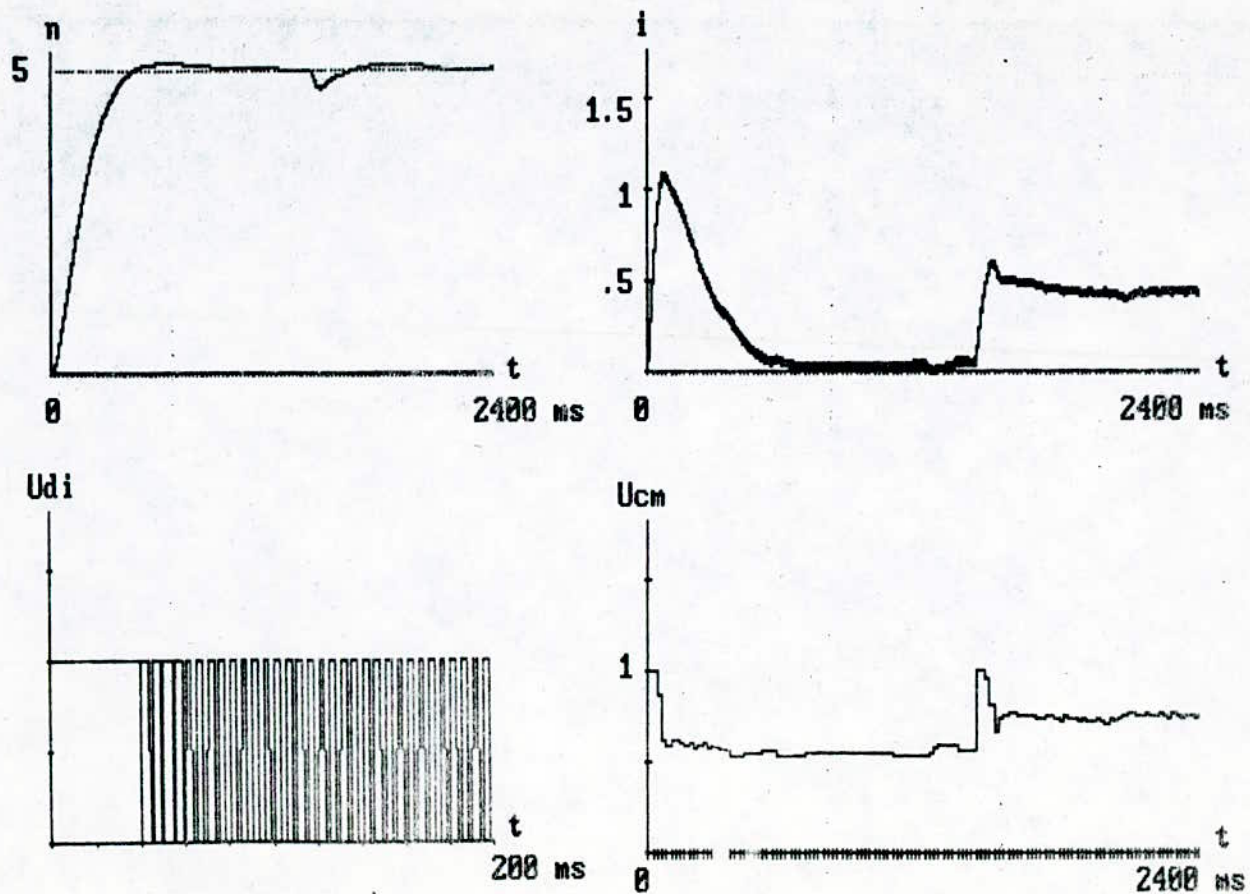


Fig 5-6. Réponse du système à une consigne de .5 influence d'une charge en régime établi * Retour total *

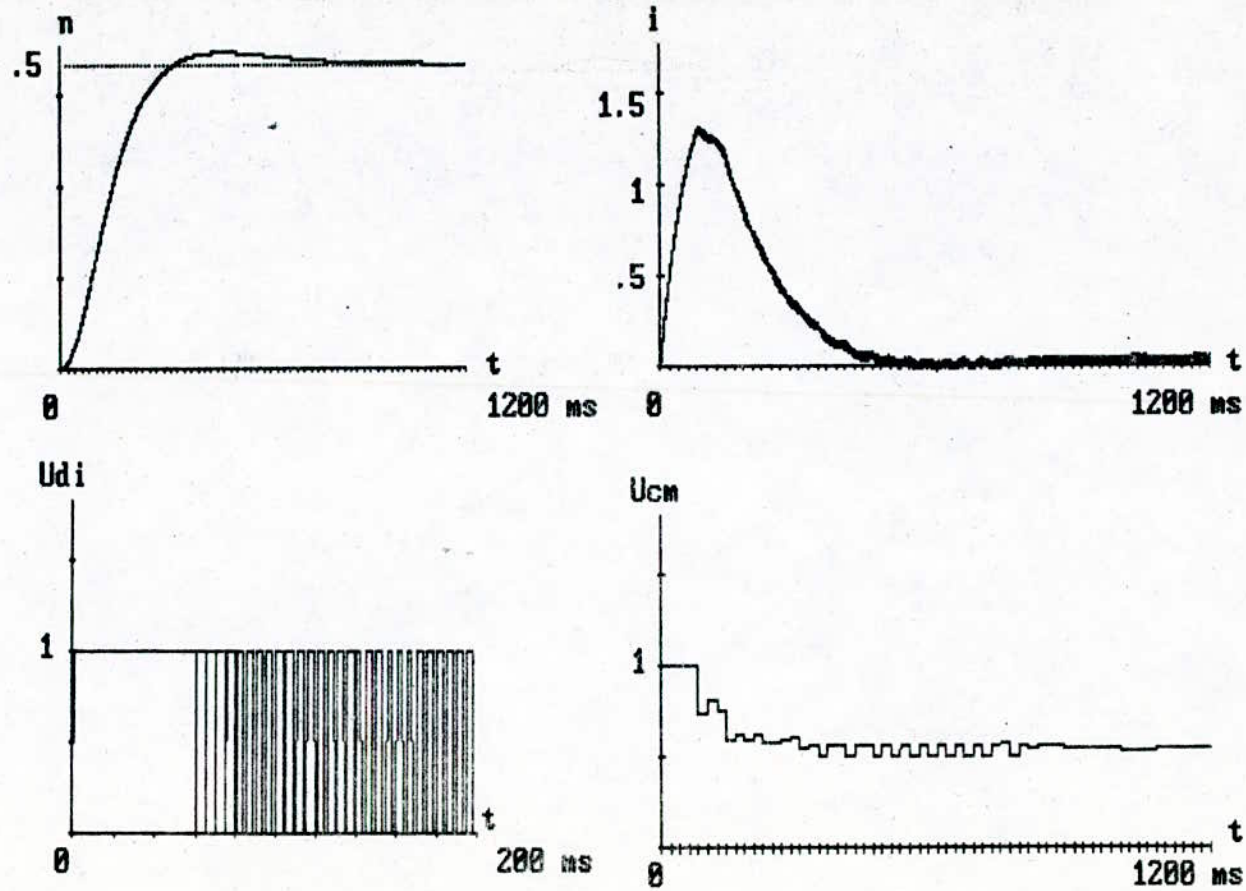


Fig 5-7. Réponse du système à une consigne de .5 et sans charge
 * Retour Partiel *

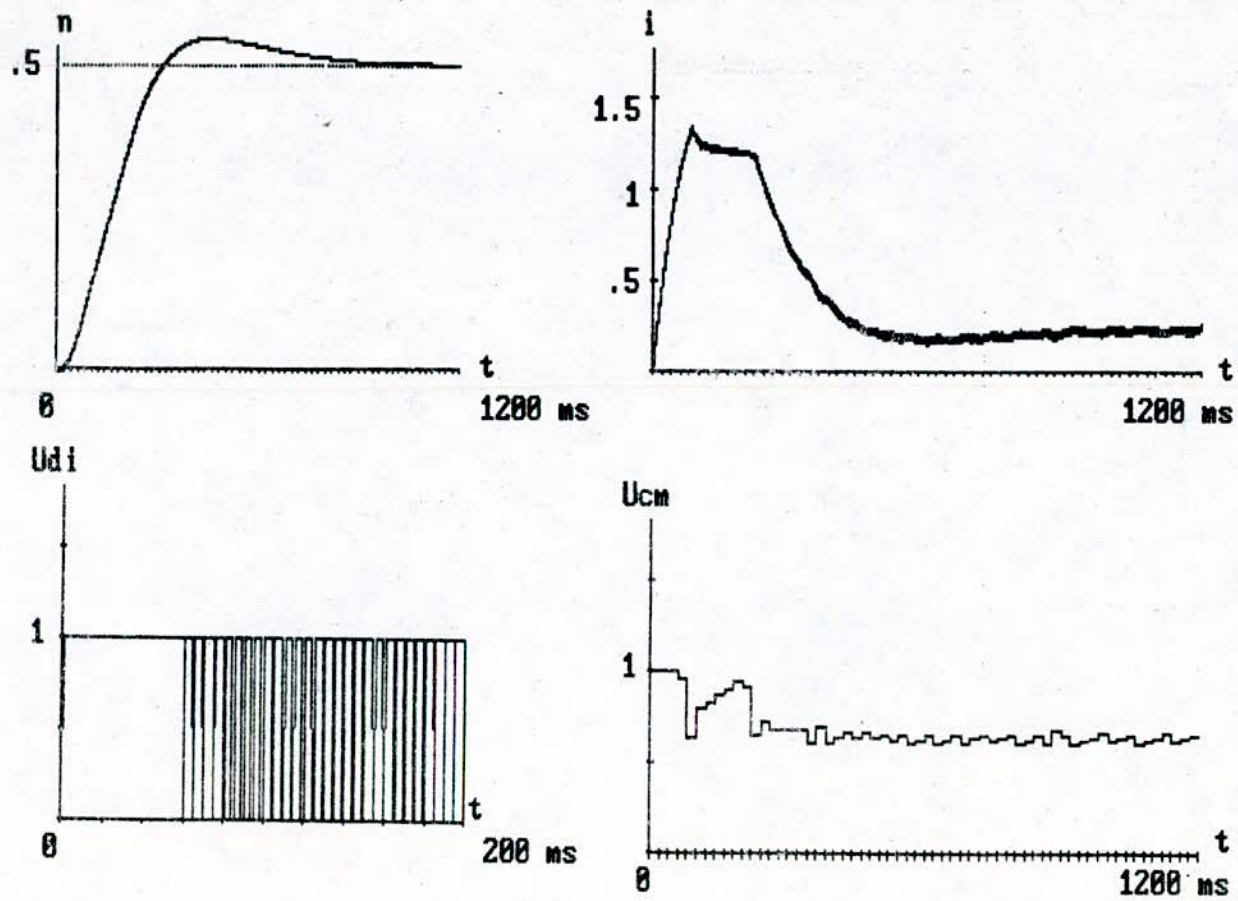


Fig 5-8. Réponse du système à une consigne de .5 et une charge .2
 * Retour Partiel *

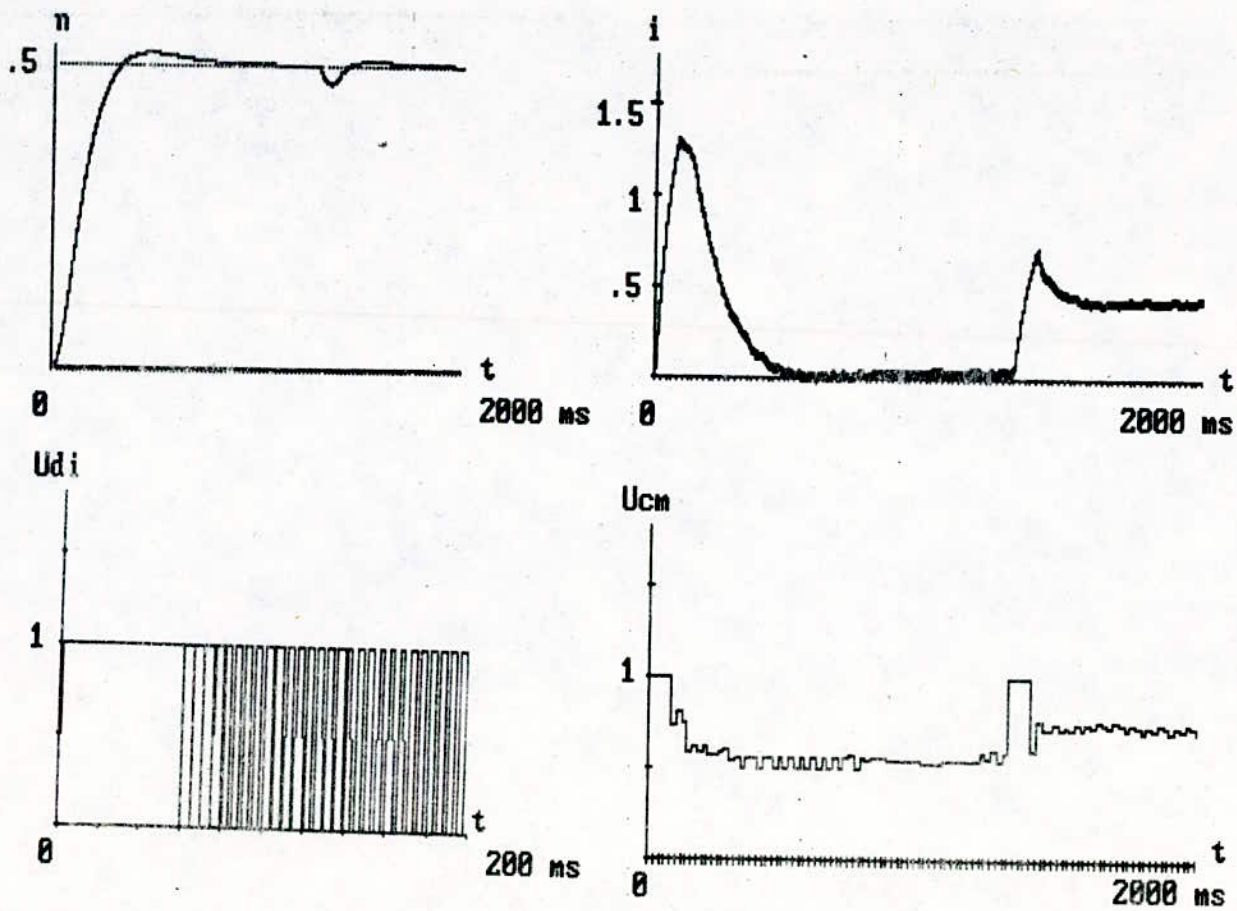


Fig 5-9. Réponse du système à une consigne de .5 Influence d'une charge en régime établi (à t = 1300 ms) * Retour Partiel *

-74-

CONCLUSION GENERALE

Après avoir étudié les réglages par contre-réaction et par retour d'état partiel et analysé les performances dynamiques du système, on peut constater qu'il existe une analogie entre les deux types de commande.

En fait le calculateur numérique introduit un retard qui est néfaste pour le comportement dynamique du système. Ainsi, pour diminuer le temps de calcul de celui-ci, il est préférable d'opter pour le réglage d'état partiel car ceci donne l'avantage d'utiliser moins d'organes de mesure, d'où un intérêt économique, et également d'alléger la tâche du calculateur.

Le traitement dans l'espace d'état d'une régulation numérique pose des problèmes mathématiques, certes, néanmoins son avantage réside dans le fait qu'en plus des grandeurs de consigne et de sortie, de tenir compte des grandeurs d'état à tout instant dans le calcul de la commande.

Cette étude a été faite en monovariabale; cependant il est souhaitable de la compléter par le traitement en multivariabale en tenant compte des contraintes sur les états du système et de faire une comparaison.

ANNEXE

PROGRAMME N° 1

```

10 '-----REPONSE INDICIELLE DU SYSTEME GLOBALE FERME -----
    ----- COMPENSATION D'UN POLE PAR RAPPORT A LA GRANDEUR DE CONSIGNE -----
    -----A RETOUR TOTAL-----
20 CLS
30 READ T,TE,TCH,R,KCH,TR,TH,KR
40 DATA 72.5,20,2.5,.465,1.2,493,6150,.55
50 '----- Calcul des matrices d'etat -----
60 TQ=TE*R/(KR*KCH*(1-EXP(-TE/T)))
70 A=EXP(-TE/TH):B=EXP(-TE/TQ):AF=TH/TR:C=TQ*AF/(TH-TQ)
80 F(1,1)=A:F(1,2)=C*(A-B):F(1,3)=0:F(2,1)=0:F(2,2)=B:F(2,3)=0:F(3,1)=-1:
    F(3,2)=0:F(3,3)=1
90 H(1)=(C/TQ)*(TH*(1-A)-TQ*(1-B)):H(2)=1-B:H(3)=0:HV(1)=AF*(A-1):HV(2)=0:
    HV(3)=0:HW(1)=0:HW(2)=0:HW(3)=1
100 CT(1)=1:CT(2)=0:CT(3)=0
110 S2(1)=0
120 FOR I=1 TO 3
130 FOR J=1 TO 3
140 S2(I)=F(I,J)*H(J)+S2(I):NEXT J
150 S2(I)=S2(I)-(A+B+1)*H(I):NEXT I
160 S1(1)=0
170 FOR I=1 TO 3
180 FOR J=1 TO 3
190 S1(I)=F(I,J)*S2(J)+S1(I):NEXT J
200 S1(I)=S1(I)+(A+B+A*B)*H(I):NEXT I
210 FOR I=1 TO 3:W=1:V=0
220 S3(I)=H(I):NEXT I
230 FOR I=1 TO 3
240 S(I,1)=S1(I):S(I,2)=S2(I):S(I,3)=S3(I):NEXT I
250 N=3:GOSUB 710
260 '----- Introduction des poles -----
270 READ ZR,ZI,Z3:DATA .8442,.1336,.8547
280 KR(1)=-Z3*(ZR^2+ZI^2)+A*B
290 KR(2)=(ZR^2+ZI^2)+2*ZR*Z3-A-B-A*B
300 KR(3)=-2*ZR-Z3+A+B+1
310 KT(1)=0:FOR I=1 TO 3:FOR J=1 TO 3
320 KT(I)=KR(J)*T(J,I)+KT(I):NEXT J:NEXT I
330 FOR I=1 TO 3:FOR J=1 TO 3:FG(I,J)=F(I,J)-H(I)*KT(J)
340 NEXT J:NEXT I
350 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2:READ U(I,J):DATA 1,0,0,1:NEXT J:NEXT I
360 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2
370 S(I,J)=U(I,J)-F(I,J)+H(I)*KT(J):NEXT J:NEXT I
380 N=2:GOSUB 710:CLS
390 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2
400 K(I)=CT(J)*T(J,I)+K(I)
410 NEXT J:NEXT I
420 FOR I=1 TO 2:KK=K(I)*HV(I)+KK:V=K(I)*H(I)+V:NEXT I
430 KW=-KT(3)/(1-Z3):KV=KK/V
440 FOR I=1 TO 3:HGW(I)=HW(I)+KW*H(I):HGV(I)=HV(I)-KV*H(I):NEXT I
450 '..... Représentation graphique des réponses .....
460 CLS:SCREEN 3:GOSUB 610
470 X10=120:X20=120:K0=120:W=1:V=0

```

```

480 FOR K=0 TO 45
490 IF K<>0 GOTO 520
500 X1=0:X2=0:XR=0:K=0:LINE(K0,X10)-(120+K*10,300-X1*150)
510 LINE(K0,X20)-(120+K*10,300-X2*100):GOTO 560
520 X11=FG(1,1)*X1+FG(1,2)*X2+FG(1,3)*XR+HGV(1)*W+HGV(1)*V
530 X22=FG(2,1)*X1+FG(2,2)*X2+FG(2,3)*XR+HGV(2)*W+HGV(2)*V
540 XRR=FG(3,1)*X1+FG(3,2)*X2+FG(3,3)*XR+HGV(3)*W+HGV(3)*V
550 X1=X11:X2=X22:XR=XRR:IF X2)A THEN A=X2
560 LINE(K0,X10)-(120+K*10,300-X1*150):LINE(K0,X20)-(120+K*10,300-X2*100)
570 K0=120+K*10:X20=300-X2*100:X10=300-X1*150
580 LINE(K0,299-XR*20)-(K0,301-XR*20):LINE(K0-1,299-XR*20)-(K0-1,301-XR*20):
LINE(K0+1,299-XR*20)-(K0+1,301-XR*20)
590 NEXT K:LOCATE 3,35:PRINT"I max=";A:LOCATE 4,35:PRINT"I établi=";X2
600 END
610 LINE(120,50)-(120,300):LINE(120,300)-(600,300)
620 FOR I=120 TO 550 STEP 10
630 LINE(I,298)-(I,302):NEXT I
640 FOR I=150 TO 300 STEP 150
650 LINE(118,I)-(122,I):NEXT I
660 FOR I=120 TO 550 STEP 5
670 PSET(I,150):NEXT
680 LINE(50,50)-(50,300):FOR I=60 TO 300 STEP 20:LINE(48,I)-(52,I):NEXT I
690 LINE(85,50)-(85,300):FOR I=60 TO 300 STEP 10:LINE(83,I)-(87,I):NEXT I
700 RETURN
710 '----- Sous programme d'inversion matricielle N * N -----
720 FOR I=1 TO N:FOR J=1 TO N
730 Y(I,J)=S(I,J)
740 NEXT J:NEXT I
750 E=N-1
760 FOR G=1 TO N:Z(G)=0
770 T=Y(G,1):IF T<>0 THEN 850
780 PRINT T
790 FOR I=G+1 TO N:Z(G)=I
800 IF Y(I,J)=0 THEN 840
810 FOR J=1 TO N:5=Y(G,J)
820 Y(G,J)=Y(I,J):Y(I,J)=5:NEXT J
830 GOTO 770:NEXT I
840 PRINT "PAS D'INVERSE":END
850 FOR J=1 TO E
860 Y(G,J)=Y(G,J+1)/T:NEXT J
870 Y(G,N)=1/T
880 FOR I=1 TO N
890 IF I=G THEN 940
900 5=Y(I,1)
910 FOR J=1 TO E
920 Y(I,J)=Y(I,J+1)-5*Y(G,J):NEXT J
930 Y(I,N)=-5*Y(G,N)
940 NEXT I
950 NEXT G
960 FOR I=1 TO N:FOR J=1 TO N
970 T(I,J)=Y(I,J):NEXT J:NEXT I
980 RETURN
990 '----- FIN -----

```


PROGRAMME N° 2

10 REM ----- REPONSE INDICIELLE DU SYSTEME GLOBALE FERME -----
 ----- GRANDEUR DU REGULATEUR NULLE EN REGIME ETABLI -----
 ----- RETOUR PARTIEL -----

20 CLS

30 READ T,TE,TCM,R,KCM

40 DATA 72.5,20,2.5,.465,1.2

50 A=EXP(-TE/T):B=EXP(-TE/TCM):C=TCM*(A-B)/(R*(T-TCM)):E=KCM*(1-B):G=(A-1)/R

60 D=KCM*(T*(1-A)-TCM*(1-B))/(R*(T-TCM))

70 F(1,1)=A:F(1,2)=C:F(1,3)=0:F(2,1)=0:F(2,2)=B:F(2,3)=0:F(3,1)=-1:F(3,2)=0:F(3,3)=1

80 H(1)=0:H(2)=E:H(3)=0:HV(1)=G:HV(2)=0:HV(3)=0:HW(1)=0:HW(2)=0:HW(3)=1

90 CT(1)=1:CT(2)=0:CT(3)=0

100 '----- détermination de la matrice de commandabilité Qc -----

110 FOR I=1 TO 3:QC(I,1)=H(I):NEXT I

120 FOR I=1 TO 3:QC(I,2)=0:FOR J=1 TO 3

130 QC(I,2)=F(I,J)*H(J)+QC(I,2):NEXT J:NEXT I

140 FOR K=1 TO 3:F2(K,1)=0:FOR I=1 TO 3:FOR J=1 TO 3

150 F2(K,I)=F(K,J)*F(J,I)+F2(K,I):NEXT J

160 QC(K,3)=F2(K,I)*H(I)+QC(K,3):NEXT I:NEXT K

170 FOR I=1 TO 3:FOR J=1 TO 3:FOR K=1 TO 3:F3(I,J)=F2(I,K)*F(K,J)+F3(I,J)

180 NEXT K:NEXT J:NEXT I

190 N=3:GOSUB 740

200 L(1)=0:L(2)=0:L(3)=1

210 FOR I=1 TO 3:FOR J=1 TO 3

220 ET(I)=L(J)*T(J,I)+ET(I):NEXT J:NEXT I

230 FOR J=1 TO 3:E(1,J)=ET(J):NEXT J

240 FOR J=1 TO 3:FOR I=1 TO 3

250 E(2,J)=ET(I)*F(I,J)+E(2,J)

260 E(3,J)=ET(I)*F2(I,J)+E(3,J)

270 E(4,J)=ET(I)*F3(I,J)+E(4,J):NEXT I:NEXT J

280 '----- Données des pôles Z1 & Z2 -----

290 READ ZR,ZI:DATA .2895,.3215

300 B0=ZR^2+ZI^2:B1=-2*ZR:5(1)=B0:5(2)=B1:5(3)=1:5(4)=0

310 TT(1)=0:TT(2)=B0:TT(3)=B1:TT(4)=1

320 '----- Détermination de dt -----

330 FOR I=1 TO 4:D1=5(I)*E(I,2)+D1:D2=-TT(I)*E(I,2)+D2:NEXT I

340 DT=D2/D1:Z3=-DT:IF Z3 >=1 THEN 730

350 FOR J=1 TO 4:KT(1)=(DT*5(J)+TT(J))*E(J,1)+KT(1)

360 KT(3)=(DT*5(J)+TT(J))*E(J,3)+KT(3)

370 NEXT J:KT(2)=0

380 FOR I=1 TO 3:FOR J=1 TO 3:FG(I,J)=F(I,J)-H(I)*KT(J)

390 NEXT J:NEXT I

400 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2:READ U(I,J):DATA 1,0,0,1:NEXT J:NEXT I

410 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2

420 QC(I,J)=U(I,J)-F(I,J)+H(I)*KT(J):NEXT J:NEXT I

430 '----- Représentation graphique des réponses -----

440 N=2:GOSUB 740:CLS

450 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2

460 K(I)=CT(J)*T(J,I)+K(I)

10 3: FOR I=1 TO

11 1: FOR J=1 TO

12 1: READ U(I,J)

13 DATA 1,0,0,1

14 NEXT J

15 NEXT I

PROGRAMME N° 3

```

10 '-----REPONSE INDICIELLE DU SYSTEME GLOBALE FERME -----
    ----- COMPENSATION D'UN POLE PAR RAPPORT A LA GRANDEUR DE CONSIGNE -----
    ----- CONTRE REACTION D'ETAT -----
20 CLS
30 READ T,TE,TCH,R,KCH,TR,TH,KR
40 DATA 72.5,20,2.5,.465,1.2,493,6150,.52
50 '----- Calcul des matrices d'état -----
60 TQ=TE*R/(KR*KCH*(1-EXP(-TE/T)))
70 A=EXP(-TE/TH):B=EXP(-TE/TQ):AF=TH/TR:C=TQ*AF/(TH-TQ)
80 F(1,1)=A:F(1,2)=C*(A-B):F(1,3)=0:F(2,1)=0:F(2,2)=B:F(2,3)=0:F(3,1)=-1:
    F(3,2)=0:F(3,3)=1
90 H(1)=(C/TQ)*(TH*(1-A)-TQ*(1-B)):H(2)=1-B:H(3)=0:HV(1)=AF*(A-1):HV(2)=0:
    HV(3)=0:HW(1)=0:HW(2)=0:HW(3)=1
100 CT(1)=1:CT(2)=0:CT(3)=0
110 S2(1)=0
120 FOR I=1 TO 3
130 FOR J=1 TO 3
140 S2(I)=F(I,J)*H(J)+S2(I):NEXT J
150 S2(I)=S2(I)-(A+B+1)*H(I):NEXT I
160 S1(1)=0
170 FOR I=1 TO 3
180 FOR J=1 TO 3
190 S1(I)=F(I,J)*S2(J)+S1(I):NEXT J
200 S1(I)=S1(I)+(A+B+A*B)*H(I):NEXT I
210 FOR I=1 TO 3 :W=1:V=0
220 S3(I)=H(I):NEXT I
230 FOR I=1 TO 3
240 S(I,1)=S1(I):S(I,2)=S2(I):S(I,3)=S3(I):NEXT I
250 N=3:GOSUB 710
260 '----- Entrée des pôles Z1 ,Z2 et Z3 -----
270 READ ZR,ZI,Z3:DATA .8442,.1336,.8547
280 KR(1)=-Z3*(ZR^2+ZI^2)+A*B
290 KR(2)=(ZR^2+ZI^2)+2*ZR*Z3-A-B-A*B
300 KR(3)=-2*ZR-Z3+A+B+1
310 KT(1)=0:FOR I=1 TO 3:FOR J=1 TO 3
320 KT(I)=KR(J)*T(J,I)+KT(I):NEXT J:NEXT I
330 FOR I=1 TO 3:FOR J=1 TO 3:FG(I,J)=F(I,J)-H(I)*KT(J)
340 NEXT J:NEXT I
350 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2:READ U(I,J):DATA 1,0,0,1:NEXT J:NEXT I
360 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2
370 S(I,J)=U(I,J)-F(I,J)+H(I)*KT(J):NEXT J:NEXT I
380 N=2:GOSUB 710:CLS
390 FOR I=1 TO 2:FOR J=1 TO 2
400 K(I)=CT(J)*T(J,I)+K(I)
410 NEXT J:NEXT I
420 FOR I=1 TO 2:KK=K(I)*HV(I)+KK:V=K(I)*H(I)+V:NEXT I
430 KW=-KT(3)/(1-Z3):KV=KK/V
440 FOR I=1 TO 3:HGV(I)=HW(I)+KW*H(I):HGV(I)=HV(I)-KV*H(I):NEXT
450 '..... Tracé des réponses .....
460 CLS:SCREEN 3:GOSUB 610
470 X10=120:X20=120:K0=120 :W=1:V=0

```



```

480 FOR K=0 TO 45
490 IF K()0 GOTO 520
500 X1=0:X2=0:XR=0:K=0:LINE(K0,X10)-(120+K*10,300-X1*150)
510 LINE(K0,X20)-(120+K*10,300-X2*100):GOTO 560
520 X11=FG(1,1)*X1+FG(1,2)*X2+FG(1,3)*XR+HGW(1)*W+HGV(1)*V
530 X22=FG(2,1)*X1+FG(2,2)*X2+FG(2,3)*XR+HGW(2)*W+HGV(2)*V
540 XRR=FG(3,1)*X1+FG(3,2)*X2+FG(3,3)*XR+HGW(3)*W+HGV(3)*V
550 X1=X11:X2=X22:XR=XRR:IF X2)A THEN A=X2
560 LINE(K0,X10)-(120+K*10,300-X1*150):LINE(K0,X20)-(120+K*10,300-X2*100)
570 K0=120+K*10:X20=300-X2*100:X10=300-X1*150
580 LINE(K0,299-XR*20)-(K0,301-XR*20):LINE(K0-1,299-XR*20)-(K0-1,301-XR*20):
    LINE(K0+1,299-XR*20)-(K0+1,301-XR*20)
590 NEXT K :LOCATE 3,35:PRINT"I max=";A :LOCATE 4,35:PRINT"I établi =",X2
600 END
610 LINE(120,50)-(120,300):LINE(120,300)-(600,300)
620 FOR I=120 TO 550 STEP 10
630 LINE(I,298)-(I,302):NEXT I
640 FOR I=150 TO 300 STEP 150
650 LINE(118,I)-(122,I):NEXT I
660 FOR I=120 TO 550 STEP 5
670 PSET(I,150):NEXT
680 LINE(50,50)-(50,300):FOR I=60 TO 300 STEP 20:LINE(48,I)-(52,I):NEXT I
690 LINE(85,50)-(85,300):FOR I=60 TO 300 STEP 10:LINE(83,I)-(87,I):NEXT I
700 RETURN
710 ----- Sous programme d'inversion matricielle N * N -----
720 FOR I=1 TO N : FOR J=1 TO N
730 Y(I,J)=S(I,J)
740 NEXT J:NEXT I
750 E=N-1
760 FOR G=1 TO N : Z(G)=0
770 T=Y(G,1) : IF T()0 THEN 850
780 PRINT T
790 FOR I=G+1 TO N : Z(G)=I
800 IF Y(I,J)=0 THEN 840
810 FOR J=1 TO N : S=Y(G,J)
820 Y(G,J)=Y(I,J) : Y(I,J)=S : NEXT J
830 GOTO 770 : NEXT I
840 PRINT "PAS D'INVERSE":END
850 FOR J=1 TO E
860 Y(G,J)=Y(G,J+1)/T : NEXT J
870 Y(G,N)=1/T
880 FOR I=1 TO N
890 IF I=G THEN 940
900 S=Y(I,1)
910 FOR J=1 TO E
920 Y(I,J)=Y(I,J+1)-S*Y(G,J) : NEXT J
930 Y(I,N)=-S*Y(G,N)
940 NEXT I
950 NEXT G
960 FOR I=1 TO N: FOR J=1 TO N
970 T(I,J)=Y(I,J):NEXT J:NEXT I
980 RETURN
990 ----- END -----

```


PROGRAMME N° 4

```

10 CLS:SCREEN 3:LOCATE 23,1:INPUT "T=";T:GOSUB 650
20 DIM Y(3):DIM X(3):DIM K1(3):DIM K2(3):DIM K3(3):DIM K4(3):DIM F(3)
30 '----- programme de simulation -----
40 '----- données -----
50 LOCATE 23,1:INPUT "Cr=";TC:GOSUB 70
60 LOCATE 23,1:INPUT "Nc=";NC:GOTO 80
70 LOCATE 23,1:PRINT "          ":RETURN
80 '
90 KCM=1.2 :TCM=2.5 :RT=.465:TT=72.5:TM=6150:TR=493:A=.2:T5=5:K=0:
   KRN=.2934 :KSN1=4.8696:KSN2=.216:KWN=2.4844:KVN=-1.216:
   KRI=.31581:KSI1=.9175 :KSI2=-.1205:KWI=.6772:KVI=-.7128
100 '-----
110 H=T/100 :NP=100
120 '-----conditions initiales-----
130 M=1:X0=0:Y0(1)=0:Y0(2)=0:Y0(3)=0:X=0:Y(1)=0:Y(2)=0:Y(3)=0:U0=0:XRN=0:XRI=0
140 '-----
150 '----- Calcul des grandeur de commande -----
160 EN=NC-Y(1)
170 XRN=XRN+EN
180 IC=KRN*XRN+KWN*NC-KVN*TC-KSN1*Y(1)-KSN2*Y(2):IF IC=1.2 THEN IC=1.2
190 EI=IC-Y(2)
200 XRI=XRI+EI
210 U=KRI*XRI+KWI*IC-KVI*Y(1)-KSI1*Y(2)-KSI2*Y(3):IF U=1 THEN U=1
220 '----- simulation numerique du hacheur -----
230 USC=A*(X-K*T5)
240 IF U>USC THEN Y(3)=1 ELSE Y(3)=0
250 '-----simulation numerique du moteur -----
260 '      ( méthode de RUNGE KUTTA )
270 FOR I=1 TO 2
280 X(I)=Y(I)
290 NEXT I
300 GOSUB 600
310 FOR I=1 TO 2
320 K1(I)=H*F(I)
330 X(I)=Y(I)+K1(I)/2
340 NEXT I
350 GOSUB 600
360 FOR I=1 TO 2
370 K2(I)=H*F(I)
380 X(I)=Y(I)+K2(I)/2
390 NEXT I
400 GOSUB 600
410 FOR I=1 TO 2
420 K3(I)=H*F(I)
430 X(I)=Y(I)+K3(I)
440 NEXT I
450 GOSUB 600
460 FOR I=1 TO 2
470 K4(I)=H*F(I)
480 NEXT I

```

```

490 FOR I=1 TO 2
500 Y(I)=Y(I)+(K1(I)+2*K2(I)+2*K3(I)+K4(I))/6
510 '-----
520 NEXT I:X=X+H:GOSUB 1080:GOSUB 1110:GOSUB 1140:GOSUB 1160:X0=X:Y0(3)=Y(3):Y0(
2)=Y(2):Y0(1)=Y(1):U0=U
530 IF USC)=1 THEN K=K+1
540 ' IF X)=800 THEN TC=.4
550 IF M)=NP THEN 570
560 M=M+1:GOTO 220
570 IF X)=XMAX THEN 590
580 M=1:GOTO 160
590 GOTO 40
600 '-----SUBROUTINE-----
610 F(1)=(X(2)-TC)/TR-X(1)/TH
620 F(2)=(Y(3)-X(1)-RT*X(2))/(RT*TT)
630 RETURN
640 '-----tracé des axes-----
650 XMAX=1400:YMAX= .6
660 CLS:SCREEN 3
670 VIEW (5,0)-(250,150)
680 WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
690 LINE (0,0)-(XMAX,0):LINE (0,0)-(0,YMAX)
700 FOR I=0 TO 1.5*XMAX STEP T
710 LINE (I,-YMAX/200)-(I,YMAX/200)
720 NEXT I
730 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4
740 'LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I)
750 NEXT I
760 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/100:PSET (I,.5 ):NEXT I:LOCATE 1,4:PRINT "n"
770 LOCATE 10,30:PRINT XMAX;"ms":LOCATE 9,33:PRINT "t"
780 YMAX=2 :VIEW (5,180)-(250,330)
790 WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
800 LINE (0,0)-(XMAX,0):LINE (0,0)-(0,YMAX)
810 FOR I=0 TO XMAX STEP T
820 LINE (I,-YMAX/200)-(I,YMAX/200)
830 NEXT I
840 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4
850 LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I)
860 NEXT I
870 LOCATE 12,3:PRINT "Udi"
880 YMAX=2 :VIEW (300,180)-(600,330)
890 WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
900 LINE (0,0)-(XMAX,0):LINE (0,0)-(0,YMAX)
910 FOR I=0 TO XMAX STEP T
920 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100)
930 NEXT I
940 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4
950 LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I)
960 NEXT I
970 LOCATE 21,31:PRINT XMAX;"ms":LOCATE 20,33:PRINT "t"
980 LOCATE 21,71:PRINT XMAX;"ms":LOCATE 20,77:PRINT "t"
990 LOCATE 12,40:PRINT "Ucm"

```

```
1000 YMAX=2 :VIEW (300,0)-(600,150):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
1010 LINE (0,0)-(XMAX,0):LINE (0,0)-(0,YMAX)
1020 FOR I=0 TO XMAX STEP T:LINE (I,-YMAX/200)-(I,YMAX/200):NEXT I
1030 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4:LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I):NEXT I
1040 LOCATE 1,41:PRINT"i":LOCATE 10,70:PRINT XMAX;"bs"
1050 LOCATE 9,77:PRINT "t"
1060 RETURN
1070 '----- Tracé des courbes -----
1080 YMAX= .6 :VIEW (5,0)-(250,150):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
1090 LINE (X0,Y0(1))-(X,Y(1))
1100 RETURN
1110 YMAX=2 :VIEW (5,180)-(250,330):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
1120 'LINE (X0,Y0(3))-(X,Y(3))
1130 RETURN
1140 YMAX=2 :VIEW (300,180)-(600,330):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
1150 LINE (X0,U0)-(X,U)
1160 YMAX=2 :VIEW (300,0)-(600,150):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
1170 LINE (X0,Y0(2))-(X,Y(2))
1180 RETURN
1190 '----- FIN -----
```


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 polytechniques romandes - 1983
- [3] H. BUHLER, "Electronique de réglage et de commande"
Presses polytechniques romandes. 1979.
- [4] P. NASLIN, "Théorie de commande et conduite optimale"
Edition DUNOD. 1970
- [5] A. FOSSARD, "Systèmes multientrées-multisorties"
Technique de l'ingénieur, mesure et contrôle, 1983.
- [6] Y. FAES, "Commande des processus industriels par
calculateurs" Ed. MASSON 1981.
- [7] C. FOULARD, S. GENTIL, J.P. SANDRAZ.
"Commande et régulation par ordinateur numérique"
Ed. EYROLLES . 1977
- [8] 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.
- [9] M.S. BOUCHERIT, "Réglage digital optimal de l'association
hacheur-moteur à courant continu"
Thèse de magister E.N.P. (à paraître)

- [10] J.C. PRUVOST, "Point en automatique"
Ed. Technique et document. 1981.
- [11] P.J. RIEDO, "cascade digital control by state
variable. FEED-BACK METHOD APPLIED TO DC-MOTOR"
Laboratoire d'électronique industrielle.
Ecole polytechnique fédérale de LAUSANNE.
- [12] CHIA-CHI TSUI, "An algorithm for computing state
feed-back in multi-input linear systems" IEEE,
Trans. aut. cont. March 1986.
- [13] H.M. SONER, "Optimal control with state space constraint"
SIAM, may 1986, nov 1986.
- [14] Y. SEVELY, "Système et asservissements linéaires
échantillonnés". 2e éd. DUNOD 1973.
- [15] S.N. SINGH, D.R. KOHLI, "Performance determination of
a chopper-controlled separately excited
D.C motor", IEEE, trans. ind. élect.
vol. IE - 31, N°1, Feb 1984.
- [16] S.N. SINGH, D.R. KOHLI, "State variable analysis
of a chopper fed separately excited D.C. motor"
Elec. mach. pow. Syst, vol 8 N° 1 Jan-Feb 1983.
- [17] P.D. DAMLE, G.K. DUBEY "A digital computer program
for chopper fed dc. motor"
IEEE, trans. ind. élec, CONTR. INSTR.
Vol. IECI 22 N° 3, Aug 1975.
- [18] M.R. STOJIC, "Design of the microprocessor based
system for DC. motor speed control" IEEE, trans.
ind. élec, vol IE-31 N° 3, Aug 1984.

- [19] C.LEMARECHAL, "Optimisation",
Technique de l'ingénieur, mesure et contrôle 1983.
- [20] R. ALIK, "Réglage d'état échantillonné d'un moteur
à courant continu"
Projet de fin d'études, ENP, jan 1987.