

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTROTECHNIQUE

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée par Mohamed Seghir Boucherit
Ingénieur diplômé de l'ENP

Pour l'Obtention du Magister en Electrotechnique

THÈME

**SIMULATION DES COMMANDES
NUMERIQUES OPTIMALES D'UNE
ASSOCIATION HACHEUR-MOTEUR
A COURANT CONTINU**

Soutenue le 10 Avril 1988 devant la commission d'examen

MM. A. BEROUAL	PRESIDENT
Z. BARSKI	EXAMINATEUR
K. MOUMEN	EXAMINATEUR
A. PODGORSKI	EXAMINATEUR
R. TOUMI	EXAMINATEUR
B. TRABELSI	INVITÉ

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTROTECHNIQUE

THESE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Présentée par Mohamed Seghir Boucherit
Ingénieur diplômé de l'ENP

Pour l'Obtention du Magister en Electrotechnique

THÈME

**SIMULATION DES COMMANDES
NUMERIQUES OPTIMALES D'UNE
ASSOCIATION HACHEUR-MOTEUR
A COURANT CONTINU**

Soutenue le 10 Avril 1988 devant la commission d'examen

MM. A. BEROUAL	PRESIDENT
Z. BARSKI	EXAMINATEUR
K. MOUMEN	EXAMINATEUR
A. PODGORSKI	EXAMINATEUR
R. TOUMI	EXAMINATEUR
B. TRABELSI	INVITÉ

PLI THEQUE —
Ecc. ationale Poly

بجيت ضيفكا وخيتيوم
سوا لولها اعمه

در ارض عمن ذكره
سرا فباله

بسم الله الرحمن الرحيم



A MES PARENTS

AVANT-PROPOS.

Au terme de ce travail, nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur Le Professeur Z. BARSKI. Nous lui adressons nos plus sincères remerciements pour avoir accepté de diriger cette thèse après le départ de Monsieur B. SCHREYER et pour ses précieux conseils.

Nous voulons exprimer notre très vive reconnaissance à Monsieur B. SCHREYER pour l'aide et les encouragements qu'il nous a prodigués à maintes reprises jusqu'à son départ.

Que Monsieur A. PODGORSKI trouve ici l'expression de nos remerciements pour avoir accepté la co-direction de cette thèse et pour son aide.

Au Président du Jury, Monsieur A. BEROUAL, Maître de Conférences - ENP.

et à Messieurs :

- R. TOUMI - Maître de Conférences, USTHB
- K. MOUMEN - Chargé de Cours, ENP
- B. TRABELSI - Attaché de Recherche, ENEL.

Nous exprimons notre très vive reconnaissance pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de participer à notre Jury.

Nous tenons à remercier Monsieur W. KOCZARA, Directeur de l'Institut de Commande et d'Electronique Industrielle de l'Ecole Polytechnique de Varsovie, pour avoir accepté de nous

accueillir dans ses Laboratoires, pour la prise en charge à Varsovie et pour les discussions constructives que nous avons eues.

Que les nombreuses personnes qui par une participation quelconque ou une simple suggestion, nous ont aidés, soient assurées de notre reconnaissance.

Enfin, mes parents, ma famille ainsi que mes amis méritent une immense gratitude pour leur soutien constant.

LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES UTILISES.

- a_i : Coefficients de l'équation caractéristique du système à régler.
- A_s : Matrice d'état du système continu.
- B_s : Vecteur d'entrée du système continu.
- B_{sv} : Vecteur d'entrée de la grandeur de
- C_r : Couple de charge.
- C_s^T : Vecteur ligne de sortie du système.
- C^T : Vecteur ligne de sortie du système global.
- $D_n(z)$: Régulateur numérique de vitesse.
- $D_c(z)$: Régulateur numérique de courant.
- F : Matrice d'état du système global échantillonné.
- F_s : Matrice d'état du système échantillonné.
- F_g : Matrice d'état du système global fermé échantillonné.
- G_{em} : Fonction de transfert de l'élément de maintien.
- $G_i(s)$: Fonction de transfert continu du circuit intermédiaire.
- $G_i(z, E)$: Fonction de transfert échantillonnée complète du système intermédiaire.
- $G_{io}(z, E)$: Fonction de transfert échantillonnée complète en boucle ouverte du circuit intermédiaire.
- $G_{if}(z, E)$: Fonction de transfert échantillonnée complète en boucle fermée du circuit intermédiaire.
- $G_n(z, E)$: Fonction de transfert échantillonnée complète du système principal.
- $G_{no}(z, E)$: Fonction de transfert échantillonnée complète en boucle ouverte du circuit principal.

- $G_{inf}(z, E)$: Fonction de transfert échantillonnée complète en boucle fermée du circuit principal.
- $G(z, o)$: Fonction de transfert échantillonnée aux instants d'échantillonnage.
- $G(z, E, E_r)$: Fonction de transfert échantillonnée complète tenant compte du temps de calcul E_r .
- H : Matrice d'entrée du système global échantillonné.
- H_s : Matrice d'entrée du système échantillonné.
- H_w : Matrice d'entrée de la grandeur de consigne du système global échantillonné.
- H_v : Matrice d'entrée de la grandeur de perturbation du système global échantillonné.
- H_{sv} : Matrice d'entrée de la grandeur de perturbation du système échantillonné.
- H_{gw} : Matrice d'entrée de la grandeur de consigne du système global fermé échantillonné.
- H_{gv} : Matrice d'entrée de la grandeur de perturbation du système.
- i_a : Courant d'induit relatif.
- I_a : Courant d'induit.
- I_c : Courant de consigne.
- K_{cm} : Gain du convertisseur.
- K_{pc}, K_{ic} : Coefficients du régulateur PI du courant.
- K_{pn}, K_{in} : Coefficients du régulateur PI de vitesse.
- K^T : Vecteur ligne de la contre réaction d'état.
- K_S^T : Vecteur ligne de la contre réaction d'état du système à régler.
- K_R : Coefficient de contre réaction d'état du régulateur.

K_w	: Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.
K_v	: Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de perturbation.
L	: Inductance de la self de lissage.
L_a	: Inductance de l'enroulement d'induit.
n	: Vitesse relative.
n_c	: Vitesse de consigne.
n_c^*	: Vitesse de consigne échantillonnée.
R_a	: Résistance de l'enroulement d'induit.
r	: Résistance de la self de lissage.
R_t	: Résistance totale relative.
T	: Période d'échantillonnage.
T_t	: Constante de temps électrique (Moteur - Self).
T_m	: Constante de temps mécanique du système à régler.
T_{cm}	: Constante de temps du convertisseur.
T_e	: Constante de temps équivalente.
u_d	: Tension de sortie du hacheur.
u_{cm}	: Tension d'entrée du hacheur.
$u(K)$: Grandeur de commande aux instants d'échantillonnage.
v	: Grandeur de perturbation.
w	: Grandeur de consigne.
x_s	: Vecteur d'état du système à régler.
x	: Vecteur d'état du système global.
x_R	: Grandeur d'état du régulateur.
y	: Grandeur de sortie.

- z_i : Pôles complexes.
- z_{cm} : Pôle correspondant à la constante de temps T_{cm} .
- z_m : Pôle correspondant à la constante de temps T_m .
- z_e : Pôle correspondant à la constante de temps T_e .
- z_t : Pôle correspondant à la constante de temps T_t .
- α_i : Coefficients de l'équation caractéristique du système global fermé.
- ϵ_r : Temps de calcul relatif.
- Φ : Matrice de transition d'état.
- Ψ : Intégrale de la matrice de transition d'état.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION.	1
. DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME.	
1.1. DESCRIPTION DU SYSTEME A REGLER	5
1.2. MODELISATION DU SYSTEME	5
1.2.1 - Equation électrique	5
1.2.2 - Equation mécanique	5
1.2.3 - Equation du convertisseur	7
1.3. SCHEMA FONCTIONNEL DU SYSTEME A REGLER	8
1.4. IDENTIFICATION	8
1.4.1 - Détermination de la résistance d'induit R_a	8
1.4.2 - Détermination de l'inductance d'induit L_a	9
1.4.3 - Détermination du coefficient de frottement K_f	9
1.4.4 - Détermination du moment d'inertie J	9
1.4.5 - Détermination des caractéristiques de la self de lissage	9
1.4.6 - Identification du convertisseur	10
. REGLAGE ECHANTILLONNE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.	
2.1. STRUCTURE GLOBALE DU REGLAGE	12
2.2. REGLAGE DIGITAL DU COURANT	13
2.2.1 - Schéma fonctionnel et fonctions de transfert	13
2.2.2 - Dimensionnement du régulateur	14
2.2.3 - Réponses indicielles du circuit de courant	16
2.3. REGLAGE DIGITAL DE LA VITESSE	20
2.3.1 - Structure de réglage	20
2.3.2 - Détermination de la constante de temps équivalente	20
2.3.3 - Fonction de transfert échantillonné du circuit principal	22
2.3.4 - Choix et dimensionnement du régulateur de vitesse	23
2.3.5 - Réponses indicielles du réglage en cascade	24

3.	INFLUENCE DU TEMPS DE CALCUL SUR LES QUALITES DU REGLAGE.	
3.1.	STRUCTURE DU REGLAGE	
3.2.	REGLAGE DIGITAL DU COURANT	29
3.2.1	- Structure du réglage	29
3.2.2	- Choix et dimensionnement du régulateur	30
3.3.	REGLAGE DIGITAL DE VITESSE	32
3.4.	REPONSES INDICIELLES	34
3.4.1	- Réponses de vitesse	34
3.4.2	- Réponses du courant	35
3.4.3	- Réponses indicielles	36
4.	NOTIONS THEORIQUES SUR LE REGLAGE DIGITAL D'ETAT.	
4.1.	STRUCTURE GENERALE DU REGLAGE	41
4.2.	REGLAGE DIGITAL D'ETAT	42
4.2.1	- Equations du réglage	43
4.2.2	- Détermination des coefficients du réglage	44
4.3.	REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT PARTIEL	46
4.3.1	- Détermination des coefficients K^T	46
4.3.2	- Détermination des coefficients K_w et K_v	48
5.	REGLAGE PAR CONTRE REACTION D'ETAT D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.	
5.1.	STRUCTURE GLOBALE DE REGLAGE	50
5.2.	MISE EN EQUATION D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL	50
5.3.	REGLAGE D'ETAT DU COURANT	52
5.3.1	- Structure du réglage	52
5.3.2	- Equation d'état du système à régler	53
5.3.3	- Détermination des coefficients de réglage	57
5.3.4	- Réponses indicielles	59

5.4. REGLAGE DE LA VITESSE	84
5.4.1 - Structure du réglage	84
5.4.2 - Equation du réglage	85
5.4.3 - Détermination des coefficients de réglage	60
5.5.4 - Réponses indicielles	66
6. REGLAGE D'ETAT PARTIEL D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.	
6.1. STRUCTURE GLOBALE DU REGLAGE	69
6.2. REGLAGE DU COURANT	71
0.2.1 - Structure du réglage	71
0.2.2 - Equations d'état du système	71
0.2.3 - Détermination des coefficients de réglage	73
0.2.4 - Réponses indicielles	77
6.3. REGLAGE DE LA VITESSE	79
7. SIMULATION ET ETUDE COMPARATIVE.	
7.1. SIMULATION DE L'ASSOCIATION HACHEUR - MOTEUR	82
7.2. SIMULATION DE LA COMMANDE NUMERIQUE CLASSIQUE	83
7.3. SIMULATION DE LA COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT	90
7.4. SIMULATION DE LA COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT PARTIEL	90
7.5. ETUDE COMPARATIVE	95
CONCLUSION.	103
BIBLIOGRAPHIE.	106
ANNEXES.	110

INTRODUCTION.

INTRODUCTION.

Les progrès des techniques électroniques et de l'informatique de part leur adaptation aux exigences industrielles : coût, fiabilité, puissance de calcul ont rendu possible la généralisation de l'utilisation des calculateurs dans la commande et le contrôle des processus industriels.

Alors que les microprocesseurs ont largement conquis de nombreux domaines d'application, leur introduction dans la commande des machines électriques a été accueillie avec prudence. Les raisons semblent en être liées aux caractéristiques spécifiques des processus électromécaniques, mais aussi au fait que les dispositifs de commande analogique donnaient des performances acceptables. En effet, il y a quelques années même les gros calculateurs n'étaient pas assez rapides pour effectuer des tâches de régulation industrielle en temps réel.

Dans la commande des processus industriels par calculateur numérique, il est nécessaire d'introduire des méthodes particulières d'analyse et de synthèse qui tiendront compte du caractère discontinu de ce mode de réglage.

L'analyse et la synthèse du réglage peuvent être menées d'une part sous une forme classique par la transformée en Z et d'autre part sous une forme moderne par le traitement dans l'espace d'état.

Dans le premier chapitre, nous donnons une description du système à régler suivie de sa modélisation et de son identification pratique.

Le second chapitre a pour objet le traitement par la transformée en Z. Les réglages du courant et de vitesse y sont examinés ainsi que l'analyse de leurs réponses indicielles.

L'influence du temps de calcul sur les performances du réglage est présentée au chapitre trois. En tenant compte du temps de calcul, les réglages du courant et de la vitesse sont à nouveau étudiés. Par une comparaison des réponses indicielles, nous concluons quant aux effets du temps de calcul sur les performances du système.

Dans le chapitre quatre, nous introduisons succinctement les idées directrices générales du réglage numérique optimal par contre réaction d'état et par contre réaction d'état partiel.

Dans les chapitres cinq et six, nous appliquerons les méthodes présentées au chapitre quatre au cas de la commande numérique en cascade du moteur à courant continu alimenté par hacheur. Nous présenterons .

- les structures de réglages (d'état et d'état partiel)
- la détermination des coefficients de réglage pour les circuits intermédiaire et principal
- l'analyse des réponses indicielles.

Le dernier chapitre est consacré à la simulation, d'une part de l'association du moteur à courant continu - hacheur et d'autre part des trois méthodes de commande numérique précédentes appliquées à l'ensemble Moteur - Hacheur. Nous concluons par une étude comparative des trois méthodes.

CHAPITRE I

DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME:

1. DESCRIPTION ET MODELISATION DU SYSTEME.

1. 1. DESCRIPTION DU SYSTEME A REGLER.

Le système à régler est un moteur à courant continu à excitation séparée alimenté par un convertisseur de courant (figure 1.1). Le circuit inducteur du moteur est alimenté à champ nominal constant. Le circuit d'induit constitué de l'enroulement d'induit et de la self de lissage est alimenté par un hacheur à thyristor. Ce moteur est couplé à une génératrice à courant continu servant de charge variable.

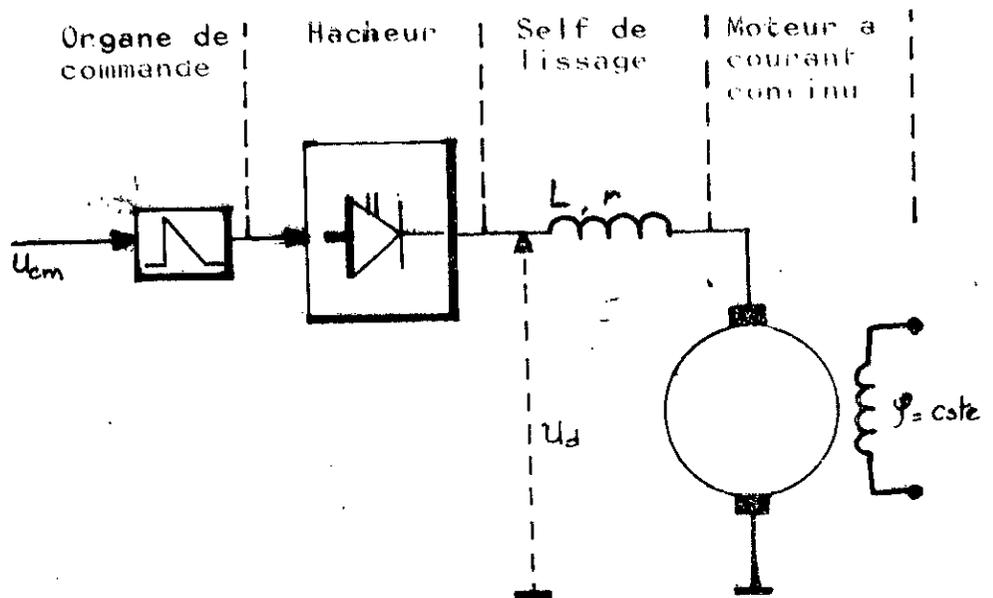


Figure 1.1 - Schéma du système à régler.

1. 2. MODELISATION DU SYSTEME.

1. 2.1. Equation électrique.

Le schéma électrique équivalent du circuit d'induit alimenté par le hacheur est donné par la figure 1.2.

L'équation électrique est alors :

$$U_d = (R_a + r) I_a + (L_a + L) \frac{dI_a}{dt} + E \quad (1.1)$$

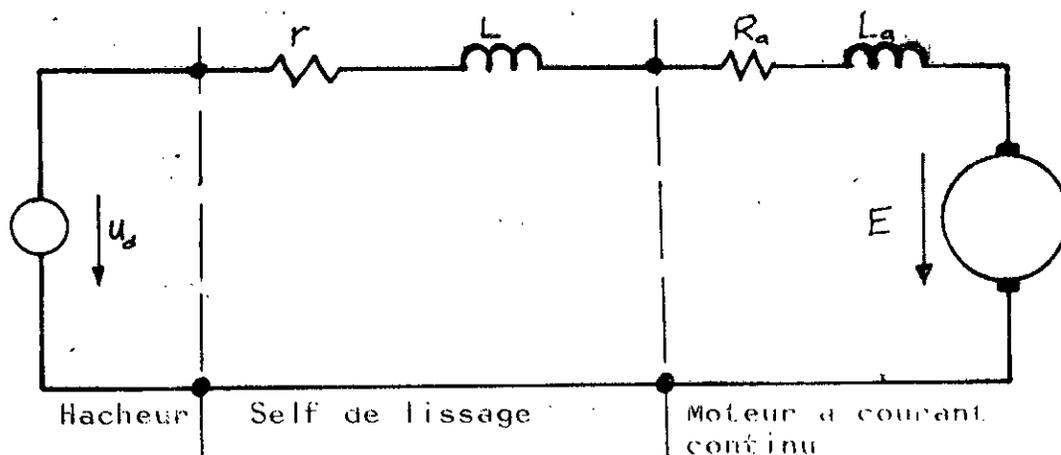


Figure 1.2 - Schéma équivalent Hacheur - Self - Moteur.

Le moteur étant excité à courant nominal constant, l'équation réduite du circuit d'induit est donnée par /20/, /21/, /23/ :

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_d - n - R_t i_a}{R_t T_t} \quad (1.2)$$

avec :

$$R_t = (R_a + r) \cdot \frac{I_n}{U_n} \quad \text{et} \quad T_t = \frac{L_a + L}{R_a + r}$$

1. 2.2. Equation mécanique.

L'équation du mouvement est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \quad (1.3)$$

Le moteur étant excité à courant nominal

constant, en passant aux valeurs relatives l'équation devient :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{i_a - c_r}{T_r} - \frac{1}{T_m} n \quad (1.4)$$

avec :

$$T_m = \frac{J}{k_f} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{J \Omega_n}{C_n}$$

ou : C_e : couple électromagnétique.

C_f : couple de frottements.

C_r : couple résistant relatif de charge.

k_f : coefficient de frottement.

n : vitesse relative.

i_a : courant d'induit relatif.

1. 2.3. Equation du convertisseur.

Le convertisseur de courant est représenté par une fonction de transfert du 1er ordre de constante de temps T_{cm} telle que /23/ :

$$G_{cm} = \frac{K_{cm}}{1 + s T_{cm}} \quad (1.5)$$

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

$$\frac{du_d}{dt} = \frac{-u_d + K_{cm} u_{cm}}{T_{cm}} \quad (1.6)$$

où

K_{cm} : Gain du convertisseur en valeur relative.

1. 3. SCHEMA FONCTIONNEL DU SYSTEME A REGLER.

A partir des équations réduites du fonctionnement établies par ailleurs (1.2), (1.4), (1.6) on en déduit le schéma fonctionnel (figure 1.3).

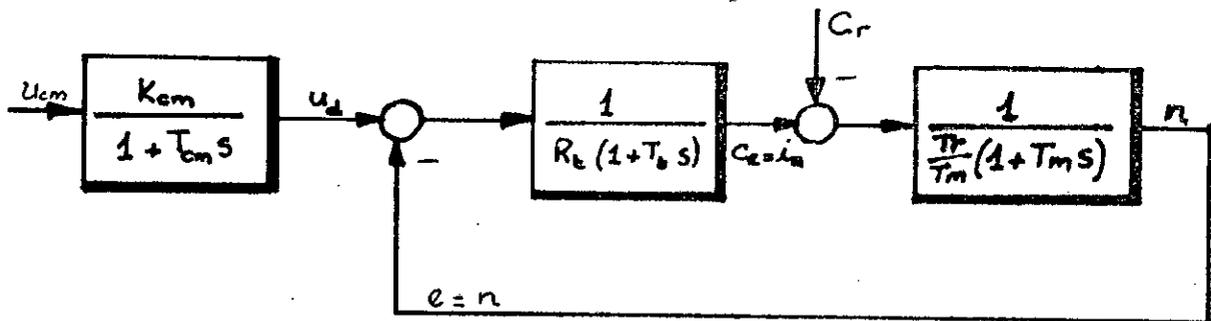


Figure 1.3 - Schéma fonctionnel du système à régler.

1. 4. IDENTIFICATION.

Nous avons procédé à des essais électriques et mécaniques pour l'identification du système /16/, /22/. Ces essais ont porté sur un moteur de caractéristiques :

$$P_n = 3 \text{ kW}$$

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

$$I_{an} = 32 \text{ A}$$

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

$$J_n = 1,2 \text{ A}$$

1. 4.1. Détermination de la résistance d'induit R_a :

La mesure de résistance faite en courant continu donne :

$$R_a = 0,4 \ \Omega .$$

1. 4.2. Détermination de l'inductance d'induit L_a .

L'induit du moteur étant alimenté par une tension continue, le relevé du régime transitoire du courant permet de déterminer la constante de temps électrique du moteur

T_{el} :

$$T_{el} = 40 \text{ ms}$$

comme

$$T_{el} = \frac{L_a}{R_a}, \quad \text{alors} \quad L_a = 16 \text{ mH.}$$

1. 4.3. Détermination du coefficient de frottement K_f .

Un essai à vide, nous a permis, par la méthode de séparation des pertes d'évaluer les pertes par frottement d'où :

$$K_f = 9,75 \cdot 10^{-3} \text{ J.S.}$$

1. 4.4. Détermination du moment d'inertie.

La constante de temps T_m relevée à partir de la réponse en vitesse du moteur dans l'essai de ralentissement donne :

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

comme

$$T_m = J / K_f, \quad \text{alors} \quad J = 6 \cdot 10^{-2} \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$$

1. 4.5. Détermination des caractéristiques de la self de lissage.

La limitation des ondulations du courant nécessite l'insertion d'une inductance de lissage dans le circuit

d'induit. Les mesures effectuées sur l'inductance du laboratoire donnent :

$$L = 100 \text{ mH} \quad , \quad r = 1,2 \Omega .$$

1. 4.6. Identification du convertisseur.

L'identification du convertisseur donne

$$T_{cm} = \frac{1}{2f_c} \quad \text{et} \quad K_{cm} = \frac{u_d}{u_{cm}} = u_e$$

où f_c est la fréquence de hachage, et u_e la tension de modulation relative du hacheur.

Le hacheur alimenté à une tension continue $U_e =$ et travaillant à une fréquence de 200 Hz donne :

$$T_{cm} = 2,5 \text{ ms}$$

$$K_{cm} = 1,2 \text{ u.r.}$$

CHAPITRE II

REG LAGE ECHANTILLONNE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

2. REGLAGE ECHANTILLONNE D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

Le caractère échantillonné de l'information introduit par le calculer nécessite l'utilisation de méthodes particulières pour la synthèse de la commande. Dans ce qui suit, est présentée la commande numérique en cascade d'un moteur à courant continu traitée par la transformée en Z [3], [10], [11], [13], [14].

La structure de réglage définie, dans ce chapitre sont présentés successivement : le réglage digital du courant, de la vitesse et l'analyse des réponses indicielles.

2. 1. STRUCTURE GLOBALE DU REGLAGE.

Lors du réglage de la vitesse du moteur, le courant d'induit peut atteindre des valeurs inadmissibles ce qui rend impératif le réglage de grandeur.

Pour cela la structure de réglage échantillonnée en cascade est adoptée (figure 2.1), où le caractère échantillonné de certains signaux est dû à la présence du calculateur.

Le réglage en cascade possède plusieurs avantages en particulier la limitation de la grandeur intermédiaire, laquelle devient très simple.

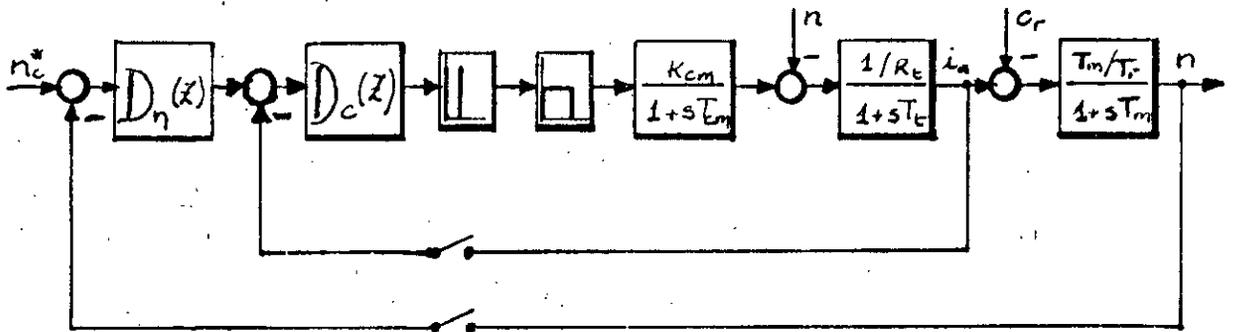


Figure 2.1 - Structure du réglage échantillonné en cascade.

2. 2. REGLAGE DIGITAL DU COURANT.

2. 2. 1. Schéma fonctionnel et fonctions de transfert.

Compte-tenu de la structure de réglage proposée (figure 2.1), la structure de réglage intermédiaire se réduit à celui de la figure 2.2.

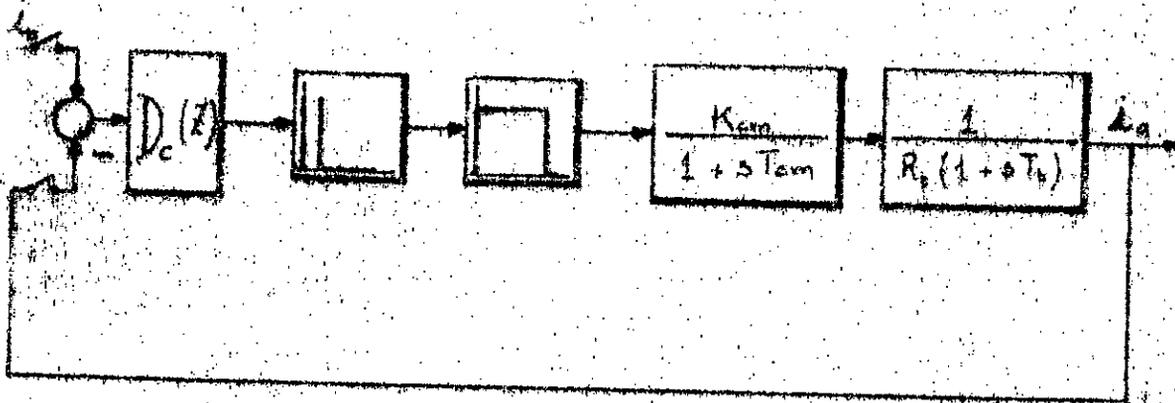


Figure 2.2 - Structure de réglage du circuit intermédiaire.

La fonction de transfert de l'élément de maintien est donnée par [3], [11] :

$$G_{cm}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (2.1)$$

L'association de l'élément de maintien avec le système à régler donne la fonction de transfert suivante :

$$G_L(s) = \frac{K_{cm} (1 - e^{-sT})}{R_t s (1 + sT_t) (1 + sT_{cm})} \quad (2.2)$$

Le passage par la transformée en Z à la fonction de transfert échantillonnée donne :

$$G_L(z, e) = \frac{D_2(e) z^2 + D_1(e) z + D_0(e)}{(z - z_{cm})(z - z_t)} \quad (2.3)$$

avec :

$$D_2(\varepsilon) = \frac{K_{cm}}{R_b(T_{cm} - T_b)} \left[T_{cm}(1 - z_{cm}^\varepsilon) - T_b(1 - z_b^\varepsilon) \right] \quad (2.4)$$

$$D_1(\varepsilon) = \frac{K_{cm}}{R_b(T_{cm} - T_b)} \left[T_b(z_{cm}^\varepsilon - z_b^\varepsilon) - T_{cm}(z_b^\varepsilon - z_{cm}^\varepsilon) + T_{cm}z_{cm}^\varepsilon z_b^\varepsilon - T_b z_b^\varepsilon z_{cm}^\varepsilon + T_{cm}z_{cm}^\varepsilon - T_b z_b^\varepsilon \right]$$

$$D_0(\varepsilon) = \frac{K_{cm}}{R_b(T_{cm} - T_b)} \left[T_{cm}z_{cm}^\varepsilon z_b^\varepsilon - T_b z_b^\varepsilon z_{cm}^\varepsilon - T_{cm}z_{cm}^\varepsilon z_b^\varepsilon + T_b z_b^\varepsilon z_{cm}^\varepsilon \right]$$

où :

$$z_b = e^{-T/T_b} \quad \text{et} \quad z_{cm} = e^{-T/T_{cm}}$$

Cette fonction de transfert échantillonnée n'est entièrement définie que par la connaissance de la période d'échantillonnage. Le choix de cette dernière est basé sur la condition suivante /11/, /21/ :

$$T \leq \frac{1}{2f_i} = \frac{T_i}{2} \quad (2.5)$$

T_i : étant la constante de temps dominante.

La période d'échantillonnage est fixée alors à 20 ms pour la suite de ces travaux. Mes deux circuits de réglage travaillent à la même période d'échantillonnage.

2. 2.2. Dimensionnement du régulateur.

Le choix et le dimensionnement du régulateur sont basés sur le principe de la compensation des pôles du système par les zéros du régulateur choisi.

Dans notre cas, le système à régler est sans comportement intégral. Le régulateur digital $D_c(z)$ choisi est un correcteur du type proportionnel - intégral tel que :

$$D_c(z) = K_c \frac{z - z_t}{z - 1} \quad (2.6)$$

On en déduit alors les expressions des coefficients du régulateur.

$$\begin{aligned} K_p &= K_c z_t \\ K_i &= K_c (1 - z_t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Ainsi, l'écriture de la fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de courant est immédiate :

$$G_{io}(z, \epsilon) = K_c \frac{z - z_t}{z - 1} \frac{D_2(\epsilon)z^2 + D_1(\epsilon)z + D_0(\epsilon)}{(z - z_{cm})(z - z_t)} \quad (2.8)$$

d'où

$$G_{io}(z, \epsilon) = K_c \frac{D_2(\epsilon)z^2 + D_1(\epsilon)z + D_0(\epsilon)}{(z - z_{cm})(z - 1)} \quad (2.9)$$

Pour la détermination des coefficients du régulateur, deux méthodes ont été appliquées. En premier lieu, la méthode de la réponse harmonique basée sur le critère de la marge de phase et en second lieu, celle des lieux des racines qui repose sur le critère de l'amortissement relatif optimal.

Les deux méthodes ont donné des résultats analogues mais la première citée a été adoptée pour la suite des travaux en raison de la facilité de son traitement numérique.

L'exploitation des programmes élaborés a donné pour les coefficients du régulateur de courant les résultats suivants :

$$K_c = 1,403$$

d'où

$$K_{pc} = 1,065$$

$$K_{ic} = 0,338$$

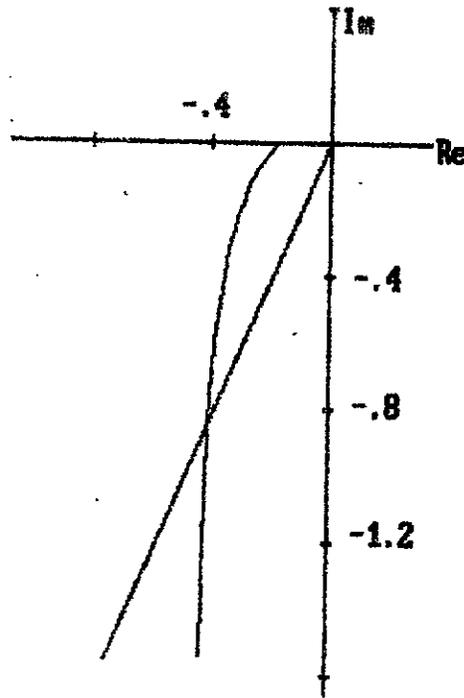


Figure 2.3 - Méthode de la réponse harmonique.

2. 2.3. Réponses indicielles du circuit de courant.

Ce paragraphe est consacré à l'étude des réponses du système à un échelon de consigne dans le but, d'un côté d'illustrer les caractéristiques statiques et dynamiques du réglage et de l'autre d'étudier sa qualité. Sont examinées le

réponses :

- du courant d'induit i_a .
- de la tension de commande u_{cm} .
- de la tension de sortie du hacheur u_d .

De la structure de réglage (figure 2.2), l'écriture de la fonction de transfert en boucle fermée du circuit de courant est immédiate

$$G_{if}(z, \varepsilon) = \frac{G_{io}(z, \varepsilon)}{1 + G_{io}(z, 0)} \quad (2.10)$$

On en déduit alors la réponse indicielle du courant :

$$I_a(z, \varepsilon) = G_{if}(z, \varepsilon) \frac{z}{z-1} \quad (2.11)$$

d'où

$$I_a(z, \varepsilon) = K_c \frac{D_2(\varepsilon) z^4 + D_1(\varepsilon) z^3 + D_0(\varepsilon) z^2}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (2.12)$$

avec :

$$a_3 = K_c D_2(1) - z_{cm} - 2$$

$$a_2 = K_c [D_1(1) - D_2(1)] + 2 z_{cm} + 1$$

$$a_1 = K_c [D_0(1) - D_1(1)] - z_{cm}$$

$$a_0 = -K_c D_0(1)$$

Dans le cas de la sortie u_{cm} , la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{u_{cm}(z)}{I_c(z)} = \frac{D_c(z)}{1 + G_{io}(z) \cdot D(z)} \quad (2.13)$$

d'où la réponse indicielle de u_{cm} :

$$U_{cm}(z) = K_c \frac{z^4 + b_3 z^3 + b_2 z^2}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (2.14)$$

avec :

$$b_3 = -(z_{cm} + z_t)$$

$$b_2 = z_{cm} \cdot z_t$$

Concernant la réponse indicielle de la tension de sortie u_d du hacheur, tout d'abord de la structure (figure 2.2) est établie la relation :

$$U_d(s) = G_{cm}(s) \cdot U_{cm}(s) \quad (2.15)$$

Puis en appliquant la transformation en Z à cette dernière et tenant compte de l'équation (2.14) on aboutit à la réponse indicielle u_d :

$$U_d(z, \epsilon) = \frac{b'_4 z^4 + b'_3 z^3 + b'_2 z^2}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (2.16)$$

avec :

$$b'_4 = K_c K_{cm} (1 - z_{cm}^\epsilon)$$

$$b'_3 = K_c K_{cm} \left[(z_{cm}^\epsilon - z_{cm}) - z_t (1 - z_{cm}^\epsilon) \right]$$

$$b'_2 = -K_c K_{cm} z_t (z_{cm}^\epsilon - z_{cm})$$

Les fonctions de transferts discrètes ainsi déterminées sont mises sous la forme (2.17) plus adaptée au traitement numérique.

$$G(z) = \frac{b_n z^n + b_{n-1} z^{n-1} + \dots + b_0}{z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_0} \quad (2.17)$$

Des fonctions de transfert échantillonnées et méthodes récursives (relation 2.18), on peut déterminer numériquement les réponses indicielles /3/.

$$G^*(k) = b_{n-k} - (a_{n-1} - 1) - (a_{n-2} - a_{n-1})G^*(k-2) - \dots - (a_1 - a_2)G^*(k-n+1) - (a_0 - a_1)G^*(k-n) + a_0 G^*(k-n-1). \quad (2.18)$$

Lors du réglage intermédiaire du courant, les réponses indicielles du courant (I_a), des tensions (u_{cm} et u_d) sont représentées par les figures 2.4.a, 2.4.b, 2.4.c.

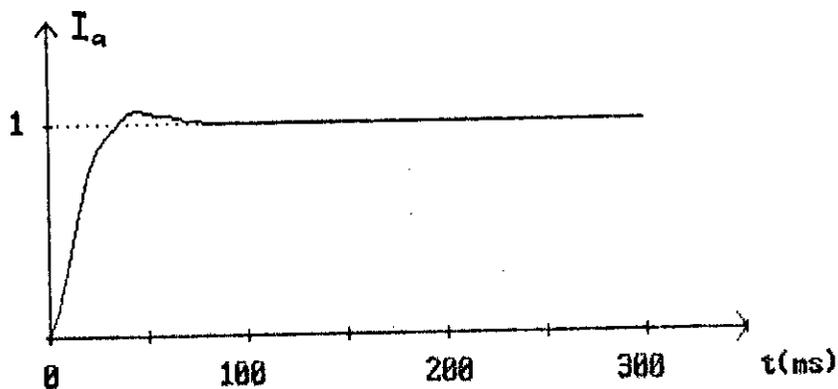


Figure 2.4.a - Réponse indicielle du courant

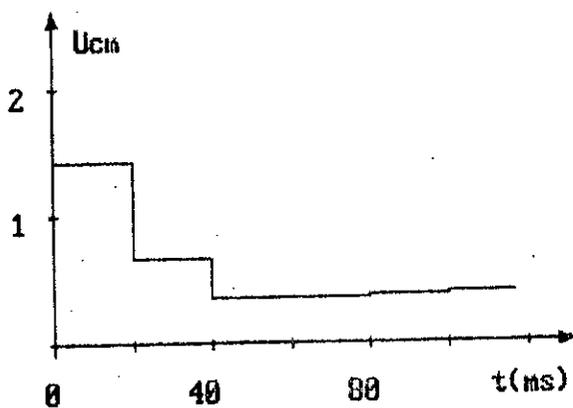


Figure 2.4.b - Réponse indicielle de la tension de commande u_{cm}

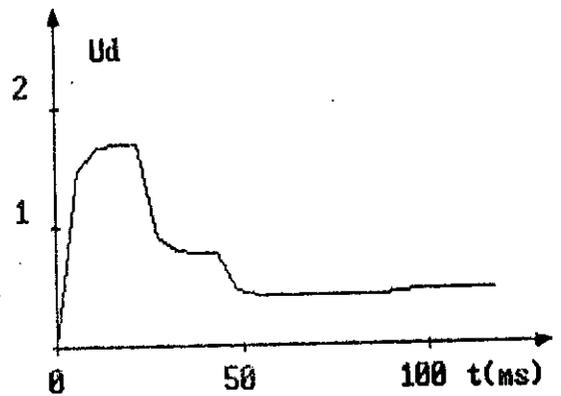


Figure 2.4.c - Réponse indicielle de la tension u_d

2. 3. REGLAGE DIGITAL DE LA VITESSE.

Le circuit de réglage intermédiaire étant dimensionné, nous passons au circuit principal pour lequel nous établissons une structure simplifiée facilitant l'étude.

2. 3.1. Structure du réglage.

Comme déjà mentionné, la structure de réglage de vitesse est une structure en cascade (figure 2.1) avec une grandeur intermédiaire : le courant d'induit I_a du moteur. La grandeur principale étant la vitesse n .

La présence du circuit de réglage intermédiaire fermé impose des relations assez complexes quant à la boucle de vitesse. Afin de simplifier cette étude, le circuit de réglage intermédiaire fermé est remplacé par un système équivalent du premier ordre /11/, /20/, /21/. Par conséquent la structure de réglage prend la forme simplifiée suivante :

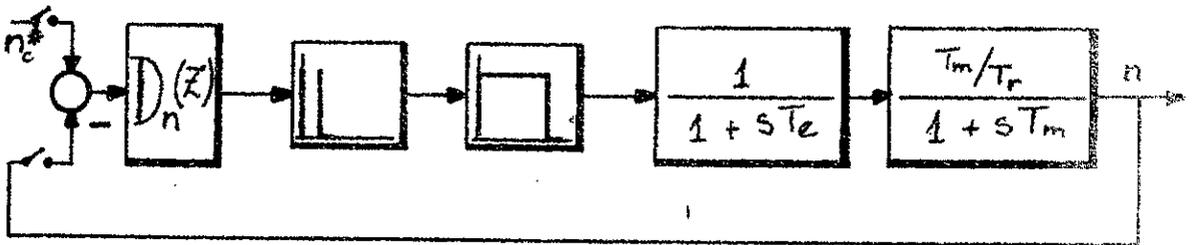


Figure 2.6 - Structure simplifiée du réglage de vitesse.

2. 3.2 -- Détermination de la constante de temps équivalente.

La constante de temps équivalente T_e du circuit du premier ordre s'obtient de manière à assurer l'égalité de la surface hachurée pour la réponse réelle (figure 2.7.a) avec celle de la réponse du premier ordre (figure 2.7.b) /11/, /20/, /21/.

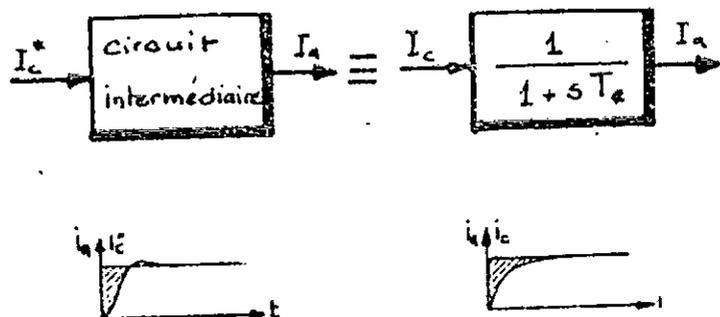


Figure 2.7 - Approximation du circuit intermédiaire par un système du premier ordre.

L'égalité des surfaces, calculées par intégration, aboutit à la relation /11/ :

$$\frac{T_e}{T} = \frac{1}{\lim_{z \rightarrow 1} (z-1) G_{io}(z,0)} \quad (2.19)$$

$$\frac{T_e}{T} = \frac{1}{G_i(1,0) \cdot S(1)} \quad (2.20)$$

avec

$$S(1) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) D_c(z)$$

ce qui donne dans ce cas :

$$S(1) = K_c (1 - z_t)$$

de l'équation (2.3) on tire :

$$G_i(1,0) = \frac{K_{cm}}{R_c}$$

d'où

$$\frac{T_e}{T} = \frac{R_c}{K_{cm} (1 - e^{-T/T_e}) \cdot K_c} \quad (2.21)$$

La fonction de transfert du système équivalent ainsi obtenue est :

$$G_{se}(s) = \frac{1}{1 + s T_e} \quad (2.22)$$

avec

$$T_e = \frac{R_t}{K_c K_{cm} (1 - e^{-T/T_e})} \cdot T$$

Dans notre cas la constante de temps équivalente est :

$$T_e = 22,9 \text{ ms}$$

2. 3.3. Fonction de transfert échantillonnée du circuit principal.

De la comparaison, il apparaît une similitude entre la structure de réglage du courant (figure 2.2) et la structure simplifiée du réglage de vitesse (figure 2.6). Par conséquent leur fonction de transfert présente des formes absolument identiques.

Cette analogie permet d'appliquer les méthodes précédentes et d'utiliser les résultats déjà obtenus à cette nouvelle structure. Ainsi l'expression de la fonction de transfert échantillonnée tenant compte de l'élément de maintien est alors :

$$G_n(z, \epsilon) = \frac{D_2(\epsilon) z^2 + D_1(\epsilon) z + D_0(\epsilon)}{(z - z_e)(z - z_m)} \quad (2.23)$$

avec :

$$z_e = e^{-T/T_e}$$

$$z_m = e^{-T/T_m}$$

et :

$$D_2(\epsilon) = \frac{T_m/T_r}{T_e - T_m} \left[(T_e(1 - z_e^\epsilon) - T_m(1 - z_m^\epsilon)) \right]$$

$$D_1(\epsilon) = \frac{T_m/T_r}{T_e - T_m} \left[T_m(z_e^\epsilon + z_m^\epsilon) - T_e(z_m^\epsilon + z_e^\epsilon) + T_e z_e^\epsilon z_m^\epsilon + T_m z_m^\epsilon z_e^\epsilon + T_e z_e^\epsilon - T_m z_m^\epsilon \right]$$

$$D_0(\epsilon) = \frac{T_m/T_r}{T_e - T_m} \left[T_e z_e^\epsilon z_m^\epsilon - T_m z_m^\epsilon z_e^\epsilon - T_e z_e^\epsilon z_m^\epsilon + T_m z_e^\epsilon z_m^\epsilon \right]$$

2. 3.4. Choix et dimensionnement du régulateur digital de vitesse.

De la même façon que pour le circuit de courant, le régulateur est du type proportionnel intégral et la fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de réglage de vitesse est :

$$G_{no}(z, \epsilon) = K_n \frac{D_2(\epsilon) z^2 + D_1(\epsilon) z + D_0(\epsilon)}{(z - z_e)(z - 1)} \quad (2.24)$$

Comme nous l'avons souligné par ailleurs, nous appliquons la méthode de la réponse harmonique.

Le traitement numérique pour le calcul des coefficients du régulateur de vitesse a donné :

$$K_n = 7,18$$

d'où :

$$K_{pn} = 7,156$$

$$K_{in} = 0,023$$

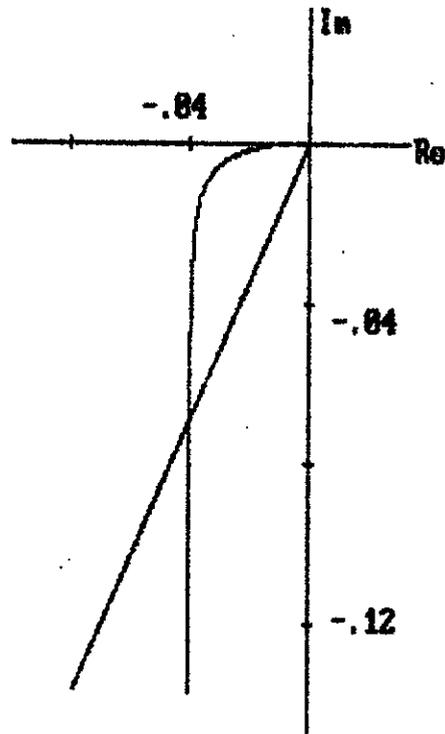


Figure 2.8 - Réponse harmonique du circuit principal.

2. 3.5. Réponses indicielles du réglage en cascade de vitesse.

L'analyse dynamique nécessite l'examen des réponses indicielles de la vitesse et du courant tenant compte de la boucle principale. Nous établissons d'abord les expressions des réponses qui par la suite seront traitées numériquement. Compte tenu de (2.24), la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est :

$$G_{nf}(z, \varepsilon) = \frac{G_{no}(z, \varepsilon)}{1 + G_{no}(z, \theta)} \quad (2.25)$$

La réponse indicielle est alors :

$$N(z, \varepsilon) = \frac{G_{no}(z, \varepsilon)}{1 + G_{no}(z, 0)} \frac{z}{z-1} \quad (2.26)$$

et finalement :

$$N(z, \varepsilon) = K_n \frac{D_2(\varepsilon) z^4 + D_1(\varepsilon) z^3 + D_0(\varepsilon) z^2}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (2.27)$$

avec :

$$a_3 = K_n D_2(1) - z_c - 2$$

$$a_2 = K_n [D_1(1) - D_2(1)] + 2z_c + 1$$

$$a_1 = K_n [D_0(1) - D_1(1)] - z_c$$

$$a_0 = -K_n D_0(1)$$

Le courant étant pris comme grandeur de sortie (figure 2.6), la fonction de transfert prend alors la forme :

$$I(z, \varepsilon) = \frac{D_n(z) \cdot G_c(z, \varepsilon)}{1 + D_n(z) G_n(z, 0)} \cdot N_c(z) \quad (2.28)$$

où $G_c(z, \varepsilon)$ est la fonction de transfert échantillonnée de l'association du bloqueur avec le système équivalent. Elle est donnée par :

$$G_c(z, \varepsilon) = \frac{C_1(\varepsilon) z + C_0(\varepsilon)}{z - z_c} \quad (2.29)$$

avec :

$$C_1(\varepsilon) = 1 - z_c^{\varepsilon}$$

$$C_0(\varepsilon) = z_c^{\varepsilon} - z_c$$

En reportant (2.29) dans (2.28), nous obtenons :

$$I(z, \varepsilon) = \frac{h_4(\varepsilon) z^4 + h_3(\varepsilon) z^3 + h_2(\varepsilon) z^2}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (2.30)$$

avec :

$$h_4(\varepsilon) = K_n C_1(\varepsilon)$$

$$h_3(\varepsilon) = K_n [C_0(\varepsilon) - Z_m C_1(\varepsilon)]$$

$$h_2(\varepsilon) = -K_n Z_m C_0(\varepsilon)$$

Le traitement numérique par la méthode récursive (relation 2.18) a donné :

- la réponse indicielle de la vitesse (figure 2.9)
- la réponse indicielle du courant d'induit lors du réglage du circuit principal.

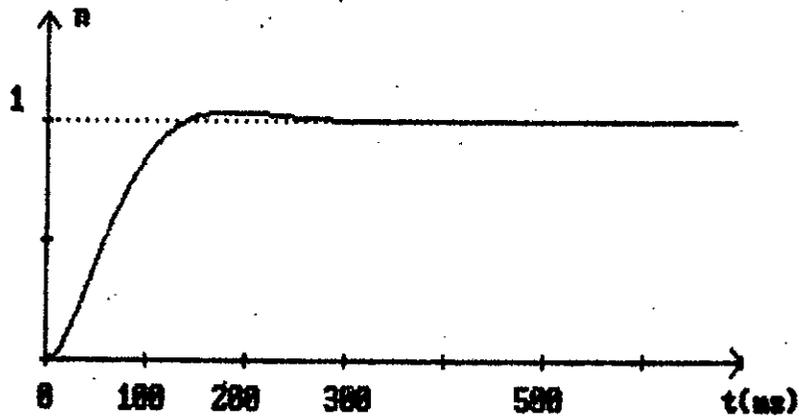


Figure 2.9 - Réponse indicielle de la vitesse.

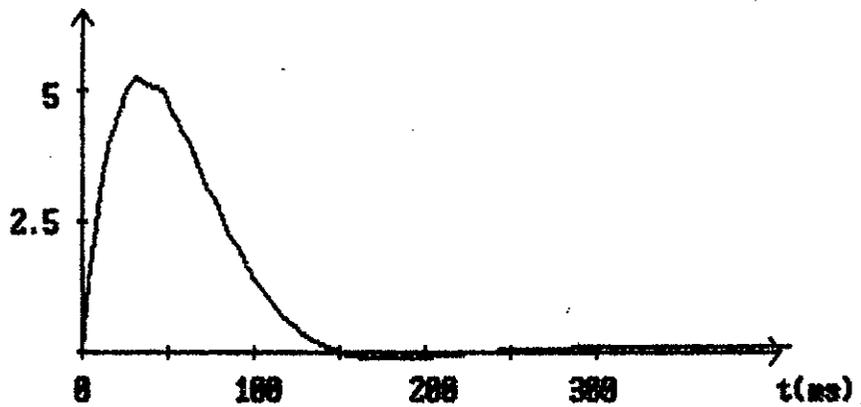


Figure 2.10 - Réponse indicielle du courant.

CHAPITRE III

INFLUENCE DU TEMPS DE CALCUL SUR LES QUALITES DU REGLAGE.

3. INFLUENCE DU TEMPS DE CALCUL SUR LES QUALITES DU REGLAGE.

Jusqu'à présent, le temps de calcul a été négligé, il serait donc très intéressant de voir de quelle manière il affecte les performances du réglage. Pour les processus industriels de grande dimension où la machine électrique n'est qu'un sous système relativement simple, l'approche précédente n'est plus entièrement satisfaisante.

Dans certaines applications, en robotique par exemple, plusieurs machines peuvent être contrôlées simultanément ce qui rend le temps de calcul relativement important. Il est par conséquent important d'envisager une structure de commande qui en plus du caractère échantillonné tient compte du retard dû au temps de calcul.

Dans ce chapitre, sont examinées en tenant compte du temps de calcul :

- la boucle de courant
- la boucle de vitesse
- les réponses indicielles.

3. 1. STRUCTURE DU REGLAGE.

Dans la structure générale du réglage (figure 3.1), le retard introduit par le calculateur est pris en compte lors de la synthèse par l'échantillonneur à pulsation. Ce dernier présente une apparition de l'impulsion retardée de " E_r ", par rapport aux instants d'échantillonnage /10/, /11/.

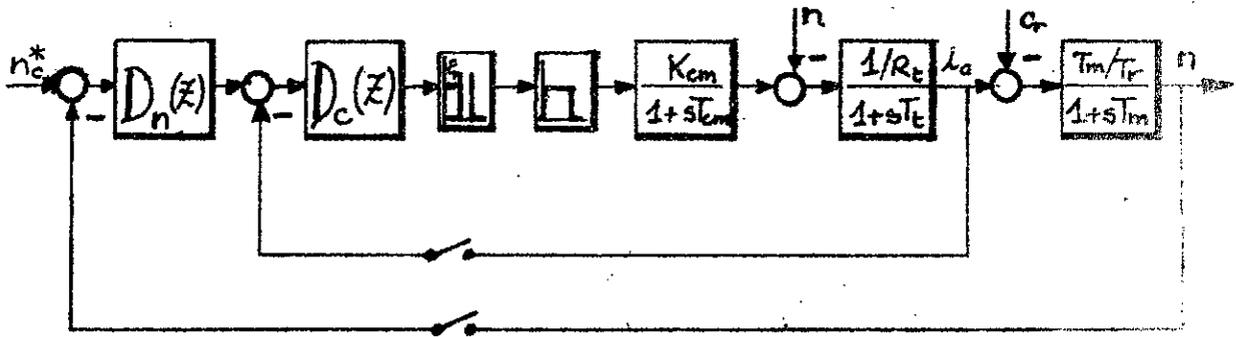


Figure 3.1 - Structure générale du réglage tenant compte du temps de calcul.

3. 2. REGLAGE DIGITAL DU COURANT.

3. 2.1. Structure du réglage.

De la structure générale de réglage (figure 3.1) est déduite la structure de réglage du circuit intermédiaire (figure 3.2) tenant compte du temps de calcul.

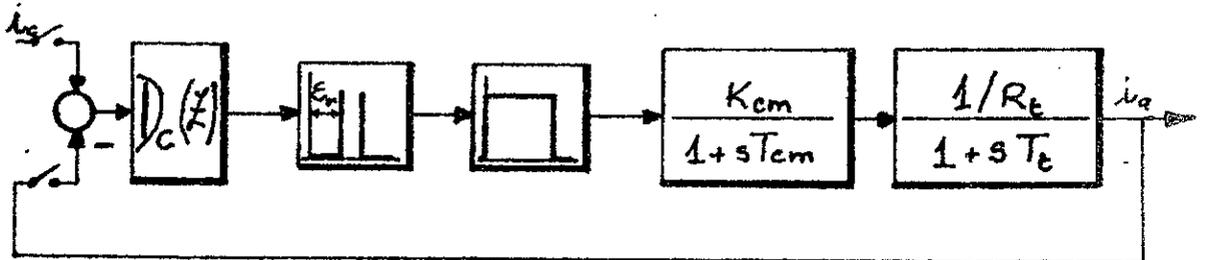


Figure 3.2 - Structure du réglage intermédiaire tenant compte du temps de calcul.

L'échantillonneur à pulsation avec retard peut-être remplacé par un échantillonneur ne présentant aucun retard

en série avec un dispositif à retard pur (figure 3.3).

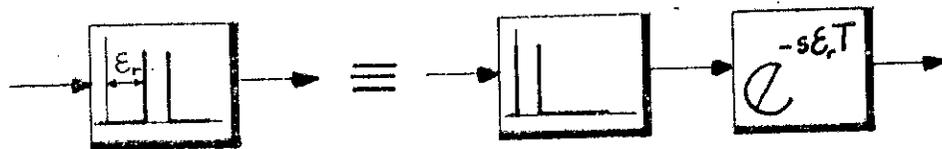


Figure 3.3 - Schema équivalent pour un échantillonneur à pulsation avec retard ϵ_r .

Cette transformation facilite la détermination de la fonction de transfert échantillonnée tenant compte du temps de calcul. Comme la fonction de transfert du circuit de courant (2.3) est de la forme :

$$G_i(z, \epsilon) = \frac{Q_i(z, \epsilon)}{P_i(z, \epsilon)} \quad (3.1)$$

En tenant compte du retard pur introduit, la fonction de transfert échantillonnée devient //II// :

$$G_i(z, \epsilon) = \begin{cases} \frac{Q_i(z, 1 + \epsilon - \epsilon_r)}{z P_i(z)} & 0 \leq \epsilon \leq \epsilon_r \\ \frac{Q_i(z, \epsilon - \epsilon_r)}{P_i(z)} & \epsilon_r \leq \epsilon \leq 1 + \epsilon_r \end{cases} \quad (3.2)$$

3. 2.2. Choix et dimensionnement du régulateur.

La forme du système à régler restant inchangée de la même manière le régulateur est du type proportionnel intégral. Dans ce qui suit, le calcul se fait aux instants d'échantillonnage ce qui allège considérablement celui-ci. En reportant (2.3) et (2.4) dans (3.2), nous aboutissons à fonction de transfert échantillonnée en boucle ouverte qui

tient compte du temps de calcul .

$$G_{io}(z,0) = K_c \frac{D_2(1-\epsilon_r)z^2 + D_1(1-\epsilon_r)z + D_0(1-\epsilon_r)}{z(z-1)(z-z_{cm})} \quad (3.3)$$

Le programme élaboré a permis d'une part de tracer les réponses harmoniques en fonction du paramètre " ϵ_r " (figure 3.4) et d'autre part de déterminer les valeurs du coefficient K_c , d'où les coefficients du régulateur du courant en fonction du même paramètre " ϵ_r " (tableau 1).

ϵ_r	K_{pc}	n_{ic}
0	1,00	0,338
0,2	0,83	0,200
0,4	0,60	0,208
0,6	0,54	0,170
0,8	0,45	0,140

Tableau 1 - Coefficients du régulateur en fonction de " ϵ_r "

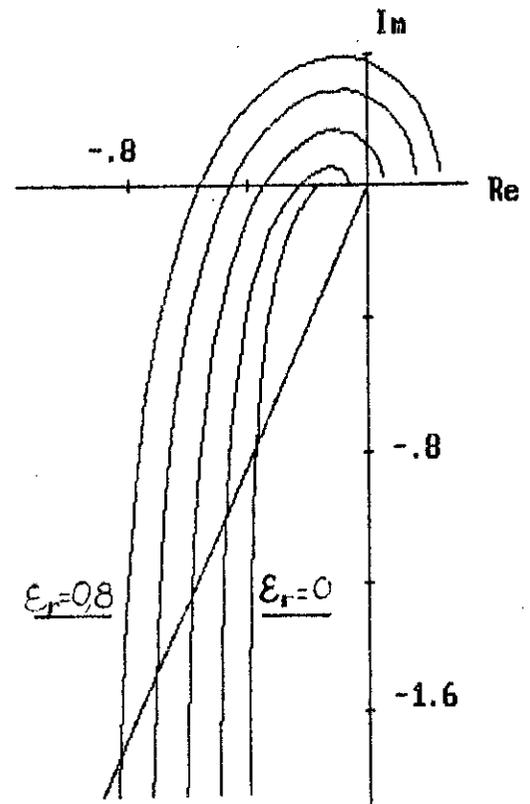


Figure 3.4 - Réponses harmoniques du circuit intermédiaire en fonction de " ϵ_r "

3. 3. REGLAGE DIGITAL DE VITESSE.

La structure globale du système (figure 3.1) est similaire à celle de la figure 2.1, ainsi le circuit intermédiaire fermé est approximé par un système équivalent du premier ordre (relation 2.22).

Le schéma fonctionnel réduit est alors :

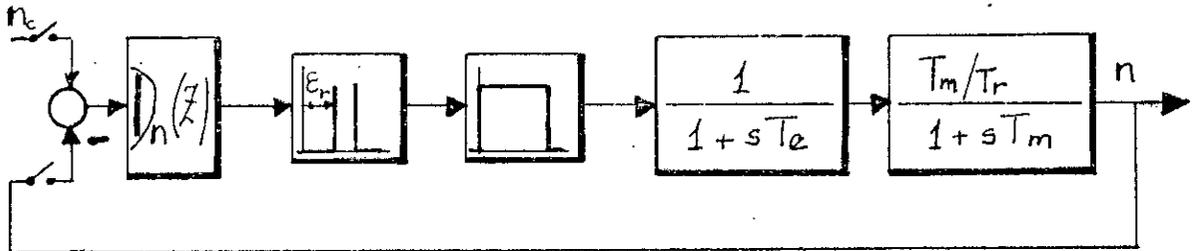


Figure 3.5 - Structure simplifiée du réglage de vitesse.

La fonction de transfert échantillonnée du circuit de réglage simplifié de vitesse tenant compte du temps de calcul par le paramètre " E_r " est donné par :

$$G_n(z, 0) = \frac{D_2(1-E_r)z^2 + D_1(1-E_r)z + D_0(1-E_r)}{z(z-z_e)(z-z_m)} \quad (3.5)$$

Cependant, la fonction de transfert en boucle ouverte est alors :

$$G_{no}(z, 0) = K_n \frac{D_2(1-E_r)z^2 + D_1(1-E_r)z + D_0(1-E_r)}{z(z-1)(z-z_e)} \quad (3.6)$$

La méthode appliquée auparavant est employée à nouveau pour le dimensionnement du régulateur. De la fonction de transfert échantillonnée (3.5) et à l'aide d'un programme est tracé numériquement, d'un côté le réseau de courbes des réponses harmoniques (figure 3.6) et de l'autre sont cal-

culés les coefficients du régulateur de vitesse (Tableau II) en fonction du paramètre " ϵ_r ".

La Figure 3.7 illustre l'influence du temps de calcul sur la variation de la constante de temps équivalente du circuit intermédiaire.

ϵ_r	K_{pn}	K_{in}
0	7,15	0,0233
0,2	5,45	0,0176
0,4	4,30	0,0138
0,6	3,50	0,0112
0,8	2,90	0,009

Tableau II - Coefficients du régulateur de vitesse en fonction de " ϵ_r ".

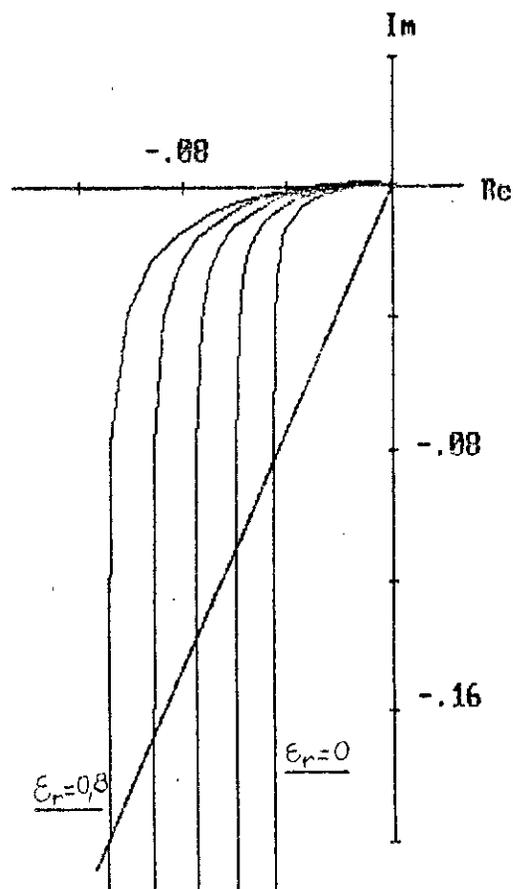


Figure 3.6 - Réponses harmoniques du circuit principal en fonction de " ϵ_r ".

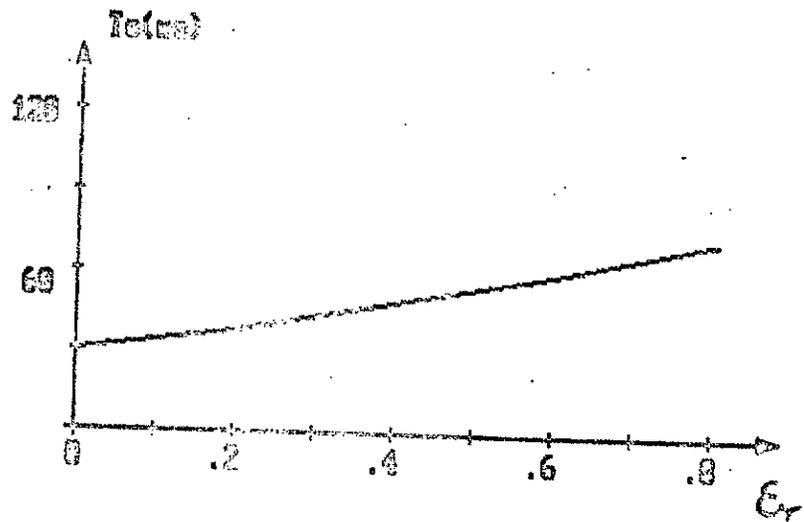


Figure 3.7 - Variation de la constante de temps équivalente en fonction de "E_r".

3. 4. REPONSES INDICIELLES.

L'analyse des réponses indicielles permet de mettre en évidence :

- l'importance de la prise en compte du temps de calcul
- l'influence du retard sur les qualités du réglage.

3. 4.1. Réponses de vitesse.

A partir de la fonction de transfert échantillonnée et de la structure de réglage (Figure 3.5) est écrite la fonction de transfert en boucle fermée du circuit de réglage principal tenant compte du temps de calcul [10] /11/.

$$G_{cl}(z) = \begin{cases} \frac{z^{-1} G_0(z) (z-1) D_c(z)}{1 + z^{-1} G_0(z) (z-1) D_c(z)} & 0 \leq E_r \leq E_r \\ \frac{G_0(z) (z-1) D_c(z)}{1 + z^{-1} G_0(z) (z-1) D_c(z)} & E_r \leq E_r \leq 100\% \end{cases} \quad (3.8)$$

Le domaine de validité de la relation (3.8.11) facilite de manière appréciable le calcul de la réponse indicielle du circuit de réglage fermé. Le report de l'expression (2.23) dans (3.8.11) permet de déterminer la réponse indicielle :

$$N(z, \varepsilon) = G_n f(z, \varepsilon) \frac{z}{z-1} \quad (3.9)$$

et finalement :

$$N(z, \varepsilon) = K_n \frac{D_2(\varepsilon - \varepsilon_r) z^4 + D_1(\varepsilon - \varepsilon_r) z^3 + D_0(\varepsilon - \varepsilon_r) z^2}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} a_3 &= K_n [D_2(1 - \varepsilon_r) - z_e - 2] \\ a_2 &= K_n [D_1(1 - \varepsilon_r) - D_2(1 - \varepsilon_r)] + z_e + 1 \\ a_1 &= K_n [D_0(1 - \varepsilon_r) - D_1(1 - \varepsilon_r)] - z_e \\ a_0 &= -K_n D_0(1 - \varepsilon_r) \end{aligned}$$

3. 4. 2. Réponses du courant.

De la structure principale (figure 3.5), est déduite la fonction de transfert du système ayant pour sortie la grandeur intermédiaire et en tenant compte de la boucle principale :

$$G_{fi}(z, \varepsilon) = \frac{G'_e(z, \varepsilon) D_n(z)}{1 + G'_n(z, 0) D_n(z)} \quad (3.11)$$

On rappelle aussi (2.29) que :

$$G_e(z, \varepsilon) = \frac{C_1(\varepsilon) z + C_0(\varepsilon)}{z - z_e} \quad (3.12)$$

En introduisant le temps de calcul, G'_e s'écrit /11/ :

$$G'_e(z, \varepsilon) = \begin{cases} z^{-1} G_2(z, 1+\varepsilon-\varepsilon_r) & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_r \\ G_0(z, \varepsilon-\varepsilon_r) & \varepsilon_r \leq \varepsilon \leq 1 \end{cases} \quad (3.13)$$

tandis que $G'_n(z, 0)$ devient :

$$G'_n(z, 0) = z^{-1} G_n(z, 1-\varepsilon_r) \quad (3.14)$$

Après transformation la réponse indicielle est :

$$I_a(z, \varepsilon) = \frac{b'_4 z^4 + b'_3 z^3 + b'_2 z^2}{z^4 + a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (3.15)$$

$$b'_4 = K_n \quad C_1(1+\varepsilon-\varepsilon_r)$$

$$b'_3 = K_n \quad (C_0(1+\varepsilon-\varepsilon_r) - C_1(1-\varepsilon-\varepsilon_r))$$

$$b'_2 = K_n \quad C_0(1+\varepsilon-\varepsilon_r)$$

3. 4.3. Réponses indicielles.

Le traitement numérique par la méthode récursive des fonctions de transfert (3.10) et (3.15) donne les réponses indicielles :

- du courant et de la vitesse, dans le cas où le temps de calcul est pris en compte dans le dimensionnement des régulateurs (figures 3.8 et 3.9).

- du courant et de la vitesse, lorsqu'il est négligé lors du dimensionnement, mais que ce dernier existe et est relativement important (figures 3.10 et 3.11).

- de la vitesse en fonction du temps de calcul ε_r , ce dernier étant pris en compte dans l'analyse et la synthèse (figure 3.12).

Il apparaît nettement de la superposition des répon-

ses (figure 3.13) que le comportement dynamique est amélioré sensiblement par la prise en considération du temps de calcul.

On constate aussi que l'augmentation du temps de calcul entraîne un ralentissement du phénomène transitoire (Figures 3.12). Il est donc vivement recommandé de diminuer le temps de calcul par rapport à la période d'échantillonnage ou bien de le prendre en considération dans la synthèse.



Figure 3.9 - Réponse indicielle de la vitesse sans tenir compte du temps de calcul ($\tau_p = 0,4$).

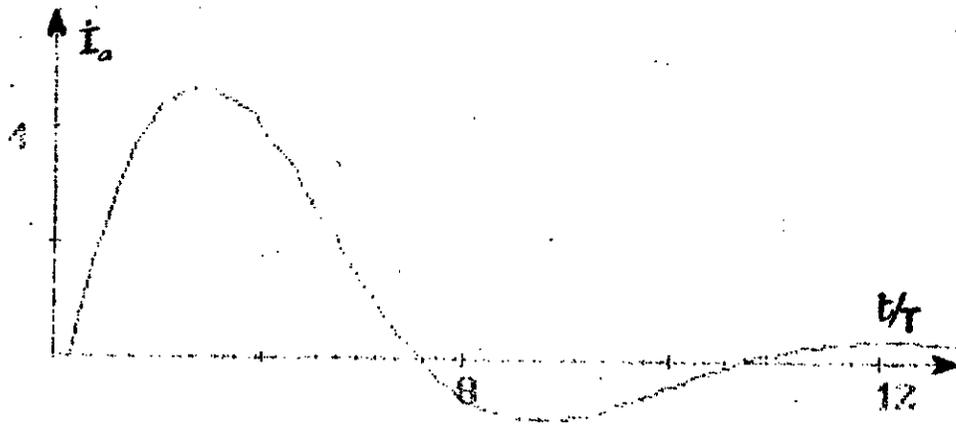


Figure 3.8 - Réponse indicielle du courant sans tenir compte du temps de calcul ($\epsilon_r = 0,4$).

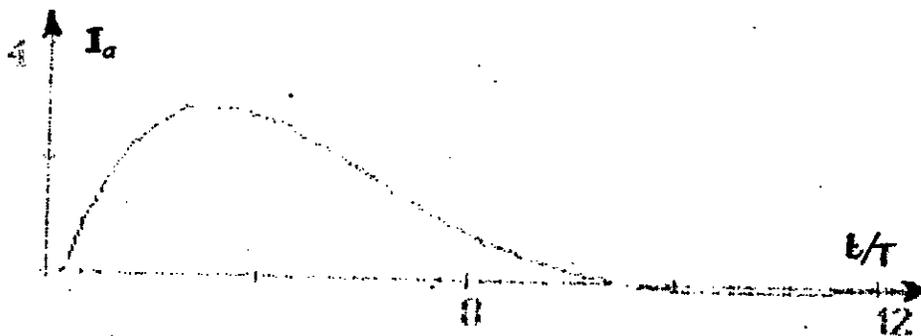


Figure 3.10 - Réponse indicielle du courant en tenant compte du temps de calcul ($\epsilon_r = 0,4$).

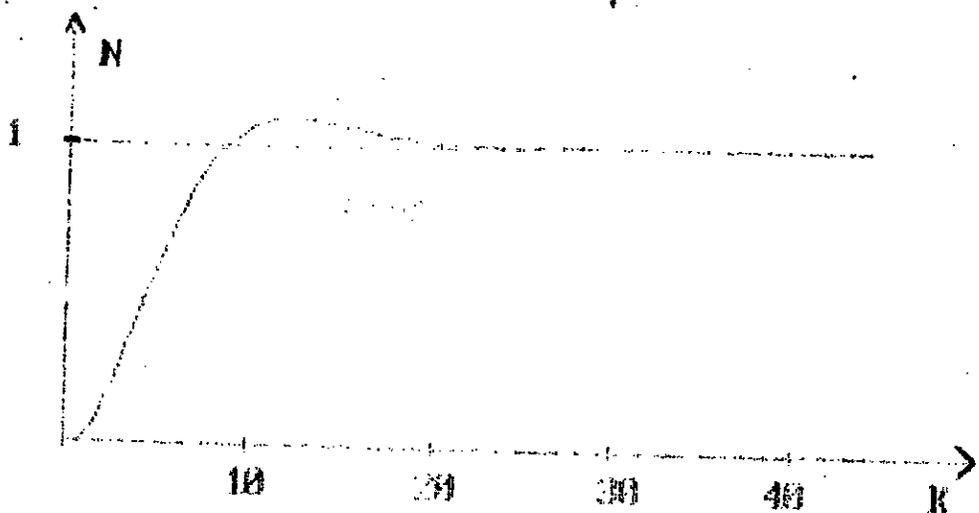


Figure 3.9 - Réponse indicielle de la vitesse en tenant compte du temps de calcul ($\epsilon_r = 0,4$).

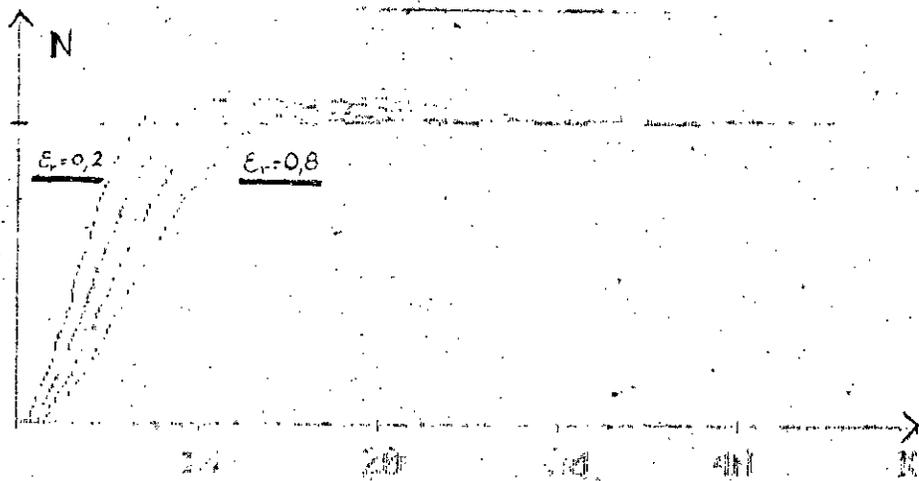


Figure 3.12 - Influence du temps de calcul sur les réponses de vitesse.

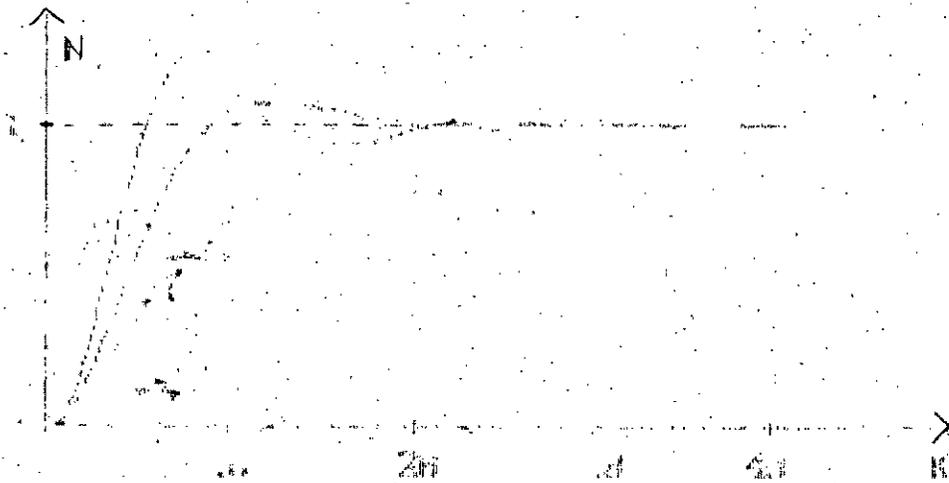


Figure 3.13 - Superposition des réponses de vitesse tenant compte et sans tenir compte du temps de calcul ($\epsilon_c = 0,4$).

CHAPITRE IV

NOTIONS THEORIQUES SUR LE REGLAGE DIGITAL D'ETAT.

4. NOTIONS THEORIQUES SUR LE REGLAGE DIGITAL D'ETAT.

Pour une description globale du comportement des systèmes, les théories modernes reposent sur la théorie des variables d'état. Ainsi les commandes numériques par retour d'état et par retour d'état partiel sont présentées /2/, /12/, /21/.

Dans ce chapitre, sont données les équations d'état du système, les structures du réglage optimal et les expressions de la grandeur de commande pour chacune des deux méthodes sus-citées /12/, /20/, /21/. Ces structures reposent sur la théorie de la commande optimale /25/, /26/, /30/. Cette théorie permettra aussi la détermination des coefficients du réglage. Leurs méthodes de calcul sont présentées d'une manière assez succincte /12/, /21/.

4. 1. STRUCTURE GENERALE DU REGLAGE.

La structure optimale de réglage est obtenue par la minimisation d'un critère d'intégral appliqué au système à régler muni du régulateur intégrateur. Pour trouver le minimum du critère d'intégral on fait appel au principe d'optimisation de Bellmann /12/, /25/.

Ceci permet de déterminer la structure optimale générale du réglage (figure 4.1), ainsi que la grandeur optimale de commande qui a pour expression générale /12/, /20/, /21/.

$$U(K) = -K_S^T z_S(K) + K_R z_R(K) + K_W u(K) - K_V v(K) \quad (4.1)$$

Dans cette structure, la consigne et les perturbations interviennent par des coefficients de réglage (K_W , K_V). En régime établi, l'annulation de l'écart de réglage est assurée par le régulateur du type intégral.

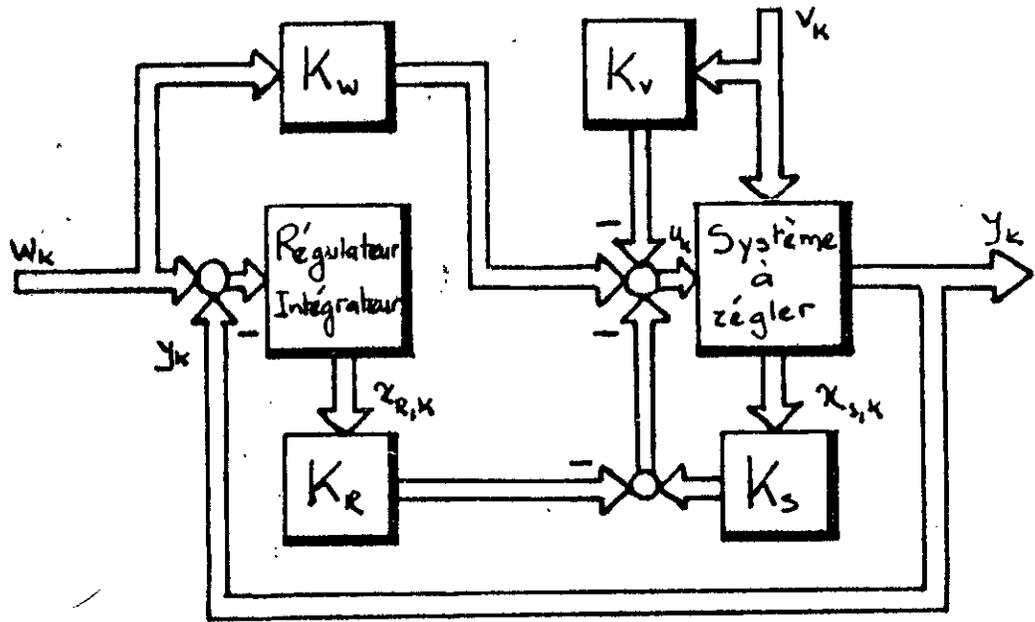


Figure 4.1 - Structure générale du réglage optimal par retour d'état.

4. 2. REGLAGE DIGITAL D'ETAT.

La structure de réglage optimale d'un système monovari-
 able (figure 4.2) est directement déduite de la précéden-
 te (figure 4.1).

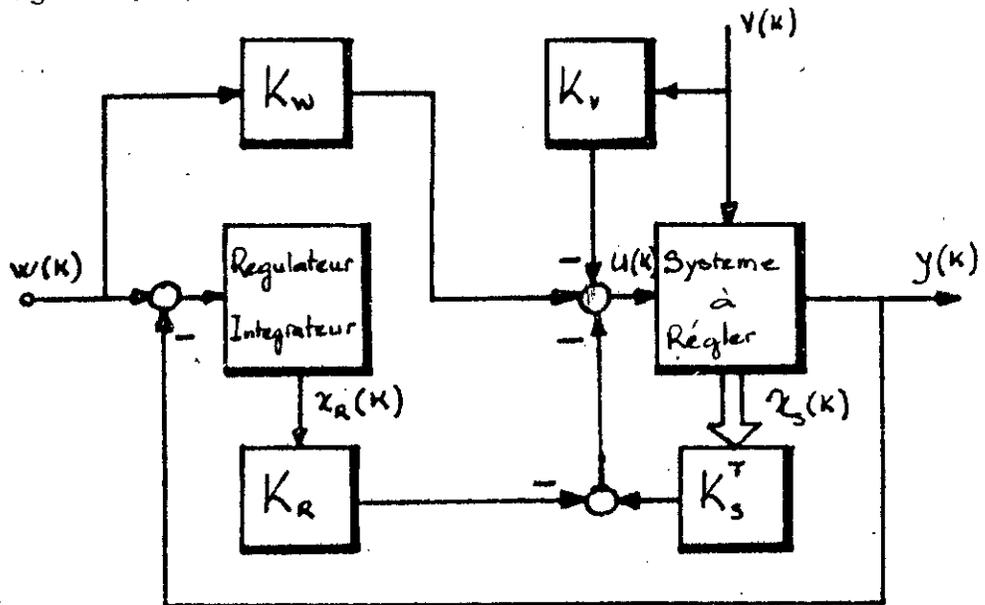


Figure 4.2 - Structure de réglage optimale monovari-able.

4. 2.1. Equations du réglage.

Etant donné le modèle mathématique échantillonné du système à régler :

$$\begin{aligned} x_s(k+1) &= F_s x_s(k) + H_s u(k) + H_{sv} v(k) \\ y(k) &= C_s^T x_s(k) \end{aligned} \quad (4.2)$$

et sachant que le régulateur est régi par l'équation suivante :

$$x_R(k+1) = x_R(k) + w(k) - C_s^T x_s(k) \quad (4.3)$$

en introduisant le vecteur d'état global :

$$z(k) = \begin{bmatrix} x_s(k) \\ x_R(k) \end{bmatrix}$$

Le modèle mathématique échantillonné du système devient :

$$\begin{aligned} z(k+1) &= F z(k) + H u(k) + H_w w(k) + H_v v(k) \\ y(k) &= C^T z(k) \end{aligned} \quad (4.4)$$

avec :

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

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

$$u(k) = -K^T z(k) + K_w w(k) - K_v v(k) \quad (4.5)$$

avec :

$$K^T = \begin{bmatrix} K_s^T & -K_R \end{bmatrix}$$

Des équations (4.4) et (4.5), sont tirées les équations d'état échantillonnées du système global fermé :

$$x(k+1) = \bar{F}_g x(k) + H_{gw} w(k) + H_{gv} v(k) \quad (4.6)$$

avec :

$$\bar{F}_g = F - H \cdot K^T$$

$$H_{gw} = H_w + H \cdot K_w$$

$$H_{gv} = H_v - H \cdot K_v$$

4. 2.2. Détermination des coefficients du réglage d'état.

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

4. 2.2.1 - Coefficients de la contre réaction d'état : K^T

Le calcul des coefficients de la contre réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage /12/, /31/, qui nécessite la détermination de la matrice de transformation T tel que :

$$T = S^{-1} \quad (4.7)$$

Les vecteurs colonnes S_0, \dots, S_1 formant la matrice S sont calculés récursivement /12/, /21/ :

$$S_n = H$$

$$S_{n-1} = F S_n + a_{n-1} S_n$$

$$S_{n-2} = F S_{n-1} + a_{n-2} S_n$$

(4.8)

$$S_1 = F S_2 + a_1 S_n$$

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

$$\det (z.I - F) = 0 \quad (4.9)$$

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

$$K^T = K_r^T \cdot T \quad (4.10)$$

où

$$K_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \quad i = 1, 2, \dots, n$$

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

$$P(z) = \prod_{i=1}^n (z - z_i) = 0 \quad (4.11)$$

4. 2.2.2 - Coefficients de l'intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation K_v et K_w .

La détermination du coefficient K_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne, utilise

la méthode de compensation d'un pôle du système global fermé /12/, /21/.

$$K_w = \frac{K_R}{1 - Z_i} \quad (4.12)$$

Z_i étant le pôle à compenser.

Par contre, celle du coefficient K_v de l'intervention directe de la grandeur de perturbation, utilise la méthode de l'annulation de la grandeur d'état du régulateur en régime établi /12/, /21/.

$$K_v = \frac{C_s^T (1 - F_s + H_s K_s^T)^{-1} H_{sv}}{C_s^T (1 - F_s + H_s K_s^T)^{-1} H_s} \quad (4.13)$$

4. 3. REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT PARTIEL.

Il est parfois judicieux de ne pas mettre en contre réaction toutes les grandeurs d'état d'où le réglage par retour d'état partiel. Celui-ci permet d'éviter la contre réaction de certaines grandeurs d'état intermédiaires non importantes, et le recours à un observateur pour les grandeurs d'état non mesurables. Dans ce cas, sont imposés à zéro, les coefficients du vecteur K^T correspondants aux grandeurs non mises en contre réaction (figure 4.2).

Le réglage digital par retour d'état partiel exige aussi le calcul des coefficients de réglage, comme ^{pour} le cas du réglage par retour d'état. Ces particularités compliquent le problème, et son étude demande une autre méthode d'approche.

4. 3.1. Détermination des coefficients K^T .

Tout d'abord, le vecteur K^T de la contre

réaction d'état est décomposé en /12/ :

$$K^T = \begin{bmatrix} K_a^T & K_b^T \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

où

K_b^T correspond aux r états qui ne sont pas mis en contre réaction, ses éléments K_{bi} sont nuls.

Nous décomposons également la matrice E en deux matrices E_a et E_b telle que :

$$K^T = \begin{bmatrix} K_a^T & K_b^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d^T & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_a & E_b \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Cette décomposition s'opère par la permutation des éléments de K^T et des colonnes correspondantes de la matrice E :

D'autre part, une assignation de $(n - r)$ pôles s'impose, et par la décomposition de l'équation caractéristique /12/, la matrice S et les vecteurs d^T , t^T sont déterminés.

L'expression de K_a^T est alors donnée par /12/ :

$$K_a^T = (d^T S + t^T) E_a \quad (4.16)$$

d'où

$$K^T = \begin{bmatrix} K_a^T & K_b^T \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

avec :

$$K_a^T = \begin{bmatrix} K_{a1}^T & -K_2 \end{bmatrix}$$

$$K_b = 0$$

4. 3.2. Détermination de K_w et K_v .

Les résultats obtenus par le réglage par retour d'état restent valables pour la détermination de K_w et K_v /12/ :

$$K_w = \frac{K_R}{1 - z_i} \quad (4.18)$$

Dans ce cas, le pôle à compenser z_i peut-être pris parmi les pôles non imposés.

$$K_v = \frac{C_s^T (1 - F_s + H_s K_s^T)^{-1} H_{sv}}{C_s^T (1 - F_s + H_s K_s^T)^{-1} H_s} \quad (4.19)$$

Dans ce chapitre, nous avons introduit les idées directrices permettant d'arriver à la structure optimale de réglage et à l'expression de la grandeur optimale de commande, ainsi que les relations importantes permettant la détermination des coefficients de réglage.

Nous avons été très brefs dans ce chapitre et nous renvoyons le lecteur aux publications de base /12/, /21/. Néanmoins certains détails sont introduits au moment de l'application de la méthode ou sont donnés en annexe.

CHAPITRE V

REGLAGE PAR CONTRE REACTION D'ETAT D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

5. REGLAGE PAR CONTRE REACTION D'ETAT D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

Au cours de ces dernières années, le concept d'état, a connu un essor considérable, dans la commande des systèmes, cependant son introduction dans la commande des machines électriques reste limitée, mais s'avère fructueuse /20/, /21/, /22/.

Ce chapitre est consacré à la commande de l'ensemble machine - moteur à courant continu par contre réaction d'état. Y sont alors examinés successivement, le réglage numérique du courant et de la vitesse puis leurs performances par les réponses indicielles.

5. 1. STRUCTURE GLOBALE DE REGLAGE.

La commande de vitesse nécessitant la limitation du courant, est alors adoptée une structure de réglage d'état en cascade basée sur la structure optimale (figure 4.2) déjà définie.

La structure globale (figure 5.1) comprend la boucle intermédiaire du courant et la boucle principale de la vitesse. La contre réaction du vecteur d'état est formée des grandeurs i_a et u_d pour le réglage du courant et des grandeurs i_a et n pour le réglage de vitesse.

5. 2. MISE EN EQUATION D'ETAT DU SYSTEME GLOBAL.

Le système à régler est régi par les équations différentielles suivantes (1.2), (1.4), (1.6) :

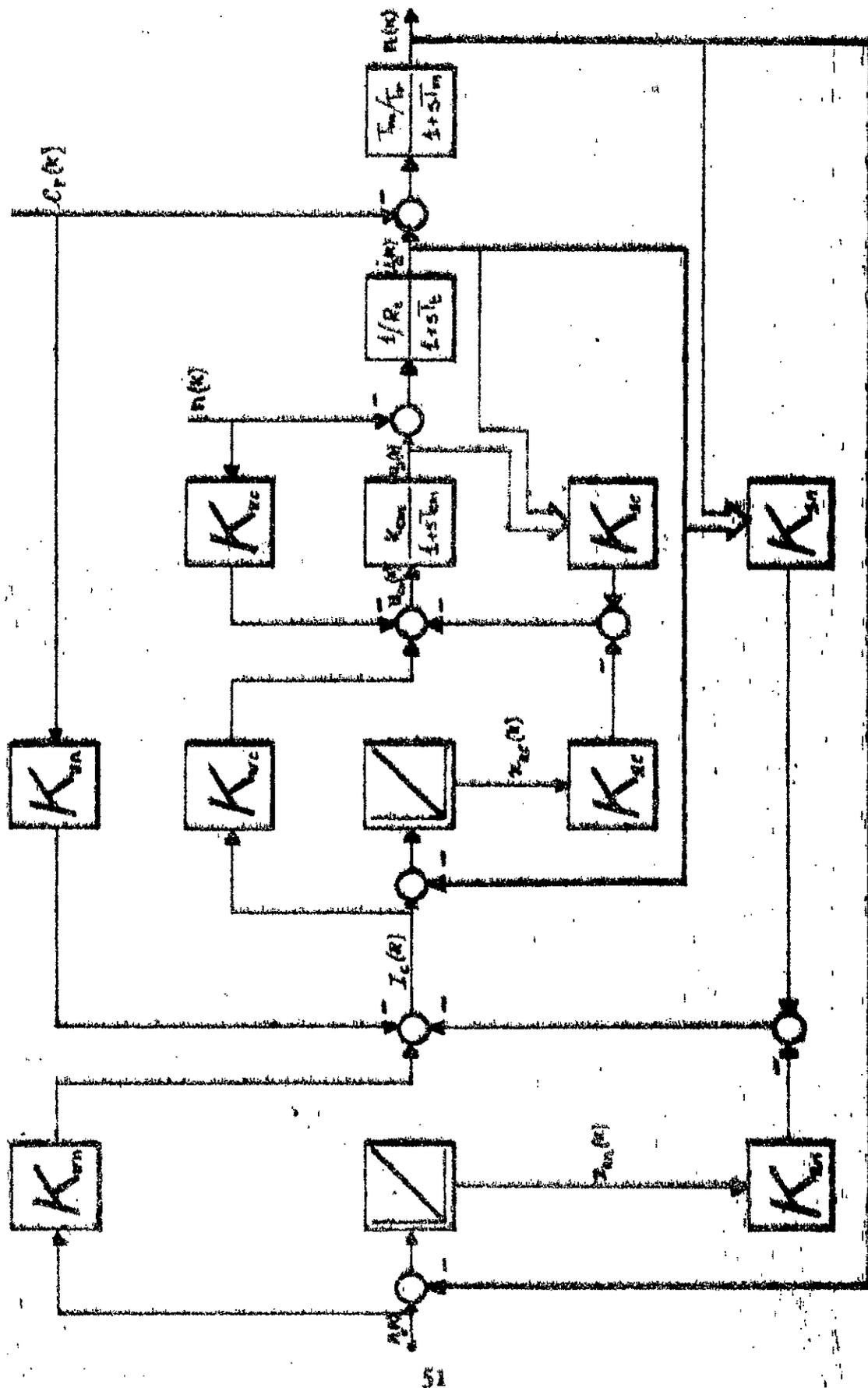


Figure 3.1 - Structure globale de réglage d'état en cascade.

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_d - n - R_t i_a}{R_t T_t}$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{i_a - \mathcal{L}_r}{T_r} - \frac{n}{T_m} \quad (5.1)$$

$$\frac{du_d}{dt} = \frac{K_{cm} u_{cm}}{T_{cm}} - \frac{u_d}{T_{cm}}$$

L'écriture sous la forme matricielle donne :

$$\begin{bmatrix} \dot{n} \\ \dot{i}_a \\ \dot{u}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_m} & \frac{1}{T_r} & 0 \\ -\frac{1}{R_t T_t} & -\frac{1}{T_t} & \frac{1}{R_t T_t} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n \\ i_a \\ u_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{K_{cm}}{T_{cm}} \end{bmatrix} u_{cm} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \mathcal{L}_r \quad (5.2)$$

5. 3. REGLAGE D'ETAT DU COURANT D'INDUIT.

5. 3.1. Structure de réglage.

En ne considérant que la boucle interne, la structure du réglage intermédiaire est représentée par la

figure suivante (figure 5.2) :

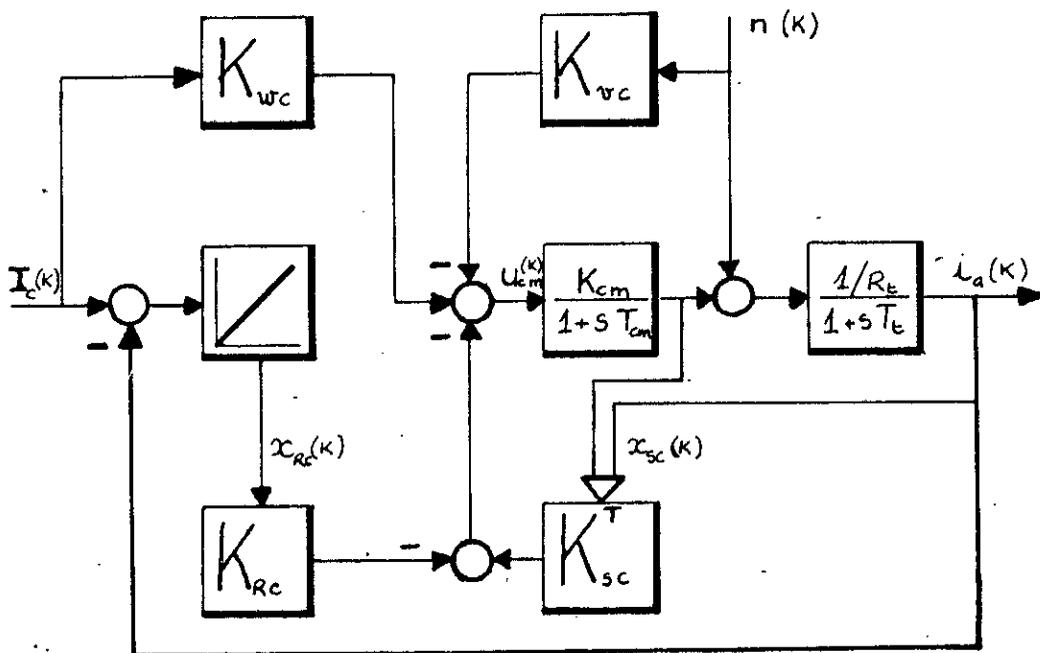


Figure 5.2 - Structure du réglage du courant d'induit.

5. 3.2. Equations d'état du système à régler.

A partir des équations de fonctionnement (5.1), sont obtenues les équations d'état du système à régler :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_e} & \frac{1}{R_e T_e} \\ 0 & -\frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{cm}}{T_{cm}} \end{bmatrix} u_{cm} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_e T_e} \\ 0 \end{bmatrix} n \quad (5.3)$$

d'où

$$A_s = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_e} & \frac{1}{R_e T_e} \\ 0 & -\frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix} ; \quad B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{cm}}{T_{cm}} \end{bmatrix} ; \quad B_{sv} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_e T_e} \\ 0 \end{bmatrix}$$

L'équation de la sortie étant :

$$[i_a] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ u_b \end{bmatrix} \quad \text{d'où} \quad C_s^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Le passage aux équations d'état échantillonnées du système nécessite la connaissance de la matrice de transition $\phi(t)$ et celle de la matrice $\psi(t)$. Par la transformation de Laplace inverse, nous introduisons la matrice de transition d'état :

$$\phi(t) \circ \longrightarrow \bullet \quad \phi(s) = (sI - A_s)^{-1} \quad (5.4)$$

On doit donc former la matrice $(sI - A_s)$, qu'il faut ensuite inverser :

$$(sI - A_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s + \frac{1}{T_e}} & \frac{1}{R_{ct} \left(s + \frac{1}{T_e} \right) \left(s + \frac{1}{T_{cm}} \right)} \\ 0 & \frac{1}{s + \frac{1}{T_{cm}}} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

L'application de la transformation de Laplace inverse sur chaque élément de la matrice inversée donne :

$$\phi(t) = \begin{bmatrix} e^{-t/T_e} & \frac{T_{cm}}{R_{ct}(T_e - T_{cm})} (e^{-t/T_e} - e^{-t/T_{cm}}) \\ 0 & e^{-t/T_{cm}} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

comme :

$$\Psi(t) = \int_0^t \Phi(\tau) d\tau$$

par intégration des éléments de la matrice $\Phi(t)$, est obtenue la matrice $\Psi(t)$:

$$\Psi(t) = \begin{bmatrix} T_t(1 - e^{-t/T}) & \frac{T_{cm}}{R_t(T - T_{cm})} [T_t(1 - e^{-t/T}) - T_{cm}(1 - e^{-t/T_{cm}})] \\ 0 & T_{cm}(1 - e^{-t/T_{cm}}) \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

finalement, en posant $t = T$, nous aboutissons aux matrices F_s, H_s, H_{sv} :

$$\begin{aligned} \bar{F}_s &= \Phi(T) \\ H_s &= \Psi(T) \cdot B_s \\ H_{sv} &= \Psi(T) \cdot B_{sv} \end{aligned} \quad (5.8)$$

Ainsi sont obtenues les équations d'état échantillonnées du système :

$$\begin{aligned} x_s(k+1) &= \bar{F}_s x_s(k) + H_s u(k) + H_{sv} v(k) \\ y(k) &= C_s^T x_s(k) \end{aligned} \quad (5.9)$$

avec :

$$F_s = \begin{bmatrix} e^{-T/T_t} & \frac{T_{cm}}{R_t(T_t - T_{cm})} (e^{-T/T_t} - e^{-T/T_{cm}}) \\ 0 & e^{-T/T_{cm}} \end{bmatrix}$$

$$H_s = \begin{bmatrix} \frac{K_{cm}}{R_t(T_t - T_{cm})} [T_t(1 - e^{-T/T_t}) - T_{cm}(1 - e^{-T/T_{cm}})] \\ K_{cm} (1 - e^{-T/T_{cm}}) \end{bmatrix}$$

$$H_{sv} = \begin{bmatrix} \frac{e^{-T/T_t} - 1}{R_t} \\ 0 \end{bmatrix} ; C_s^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

En reportant les matrices obtenues (5.9) dans les équations (4.4), nous aboutissons aux équations d'état échantillonnées du système global en boucle ouverte :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= F x(k) + H u(k) + H_w w(k) + H_v v(k) \\ y(k) &= C^T x(k) \end{aligned} \quad (5.10)$$

Les matrices F , H , H_w , H_v , et C^T sont construites à partir des matrices F_s , H_s , H_{sv} et C_s^T , ce qui donne

$$F = \begin{bmatrix} e^{-T/T_t} & \frac{T_{cm}}{R_t(T_t - T_{cm})} (e^{-T/T_t} - e^{-T/T_{cm}}) & 0 \\ 0 & e^{-T/T_{cm}} & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} \frac{K_{cm}}{R_t(T_t - T_{cm})} [T_t(1 - e^{-T/T_t}) - T_{cm}(1 - e^{-T/T_{cm}})] \\ K_{cm}(1 - e^{-T/T_{cm}}) \\ 0 \end{bmatrix}$$

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

5. 3.3. Détermination des coefficients de réglage.

Le calcul des coefficients de réaction d'état fait appel à la forme canonique de réglage, laquelle exige le recours à la matrice de transformation T .

Cette dernière est telle que /12/:

$$K^T = K_S^T \cdot T \quad (5.11)$$

est d'abord calculée la matrice S , à partir des coefficients a_i de l'équation caractéristique du système global ouvert :

$$\det (z \cdot I - F) = 0 \quad (5.12)$$

Dans notre cas, l'équation caractéristique est de la forme :

$$z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0 = 0 \quad (5.13)$$

Une fois les coefficients a_i connus, il est aisé de calculer les vecteurs colonnes S_i à partir de la relation récursive (4.8).

$$\begin{aligned} S_3 &= H \\ S_2 &= F S_3 + a_2 S_3 \\ S_1 &= F S_2 + a_1 S_3 \end{aligned} \quad (5.14)$$

La matrice S ainsi calculée, il faut ensuite l'inverser pour aboutir à la matrice de transformation T :

$$T = S^{-1}$$

sont ensuite évalués du vecteur K_S^T (5.11). Ceci nécessite la connaissance des coefficients a_i et α_i telle que :

$$K_{Si} = \alpha_{i-1} - a_{i-1} \quad ; \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (5.15)$$

Les α_i sont les coefficients de l'équation caractéristique du système global en boucle fermée. La connaissance de ces coefficients exige une assignation des pôles pour le système global fermé (4.11). Ces derniers doivent assurer un amortissement relatif optimal /12/, /20/, /21/.

Des relations (4.12) et (4.13) sont calculés les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation K_w et K_v .

Un programme de calcul des coefficients est élaboré, à partir de l'organigramme donné par la figure 5.3.

Les pôles imposés sont :

$$z_{1,2} = 0,29 \pm j 0,32$$

$$z_3 = 0,43$$

Ce qui donne pour les coefficients K^T , K_w , K_v les valeurs suivantes :

$$K^T = \begin{bmatrix} 1,4 & -2,76 \cdot 10^{-2} & -0,55 \end{bmatrix}$$

$$K_w = 0,98 \quad ; \quad K_v = 0,80$$

5. 3.4. Réponses indicielles.

L'analyse des performances du réglage par les réponses indicielles passe par le calcul des matrices F_g , H_{gw} , H_{gv} du système global en boucle fermée. Ainsi à partir des équations d'état (4.6) sont tracées sur ordinateur les réponses indicielles.

La figure (5.4) représente le comportement transitoire du système global fermé à partir de l'état initial

DEBUT

Lire F et H : matrices du système global ouvert
Lire z_1, z_2, z_3 : pôles imposés
Lire N , et F_0, H_0, H_{00} et C_0^T

Calcul des coefficients a_i de l'équation :
 $\det(z \cdot I - F) = 0$

$K = 1$

$S(K) = H$

$I = K - 1$

$K = K - 1$

$S(I) = F \cdot S(K) + A(I) \cdot S(K)$

$I = 0$

NON

OUI

Calcul de T :
 $T = S^{-1}$

Calcul des coefficients α_i du Polynôme.
 $P(z) = \prod_{i=1}^n (z - z_i)$

A

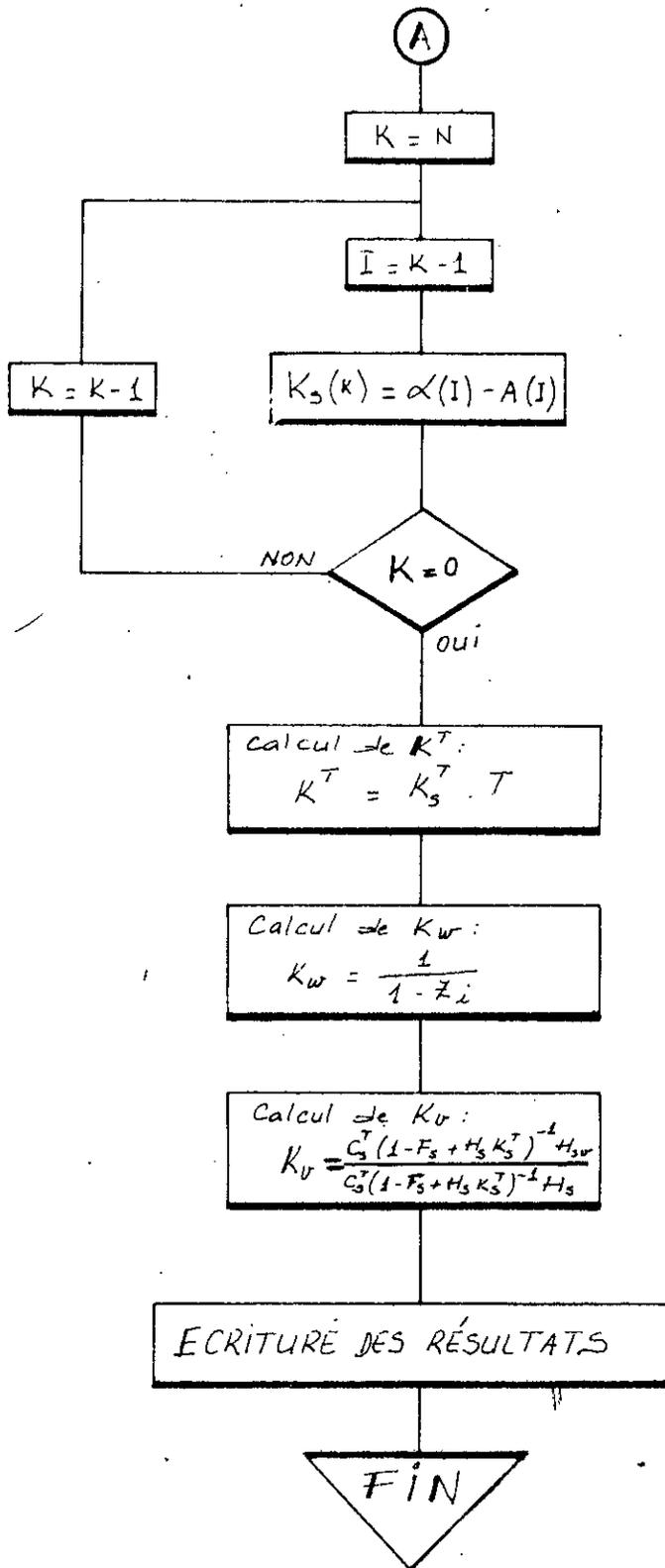


Figure 5.3 - Organigramme du calcul des coefficients K^T , K_V , K_W pour le réglage d'état.

$l_a(0) = 1$, $u_d(0) = 1$, $x_R(0) = 0$. Il apparaît que l'état final $l_a = u_d = x_R = 0$ est pratiquement atteint après $K = 7$ périodes d'échantillonnage. La rapidité de la réponse vérifie le bon choix des pôles imposés.

Les réponses indicielles (figure 5.5) par rapport à la grandeur de consigne sans interventions directes et celles avec intervention directe (figure 5.6) montrent clairement les avantages de l'intervention directe. Cette dernière apporte des améliorations par les effets d'anticipation et de compensateur dûs respectivement à l'intervention directe de la consigne et de la perturbation. Ceci se traduit par une meilleure rapidité des réponses et par l'élimination du retard d'une période d'échantillonnage (figure 5.5), cependant ces réponses présentent un léger dépassement.

L'effet de la perturbation sur les réponses indicielles est visible sur les réponses de la figure 5.7.

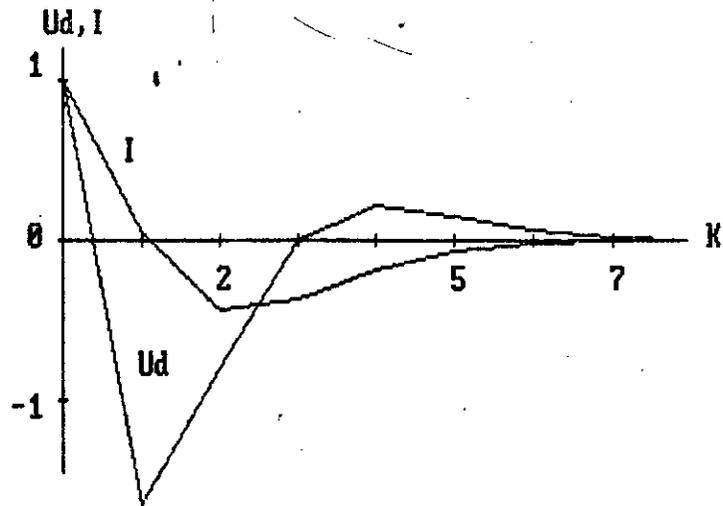


Figure 5.4 - Comportement transitoire du global fermé (circuit intermédiaire).

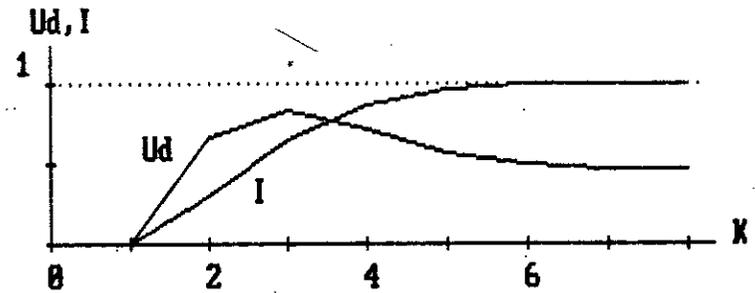


Figure 5.5 - Réponses indicielles par rapport à la grandeur de consigne sans intervention directe.

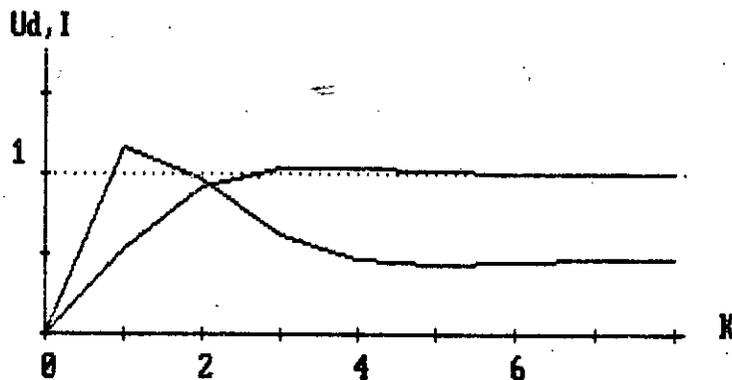


Figure 5.6 - Réponses indicielles par rapport à la grandeur de consigne avec intervention directe.

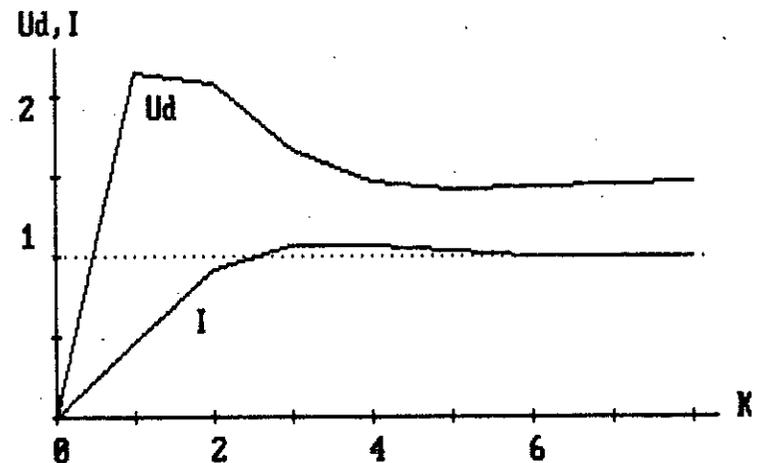


Figure 5.7 - Influence de la grandeur de perturbation sur les réponses indicielles.

5. 4. REGLAGE DE LA VITESSE.

5. 4.1. Structure de réglage.

Afin de simplifier l'étude du circuit principal, le circuit de réglage intermédiaire est remplacé par un circuit équivalent dont la fonction de transfert est du premier ordre [12], [20], [21].

La constante de temps équivalente du circuit intermédiaire est donnée par [12], [21] :

$$T_e = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{1 - G(z, 0)}{z - 1} \quad (5.16)$$

d'où

$$T_e = 18,4 \text{ ms}$$

En remplaçant le circuit intermédiaire par sa forme équivalente la structure globale (figure 5.1) se réduit à celle de la figure 5.9.

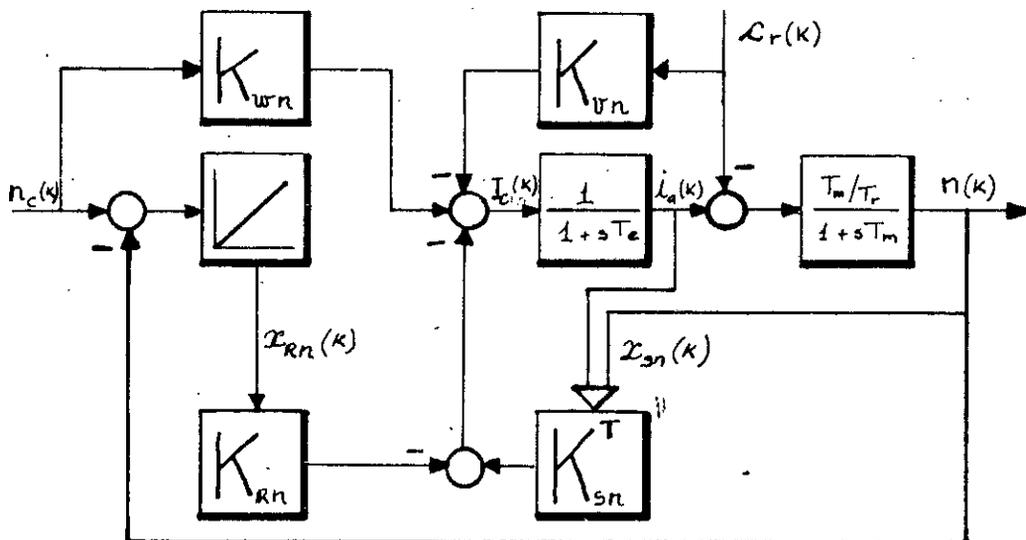


Figure 5.9 - Structure du réglage d'état principal simplifié.

5. 4.2. Equations du réglage.

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

$$\begin{bmatrix} \dot{n} \\ \dot{\lambda}_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_m} & \frac{1}{T_r} \\ 0 & -\frac{1}{T_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n \\ \lambda_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_e} \end{bmatrix} I_c + \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} \\ 0 \end{bmatrix} C_r \quad (5.17)$$

En passant par les mêmes transformations que précédemment, nous aboutissons aux équations d'état échantillonnées :

$$\begin{aligned} x_s(k+1) &= F_s x_s(k) + H_s I_c(k) + H_{sv} C_r(k) \\ n(k) &= C_s^T x_s(k) \end{aligned} \quad (5.18)$$

avec :

$$F_s = \begin{bmatrix} e^{-T/T_m} & \frac{T_m T_e}{T_r(T_m - T_e)} (e^{-T/T_m} - e^{-T/T_e}) \\ 0 & e^{-T/T_e} \end{bmatrix}$$

$$H_s = \begin{bmatrix} \frac{T_m}{T_r(T_m - T_e)} [T_m(1 - e^{-T/T_m}) - T_e(1 - e^{-T/T_e})] \\ 1 - e^{-T/T_e} \end{bmatrix}$$

$$H_{sv} = \begin{bmatrix} \frac{T_m}{T_r} (e^{-T/T_m} - 1) \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad C_s^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$

De la même manière, sont établies les équations d'état du système avec régulateur (4.4) et les équations d'état du système global fermé (4.6).

5. 4.3. Détermination des coefficients de réglage.

Tout d'abord, en respectant le critère de l'amortissement relatif optimal, sont imposés les trois pôles du système en boucle fermée :

$$\begin{aligned} \lambda_{1,2} &= 0,84 \pm j 0,13 \\ \lambda_3 &= 0,85 \end{aligned}$$

A l'aide du programme déjà établi (organigramme figure 5.3) les coefficients de réglage K^T , K_w et K_v sont évalués :

$$K^T = \begin{bmatrix} 7,05 & 0,41 & -0,52 \end{bmatrix}$$

$$K_w = 3,59$$

$$K_v = -1,41$$

5. 4.4. Réponses indicielles.

De la même manière que précédemment, par la méthode récursive, nous traçons les réponses indicielles :

- les réponses indicielles du courant et de la vitesse sans intervention directe (figure 5.10)

- les réponses indicielles du courant et de la vitesse avec intervention directe de la consigne et de la perturbation (figure 5.11).

D'après ces résultats, il apparaît que dans le deuxième cas, la réponse est plus rapide et le système répond dès la première période d'échantillonnage. Cependant ce cas présente une pointe de courant plus importante.

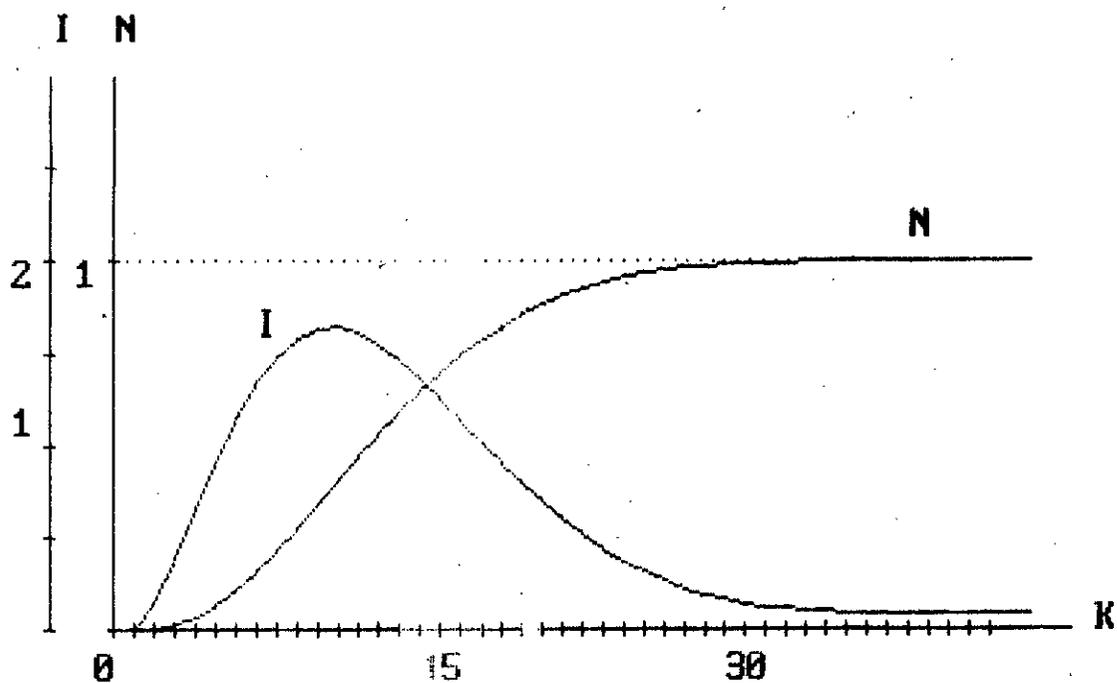


Figure 5.10 - Réponses indicielles du courant et de la vitesse sans intervention directe.

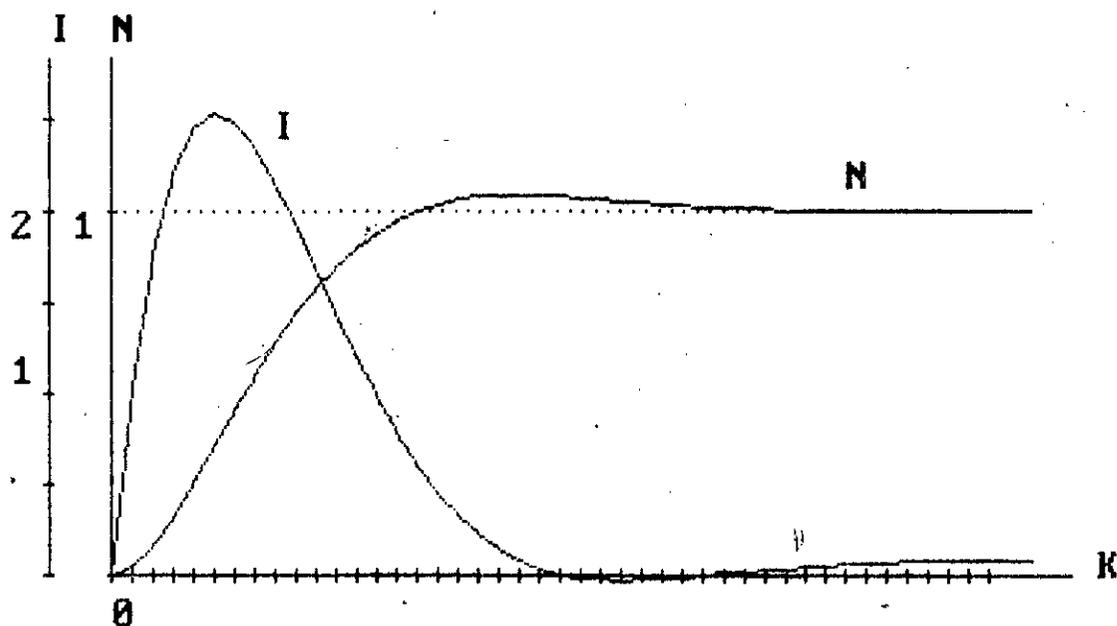


Figure 5.11 - Réponses indicielles du courant et de la vitesse avec intervention directe.

CHAPITRE VI

REGLAGE D'ETAT PARTIEL D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

6. REGLAGE D'ETAT PARTIEL D'UN MOTEUR A COURANT CONTINU.

Lors de l'application du réglage par retour d'état à certains processus, les problèmes les plus fréquemment rencontrés sont :

- Un nombre élevé de variables d'état dont certaines ne sont pas importantes.
- Certaines variables d'état ne sont pas mesurables.

Pour contourner ce problème deux solutions sont à envisager :

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

Pour notre cas, nous optons pour le réglage par contre réaction d'état partiel. Cette contre réaction ne sentient pas toutes les grandeurs d'état mais uniquement celles jugées importantes.

6. 1. STRUCTURE GLOBALE DU REGLAGE.

Dans notre cas, il serait intéressant d'éliminer la grandeur U_d du vecteur d'état, ainsi la structure globale (figure 5.1) devient une structure de réglage par retour d'état partiel (figure 6.1). La contre réaction d'état partiel n'est utilisée que pour le circuit intermédiaire.

Le réglage par retour d'état partiel fait appel à une autre méthode quant à la détermination des coefficients de réglage.

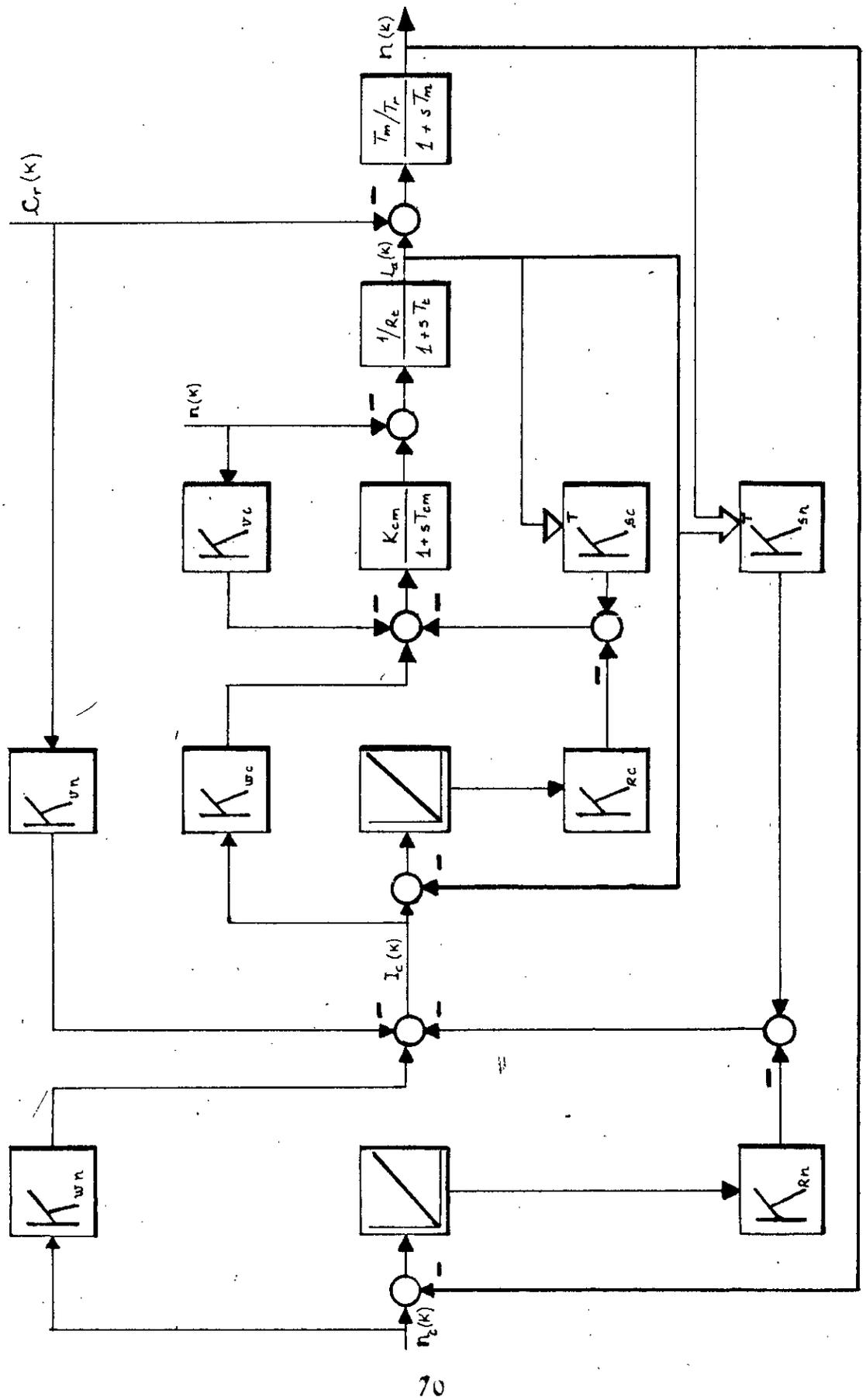


Figure 0.1 - Structure globale du réglage par retour d'état partiel.

6. 2. REGLAGE DU COURANT.

6. 2.1. Structure du réglage.

En ne considérant que la boucle interne, la structure du réglage intermédiaire est représentée par la figure suivante (figure 6.2) :

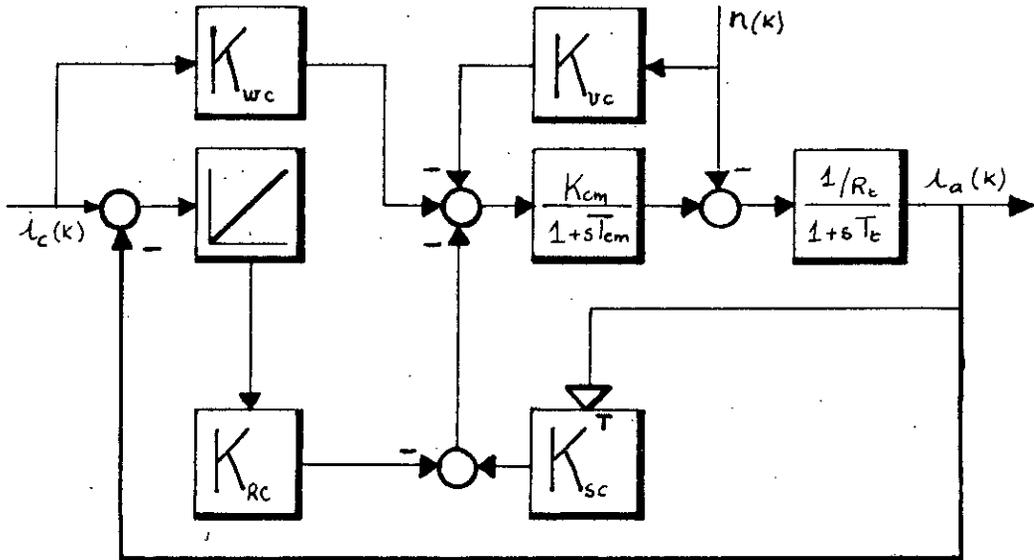


Figure 6.2 - Structure d'état partiel du circuit intermédiaire.

6. 2.2. Equations d'état du système.

Le système à régler étant inchangé, il est régi par les équations d'état précédemment établies (5.10). Ainsi les équations d'état du système muni du régulateur sont :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{F} \mathbf{x}(k) + \mathbf{H} u(k) + \mathbf{H}_w i_c(k) + \mathbf{H}_v n(k) \\ i_a(k) &= \mathbf{C}^T \mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (6.1)$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} e^{-T/T_t} & \frac{T_{cm}}{R_t(T_t - T_{cm})} (e^{-T/T_t} - e^{-T/T_{cm}}) & 0 \\ 0 & e^{-T/T_{cm}} & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} \frac{K_{cm}}{R_t(T_t - T_{cm})} [T(1 - e^{-T/T_t}) - T_{cm}(1 - e^{-T/T_{cm}})] \\ K_{cm} (1 - e^{-T/T_{cm}}) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad H_v = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_t} (e^{-T/T_t} - 1) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C^T = [1 \quad 0 \quad 0]$$

6. 2.3. Détermination des coefficients de réglage.

La différence entre le réglage par retour d'état et par retour d'état partiel, réside dans la détermination des coefficients de contre réaction K^T . Cette dernière nécessite une méthode particulière, et impose des restrictions quant à l'assignation des pôles. Le nombre de pôles à imposer au système en boucle fermée doit être égal au nombre de grandeurs mises en contre réaction majoré de l'unité.

Tout d'abord est déterminée la matrice de commandabilité Q_c /12/ :

$$Q_c = \begin{bmatrix} H & FH & F^2H \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

puis le vecteur e^T , défini par le système d'équations :

$$e^T \cdot Q_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

d'où le calcul de la matrice E

$$E = \begin{bmatrix} e^T \\ e^T \cdot F \\ e^T \cdot F^2 \\ e^T \cdot F^3 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Après la décomposition de K^T telle que :

$$K^T = \begin{bmatrix} K_a^T & K_b^T \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

où les grandeurs d'état qui ne sont pas mises en contre réaction correspondent aux coefficients K_b^T ($K_b^T = 0^T$).

De la même manière, on décompose la matrice E en deux matrices E_a et E_b . Auparavant les mêmes permutations que pour K^T sont effectuées sur les éléments de la matrice E .

Ensuite, sont imposés les deux pôles Z_1 et Z_2 qui permettent de déterminer par calcul les coefficients β_1 et δ_1 respectivement coefficients :

- du polynôme caractéristique formé par les pôles imposés

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

Dans le premier cas les coefficients sont donnés par :

$$\begin{aligned}\beta_0 &= Z_1 \cdot Z_2 \\ \beta_1 &= -Z_1 - Z_2\end{aligned}\quad (6.6)$$

d'où la matrice S :

$$S = \begin{bmatrix} \beta_0 & \beta_1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

et le vecteur ligne :

$$t^T = \begin{bmatrix} 0 & \beta_0 & \beta_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Il reste à calculer le vecteur ligne d^T , qui est donné par /12/ :

$$d^T = (K_b^T - t^T E_b) (S E_b)^{-1} \quad (6.9)$$

pour notre cas, une seule grandeur d'état n'est pas mise en compte, c'est-à-dire alors :

$$d^T = \delta_0 \quad (6.10)$$

Finalement, nous aboutissons à K_a^T (4.16) :

$$K_a^T = (d^T s + t^T) E_a \quad (6.11)$$

par conséquent aux coefficients K^T :

$$K^T = \begin{bmatrix} K_a^T & K_b^T \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Il est à signaler que le calcul des coefficients K_w et K_v reste inchangé. Un programme basé sur l'organigramme (Figure 0.3) a été élaboré.

Les deux pôles complexes fixés lors du réglage d'état sont à nouveau imposés :

$$z_{1,2} = 0,29 \pm j 0,32$$

L'exploitation du programme de calcul des coefficients de réglage a donné pour les grandeurs K^T , K_w , K_v :

$$K^T = \begin{bmatrix} 1,54 & 0 & -0,65 \end{bmatrix}$$

$$K_w = 0,98$$

$$K_v = -0,81$$

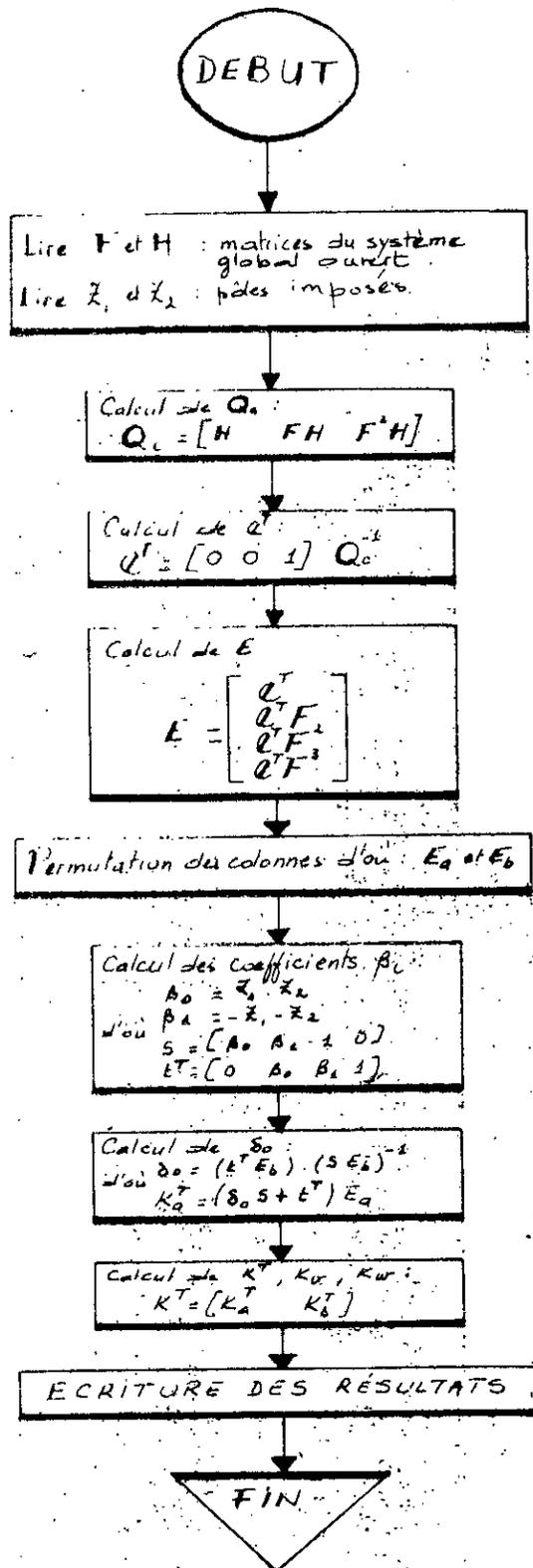


Figure 6.3 - Organigramme de calcul des coefficients K^T , K_w et K_v du réglage d'état partiel.

0. 2.4. Réponses indicielles.

En conduisant les calculs de la même manière qu'au paragraphe (5. 3.4), sont tracées les réponses indicielles du courant I_a et de la tension U_d .

Du comportement transitoire du système global fermé (Figure 0.4), il apparaît qu'à la septième période d'échantillonnage ($k = 7$), l'état final est totalement atteint. Ceci vérifie la bonne assignation des pôles du système global fermé.

Sont aussi tracées, les réponses indicielles par rapport à la grandeur de consigne sans intervention directe (Figure 0.5) et avec interventions directes de la grandeur de consigne et de la perturbation (Figure 0.6). Comme pour le réglage précédent, les effets d'anticipation et de compensation apportent des améliorations quant aux performances du système.

La différence essentielle entre les deux modes de réglage réside dans le circuit intermédiaire. Ceci se traduit par une différence dans les valeurs des coefficients de réglage, néanmoins ceux-ci restent très voisins.

Il ressort de la comparaison des réponses indicielles que les performances données par les deux réglages sont très voisines, cependant le réglage d'état partiel présente des pointes plus importantes en courant (Figures 5.4 et 0.4) et en tension U_d (Figures 5.6 et 0.6).

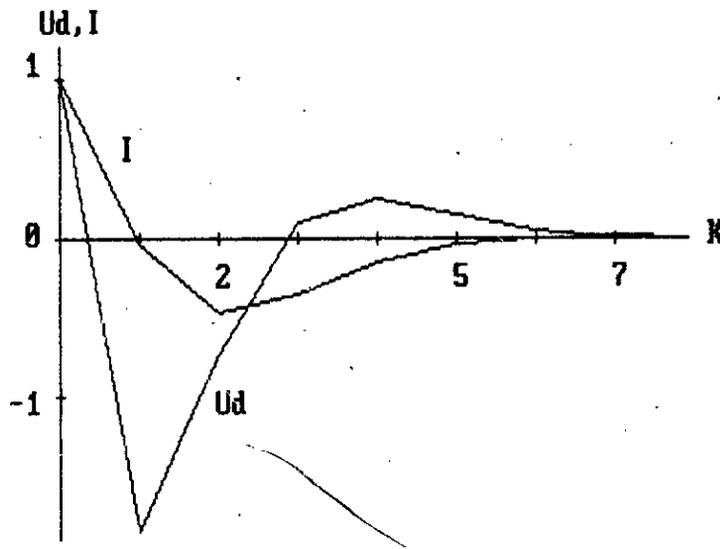


Figure 6.4 - Comportement transitoire du système global fermé (retour d'état partiel).

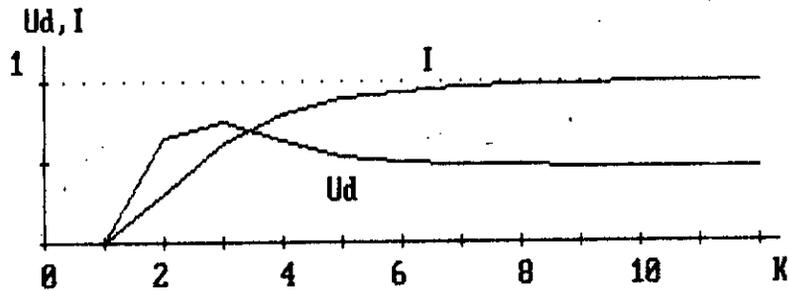


Figure 6.5 - Réponses indicielles par rapport à la grandeur de consigne, sans intervention directe (retour d'état partiel).

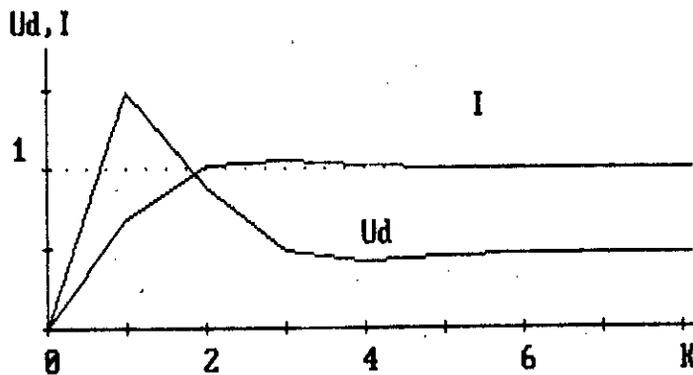


Figure 6.6 - Réponses indicielles par rapport à la grandeur de consigne avec intervention directe (retour d'état partiel).

0. 5. RÉGLAGE DE LA VITESSE.

La comparaison des données actuelles avec celles du réglage de vitesse par contre réaction, montre que la seule différence réside dans la valeur de la constante de temps équivalente T_0 (5.10), cependant cette différence est négligeable.

La structure du réglage d'état de la vitesse reste inchangée, sont alors appliquées les mêmes méthodes. Par conséquent, le programme déjà établi (organigramme figure 5.3) est à nouveau exploité pour le calcul des coefficients de réglage.

Le calcul a donné pour les coefficients K^T , K_w , K_v :

$$K^T = \begin{bmatrix} 6,6 & 0,31 & -0,48 \end{bmatrix}$$

$$K_w = 3,34$$

$$K_v = -1,31$$

Ensuite pour le système global fermé, nous traçons les réponses indicielles :

- du courant et de la vitesse sans intervention directe (figure 6.7)

- du courant et de la vitesse avec intervention directe des grandeurs de consigne et de perturbation (figure 6.8).

De la comparaison par une superposition des résultats, il apparaît que les performances des deux modes de réglage d'état sont très voisines.

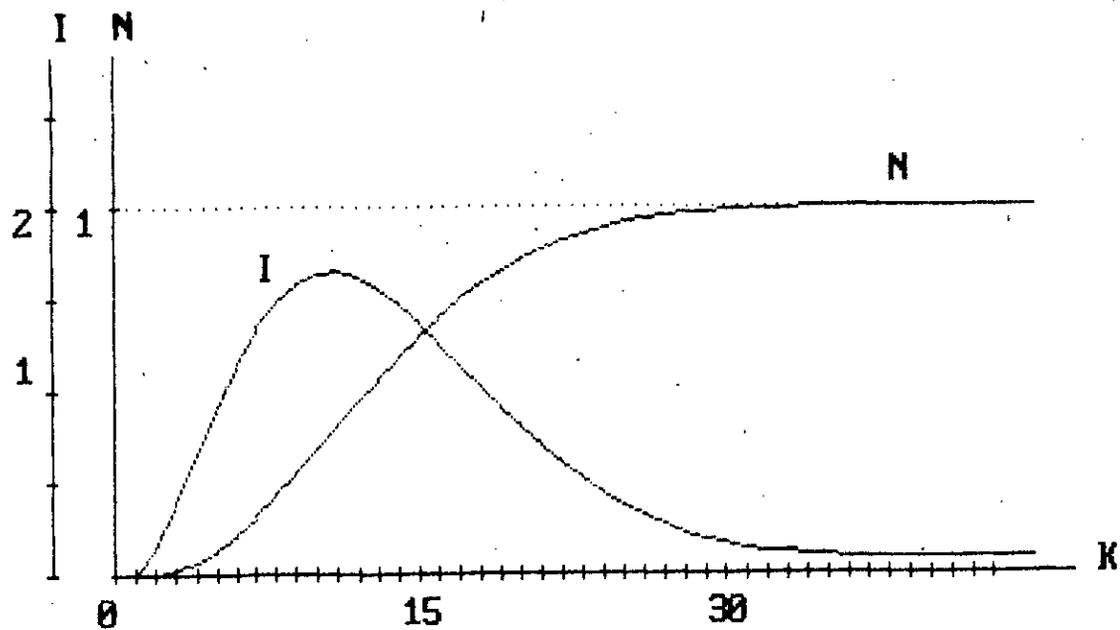


Figure 0.7 - Réponses indicielles du courant et de la vitesse sans intervention directe (retour d'état partiel).

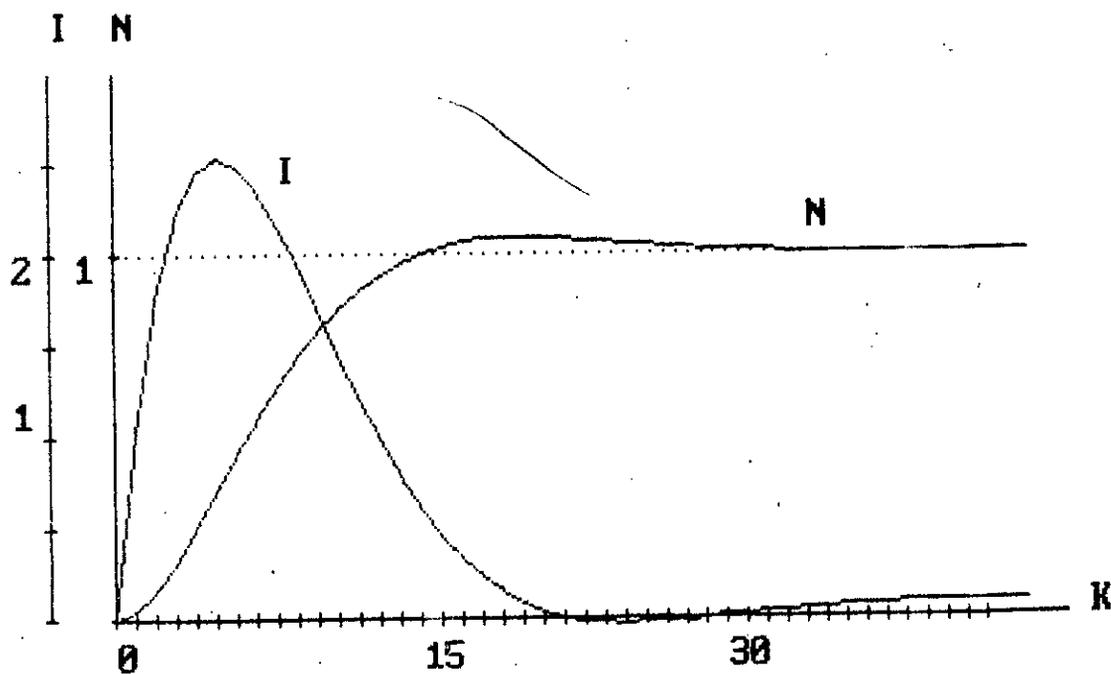


Figure 0.8 - Réponses indicielles du courant et de la vitesse avec intervention directe (retour d'état partiel).

CHAPITRE VII

SIMULATION ET ETUDE COMPARATIVE.

7. SIMULATION ET ETUDE COMPARATIVE.

Entre les développements théoriques et leurs applications à des procédés réels, les études de simulation ont souvent un rôle très important. En effet, certaines caractéristiques de fonctionnement des systèmes considérés ne sont pas toujours faciles à mettre en évidence de manière précise par des voies purement théoriques. La simulation se révèle être un moyen d'investigation généralement très efficace.

De plus, les études par simulation présentent l'avantage de permettre de prendre en considération séparément des phénomènes souvent superposés dans le cas des processus réels. Elle permet aussi de soumettre le système étudié à des essais irréalisables en pratique.

Dans ce chapitre, à partir des différentes simulations de fonctionnement, les méthodes de réglage (traitement par la transformée en Z, et dans l'espace d'état) sont comparées.

7. 1. SIMULATION DE L'ASSOCIATION HACHEUR - MOTEUR A COURANT CONTINU.

En premier lieu, nous avons simulé séparément le fonctionnement du hacheur et celui du moteur. Il est simulé ensuite le fonctionnement de leur association (figure 7.1). Le moteur est régi par les équations différentielles.

$$\begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{u_a - n - R_e i_a}{R_e T_e} \\ \frac{dn}{dt} &= \frac{i_a - C_r}{T_r} - \frac{n}{T_m} \end{aligned} \quad (7.1)$$

La méthode de Runge-Kutta du quatrième ordre est appliquée pour la résolution des équations différentielles.

A une tension de commande U_{cm} constante (figure 7.1.c) le démarrage du moteur est décrit par les grandeurs caractéristiques :

- la vitesse de rotation n (figure 7.1.a)
- le courant d'induit I_a (figure 7.1.b)
- la tension à la sortie du hacheur (figure 7.1.d).

7. 2. SIMULATION DE LA COMMANDE NUMÉRIQUE CLASSIQUE.

La simulation du fonctionnement dynamique d'un système nécessite une connaissance parfaite du processus et de son fonctionnement. Dans notre cas, nous simulons la commande numérique en cascade de la vitesse d'un moteur à courant continu alimenté par hacheur. Le réglage est assuré par deux régulateurs du type proportionnel intégral.

Lors du fonctionnement, le courant d'induit peut atteindre des valeurs excessives, la limitation de ce courant est alors nécessaire (figure 7.2).

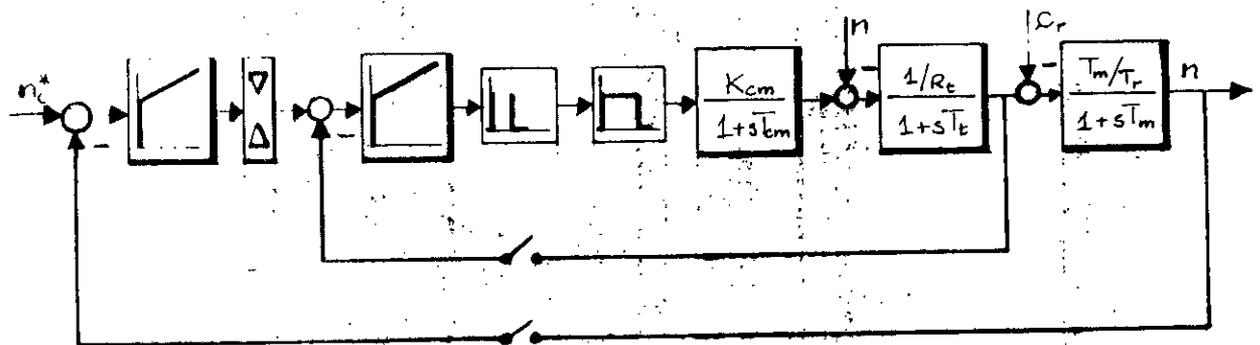
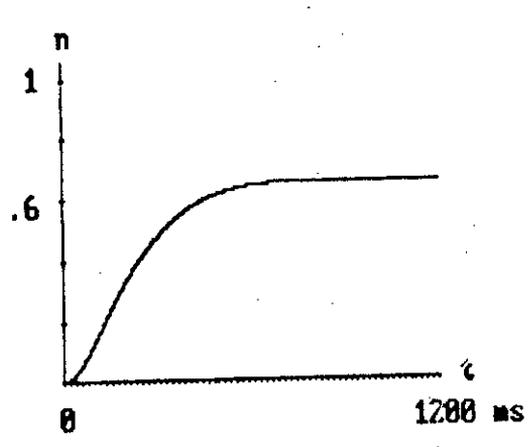
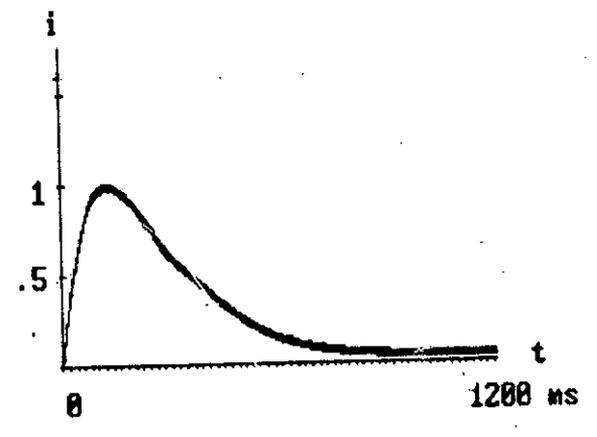


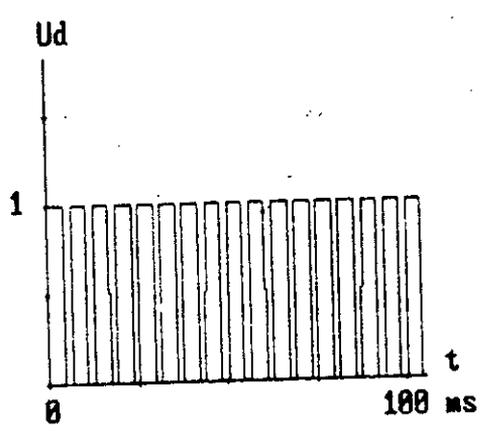
Figure 7.2 - Structure générale du réglage avec limitation du courant.



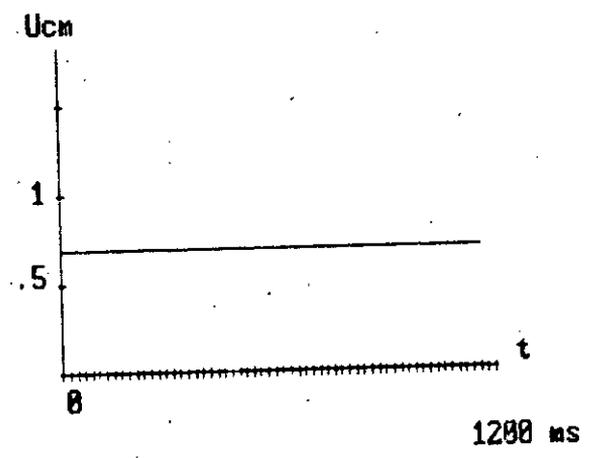
a -



b -



d -



c -

Figure 7.1 - Simulation du démarrage à vide du moteur sous une tension de commande u_{cm} constante.

La grandeur de sortie est mesurée puis comparée à la consigne, ainsi l'écart entre ces deux grandeurs est évalué. À partir de ce dernier, le régulateur élabore la grandeur de commande u , laquelle est immédiatement appliquée au système.

L'algorithme de réglage d'un régulateur du type proportionnel intégral est de la forme

$$\begin{aligned} u &= x + (k_p + k_i) e \\ \dot{x} &= x + k_i e \end{aligned} \quad (7.3)$$

La grandeur e étant l'écart à l'entrée du régulateur et u sa grandeur de sortie.

Le premier régulateur est celui de la vitesse dont la sortie est aussi la consigne de courant i_c . Cette dernière passe par un limiteur qui l'empêche de dépasser la valeur $i_{c \max}$ qui est fixée à $1,2 i_n$.

Le deuxième régulateur est celui du courant, qui donne en sortie la grandeur de commande U_{cm} .

À partir de l'organigramme (Figure 7.3) un programme de simulation est élaboré et différents régimes du moteur sont simulés :

- Démarrage à vide (Figure 7.4)
- Démarrage en charge (Figure 7.5)
- Démarrage à vide, avec variation de la charge lorsque le régime permanent est atteint (Figure 7.6).

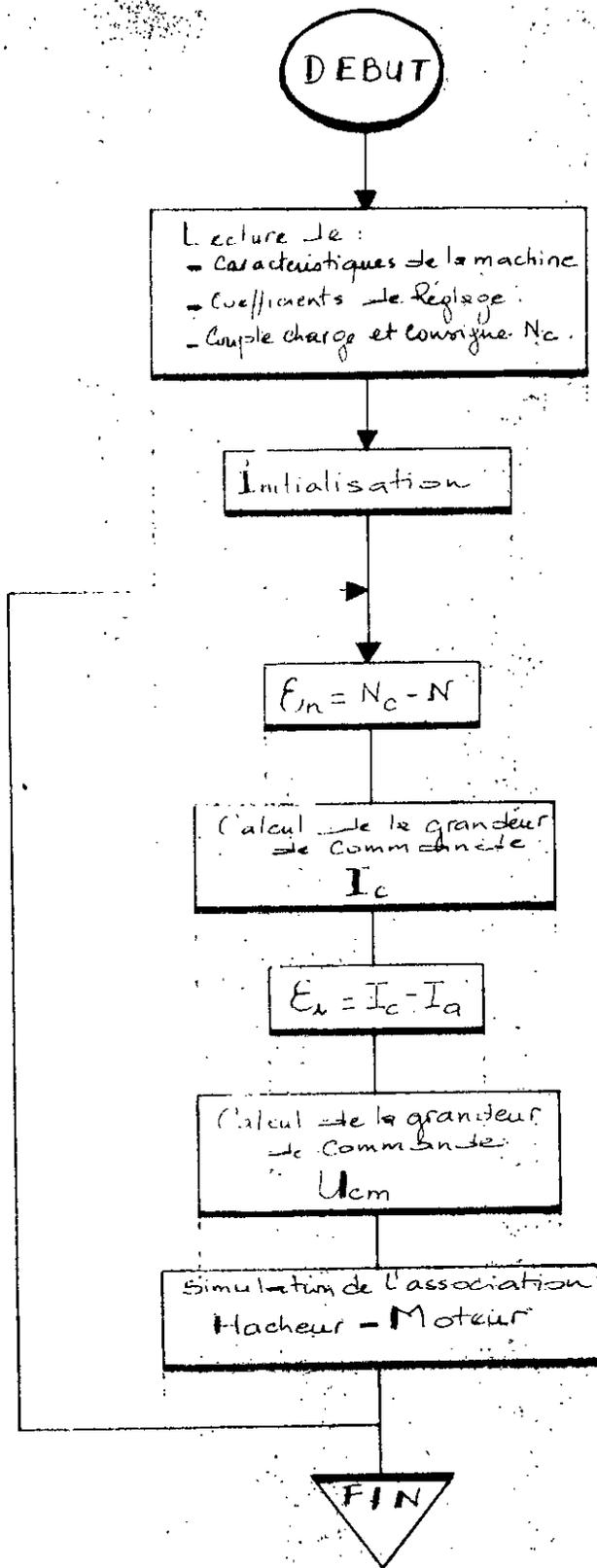
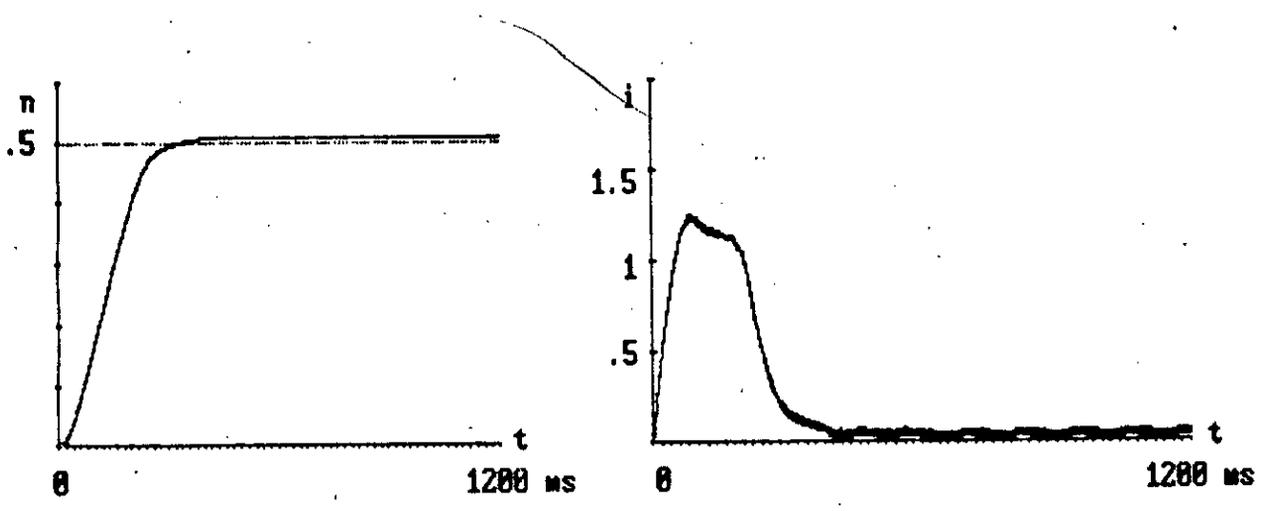
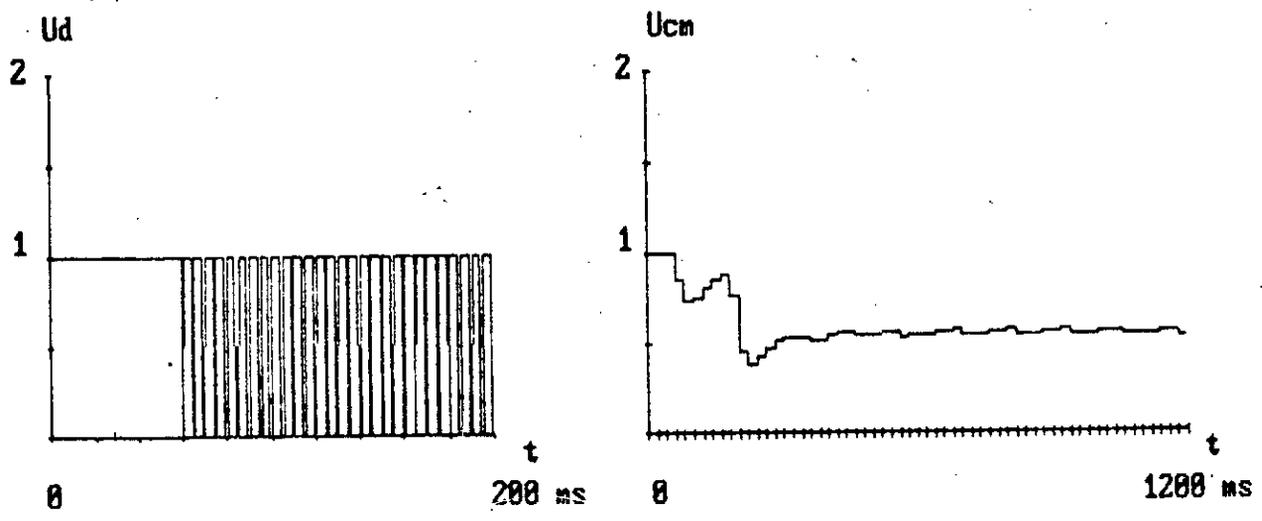


Figure 7.3 - Organigramme général de simulation de la commande.



a - Vitesse de rotation

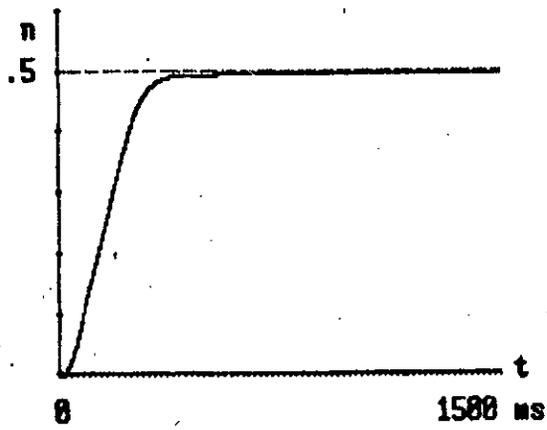
b - Courant d'induit.



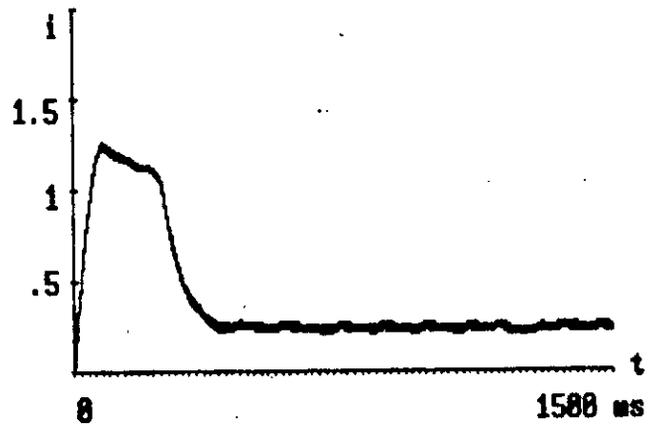
d - Tension a la sortie du hacheur.

e - Tension de commande U_{cm} .

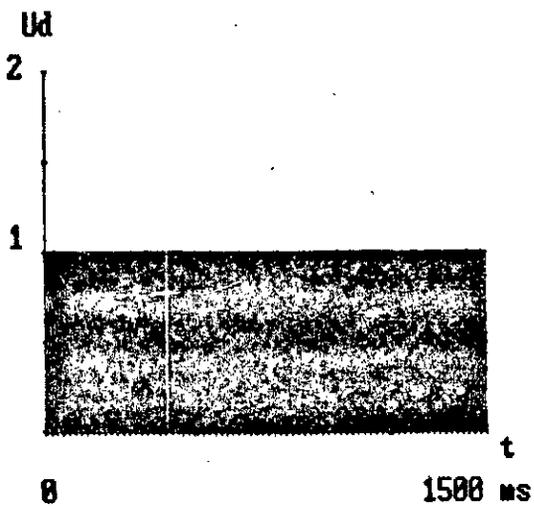
Figure 7.4 - Simulation de la commande numérique classique, lors du démarrage à vide.



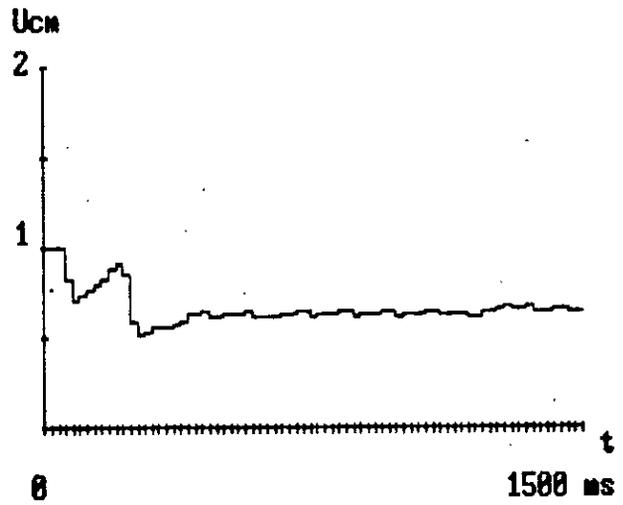
a - Vitesse de rotation



b - Courant d'induit.

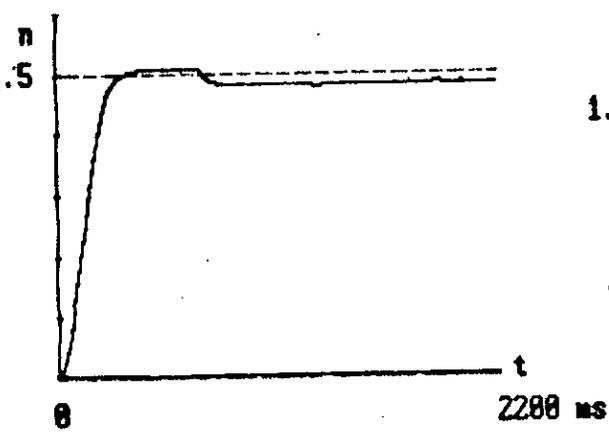


d - Tension à la sortie du hacheur.

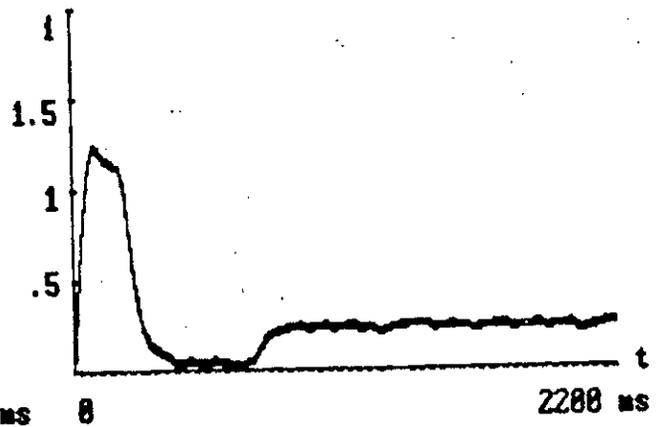


c - Tension de commande U_{cm} .

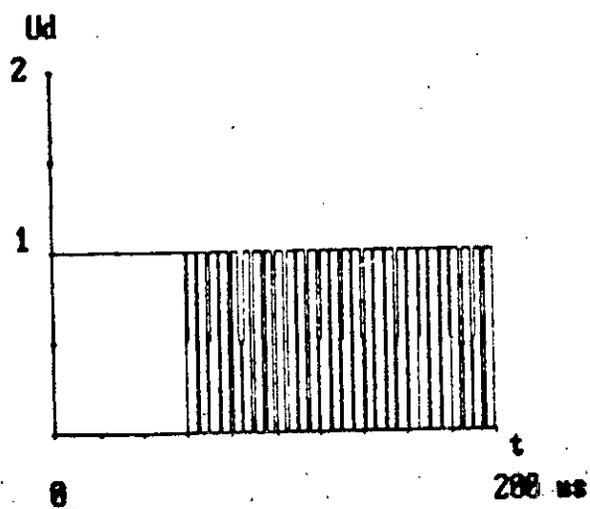
Figure 7.5 - Simulation de la commande numérique classique, lors du démarrage en charge.



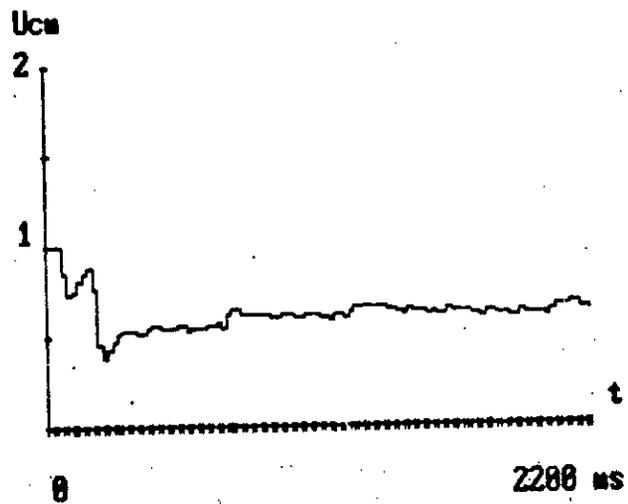
a - Vitesse de rotation.



b - Courant d'induit.



d - Tension à la sortie du hacheur.



c - Tension de commande U_{cm} .

Figure 7.0 - Simulation de la commande numérique classique, lors du démarrage à vide, avec variation de la charge lorsque le régime permanent est atteint.

7. 3. SIMULATION DE LA COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT

La structure (figure 7.7), servant de base à la simulation de la commande numérique par retour d'état, diffère de la structure globale (figure 5.11) par la présence du limiteur de courant.

Dans cette simulation, celle de l'association Hacheur Moteur reste inchangée. La différence réside dans le calcul de la grandeur optimale de commande, ou en plus de l'intervention du régulateur intégrateur, nous tenons compte des interventions :

- de la grandeur de consigne
- de la grandeur de perturbation
- des états du système.

L'algorithme de la grandeur de commande est :

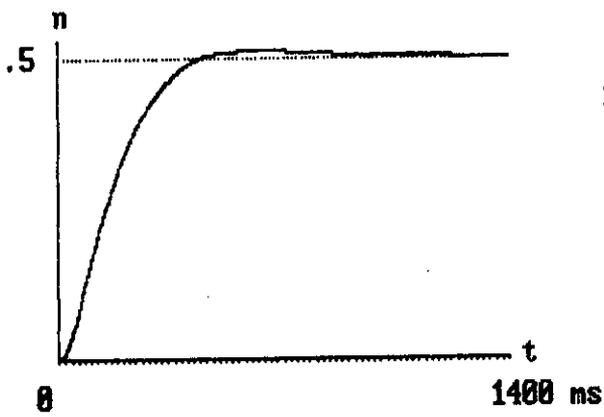
$$u(k) = -K_S^T x_S(k) + K_R x_R(k) + K_W \omega(k) - K_G v(k) \quad (7.4)$$

L'organigramme général (figure 7.7) sert à nouveau à la mise au point du programme de simulation de la commande numérique par retour d'état.

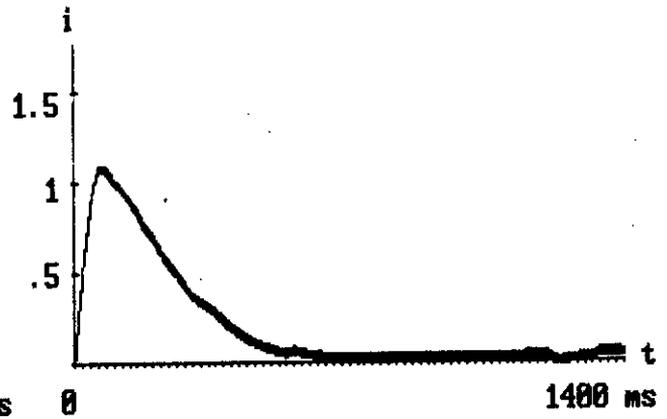
L'exploitation du programme pour les coefficients déterminés précédemment donne les résultats (figures 7.8, 7.9, 7.10):

7. 4. SIMULATION DE LA COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT PARTIEL.

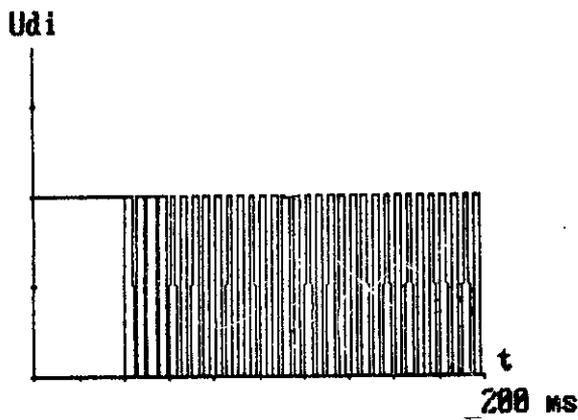
La différence essentielle entre le réglage par retour d'état et d'état partiel réside dans le calcul des coefficients ou en terme plus précis des valeurs des coefficients de réglage. En pratique, elle se manifeste par l'élimina-



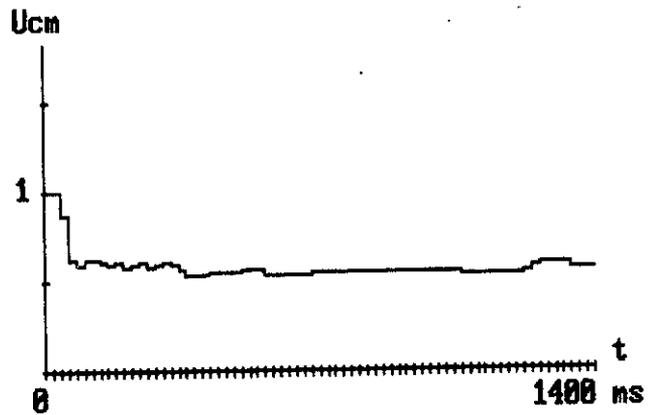
a - Vitesse de rotation.



b - Courant d'inducteur.

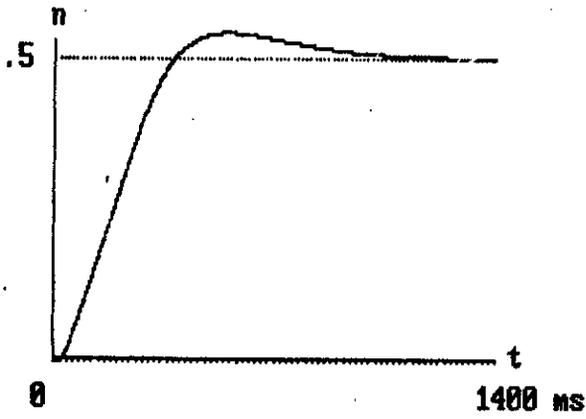


d - Tension à la sortie du nacheur.

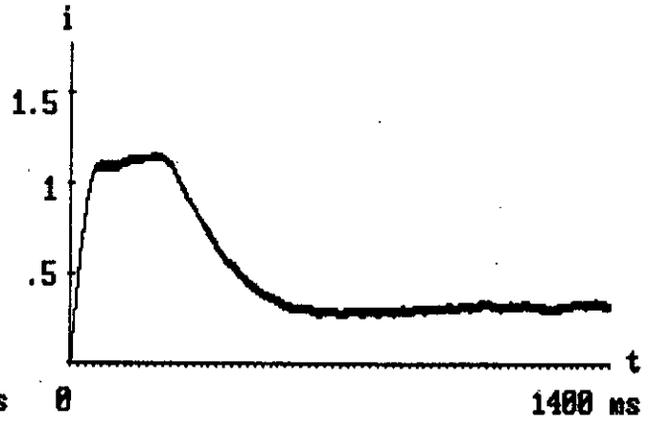


c - Tension de commande U_{cm} .

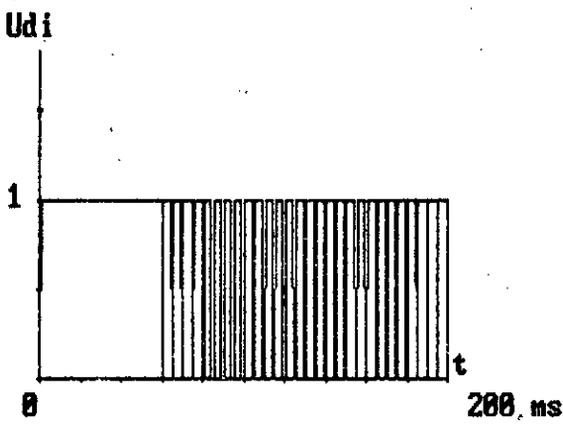
Figure 7.8 - Simulation de la commande par retour d'état lors du démarrage à vide.



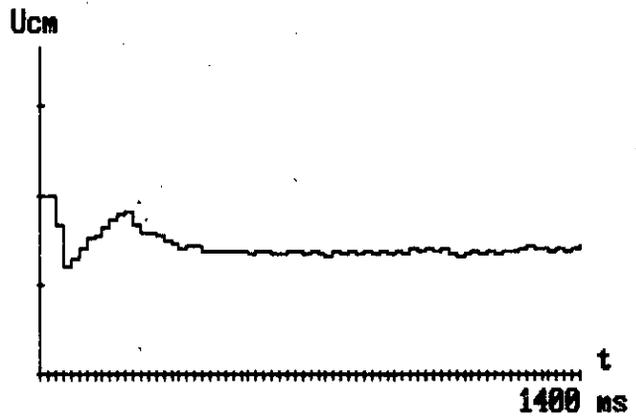
a - Vitesse de rotation



b - Courant d'induit.

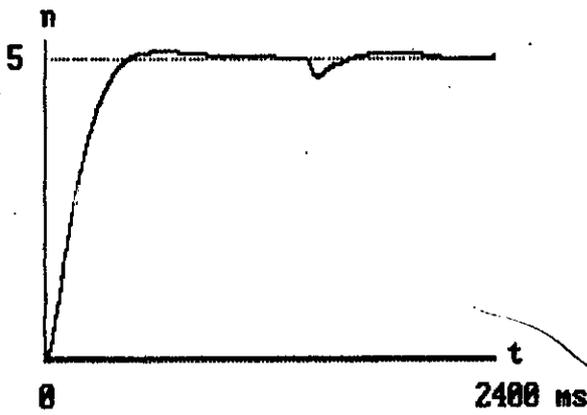


d - Tension à la sortie du hacheur.

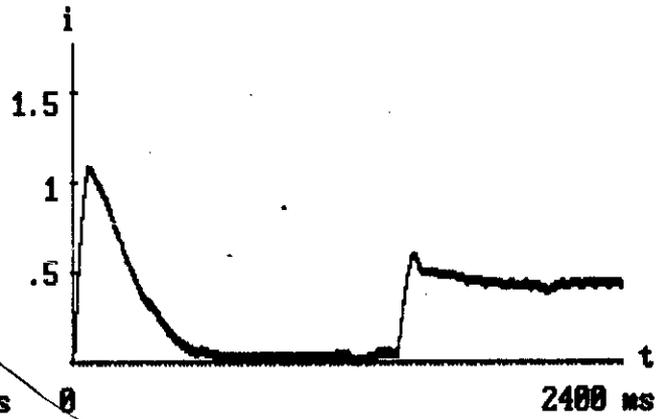


c - Tension de commande u_{cm} .

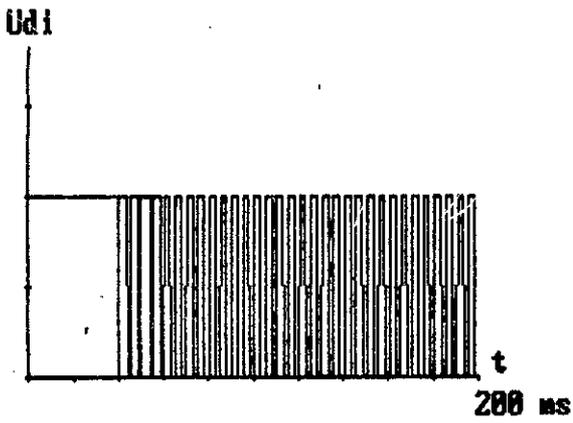
Figure 7.9 - Simulation de la commande numérique par retour à l'état lors du démarrage en charge.



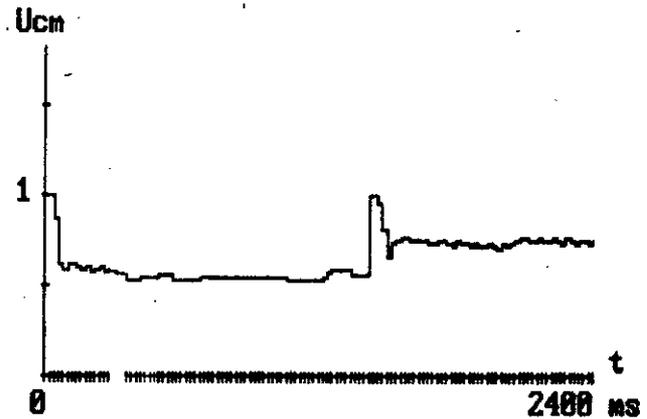
a - Vitesse de rotation



b - Courant d'induit



d - Tension à la sortie du hacheur



c - Tension de commande u_{cm}

Figure 7.10 - Simulation de la commande numérique par retour d'état lors du démarrage à vide puis variation de la charge lorsque le régime permanent est atteint.

tion de la contre réaction d'un état du système (ici la tension hachée U_d), ce qui simplifie la réalisation et élimine certains problèmes technologiques dus à l'introduction de cette contre réaction. Comme dans le cas du réglage d'état, la grandeur de commande est donnée par la même relation (7.4).

$$U(k) = -K_S^T x_S(k) + K_R x_R(k) + K_W w(k) - K_U v(k) \quad (7.5)$$

La simulation de la commande numérique par retour d'état partiel s'inspire à la fois de la structure de réglage (figure 7.11) et de l'organigramme général (figure 7.3). La différence réside dans le calcul de la grandeur de commande où, le vecteur ligne K_S^T comporte des éléments nuls. Les résultats importants de cette simulation sont représentés par les figures (7.12, 7.13, 7.14).

7. 5. COMPARAISON DES RESULTATS.

Une première comparaison est faite entre le réglage numérique classique par la transformée en Z et le réglage digital d'état. A partir des réponses indicielles de la grandeur de commande U_{cm} (figures 7.15 et 7.16), il apparaît que pendant les premières périodes d'échantillonnages, la tension de commande U_{cm} est plus faible dans le cas du réglage par retour d'état. Ce réglage qui est optimal, permet de diminuer de presque 50% la tension de commande donnée par le réglage classique.

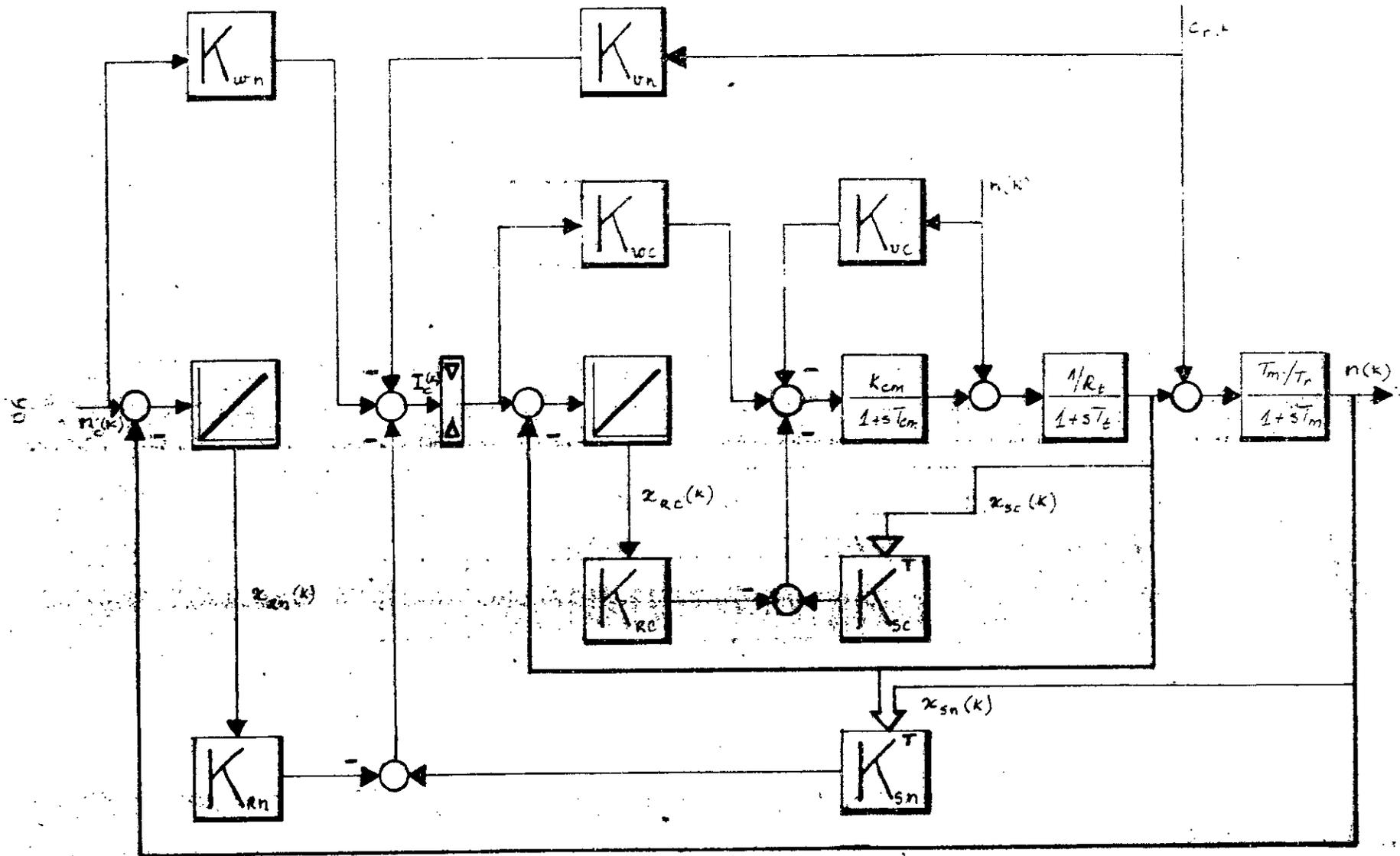
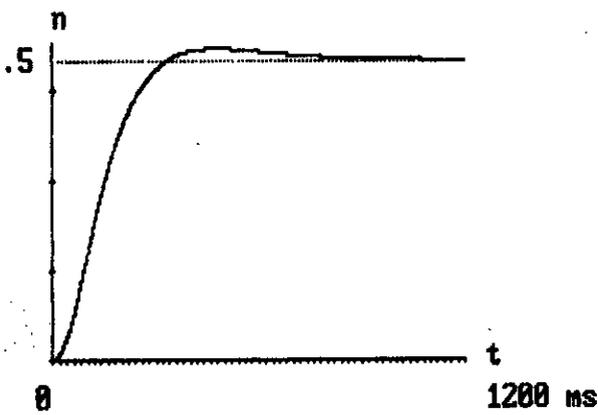
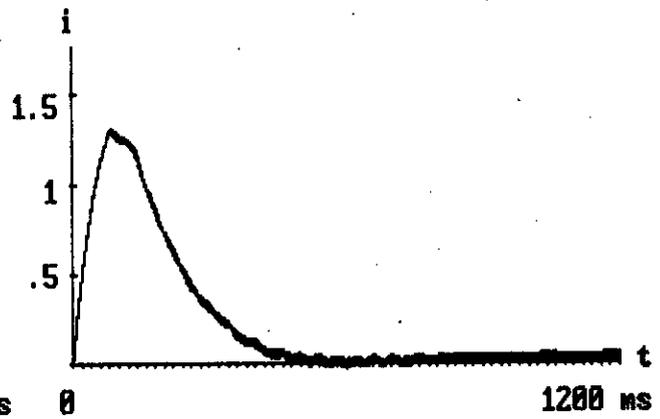


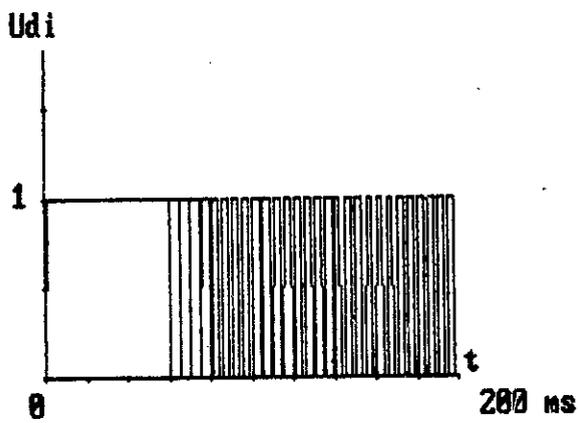
Figure 7.11 - Structure globale du réglage d'état partiel avec limiteur de courant.



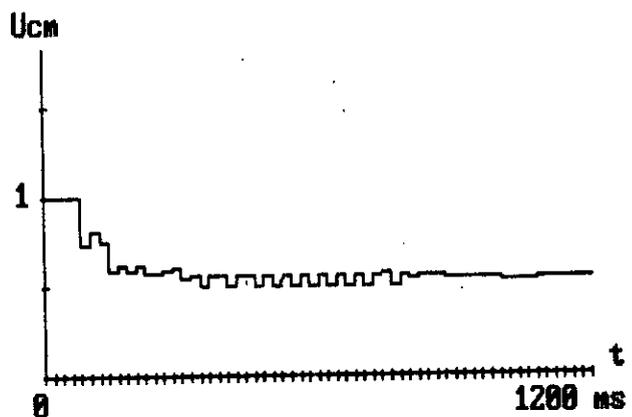
a. - Vitesse de rotation



b. - Courant d'induit.

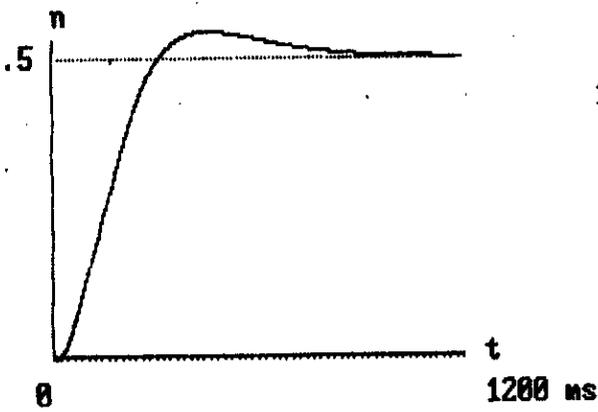


d - Tension à la sortie du hacheur.

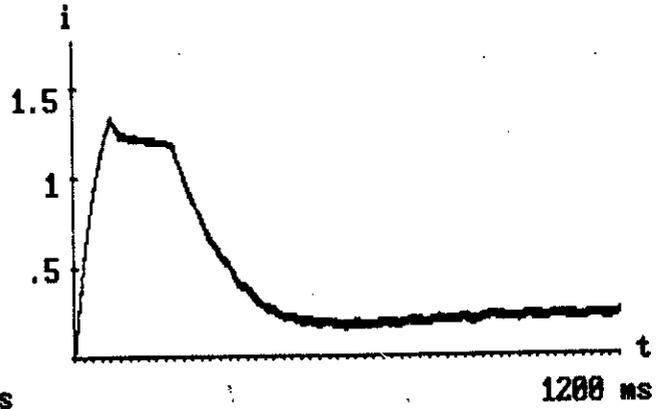


c - Tension de commande U_{cm}

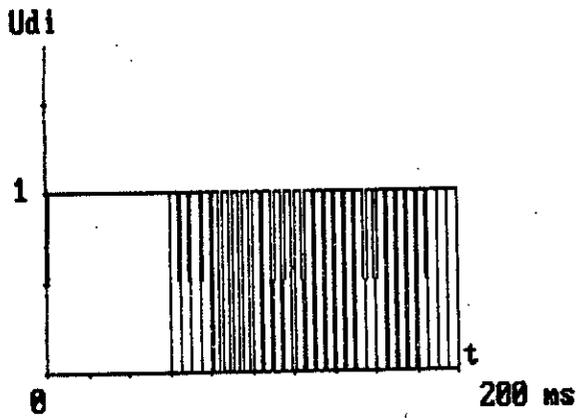
Figure 7.12 - Simulation de la commande numérique par retour d'état partiel lors du démarrage à vide.



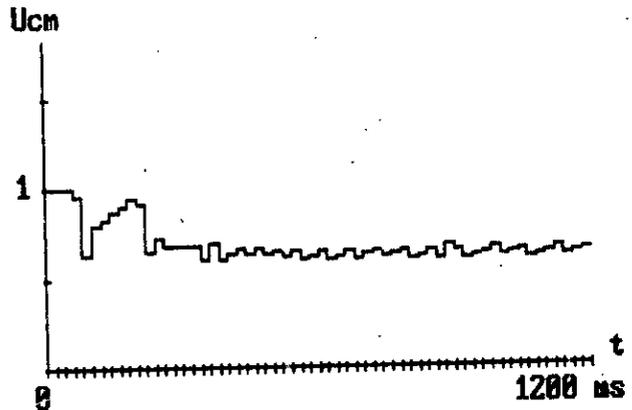
a - Vitesse de rotation.



b - Courant d'induit.

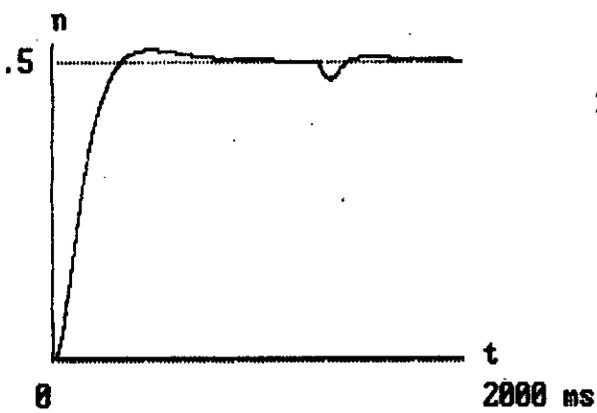


d - Tension à la sortie du hacheur.

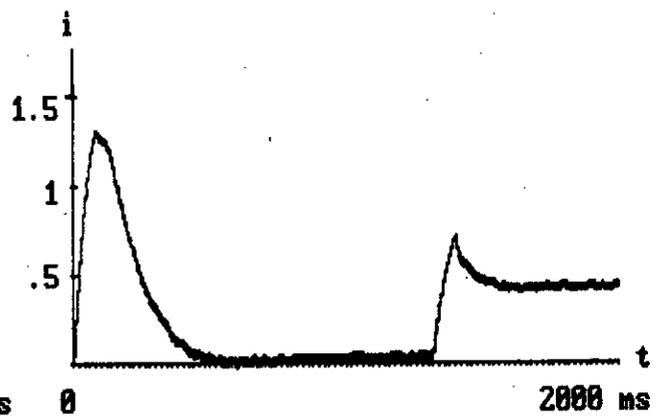


c - Tension de commande u_{cn} .

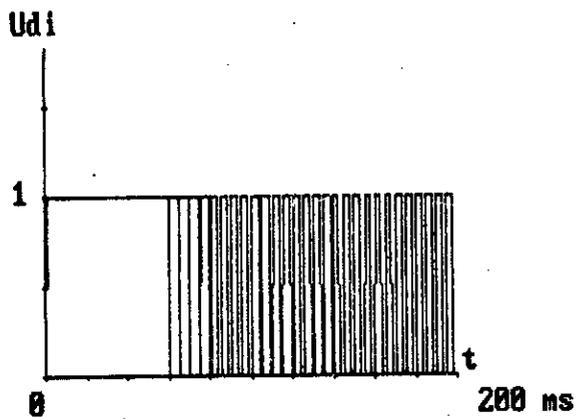
Figure 7.13 - Simulation de la commande numérique par retour d'état partiel lors du démarrage en charge.



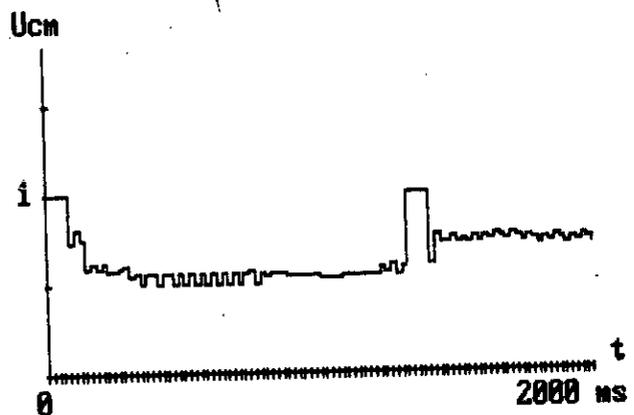
a - Vitesse de rotation



b - Courant d'induit.



d - Tension à la sortie du hacheur.



c - Tension de commande U_{cm} .

Figure 7.14 - Simulation de la commande numérique par retour d'état partiel lors d'un démarrage à vide puis variation de la charge lorsque le régime permanent est établi.

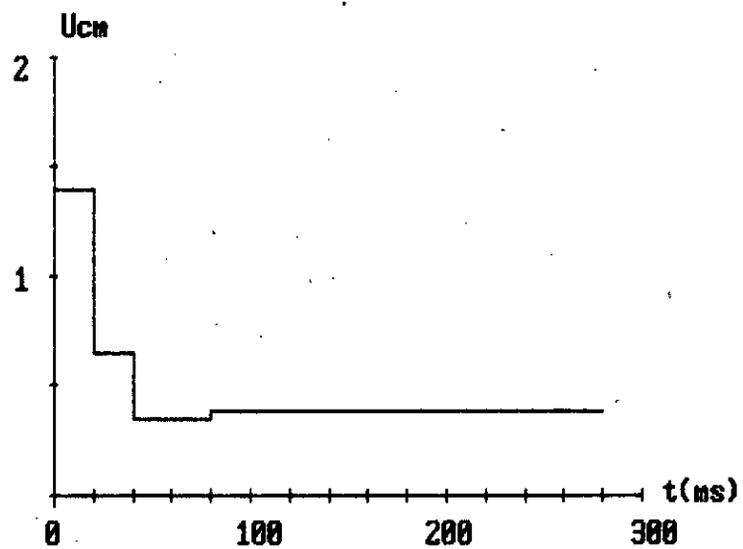


Figure 7.15 - Réponse indicielle de la tension de commande (réglage classique).

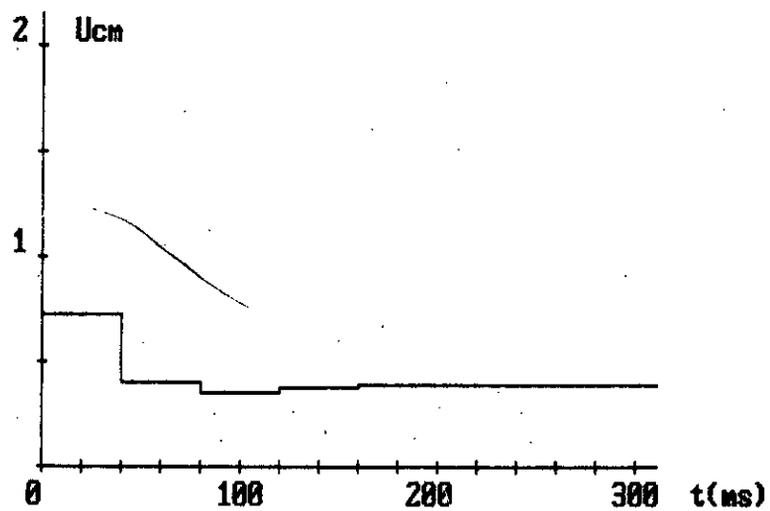


Figure 7.10 - Réponse indicielle de la tension de commande (réglage d'état).

Du comportement de la vitesse lors d'une variation de la charge en régime établi (figures 7.6 et 7.10), il ressort que le réglage d'état répond plus rapidement que le réglage par la transformée en Z à la variation de la perturbation.

Un grand avantage que possède le réglage d'état est la présence des coefficients d'intervention directe (de la consigne et de la perturbation) qui sont indépendants des coefficients de contre réaction d'état. Ces coefficients améliorent sensiblement les performances dynamiques par l'effet d'anticipation d'une part, et d'autre part par l'effet de compensation dûs respectivement aux interventions directes de la consigne et de la perturbation.

Le réglage d'état permet également le choix des pôles du système global fermé en fonction du comportement dynamique désiré. Ainsi, le comportement obtenu par la méthode classique peut-être retrouvé par un choix judicieux des pôles.

Notons aussi que les réglages d'état assurent des réponses optimales simultanément pour la consigne et pour les perturbations, ce qui n'est pas le cas pour le réglage classique.

Des résultats de simulation, il apparaît que le réglage par retour d'état présente de meilleures performances que le réglage classique. Néanmoins, le réglage classique présente des performances acceptables.

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

Les résultats de simulation (figures 7.10 et 7.14) montrent que les réponses de vitesse sont presque identiques et qu'une petite différence apparaît sur les réponses de courant. Ce dernier présente une pointe plus importante dans le cas du réglage par retour d'état partiel.

Le réglage d'état partiel, qui dispense de la détermination et de l'implantation d'un observateur, permet l'élimination du retour de la tension de sortie U_d du hacheur tout en gardant des performances très voisines de celles obtenues par le réglage par retour d'état global. Ce réglage présente aussi un avantage, celui d'avoir une implantation plus simple et plus économique que celle du réglage d'état global (élimination du capteur, du convertisseur analogique - numérique, etc ...).

CONCLUSION.

CONCLUSION.

Par ces travaux de simulation, nous avons abordé la commande par ordinateur numérique appliquée à une association Hacheur - Moteur à courant continu, d'une part par une méthode classique (traitement par la transformée en Z) et d'autre part par deux méthodes modernes basées sur le traitement dans l'espace d'état.

L'analyse des réponses indicielles et la simulation montrent que le traitement par la transformée en Z donne des performances acceptables. Dans ce cas, nous avons également fait ressortir par les réponses indicielles l'importance de la prise en considération du temps de calcul dans la synthèse des régulateurs. Nous avons ensuite mis en évidence l'influence du temps de calcul sur les performances du réglage, celui-ci introduit un ralentissement du système.

Nous avons observé que le réglage par retour d'état permet d'obtenir de meilleures performances lors des sauts aussi bien de la consigne que de la perturbation.

Nous avons également mis en évidence les avantages suivants :

- introduction des effets d'anticipation par l'intervention directe de la consigne,
- introduction des effets de compensation par l'intervention directe de la perturbation,
- possibilité du choix des pôles du système global en boucle fermée en fonction du comportement dynamique désiré.

De plus, il convient de rappeler que la théorie de l'optimisation est un outil très puissant pour le calcul de

la commande. Pour le réglage d'état, il est constaté une diminution de la grandeur de commande U_{cm} .

Nous avons montré que le réglage par retour d'état partiel permet l'élimination du retour de la tension de sortie U_d du hacheur, tout en gardant des performances voisines de celles obtenues par le réglage à retour d'état global.

Le réglage par retour d'état partiel présente aussi un avantage, celui d'avoir une implantation plus simple et plus économique que celle du réglage d'état global (élimination du capteur, du convertisseur A/N , .. etc). Cette simplicité concourt à un fonctionnement plus fiable (moins de paramètres à traiter).

Il reste néanmoins de nombreuses directions dans lesquelles cette étude peut être développée pour améliorer encore les performances et les facilités d'utilisation. Il serait extrêmement intéressant de continuer celle-ci par un traitement multivariable avec contraintes sur les états. Cette méthode permettra l'élimination de la boucle intermédiaire, tout en limitant le courant.

BIBLIOGRAPHIE.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] G. GILLES : "Elaboration du modèle mathématique et commande optimale par ordinateur numérique d'un échangeur thermique pilote."
Thèse de Doct. ès. Sciences Physiques. U.S.M. de Grenoble 1971.
- [2] M. NOUGARET : "Sur une méthode de synthèse par retour d'état de la commande des processus physiques."
Thèse de Doct. ès. Sciences Physiques. U.S.M. de Grenoble 1972.
- [3] Y. FAES : "Commande des processus industriels par ordinateur." MASSON 1981.
- [4] C. FOULARD, S. GENTIL, J. P. SANDRAZ : "Commande et régulation par ordinateur numérique." EYROLLES. 1984.
- [5] J. C. PRUVOST : "Point en robotique." Technique et Documentation. 1983.
- [6] J. F. AUBRY : "Les microprocesseurs dans la régulation des moteurs à courant continu. Etude de quelques réalisations." R.G.E. Octobre 1983.
- [7] J. F. AUBRY, R. HUSSON, C. IUNG, G. PFITSCHER : "La commande des machines électriques par microprocesseurs."
Point en automatique (J. C. PRUVOST) Volume 1. Technique et Documentation. 1981.
- [8] H. BUHLER : "Méthodes classiques et modernes dans le domaine des entraînements réglés." Communication de la chaire d'électronique industrielle N° 2 - Mai 1979
EPFL - LAUSANNE.
- [9] S. GODOUNOV, V. RIABENKI : "Schémas aux différences." Ed. Mir. MOSCOU 1977.
- [10] Y. SEVELY : "Systèmes et asservissements linéaires échantillonnés." DUNOD Université 1973.
- [11] H. BUHLER : "Réglage échantillonné : traitement par la transformée en Z." Volume 1. Presses Polytechniques Romandes 1982.
- [12] H. BUHLER : "Réglage échantillonné : traitement dans l'espace d'état." Volume 2. Presses Polytechniques Romandes 1983.
- [13] G. GUEGUEN : "Commande des systèmes échantillonnés et discrets. Volume III. Série Automatique et Systèmes ENSI" TOULOUSE 1979.
- [14] J. R. RAGAZZINI, G. F. FRANKLIN : "Les systèmes asservis échantillonnés." DUNOD 1962.
- [15] R. FEUILLET, D. ROYE, E. OLIVIER : "Etude comparative de deux régulations par microprocesseur d'un moteur à courant continu. R.G.E. Octobre 1983.

- |16| R. FEUILLET : "Commande de vitesse et optimisation énergétique par microprocesseur."
Thèse de Doct. Ing. INPGRENOBLE 1979.
- |17| J. P. FAVRE : "Microprocessor based speed control of SCR DC motor Microelectronics and Electrical drives."
ETG/GMR Fachtagung DARMSTADT 1982.
- |18| J. L. DUARTE : "Commande numérique en courant continu et en vitesse sans capteur d'un moteur à courant continu."
Thèse de Doct. Ing. INPL/ENSEM - NANCY 1985.
- |19| P. BOUCHER : "Régulation et filtrage numérique en commande de vitesse par microprocesseur." R.G.E. Octobre 1983.
- |20| P. J. RIEDO : "Cascade digital control by state variable feed-back method applied to a DC motor." Laboratoire d'Electronique Industrielle. EPFL - LAUSANNE. 1983
- |21| P. J. RIEDO : "Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone."
Thèse de Doct. ès. Sciences Techniques EPLF. LAUSANNE. 1985
- |22| M. GOSSA : "Modélisation dans l'espace d'état et commande numérique d'un moteur à courant continu."
Thèse de Doct. 3ème Cycle INSA. TOULOUSE 1984.
- |23| H. BUHLER : "Electronique de réglage et de commande."
DUNOD 1981.
- |24| R. E. STEVENS : "Electromechanics and machines."
CHAPMAN and HALL - 1970.
- |25| P. NASLIN : "Théorie de la commande et conduite optimale."
DUNOD 1969.
- |26| S. J. CITRON : "Element of optimal control." Holt, Rinehard and Winston, inc. 1969.
- |27| S. BARNETT : "Introduction to mathematical control theory
CLARENDON Press OXFORD 1975.
- |28| A. FELDBAUM : "Principes théoriques des systèmes asservis optimaux." Ed. MIR MOSCOU 1973.
- |29| L. PONTRIAGUINE, V. BOLTANSKI, R. GAMKRELIDZE, E. MICHENKO : "Théorie mathématique des processus optimaux."
Ed. MIR MOSCOU 1974.
- |30| S. L. CHANG : "Synthesis of optimum control system."
Mc Graw Hill - 1961.
- |31| D. PRATZEL WOLTERS : "Formes canoniques de Jordan pour les systèmes linéaires.
Outils mathématiques pour l'automatique, l'analyse des systèmes et le traitement du signal." Volume 3
Editions CNRS 1983.

- |32| A. DE CARLI : "Steady state behavior of converter fed systems.3rd." IFAC symposium on control in power electronics and electrical drives. LAUSANNE Sept. 1983.
- |33| S. N. SINGH, D. R. KOHLI : "Performances determination of chopper controlled separately excited D.C. motor." IEEE trans. on IE vol.3 N° 1 Feb. 1984.
- |34| S. DIALLO : "Contribution à la simulation de l'association moteur série hacheur à thyristors." Thèse de Doct. Ing. INPL/ENSEM - NANCY 1980.
- |35| R. LE DOEUFF, C. IUNG : "Problèmes de simulation numérique d'ensembles convertisseur - machine - commande." R.G.E. Octobre 1982.
- |36| H. CHEKIREB : "Etude du courant discontinu d'un moteur à courant continu alimenté par convertisseurs à thyristors." Thèse de magister ENP - ALGER 1986.
- |37| M. J. NIENIENSKI, R.S. MARLEAU : "Digital simulation of an SCR driven DC motor." IEEE. trans. on IA Vol. IA. 14 N° 4 July/August 1978.
- |38| P. J. RIEDO : "Comparaison des réglages classiques (P - PI PID) et des réglages par contre réaction d'état." Rapport interne N° 85/05. Laboratoire d'électronique industrielle. EPFL - LAUSANNE 1985.

ANNEXES.

ANNEXE A1.

SYSTEME CONTINU AVEC RETARD PUR.

La fonction de transfert d'un système continu avec retard pur est donnée par :

$$G(s) = G_0(s) e^{-sT_r} \quad (A1.1)$$

où :

- $G_0(s)$ est la fonction de transfert du système sans retard muni de l'élément de maintien;
- T_r est le retard pur du système.

Le retard pur relatif T_r/T est décomposé en un nombre entier K_r de périodes d'échantillonnage et une fonction E_r avec $0 \leq E_r \leq 1$.

$$T_r/T = K_r + E_r \quad (A1.2)$$

A1.1 Fonction de transfert pour $E_r \geq E_r$.

Sachant que la fonction de transfert échantillonnée d'un système sans retard est donnée par :

$$G(z, E) = \sum_{k=0}^{\infty} g(k, E) z^{-k} \quad (A1.3)$$

La fonction de transfert échantillonnée du système avec retard pur devient :

$$G(z, E) = \sum_{k=0}^{\infty} g[(k+E)T] z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} g_0[(k+E)T - T_r] z^{-k} \quad (A1.4)$$

D'après (A1.2), on peut écrire :

$$(k+\varepsilon)T - T_r = (k-k_r)T + (\varepsilon - \varepsilon_r)T \quad (A1.5)$$

ainsi pour $0 \leq \varepsilon - \varepsilon_r \leq 1$, la relation (A1.4) devient :

$$G(z, \varepsilon) = \sum_{k=0}^{\infty} g_0[k-k_r, \varepsilon - \varepsilon_r] z^{-k} \quad (A1.6)$$

On remarque de cette fonction de transfert, un retard de k_r périodes d'échantillonnages d'où :

$$G(z, \varepsilon) = z^{-k_r} G_0(z, \varepsilon - \varepsilon_r) ; \varepsilon_r \leq \varepsilon \leq 1 + \varepsilon_r \quad (A1.7)$$

A1.2 Fonction de transfert pour $\varepsilon \leq \varepsilon_r$

Dans ce cas, la relation (A1.5) devient :

$$(k+\varepsilon)T - T_r = [k - (k_r + 1)]T + (1 + \varepsilon - \varepsilon_r)T \quad (A1.8)$$

et la fonction de transfert (A1.4) devient alors :

$$G(z, \varepsilon) = z^{-(k_r+1)} G_0(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_r) ; -1 + \varepsilon_r \leq \varepsilon \leq \varepsilon_r \quad (A1.9)$$

A1.3 Relations générales.

On obtient donc deux expressions différentes, pour la fonction de transfert échantillonnée d'un système continu avec retard pur :

$$\begin{aligned} G(z, \varepsilon) &= z^{-(k_r+1)} G_0(z, 1 + \varepsilon - \varepsilon_r) & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_r \\ G(z, \varepsilon) &= z^{-k_r} G_0(z, \varepsilon - \varepsilon_r) & \varepsilon_r \leq \varepsilon \leq 1 \end{aligned} \quad (A1.10)$$

Aux instants d'échantillonnage ($\epsilon = 0$), on obtient :

$$G(z, 0) = z^{-(k_r+1)} G_0(z, 1-\epsilon_r) \quad (\text{A1.11})$$

ANNEXE A2.

STRUCTURE OPTIMALE DE REGLAGE.

Cette annexe est consacrée à la détermination du réglage optimal lors de l'influence de grandeurs de consigne et de perturbation, où un régulateur intégrateur est introduit dans le but d'annuler l'écart en régime établi /12/.

Ceci nécessite, l'utilisation des équations d'états du système global (système + régulateur) et la prise en considération du vecteur de consigne et du vecteur d'état du régulateur dans le critère d'intégrale.

A2.1 Critère d'intégrale.

Le critère d'intégrale utilisé est donné par l'expression

$$J = e_N^T Q e_N + x_{k,N}^T Q_R x_{k,N} + \sum_{k=0}^{N-1} (e_k^T Q e_k + x_{k,k}^T Q_R x_{k,k} + u_k^T R u_k) \quad (A2.1)$$

sachant que :

$$e^T = w_k - y_k = w_k - C x_k \quad (A2.2)$$

et que :

$$x_k = \begin{bmatrix} x_{s,k} \\ x_{r,k} \end{bmatrix} \quad (A2.3)$$

Après transformations le critère d'intégrale devient :

$$J = x_N^T Q x_N - 2 w_N^T Q e C x_N + w_N^T Q e w_N + \sum_{k=0}^{N-1} (x_k^T Q x_k - 2 w_k^T Q e C x_k + w_k^T Q e w_k + u_k^T R u_k) \quad (A2.4)$$

avec .

$$Q = \begin{bmatrix} C^T Q_e C & 0 \\ 0 & Q_e \end{bmatrix}$$

Pour un réglage optimal, ce critère d'intégrale doit être minimal en intervenant uniquement sur le vecteur de commande u_k .

A2.2 Principe d'optimisation de Bellman.

Pour trouver le minimum du critère d'intégrale (A2.4) on fera appel au principe d'optimisation de Bellman. Nous écrivons d'abord le critère sous la forme :

$$J = x_0^T Q x_0 - 2 w_0^T Q_e C x_0 + w_0^T Q_e w_0 + \bar{I}'_0 + \bar{I}'_1 + \dots + \bar{I}'_{N-1} \quad (A2.5)$$

avec .

$$\bar{I}'_{N-1} = x_N^T Q x_N - 2 w_N^T Q_e C x_N + w_N^T Q_e w_N + u_{N-1}^T R u_{N-1}$$

$$\bar{I}'_{N-2} = x_{N-1}^T Q x_{N-1} - 2 w_{N-1}^T Q_e C x_{N-1} + w_{N-1}^T Q_e w_{N-1} + u_{N-2}^T R u_{N-2}$$

$$\bar{I}'_0 = x_1^T Q x_1 - 2 w_1^T Q_e C x_1 + w_1^T Q_e w_1 + u_1^T R u_1$$

Selon le principe d'optimisation de Bellman on a :

$$\begin{aligned} \min J &= \min (\bar{I}'_0 + \bar{I}'_1 + \dots + \bar{I}'_{N-2}) + \min \bar{I}'_{N-1} \\ &= \min (\bar{I}'_0 + \bar{I}'_1 + \dots + \bar{I}'_{N-3}) + \min (\bar{I}'_{N-2} + \min \bar{I}'_{N-1}) \\ &= \min (\bar{I}'_0 + \bar{I}'_1 + \dots + \bar{I}'_{N-4}) + \min (\bar{I}'_{N-3} + \min (\bar{I}'_{N-2} + \min \bar{I}'_{N-1})) \end{aligned} \quad (A2.6)$$

A2.3 Détermination de la commande optimale.

Nous commençons d'abord par minimiser le terme J'_{N-1} puis le terme $J'_{N-2} + \min J'_{N-1}$ et ainsi de suite suivant la relation (A2.4).

Des résultats trouvés pour la commande optimale aux instants d'échantillonnage ($K = N - 1, K = N - 2, \dots, K = N - j$), nous aboutissons à des relations récursives [12] :

$$u_{N-j} = -K_{N-j} z_{N-j} - u_{N-j}^z \quad (A2.7)$$

La matrice K_{N-j} de la contre réaction du vecteur d'état est :

$$K_{N-j} = \left(H_N^T P_{N-j+2} H + R \right)^{-1} H^T P_{N-j+2} F \quad (A2.8)$$

La deuxième composante est donnée par :

$$u_{N-j}^z = L_{N-j} (P_{N-j+2} z_{N-j} + S_{N-j+2}) \quad (A2.9)$$

avec :

$$L_{N-j} = \left(H^T P_{N-j+2} H + R \right)^{-1} H^T$$

$$z_k = H_0 w_k + H_0 v_k$$

pour la matrice P_{N-j+1} , la relation récursive est :

$$P_{N-j} = Q + F^T P_{N-j+1} \left[I - H \left(H^T P_{N-j+1} H + R \right)^{-1} H^T P_{N-j+1} \right] F \quad (A2.10)$$

avec pour valeur initiale pour $j = 1$ c.à.d. pour $K = N - 1$ la valeur :

$$P_N = Q$$

En ce qui concerne le vecteur S_{N-j} , il est donné par :

$$S_{N-j} = -C Q_c w_{Nj} + F^T \left[1 - P_{N-j+1} H (H^T P_{N-j+1} H + R)^{-1} H^T \right] (P_{N-j+1} z_{Nj} + S_{N-j+1}) \quad (A2.11)$$

Comme valeur initiale pour la récurrence, nous donnons :

$$S_N = -C^T Q_c w_N$$

A2.4 Solution stationnaire et structure optimale.

Dans ce qui précède, la commande optimale est variable avec l'instant d'échantillonnage en particulier la matrice K_{N-j} et la composante U_{N-j}^z . Lorsqu'on choisit N suffisamment grand ($N \rightarrow \infty$) la matrice K_{N-j} et la composante U_{N-j}^z deviennent indépendante de j ; nous obtenons alors la solution stationnaire.

4.1. Contre réaction du vecteur d'état.

La matrice K_{N-j} de la contre réaction du vecteur dépend selon la relation (A2.8) de la matrice P_{N-j+1} . La solution stationnaire est obtenue par :

$$P = \lim_{N \rightarrow \infty} P_{N-j} \quad (A2.12)$$

En pratique, nous calculons les différents P_i jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de différence entre P_i et P_{i-1} . La valeur P_i ainsi obtenue est P . La matrice K_{N-j} pour la contre réaction du vecteur d'état devient constante et est donnée par :

$$K = (H^T P H + R)^{-1} H^T P F \quad (A2.13)$$

La composante du vecteur de commande optimal, due à la contre réaction du vecteur d'état devient :

$$U_k^z = -K x_k \quad (A2.14)$$

4.2. Intervention directe des vecteurs de consigne et de perturbation.

La solution stationnaire donne pour la composante U_{N-j}^z , la somme de deux vecteurs. Le premier est dû à l'intervention du vecteur de consigne, le second est dû à l'intervention du vecteur de perturbation.

$$U_k^z = +K_w w_k - K_v v(k) \quad (A2.15)$$

4.3. Commande optimale.

Le vecteur de commande optimal est donné par :

$$U_k = -K x_k + K_w w_k - K_v v_k \quad (A2.16)$$

La contre réaction du vecteur d'état peut-être décomposée en :

$$K x_k = \begin{bmatrix} K_S & -K_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{S,k} \\ x_{R,k} \end{bmatrix} \quad (A2.17)$$

d'où :

$$U_k = K_S x_{S,k} - K_R x_{R,k} + K_w w_k - K_v v_k \quad (A2.18)$$

A partir de l'expression de la grandeur de commande (A2.18); est déterminée la structure optimale de réglage (Figure 4.1)