

63F
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

14/87

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

— «O» —

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département : ELECTROTECHNIQUE

— «O» —

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

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

SUJET

**Etude comparative
des réglages d'état et classique
d'un moteur à courant continu**

Proposé par :

Mr M.S. BOUCHERIT

Etudié par :

Mr FERDJ Ahmed

Mr BEHLOUL Saïd

Dirigé par :

Mr M.S. BOUCHERIT

PROMOTION : JUIN 1987

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

«O»

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département : **ELECTROTECHNIQUE**

«O»

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

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

SUJET

**Etude comparative
des réglages d'état et classique
d'un moteur à courant continu**

Proposé par :

Mr M.S. BOUCHERIT

Étudié par :

Mr FERDJ Ahmed

Mr BEHLOUL Saïd

Dirigé par :

Mr M.S. BOUCHERIT

PROMOTION : JUIN 1987

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

و يسؤلونك عن الروح قل الروح من أمر ربي
وما أوتيت من العلم إلا قليلاً .

- سورة الاسراء -

و قل رب زدني علماً

- سورة طه -

صدق الله العظيم

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

A ma mère.

A mon père .

A mon frère et soeurs .

A mes oncles et leurs familles .

A tous mes amis .

Je dedie ce modeste travail .

AHMED FERDJ

A mes parents pour leur peine et leur confiance .

A ceux qui m'ont beni et guidé vers le chemin de l'école .

A mes frères, soeurs et tous mes amis .

Je dedie ce modeste travail .

SAID BEHLOUL

Remerciements

Nous adressons nos vifs remerciements à Monsieur BOUCHRIT pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée ainsi que ses conseils et suggestions qui nous ont permis de mener à terme ce travail.

Nous ajoutons notre profonde gratitude aux professeurs qui ont été de bons collaborateurs pour notre formation .

Sans oublier tout le personnel du département de Génie-Electrique et du centre de calcul de l'ENPA .

GLOSSAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
 المكتبة — BIBLIOTHEQUE
 Ecole Nationale Polytechnique

Symbole	Description :
Z	opérateur de la transformation en Z .
W	grandeur de consigne
e	écart de réglage
Y	grandeur principale a régler
Wa	" de consigne du circuit intermédiaire
Ya	" a régler
e _a	écart de réglage
u	grandeur de commande
u'	" " échantillonnée
Uom	tension à l'entrée de l'organe de commande
Udi	" à la sortie du hacheur
Un	" nominale du moteur
In	courant "
Pn	puissance "
n	vitesse "
Jn	courant d'excitation nominal
Cm	couple moteur
Cch	couple de charge
Cn	" nominal du moteur
Cr	" résistant
Cf	" de frottement
Ra	resistance d'induit du moteur
La	inductance " "
Rh	résistance du hacheur
Lh	inductance "
Rs	resistance de la self de lissage
Ls	inductance " "
J	moment d'inertie du moteur
Kf	coefficient du frottement du moteur
i	courant réduit d'induit "
n	vitesse réduite du moteur .
Cc	couple de charge réduit .

udi	tension réduite à la sortie du hacheur
T	période d'échantillonnage
Tm	constante de temps mécanique du moteur
Tt	" " électrique
Tcm	constante de temps du hacheur
Kcm	gain du hacheur .
ε	fraction de temps relatif entre deux instants d'échantillonnage
ε _r	petit retard pur relatif
ω	pulsation
φ	flux d'excitation du moteur
Kc	coefficient du régulateur de courant
Kp	" de proportionnalité du rég. de courant
Ki	" d'intégration " "
Kn	" du rég. de vitesse .
Knp	" de proportionnalité du rég. de vitesse
Kni	d'intégration " "
Dc(Z)	fonction de transf? du régulateur de courant.
Dn(Z)	" " " de vitesse
KR	coef. du rég. de la structure optimale
Kv	coeff. d'intervention directe de la grandeur de perturbation
Kw	" " " " de consigne
Gcm(s)	fonction de transfert de l'ensemble (hacheur + organe de commande)
Gi(s)	fonction de transfert en B.O du syst. à régler dans le circuit intermédiaire
Gio(s)	fonction de transfert en B.O du circuit de réglage intermédiaire
Gif(s)	" " B.F " "
Gse(s)	" " équivalente à la boucle intermédiaire fermée
Gn(s)	fonction de transfert du syst. à régler dans le circuit principal
Gno(s)	" " en B.O du circuit de réglage principal.
Gnf(s)	" " en B.F " " "
Gsa(s)	fonction de transfert du sous-système a
Gsb(s)	" " " b
Gsm(s)	" " de la perturbation

$G_{ab}(s)$ fonction de transfert en B.O du courant avec
circuit principal

G_m fonction de transfert qui relie I_c à U_{cm}

N.B : les grandeurs discrètes seront indexées par un astérisque (*)

Les anciens calculateurs n'étaient pas assez rapides pour effectuer les tâches des régulateurs en temps réel, par la suite l'accroissement de leurs performances a rendu techniquement possible la commande numérique des processus industriels, mais avec un prix de revient élevé . Grâce aux progrès réalisés par la micro-informatique la réalisation des systèmes de régulations numériques devient possible économiquement et techniquement .

Le calculateur étant un système fonctionnant de manière discrète, on parle ainsi de réglages échantillonnés . Parmi les méthodes d'analyse qui tiennent compte de la discrétion des signaux, deux méthodes sont essentiellement utilisées :

- Le traitement par la transformation en Z .
- Le traitement dans l'espace d'état .

L'objectif principal de ce travail est de comparer les performances statiques et dynamiques, en appliquant la structure de réglage en cascade pour un moteur à courant continu . En premier lieu traitée par la transformée en Z, puis par la contre-réaction d'état .

Le premier chapitre traite la régulation du moteur par la transformation en Z, en utilisant la structure en cascade .

Au second chapitre on utilise le formalisme d'état pour cette régulation en adoptant la structure optimale .

On fera dans le chapitre trois une étude comparative des résultats obtenus par ces deux méthodes .

Finalement, le chapitre quatre est consacré à la simulation numérique de la commande .

CHAPITRE I

TRAITEMENT REGLAGE ECHANTILLONNE PAR LA TRANSFORMATION EN Z

Dans ce chapitre nous traiterons le réglage échantillonné d'un moteur à courant continu par la transformée en Z.

On commence d'abord par une modélisation et identification du système à régler, ensuite la régulation du courant d'induit, et enfin celle de la vitesse du moteur.

Nous adopterons la structure de réglage en cascade, où le courant est une grandeur intermédiaire pour le réglage principal de la vitesse [1], [6], [8], [9].

I-1- Modélisation et identification

I-1-1 Description du système

Le système à régler est un moteur à courant continu à excitation séparée, alimenté par hacheur à thyristors. L'excitation du moteur est maintenue constante à sa valeur nominale ϕ_n (Fig 1-1).

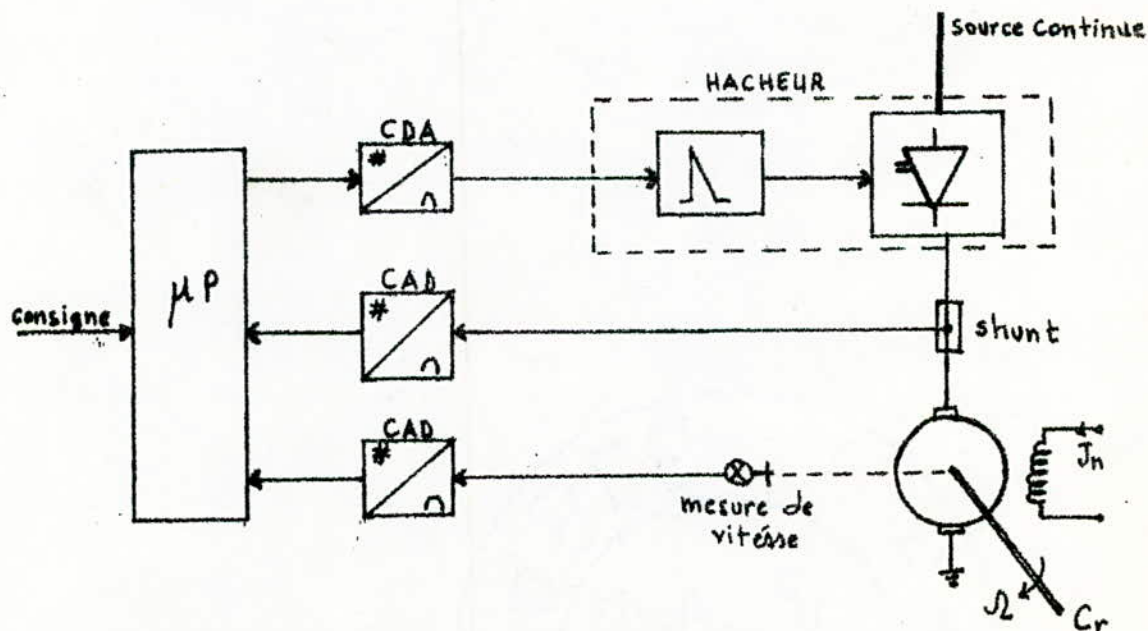
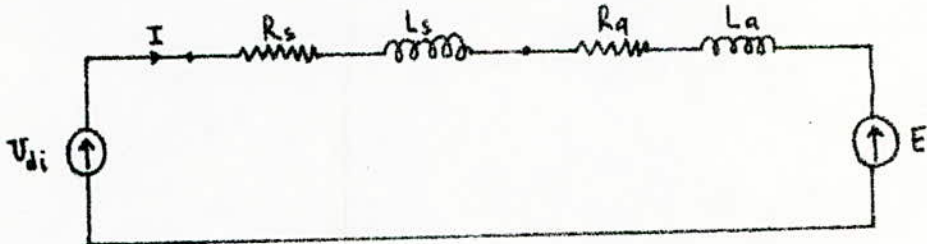


Fig 1-1 Schéma de principe du réglage d'un moteur à courant continu

I-1-2 : Mise en équation

Dans toute l'étude qui suit on travaille avec des valeurs relatives, qui facilitent l'analyse des circuits de réglage, et permettent de comparer des moteurs de puissances nominales différentes.

Le circuit électrique équivalent du système est :



R_a et L_a représentent la résistance et inductance équivalentes des enroulements d'induit, pôles auxillaires, et de compensation.

Pour atténuer les ondulations du courant, on a introduit une self de lissage L_s de résistance R_s ; on ne considérera alors que le mode de conduction continu .

- L'équation électrique du système :

$$-U_{di} + (R_a + R_s) \cdot I + (L_a + L_s) \cdot \frac{dI}{dt} + E = 0$$

On passe aux grandeurs relatives par rapport aux valeurs nominales :

$$-u_{di} + R \cdot i + R \cdot T_t \cdot \frac{di}{dt} + e = 0 \quad (1-1)$$

avec : $R = (R_a + R_s) \cdot \frac{I_n}{U_n}$, $T_t = \frac{L_a + L_s}{R_a + R_s}$

comme : $e = \phi n$ et $\phi = 1$ on aura :

$$\frac{di}{dt} = \frac{u_{di} - R \cdot i - n}{R \cdot T_t} \quad (1-2)$$

où : $n = \frac{\Omega}{\Omega_n}$

- L'équation mécanique du moteur :

$$C_m = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + K_f \cdot \Omega + C_{ch} \quad (1-3)$$

en valeurs réduites l'équation mécanique s'écrit comme :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{i - A_f \cdot n - C_c}{T_r} \quad (1-4)$$

avec :

$$A_f = \frac{K_f \cdot \Omega_n}{C_n} \quad \text{et} \quad T_r = J \cdot \frac{\Omega_n}{C_n}$$

et on pose :

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

- L'équation du convertisseur :

$$\frac{du_{di}}{dt} = \frac{K_{cm} \cdot U_{cm} - u_{di}}{T_{cm}} \quad (1-5)$$

La transformation de Laplace des équations différentielles précédentes (1-2), (1-4), (1-5) donne :

$$i = \frac{u_{di} - n}{R \cdot (1 + s \cdot T_t)} \quad (1-6) \quad , \quad n = \frac{i - C_c}{A_f \cdot (1 + s \cdot T_m)} \quad (1-7)$$

et

$$u_{di} = \frac{K_{cm} \cdot U_{cm}}{1 + s \cdot T_{cm}} \quad (1-8)$$

d'où le diagramme fonctionnel suivant :

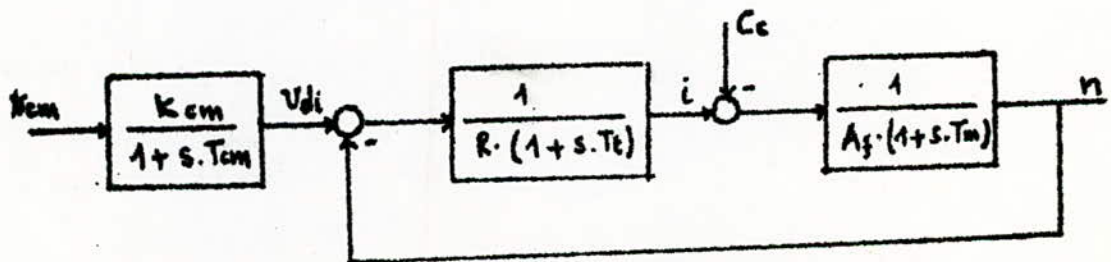


Fig 1-2

afin d'éliminer la boucle de contre réaction, on transforme l'expression du courant comme suit :

$$i = G_{11}(s) \cdot u_{di} + G_{12}(s) \cdot C_c \quad (1-9)$$

avec : $G_{11}(s) = \frac{1}{R \cdot (1 + s \cdot T_t)}$; $G_{12}(s) = \frac{E}{R \cdot T_t \cdot (1 + s \cdot T_t)}$

et pour la vitesse on peut écrire :

$$n = G_{n1}(s) \cdot i + G_{n2}(s) \cdot C_c \quad (1-10)$$

où

$$G_{n1}(s) = G_{n2}(s) = \frac{1}{A_f \cdot (1 + s \cdot T_m)}$$

I-1-3 Identification du système :

Le moteur a régler porte sur sa plaque signalétique les indications suivantes :

$$I_n = 32 \text{ A}$$

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

$$n_n = 1\,500 \text{ tr/mn}$$

$$P_n = 3 \text{ K.W}$$

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

L'identification du moteur [7] a donné :

$$R_a = 0,4 \text{ } \Omega$$

$$L_a = 16 \text{ mH}$$

$$J = 0,06 \text{ kg.m}^2$$

$$K_f = 0,00975 \text{ MKBA}$$

$$T_m = 6\,150 \text{ ms}$$

$$T_{t1} = 72,5 \text{ ms}$$

$$T_r = 495 \text{ ms}$$

$$A_f = 0,08$$

$$R = 0,465$$

Le convertisseur utilisé est un hacheur de paramètres :

$$K_{cm} = 1,2$$

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

et de résistance et inductance négligeables .

La self de lissage a pour résistance et inductance :

$$R_s = 1,2 \ \Omega \quad ; \quad L_s = 100 \text{ mH}$$

I-2 : Structure globale du réglage

Nous avons adopté pour la régulation du système, la structure de réglage en cascade :

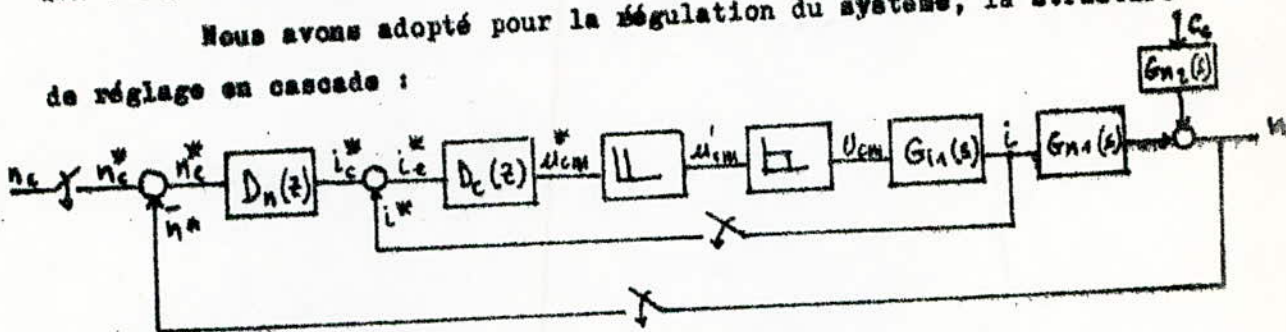


Fig 4-3

I-2-1 Choix de la période d'échantillonnage

Dans un réglage échantillonné, la période d'échantillonnage **EST** un paramètre à déterminer de manière adéquate .
Une première condition pour la détermination de T est :

$$T \ll \frac{T_t}{2} \quad \Rightarrow \quad T \ll 36 \text{ ms}$$

et par conséquent :

$$T_{min} \ll T \ll 36 \text{ ms}$$

où T_{min} doit être supérieure ou égale au temps de calcul du calculateur,
dans notre étude on prendra : $T = 20 \text{ ms}$

I-3 Réglage du courant d'induit

Le réglage principal dans cette étude est celui de la vitesse du moteur à courant continu ; lors de grandes variations de celle-ci le courant peut atteindre des valeurs inadmissibles . On prévoit alors le réglage de ce paramètre dans une boucle intermédiaire.

I-3-1 Structure et fonction de transfert

le circuit de réglage de courant est le suivant :

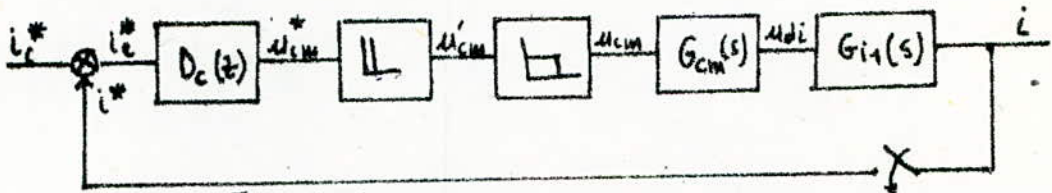


Fig 1-4

où :

$D_c(s) = K_c \frac{s - \alpha t}{s - 1}$: est la fonction de transfert du régulateur.

$B(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$: est la fonction de transfert du bloqueur, précédé d'un échantillonneur à pulsations.

$G_{cm}(s) = \frac{K_{cm}}{1 + s.T_{cm}}$: est la fonction de transfert de l'ensemble (hacheur + organe de commande) .

$G_{i1}(s) = \frac{1}{R \cdot (1 + s.T_t)}$: est la fonction de transfert relative au courant .

on définit la fonction de transfert $G_i(s)$ en boucle ouverte du circuit intermédiaire (courant) comme étant :

$$G_i(s) = B(s) \cdot G_{cm}(s) \cdot G_{i1}(s) \quad (1-14)$$

$$G_i(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \cdot \frac{K_{cm}}{1 + s.T_{cm}} \cdot \frac{1}{R(1 + s.T_t)}$$

La transformation en Z de cette fonction de transfert donne :

$$G_1(Z, \varepsilon) = B \cdot \frac{Z-1}{Z} \cdot \left[\frac{Z}{Z-1} + \frac{T_t \cdot Z_t \cdot Z^\varepsilon}{(T_{cm} - T_t)(Z - Z_t)} - \frac{T_{cm} \cdot Z_{cm} \cdot Z^\varepsilon}{(T_{cm} - T_t)(Z - Z_{cm})} \right]$$

$$G_1(Z, \varepsilon) = \frac{D_2(\varepsilon) \cdot Z^2 + D_1(\varepsilon) \cdot Z + D_0(\varepsilon)}{(Z - Z_{cm})(Z - Z_t)} = \frac{Q_1(Z, \varepsilon)}{P_1(Z)}$$

avec :

$$D_2(\varepsilon) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} \cdot \left[T_{cm}(1 - Z_{cm}^\varepsilon) - T_t \cdot (1 - Z_t^\varepsilon) \right]$$

$$D_1(\varepsilon) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} \cdot \left[T_t(Z_{cm} + Z_t) - T_{cm}(Z_t + Z_{cm}) + T_{cm} \cdot Z_{cm} \cdot Z_t^\varepsilon - T_t \cdot Z_t \cdot Z_{cm}^\varepsilon + T_{cm} \cdot Z_{cm}^\varepsilon - Z_t \cdot T_t^\varepsilon \right]$$

$$D_0(\varepsilon) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} \cdot \left[T_{cm} \cdot Z_{cm} \cdot Z_t^\varepsilon - T_t \cdot Z_t \cdot Z_{cm}^\varepsilon - T_{cm} \cdot Z_{cm}^\varepsilon \cdot Z_t + T_t \cdot Z_{cm} \cdot Z_t^\varepsilon \right]$$

où :

$$B = \frac{K_{cm}}{R}, \quad Z_t = e^{-T/T_t}, \quad Z_{cm} = e^{-T/T_{cm}}$$

1-3-2 : Choix et dimensionnement du régulateur de courant

Le choix du régulateur approprié est basé sur la compensation des pôles du système à régler par les zéros du régulateur qui doit être dimensionné de manière que le circuit de réglage fermé soit stable et bien amorti .

Notre système possède un pôle dominant dans la boucle de courant et pas de comportement intégrale, ceci impose l'emploi d'un régulateur du type PI .

La fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de courant avec régulateur discret aux instants d'échantillonnage et un temps de calcul négligeable ($\varepsilon_r = 0$) est :

$$G_{10}(Z, \varepsilon) = D_c(Z) \cdot G_1(Z, \varepsilon) \quad (1-12)$$

$$G_{10}(Z, \epsilon) = K_c \cdot \frac{Z - Z_t}{Z - 1} \cdot \frac{D_2(\epsilon) \cdot Z^2 + D_1(\epsilon) \cdot Z + D_0(\epsilon)}{(Z - Z_t)(T - Z_{cm})}$$

$$G_{10}(Z, 0) = K_c \cdot \frac{Z - Z_t}{Z - 1} \cdot \frac{D_2(1) \cdot Z^2 + D_1(1) \cdot Z + D_0(1)}{Z(Z - Z_1)(Z - Z_{cm})}$$

$$G_{10}(Z, 0) = K_c \cdot \frac{D_2(1) \cdot Z^2 + D_1(1) \cdot Z + D_0(1)}{Z(Z - 1)(Z - Z_{cm})} = K_c \cdot F_1(Z, 0)$$

avec :

$$D_2(1) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} \cdot [T_t(-Z_{cm} + 1) - T_t(1 - Z_t)]$$

$$D_1(1) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} \cdot [T_t(Z_{cm} + Z_t) - T_{cm}(Z_t + Z_{cm}) + T_{cm} \cdot Z_{cm} \cdot Z_{ss} - T_t \cdot Z_t \cdot Z_{cm} + T_{cm} \cdot Z_{cm} - T_t \cdot Z_t]$$

$$D_0(1) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} \cdot [T_{cm} \cdot Z_{cm} \cdot Z_t - T_t \cdot Z_t \cdot Z_{cm} - T_{cm} \cdot Z_{cm} \cdot Z_t + T_t \cdot Z_{cm} \cdot Z_t]$$

pour la détermination ^{du coeff.} K_c du régulateur il existe plusieurs méthodes dont la critère sur la marge de phase de 60° que nous avons adopté dans cette étude. Pour cela nous avons élaboré un programme qui permet de tracer la réponse harmonique $F_1(Z, 0)$ (Fig 4-5), et ce pour $T = 20$ ms et $\epsilon_r = 0$.

$T = 20$ ms

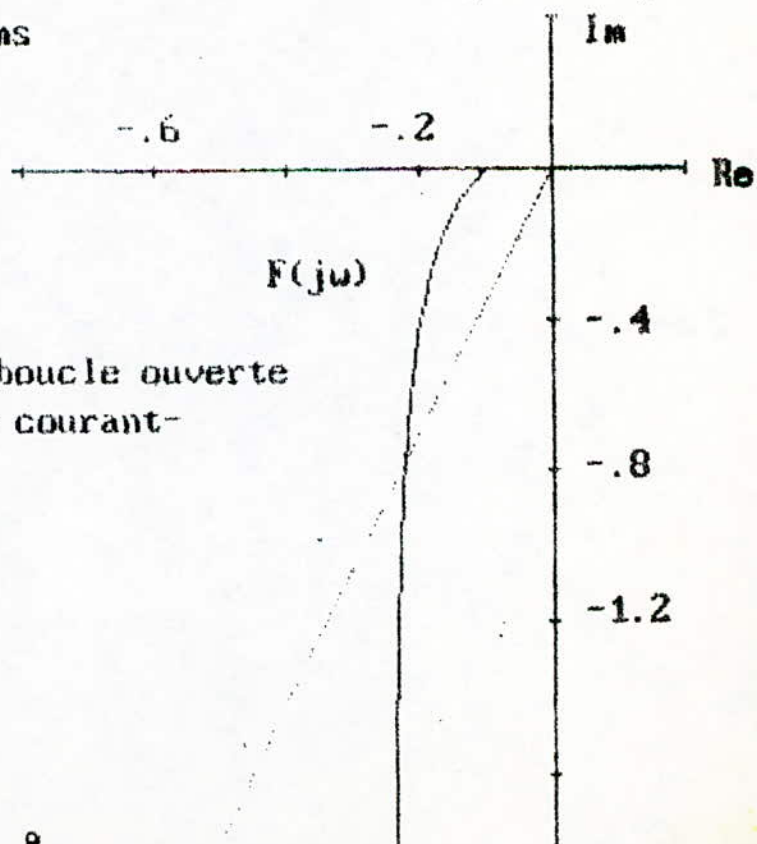


Fig 4-5

Réponse Harmonique en boucle ouverte
- pour le circuit de courant -

d'où on tire le coefficient du régulateur de courant :

$$K_c = 1.403$$

le régulateur de courant PI possède la fonction de transfert :

$$D_c(Z) = K_p + K_i \cdot \frac{Z}{Z-1}$$

avec :

$$K_p = K_c \cdot Z_t$$

$$K_i = K_c \cdot (1 - Z_t)$$

soit :

$$K_p = 1.0647$$

$$K_i = 0.3382$$

I-4 : Evaluation de la qualité de réglage

Pour analyser le comportement d'un système, on exploite généralement la réponse indicielle du circuit de réglage en boucle fermée par rapport à la grandeur de consigne ou celle de la perturbation. Les fonctions de transferts liants les grandeurs i , U_{cm} , U_{di} à la consigne i_0 sont tirées à partir de la structure de réglage (Fig 1-4).

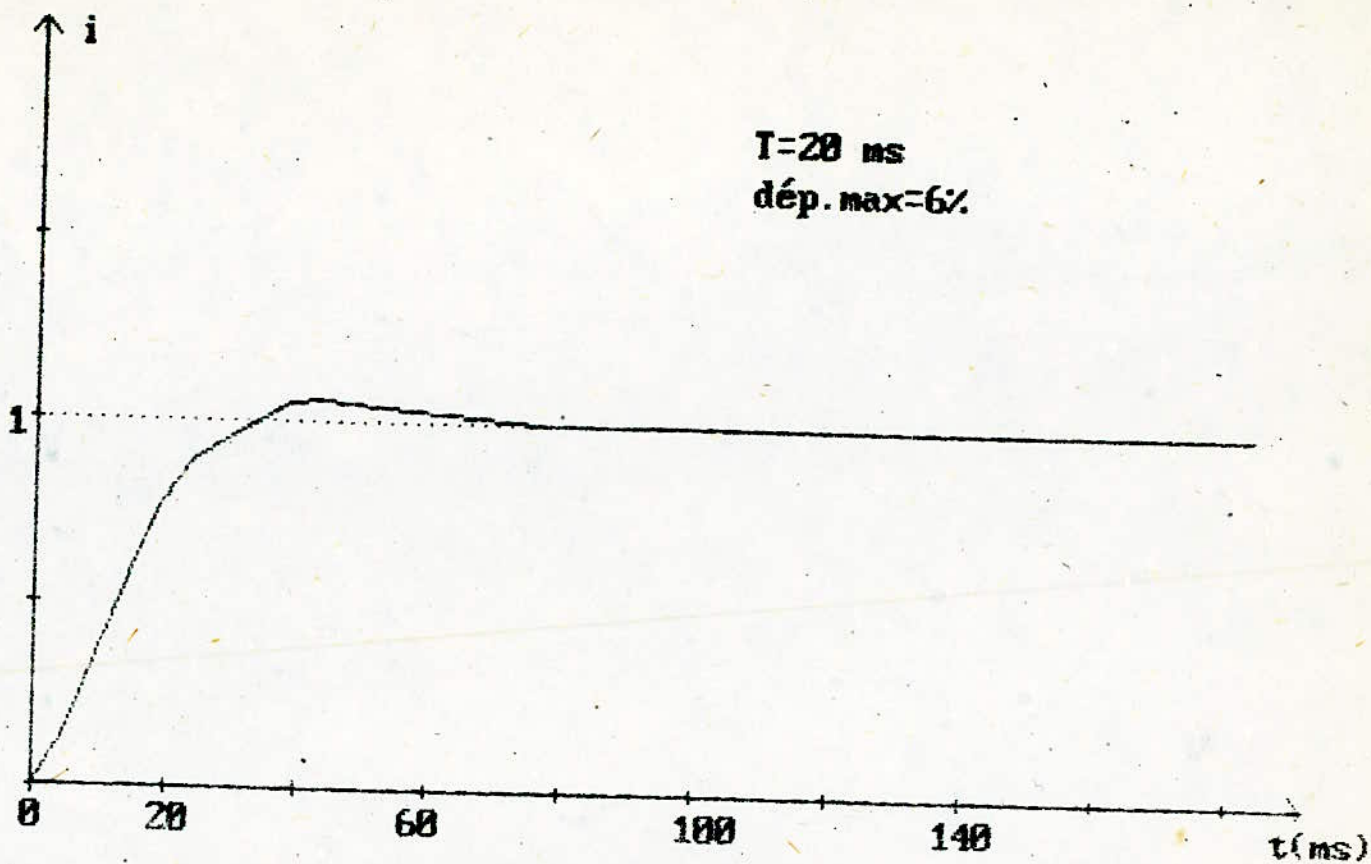
I-4-1 : Réponse indicielle du courant sans circuit principal

Connaissant la fonction de transfert en boucle ouverte du circuit intermédiaire (courant) $G_{i0}(Z,0)$ on déduit celle en boucle fermée :

$$G_{if}(Z, \varepsilon) = \frac{G_{i0}(Z, \varepsilon)}{1 + G_{i0}(Z, 0)} \quad (1-13)$$

pour un échelon unitaire la réponse indicielle est :

$$I(Z, \varepsilon) = K_c \cdot \frac{D_2(\varepsilon) \cdot Z^4 + D_1(\varepsilon) \cdot Z^3 + D_0(\varepsilon) \cdot Z^2}{D} \quad (1-14)$$



11

FIG 4-6 Réponse Indicielle du Courant
(sans Circuit Principal)

avec :

$$D = Z^4 + Z^3 \cdot [Kc \cdot D2(1) - Z_{cm} - 2] + Z^2 \cdot [Kc(D1(1) - D2(1)) + 2 \cdot Z_{cm} + 1] + Z \cdot [Kc(D0(1) - Z_{cm}) - Kc \cdot D0(1)] - Kc \cdot D0(1) \cdot Kc$$

on peut mettre l'expression de $I(Z, \varepsilon)$ sous la forme :

$$I(Z, \varepsilon) = \frac{d4(\varepsilon) \cdot Z^4 + d3(\varepsilon) \cdot Z^3 + d2(\varepsilon) \cdot Z^2}{Z^4 + a3 \cdot Z^3 + a2 \cdot Z^2 + a1 \cdot Z + a0}$$

où :

$$d4(\varepsilon) = Kc \cdot D2(\varepsilon)$$

$$d3(\varepsilon) = Kc \cdot D1(\varepsilon)$$

$$d2(\varepsilon) = Kc \cdot D0(\varepsilon)$$

et

$$a3 = Kc \cdot D2(1) - Z_{cm} - 2$$

$$a2 = Kc \cdot (D1(1) - D2(1)) + 2 \cdot Z_{cm} + 1$$

$$a1 = Kc(D0(1) - D1(1)) - Z_{cm}$$

$$a0 = -Kc \cdot D0(1)$$

la réponse indicielle obtenu pour le courant est représentée sur la figure 1-6.

I-4-2 : Réponse indicielle de la grandeur de commande U_{cm}

La fonction de transfert en boucle fermée reliant la consigne de courant $I_c(Z)$ et la tension de commande est :

$$G_m^* = \frac{U_{cm}^*(Z)}{I_c(Z)} = \frac{D_c(Z)}{1 + G_{10} \cdot D_c(Z)} \quad (1-15)$$

$$G_m^* = Kc \cdot \frac{Z^3 - (Z_{cm} + Z_t) \cdot Z^2 + Z_{cm} \cdot Z}{Z^3 + Z^2 \cdot [Kc \cdot D2(1) - Z_{cm} - 1] + Z \cdot [Kc \cdot D1(1) + Z_{cm}] + Kc \cdot D0(1)}$$

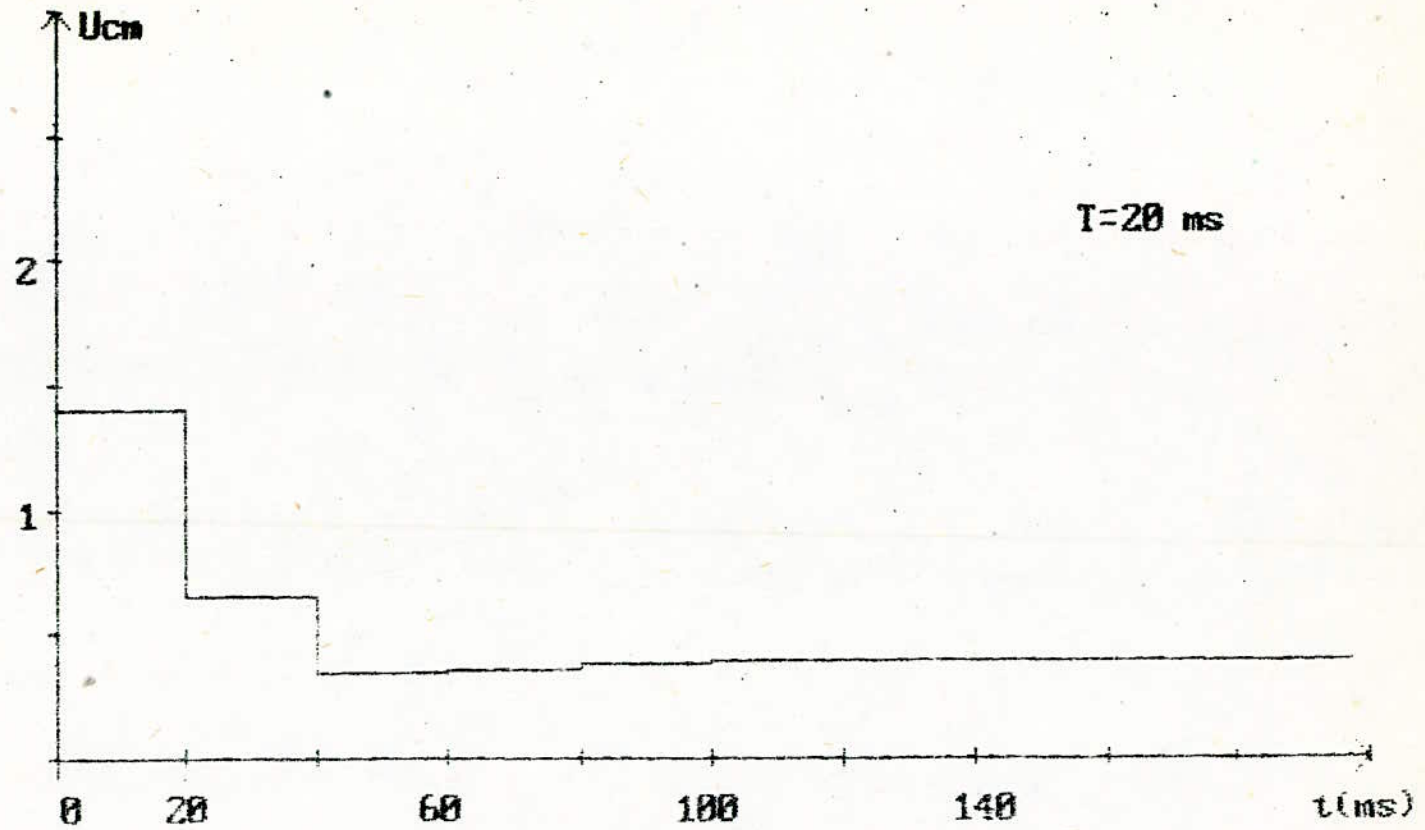


FIG 4-7 Réponse Indicieille de la Grandeur de Commande U_{cm}

pour un échelon unitaire on aura :

$$U_{cm}(Z) = \frac{b_4.Z^4 + b_3.Z^3 + b_2.Z^2}{Z^4 + a_3.Z^3 + a_2.Z^2 + a_1.Z + a_0} \quad (1-16)$$

tel que :

$$b_4 = K_c$$

$$b_3 = -K_c.(Z_{cm} + Z_t)$$

$$b_2 = K_c.(Z_{cm}.Z_t)$$

d'après la réponse indicielle obtenue (Fig 4-7); on constate que la valeur maximale de la tension de commande apparait durant la première période d'échantillonnage, ce qui vérifie le théorème de la valeur initiale :

$$U_{cm \max} = U_{cm}(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} U_{cm}(Z) = K_c$$

I-4-3 : Réponse indicielle de la tension U_{di}

D'après le schéma de la figure 4-4, la tension à la sortie du hacheur est :

$$U_{di}(s) = G_{cm}(s).U_{cm}(s) = \frac{K_{cm}}{1 + s.T_{cm}} .U_{cm}(s) \quad (1-17)$$

la transformation : $S \rightarrow Z$, donne :

$$U_{di}(Z, \varepsilon) = G_{cm}(Z).U_{cm}(Z)$$

$$U_{di}(Z, \varepsilon) = G_{cm}(Z, \varepsilon).G_{cm}^*(Z).I_c^*(Z)$$

pour un échelon unitaire de la grandeur de consigne $I_c^*(Z)$ il vient que :

$$U_{di}(Z, \varepsilon) = \frac{b_4.Z^4 + b_3.Z^3 + b_2.Z^2}{Z^4 + a_3.Z^3 + a_2.Z^2 + a_1.Z + a_0}$$

tel que :

$$b_4 = K_c.K_{cm}(1 - Z_{cm}^\varepsilon)$$

$$b_3 = K_c.K_{cm} \cdot [(Z_{cm}^\varepsilon - Z_{cm}) - Z_t(1 - Z_{cm}^\varepsilon)]$$

$$b_2 = -K_c.K_{cm}.Z_t(Z_{cm}^\varepsilon - Z_{cm})$$

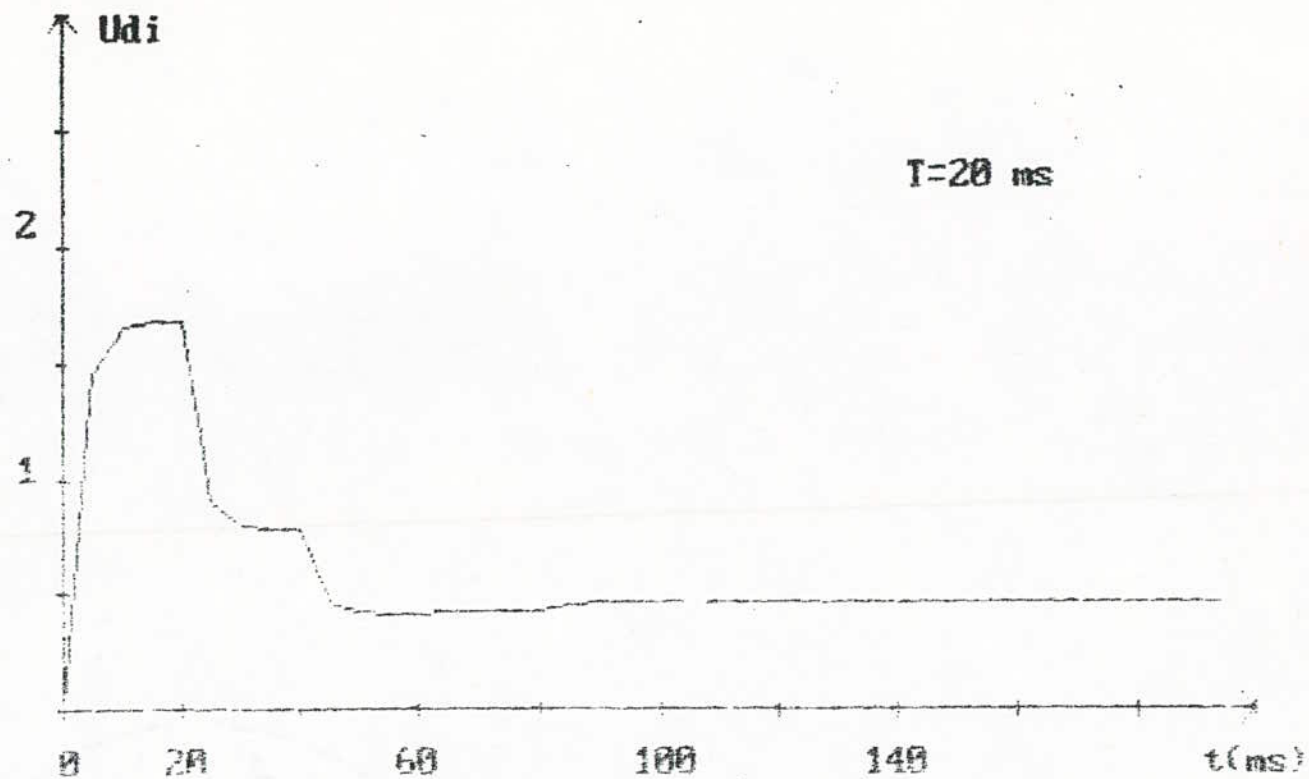


FIG 4-8 Réponse indicielle de la Tension U_{di}

I-5 : Réglage de la vitesse du moteur

Pour le réglage de la grandeur principal (vitesse), on revient au schéma bloc de la régulation en cascade :

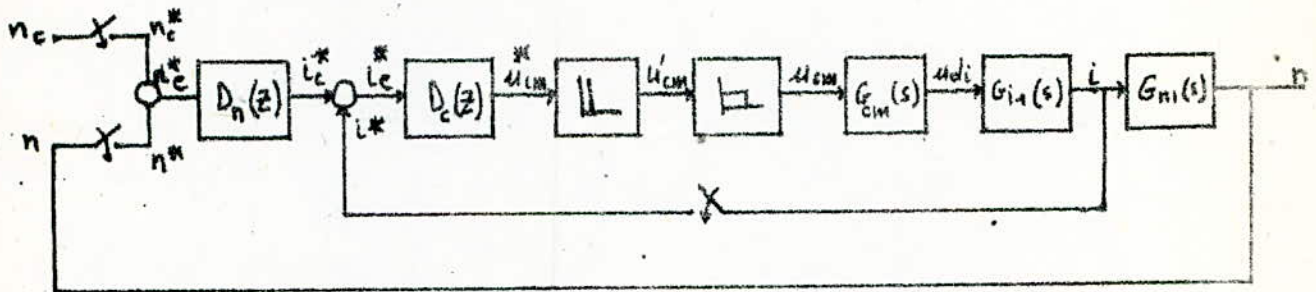


Fig 1-9

Pour simplifier l'étude théorique, on remplacera le circuit de réglage intermédiaire fermé par un système équivalent du premier ordre dont la fonction du transfert est la suivante :

$$G_{se}(s) = \frac{1}{1 + s.T_e} \quad (1-18)$$

où T_e est la constante de temps du système équivalent donnée par :

$$T_e = \frac{T}{G_i(1,0).S_c(1)}$$

avec :

$$G_i(1,0) = \frac{D_2(1) + D_1(1) + D_0(1)}{(1 - z_{cm})(1 - z_t)} = \frac{K_{cm}}{R}$$

et :

$$S_c(1) = K_c.(1 - z_t)$$

on aura donc :

$$T_e = \frac{R.T}{K_{cm}.K_c.(1 - z_t)} \quad (1-19)$$

soit :

$$T_e = 22,91 \text{ ms}$$

ainsi le schéma bloc précédent devient comme suit :

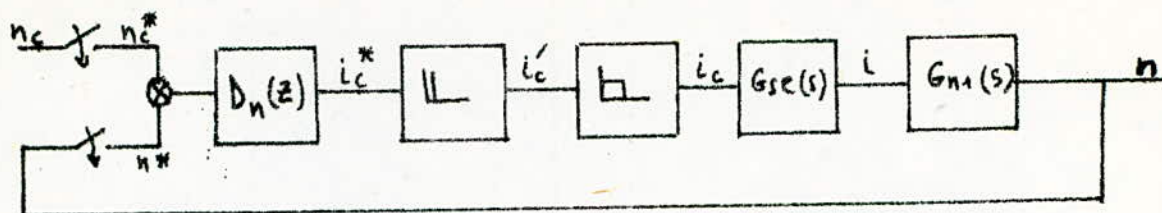


Fig 1-10

On rappelle que : $G_{n1}(s) = \frac{1}{A_f \cdot (1 + s \cdot T_m)}$

I-5-1 : Fonction de transfert

On désigne par $G_n(s)$ la fonction de transfert du circuit de réglage principal :

$$G_n(s) = \frac{1 - e^{-s \cdot T}}{s} \cdot \frac{1}{1 + s T_e} \cdot \frac{1}{A_f (1 + s \cdot T_m)} \quad (1-20)$$

la transformée en Z de cette fonction de transfert est :

$$G_n(Z, \varepsilon) = \frac{1}{A_f} \cdot \left[\frac{Z}{Z-1} + \frac{T_m \cdot Z_m \cdot Z^\varepsilon}{(T_e - T_m)(Z - Z_m)} - \frac{T_e \cdot Z_e \cdot Z^\varepsilon}{(T_e - T_m)(Z - Z_e)} \right] \cdot \frac{Z-1}{Z}$$

$$G_n(Z, \varepsilon) = \frac{B_2(\varepsilon) \cdot Z^2 + B_1(\varepsilon) \cdot Z + B_0(\varepsilon)}{(Z - Z_e)(Z - Z_m)} = \frac{G_n(Z, \varepsilon)}{P_n(Z)}$$

avec : $B_2(\varepsilon) = \frac{1}{A_f(T_e - T_m)} \cdot \left[+ T_e(1 - Z_e^\varepsilon) - T_m(1 - Z_m^\varepsilon) \right]$

$$B_1(\varepsilon) = \frac{1}{A_f(T_e - T_m)} \cdot \left[T_m(Z_e + Z_m) - T_e(Z_m + Z_e) + T_e \cdot Z_e^\varepsilon \cdot Z_m - T_m \cdot Z_m^\varepsilon \cdot Z_e + T_e \cdot Z_e^\varepsilon - Z_m^\varepsilon \cdot T_t \right]$$

$$B_0(\varepsilon) = \frac{1}{A_f(T_e - T_m)} \cdot \left[T_e \cdot Z_e \cdot Z_m - T_m \cdot Z_m \cdot Z_e - T_e \cdot Z_e^\varepsilon \cdot Z_m + T_m \cdot Z_m^\varepsilon \cdot Z_e \right]$$

où :

$$Z_e = \exp(-T/T_e) \quad ; \quad Z_m = \exp(-T/T_m)$$

I-5-2 : Choix et dimensionnement du régulateur de vitesse

On remarque qu'il existe une analogie entre la structure de la figure 4-4 et la structure de l'étude précédente (Fig 4-40).

Le système à régler possède une constante de temps dominante T_m et n'a pas de comportement intégrale.

On choisit alors un régulateur PI pour la boucle de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte du circuit global aux instants d'échantillonnages est :

$$G_{no}(Z, \epsilon) = D_n(Z) \cdot G_n(Z, \epsilon) \quad (1-21)$$

$$G_{no}(Z, 0) = K_n \cdot \frac{Z - Z_m}{Z - 1} \cdot \left[\frac{B_2(1) \cdot Z^2 + B_1(1) \cdot Z + B_0(1)}{Z(Z - Z_e)(Z - Z_m)} \right]$$

$$G_{no}(Z, 0) = K_n \cdot \frac{B_2(1) \cdot Z^2 + B_1(1) \cdot Z + B_0(1)}{Z(Z - 1)(Z - Z_e)}$$

soit : $G_{no}(Z, 0) = K_n \cdot F_n(Z, 0)$

Par la méthode utilisée dans la boucle de courant, on déterminera le coefficient K_n du régulateur de vitesse.

La figure 4-44 représente la réponse harmonique en boucle ouverte $F_n(Z, 0)$ de la vitesse.

Le coefficient du régulateur :

$$K_n = 7,18$$

les coefficients du régulateur sont donnés par :

$$K_{np} = K_n \cdot Z_m$$

$$K_{ni} = K_n \cdot (1 - Z_m)$$

soit : $K_{np} = 7.156$ et $K_{ni} = 0.0233$

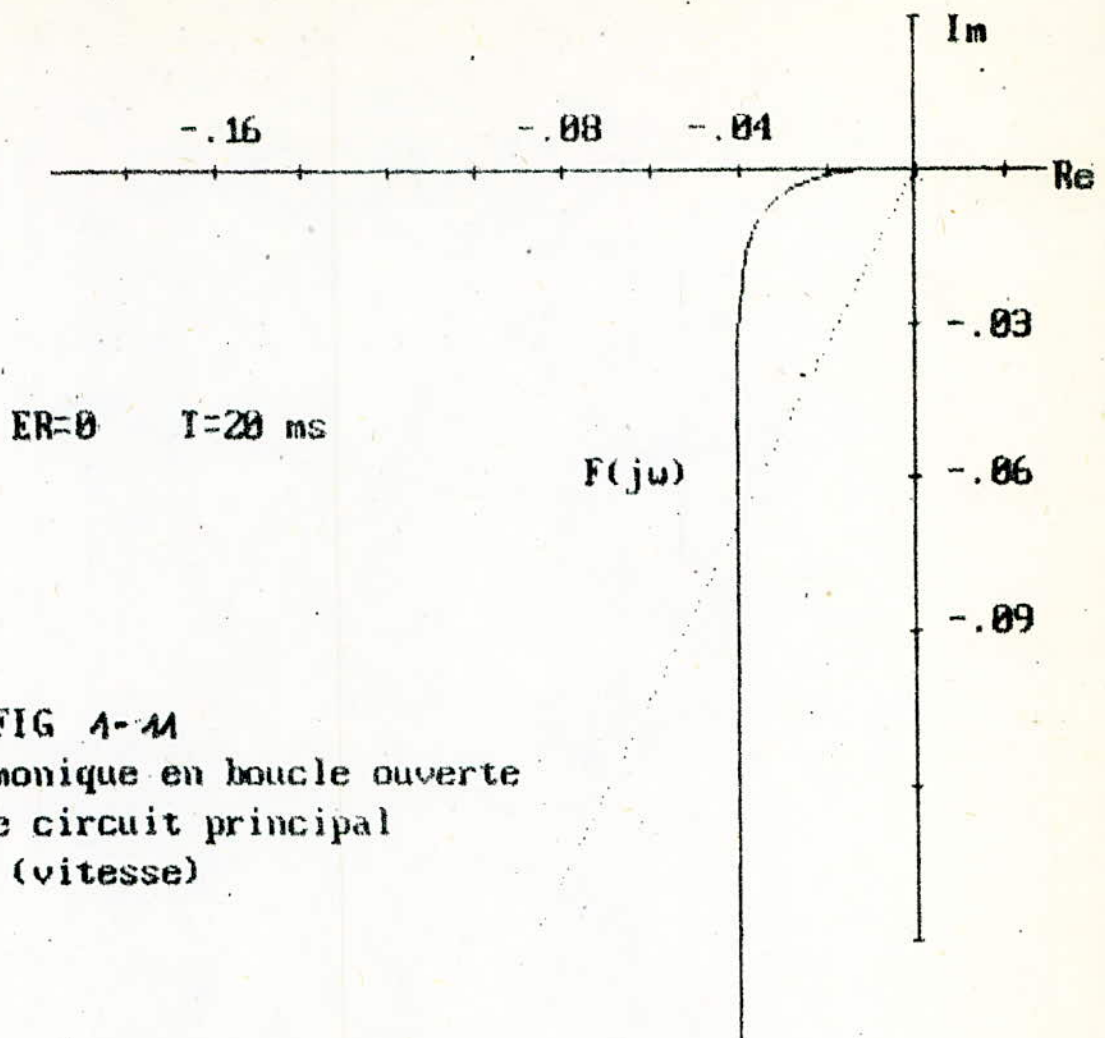


FIG 4-44
 Réponse harmonique en boucle ouverte
 pour le circuit principal
 (vitesse)

I-6 : Analyse du réglage

L'analyse de la qualité de réglage dans la boucle de vitesse fait appel aux réponses indicielles .

Les expressions des réponses indicielles de la vitesse, du courant sont déduites à partir de la structure de réglage principal (Fig 4-AD) .

I-5-1 : Réponse indicielle de la vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée du circuit de réglage principal est donnée par :

$$G_{nf}(Z, \varepsilon) = \frac{G_{no}(Z, \varepsilon)}{1 + G_{no}(Z, 0)} \quad (1-22)$$

pour un échelon unitaire $nc(Z) = \frac{Z}{Z-1}$, la réponse indicielle de la vitesse sera :

$$N(Z, \varepsilon) = G_{nf}(Z, \varepsilon) \cdot \frac{Z}{Z-1}$$

$$N(Z, \varepsilon) = K_n \cdot \frac{b_4(\varepsilon) \cdot Z^4 + b_3(\varepsilon) \cdot Z^3 + b_2(\varepsilon) \cdot Z^2}{Z^4 + a_3 \cdot Z^3 + a_2 \cdot Z^2 + a_1 \cdot Z + a_0} \quad (1-23)$$

où :

$$b_4(\varepsilon) = B_2(\varepsilon)$$

$$b_3(\varepsilon) = B_1(\varepsilon)$$

$$b_2(\varepsilon) = B_0(\varepsilon)$$

et :

$$a_3 = K_n \cdot B_2(1) - Z_e - 2$$

$$a_2 = K_n \cdot [B_1(1) - B_2(1)] + 2 \cdot Z_e + 1$$

$$a_1 = K_n \cdot [B_0(1) - B_1(1)] - Z_e$$

$$a_0 = -K_n \cdot B_0(1)$$

I-5-2 : Réponse indicielle du courant tenant compte du circuit principal. en tenant compte de l'influence du circuit principal sur le courant, on définit la fonction de transfert :

$$G_{seb}(s) = B(s) \cdot G_{ae}(s) \quad (1-24)$$

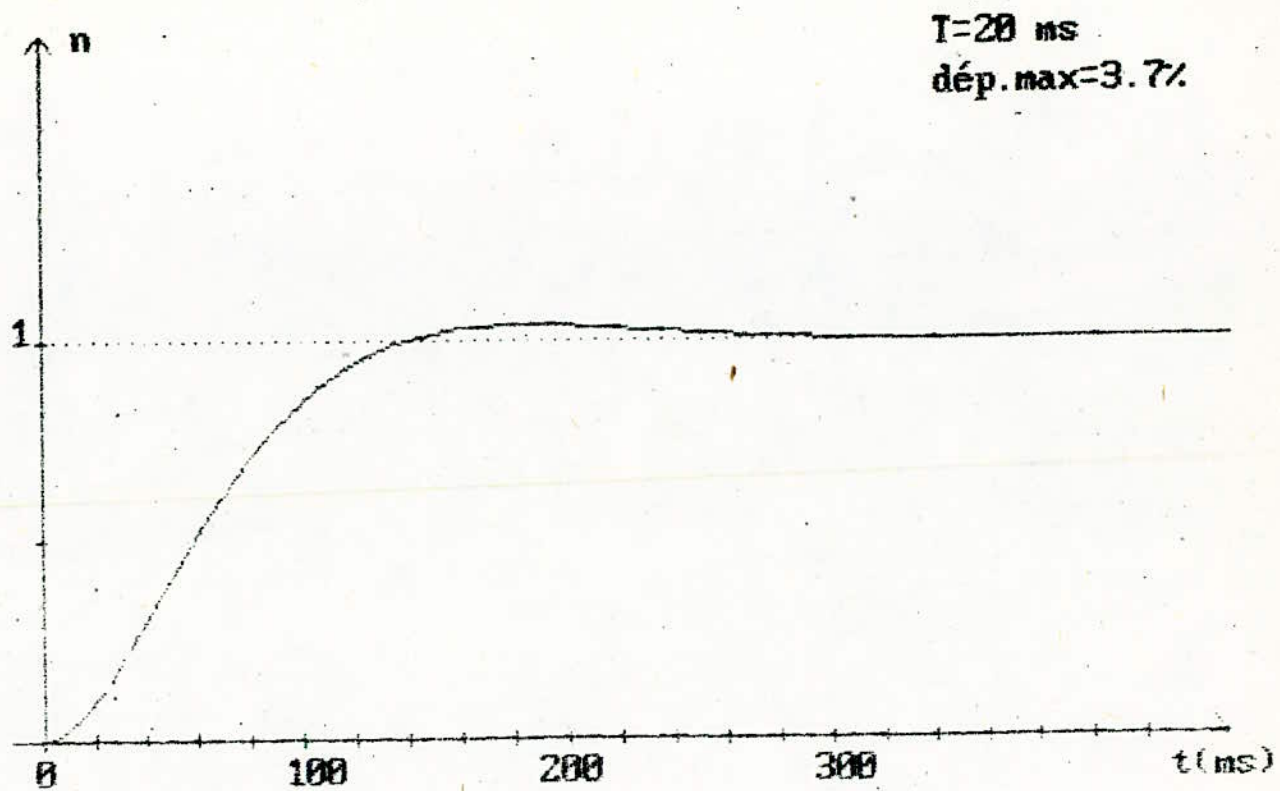


FIG 1-12 Réponse Indicielle de la Vitesse

$$G_{seb}(s) = \frac{1 - e^{-s.T}}{s} \cdot \frac{1}{1 + T_e.s}$$

après le passage par la transformée en Z :

$$G_{seb}(Z, \varepsilon) = \frac{C1(\varepsilon).Z + Co(\varepsilon)}{Z - Ze}$$

avec :

$$C1(\varepsilon) = 1 - Ze^\varepsilon, \quad Co(\varepsilon) = Ze^\varepsilon - Ze$$

D'après la structure de la figure 4-40 on peut voir que l'expression du courant par rapport à une consigne de vitesse est :

$$i(Z, \varepsilon) = \frac{Dn(Z).G_{seb}(Z, \varepsilon)}{1 + Dn(Z).Gn(Z, 0)} \cdot n_0(Z) \quad (1-25)$$

pour un consigne d'un échelon unitaire :

$$i(Z, \varepsilon) = \frac{b4(\varepsilon).Z^4 + b3(\varepsilon).Z^3 + b2(\varepsilon).Z^2}{Z^4 + a3.Z^3 + a2.Z^2 + a1.Z + a0}$$

tel que :

$$b4(\varepsilon) = Kn.C1(\varepsilon)$$

$$b3(\varepsilon) = Kn [Co(\varepsilon) - Zm.C1(\varepsilon)]$$

$$b2(\varepsilon) = -Kn.Zm.Co(\varepsilon)$$

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons abordé successivement la synthèse des régulateurs de courant et de vitesse ; qui permet d'avoir un comportement dynamique satisfaisant . Ensuite les réponses indicielles du système .

Ces réponses étudiées avec la méthode de la transformée en Z nous permettront de faire une comparaison avec les réponses correspondantes dans le réglage par variable d'état .

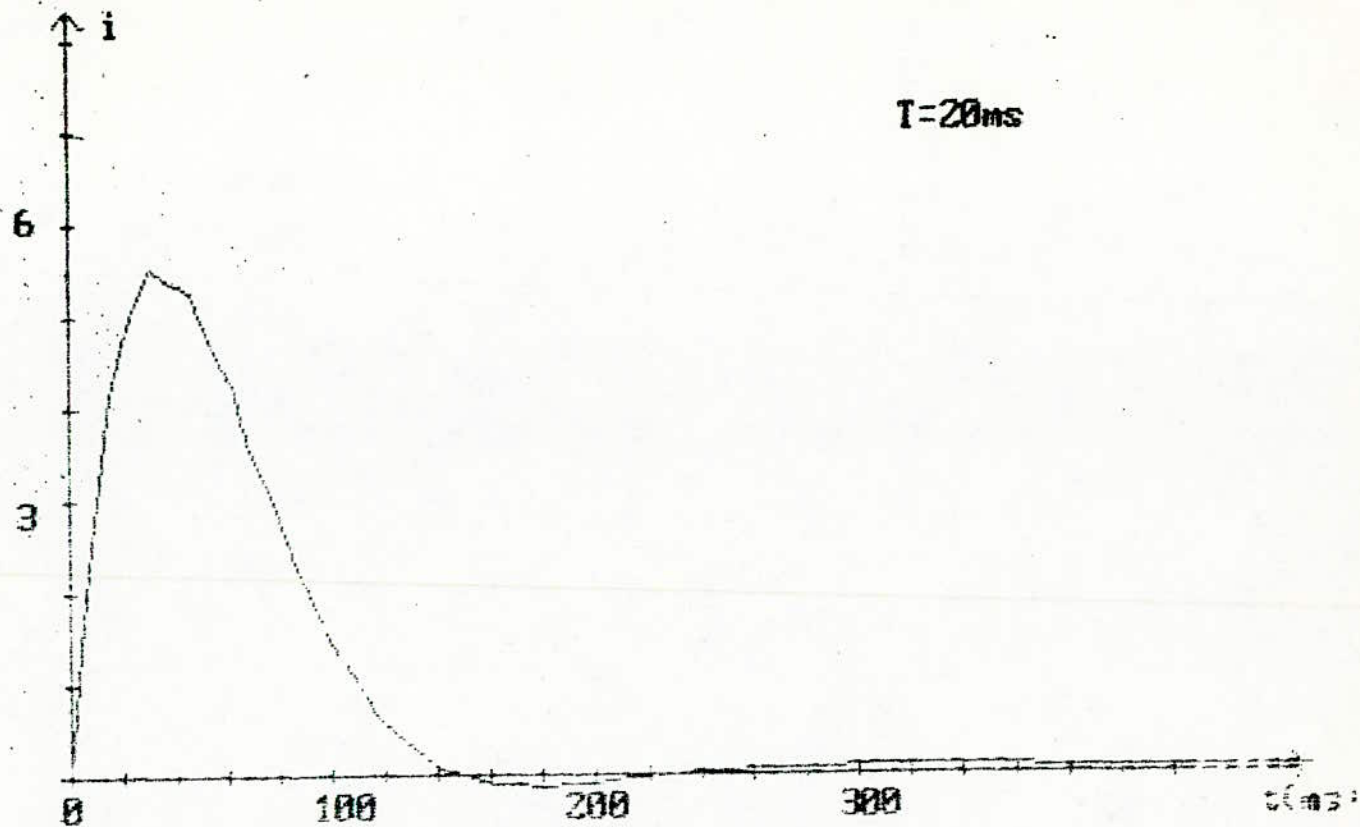


FIG 4-13 Réponse Indicielle du Courant
(en tenant compte du circuit principal)

CHAPITRE II

REGLAGE ECHANTILLONNE DANS L'ESPACE D'ETAT

Le comportement dynamique des systèmes échantillonnés peut être entièrement décrit à l'aide de la théorie des variables d'état .

Cette théorie basée sur le calcul matriciel se prête également bien au traitement des systèmes échantillonnés [2] , [6] , [8] , [10] .

Dans le présent chapitre, nous définirons la structure optimale de réglage que nous adopterons pour la régulation du courant et de la vitesse du moteur .

II- 1 : Equations d'état du système

Les équations différentielles décrivant un système continu à régler dans le domaine temporel peuvent se mettre sous la forme :

$$X(t) = A.X(t) + B.U(t)$$

$$Y(t) = C.X(t)$$

où :

X : vecteur d'état du système

U : vecteur d'entrées du système

Y : vecteur de sortie du système

Ces équations seront transformées dans le cas d'un système échantillonné avec un élément de maintien en ce qui suit :

$$X [K + 1] = F.X [K] + H.U [K] \quad (2-1)$$

$$Y [K] = C.X [K]$$

II-2 : Structure optimale

Pour obtenir un réglage optimal du système, on exige la minimisation d'un critère d'intégrale en intervenant uniquement sur le vecteur d'entrée U_k (de commande) .

Cette minimisation tient compte du régulateur, de la consigne, la perturbation et l'état du système .

Le vecteur de commande optimale est ainsi donné par la relation :

$$U [K] = -K_s . X_s [K] + K_R . X_R [K] + K_w . W [K] + K_v . V [K] \quad (2-2)$$

avec :

$W[K]$: grandeur de consigne

$V[K]$: grandeur de perturbation

où :

$$U_c [K] = K_s^T . X_s [K] - K_R . X_R [K] \quad \text{représente la contre réaction .}$$

$U_w [K] = K_w . W [K]$ est l'intervention de la consigne .

$U_v [K] = K_v . V [K]$ est l'intervention de la perturbation .

Apartir du vecteur de commande, la structure de réglage optimale (Fig 2-4) est déduite .

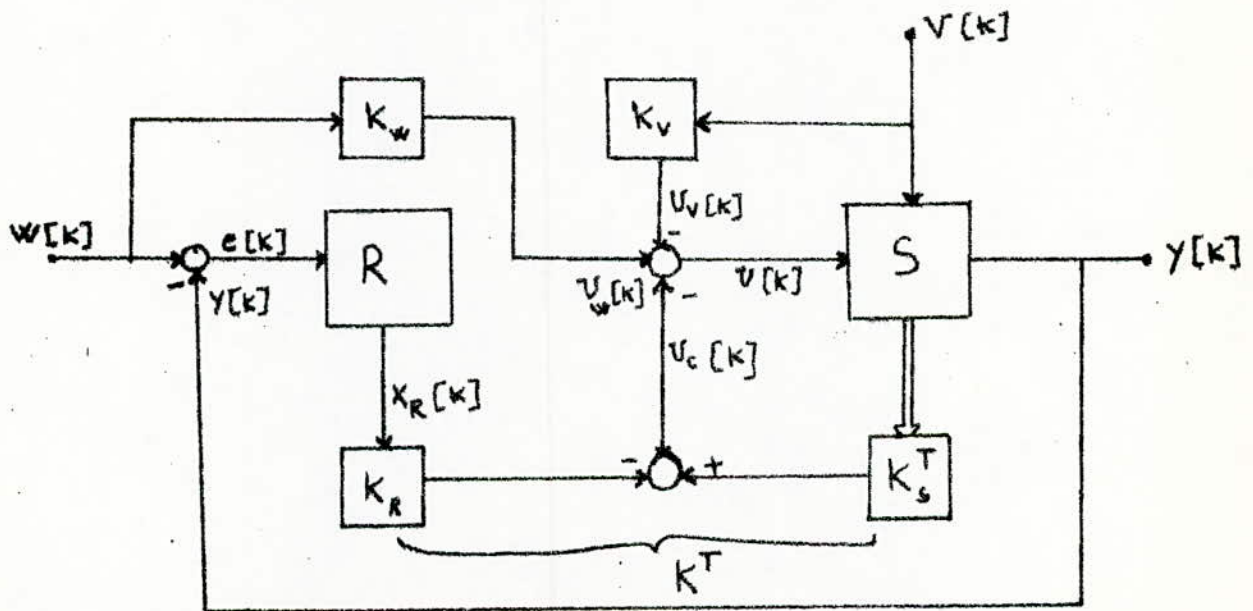


Fig 2-4

II-3 : Réglage d'état du courant d'induit

En plus du réglage de la vitesse, on doit prévoir celui du courant d'induit .

Il serait judicieux de suivre la variation de la tension U_{di} à la sortie du hacheur.

Le schéma fonctionnel du système à régler (Fig 1-2) ne permet pas de limiter le courant, on le divisera alors en deux sous systèmes .

L'un qui fait apparaître le courant en sortie, et l'autre la vitesse . On ne tiendra compte que du premier sous système dans la structure optimale (Fig 2-1) .

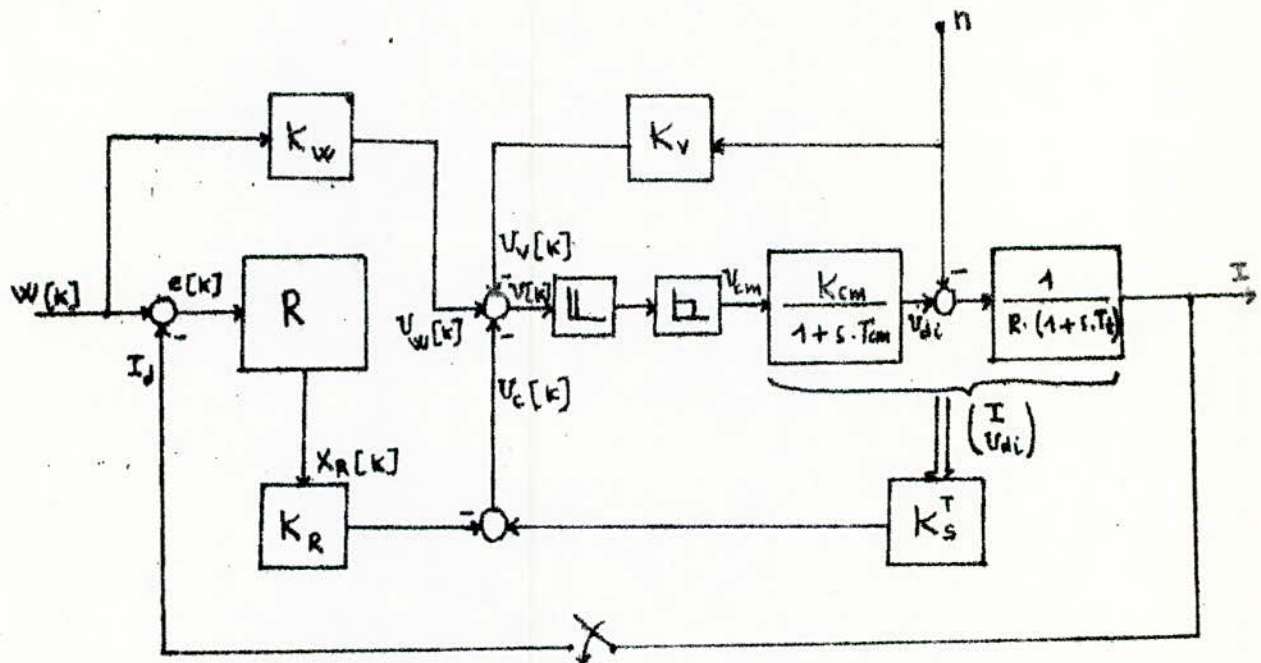


Fig 2-2

il est à remarquer que la vitesse est prise comme perturbation dans cette boucle et $W[k]$ est une consigne de courant .

II-3-1 : Equation d'état du système global

Nous avons établi au chapitre précédent les équations différentielles du système .

- L'équation électrique du moteur est :

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{R.Tt} . u_{di} - \frac{1}{R.Tt} . n - \frac{1}{Tt} . i \quad (2-3)$$

- L'équation de l'organe de commande :

$$\frac{du_{di}}{dt} = - \frac{1}{T_{cm}} . u_{di} + \frac{K_{cm}}{T_{cm}} . u_{cm} \quad (2-4)$$

d'où :

$$i = - \frac{1}{Tt} . i + \frac{1}{R.Tt} . u_{di} - \frac{1}{R.Tt} . n$$

$$u_{di} = - \frac{1}{T_{cm}} . u_{di} + \frac{K_{cm}}{T_{cm}} . u_{cm}$$

ces équations peuvent se mettre sous la forme :

$$\dot{X}_s = A.X_s + B_s.u_{cm} + B_{sv}.n$$

$$Y = C_s^T . X_s$$

(2-5)

avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Tt} & \frac{1}{R.Tt} \\ 0 & -\frac{1}{T_{cm}} \end{bmatrix} , \quad B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_{cm}}{T_{cm}} \end{bmatrix}$$

$$B_{sv} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R.Tt} \\ 0 \end{bmatrix} , \quad C_s^T = (1, 0)$$

Avec l'introduction de l'échantillonnage les équations différentielles du système prennent la forme :

$$X_s [K + 1] = F_s.X_s [K] + H_s.U [K] + H_{sv}.V [K] \quad (2-6)$$

$$Y [K] = C_s^T . X_s [K]$$

Pour cela on doit calculer la matrice de transition d'état $\phi_s(t)$.

$\phi_s(t)$ étant la transformée de Laplace inverse de $\phi_s(s)$ définie par :

$$\phi_s(s) = (s.I - A)^{-1}$$

on en déduit alors : $Fs = \phi_s(T)$

en vertu de certains calculs on aboutit à :

$$F_s = \begin{bmatrix} \exp\left(-\frac{T}{T_t}\right) & \frac{T_{cm}}{R(T_t - T_{cm})} \left[\exp\left(-\frac{T}{T_t}\right) - \exp\left(-\frac{T}{T_{cm}}\right) \right] \\ 0 & \exp\left(-\frac{T}{T_{cm}}\right) \end{bmatrix}$$

le calcul de H_s et H_{sv} nécessite la connaissance de $\psi_s(t)$ et $\psi_{sv}(t)$ s'obtient par intégration des éléments de $\phi_s(t)$.

$$H_s = \psi_s(T) \cdot B_s$$

$$H_s = \begin{bmatrix} \frac{K_{cm}}{R(T_t - T_{cm})} \cdot \left[T_t(1 - \exp\left(-\frac{T}{T_t}\right)) - T_{cm}(1 - \exp\left(-\frac{T}{T_t}\right)) \right] \\ K_{cm}(1 - \exp\left(-\frac{T}{T_{cm}}\right)) \end{bmatrix}$$

$$H_{sv} = \psi_{sv}(T) \cdot B_{sv}$$

$$H_{sv} = \begin{bmatrix} \frac{\exp\left(-\frac{T}{T_t}\right) - 1}{R} \\ 0 \end{bmatrix}$$

- Structure du régulateur :

Le régulateur discret est décrit par l'équation d'état :

$$X_R[k+1] = F_R \cdot X_R[k] + H_R \cdot e[k] \quad (2-7)$$

$e[k]$: étant le vecteur d'écart du réglage donné par :

$$e[k] = W[k] - Y[k] \quad (2-8)$$

La structure optimal impose l'emploi d'un régulateur intégrateur [2]
 (monovariabale dans notre cas) , pour lequel :

$$F_R = 1 \quad , \quad H_R = 1$$

donc :

$$X_R [K + 1] = X_R [K] + e [K] = \sum_{i=0}^K e [i]$$

En posant $X = \begin{pmatrix} X_S \\ X_R \end{pmatrix}$, les équations d'état du système en boucle

ouverte avec régulateur s'écrivent :

$$\begin{aligned} X [K + 1] &= F.X [K] + H.U [K] + H_W.W [K] + H_V.V [K] & (2-8) \\ Y [K] &= C^T.X [K] \end{aligned}$$

avec :

$$F = \begin{bmatrix} F_S & 0 \\ -C^T & 1 \end{bmatrix} \quad , \quad H = \begin{bmatrix} H_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad , \quad H_W = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad , \quad H_V = \begin{bmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

et : $C_S^T = (1 \ 0) \quad , \quad C^T = (1 \ 0 \ 0)$

La détermination de ces matrices et vecteurs nécessite la connaissance de la période d'échantillonnage " T " . Dans ce qui suit nous la prendrons égale à 20 ms .

Ainsi les matrices du système global en boucle ouverte seront :

$$F = \begin{bmatrix} 0,759 & 5,82 \cdot 10^{-2} & 0 \\ 0 & 3,35 \cdot 10^{-2} & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad , \quad H = \begin{bmatrix} 0,552 \\ 0,199 \\ 0 \end{bmatrix}$$

et

$$H_W = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad , \quad H_V = \begin{bmatrix} -0,518 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

En boucle fermée, les équations du système global deviennent :

$$\begin{aligned} X [K + 1] &= FG.X [K] + HG_w.W [K] + HG_v.V [K] \\ Y [K] &= C^T . X [K] \end{aligned} \quad (2-10)$$

où :

$$\begin{aligned} FG &= F - H.K^T \\ HG_w &= H_w + H.K_w \\ HG_v &= H_v - H.K_v \end{aligned}$$

et pour cela on doit déterminer le vecteur ligne de contre-réaction K^T ainsi que les coefficients : K_w de l'intervention directe de la consigne et K_v celui de l'intervention directe de la perturbation .

III-3.2: Détermination des matrices du système en boucle fermée

Nous déterminerons le vecteur ligne K^T à l'aide de la forme canonique de réglage . Ce qui exige la connaissance des pôles .

Afin d'obtenir un bon comportement dynamique du système, on doit choisir des pôles garantissant l'amortissement relatif optimal :

$$Z_i = \exp(- wT) . [\cos wT + j \sin wT]$$

Les pôles choisis seront imposés au système et représentent les valeurs propres de son équation caractéristique en boucle fermée .

Notre système^{est} du troisième ordre, on choisira alors une paire de pôles complexes et un pôle réel :

$$Z_{1,2} = 0,165 + j 0,301 \quad Z_3 = 0,165$$

Avec les pôles choisis on utilise la forme canonique de réglage pour déterminer K^T . la relation $X[K+1] = F.X[K] + H.U[K]$ doit être réduite à la forme canonique en faisant la transformation :

$$Xr[K] = T.X[K] \quad (2-11)$$

où T est la matrice de transformation .

L'équation caractéristique du système global en boucle ouverte est donnée par :

$$\det(Z.I - F) = 0$$

$$Z^3 + a_2.Z^2 + a_1.Z + a_0 = 0$$

par identification on trouve : $a_2 = -1,759$, $a_1 = 0,759$, $a_0 = -2,54.10^{-4}$

Calcul de la matrice de transformation :

On doit d'abord calculer la matrice S constituée de trois vecteurs colonnes S_1 ; S_2 ; S_3 tel que :

$$S_3 = H$$

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

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

ce qui donne :

$$S = \begin{bmatrix} -6,970.10^{-2} & -0,482 & 0,552 \\ 0,910 & -2,110 & 1,200 \\ -6,970 & -0,5522 & 0 \end{bmatrix}$$

d'où : $T = S^{-1}$

$$T = \begin{bmatrix} -1,816 & 0,836 & -1,608 \\ 0,229 & -0,105 & -1,608 \\ 1,782 & 0,013 & -1,608 \end{bmatrix}$$

- Détermination des coefficients de contre-réaction :

On montre que :

$$K^T = K_s^T \cdot T \quad [2]$$

avec :

$$K_r^T = (K_{r1} \quad K_{r2} \quad K_{r3})$$

où :

$$K_{r1} = \alpha_0 - a_0 \quad , \quad K_{r2} = \alpha_1 - a_1 \quad , \quad K_{r3} = \alpha_2 - a_2$$

L'équation caractéristique du système global en boucle fermée est :

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

$$P(Z) = Z^3 + \alpha_2 \cdot Z^2 + \alpha_1 \cdot Z + \alpha_0$$

où :

Z_1 , Z_2 , Z_3 sont les pôles imposés .

l'indentification donne : $\alpha_2 = -0,495$, $\alpha_1 = 0,172$, $\alpha_0 = -1,94 \cdot 10^{-2}$
il vient que :

$$K_r^T = (1,264 \quad -0,587 \quad -0,019)$$

sachant que :

$$K^T = K_r^T \cdot T$$

$$K^T = (K_{s1} \quad K_{s2} \quad -K_R)$$

on trouve : $K^T = (2,153 \quad 6,28 \cdot 10^{-2} \quad -1,058)$

Et par la méthode de la grandeur d'état du régulateur nulle en régime établi on a :

$$K_v = \frac{C_s^T \cdot (1 - F_s + H_s \cdot K_s^T)^{-1} \cdot H_{sv}}{C_s^T \cdot (1 - F_s + H_s \cdot K_s^T)^{-1} \cdot H_s} \quad (2-12)$$

d'où :

$$K_v = -8,961$$

la compensation d'un pôle par rapport à la Grandeur de consigne donne :

$$K_w = \frac{K_R}{1 - Z_3} \quad (2-13)$$

soit : $K_w = 1,267$

La matrice F , et les vecteurs H et K^T étant connus, on aura :

$$F_G = F - H.K^T$$

$$F_G = \begin{bmatrix} -0,430 & 2,36.10^{-2} & 0,584 \\ -2,582 & -0,745 & 1,269 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H_{Gw} = H_w + H.K_w$$

et $H_{Gv} = H_v - H.K_v$

$$H_{Gw} = \begin{bmatrix} 0,700 \\ 1,520 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$H_{Gv} = \begin{bmatrix} -2,36.10^{-2} \\ 1,075 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le traitement numérique permet de tracer les réponses indicielles (Fig 2-3, 2-4 et (Fig 2-5) du courant et des tensions U_{di} et U_{cm} pour un échelon unitaire de la grandeur de consigne et une perturbation nulle .

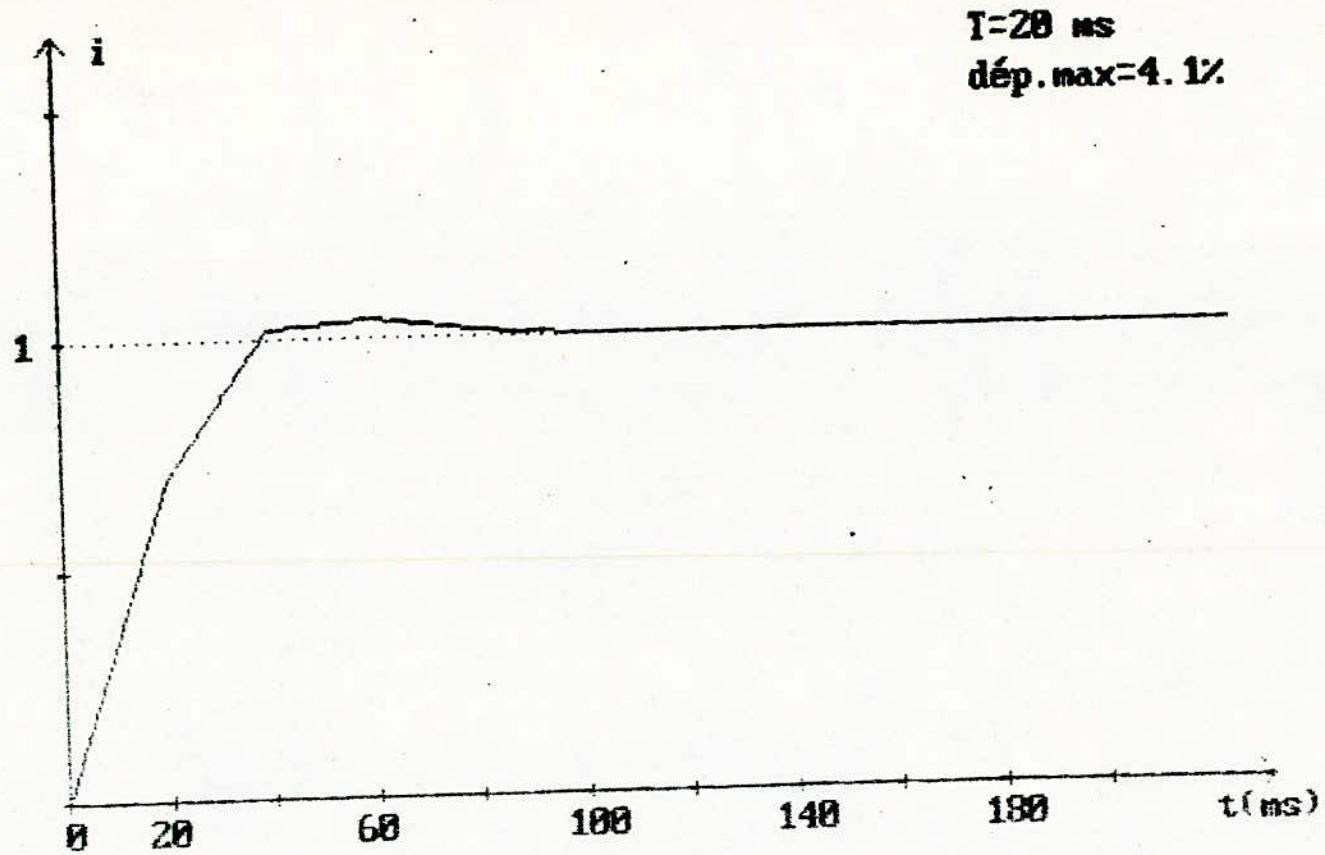


FIG 2-3 Réponse Indicielle du Courant
(par rapport à une consigne de courant)

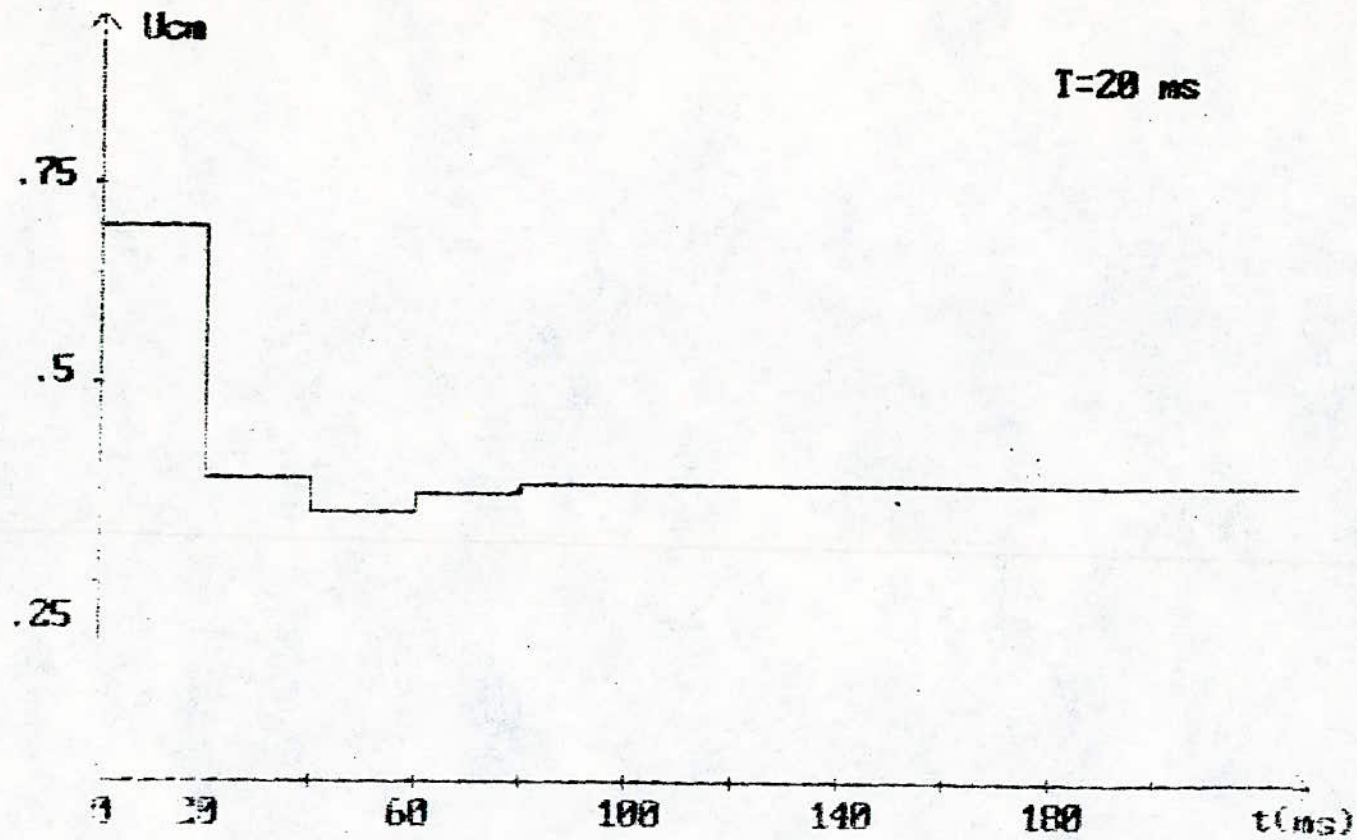


Fig 2-4 Réponse Indicielle de la Tension U_{cm}

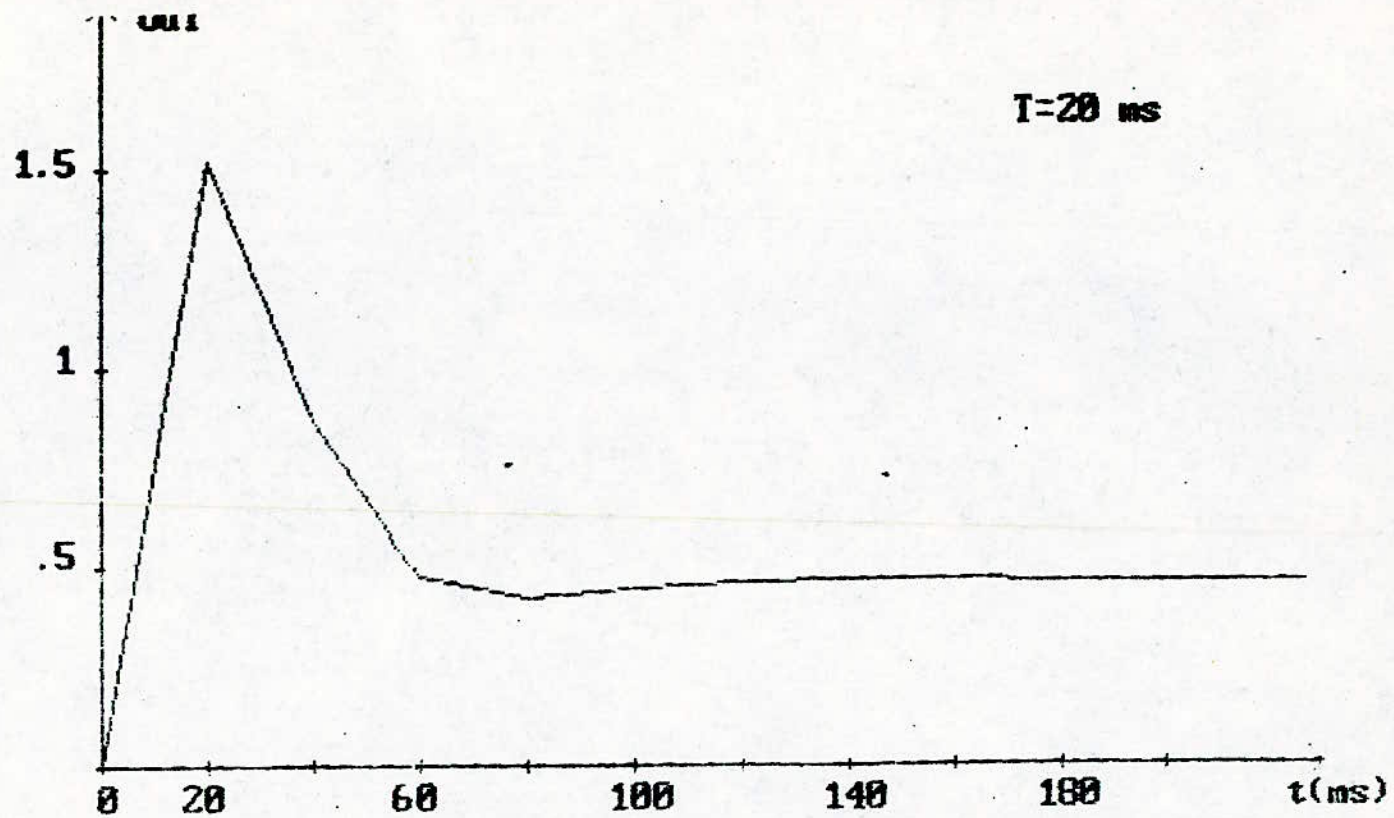


FIG 2-5 Réponse Indicielle de la Tension U_{di}

II-4 : Réglage d'état de la vitesse du moteur

Nous étudierons le réglage de vitesse, tout en tenant compte de la variation du courant d'induit, ces deux paramètres constitueront le vecteur d'état .

Pour simplifier l'étude, on remplace le circuit de courant en boucle fermée comprenant le régulateur par un système équivalent du premier ordre de constante de temps : T_e .

$$T_e = \frac{T \cdot R}{K_R \cdot K_{cm}(1 - \text{EXP}(-T/T_t))} \quad (2-14)$$

K_R : coefficient du régulateur intégrateur de courant

d'ou : $T_e = 30,4 \text{ ms}$

II-4-1 : Schéma bloc du système à régler

La fonction de transfert du système équivalent étant :

$$G_{se} = \frac{1}{1 + S \cdot T_e}$$

et sachant que :

$$n = \frac{i - C_c}{A_f \cdot (1 + S \cdot T_m)}$$

on déduit le schéma fonctionnel :

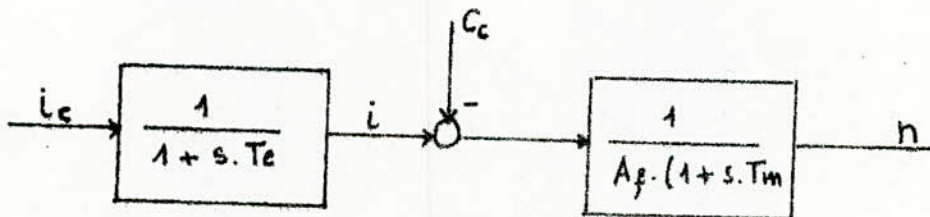


Fig 2-6

celui ci est introduit dans la structure optimale qui devient :

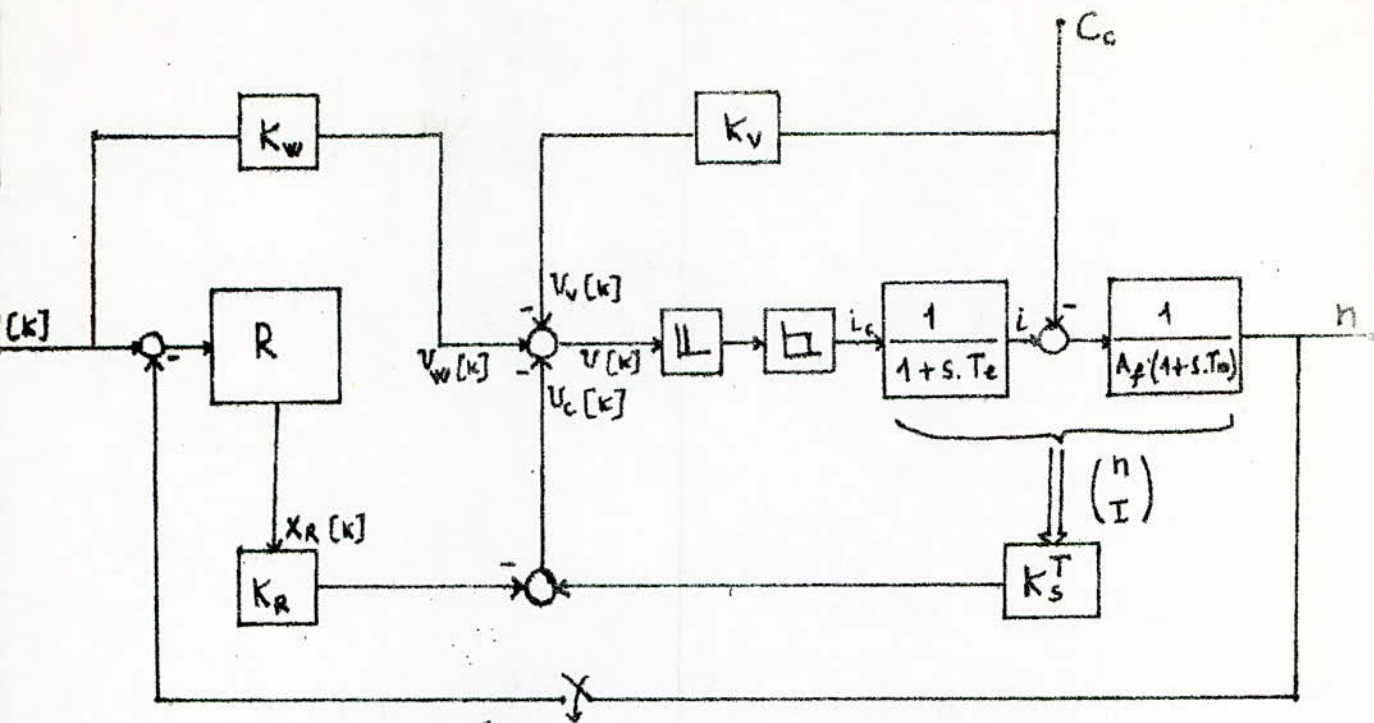


Fig 2-7.

II-4-2 : Equations d'état du système global

L'équation mécanique du moteur est :

$$\frac{dn}{dt} = \frac{1}{T_r} \cdot i - \frac{A_f}{T_r} \cdot n - \frac{1}{T_r} \cdot C_c \quad (2-15)$$

celle du système équivalent est donnée par :

$$\frac{di}{dt} = -\frac{1}{T_e} \cdot i + \frac{1}{T_e} \cdot i_c \quad (2-16)$$

sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{n} \\ \dot{i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_m} & \frac{1}{T_r} \\ 0 & -\frac{1}{T_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} n \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_e} \end{bmatrix} \cdot i_c + \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot C_c$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_m} & \frac{1}{T_r} \\ 0 & -\frac{1}{T_e} \end{bmatrix}, \quad B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_e} \end{bmatrix}, \quad B_{sv} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} \\ 0 \end{bmatrix}$$

après passage en système échantillonné, l'équation du système à réglage

devient :

$$X_s [K + 1] = F_s \cdot X_s [K] + H_s \cdot U [K] + H_{sv} \cdot V [K] \quad (2-17)$$

Après calcul on aboutit à :

$$F_s = \begin{bmatrix} \exp\left(-\frac{T}{T_m}\right) & \frac{T_e T_m}{T_r(T_e - T_m)} \cdot \left[\exp\left(-\frac{T}{T_e}\right) - \exp\left(-\frac{T}{T_m}\right) \right] \\ 0 & \exp\left(-\frac{T}{T_e}\right) \end{bmatrix}$$

$$H_s = \begin{bmatrix} \frac{T_m}{T_r(T_e - T_m)} \cdot \left[T_e(1 - \exp\left(-\frac{T}{T_e}\right)) - T_m(1 - \exp\left(-\frac{T}{T_m}\right)) \right] \\ 1 - \exp\left(-\frac{T}{T_e}\right) \end{bmatrix}$$

$$H_{sv} = \begin{bmatrix} -\frac{T_m}{T_r} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{T_m}\right) \right] \\ 0 \end{bmatrix}$$

avec l'introduction du régulateur intégrateur, les équations du système global en boucle ouverte seront :

$$\begin{aligned} X[K+1] &= F \cdot X[K] + H \cdot U[K] + H_w \cdot W[K] + H_v \cdot V[K] & (2-18) \\ Y[K] &= C^T \cdot X[K] \end{aligned}$$

Les méthodes de détermination des différentes matrices et vecteurs étant les mêmes que celles utilisées pour le réglage du courant, nous donnerons directement les valeurs numériques :

$$F_s = \begin{bmatrix} 0,997 & 2,70 \cdot 10^{-2} & 0 \\ 0 & 0,518 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C^T = (1 \quad 0 \quad 0)$$

$$H = \begin{bmatrix} 1,08 \cdot 10^{-2} \\ 0,482 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad H_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad H_v = \begin{bmatrix} -4,05 \cdot 10^{-2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

II-4-3 : Détermination des coefficients de contre réaction

L'équation caractéristique du système en boucle ouverte :

$$\text{Det}(Z.1 - F) = 0$$

$$Z^3 + a_2.Z^2 + a_1.Z + a_0 = 0$$

l'identification donne :

$$a_2 = -2,514 \quad , \quad a_1 = 2,031 \quad , \quad a_0 = -0,516$$

La matrice de transformation est :

$$S = \begin{bmatrix} -8,70 \cdot 10^{-3} & -2,14 \cdot 10^{-3} & 1,08 \cdot 10^{-2} \\ 0,480 & -0,963 & 0,482 \\ -8,695 & -1,08 \cdot 10^{-2} & 0 \end{bmatrix}$$

d'où :

$$T = S^{-1} = \begin{bmatrix} -28,458 & 0,639 & -51,209 \\ 22,843 & -0,513 & -51,209 \\ 73,978 & 0,412 & -51,209 \end{bmatrix}$$

Pour la boucle de vitesse on choisit la tierce de pôles suivants :

$$z_{1,2} = 0,601 \pm j \cdot 0,261 \quad , \quad z_3 = 0,601$$

On tire le vecteur de contre réaction , après quelques étapes de calcul :

$$K^T = (25,216 \quad 0,909 \quad -4,645)$$

d'où la matrice du système global en boucle fermée

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

soit :

$$F_G = \begin{bmatrix} 0,723 & 1,98 \cdot 10^{-2} & 5,03 \cdot 10^{-2} \\ -12,158 & 7,94 \cdot 10^{-2} & 2,239 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le coefficient d'intervention directe de la consigne n_c est :

$$K_w = 11,641$$

ainsi le vecteur colonne : $H_G = H_v + H.K_w$

est :

$$H_{Gw} = \begin{bmatrix} 0,126 \\ 5,612 \\ 1 \end{bmatrix}$$

le coefficient d'intervention de la grandeur de la perturbation est :

$$K_v = -1,909$$

par conséquent : $H_{Gv} = H_v - H.K_v$

on trouve :

$$H_{Gv} = \begin{bmatrix} -1,98.10^{-2} \\ 0,920 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Donc le système global est complètement défini par les équations en boucle fermée :

$$\begin{aligned} X [K + 1] &= F_G . X [K] + H_{Gw} . W [K] + H_{Gv} . V [K] \\ Y [K] &= C^T . X [K] \end{aligned} \quad (2-19)$$

Les figures (2-2 et 2-3) montrent respectivement les réponses indicielles de vitesse et courant tenant compte de circuit principal pour un échelon unitaire de la consigne de vitesse et une perturbation nulle .

Conclusion :

Nous avons adopté dans ce chapitre la structure optimale pour le réglage par contre réaction-d'état du courant d'induit et de la vitesse du moteur . L'établissement des équations du système global en boucle fermée nous a permis d'avoir les réponses indicielles des grandeurs voulues pour les mêmes conditions que le chapitre précédent, à savoir : $T = 20 \text{ ms}$, $W = 1$ et $V = 0$.

Pour un choix judicieux des pôles, les courbes obtenues présentent ainsi un comportement dynamique optimal .

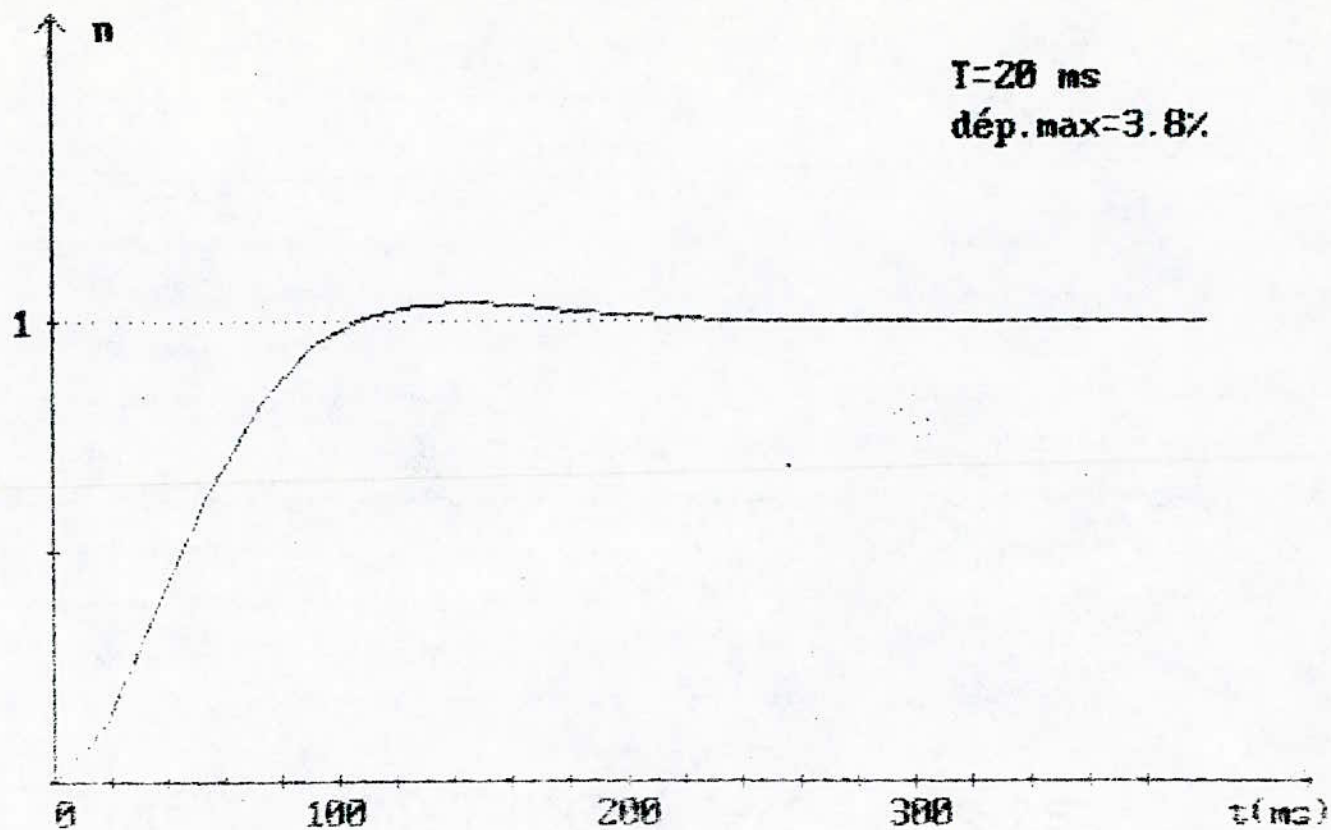


FIG 2-8 Réponse Indicielle de la Vitesse
(par rapport à la grandeur de consigne)

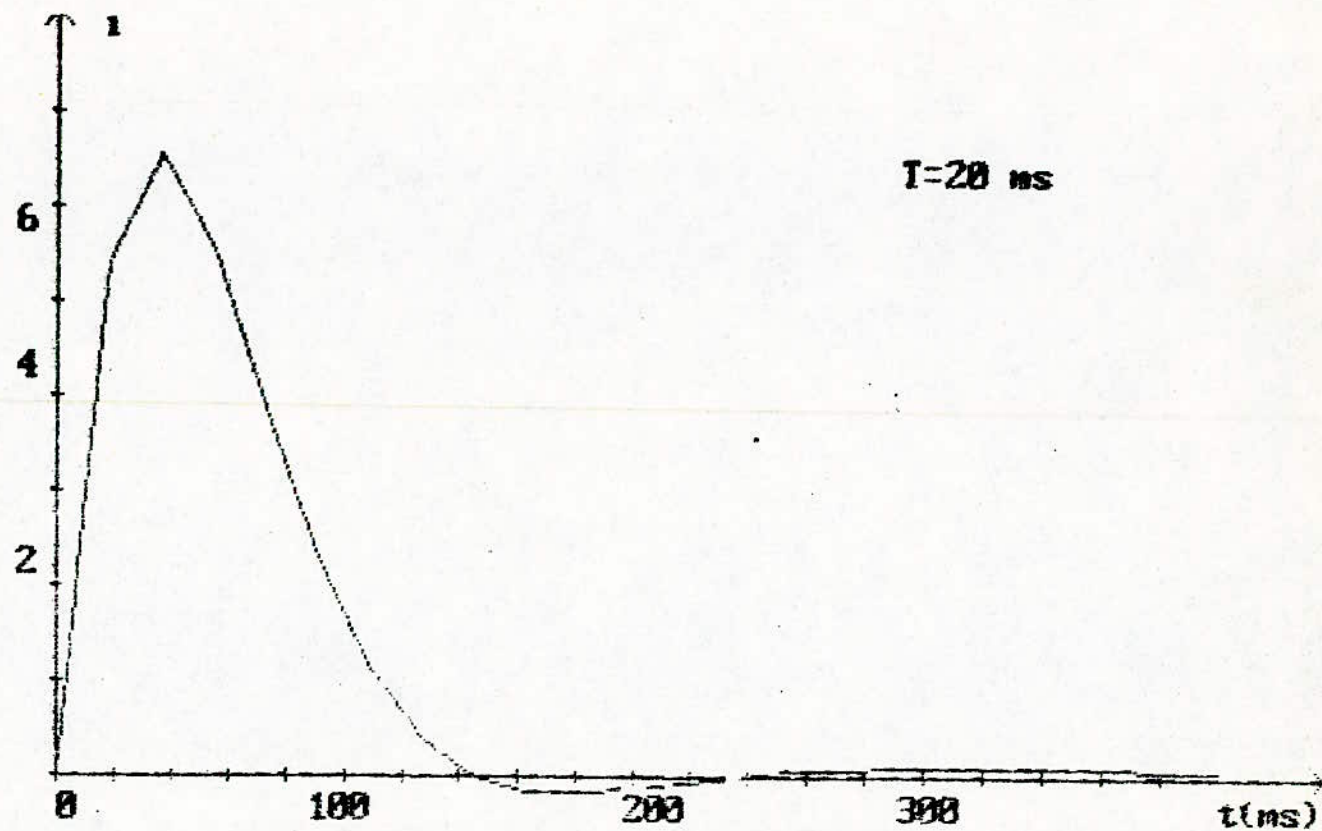


FIG 2-9 Réponse Indicielle du Courant
(par rapport à une consigne de vitesse)

43

CHAPITRE III

ETUDE COMPARATIVE DES DEUX METHODES

L'objectif principal de ce chapitre est de faire une étude comparative des deux méthodes utilisées pour notre réglage échantillonné du moteur à courant continu .

On commencera d'abord par une interprétation des réponses indicielles obtenus séparément pour chaque méthode, ensuite une comparaison des résultats trouvés dans le cadre de notre application au moteur [4] .

III-1 : Interprétations générales

III-1-1 : Résultats obtenus par le réglage en cascade

a / Boucle de courant :

On distingue sur la réponse du courant (Fig 1-6) un comportement dynamique caractérisé par un dépassement de 6%, un temps de montée $t_m = 35$ ms et un temps de réglage $t_r = 100$ ms au bout duquel le courant atteint son régime établi avec un écart statique nul .

La tension de commande U_{cm} à la sortie du bloqueur (Fig 1-7) est maximale durant la première période, puis se stabilise après 7 périodes à 0,4 u.r de même que pour la tension à la sortie du hacheur U_{di} (Fig 1-8) qui croit au maximum pendant la première période ($U_{di} \text{ max} = 1,7$ u.r) et se stabilise après 3,5 périodes à la moitié de la tension nominale .

b/ Boucle de vitesse :

Le comportement dynamique de la vitesse est donné par sa réponse indicielle (Fig 4-12). il est caractérisé par un dépassement de 3,7%, un temps de montée de 140 ms et un temps d'établissement de 13 périodes.

La figure 4-13 schématise l'allure du courant par rapport à une consigne de vitesse . Ce courant atteint une valeur assez élevée (5,5 fois le courant nominal) au démarrage et se stabilise à sa valeur finale .

Ainsi les courbes présentées au premier chapitre permettent de juger la qualité de réglage du circuit intermédiaire et principal, et de faire des réflexions quant à la limitation du courant .

III-1-2 : Résultats obtenus par le réglage d'état

a / Boucle de courant :

La figure 2-3 illustre le comportement du courant qui atteint un dépassement tolérable (4,1%), avec un temps de montée $t_m = 35$ ms environ . Le régime permanent débute à partir de $t_r = 95$ ms. La tension de commande U_{cm} (Fig 2-4) se stabilise à la valeur de 0,4 u.r après passage par un maximum durant la première période.

Quant à la tension U_{di} (Fig 2-5), elle atteint un sommet de 1,5 fois la tension nominale et s'établit à la valeur moyenne de 0,45 u.r .

b / Boucle de vitesse :

La réponse indicielle de la vitesse (Fig 2-8) montre un temps de montée de 100 ms, un dépassement maximal de 3,8% .

On remarque aussi que le courant (Fig 2-9) atteint au démarrage un pic de 6,7 fois le courant nominal, puis chute vers sa valeur permanente.

III-2 : Etude comparative

Après avoir interprété les réponses indicielles des différentes grandeurs étudiées par les deux méthodes de la théorie du réglage échantillonné, on peut faire les constatations suivantes ;

- Dans la boucle intermédiaire :

Le courant présente de dépassement plus petit dans le cas de l'étude par variable d'état . Pendant le régime transitoire les deux tensions de commande U_{cm} et celles à la sortie du hacheur U_{di} trouvées par le réglage d'état atteignent des valeurs maximales relativement plus petites que par le traitement par la transformation en Z . Cela est dû à la minimisation du critère d'intégrale, qui optimise la grandeur de commande .

Comme il est à noter que les tensions U_{cm} se stabilisent à la même valeur (0,4 u.r) par les deux méthodes, de même que pour les tensions U_{di} à 0,45 u.r .

- Dans la boucle de vitesse :

La grandeur principale à régler possède un temps de montée et un temps de réglage nettement plus petit par la méthode des variables d'état que dans le réglage par méthode classique . Cependant le courant demandé au démarrage est plus intense .

La comparaison des résultats nous montre l'intérêt de la méthode des variables d'état par rapport à celle utilisant la transformée en Z dans le cas de notre application au moteur à courant continu .

En effet, le plus grand avantage dans la théorie des variables d'état est la possibilité d'imposer les pôles indépendamment de la grandeur de consigne et de la perturbation . Ainsi le choix des pôles permet d'obtenir les mêmes résultats trouvés par le réglage en cascade, et même d'améliorer d'avantage les performances du circuit de réglage . Les figures 3-1 et 3-2 permettent de constater l'influence du choix des pôles sur les réponses de courant et de vitesse .

De plus l'introduction de l'intervention directe de la consigne provoquent un effet d'anticipation et l'intervention directe de la perturbation ayant pour conséquence un effet de compensation de celle ci, donne de meilleurs résultats que par le réglage classique . On peut voir dans le cas de notre application au moteur le comportement du système (Fig 3-3) lorsque les deux coefficients K_v et K_w sont nuls .

Dans le réglage par variable d'état le comportement dynamique d'un système peut être entièrement visualisé . Les figures 3-4 et 3-5 montre l'évolution des variables du système simultanément dans la boucle intermédiaire et principale .

La souplesse que possède la méthode des variables d'état pour le traitement analytique et numérique des systèmes fait qu'on peut introduire facilement une perturbation et voir son influence sur le circuit de réglage, ce qui est relativement plus complexe par l'autre méthode . La figure 3-6 montre l'influence de la perturbation sur la vitesse en régime permanent .

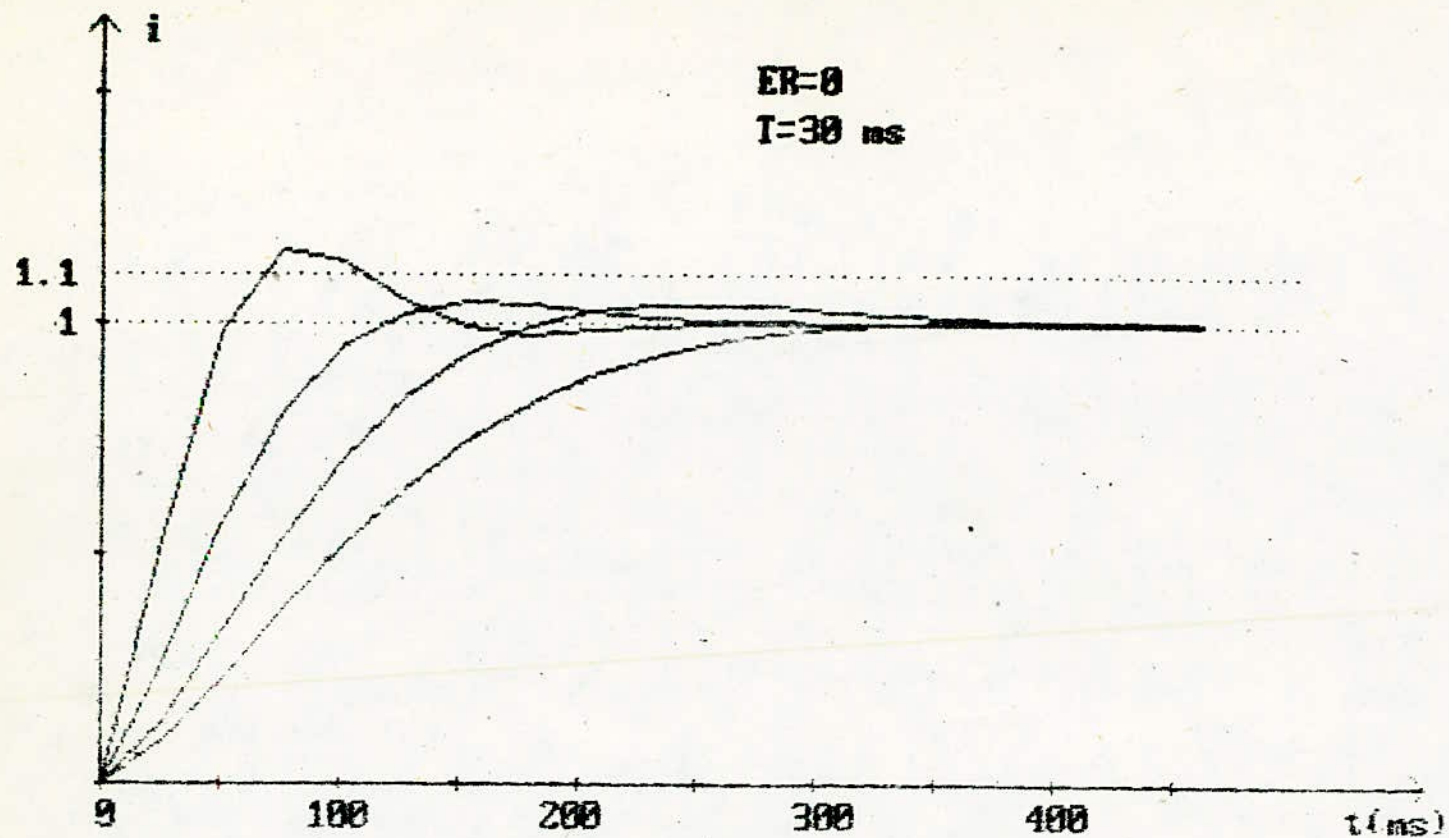


FIG 3-1 Réponse Indicielle de Courant
- INFLUENCE DES PÔLES-

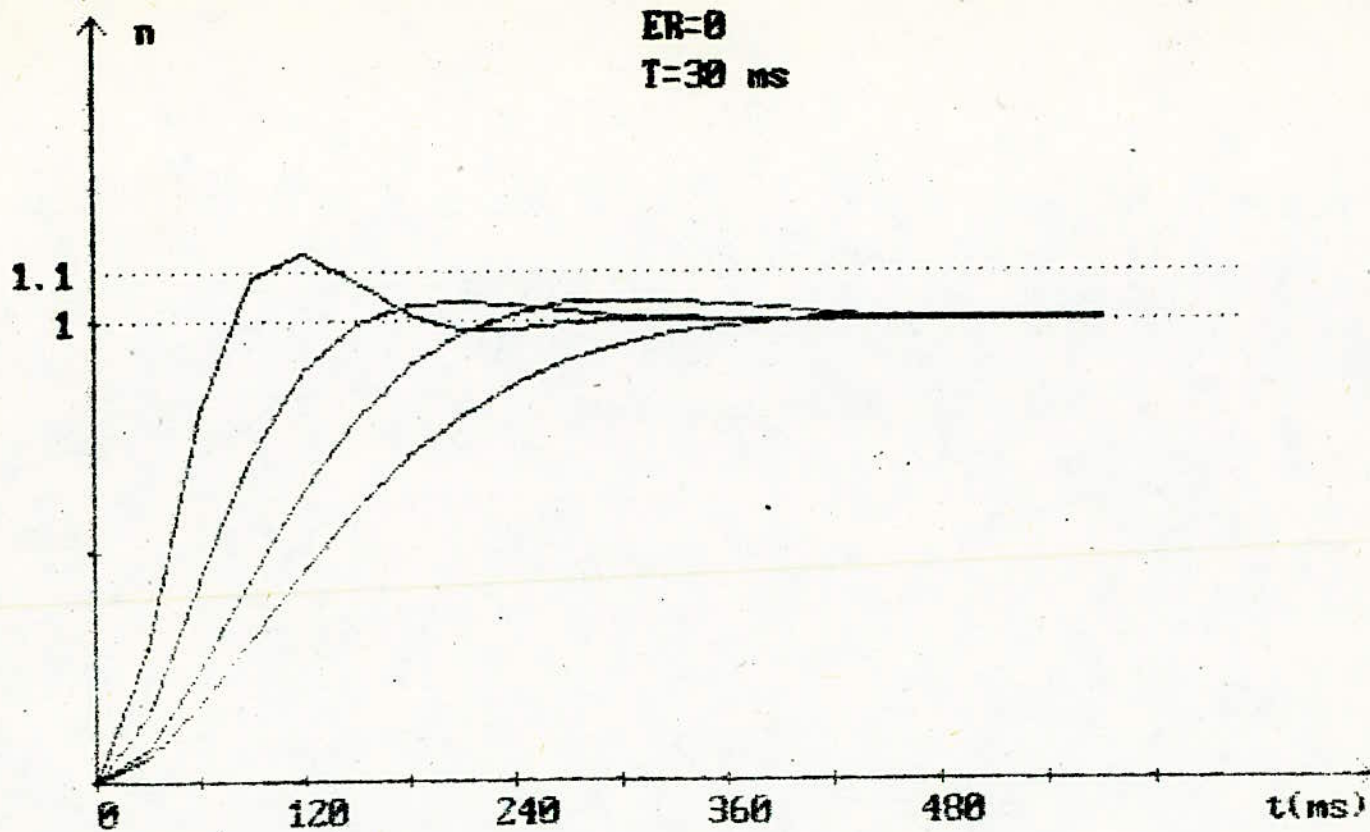


FIG 3-2 Réponse Indicielle de la Vitesse
-INFLUENCE DES PÔLES-

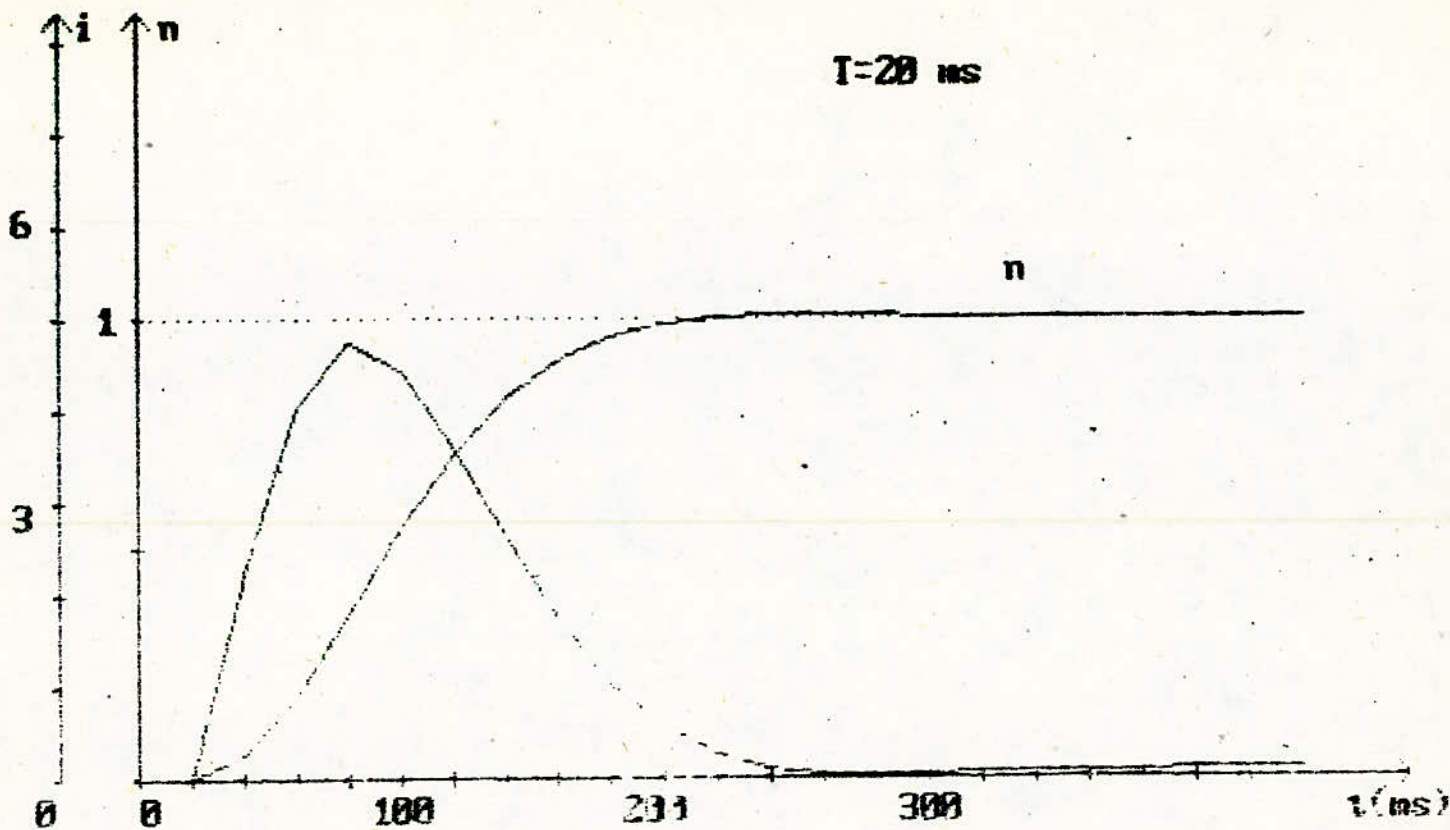


FIG 3-3 Réponses Indicielles (vitesse & courant)
-sans intervention directe-

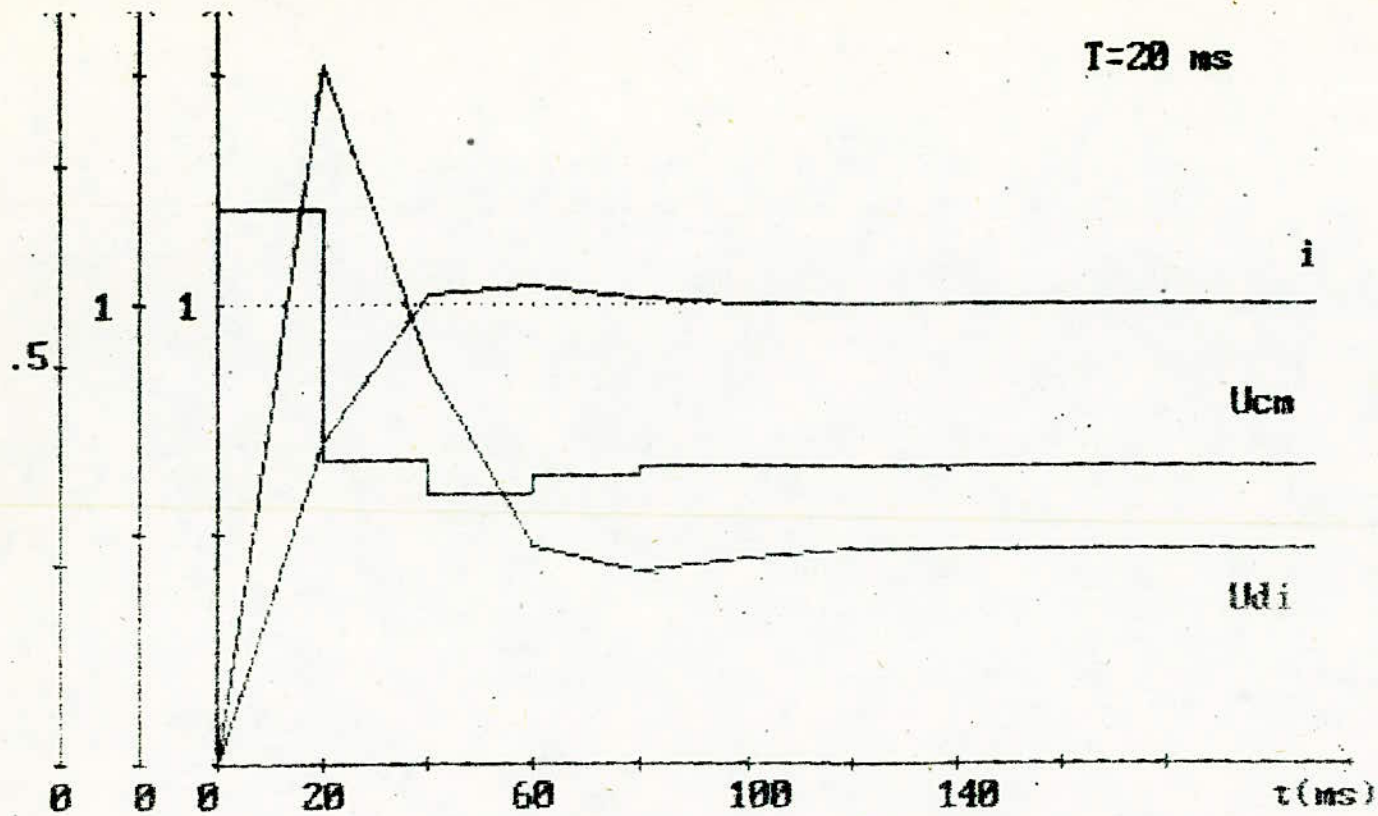


FIG 3-4 Réponses Indicielles
 (courant, tension U_{cm} , tension U_{di})

51

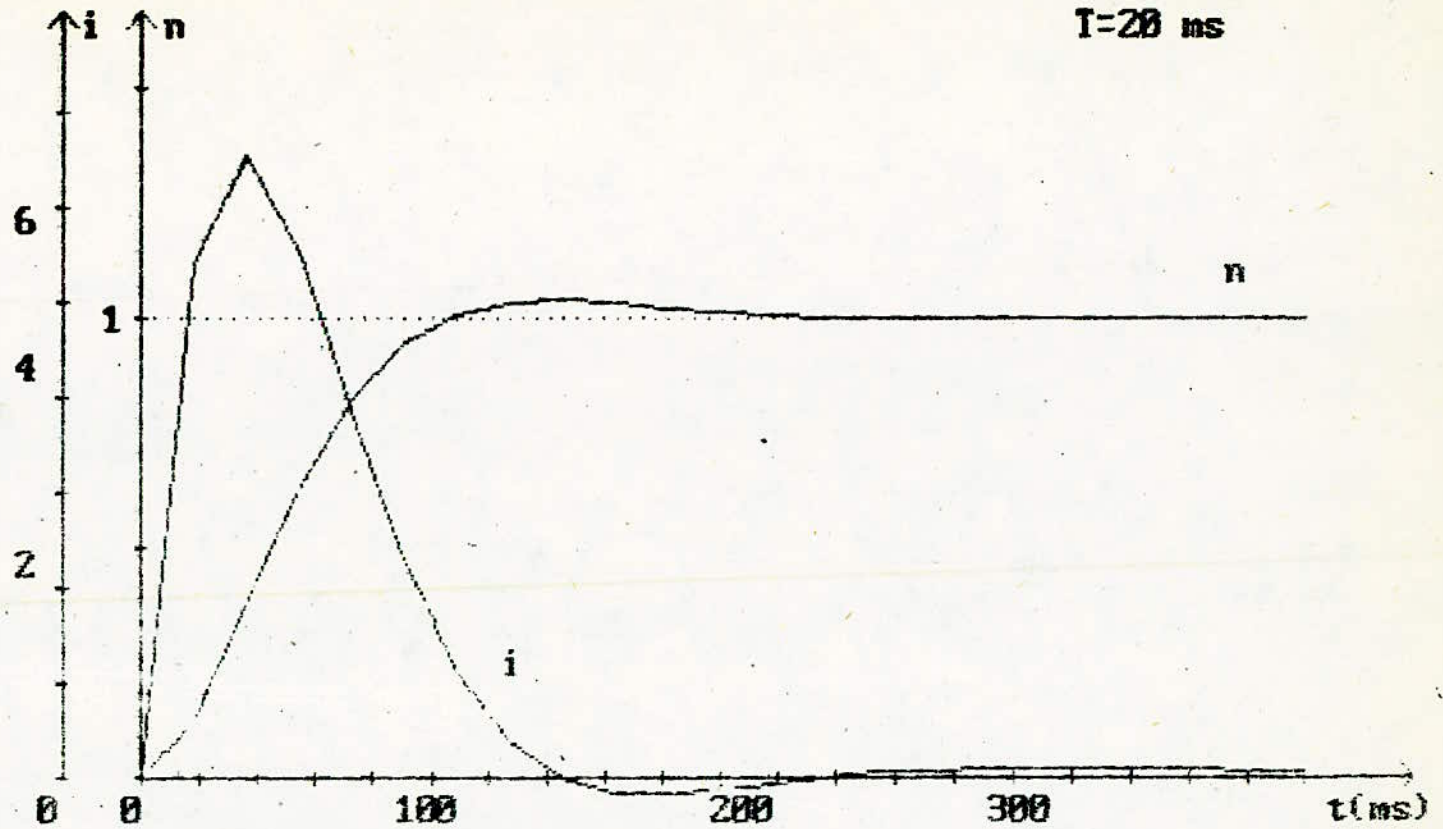


FIG 3-5 Réponses Indicielles (vitesse & courant)

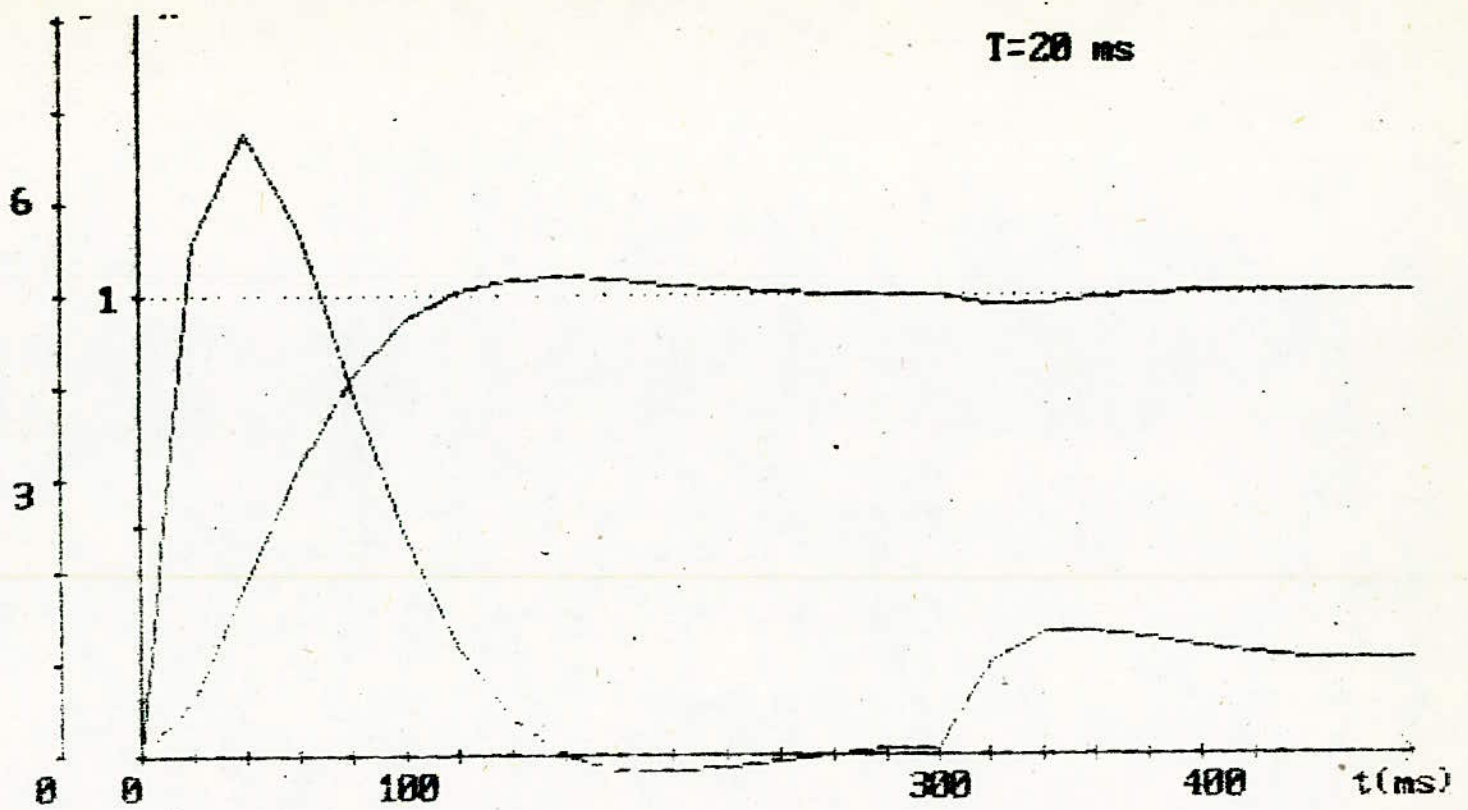


FIG 3-6 Réponses Indicielles (vitesse & courant)
-influence de la perturbation -

Conclusion :

Le travail fait dans ce chapitre est une étude comparative des performances du système à régler obtenus avec des régulateurs standards et la structure d'un réglage d'état .

Les résultats trouvés permettent de dire que cette structure est plus générale que la structure du réglage en cascade traitée par la transformée en Z , de plus le réglage d'état permet d'optimiser séparément les réponses du système vis à vis de la consigne et de la perturbation

CHAPITRE IV

SIMULATION NUMERIQUE

Ce chapitre sera consacré à la simulation numérique de la commande par les deux méthodes .

Cette simulation permet de visualiser le comportement du système à régler et la qualité de l'ensemble de circuit de réglage en tenant compte des contraintes physiques du système .

IV-1 : Simulation du réglage classique

A partir de la structure de réglage en cascade (Fig 4-1) et de la modélisation mathématique du système à régler on fera une simulation globale de la commande du moteur à courant continu .

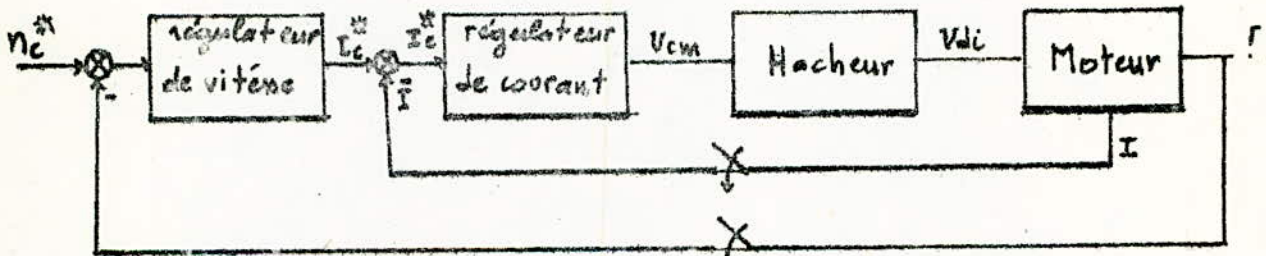


Fig 4-1

On rappelle que le système à régler est modélisé par les équations différentielles (1-2, 1-4, 1-5) :

$$\frac{di}{dt} = \frac{u_{di} - R \cdot i - n}{R \cdot T_t}$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{i - A_f \cdot n - C_e}{T_r}$$

$$\frac{dud_i}{dt} = \frac{K_{em} \cdot U_{cm} - u_{di}}{T_{cm}}$$

Nous calculerons d'abord la sortie I_c du régulateur de vitesse en utilisant l'algorithme de notre correcteur du type PI :

$$S_p = S_p + NE$$

$$I_c = K_{np} \cdot N_e + K_{ni} \cdot S_p$$

puis la commande de la tension U_{cm} par un algorithme analogue :

$$S_v = S_v + I_e$$

$$U_{cm} = K_p \cdot I_c + K_i \cdot S_v$$

Pour la simulation de l'ensemble hacheur-moteur nous avons résolu le système d'équations différentielles décrivant le fonctionnement du système par la méthode de Runge Kutta du quatrième ordre .

Nous avons élaboré un programme de simulation selon l'organigramme (Fig 4-9) .

Les résultats obtenus pour cette simulation sont représentés sur les figures 4-3 , 4-4, 4-5 .

IV-2 : Simulation du réglage par retour d'état

On a adopté pour cette simulation la structure globale du réglage d'état en cascade (Fig 4-2) .

Dans l'algorithme de réglage qui tient compte de la structure optimale, le courant de consigne I_c s'exprime par :

$$I_c = K_{wn} \cdot N_c + K_{RN} \cdot X_R - K_{sn1} \cdot n - K_{sn2} \cdot i - K_{vn} \cdot C_c$$

et la tension de commande par :

$$U_{cm} = K_{wi} \cdot I_c + K_{Ri} \cdot X_R - K_{si1} \cdot I - K_{si2} \cdot U_{di} - K_{vi} \cdot n$$

Le traitement numérique basé sur l'organigramme (Fig 4-10) nous a permis de tracer les réponses du système (Fig 4-6, 4-7, 4-8) .

IV-3 : Interprétations des résultats

Les réponses obtenues permettent de voir le comportement dynamique et statique au démarrage et sa réaction à une perturbation en régime établi.

Les figures 4-3, 4-6 représentent la variation des grandeurs du système en fonction du temps pour une consigne de 0,5 u.r, moteur à vide. Le comportement de moteur est le même pour les deux méthodes malgré les dépassement de la vitesse par rapport à la consigne lors de la simulation du réglage d'état. Pour ce qui est du courant et des tension du hacheur et organe de commande on remarque un grand rapprochement des résultats.

Pour le démarrage du moteur en charge (Fig 4-4, 4-7) les résultats sont analogues et on remarque que le courant se maintient pendant un intervalle de temps à la valeur de limitation, puis chute vers sa valeur vinale, ceci se répercute sur la vitesse par un ralentissement.

On peut distinguer sur les figures 4-5, 4-8 la réaction du système à une variation de charge. Ainsi lors de l'apparition de la charge la vitesse chute légèrement puis reprend sa valeur de consigne tandis que le courant, il s'adapte à la nouvelle charge.

Il est important de relever la différence qui réside dans la rapidité du réglage; en effet le réglage d'état répond plus rapidement en ramenant la vitesse à sa valeur de consigne enu un temps beaucoup plus court.

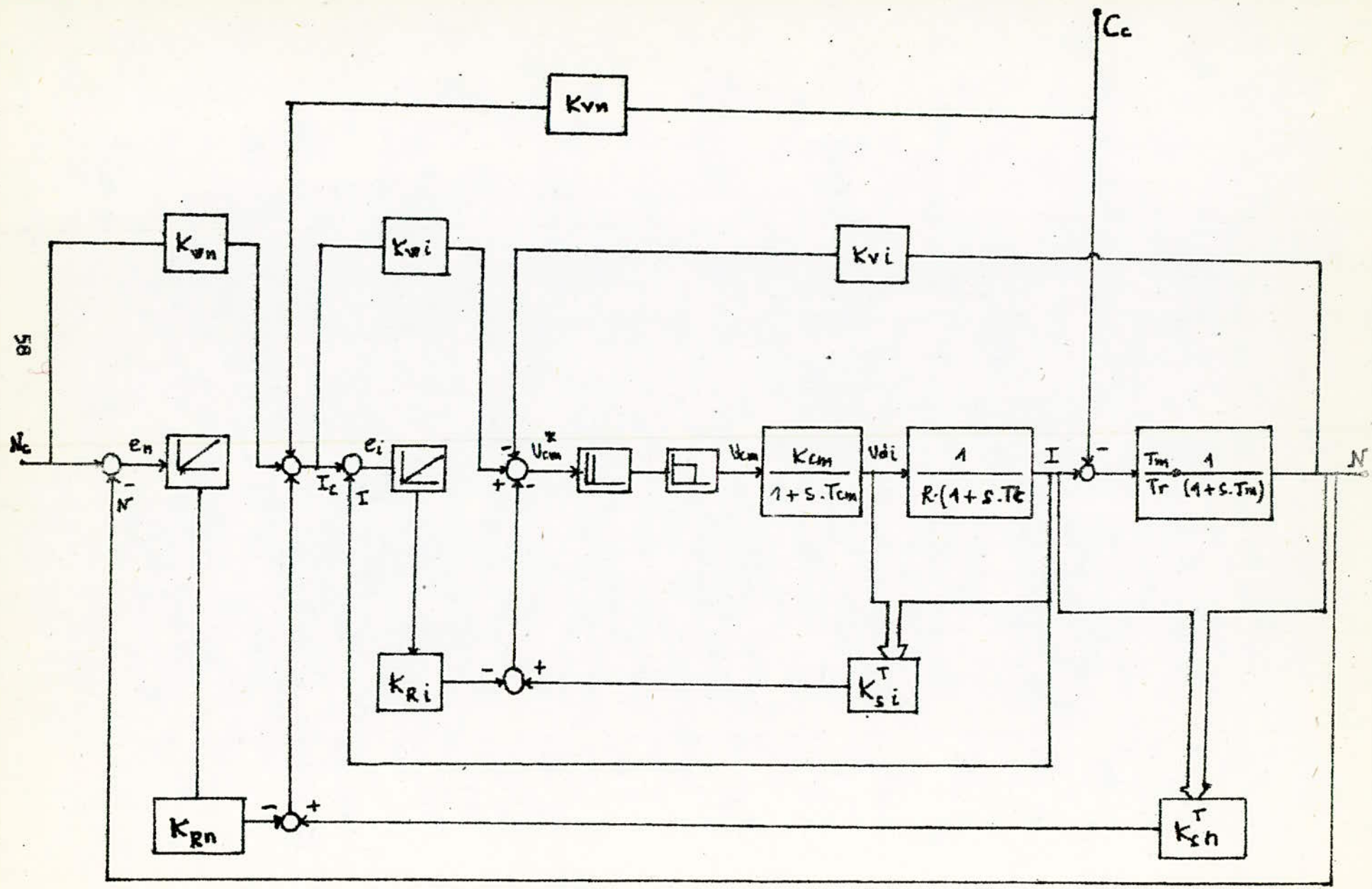


Fig 4-2

59

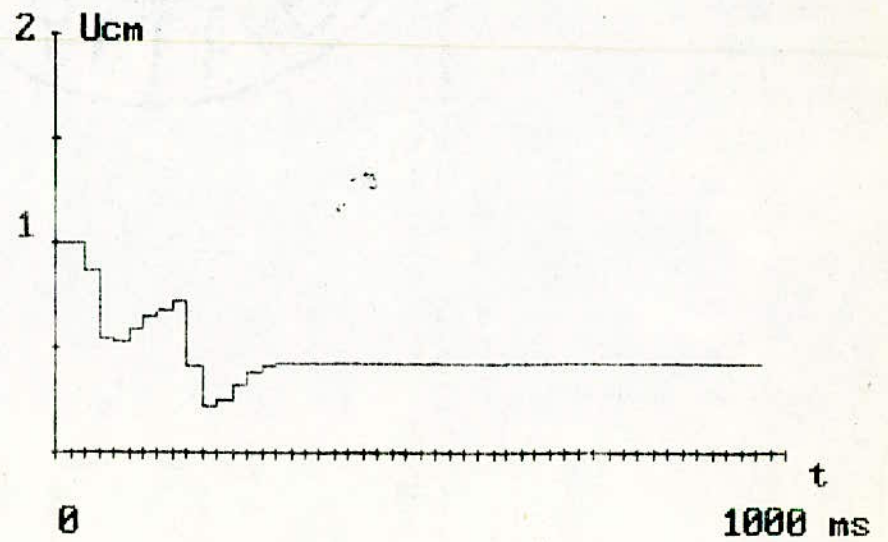
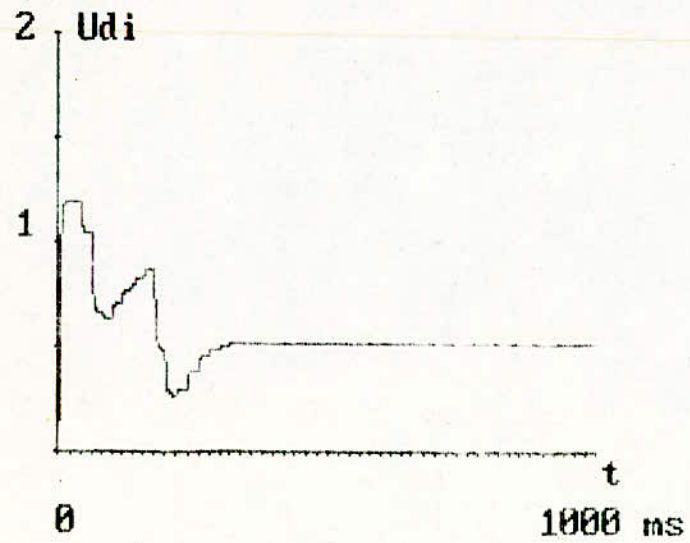
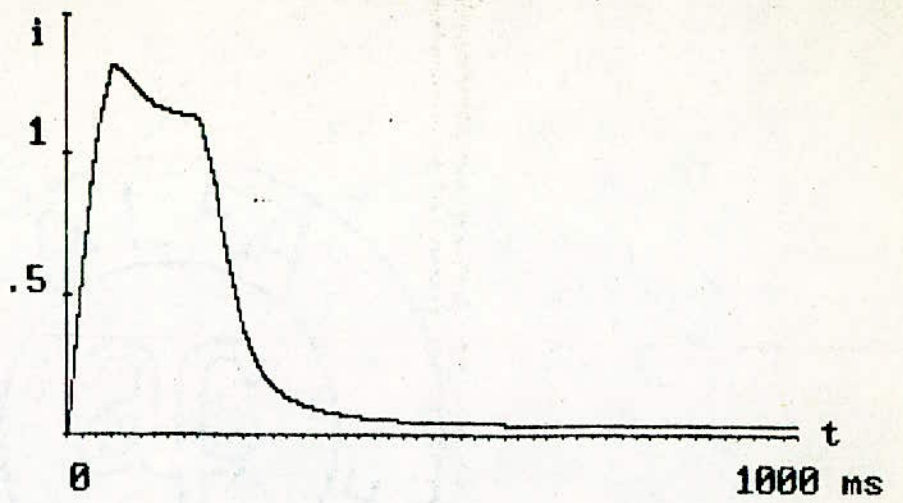
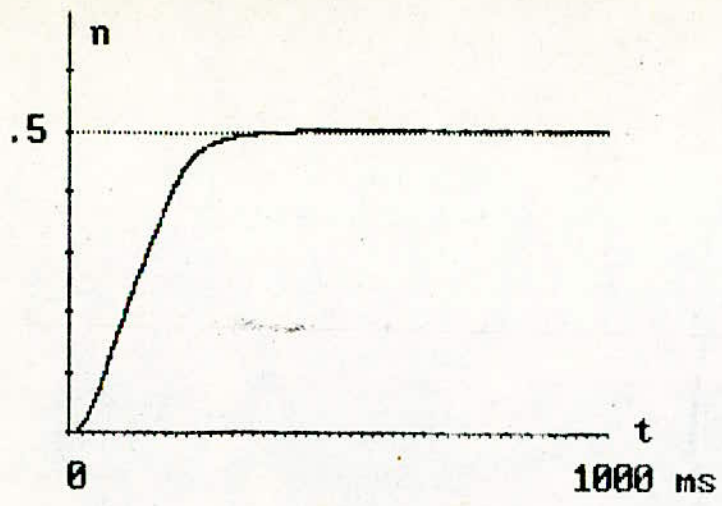


Fig 4-3

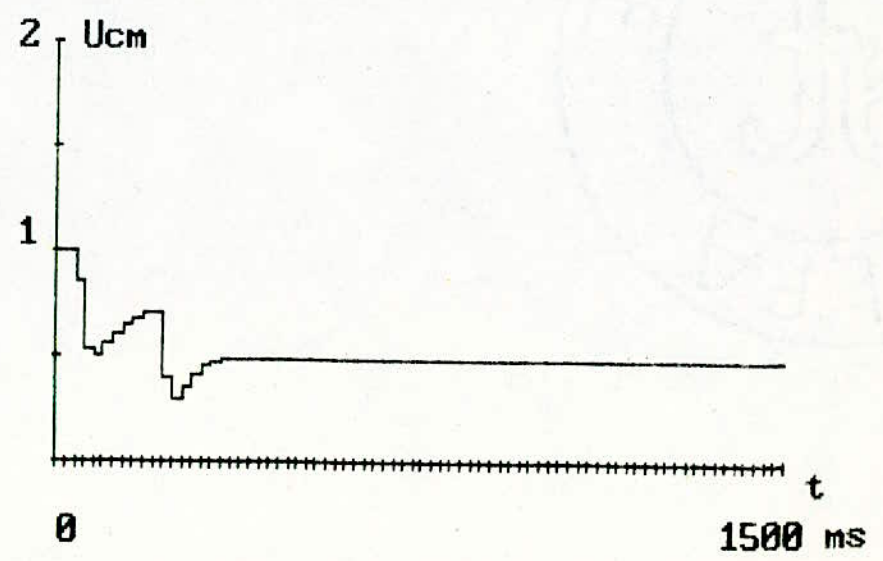
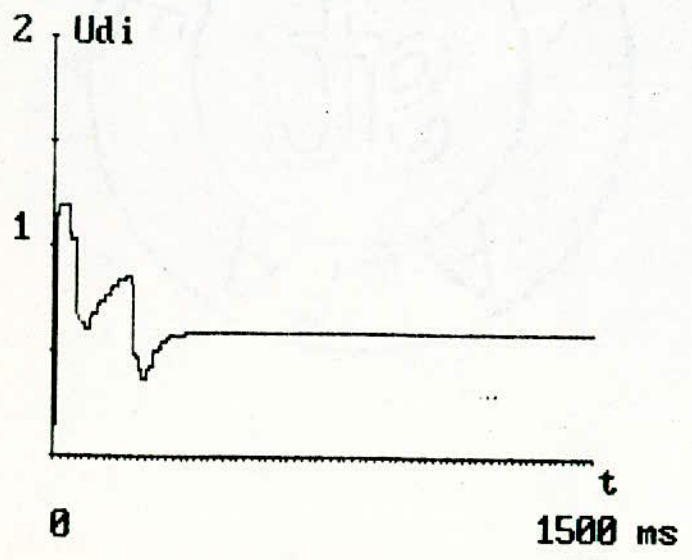
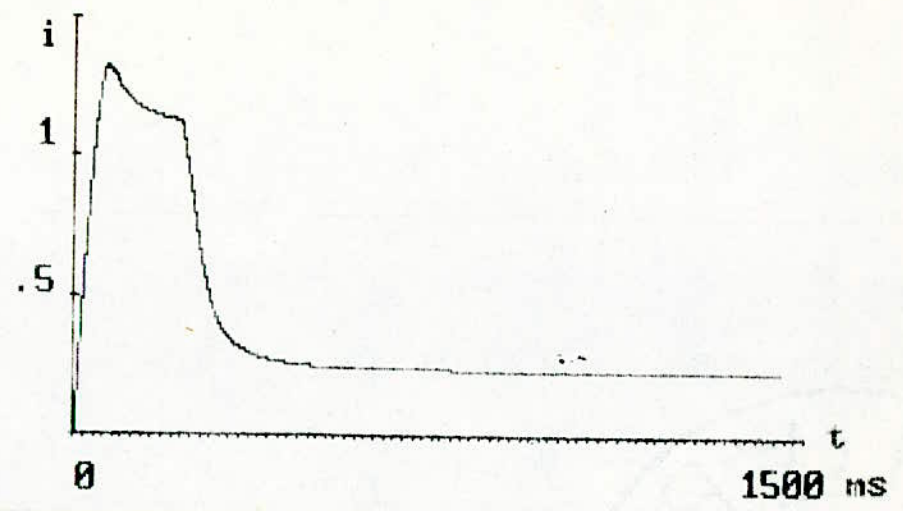
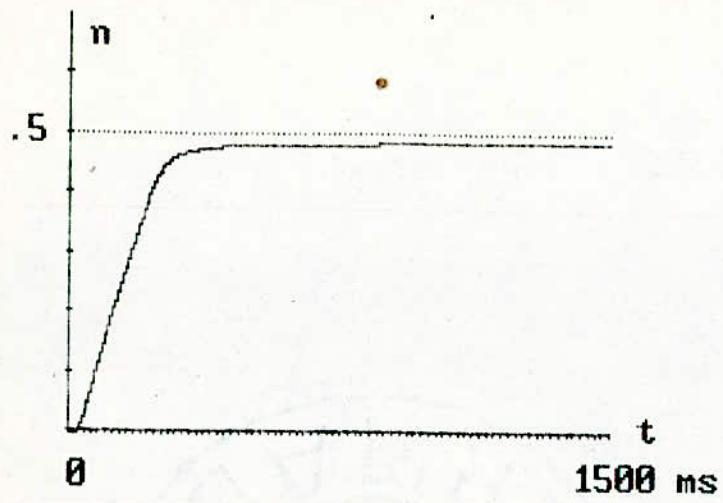


Fig 4-4

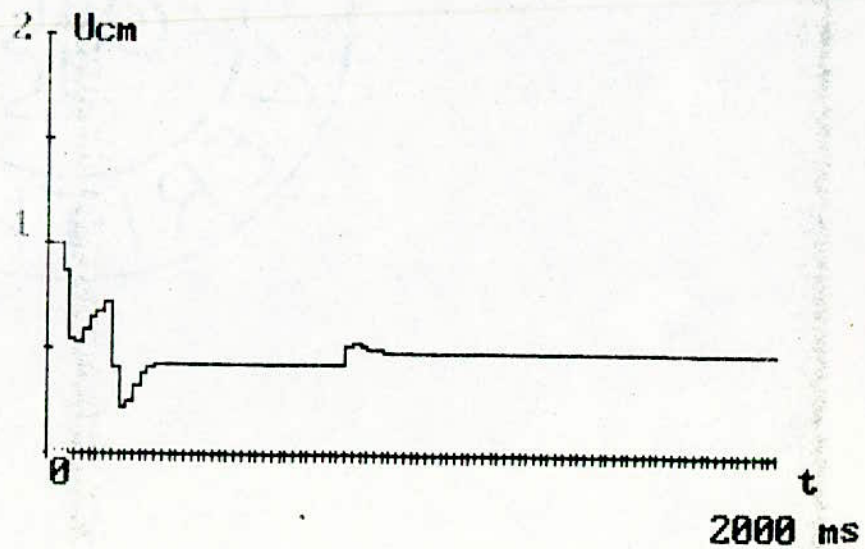
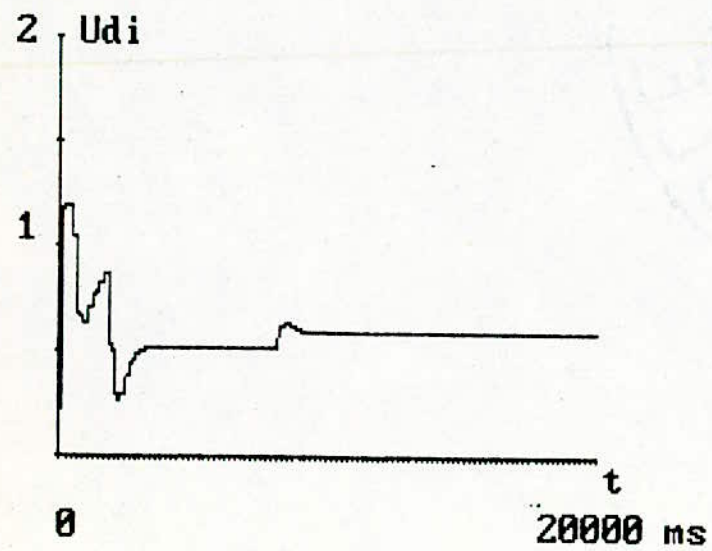
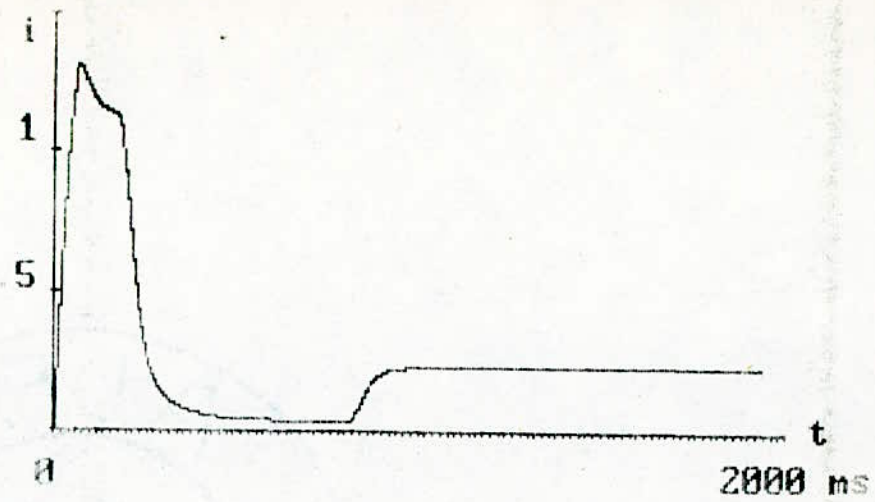
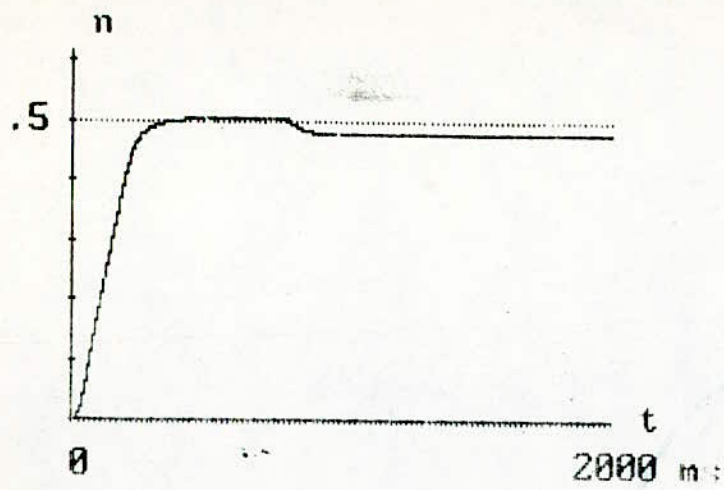


Fig 4-5

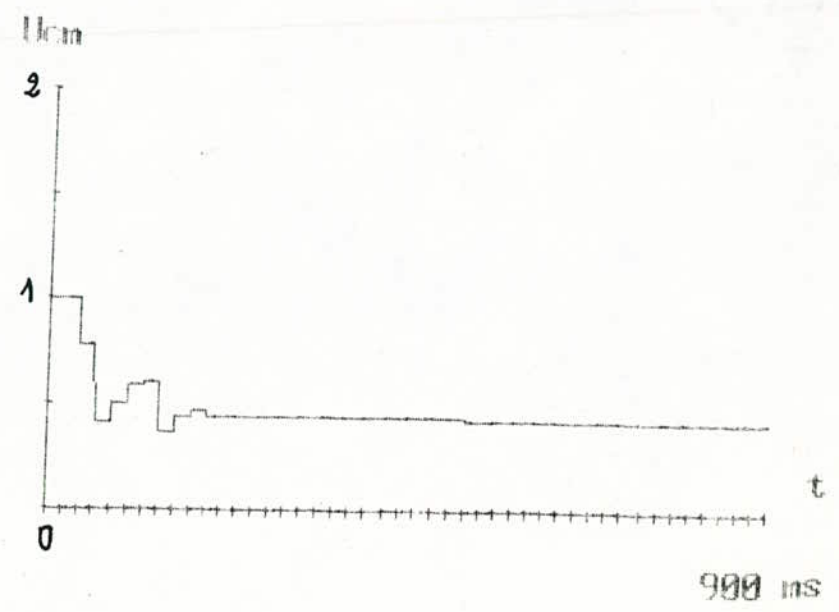
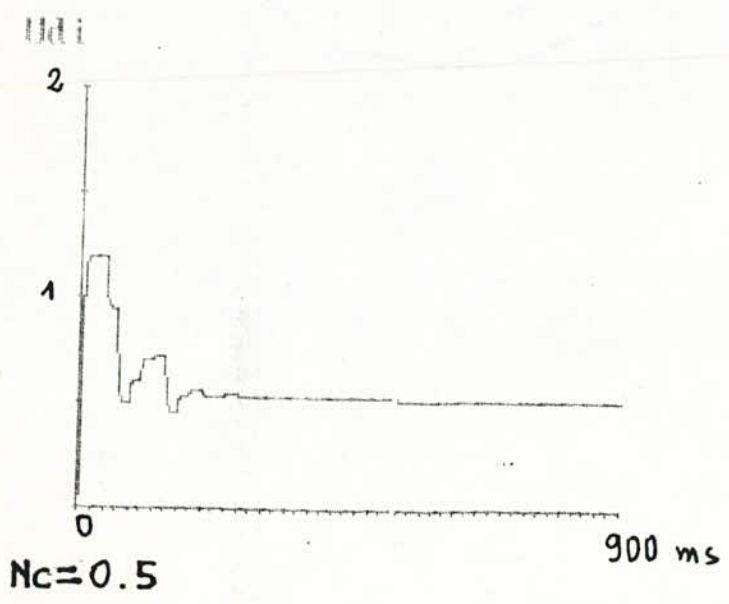
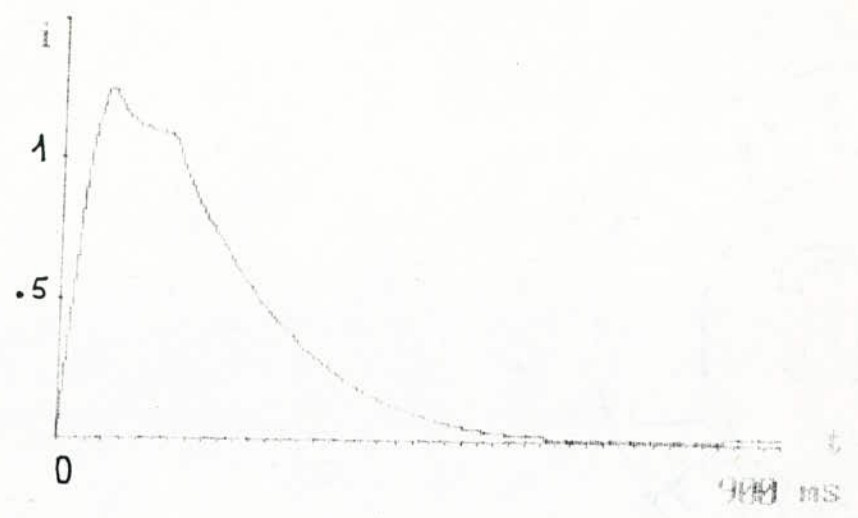
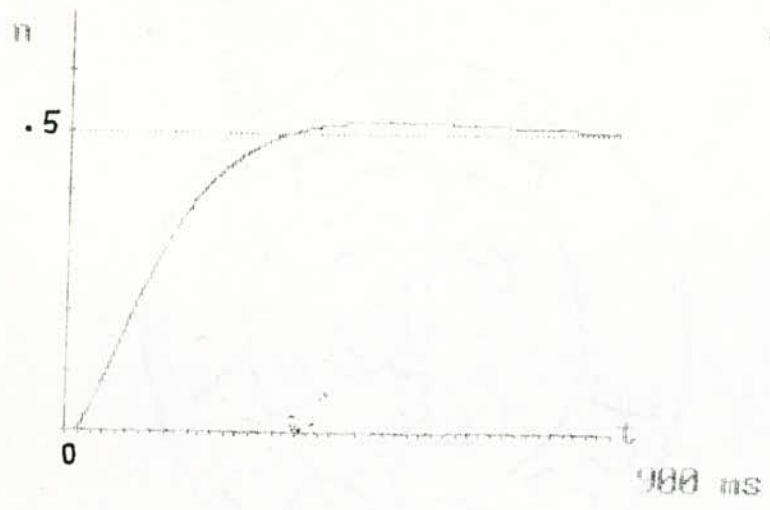


Fig 4-6

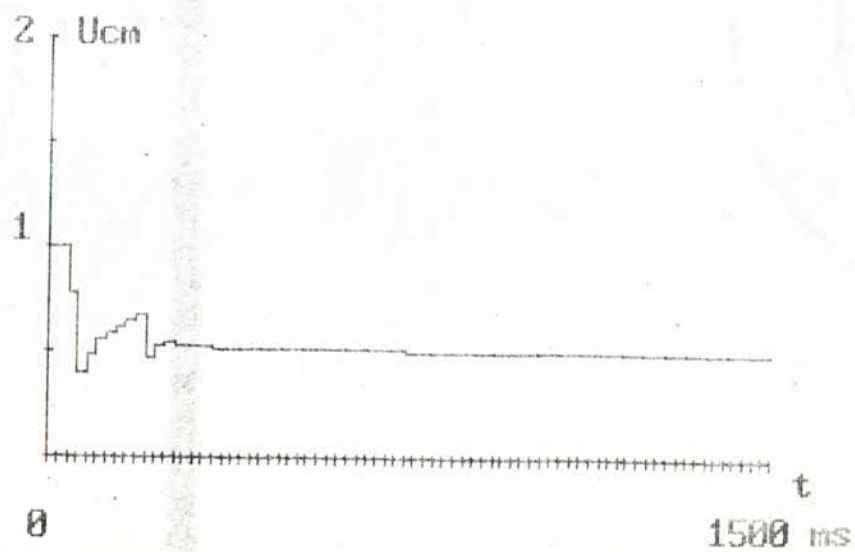
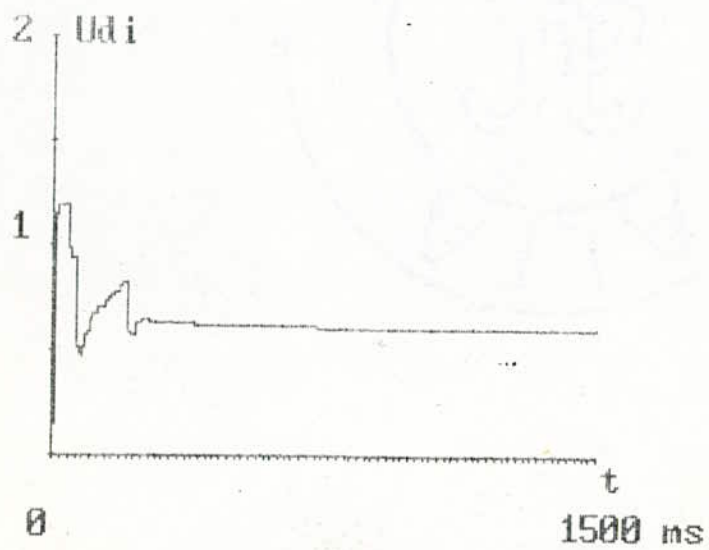
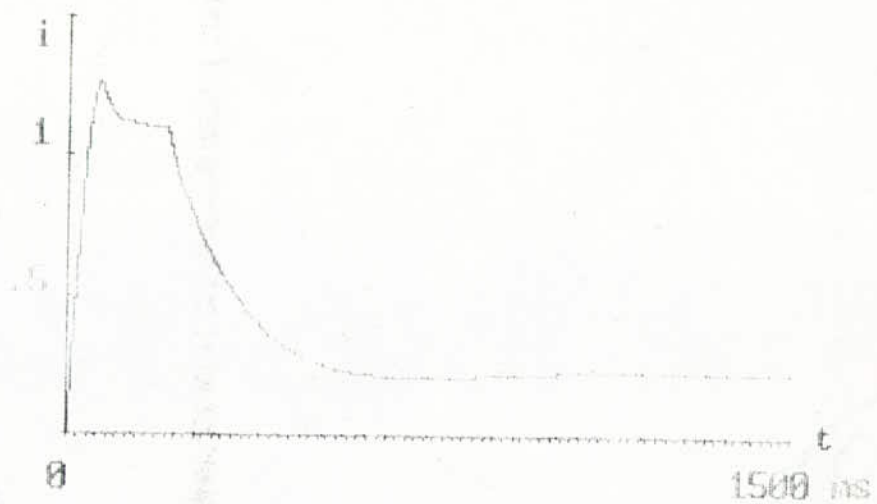
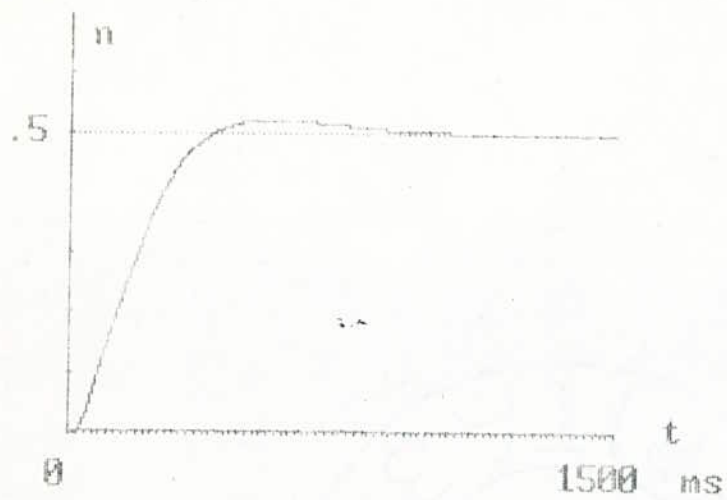


Fig 4-7

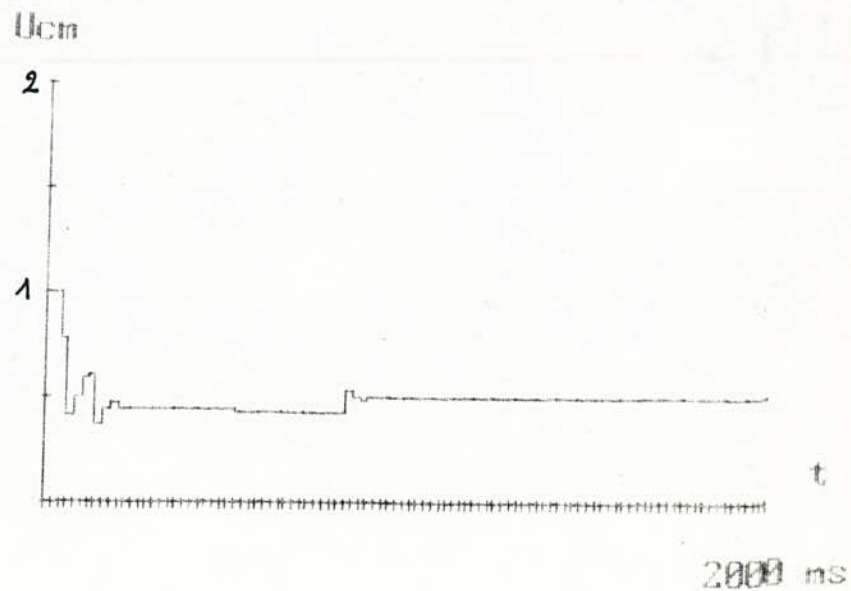
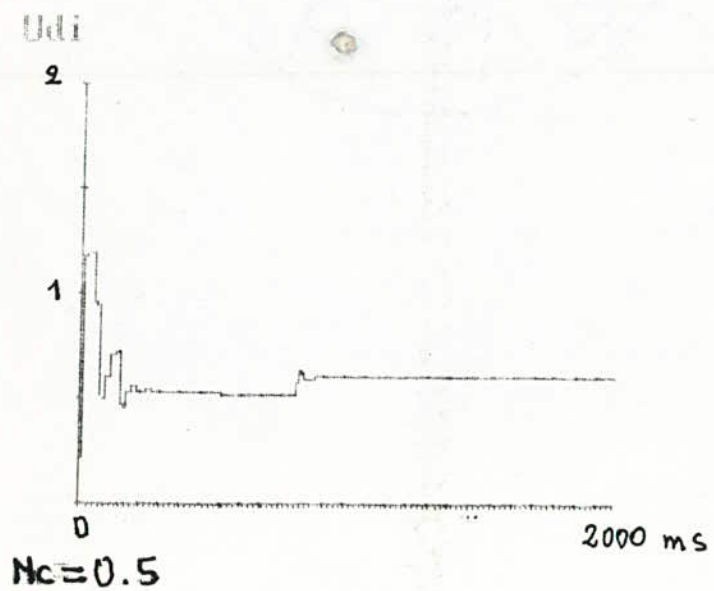
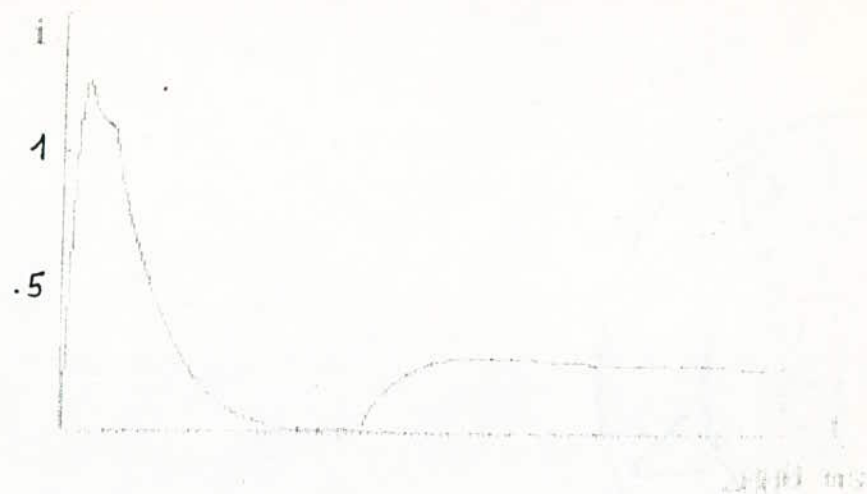


Fig 4-8

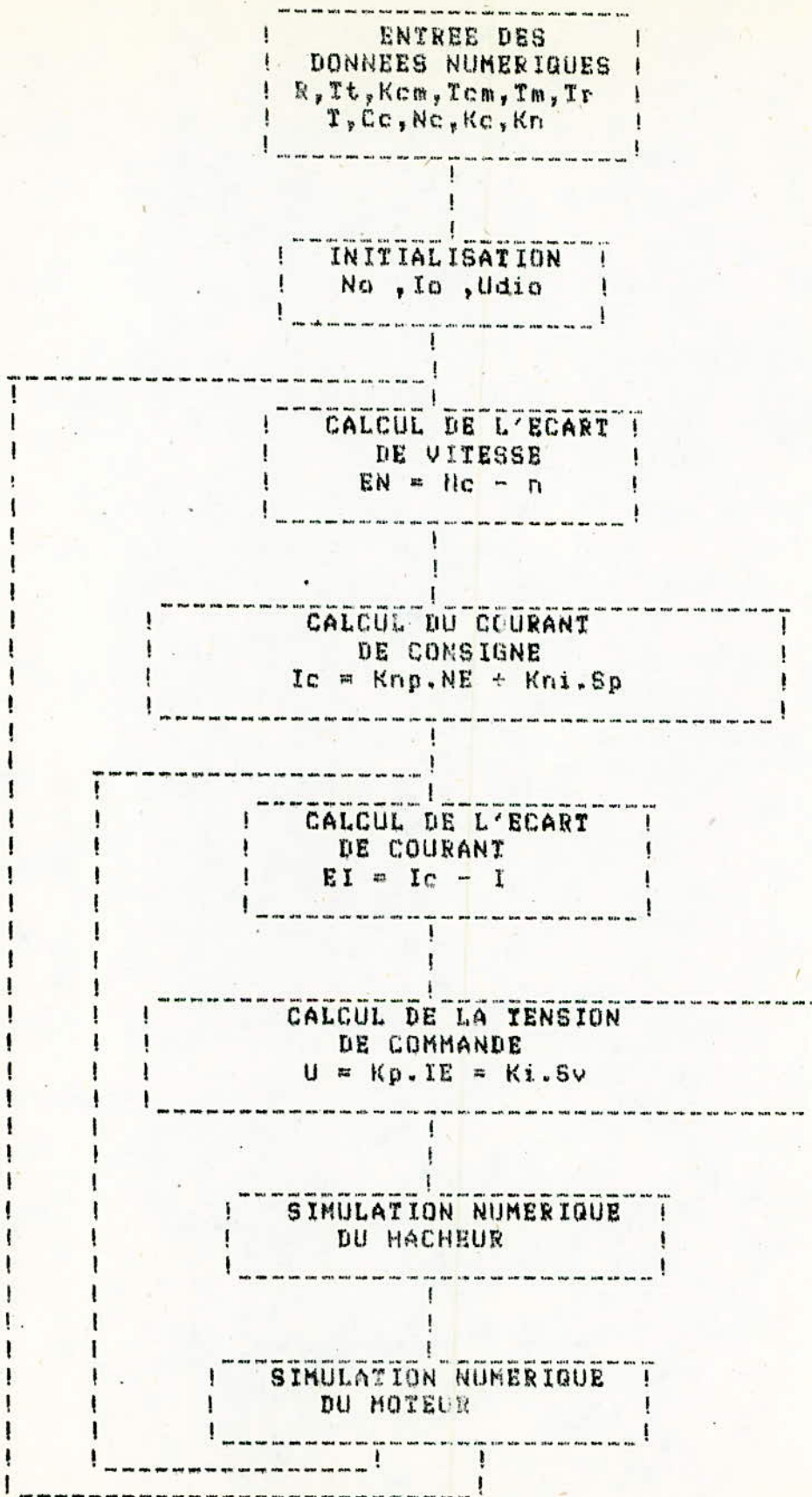
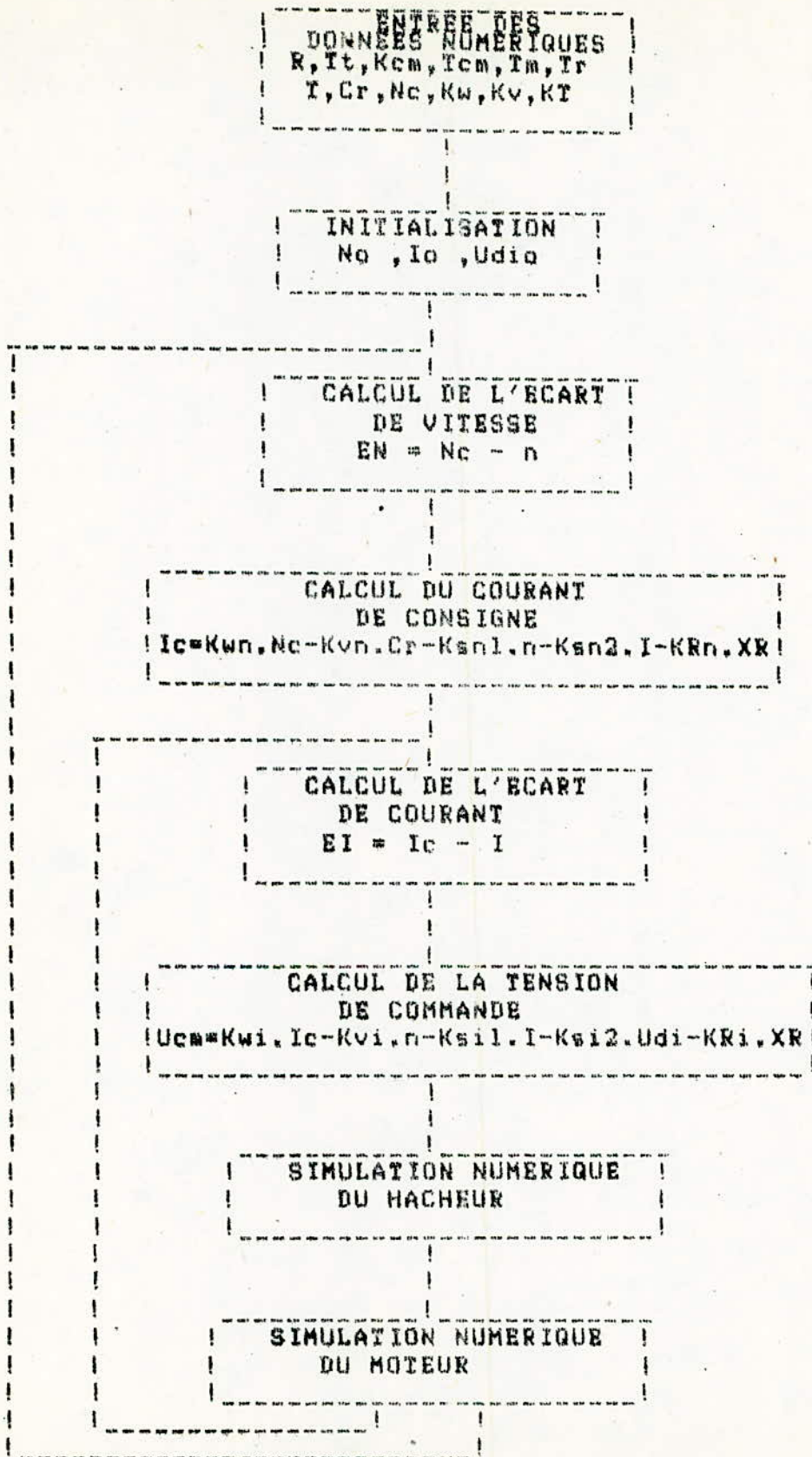


Fig 4-9



CONCLUSION :

Ce travail , est une étude comparative des performances de la commande numérique par le réglage classique et le réglage d'état d'un moteur à courant continu .

Le traitement de la régulation par la transformée en Z , utilisant la structure de réglage en cascade donne des résultats acceptables .

Tandis que le réglage d'état permet d'obtenir de meilleures performances dynamiques , ceci se traduit par la rapidité du réglage ; de plus on remarque que le réglage dans l'espace d'état répond plus rapidement lors d'une variation de charge .

Ce réglage d'état a aussi l'avantage d'assurer les performances désirées par un choix adéquat des pôles à assigner lors de la détermination des coefficients du réglage .

Cette étude pourrait être poursuivie par un traitement multivariable ou par l'étude de l'influence du temps de calcul et du choix d'une période d'échantillonnage pour le circuit principal plus longue que celle du circuit intermédiaire sur les performances du réglage par retour d'état .

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. BUHLER "Réglage échantillonnés"
volume 1 : traitement par la transformation en Z.
presse polytechnique Romande 1982
- [2] H. BUHLER "Réglage échantillonnés"
volume 2 : traitement dans l'espace d'état .
presse polytechnique Romande 1983
- [3] H. BUHLER "Electronique de réglage et de commande"
traité d'Electricité . Dunod 1979.
- [4] P.J. RIEDO "Comparaison des réglages classiques et des
réglages par contre-réaction d'état"
rapport interne N° 85/05, EPF LAUSANNE 1985
- [5] "Régulation de vitesse d'un moteur à courant continu" .
cours de D.E.A / INPL / ENSM. NANCY.
- [6] Y. SEVELY "Systèmes et asservissements linéaires échantillonnés"
Dunod 1973
- [7] M.S. BOUCHERIT "Réglage digital optimal de l'association hacheur-
moteur à courant continu"
thèse de magister ENP (A paraître)
- [8] R.C. DORF "Les variables d'état dans l'analyse et la synthèse
des systèmes de commande"
Dunod 1967
- [9] N. BENHISSEN "Simulation de la commande échantillonnée en
cascade d'un moteur à courant continu"
projet de fin d'études, ENP Jan. 87

- [10] M.GOSSA "Modélisation dans l'espace d'état et commande numérique d'un moteur à courant continu"
thèse de Docteur Ingénieur, INSA Toulouse 1984
- [11] R.ALIX "Réglage d'état échantillonné d'un moteur à courant continu"
projet de fin d'études, ENP Jan. 87
- [12] D.MAZA , A.BOUKERDOUS "Commande numérique dans l'espace d'état d'un moteur à courant continu"
projet de fin d'études ENP Juin. 87
- [13] J.F.AUBRY , R.HUSSON "La commande des machines électriques par microprocesseurs" . Point en automatique
J.C.PRUVOST, technique et documentation 11981
- [14] P.J.RIEDO "Cascade digital control by state variables feed-back methode applied to a DC-motor"
laboratoire d'élect.industrielle, EPF Lausanne 1985
- [15] S.DIALLO "Contribution à la simulation de l'association moteur serie - hacheur à thyristores"
thèse de Docteur Ingénieur, INPL 1980
- [16] C.FOULARD , S.GENTIL , J.P.SANDRAZ "Commande et régulation par calculateur numérique"
édition EYROLLES 1977
- [17] P.NASLIN "Théorie de la commande et conduite optimale"
Dunod 1970
- [18] YVES FAES "Commande des processus industriels par calculateur"
édition MASSON 1981

