

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE PAR SIMULATION
NUMERIQUE DE LA
COMMANDE D'UN MOTEUR
A COURANT CONTINU
ALIMENTÉ PAR UN HACHEUR

Proposé par :

MM M. O. MAHMOUDI
L. NEZLI

Etudié par :

Med. R. ABDESSEMED
S. GROUNI

Dirigé par :

M. O. MAHMOUDI
L. NEZLI

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail

- _ A mon père
- _ A ma mère
- _ A toute ma famille
- _ A tous mes amis

MOHAMED RAZKALLAH ABDESSEMED

Je dédie ce mémoire à :

- _ Ma mère
- _ Mon père
- _ Mes frères et soeurs
- _ Toute ma famille
- _ Tous mes amis

SAID GOUNI

*** R E M E R C I E M E N T ***

Nous tenons à témoigner notre profonde gratitude à MM :
M.O MAHMOUDI & L. NEZLI qui nous ont proposé ce sujet ,
profitons ainsi de leurs compétence.

Nos remerciements vont également à tous les enseignants
qui ont contribué à notre formation , en particulier Mr:
O.TOUHAMI pour son aide et ses bons conseils qu'il nous a
prodigué .

Nous remercions aussi bien vivement tous les responsables
et les employés du centre de calcul, surtout Mr: HOCINE &
MOURADE pour leurs sympathie et leurs disponibilité à tout
moment.

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

خلاصة

هذا المشروع يهدف إلى إعداد نموذج رياضي يمثل إيهال محرك - قاطع تيار بدارة تنظيم السرعة بالتتابع ، متبوع بتصميم دارة التيار. النموذج الرياضي يقوم أساساً على طريقة تغيير التوتر في طرفي المحرك بدلالة الإختراف في مستوى المنظم

Résumé

Ce projet consiste à établir un modèle mathématique de l'association hacheur-moteur avec boucle de régulation de vitesse, en cascade, suivi d'une réalisation de laboucle de courant.

Le modèle mathématique se base essentiellement sur la façon de varier la tension aux bornes du moteur en fonction de l'écart au niveau des régulateurs.

Summary

This project consists of establishing a mathematical model of the association of hacheur-motor coupled with speed regulation loop. it is followed by a realisation of the current loop.

The mathematical model is essentially based on the variation of voltage on motor terminals. This variation is a function of difference levels of the regulators.

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I : ANALYSE DU SYSTEME COMMANDE	1
1.1 INTRODUCTION	1
1.2 CHOIX DE L'ORGANE DE COMMANDE	1
1.2.1 Dimensionnement du moteur et hacheur	6
1.3 DETERMINATION DES FONCTIONS DE TRANSFERT	6
1.3.1 Fonction de transfert du hacheur	6
1.3.2 Fonction de transfert du moteur	7
1.4 ASSOCIATION HACHEUR-MOTEUR	9
1.4.1 Conduction continue	9
1.4.2 Conduction discontinue	12
1.5 SIMULATION NUMERIQUE	15
1.5.1 Algorithme de la méthode	15
1.5.2 Organigramme de la méthode	16
1.5.3 Modèle numérique du hacheur	17
1.5.4 Organigramme donnant le courant et la vitesse	19
CONCLUSION	24
Chapitre II : REGULATION DE COURANT	25
2.1 CHOIX ET DIMENSIONNEMENT DU REGULATEUR	25
2.1.1 Détermination des constantes du régulateur	26
2.1.2 Etude de la stabilité	27
2.2 RESULTATS EXPERIMENTAUX	31
2.3 SIMULATION NUMERIQUE	33
2.3.1 Modèle du régulateur PI	34
2.3.2 Organigramme du régulateur	35
2.3.3 Organigramme de la régulation courant	36
CONCLUSION	41

Chapitre III : REGULATION DE VITESSE	43
3.1 GENERALITE	43
3.2 CIRCUIT DE REGLAGE EN CASCADE	44
3.2.1 Fonction de transfert	45
3.2.2 Choix et dimensionnement du régulateur	47
3.3 ETUDE DE LA STABILITE	48
3.4 SIMULATION NUMERIQUE	49
3.4.1 Organigramme de la régulation	50
Chapitre IV: IMPLANTATION	56
4.1 REGULATEUR AVEC CIRCUIT DE LIMITATION	56
4.2 CIRCUIT DE LISSAGE ET D'AMPLIFICATION	57
4.3 L'IMPLANTATION	59
CONCLUSION GENERALE	60
ANNEXES	61
BIBLIOGRAPHIE	

DESIGNATION

Tension d'alimentation du hacheur	E	V
Tension limite	Vcc, -Vcc	"
Tension de commande	Uem	"
Tension de retour	Ur	"
Tension de sortie de l'A.O	Us	"
Tension au borne de l'induit	U	"
Valeur moyenne de la tension	Umoy	"
Courant dans l'induit	I, Ic	A
Courant moyen dans l'induit	Imoy	"
Courant maximal	Imax	"
Courant minimal	Imin	"
Résistance de l'induit	Ra	"
" " la self de lissage	Rs	"
" du filtre	R1, R2	"
" " régulateur courant	RcRr, Rl	"
" totale	R	"
" du régulateur vitesse		"
Inductance de l'induit	La	mH
" " la self	Ls	"
" totale	L	"
" du hacheur	Le	"
Capacité du hacheur	C	µF
" " régulateur courant	C1	"
" " filtre	C2	"
" " régulateur vitesse	C3	"

La constante de temps du hacheur	Th	mS
" " " intégrale du rég.courant	Tii	"
" " " " " " vitesse	Tin	"
" " " proportionnelle du rég.courant	Tni	"
" " " " " " vitesse	Tm	"
" " " électrique	Te	"
" " " mécanique	Tm	"
" " " du filtre	Tf	"
Période de hachage	TF	"

Moment d'inertie	J	kg.m ²
Coefficient de frottement	Kf	kg.m ² .s ⁻¹
Coefficient électromagnétique	K	m.N/A
" du couple résistant	Ko	m.N/A

Rapport cyclique du hacheur		l
Coefficient d'amortissement		l
Ecart de réglage		V
Opérateur Laplacien	s	l
Coefficient du shunt et amplification	Ks	V/A
" de la génératrice tachymétrique	Kg	V/rd.s ⁻¹
Pulsation propre		rd/s

Fonction de transfert	G(s)	l
" " " en boucle ouverte	Go(s)	"
" " " " " fermée	G(s)	"
" " " du régulateur	Gr(s)	"
" " " " hacheur	Gh(s)	"
" " " " système à régler	Gs(s)	"

INTRODUCTION

Les entraînements électromécaniques à vitesse variables, constituent l'application la plus importante de l'électronique industrielle. On y fait appel non seulement à l'électronique de puissance mais aussi à l'électronique de réglage et de commande.

Dans ces entraînements, les trois types de moteurs sont utilisés (moteur à courant continu, moteur asynchrone, moteur synchrone).

Le moteur à courant continu est le plus utilisé, bien que sa construction soit plus complexe que celle du moteur asynchrone et synchrone ; ceci provient du fait que l'on peut faire varier la vitesse la vitesse du moteur à courant continu simplement au ^{moyen} d'une tension continue variable provenant d'un convertisseur de courant continu, alors que dans le cas des M.AS et M.S on a recourt au convertisseur de fréquences.

C'est dans ce domaine où l'étude de ce projet a été faite. Ce dernier qui consiste principalement à donner un modèle mathématique permettant de connaître les différentes réponses du système, autrement dit sa simulation. Ce travail a été ensuite accompagné d'une réalisation.

Le présent rapport comprend quatre chapitres se présentant de la manière suivante :

Le premier chapitre consiste à analyser le système à commander (hacheur-moteur) en déterminant sa fonction de transfert, et son modèle mathématique.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la régulation de courant, la stabilité de la boucle ensuite sa simulation numérique.

Le troisième chapitre met en oeuvre la simulation numérique du fonctionnement du système régulé (régulation de vitesse).

Enfin le quatrième chapitre présente l'implantation de la boucle de courant.

chapitre I

ANALYSE DU SYSTEME

COMMANDE

ANALYSE DU SYSTEME COMMANDE

1.1 INTRODUCTION

Notre système à commander étant le moteur à courant continu, dont la vitesse de rotation est donnée par :

$$\Omega = (U - RI) / K$$

De cette formule on dispose de deux moyens de réglage de la vitesse :

- Soit par variation de la tension aux bornes de l'induit ;
- Soit par variation de l'excitation.

Théoriquement il n'est pas indifférent d'employer l'un ou l'autre des deux procédés, celui qui convient le mieux dépend de la charge que le moteur entraîne. Mais comme on ne peut pas appliquer sans risque une tension supérieure à la tension nominale, ni un flux supérieur au flux nominal, il l'en résulte que :

- * Le réglage de la tension permet seulement de diminuer la vitesse.
- * Le réglage du flux permet seulement de l'augmenter. /4/

1.2 CHOIX DE L'ORGANE DE LA COMMANDE DU MOTEUR : HACHEUR

Comme tout organe de commande, le hacheur est choisi principalement pour son rôle d'interface entre régulateur et système à régler d'une part, d'autre part il permet l'obtention d'une tension continue variable avec laquelle la variation de la vitesse est obtenue, en utilisant simplement une tension continue constante (cas assez simple par rapport à d'autre choix).

Sa position dans le système peut se schématisée comme suit :

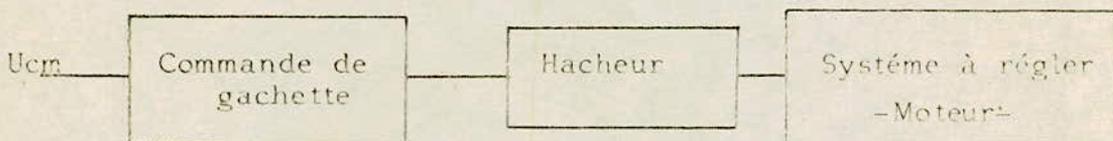


Fig. 1.1 Position du hacheur dans le système.

a/ Principe de fonctionnement :

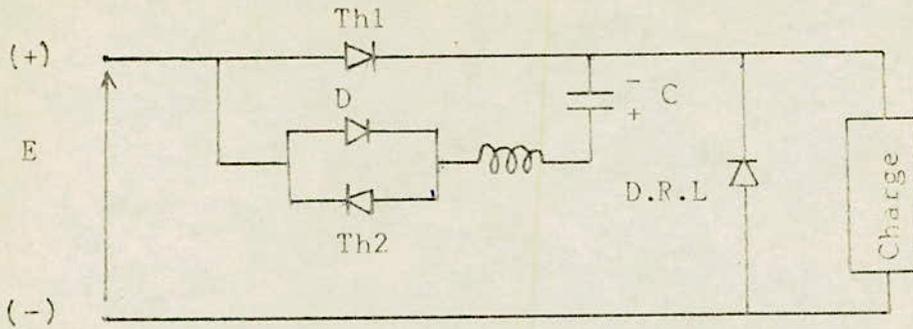


Fig. 1.2 Schéma du hacheur.

En premier lieu le condensateur C se charge à travers la diode D après avoir alimenté le hacheur sous une tension E, sa polarité est indiquée sur la fig 1.2. Une fois le condensateur C chargé, c'est à dire plus de passage de courant à travers la diode D, on envoie une impulsion au thyristor Th1, alors la charge devient soumise à la tension E et le hacheur se trouve ainsi enclenché. A ce moment on peut jouer sur la tension aux bornes de la charge, c'est à dire selon le déclenchement du hacheur de plusieurs façons :

- * Soit varier la durée de conduction en gardant la fréquence fixe;
- * Soit garder la durée de conduction fixe et jouer sur la fréquence;
- * Soit jouer sur les deux paramètres, fréquence et durée de conduction en même temps. (Nous nous limiterons au premier cas, c'est le plus utilisé en pratique industrielle).

La troisième opération consiste à donner une impulsion au thyristor Th2. Le condensateur C se décharge, il en résulte une tension négative à ses bornes, le thyristor Th1 se trouve bloquer, le thyristor Th2 se bloque de lui même car le courant qui le traverse est nul.

b/ Génération des impulsions :

L'étude de cette partie semble indispensable du fait que la variation de la tension moyenne est fonction de la tension de commande. Au niveau du hacheur c'est la durée d'enclenchement et de déclenchement des thyristors.

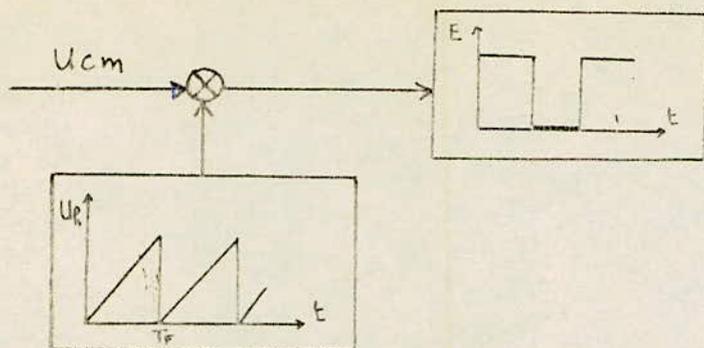


Fig.1.3 Représentation schématique d'un dispositif de contrôle.

Une tension de commande U_{cm} est comparée à une tension auxiliaire U_r en forme de dents de scie fournie par un oscillateur. Le signal obtenu à la sortie du comparateur est appliqué à l'entrée du circuit d'amplification.

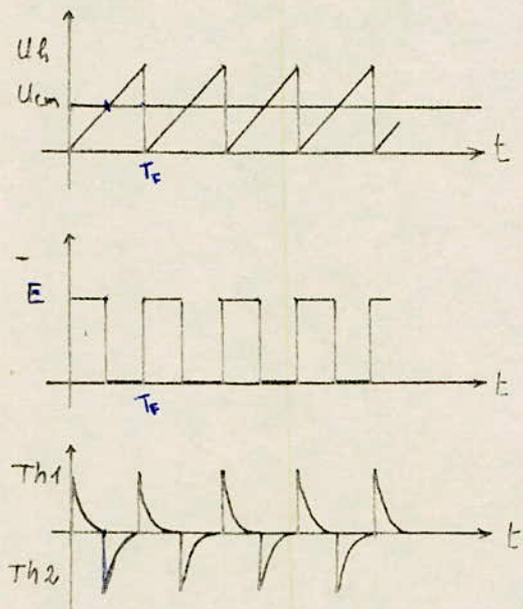


Fig.1.4 Fonctionnement du dispositif de contrôle.

c/ Obtention d'une tension moyenne variable :

En variant U_{cm} entre 0 et $U_{cm_{max}}$, la durée d'enclenchement T_e varie entre 0 et T_f .

La valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge vaut :

$$U_{moy} = E \cdot T_e / T_f = \alpha \cdot E \quad ; \quad 0 < \alpha < 1 \quad (\text{voir fig.1.5})$$

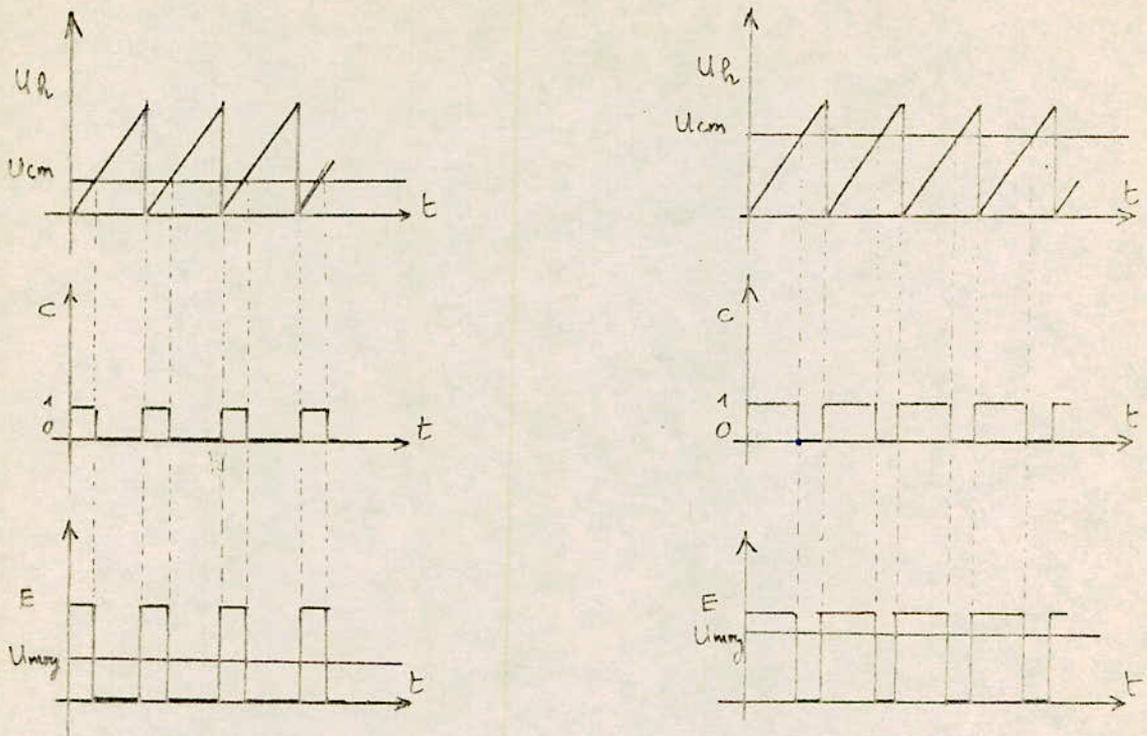


Fig.1.5 Fonctionnement du hacheur pour différente U_{cm} .

REMARQUE :

Dans ce qui précède, la décharge du condensateur n'est pas prise en considération: c'est le cas idéal. En réalité l'influence de la commutation forcée sur la tension continue n'est pas négligeable, car aux instants de déclenchement du hacheur une surtension similaire à un triangle sur la tension instantanée U aux bornes de la charge; ceci augmente légèrement la valeur moyenne de la tension continue U_d (voir fig.1.6).

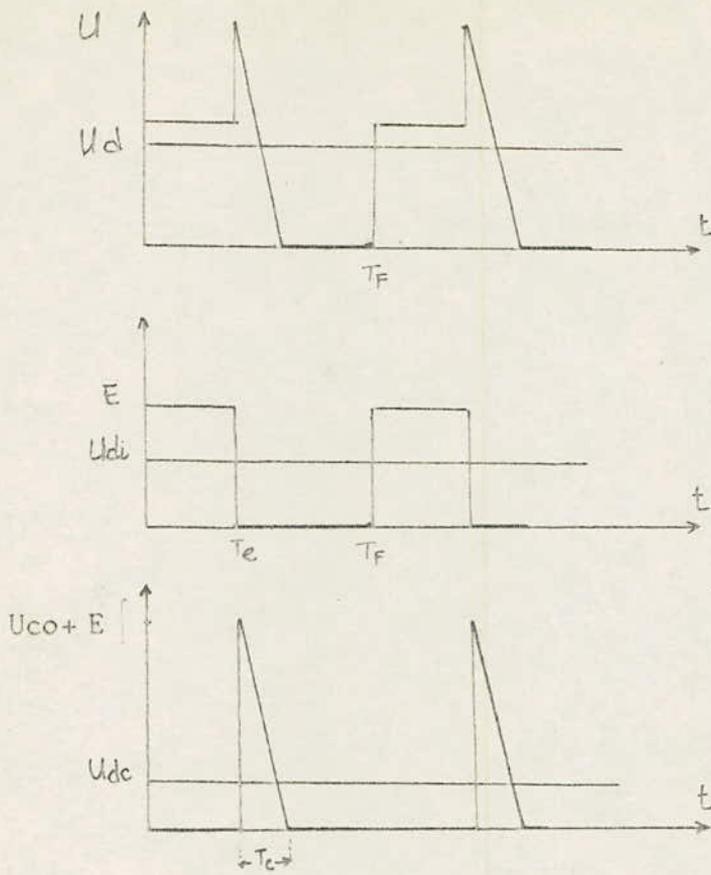


Fig.1.6 Décomposition de la tension continue U_d en une composante idéale U_{di} et une composante U_{dc} due à la commutation forcée. /5/

1.2.1 DIMENSIONNEMENT DU MOTEUR ET HACHEUR :

* Moteur : (excitation séparée à flux constant) $P_n=3 \text{ kW}$

a/ Caractéristiques électriques :

Induit : $U_n=110 \text{ V}$; $I_n=32 \text{ A}$; $R_a=0.4 \Omega$; $L_a=16 \text{ mH}$.

Inducteur : $U_n=110 \text{ V}$; $J_n=1.2 \text{ A}$.

b/ Caractéristiques mécaniques :

Coefficient de frottement : $K_f=0.01$

Moment d'inertie : $J=0.06 \text{ kg.m}^2$

* Hacheur :

Période de hachage : $T_f=0.005 \text{ s}$

Capacité : $C=15 \mu\text{F}$

Inductance : $L_e=5 \text{ mH}$

Thyristors : SKT 100 $I_d=100 \text{ A}$; $V_{iTh}=1200 \text{ V}$

$I_{maintb}=100 \text{ mA}$; $I_g=170 \text{ mA}$

$V_g=3 \text{ V}$

Diode de roue libre : $V_i=1200 \text{ V}$; $I_d=45 \text{ A}$

* Self de lissage : $R_s=2.11 \Omega$; $L_s=280 \text{ mH}$

* Shunt : de 20 A .

1.3 DETERMINATION DES FONCTIONS DE TRANSFERT :

1.3.1 Fonction de transfert du hacheur :

Le facteur de transfert du hacheur est donné par :

$$G = \frac{U_c}{U_{cm}} = \frac{E/U_h}{\dots} \quad (1.1)$$

La constante de temps du hacheur :

$$T_h = T_f/2 = 1/2.f \quad (1.2)$$

La fonction de transfert est :

$$G_h(s) = G.e^{-sT_h} \approx \frac{G}{1+s.T_h} \quad (1.3)$$

1.3.2 Fonction de transfert du moteur :

1.3.2 Fonction de transfert du moteur :

Le moteur étant défini par les deux équations :

$$U = R \cdot I + L \cdot \frac{di}{dt} + E' \quad \dots\dots\dots (1.4)$$

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad \dots\dots\dots (1.5)$$

Sachant que : $E' = K \cdot \Omega$ et $C_e = K \cdot I$, on obtient les relations:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{U - R \cdot I - K \cdot \Omega}{L} \quad \dots\dots\dots (1.6)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{K \cdot I - C_r}{J} \quad \dots\dots\dots (1.7)$$

avec $R = R_a + R_s$; $L = L_a + L_s$

En appliquant la transformée de Laplace :

$$I(s) = \frac{U(s) - K \cdot \Omega(s)}{L \cdot s + R} = \frac{U(s) - K \cdot \Omega(s)}{R(1 + T_e \cdot s)} \quad \dots\dots\dots (1.8)$$

$$\Omega(s) = \frac{K \cdot I(s) - C_r(s)}{J \cdot s} \quad \dots\dots\dots (1.9)$$

avec : $T_e = L/R$ la constante de temps électrique. $T_e = 118$ ms

$$U = \frac{U_{cm} \cdot E}{U_h} = G \cdot U_{cm} \quad \dots\dots\dots (1.10)$$

En remplaçant (1.9) dans (1.8) on obtient :

$$I(s) = \frac{U(s) \cdot sJ/K^2 + (1/K) \cdot C_r(s)}{T_m \cdot s \cdot (1 + sT_e) + 1} \quad \dots\dots\dots (1.11)$$

avec : $T_m = \frac{J}{K} 2 \cdot R$ $T_m = 464$ ms

$$I(s) = \frac{G \cdot U_{cm} \cdot T_m \cdot s/R}{T_m \cdot s + T_m \cdot T_e \cdot s^2 + 1} + \frac{1/K \cdot C_r(s)}{T_m \cdot s + T_m \cdot T_e \cdot s^2 + 1} \quad \dots\dots (1.12)$$

$I(s)$ peut donc s'écrire :

$$I(s) = G_{iu}(s) \cdot U_{cm}(s) + G_{ic}(s) \cdot C_r(s)$$

avec :

$$G_{iu}(s) = \frac{(G \cdot T_m / R) \cdot s}{T_m \cdot s + T_m \cdot T_e \cdot s^2 + 1} \quad \dots\dots\dots (1.13)$$

$$G_{ic}(s) = \frac{1/K}{T_m \cdot s + T_m \cdot T_e \cdot s^2 + 1} \quad \dots\dots\dots (1.14)$$

La solution de l'équation caractéristique $T_m \cdot s + T_m \cdot T_e \cdot s^2 + 1 = 0$:

$$T_{\alpha, \beta} = \frac{T_m}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4 \cdot T_e / T_m} \right)$$

Les constantes de temps obtenues étant complexes, il est préférable de transformer l'équation caractéristique en faisant apparaître la pulsation propre ω_0 et le facteur d'amortissement : /3/

$$1 + s \cdot 2 \cdot \frac{\delta}{\omega_0} + s^2 \frac{1}{\omega_0^2} = 0 \quad \dots\dots\dots (1.15)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{(T_m \cdot T_e)^{1/2}} \quad ; \quad \delta = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{T_m}{T_e}}$$

Résultats : $\omega_0 = 4.27 \text{ rad/s}$; $\delta = 0.991$

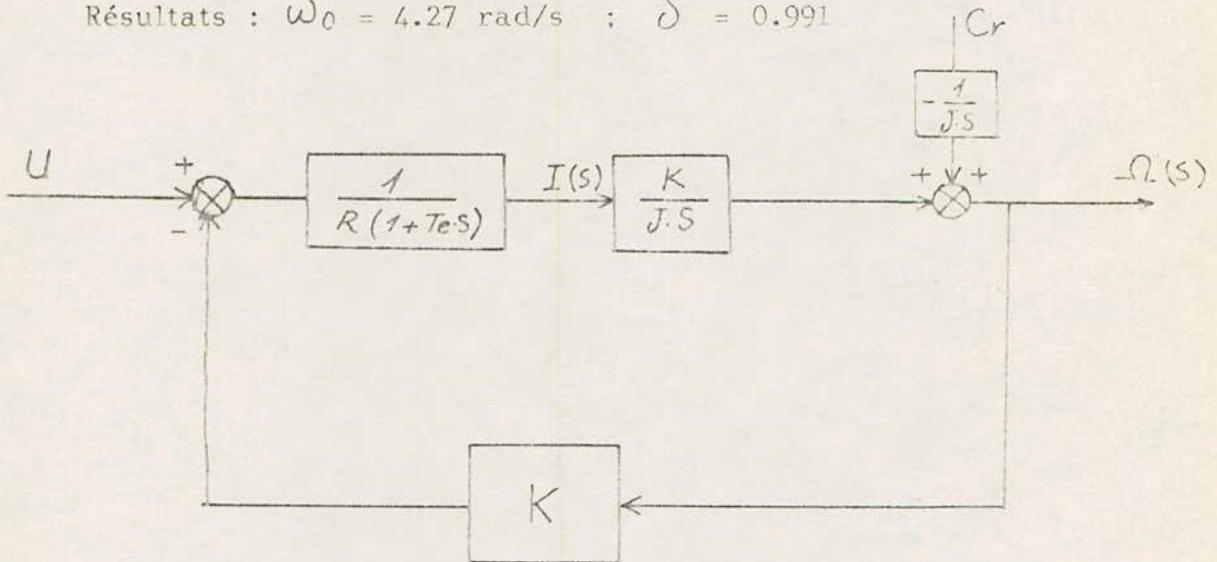


Fig.1.7 Schéma fonctionnel du système.

L'équation de transfert de vitesse :

$$\Omega(s) = G_{\Omega i}(s) \cdot I(s) - G_{\Omega c}(s) \cdot Cr(s)$$

avec

$$G_{\Omega i}(s) = \frac{R \cdot 1/K}{T_m \cdot s} \quad \dots\dots\dots (1.16)$$

$$G_{\Omega c}(s) = \frac{R \cdot 1/K^2}{T_m \cdot s} \quad \dots\dots\dots (1.17)$$

Le schéma fonctionnel peut se transformer en:

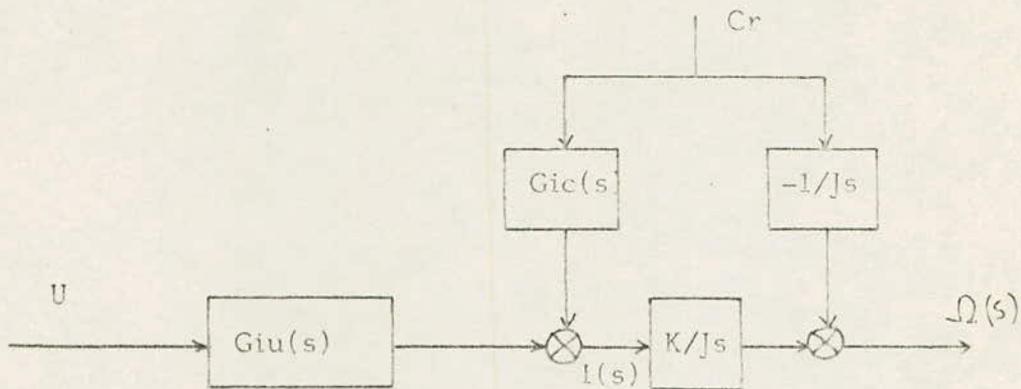


Fig.1.8 Schéma fonctionnel réduit.

1.4 ASSOCIATION HACHEUR-MOTEUR :

De l'analyse du comportement du hacheur, se déduisent les types de fonctionnement selon le courant dans le moteur.

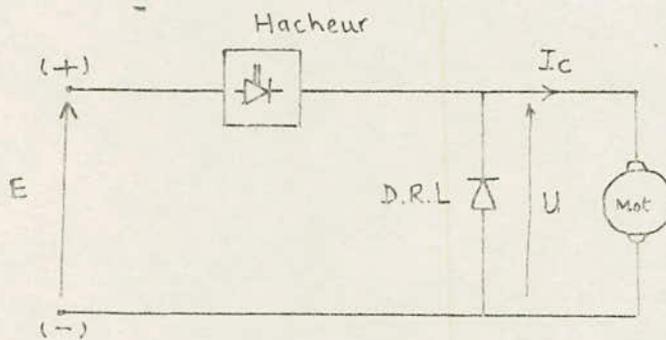


Fig.1.9 Schéma de montage de l'association hacheur-moteur.

1.4.1 Conduction continue :

La figure (1.8) représente le cas de la conduction continue dans la charge.

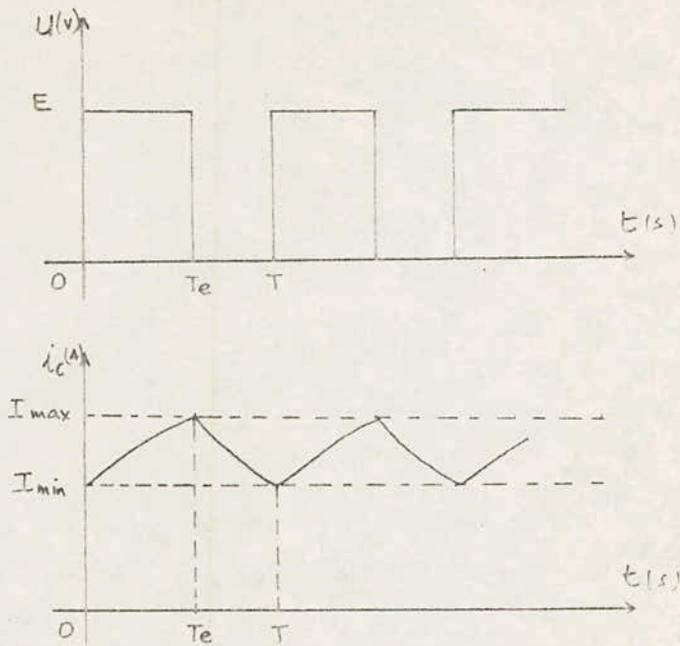


Fig.1.f0

* La valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge :

$$U_{moy} = \alpha \cdot E = R \cdot I_c + E' \quad \dots\dots\dots (1.18)$$

$$\text{et- } I_{moy} = \frac{E}{R} \cdot (\alpha - \frac{E'}{E}) \quad \dots\dots\dots (1.19)$$

* L'ondulation du courant :

$$\text{pour } 0 < t < T_e : \quad E' - E = R \cdot I_c + L \cdot \frac{dI_c}{dt} \quad \dots\dots\dots (1.20)$$

$$I_c = \frac{E - E'}{R} + (I_{min} - \frac{E - E'}{R}) \cdot e^{-t/\tau} \quad \dots\dots\dots (1.21)$$

$$I_{max} = \frac{E - E'}{R} + (I_{min} - \frac{E - E'}{R}) \cdot e^{-T_e/\tau} \quad \dots\dots\dots (1.22)$$

$$\text{pour } T_e < t < T : \quad R \cdot I_c + L \cdot \frac{dI_c}{dt} = -E' \quad \dots\dots\dots (1.23)$$

La solution de l'équation (1.23) est:

$$I_c = -\frac{E'}{R} + (I_{max} + \frac{E'}{R}) \cdot e^{-\frac{t - T_e}{\tau}} \quad \dots\dots\dots (1.24)$$

à \$t=T\$ on a : \$I_c(T) = I_{min}\$ d'où :

$$I_{min} = -\frac{E'}{R} + (I_{max} + \frac{E'}{R}) \cdot e^{-\frac{T - T_e}{\tau}} \quad \dots\dots\dots (1.25)$$

De (1.22) et (1.25) on tire :

$$I_{\max} = \frac{E}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_e}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} - \frac{E'}{R} \dots\dots\dots (1.26)$$

$$I_{\min} = \frac{E}{R} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{T_e/\tau}}}{1 - e^{-\frac{T/\tau}}} - \frac{E'}{R} \dots\dots\dots (1.27)$$

L'écart est alors :

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{E}{R} \left[\frac{1 - e^{-\frac{T_e}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} - \frac{1 - e^{-\frac{T_e/\tau}}}{1 - e^{-\frac{T/\tau}}} \right]$$

L'ondulation maximum est obtenue pour :

$$\alpha = \frac{\tau}{2 \cdot T} \ln \frac{e^{\frac{T}{\tau}} - 1}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}$$

On montre que pour $\tau \gg T$:

$$I_{\max} = I_{\min} = \frac{E}{R} \cdot \alpha - \frac{E'}{R}$$

et que pour une valeur de R négligeable devant L :

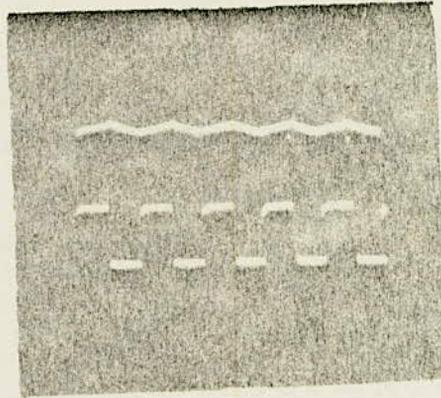
$$\Delta I = \frac{\alpha \cdot E}{L} \cdot (T_f - T_e) = \frac{\alpha \cdot E}{L} \cdot T_f \cdot (1 - \alpha) \dots\dots\dots (1.28)$$

et l'ondulation max est obtenue pour $\alpha = 0.5$, qui donne pour ΔI :

$$\Delta I_{\max} = \frac{E \cdot T}{4 \cdot L} \dots\dots\dots (1.29)$$

Donc pour réduire l'ondulation, il faut augmenter la fréquence de hachage . /10/

* La photo ci-dessous montre l'allure du courant dans le moteur : cas de conduction continue.



Moteur avec self de lissage : $L_s=280$ mH; $f=200$ Hz; $\alpha=0.5$

1.4.2 Conduction discontinue :

La conduction est discontinue si la valeur minimale du courant s'annule à chaque période, soit :

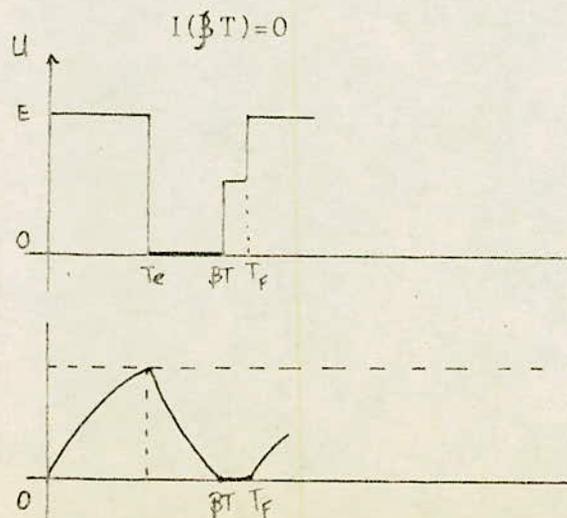


Fig.1.11: Forme du courant et de la tension : cas discontinu.

Pour $0 < t < T_e$: $I_c = \frac{E-E'}{R} (1 - e^{-t/\tau})$ (1.30)

A $t = T_e$, $I_c = I_{max}$

$$I_{max} = \frac{E-E'}{R} (1 - e^{-T_e/\tau})$$
 (1.31)

Pour $T_e < t < \beta T$ on a :

$$I_c = \frac{E'}{R} + (I_{max} + \frac{E'}{R}) \cdot e^{-\frac{t-T_e}{\tau}}$$
 (1.32)

$I_c(\beta T) = 0$ alors :

$$I_{max} = \frac{-E'}{R} (e^{-\frac{\beta-\alpha}{\tau} \cdot T} - 1)$$
 (1.33)

De (1.31) et (1.33) on tire :

$$\beta = \alpha + \frac{\tau}{T} \cdot \ln \left(1 + \frac{E-E'}{E} (1 - e^{-\alpha T/\tau}) \right)$$
 (1.34)

β dépend de plusieurs paramètre, entre autres α, E', L etc...

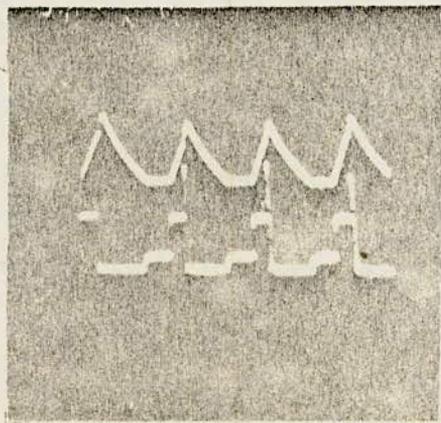
Pour $\beta T < t < T_f$: $I_c = 0$ d'où $U_c = E'$

La valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge est :

$$U_c = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_0^{T_e} E dt + \int_{\beta T}^{T_f} E' dt \right)$$

$$U_c = E \left(\alpha + \frac{E'}{E} (1 - \beta) \right)$$
 (1.35)

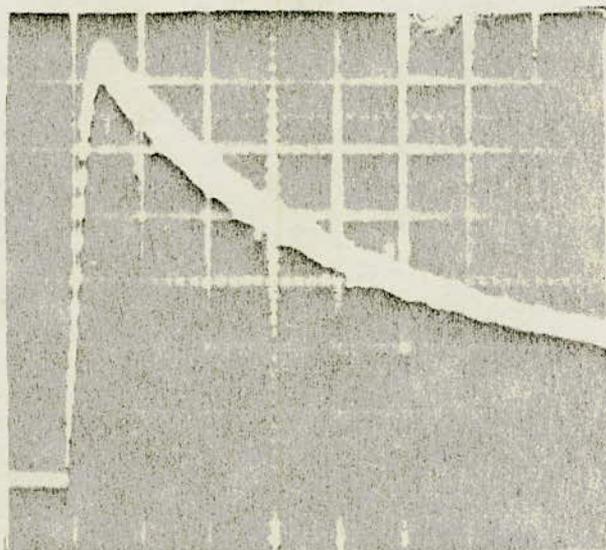
* La photo ci-dessous montre l'allure du courant dans le moteur :
cas de conduction discontinue :



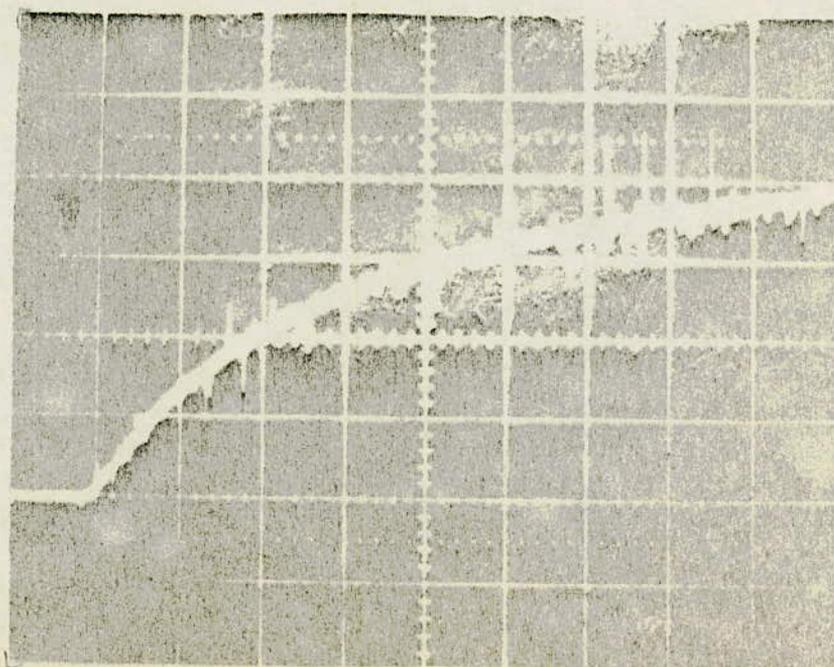
Moteur sans self de lissage : $f = 120$ Hz, $\alpha = 0.15$, $\beta = 0.5$.

Les allures de la vitesse et du courant après association hacheur-moteur expérimentalement ont été prise par photo de l'oscilloscope :

* PHOTO 1 : allure du courant de démarrage à vide :



* PHOTO 2 : allure de la vitesse pendant le démarrage :



1.5 SIMULATION NUMERIQUE :

Les résultats obtenus par cette étude -simulation- sont représentés dans les pages suivantes. Le modèle mathématique choisi pour la résolution des équations différentielles du moteur est celui de RANGE-KUTTA d'ordre quatre, dont l'algorithme est le suivant :

Dans notre étude le système d'équation est le suivant:

$$\frac{dI}{dt} = (U - R \cdot I - K \cdot \Omega) / L$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = (K \cdot I - (K_0 + K_f) \cdot \Omega) / J$$

Avec : $I(0) = 0$; $\Omega(0) = 0$

1.5.1 Algorithme de la méthode : /12/

$$I_{i+1} = I_i + \Delta I_i$$

$$\Omega_{i+1} = \Omega_i + \Delta \Omega_i$$

$$\Delta I_i = \frac{1}{6} \cdot (K_{11i} + 2 \cdot K_{12i} + 2 \cdot K_{13i} + K_{14i})$$

$$\Delta \Omega_i = \frac{1}{6} \cdot (K_{21i} + 2 \cdot K_{22i} + 2 \cdot K_{23i} + K_{24i})$$

Avec :

$$K_{11i} = H \cdot F_1(t_i, I_i, \Omega_i).$$

$$K_{21i} = H \cdot F_2(t_i, I_i, \Omega_i).$$

$$K_{12i} = H \cdot F_1(t_i + H/2, I_i + K_{11i}/2, \Omega_i + K_{21i}/2) .$$

$$K_{22i} = H \cdot F_2(t_i + H/2, I_i + K_{11i}/2, \Omega_i + K_{21i}/2) .$$

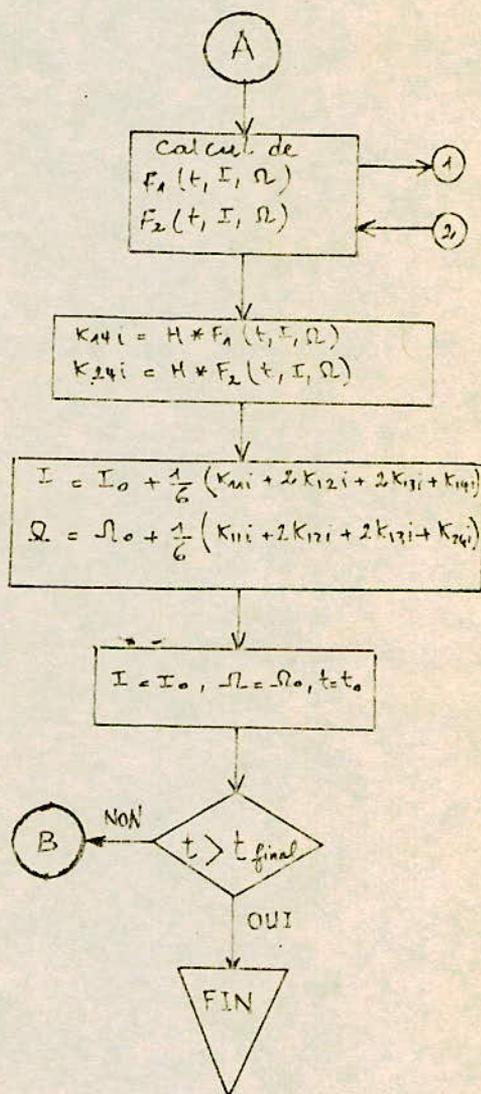
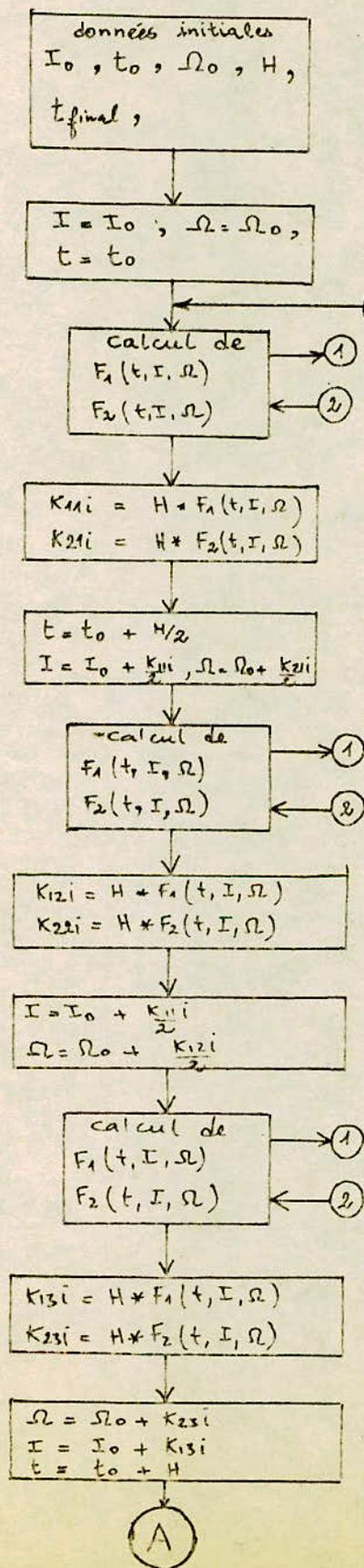
$$K_{13i} = H \cdot F_1(t_i + H/2, I_i + K_{12i}/2, \Omega_i + K_{22i}/2) .$$

$$K_{23i} = H \cdot F_2(t_i + H/2, I_i + K_{12i}/2, \Omega_i + K_{22i}/2) .$$

$$K_{14i} = H \cdot F_1(t_i + H, I_i + K_{13i}, \Omega_i + K_{23i}) .$$

$$K_{24i} = H \cdot F_2(t_i + H, I_i + K_{13i}, \Omega_i + K_{23i}) .$$

ORGANIGRAMME DE LA METHODE DE RANGE-KUTTA D'ORDRE 4 : /1/



1.5.3 Modèle numérique du hacheur:

Dans le générateur d'impulsions, on a la comparaison entre les deux tensions U_h et U_{cm} (chapitre 1):

$$U=E \quad \text{si} \quad U_{cm} > U_h.$$

$$U=0 \quad \text{si} \quad U_{cm} < U_h$$

Les dents de scie ayant pour modèle les droites de la forme :

$$U_h = a \cdot t + b \quad \text{pour} \quad 0 < t < T_f$$

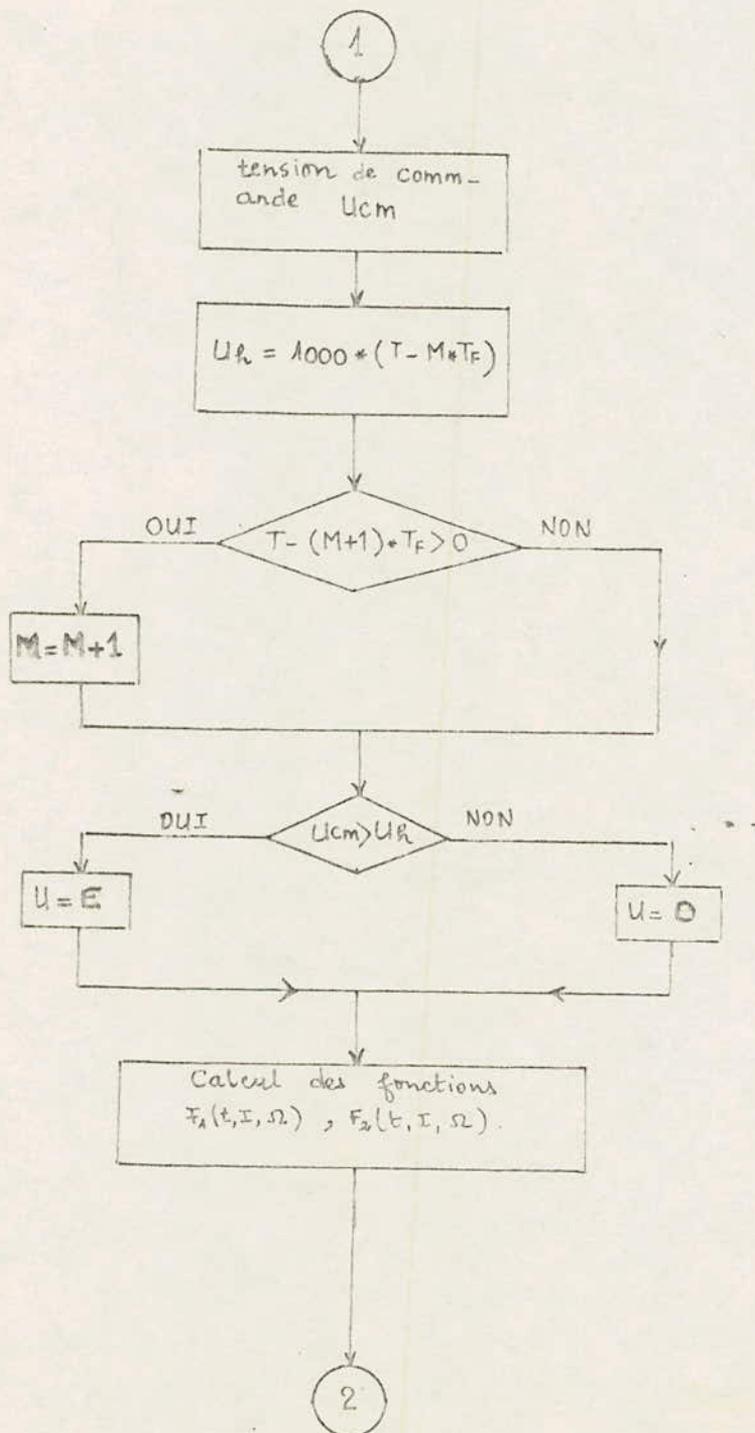
de la première dent de scie on tire la constante a d'où:

$$U_h = 1000 \cdot t$$

Pour les périodes suivantes:

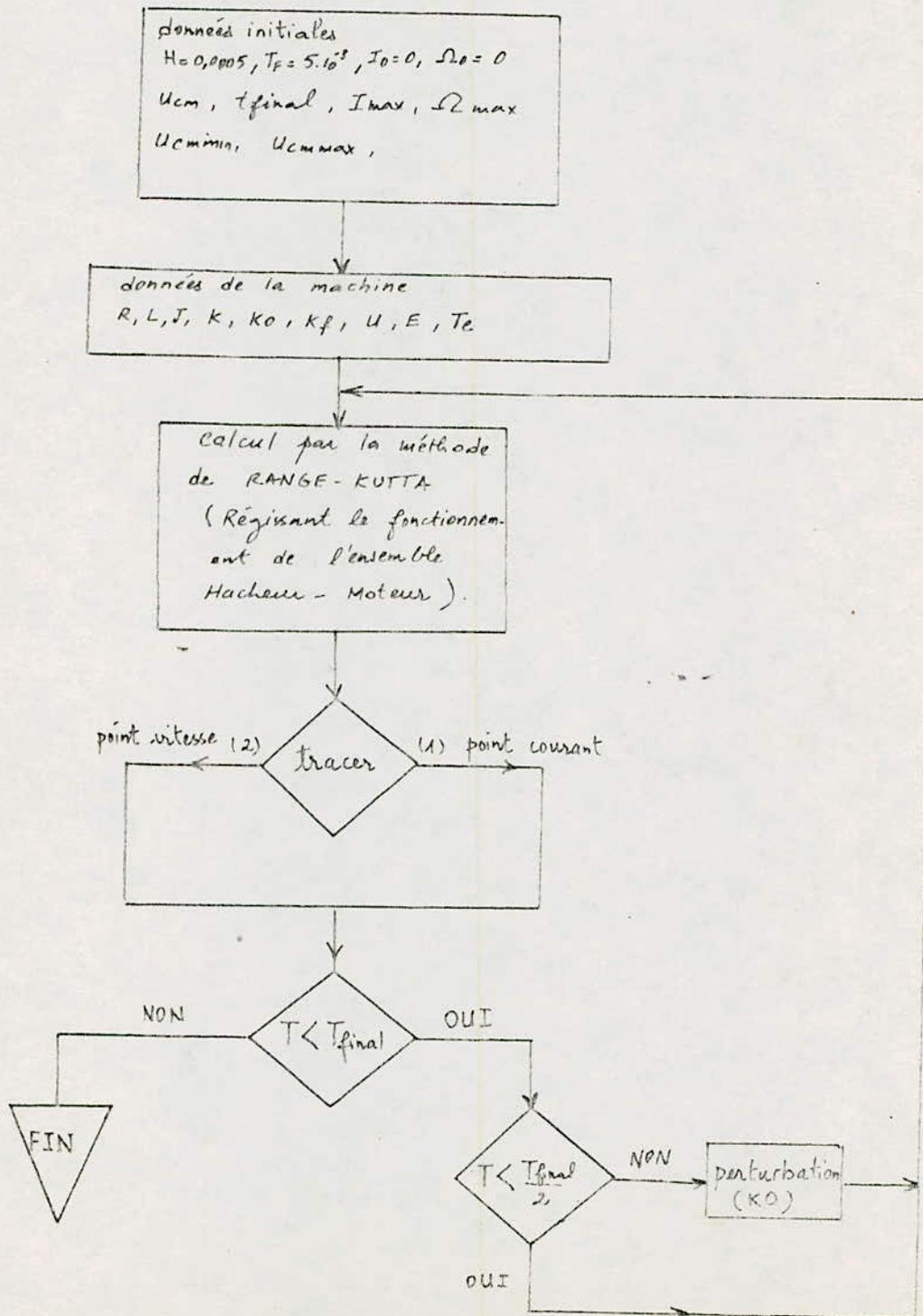
$$U_h = 1000(t - M \cdot T_f)$$

Organigramme déterminant le fonctionnement du hacheur:



Organigramme
du Hacheur.

1.5.4 Organigramme donnant le courant et la vitesse sans régulation:



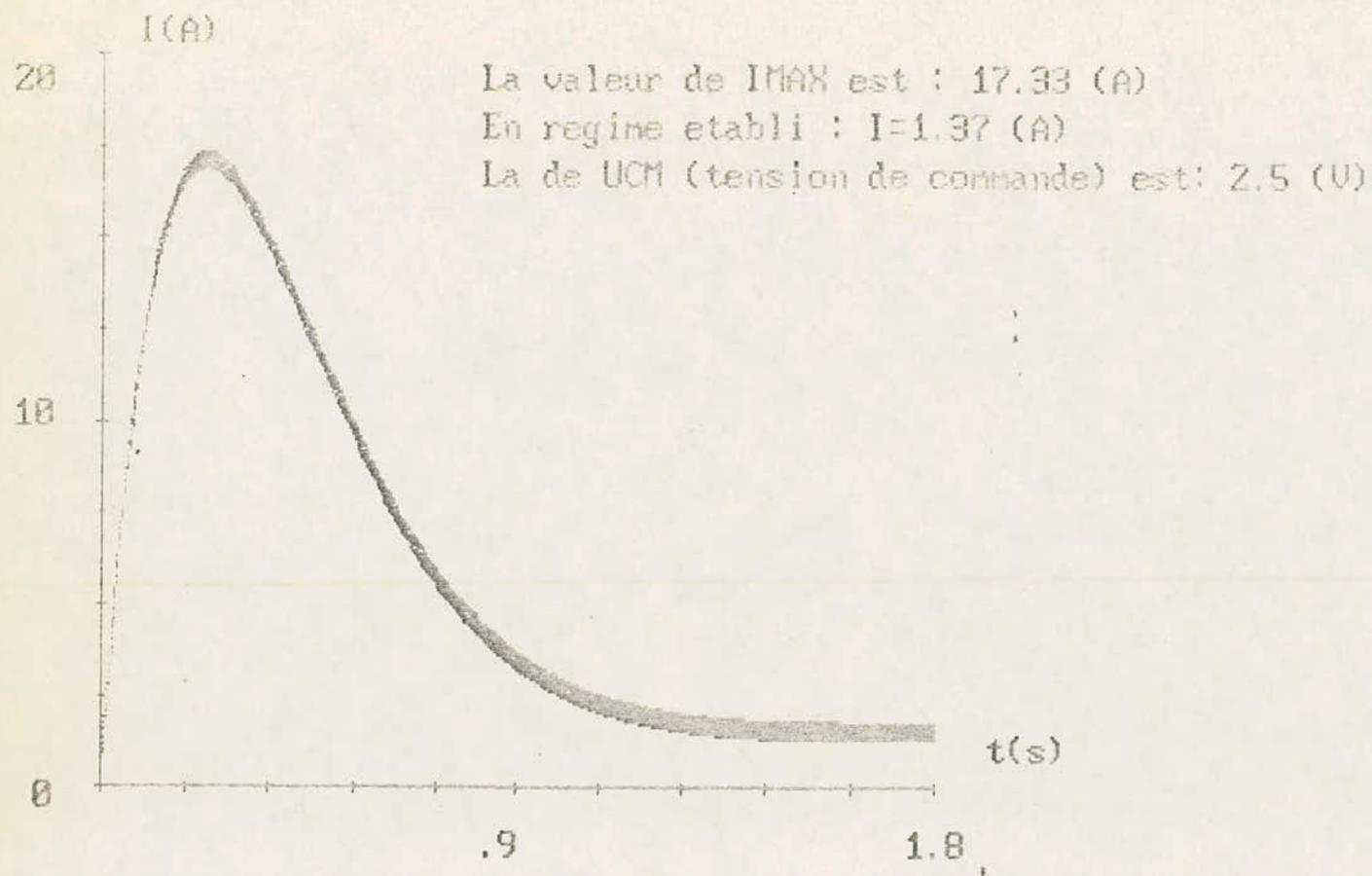


FIG. 1.12, courbe de courant de denarrage du moteur à courant continu

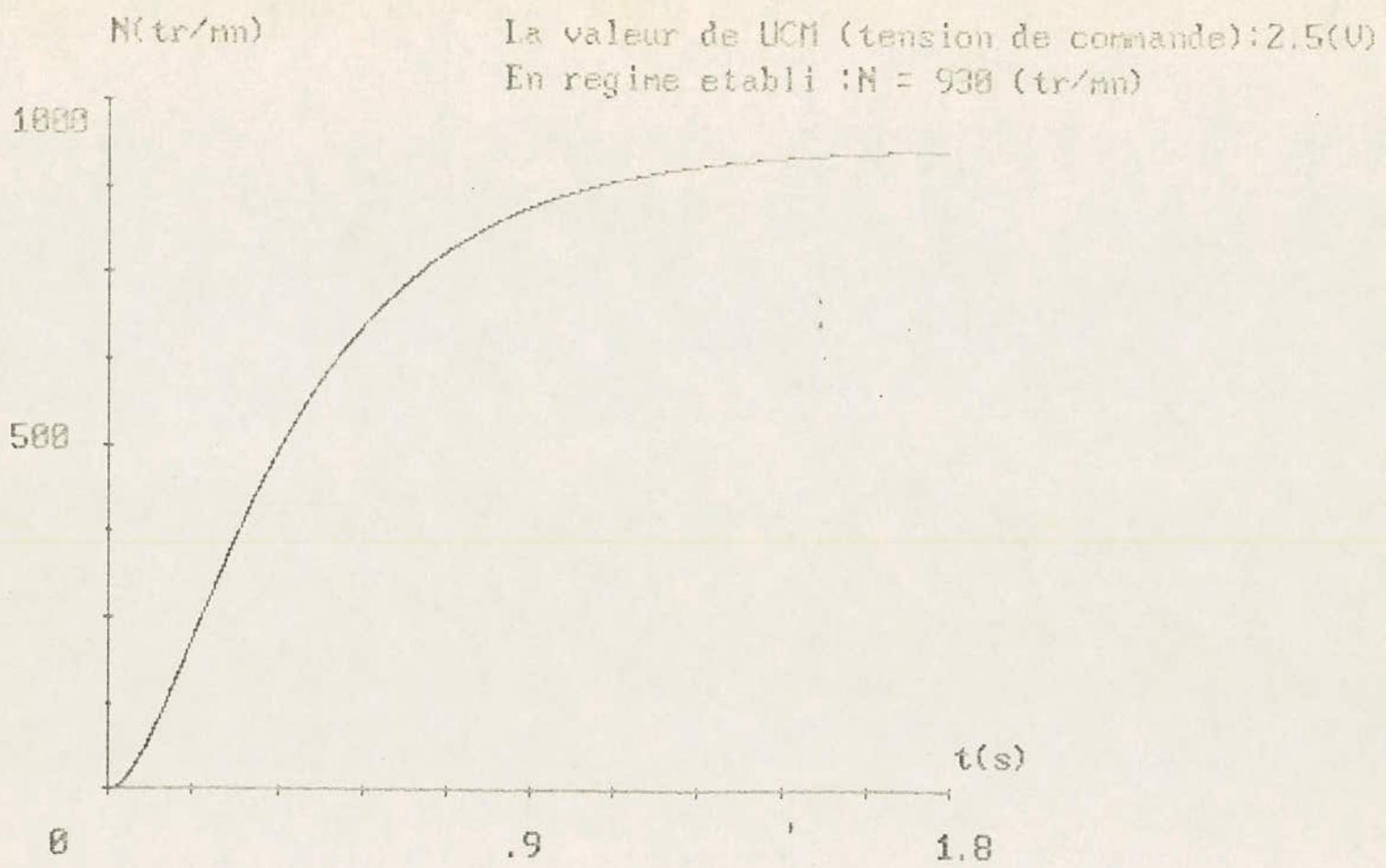
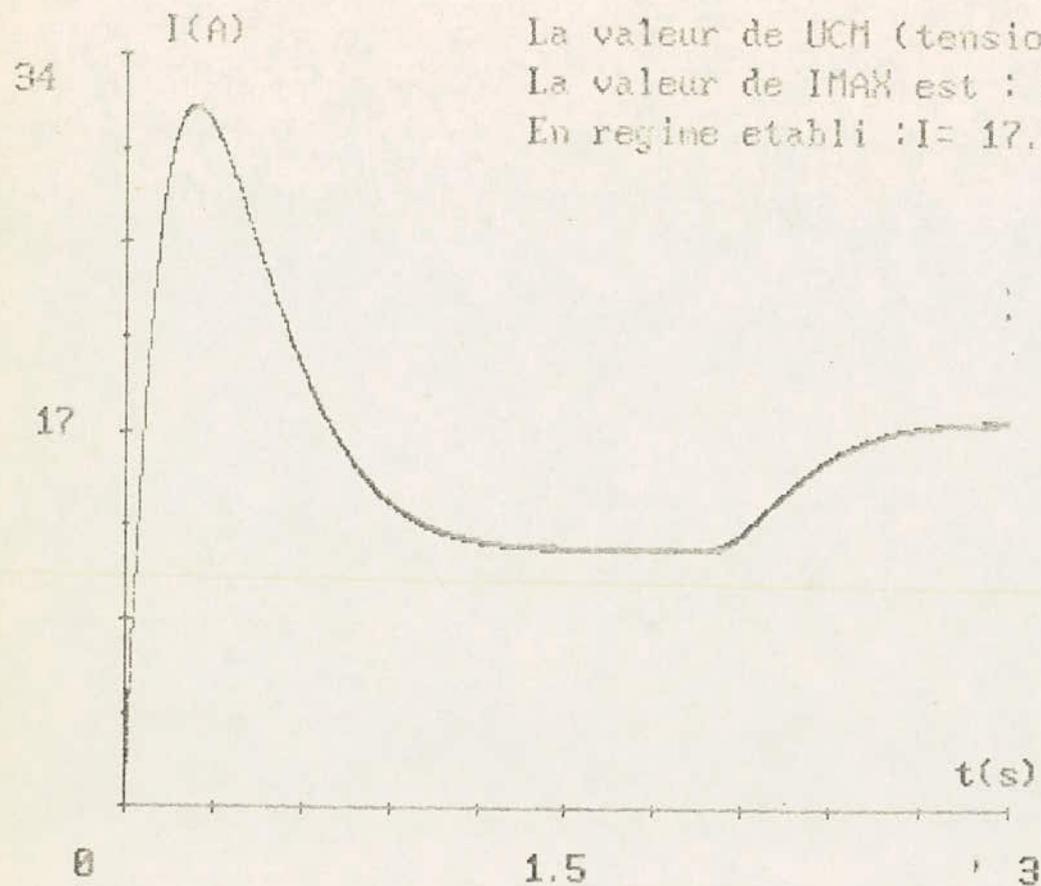
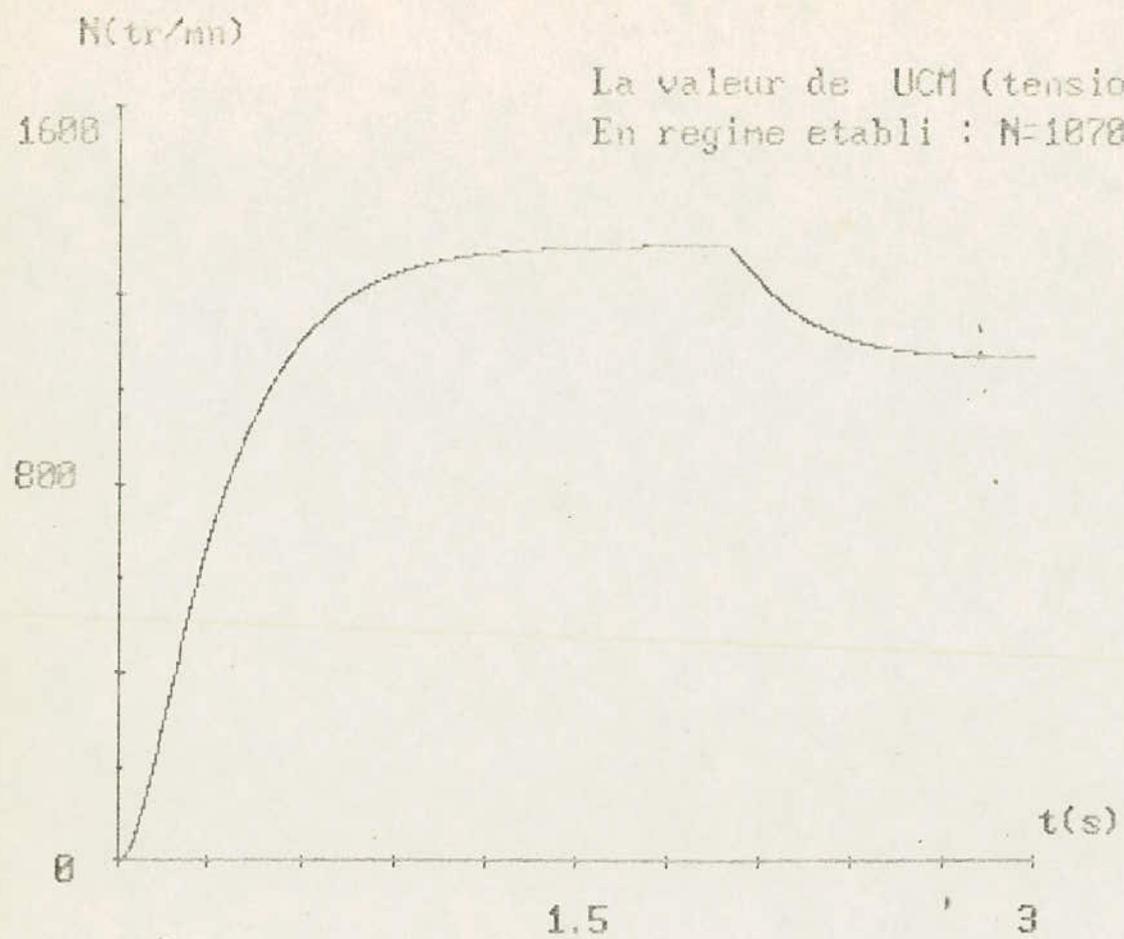


FIG.1.13 Courbe de vitesse sans regulation



La valeur de UCH (tension de commande) est : 4.5(V)
 La valeur de I_{MAX} est : 33.731 (A)
 En regime etabli : I = 17.457 (A)

FIG.2 : courbe de courant en charge ($K_0 = .04$) sans regulation et avec perturbation ($K_0 = .08$) à $t = 2$ (s)



La valeur de UCM (tension de commande) : 4.5 (V)
 En regime etabli : $N=1078$ (t/min)

FIG.1.15 Allure de vitesse en charge ($K_0=.84$) sans regulation avec perturbation ($K_0=.88$) à $t=2$ (s)

CONCLUSION

Les résultats obtenus :

Le courant dans l'induit est supérieur à la valeur de consigne ($I_c=20 \text{ A}$) pendant 0.5 second ; ceci semble normal car le moteur doit absorber au réseau un courant important pendant son démarrage pour lui permettre de porter toutes les masses à la vitesse nominale.

Le régime permanent étant obtenu après 2 secondes, donc au niveau du moteur, sans prendre en considération la vitesse, on un échauffement du circuit d'induit, d'où nécessité d'une méthode qui limite le courant à sa valeur de consigne pendant les régimes transitoires : c'est le sujet du chapitre suivant.

chapitre II

REGULATION DE

COURANT

2. REGULATION DE COURANT :

Le principe de cette régulation est basé sur la comparaison entre la valeur de consigne U_{cmi} et la valeur mesurée (réelle) U_r . La fig.2.1 montre le schéma de principe du circuit de réglage.

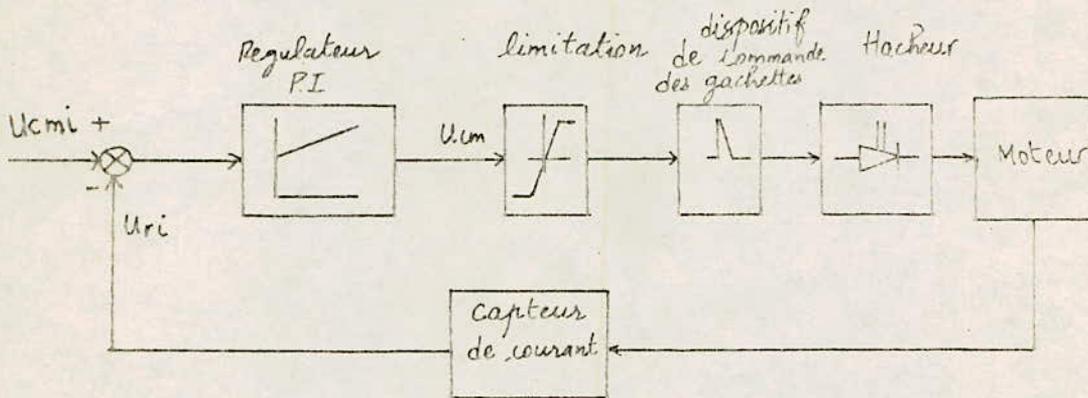


Fig.2.1 Boucle de régulation de courant.

Le régulateur effectuant la comparaison entre U_{cmi} et U_r , fournit la tension de commande U_{cm} qui sera limitée entre une valeur maximale et une valeur minimale assurant ainsi la génération des impulsions au niveau du dispositif de commande de gachettes. Ce dernier intervient sur le hacheur.

Remarque : le problème de limitation sera détaillé plus loin.

2.1 Choix et dimensionnement du régulateur :

Notre système à régler avec l'organe de commande ne possède qu'une constante de temps dominante et une petite constante de temps. Dans ce cas on doit faire appel à un régulateur du type PI dont le choix des constantes de temps (proportionnelle et intégrale) est lié à la stabilité du système. Autrement dit nécessité d'un compromis entre le dépassement maximal et le temps de montée, afin d'obtenir un rapport des constantes de temps T_P/T_I optimal. (Voir annexe). /3/

2.1.1 Détermination des constantes de temps du régulateur PI :

La fonction de transfert du régulateur s'écrit :

$$G_r(s) = \frac{1+s \cdot T_n}{s \cdot T_i} \dots\dots\dots (2.1)$$

Pour le circuit de réglage de courant (fig.2.1) le schéma bloc peut se représenter par la figure suivante :

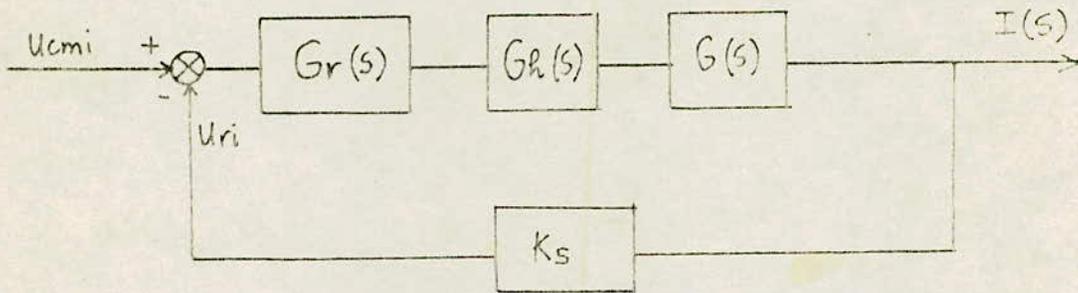


Fig.2.2 schéma bloc du circuit de réglage de courant.

* NOTA:

Avant d'évaluer la fonction de transfert du circuit en boucle ouverte, il est à noter que la fonction de transfert du moteur initialement de la forme (1.13) (du courant par rapport à la tension) devient:

$$G(s) = \frac{1}{R(1+s \cdot T_e)} \dots\dots\dots (2.2)$$

C'est le cas le plus défavorable, c'est à dire le cas où il n'y a pas de variation de la vitesse ($\Omega(s) = 0$).

La fonction du système en boucle ouverte :

$$G_{io}(s) = \frac{1+s \cdot T_n}{s \cdot T_i} \cdot \frac{G}{1+s \cdot T_l} \cdot \frac{1}{R(1+s \cdot T_e)} \cdot K_s \dots\dots\dots (2.3)$$

La constante de temps proportionnelle T_n doit compenser la constante de temps électrique T_e .

D'après le choix optimal, T_i est choisie: $T_i = 2 \cdot K \cdot T_l$ (voir annexe)

$$T_e = T_n \quad ; \quad T_n = 118 \text{ mS}$$

$$T_i = 2 \cdot \frac{K_s \cdot G}{R} \cdot T_l \quad ; \quad T_i = 21 \text{ mS}$$

REMARQUE :

Pour accélérer la réponse du régulateur il faut donc choisir T_i le plus petit possible, ce qui revient à choisir le coefficient $K = T_n/T_i$ aussi grand que possible, seulement on est limité par deux considérations: d'une part éviter le fonctionnement en sous-harmonique; d'autre part limiter la résistance négative présentée par le hacheur muni de sa boucle de régulation courant.

2.1.2 Etude de la stabilité du système en boucle ouverte :

Le choix des constantes de temps du régulateur étant fait, reste à vérifier si le système est stable ou non.

La stabilité d'un système linéaire asservi peut être reliée aux diagrammes représentant sa réponse en fréquences en boucle ouverte: celui de BODE par exemple.

$G_{io}(s)$ s'écrit :

$$G_{io}(s) = \frac{1+s.T_e}{s.2.T_i.K_s.G} \frac{G}{(1+s.T_i)} \frac{1}{R.(1+s.T_e)}.K_s$$

$$G_{io}(s) = \frac{1}{2.s.T_i.(1+T_i)} \dots \dots \dots (2.4)$$

$s=j\omega$

$$|G_{io}(j\omega)| = \frac{114,1}{1+(4,38.10^{-3}\omega)^2}$$

$$Adb = 20 \log 114,1 - 20 \log \omega - 10 \log (1+(4,38.10^{-3}\omega)^2) \dots (2.5)$$

$$\phi(j\omega) = \frac{\pi}{2} - \text{Arctg } 4,38.10^{-3}\omega \dots \dots \dots (2.6)$$

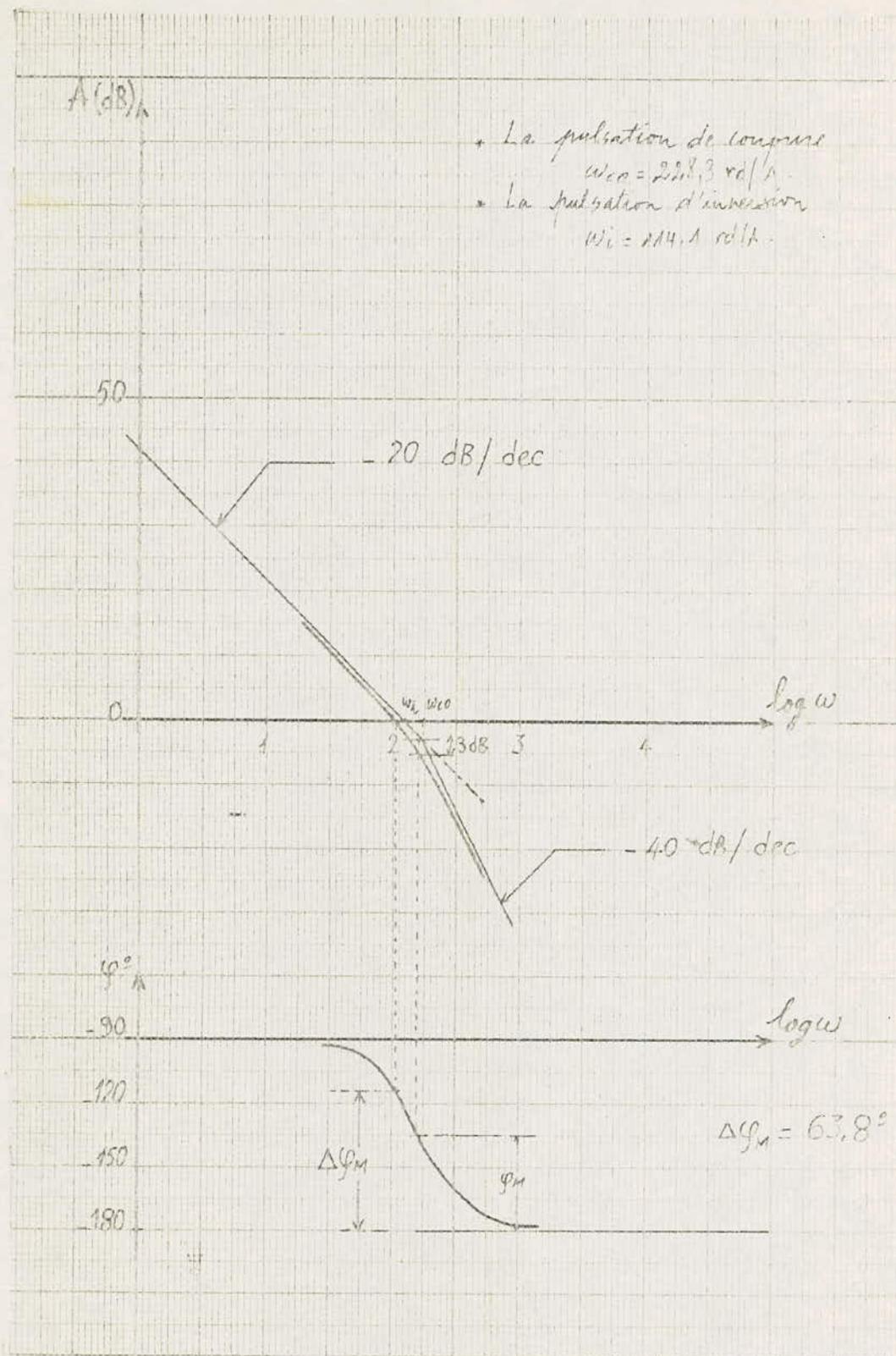
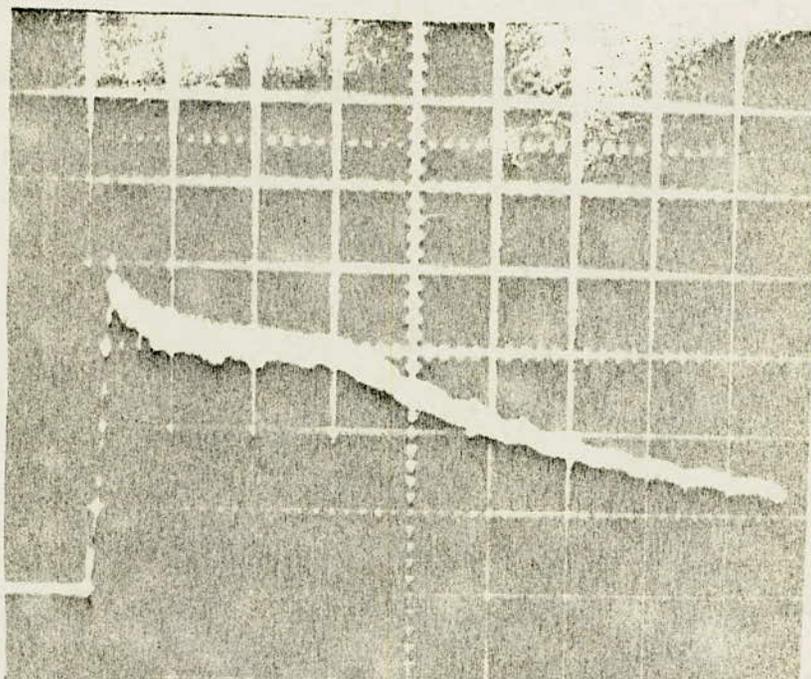


Fig.2.3 Réponse harmonique du circuit de réglage ouvert

* Allure des variations courant et vitesse prise par appareil photo de l'oscilloscope après réalisation de la boucle de courant:

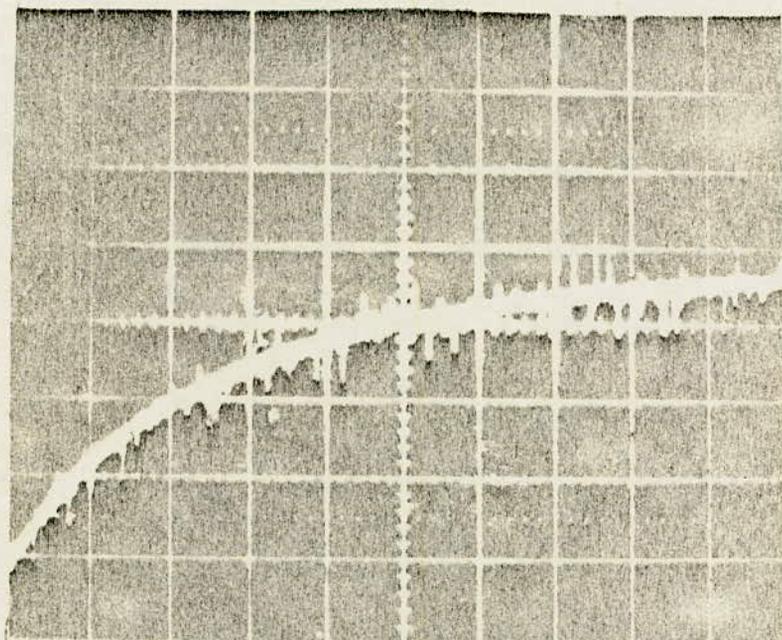
PHOTO 1':



Allure du courant.

La limitation apparait clairement pendant le régime transitoire.

PHOTO 2' :



Allure de la vitesse .

Aucune influence de la régulation courant sur la vitesse.

Du critère de BODE qui annonce qu'un système asservi est stable si, à la pulsation de coupure pour laquelle le module de $\Delta dB=0,1$, le déphasage de la réponse en fréquence en boucle ouverte est supérieur à -180° : notre système est stable (la marge de phase est: $\Delta\phi_m=-63,8^\circ$). /6/

2.2 RESULTATS EXPERIMENTAUX:

Plusieurs essais ont été effectués après réalisation de la boucle (voir chapitre IV pour la réalisation), les allures de courant et de vitesse prises de plusieurs façons (photo, table traçante) sont représentées ci-dessous.

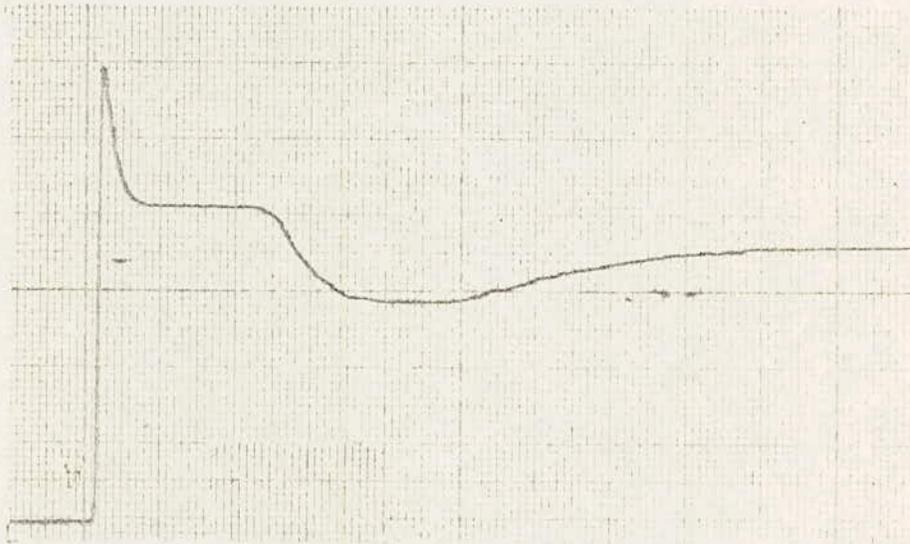


Fig.A Allure du courant en charge avec perturbation.

La valeur limite du courant n'est pas atteinte après la perturbation.

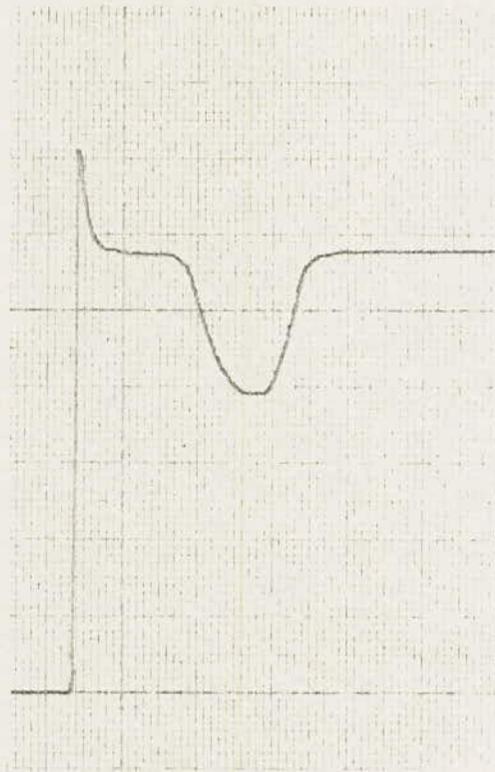


Fig.B courant en charge avec perturbation nécessitant un courant supérieur à la valeur limite: fonctionnement de la limitation.

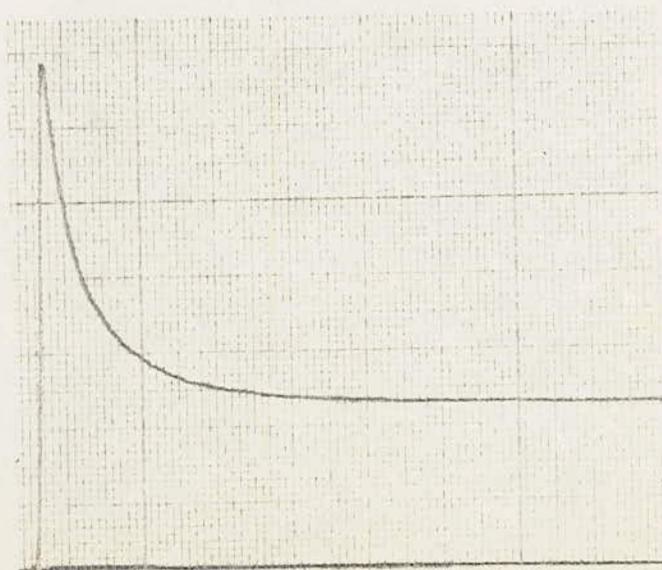


Fig.C Courant pour faible tension de commande: La limitation n'est pas atteinte même pendant le démarrage.

2.3 SIMULATION NUMERIQUE DE LA REGULATION COURANT :

En plus du modèle de l'ensemble hacheur-moteur étudié au chapitre précédent, on a le modèle du régulateur; c'est ce qui permet de déterminer la tension de commande qui sera comparée aux dents de scie. C'est la partie la plus importante du fait que dans ce cas présent, la valeur de la tension "vue du hacheur" n'est plus constante; c'est la différence entre les deux modes de fonctionnement.

Du schéma fonctionnel de la fig.2.4 sont obtenus les différents organigrammes.

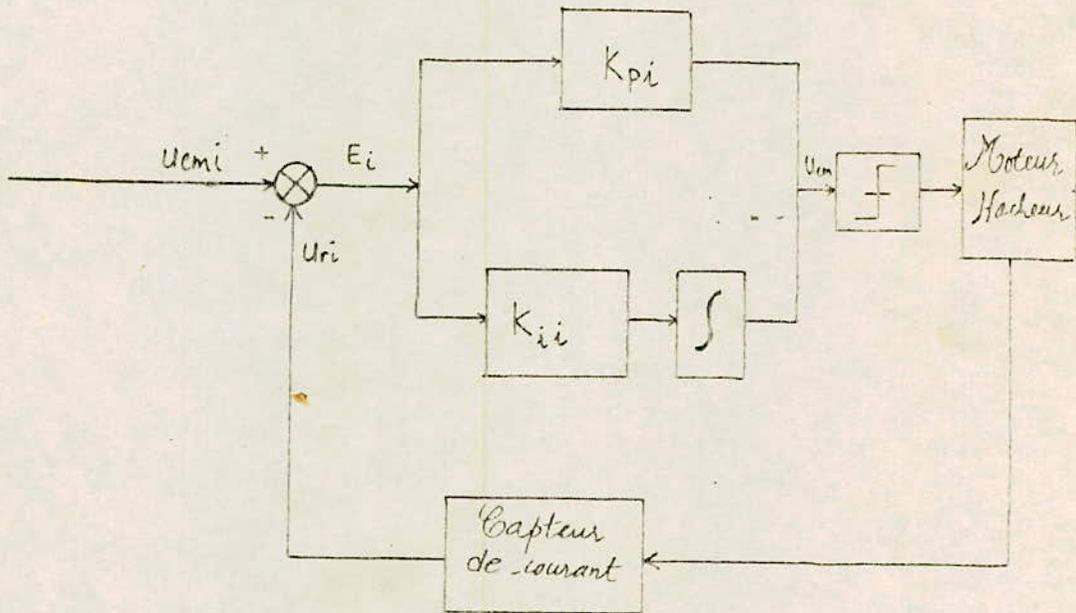


Fig.2.4 Schéma fonctionnel de la régulation courant pour la simulation numérique.

2.3.1 Modèle du régulateur PI:

La première opération consiste à calculer l'écart entre la tension de commande U_{cmi} et la tension de retour U_{ri} :

$$E_i = U_{cmi} - U_{ri}$$

A la sortie du régulateur, et à un instant donné nous avons:

$$U_s(t) = K_p \cdot E(t) + K_i \cdot \int_0^t E(t) dt .$$

$$\text{Avec : } K_p = T_n / T_i \quad ; \quad K_i = 1 / T_i .$$

Pour la simulation numérique, l'intégration est réalisée en utilisant une approximation rectangulaire:

$$\int_0^t E(t) dt = H \cdot \sum_{l=0}^n E(i, H) \quad \text{ou } t = n \cdot H .$$

on pose :

$$U_p(n, H) = K_p \cdot E(n, H) .$$

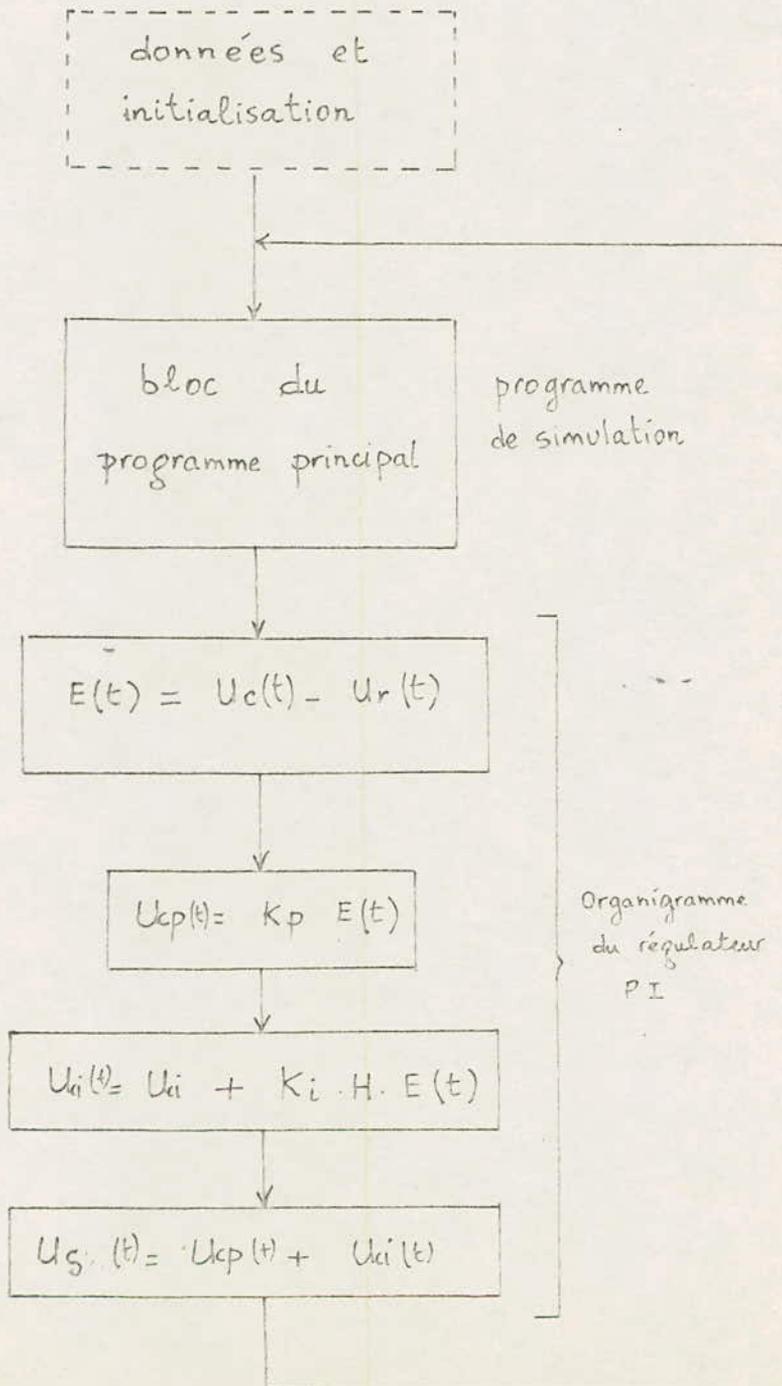
$$U_i(n, H) = K_i \cdot H \cdot E(i, H)$$

$$= U_i((n-1) \cdot H) + K_i \cdot H \cdot E(n, H) .$$

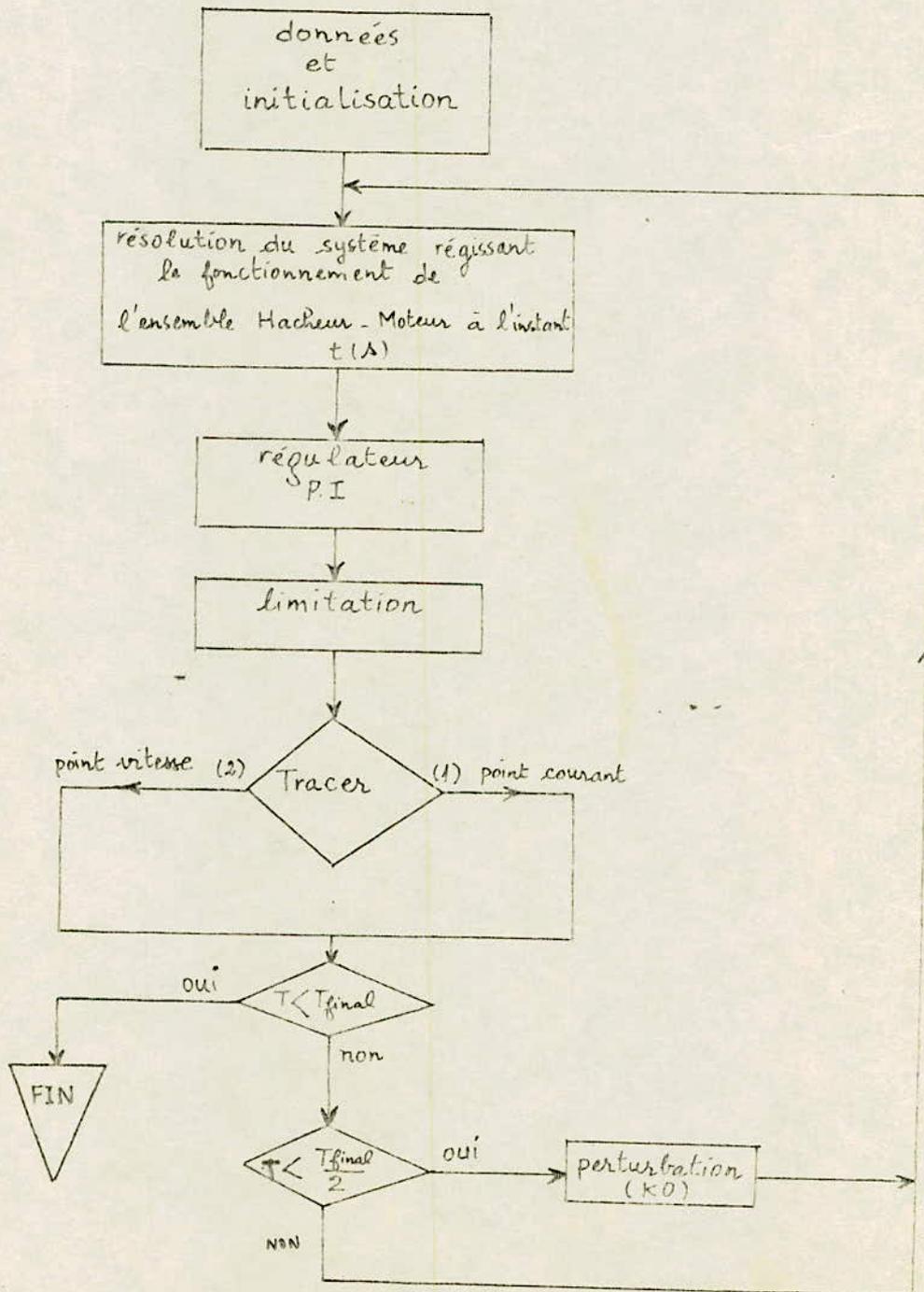
Alors

$$U_s(n, H) = U_p(n, H) + U_i(n, H) .$$

2.3.2 Organigramme du régulateur :



2.3.3 Organigramme de la régulation courant :



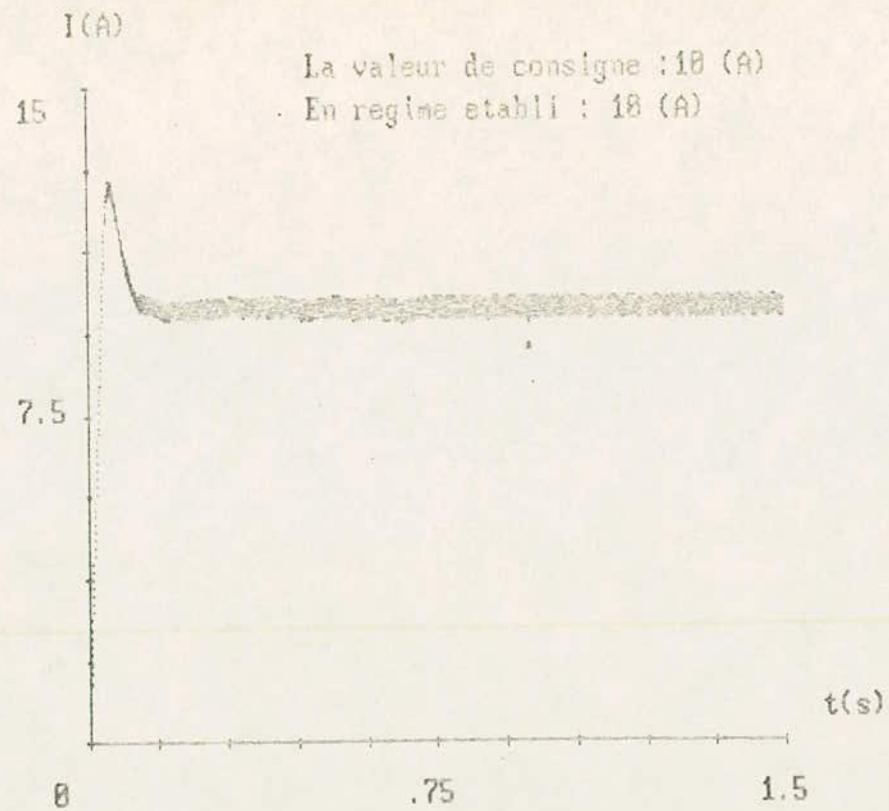


FIG.2.5 Allure de courant en charge ($K_0=0.84$) avec regulation et perturbation ($K_0=0.88$) à $t=0.75$ (s)

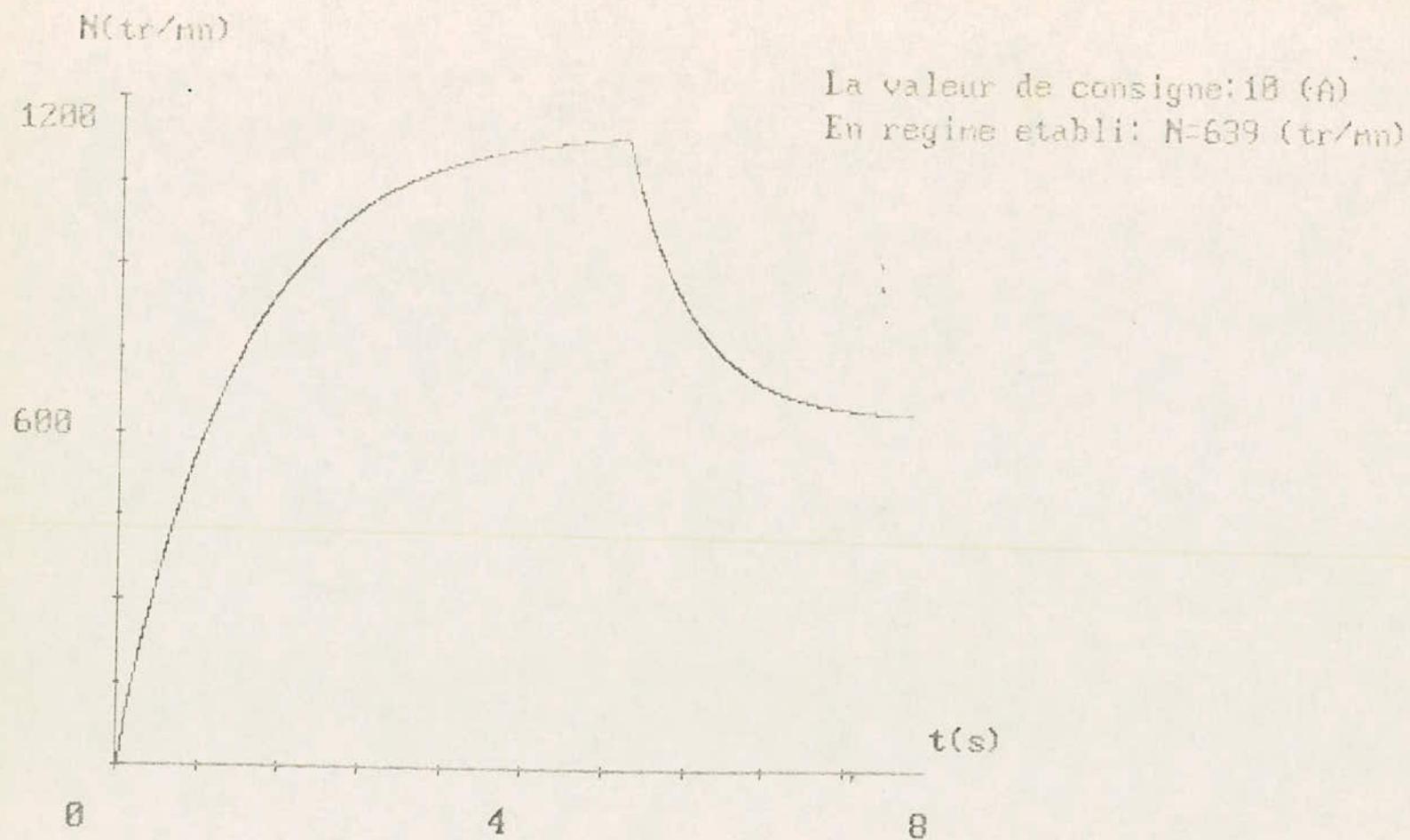


FIG.2.6 Allure de vitesse en charge ($K_0=.04$) avec regulation de courant et perturbation ($K_0=.08$) à $t=5$ (s)

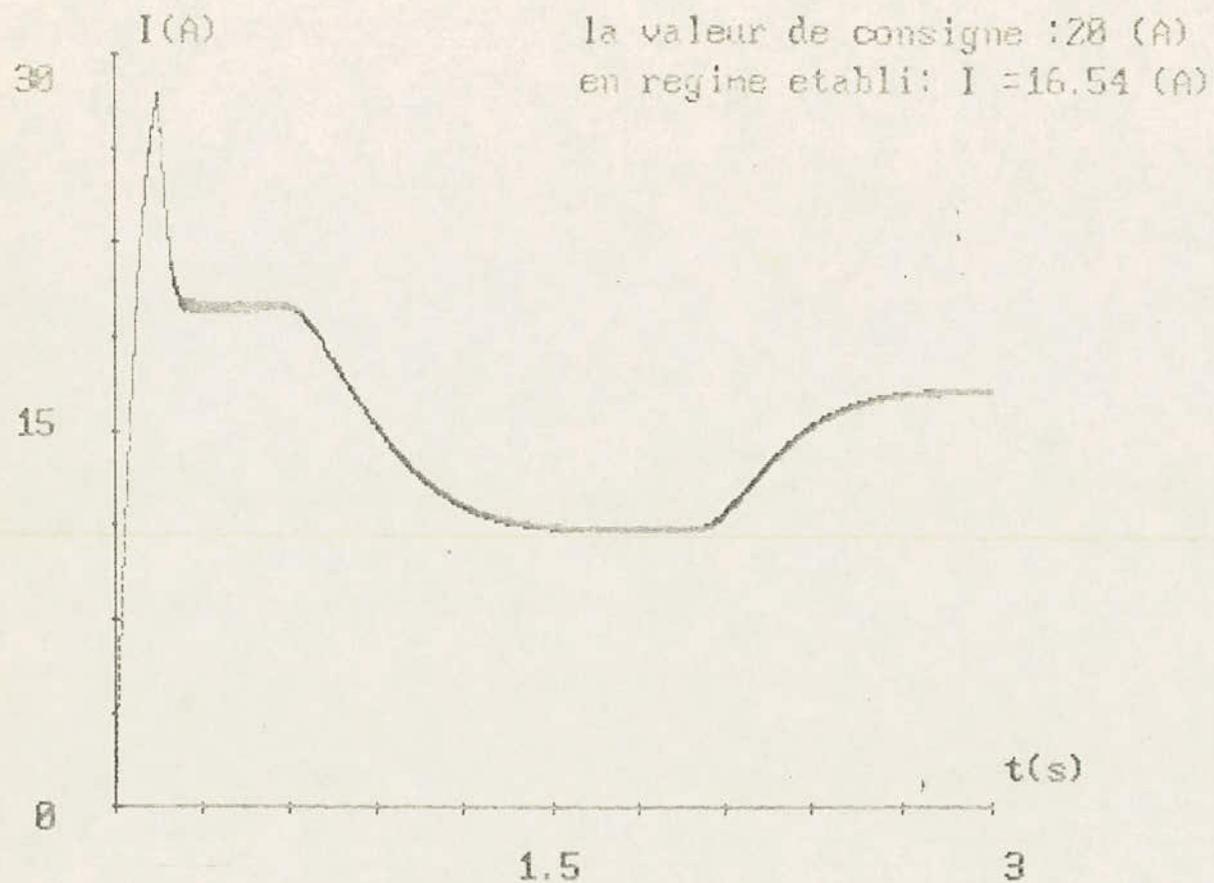


FIG.2.7 : courbe de courant en charge ($K_0 = .04$) avec regulation
 et perturbation ($K_0 = .08$) à $t = 2$ (s)

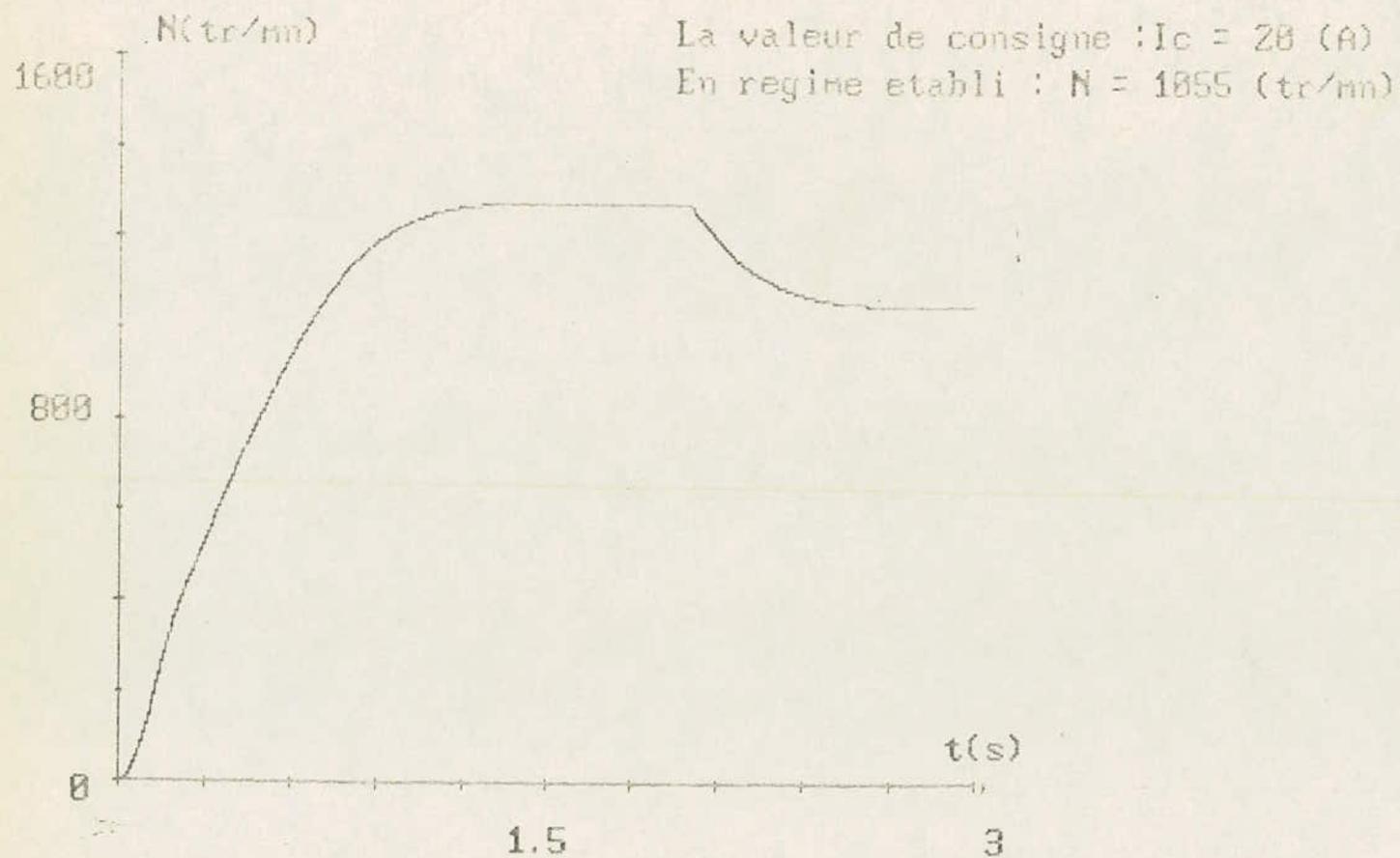


FIG.2.8 :coube de vitesse en charge ($K_0=.04$) avec regulation
 de courant et perturbation ($K_0=.08$) à $t=2$ (s)

CONCLUSION

La régulation de courant, autrement dit sa limitation à la valeur de consigne a été parfaitement réussie: résultats obtenus par simulation sont en parfaite concordance avec ceux obtenus expérimental, sur les résultats de simulation on voit clairement le temps de réponse du régulateur, le temps de limitation qui correspond au temps pendant lequel la valeur de courant est supérieur à la valeur de consigne.

Enfin si on désire voir le comportement du courant dans le moteur pour n'importe quel valeur des différents éléments (self, charge, constantes de temps des régulateurs, valeur de consigne, ... etc), il suffit de faire recours au programme tout simplement.

L'étude faite dans ce chapitre concernant la régulation de courant qui consiste à sa limitation à une valeur limite, est en fait une étude de limitation d'une grandeur auxiliaire dans une boucle où la grandeur principale à régler est la vitesse. En effet pour le réglage de vitesse, on n'a normalement pas besoin de ce réglage de courant, c'est uniquement pendant les surcharges du moteur ou lors des grandes variations de la vitesse que le régulateur doit limiter le courant d'induit afin d'éviter d'endommager le moteur et le hacheur. /3/, /9/.

Les résultats obtenus, soit par simulation, soit par expérience, affirme que la vitesse n'est pas influée par le réglage du courant.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de réglage de la vitesse.

chapitre III

REGULATION DE

VITESSE

3.1 GENERALITE

Avant propos, on doit préciser les exigences imposées au système à régler, c'est à dire le type de fonctionnement, à vitesse constante ou à vitesse variable.

A vitesse constante, on impose au réglage une de consigne n_c pour la vitesse. Le réglage doit maintenir une vitesse n constante et égale à la valeur de consigne indépendamment des variations de la charge de la machine entraînée.

La précision de réglage est normalement de $\pm 0,2$ à $\pm 1\%$ par rapport à la vitesse nominale, selon le type d'application.

Lors des variations rapides et élevées de la charge (couple résistant), par exemple passage de la marche à vide à la marche en charge et vice-versa, la variation temporaire de la vitesse sera de l'ordre de quelques pourcent. Le réglage doit ramener la vitesse le plus rapidement possible à la valeur de consigne, sans qu'il se produise d'oscillations. /3/

A la fig.3.1, il est indiqué schématiquement un régime transitoire.

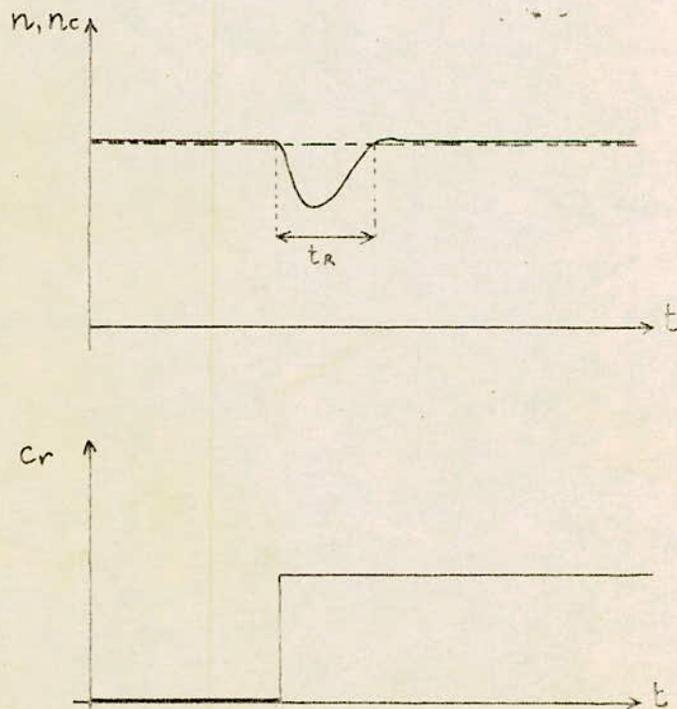


Fig.3.1 Phénomène transitoire lors d'une variation de la charge.

Au cas où la charge varie d'une manière aléatoire, la vitesse ne reste jamais constante.

Le réglage doit intervenir en permanence. Dans ce cas, on doit définir un domaine de précision dynamique dans lequel la vitesse ne peut varier (voir fig.3.2).

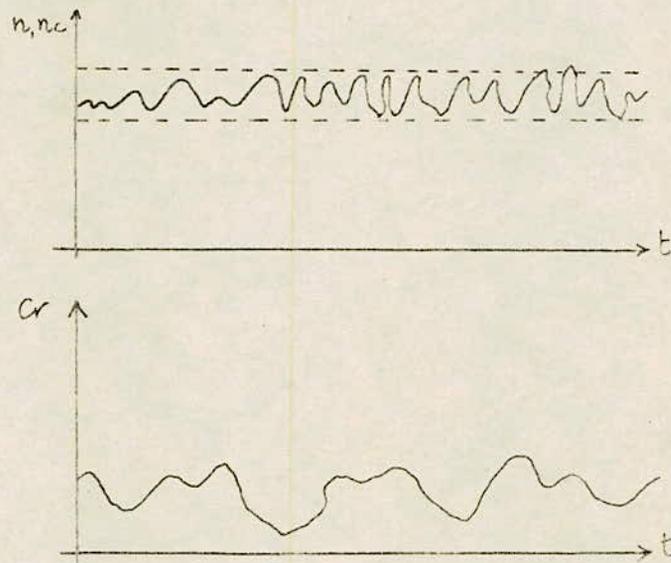


Fig.3.2 Phénomène transitoire lors de variations aléatoire de la charge.

3.2 CIRCUIT DE REGLAGE EN CASCADE

L'avantage de ce type de réglage est l'utilisation d'un régulateur séparé pour chacune des variables à contrôler, de plus chaque boucle peut être ajustée à l'optimum (voir fig.3.3).

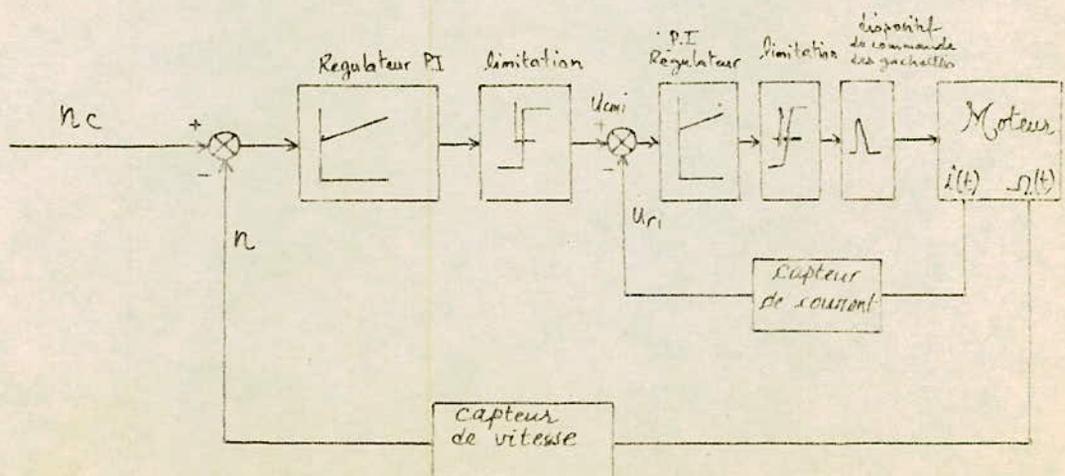


Fig.3.3 Schéma de principe de la boucle de régulation en cascade.

Au circuit de réglage de courant est superposé le circuit de réglage principal, c'est le circuit de réglage de vitesse.

Le régulateur principale fournit la grandeur de consigne pour le circuit de réglage intermédiaire. En limitant cette grandeur de consigne, on obtient également une limitation de la grandeur intermédiaire. //4//, //9//.

3.2.4 Fonction de transfert:

La fonction de transfert du circuit de réglage courant en boucle fermée (b.f) est donnée par:

$$G'_{iu}(s) = \frac{G_{io}(s)}{1 + G_{io}(s) \cdot K_s} \dots\dots\dots (3.1)$$

$$G'_{ic}(s) = \frac{G_{ic}}{1 + G_{io}(s)} \dots\dots\dots (3.2)$$

$$G'_{ic}(s) = \frac{2 \cdot T_1}{T_m \cdot K_s} \cdot \frac{1 + K_s \cdot T_m \cdot s}{K \cdot T_m \cdot s \cdot (1 + s \cdot T_e)} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_e}$$

$$G'_{iu}(s) = \frac{1 + s \cdot T_n}{s \cdot T_i} \cdot \frac{G}{(1 + s \cdot T_1) \cdot R \cdot (1 + s \cdot T_e) + (1 + s \cdot T_n) \cdot G \cdot K_s}$$

Pour faciliter l'étude du circuit de réglage de vitesse, on fait une approximation de $G'_{iu}(s)$. C'est aussi pour le réglage optimum. //4//, //12//.

$$G'_{iu}(s) = \frac{1/K_s}{1 + s \cdot T_i'} \quad , \text{avec } T_i' = 2 \cdot T_1$$

Normalement la bonne approximation est tel que:

$$G'_{iu}(s) = \frac{K_i}{1 + s \cdot T_i}$$

Avec :

$$K_i = \frac{K_2/K_s}{1 + K_2} \quad ; \quad \text{et} \quad K_2 = \frac{G \cdot K_s \cdot T_m}{T_i \cdot R} = T_m / 2 \cdot T_1$$

$$K_i = \frac{1}{K_s \cdot (1 + 2 \cdot T_1 / T_m)}$$

d'où

$$G'_{iu}(s) = \frac{1/K_s (1 + 2 \cdot T_1 / T_m)}{1 + s \cdot T_i} \dots\dots\dots (3.3)$$

Le schéma fonctionnel du réglage de vitesse est le suivant :

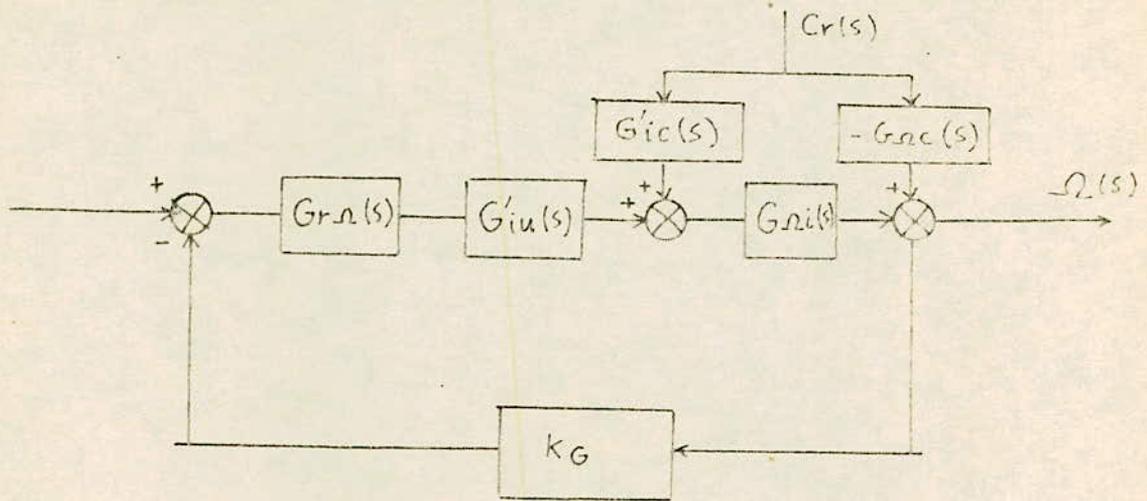


Fig.3.4 Schéma fonctionnel du circuit de réglage de vitesse.

Du schéma fonctionnel (s) s'écrit :

$$\Omega(s) = - [G_{nc}(s) - G'_{ic}(s)] \cdot Cr(s).$$

$$\Omega(s) = - \frac{1}{K^2 \cdot \frac{T_m}{R} \cdot s} \left[1 - \frac{2 \cdot T_1}{T_m \cdot K s} \cdot \frac{1 + K s \cdot T_m \cdot s}{T_m \cdot s (1 + s T_e) + 1} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_f} \right] \cdot Cr(s).$$

A savoir que: $\frac{2 \cdot T_1}{T_m} \lll 1$

La relation précédente de $\Omega(s)$ devient :

$$\Omega(s) = - \frac{Cr(s)}{K^2 \cdot \frac{T_m}{R} \cdot s} \dots \dots \dots (3.4)$$

$$\Omega(s) \equiv G_{nc}(s) \cdot Cr(s).$$

Le schéma fonctionnel précédent se réduit en:

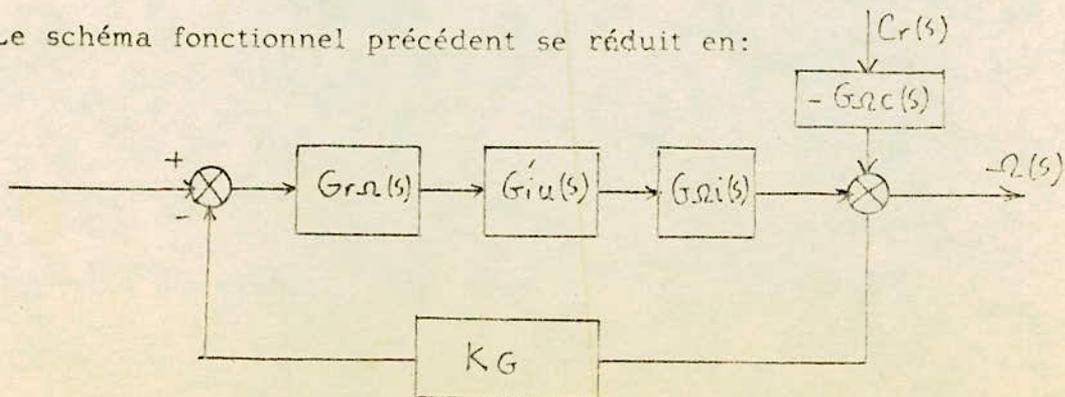


Fig.3.5 Schéma bloc du circuit de réglage réduit.

La fonction de transfert $G(s)$ du système devient:

$$G(s) = \frac{1/Ks}{1+s.Ti} - \frac{1}{\frac{K.Tm.s}{R}} \dots\dots\dots (3.5)$$

3.2.2 Choix et dimensionnement du régulateur vitesse :

Le système obtenu présentant un comportement intégral, on fait appel à un PI (voir annexe).

La fonction de transfert du circuit en boucle ouverte s'écrit :

$$G\Omega_0(s) = \frac{1+s.Tnn}{s.Tin} + \frac{1/K}{\frac{Tm.s}{R}} + \frac{1/Ks}{1+s.Ti} .Kg \dots\dots (3.6)$$

La constante de temps Tnn est choisie de façon à obtenir une réaction rapide du régulateur par rapport aux perturbations (variation du couple résistant), voir annexe III.

$$Tnn = 4.Ti \dots\dots\dots (3.7)$$

et du critère d'amortissement déjà étudié (voir annexe I):

$$Kpn = \frac{Tnn}{Tin} = \frac{1}{2} \frac{Tm}{R.Ti} \frac{K}{Kg} .Ks \dots\dots\dots (3.8)$$

$$Tin = \frac{2.Kg.Ti.Tnn.R}{K.Ks.Tm} \dots\dots\dots (3.9)$$

Résultats:

$$Tin = 0,8 \text{ mS}$$

$$Tnn = 40 \text{ mS}$$

3.3 ETUDE DE LA STABILITE:

Une autre méthode permettant de voir la stabilité d'un circuit de fermé sans passer par les diagrammes de réponse en fréquence, est celle de ROUTH, dont le critère est cité en annexe, qui exige que tous les termes de la première colonne (du tableau) doivent être positif pour que le système soit stable. /6/

L'équation caractéristique:

$$1+G\Omega_d(s)=0 \dots\dots\dots (3.10)$$

$$1+G\Omega_d(s) = 1 + 20,2 \cdot \frac{10^3 + 35 \cdot s}{s^2(1 + s \cdot 8,76 \cdot 10^{-3})} = 0$$

$$8,76 \cdot 10^{-3} \cdot s^3 + s^2 + 706,04 \cdot s + 20,2 \cdot 10^3 = 0$$

Le tableau :

s^3	$8,76 \cdot 10^{-3}$	$706,04$
s^2	1	$20,2 \cdot 10^3$
s	529	

La boucle de vitesse est stable.

3.4 SIMULATION NUMERIQUE :

Le modèle mathématique dans ce cas est plus encombrant, en effet on doit réguler la vitesse à sa valeur de consigne et en même temps vérifier à chaque instant si le courant dans le moteur n'a pas atteint la limitation.

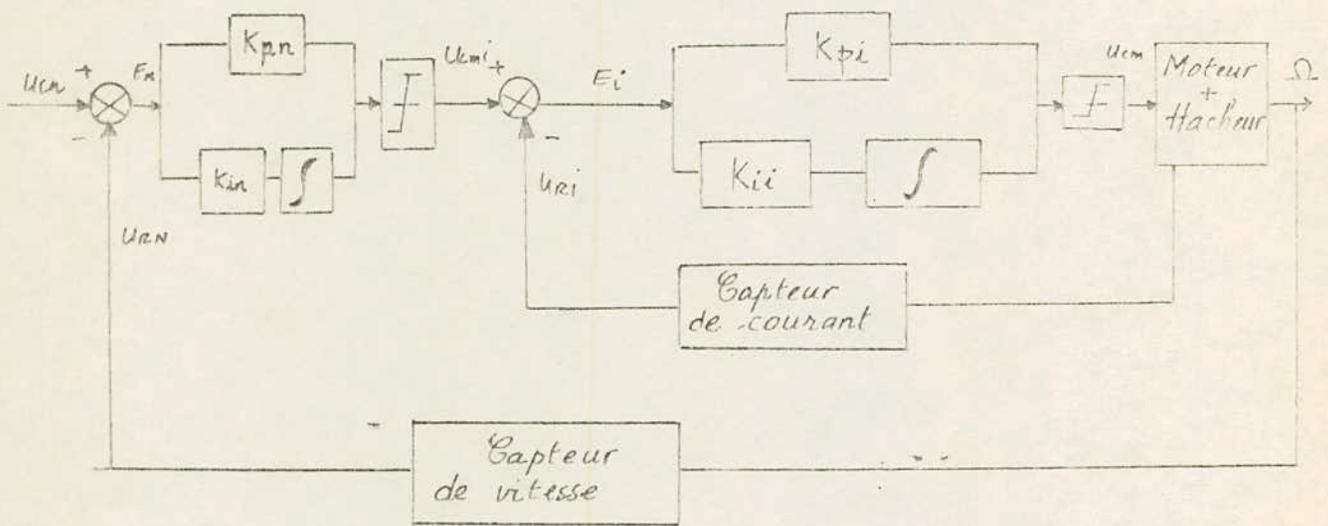
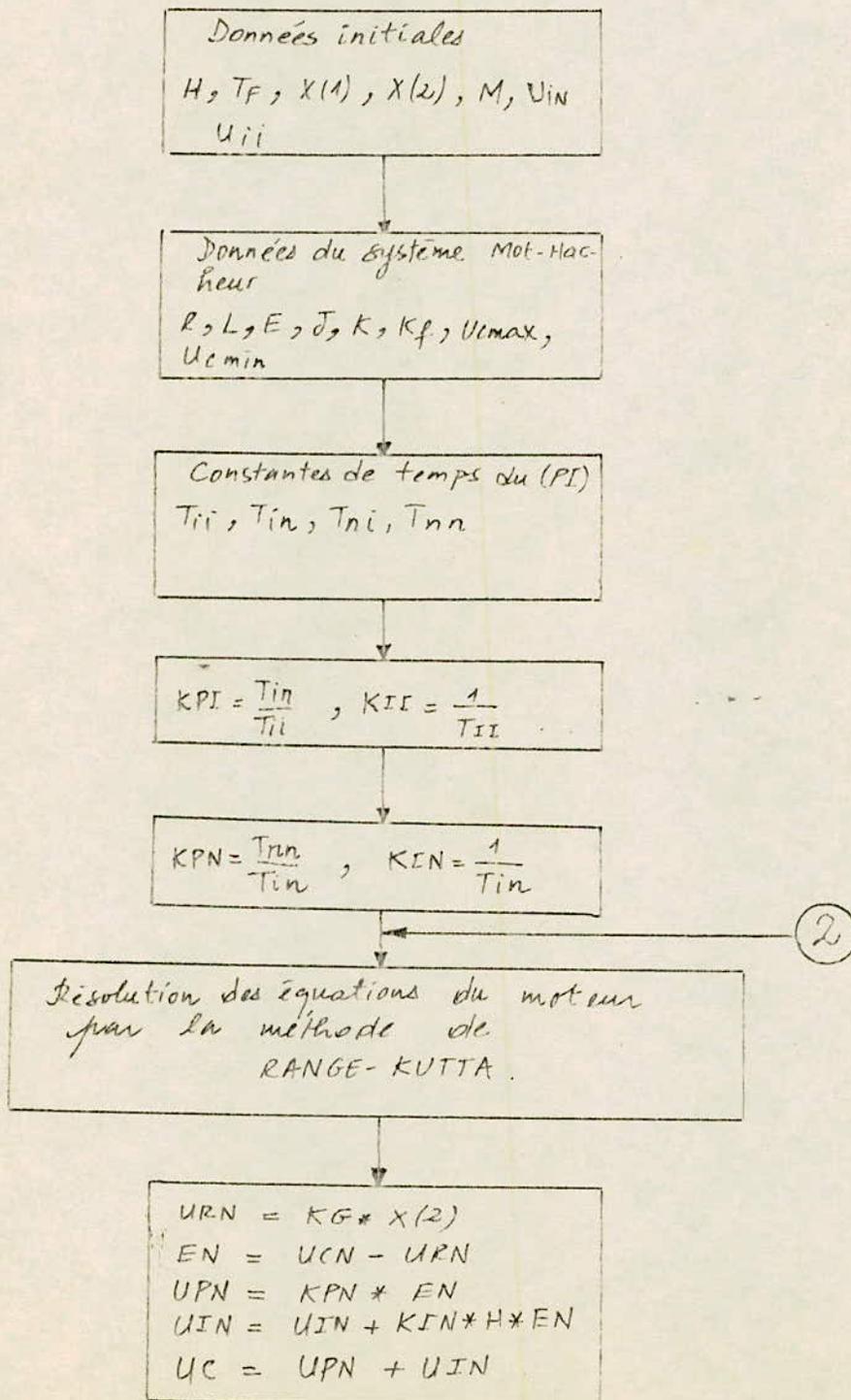
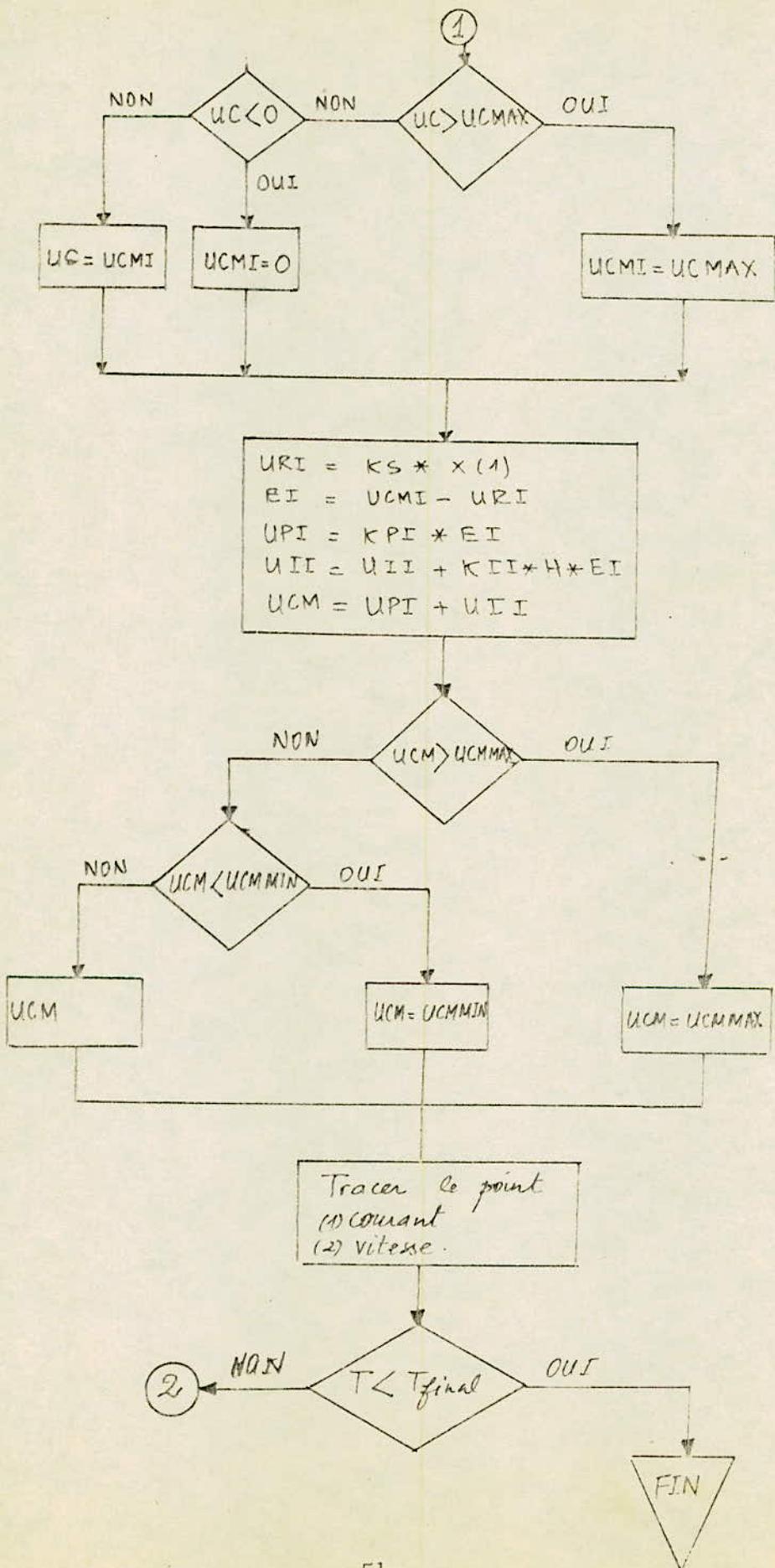


Fig.3.6 Schéma fonctionnel du circuit de réglage pour simulation numérique.

3.4.1 Organigramme de la régulation de vitesse.





N(tr/mn)

La valeur de consigne No: 1433 tr/mn

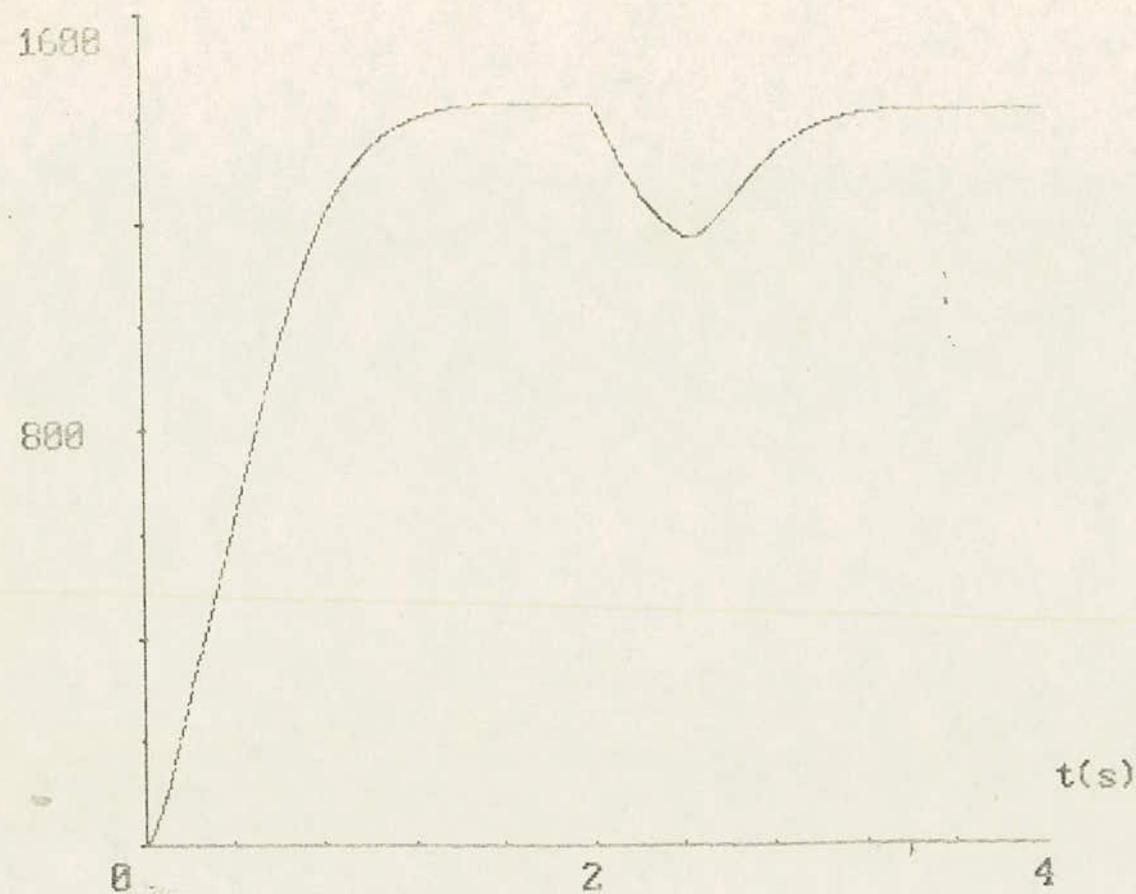


FIG.3.7 Allure de vitesse en boucle fermée avec perturbation à $t = 2(s)$

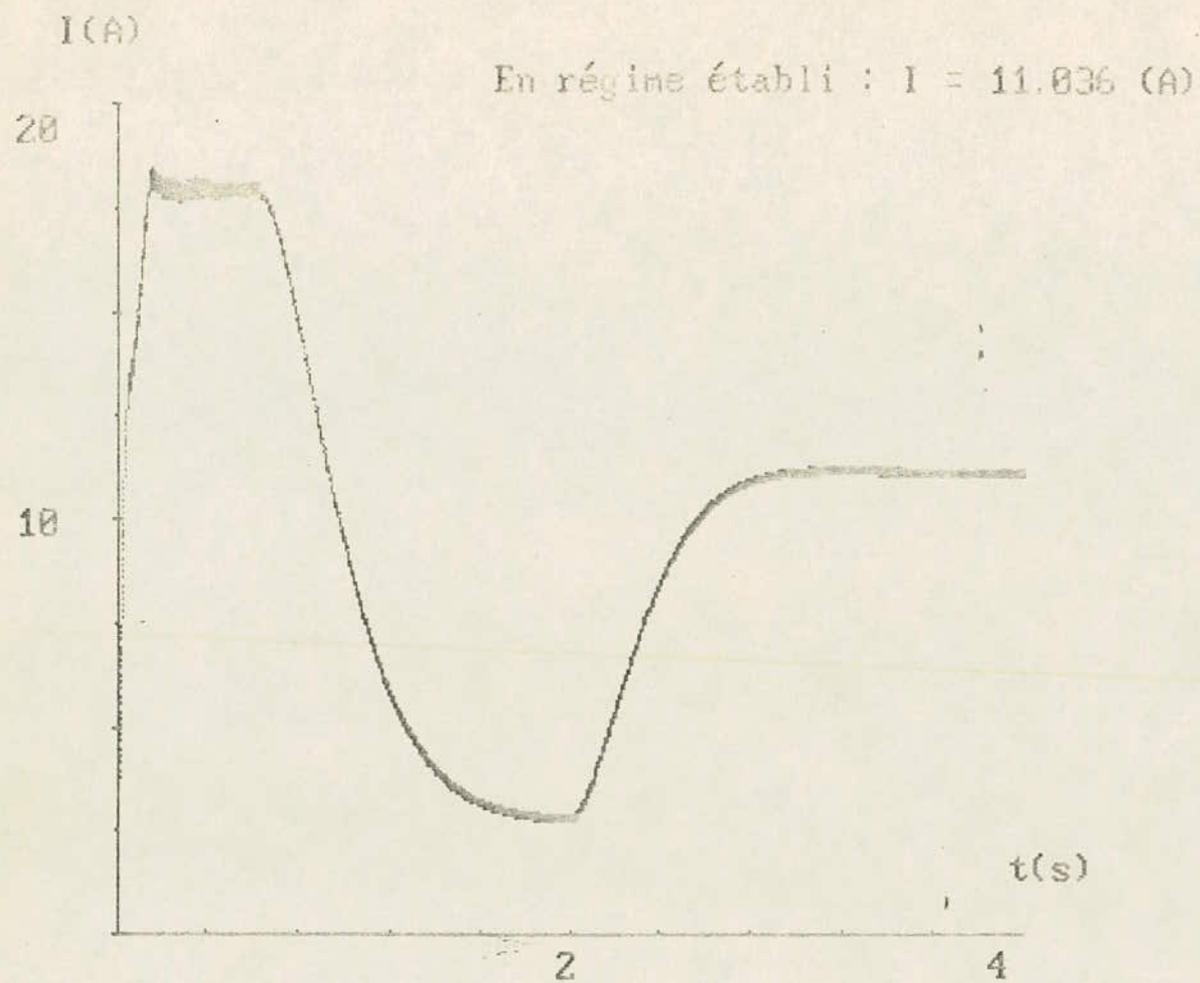


FIG. 3.8 Allure de courant en boucle fermée avec perturbation à $t = 2$ (s)

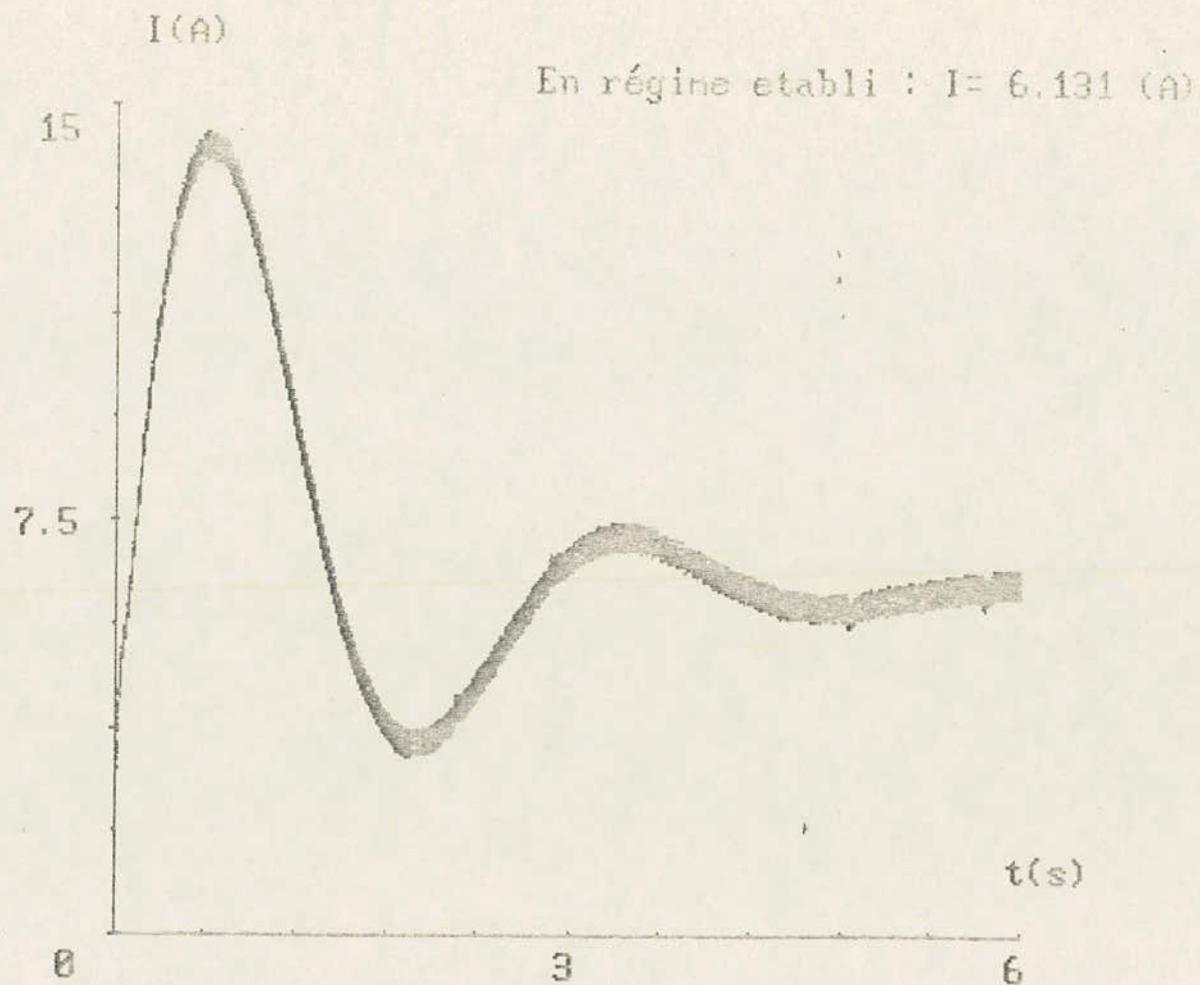


FIG.3.10 Allure de courant (en charge) en boucle fermée sans perturbation

Avec les résultats obtenus par cete simulation, il est intéressant de voir réellement ces résultats. En effet une réalisation pratique de la boucle de courant a été réalisée au labo. dont les résultats ont été représenté dans les chapitres précédents. Le chapitre suivant donne une idée générale sur les étapes de cette réalisation.

chapitre iv

IMPLANTATION

Les résultats expérimentaux donnés dans les chapitres précédents proviennent de la réalisation de la boucle de courant. Ce travail a été divisé en deux parties:

- * Réalisation du régulateur avec circuit de limitation.
- * Réalisation du circuit de filtrage et d'amplification.

Et enfin l'implantation du circuit.

4.1 Régulateur avec circuit de limitation:

a/ Dimensionnement du régulateur courant:

Les constantes de temps T_{ii} et T_{in} étant déterminées, il s'agit maintenant de calculer les éléments de l'A.O de réglage, c'est à dire les résistances R_c, R_r, R_1 , et la capacité C_1 (Fig.4.1).

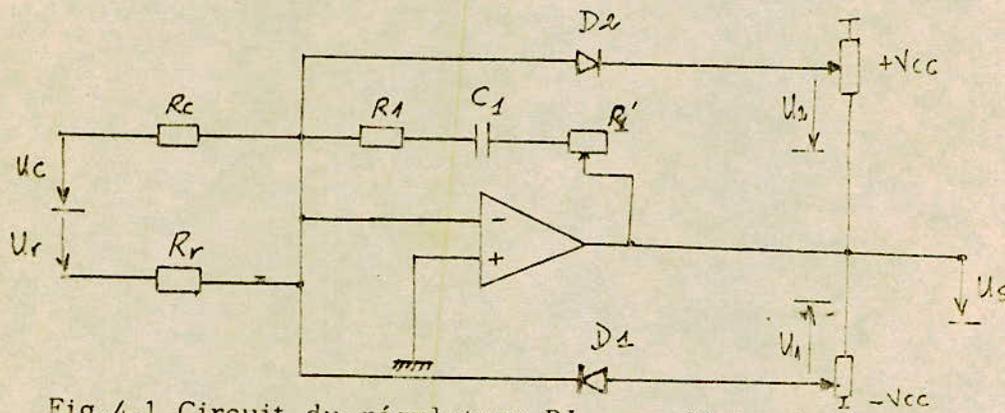


Fig.4.1 Circuit du régulateur PI avec limitation.

$$T_{in} = R_c \cdot C_1 = 118 \text{ mS} \quad , \quad \text{on choisi} \quad C_1 = 1 \mu\text{F} \quad R_c = 118 \text{ k}\Omega$$

$$T_{ii} = R_1 \cdot C_1 = 21 \text{ mS} \quad R_1 = 21 \text{ k}\Omega$$

La tension de sortie du régulateur peut s'écrire alors:

$$U_s(s) = \frac{1 + R_1 \cdot C_1 \cdot s}{R_c \cdot C_1 \cdot s} \cdot \mathcal{E}(s) \quad \dots \dots \dots (4.1)$$

Seulement cette tension doit être limitée afin d'éviter l'intervention trop brutale du régulateur lors de l'apparition des phénomènes transitoires importants, d'une part, d'autre part afin de garantir l'intersection avec les signaux de dents de scies; c'est la raison principale car le fonctionnement du hacheur en dépend. 1/3, 1/4/

b/ dimensionnement du régulateur de vitesse:

$$T_{nn} = 40 \text{ mS} \quad , \quad T_{in} = 0,8 \text{ mS}$$

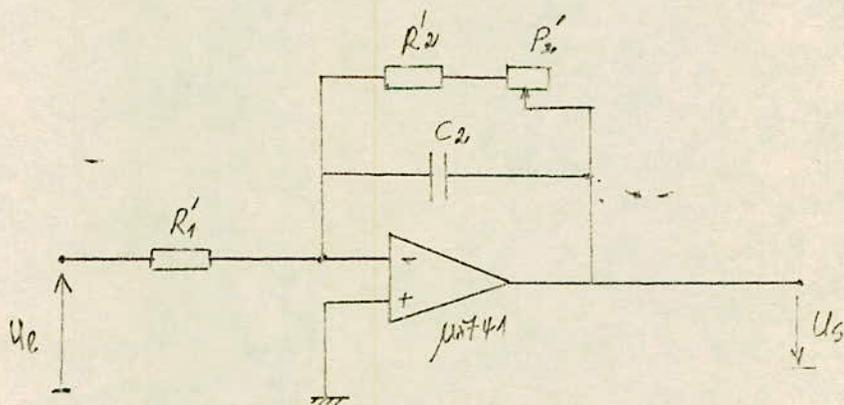
De la même façon que pour le régulateur courant:

$$R_c = 40 \text{ k}\Omega \quad , \quad R_1 = 800 \Omega$$

4.2 Circuit de lissage et d'amplification:

La tension fournie par le shunt étant ondulée, et du moment que seule la valeur moyenne est intéressante pour le réglage, il est indispensable d'éliminer l'ondulation, d'une part, d'autre part cette tension fournie a pour valeur maximale 0,1 V (shunt utilisé), donc nécessité d'une amplification.

Dans ce but on utilise des circuits RC combinés avec des A.O.



Les résistances R_1' , R_2' ont été choisis afin d'obtenir un gain (une amplification) de 50 (relativement à la tension maximale de sortie du shunt qui est de 0,1 V).

* Circuit de limitation:

Une des méthodes pour limiter la tension de sortie de l'A.O prévoit une contre-réaction par deux diodes, la sortie de l'A.O est reliées par les potentiomètres P1, P2 aux tensions $-V_{cc}$ et $+V_{cc}$ (voir fig.4.1).

$$U_1 = (1 - \alpha_1) \cdot U_s - \alpha_1 \cdot V_{cc} \dots\dots\dots (4.2)$$

$$U_2 = (1 - \alpha_2) \cdot U_s - \alpha_2 \cdot V_{cc} \dots\dots\dots (4.3)$$

La position des potentiomètres pour limiter la tension de sortie:

$$\alpha_1 = \frac{U_{smax}}{V_{cc} + U_{smax}} \quad ; \quad 0.2 \leq U_s \leq 4.5 \text{ V}$$

$$\alpha_2 = \frac{U_{smin}}{V_{cc} + U_{smin}}$$

Résultats: $\alpha_1 = 0,33 \quad ; \quad \alpha_2 = 0,02$

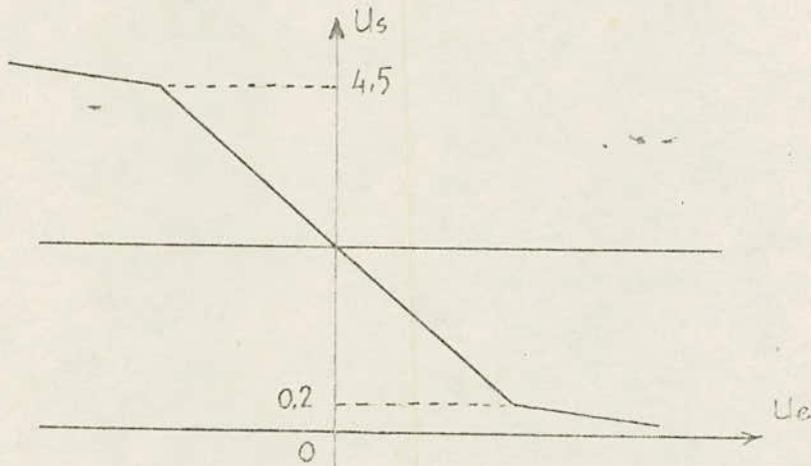


Fig.4.2 Caractéristique de limitation.

4.3 IMPLANTATION:

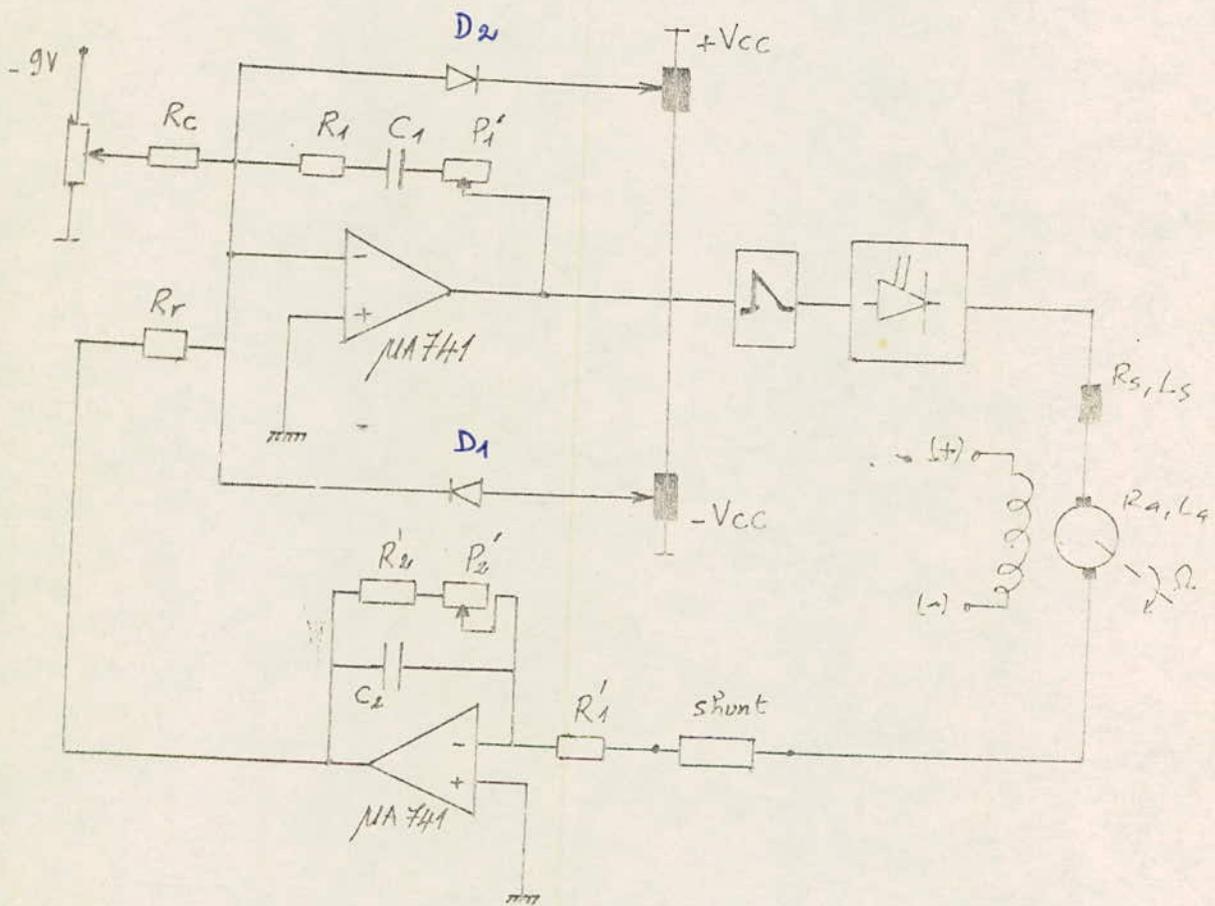
$$R1 = 1 \text{ k}\Omega ; \quad R2 = 43 \text{ k}\Omega \quad (\text{avec } P2 = 22 \text{ k}\Omega)$$

$$C2 = 0,047 \mu\text{F}$$

$$Rc = Rr = 22 \text{ k}\Omega ; \quad R1 = 82 \text{ k}\Omega$$

$$P1 = 47 \text{ k}\Omega$$

$$C1 = 1 \mu\text{F}$$



L'étude de ce mémoire est basée essentiellement sur la simulation mathématique de la commande du moteur à courant continu alimenté par un hacheur série.

L'étude du système à commander a permis d'une part de constater clairement la nécessité de la limitation du courant, et de vérifier la stabilité du système d'autre part.

Une comparaison entre les résultats obtenus par le modèle mathématique et par le modèle réel est faite: les résultats sont concordants.

La régulation en vitesse a donné les résultats attendus, en effet après un choix des paramètres du régulateur vitesse, la boucle régule la vitesse à la valeur de consigne, après apparition des régimes transitoires (perturbation, démarrage, ...).

Enfin les résultats expérimentaux comparés à des résultats homologues par simulation, permettent d'apprécier, du point de vue "réponse" la très bonne représentativité du système réel par le modèle mathématique.

Nous avons terminé notre travail par une réalisation de la boucle de régulation de courant dont les étapes:

- * Circuit de filtrage et d'amplification.
- * Circuit de régulation et de limitation.

Ce travail qui apparaît au sein du labo, n'est qu'un début d'une étude de grande envergure qui doit aboutir à d'autres réalisations utilisant de nouvelles commandes destinées à commander le moteur à courant continu.

Pour une fonction de transfert de circuit de réglage ouvert du type :

$$G_o(s) = \frac{1}{s \cdot T_I (1 + s \cdot T_P)} \dots\dots\dots (2.1)$$

Le critère d'amortissement :

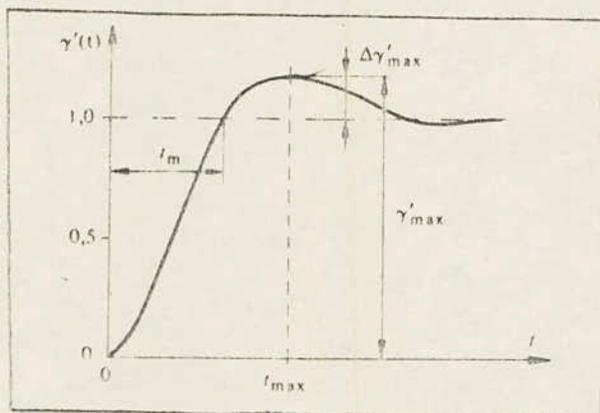


Fig.1 Allure de principe de la réponse indicielle du circuit de réglage fermé.

LE temps de montée est donné par :

$$t_m = \frac{2 \cdot T_P}{\left(4 \cdot \frac{T_P}{T_I} - 1\right)^{1/2}} \cdot \left(\pi - \arctg \sqrt{\frac{4 \cdot T_P}{T_I} - 1}\right)$$

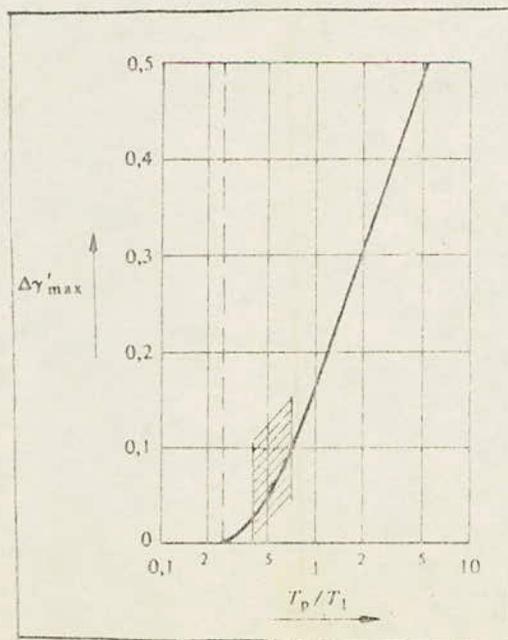


Fig.2 Depassement maximum max en fonction de T_P/T_I .

Si on se limite à $\Delta\gamma'_{\max} \leq 0,1$ cela demande $T_p/T_l \leq 0,7$, et pour éviter d'autre part, que le temps de montée ne devienne trop élevé, il faut que $T_p/T_l \geq 0,4$.

Le domaine optimal est indiqué à la fig. suivante par une bande hachurée.

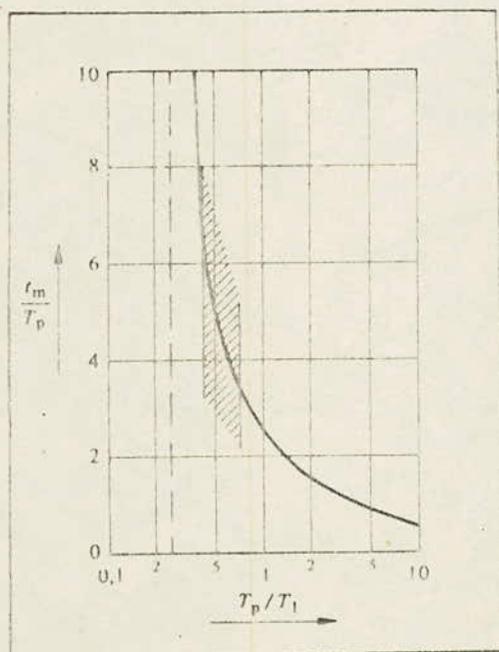


Fig.3 Temps de montée t_m en fonction de T_p/T_l .

On choisit un amortissement optimal tel que $T_p/T_l=0,5$.
 A cette valeur correspond un dépassement maximal de $\Delta\gamma'_{\max}=0,043$, et un temps de montée $T_m/T_p=4,71$, et une marge de phase $\phi_m=63,5^\circ$.

* Dans le cas d'un régulateur PI avec le système à régler de fonction de transfert :

$$G_s(s) = \frac{1}{(1+s.T_a).(1+s.T_p)} \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

$T_p/T_l=1/2$ avec $T_l=T_i/K$:

$$T_i=2.K.T_p \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

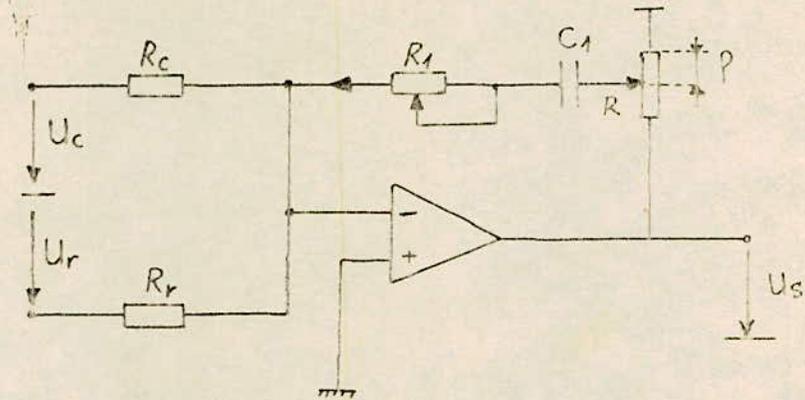


Fig.1' PI avec pouvoir d'ajustage de la constante de temps.

Dans l'analyse des montages contenant des A.O on fait habituellement la supposition: courant d'entrée dans l'A.O nul.

$$I_c + I_r + I_f = 0 \quad \dots \dots \dots (2'.1)$$

Avec : $I_c = U_c / R_c$; $I_r = -U_r / R_r$; $I_f = \frac{U_s}{R_1 + R_i + 1/C_1 p}$

$$\frac{1}{R_i} = \frac{1}{R \cdot \rho} \cdot \frac{1}{(1-\rho) \cdot R}$$

R: résistance totale du potentiomètre .

: la position du curseur ($0 \leq \rho \leq 1$).

d'où

$$R_i = (1-\rho) \cdot R \text{ alors } U_s' = \rho \cdot U_s.$$

$$I_f = \frac{\rho \cdot U_s}{R_1 + \rho(1-\rho) \cdot R + 1/C_1 \cdot \rho} \quad \dots \dots \dots (2'.2)$$

En remplaçant dans l'équation (2'.1), U_s devient :

$$U_s = - \left(U_c - \frac{R_c}{R_r} \cdot U_r \right) \cdot \frac{R_1 + \rho(1-\rho) \cdot R + 1/C_1 \rho}{\rho \cdot R_c}$$

Soit $\mathcal{E}(p)$ l'écart entre U_c et U_r (en prenant $R_c = R_r$):

$$U_s = \left[\frac{(R_1 + \rho \cdot R)}{\rho \cdot R_c \cdot C_1 p} + \frac{1}{\rho R_c \cdot C_1 p} \right] \cdot \mathcal{E}(p).$$

$$\rho^2 \cdot R \ll \rho \cdot R \quad (\text{car}) \quad \rho < 1 :$$

$$U_s = \left[\frac{(R_1 + \rho \cdot R)}{\rho \cdot R_c} + \frac{1}{\rho R_c \cdot C_1 \cdot p} \right] \mathcal{E}(p)$$

$$U_s = \frac{(R_1 + \rho \cdot R) \cdot C_1 p + 1}{\rho \cdot R_c \cdot C_1 \cdot p} \cdot \mathcal{E}(p) \quad \dots \dots \dots (2'.3)$$

Il en résulte :

$$T_i = \rho \cdot R_c \cdot C_1 \quad \dots \dots \dots (2'.4)$$

$$T_n = (R_1 + \rho \cdot R) \cdot C_1 \simeq R_1 \cdot C_1 \quad \dots \dots \dots (2'.5)$$

/3/

Critère de ROUTH:

On peut écrire l'équation caractéristique:

$$1+T(p)=B_n p^n + B_{n-1} p^{n-1} + \dots + B_1 p + B_0.$$

Pour déterminer le signe des racines de cette équation, on forme le tableau suivant (tableau de Routh) :

p^n	B_n	B_{n-2}	B_{n-4}	B_{n-6}
p^{n-1}	B_{n-1}	B_{n-3}	B_{n-5}	B_{n-7}
p^{n-2}	$\frac{B_{n-1} B_{n-2} - B_n B_{n-3}}{B_{n-1}}$		$\frac{B_{n-1} B_{n-4} - B_n B_{n-5}}{B_{n-1}}$		
.....

Le coefficient B_{n-1} est le pivot de la troisième ligne..

La quatrième ligne s'obtient, comme la troisième, en multipliant en diagonale les termes de la deuxième et de la troisième ligne, les termes obtenus étant tous divisés par le pivot de la quatrième ligne (terme de la première colonne de la ligne précédente), et ainsi de suite.

si tous les termes de la première colonne du tableau de Routh sont positifs, l'équation caractéristique ne possède que des racines à partie réelle négative et le système asservi en boucle ouverte est stable.

S'il y a n changements de signe dans cette colonne, l'équation caractéristique possède n racines à parties réelles positives.

Si tous les coefficients d'une ligne sont nuls, l'équation caractéristique possède des racines imaginaires pures conjuguées et le système est juste oscillant.

Le tableau de Routh se présente alors sous la forme suivante:

.....

.....				
p^m	α_1	α_2	α_3
p^{m-1}	0	0	0

Les racines à partie réelle nulle sont des zéros du polynome de degré m dont les coefficients sont les termes $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ de la dernière ligne non nulle, c'est à dire des racines de l'équation :

$$\alpha_1 p^m + \alpha_2 p^{m-1} + \dots = 0$$

Si l'on veut déterminer dans ce cas le signe des autres racines de l'équation caractéristique, il faut continuer le tableau de Routh en remplaçant les coefficients nuls de la ligne p^{m-1} par les coefficients d'un polynome obtenu en dérivant par rapport à p le polynome figurant dans le premier membre de l'équation précédente, c'est à dire par les coefficients $m\alpha_1, (m-1)\alpha_2, \dots$, etc.

Si on trouve un pivot nul, les termes de la même ligne n'étant pas tous nuls, on peut continuer le tableau en remplaçant ce pivot par ϵ , nombre réel arbitrairement petit, positif ou négatif. /6/

- /1/ C.NOWAKOWSKI : Méthodes de calcul numérique. Programme en basic et en pascal. (Tome 1), éditions du P.S.I, 1984 .
- /2/ P.FLORANT : Equations et systèmes différentielles.
PR.GRAW-HILL, Québec, 1980.
- /3/ H.BUHLER : Electronique de réglage et de commande
DUNOD, Paris, 1979.
- /4/ R.CHAUPRADE : Commande électronique des machines à c.c
EYROLLES, Paris, 1978.
- /5/ H.BUHLER : Electronique de puissance.
DUNOD, Paris, 1981.
- /6/ F.DE CAFORT : Asservissement linéaire continu.
DUNOD, Paris, 1976.
- /7/ F.MILSANT : Asservissement linéaires (tome 2).
EYROLLES, Paris, 1984.
- /8/ G.SEGUIER : Electronique de puissance.
DUNOD, Paris, 1979.
- /9/ H.BUHLER : Réglage échantillonnés, volume 1.
Presses Polytechniques romandes, Lausanne, 1982.
- /10/ F.MILSANT : Cours d'électronique, tome 5-diodes, thyristors,
commande des moteurs.
EYROLLES, Paris, 1981.
- /11/ B.SAYAT et : Etude de l'alimentation d'un moteur à c.c par
D.REZZEG l'intermédiaire d'un hacheur.
P.F.E, ENP, janv. 1987.
- /12/ MOHAMED ALI : Commande du moteur à c.c alimenté par un hacheur
ZOUZOU Réalisation de la boucle de courant.
P.F.E, ENP, juin 1987.