

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

19/87
Les

وزارة التعليم و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : **ELECTROTECHNIQUE**

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Commande du moteur à Courant continu
alimenté par un hacheur

REALISATION DE LA BOUCLE DE COURANT

Proposé Par :

MM M.O. MAHMOUDI

L. NEZLI

Etudié par :

Mohamed ALI

Youcef

ZOUZOU Salah

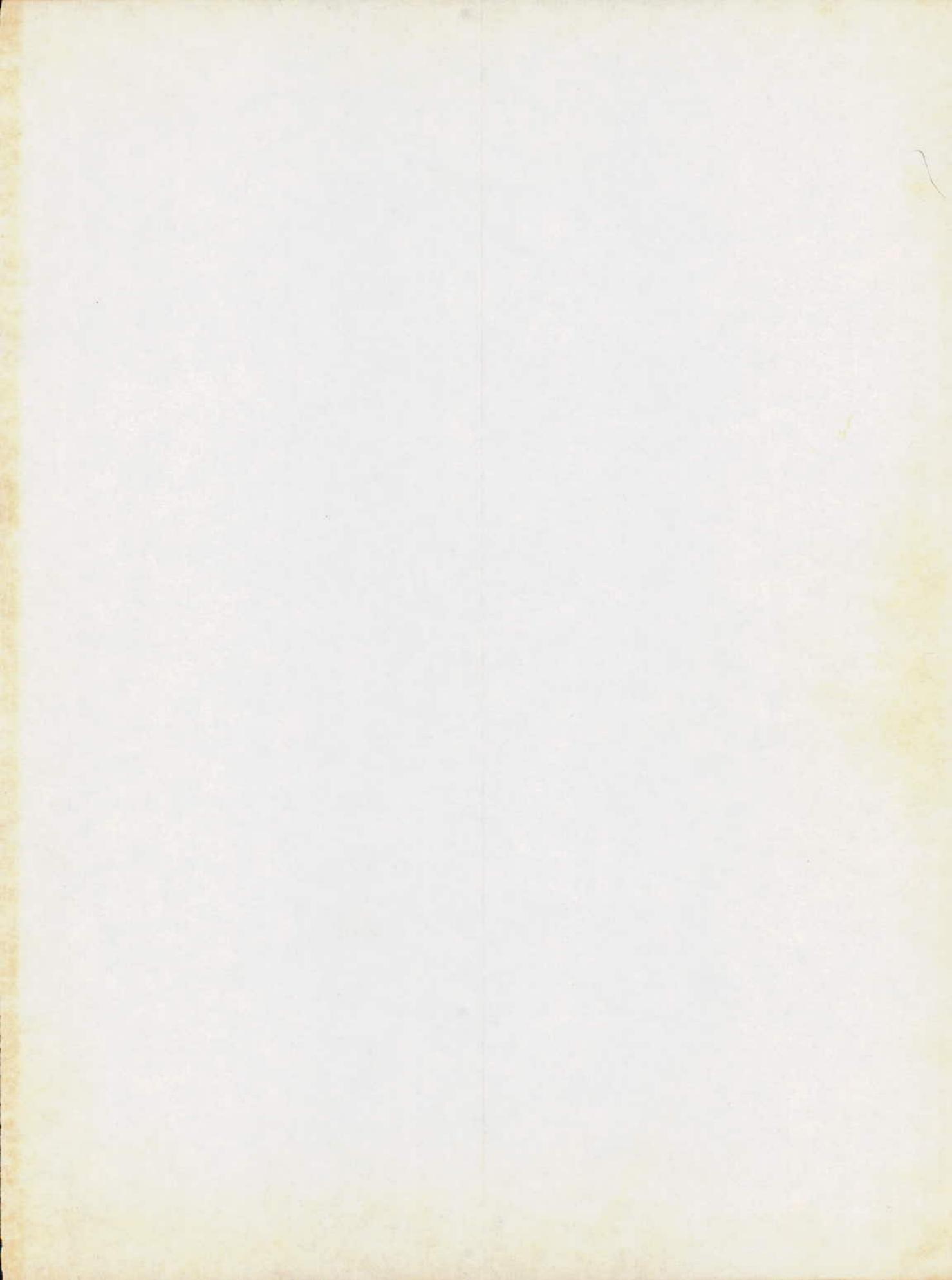
EDDINE

Dirigé par :

MM MO. MAHMOUDI

L. NEZLI

PROMOTION
juin 1987



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ببليوتيك
المكتبة
الوطنية
المتعددة
التقنيات
المدرسة
الوطنية
المتعددة
التقنيات

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce mémoire à :

- Ma mère.
- Mon père.
- Mes frères et soeurs.
- Toute la famille de mon ami Djamel.
- Toute ma famille.
- Tous ceux qui croient qu'ils n'ya qu'un seul Dieu.

MR. Mohamed-Ali YUCEF.

Je dédie ce mémoire à :

- Mon père.
- Ma mère.
- Mes frères et soeurs, surtout Okba.
- Tous mes amis.
- Toute la famille.
- Tous les Musulmans.

MR. ZOZOU Salah-Eddine.

-o-o- **A** E M E R C I E M E N T S -o-o-

Nous tenons à remercier vivement nos promoteurs
M. M. H.O. MAHMOUDI et L. NEZLI,

Qui ont accepté de diriger ce sage travail
et leur exprimer notre profonde gratitude pour leur aide,
leur dévouement et les conseils éclairés qu'ils nous ont
prodigués.

Nous adressons également, nos vifs remerciements
à tous les Enseignants du département Génie Electrique
de L'E.N.P.

Que tous ceux qui ont contribué à notre formation
trouvent ici toute notre reconnaissance.

Nous n'oublions pas enfin de remercier
MME, TOBBECHE Née DJOUDI Naziha, pour la frappe de ce
mémoire.

-o-o-o-o-o-*****-o-o-o-o-o-



- INTRODUCTION 1
- CHAPITRE I :
- ETUDE DE L'ASSOCIATION MOTEUR-HACHEUR 3
 - 1 - Hypothèses d'études du comportement du moteur à courant continu 3
 - 2 - Etude de hacheur..... 3
 - 2.1 - principe de fonctionnement..... 3
 - 2.2 - Fonction de transfert du hacheur..... 5
- 3 - ASSOCIATION MOTEUR - HACHEUR..... 8
 - 3.1 - Spécifications du moteur..... 8
 - 3.2 - Fonction de transfert en B.O..... 8
 - 3.3 - Equation caractéristique..... 10
- 4 - REponses INDICIELLES..... 11

CHAPITRE II

- REGULATION ET CHOIX DES REGULATEURS..... 15
- 1 - LES DIFFERENTES POSSIBILITES DE REGULATION..... 15
 - 1.1 - La régulation en boucles convergentes..... 15
 - 1.2 - " " à boucles en parallèle..... 16
 - 1.3 - " " en cascade..... 17

الجامعة الوطنية المتعددة التقنيات
 المكتبة - BIBLIOTHÈQUE
 Ecole Nationale Polytechnique

- 2 - ETUDE DES RÉGULATEURS..... 18

-2.1 - Régulateur P 18

-2.2 - Régulateur P I 18

-2.3 - Régulateur P I D 18

-2.4 - Circuit de limitation 19

- 3 - REGLAGE DU COURANT D'INDUIT..... 22

-3.1 - schéma fonctionnel..... 22

-3.2 - Détermination des constantes de temps du régulateur 22

-3.3 - Influence de la fonction de transfert réelle $G(s)$ 23

-3.4 - Fonction de transfert du circuit de réglage fermé.. 24

-3.5 - Relations approximatives pour les fonctions de
 transfert du circuit de réglage fermé..... 24

-3.6 - Justification du choix de régulateur..... 25

- 4 - REGLAGE DE LA VITESSE..... 26

-4.1 - schéma fonctionnel..... 26

-4.2 - Détermination des constantes de temps du régulation 28

-4.3 - Fonction de transfert du circuit de réglage fermé.. 29

CHAPITRE III

- SIMULATION NUMÉRIQUE..... 31

- 1 - MODELISATION DU SYSTEME ETUDIE..... 31

-1.1 - Modèle de la machine à courant continu..... 31

-1.2 - Modèle du hacheur..... 32

-1.3 - " du régulateur..... 33

-1.3.1 - Régulateur de courant..... 33

-1.3.2 - " de vitesse..... 34

- 2 - RESOLUTION NUMERIQUE DES EQUATIONS DIFFERENTIELLES PAR
 LA METHODE DE RUNGE - KUTTA D'ORDRE 4 34

-2.1 - Algorithme de RUNGE - KUTTA..... 35

-2.2 - Schéma fonctionnel de la régulation..... 35

- 3 - ORGANIGRAMME DE LA SIMULATION..... 37

- 4 - REPONSES INDICIELLES..... 39

CHAPITRE IV

- REALISATION DE LA BOUCLE DE COURANT 41

-1 - DIMENSIONNEMENT DE LA BOUCLE DU COURANT..... 41

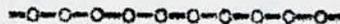
-2 - CIRCUIT DE LIMITATION..... 42

-3 - CIRCUIT DE LISSAGE ET AMPLIFICATION..... 42

-4 - REPONSES INDICIELLES..... 43

C O N C L U S I O N 47

A N N E X E 48



SYMBOLE

DESIGNATION

UNITE

α	Rapport cyclique du hacheur.	1
δ	Coefficient d'amortissement.	1
ε	Ecart de réglage.	-
s	Opérateur laplacien.	1
Φ	Flux d'induction.	Wéber
ω	Pulsation.	rad.S ⁻¹
E	Tension d'alimentation du hacheur.	V
U_c	" de commande.	"
U_i	" induite.	"
U_r	" réelle ou référence.	"
U_h	" de dents de scie.	"
I	Courant d'induit.	A
K_s	Coefficient du schunt et amplification.	
K_g	" du génératrice tachymétrique.	
K_f	" de frottement.	Kg.m.S ²
J	Moment d'inertie.	Kg.m ²
Ω	Vitesse.	rad.S ⁻¹
C_r	Couple résistant.	N.m
C_e	" électromagnétique.	N.m
F_p	Fréquence de hachage.	S ⁻¹
K'	Facteur de transfert.	1
G	Gain de circuit de commande.	1
L_a	Inductance d'induit.	H
L_s	" de self de lissage.	"
R_a	Résistance de l'induit.	"
R_s	" du self de lissage.	"
T_p	Période de hachage.	S
T_e	Temps d'enclenchement.	"

T_m	Constante de temps mécanique.	2
T_t	" " " électrique.	"
T_h	" " " du hacheur.	"
T_d	Temps de déclenchement.	"
$G(S)$	Fonction de transfert.	1
$G_o(S)$	" " " en boucle ouverte.	"
$G'(S)$	" " " " " fermée.	"
$G_R(S)$	" " " de vitesse.	"
$G_s(S)$	" " " du système à régler	"
$G_r(S)$	" " " du régulateur.	"
D.R.L	diode de roue libre.	//
U_{cn}	tension aux bornes du condensateur	V
K	coefficient électromagnétique	

INTRODUCTION.

Le développement rapide des composants électroniques a ouvert la porte à de larges applications des machines entraînées à vitesse variable.

Nous remarquons de plus en plus que les solutions mécaniques et hydrauliques disparaissent en laissant la place aux solutions électriques.

À l'heure actuelle, le moteur à courant continu est la machine la plus utilisée dans les entraînements réglés.

Le but de notre travail est d'étudier la commande d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur et de réaliser la boucle de courant limitant ainsi les pointes excessives de courant d'induit aux régimes sévères (démarrage, perturbations, extérieures).

Pour cela nous avons dévisé notre travail en quatre chapitres.

Le premier chapitre traitera l'étude de l'association hacheur moteur. Dans cette étude, nous présentons les équations de transfert du système, ainsi que les réponses de courant et de vitesse au démarrage.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude théorique de la régulation en cascade, afin de déterminer les constantes des régulateurs.

Dans le troisième chapitre, nous traitons la simulation numérique de notre système. Dans ce chapitre nous présentons les réponses indicelles obtenues.

Le dimensionnement du circuit de régulation, ainsi que la réalisation de boucle de courant sont effectués dans le dernier chapitre.

En annexe nous donnons :

- Un schéma du circuit de commande du hacheur.
- Le programme qui été élaboré dans la simulation.

CHAPITRE I

ETUDE DE L'ASSOCIATION HACHEUR-MOTEUR.
=====

La connaissance du comportement statique et dynamique du système moteur-hacheur est indispensable pour déterminer la structure des circuits de réglage et étudier leur stabilité dans le domaine des entraînements réglés. Dans ce chapitre on établira les fonctions de transfert de chaque élément et on étudiera l'influence de variations du couple résistant et de la tension d'alimentation sur les réponses indicielles du courant et de vitesse.

Hypothèses..... du moteur:iiii.....

1. E-HYPOTHESES D'ETUDES DU COMPORTEMENT DU

MOTEUR A COURANT CONTINU :

=====

- La saturation du circuit magnétique n'est pas prise en considération.
- La réaction magnétique d'induit n'est pas prise en considération.
- La conduction est continue, la continuité du courant est assurée par une self de lissage.
- Les pertes dans le fer sont négligées.

2. ETUDE DU HACHEUR.

=====

2.1. PRINCIPE DU FONCTIONNEMENT :

Lorsque le hacheur est mis sous tension, le condensateur se charge en prenant la polarité indiquée à la fig.I.1, l'amorçage du thyristor Thp le rend conducteur et le hacheur se trouve ainsi enclenché. Pour déclencher le hacheur, on doit bloquer le thyristor Thp .

.../...

pour cela on amorce le thyristor auxiliaire Th_a , à partir de cet instant les deux thyristors deviennent conducteurs, et ceci jusqu'à ce que le condensateur se charge à une tension égale et en sens inverse que précédemment, dans ce cas le thyristor Th_a se bloque.

Le thyristor Th_a se bloque à cause du courant négatif, le thyristor Th_p se bloque aussi parcequ'il se trouve polarisé en inverse.

Quand les deux thyristors se bloquent, c'est la diode D_1 qui continue à conduire afin de charger le condensateur de nouveau (voir fig 1.2.)

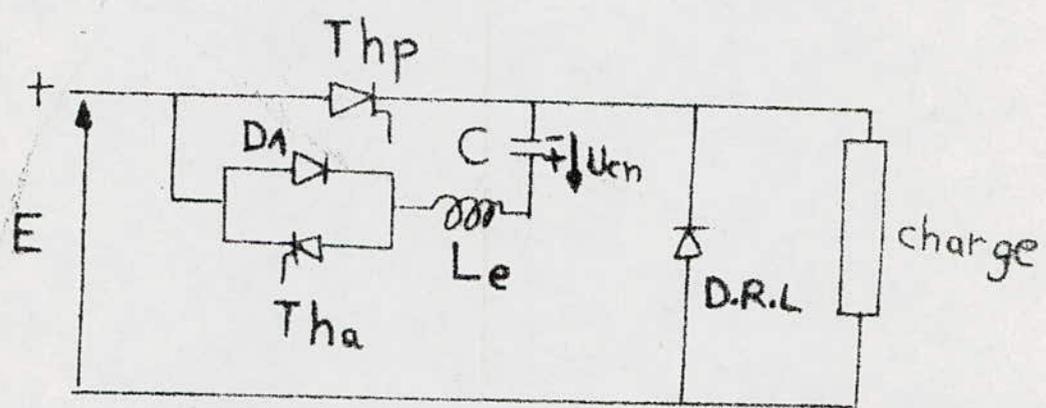


schéma du hacheur

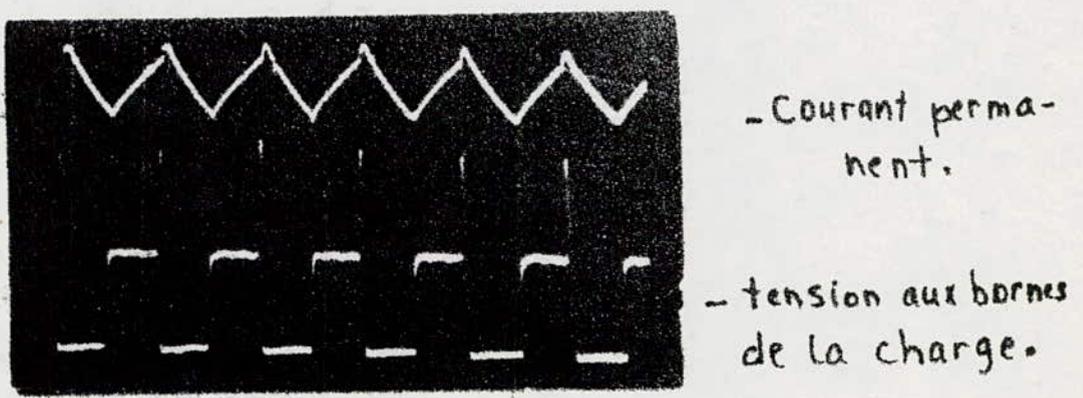
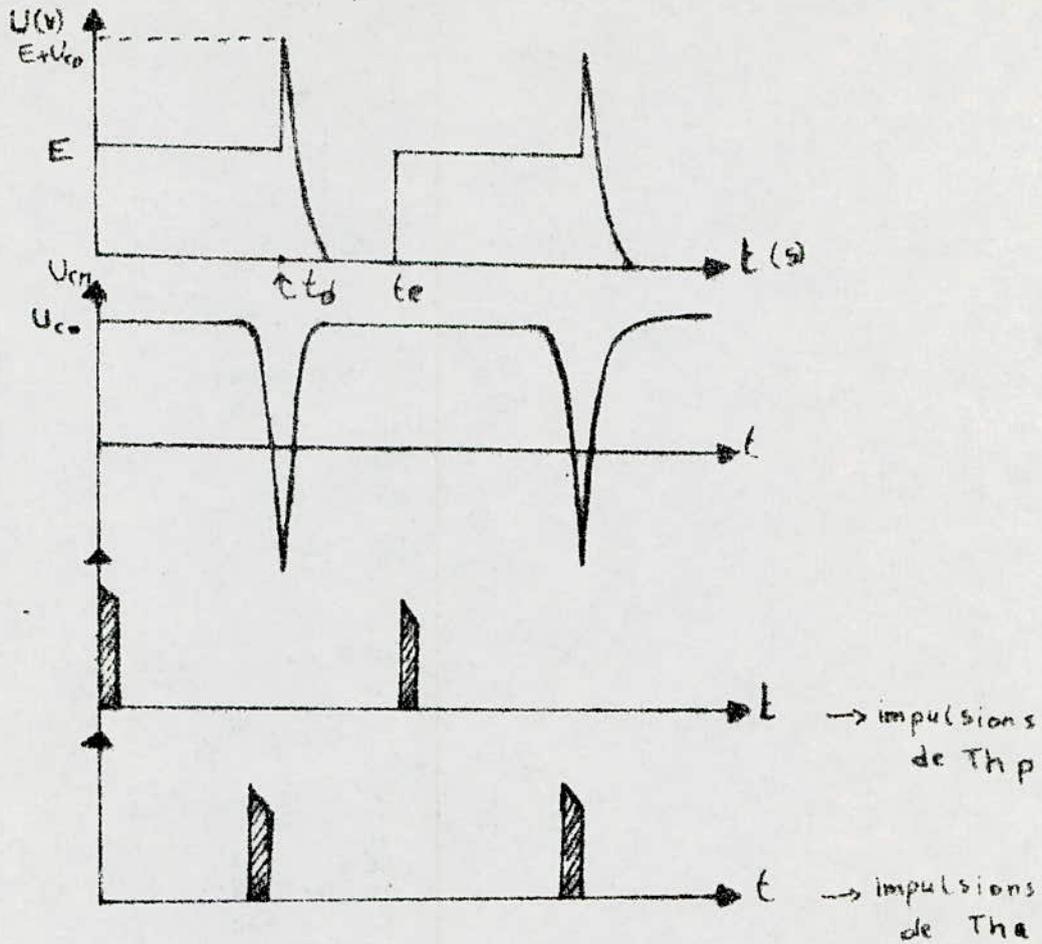


Fig. 1.1 allures des tension U , et courant I , obtenues expérimentalement (les échelles sont différentes)



ch. II.2 fonctionnement du montage de la figure. I.1

2.2. FONCTION DE TRANSFERT DU HACHEUR :

Le comportement statique et dynamique du hacheur dépend fortement du dispositif de contrôle qui détermine les durées (t_e) d'enclenchement et (t_d) de déclenchement. C'est pour cela qu'en doit étudier ce dispositif.

- Principe du dispositif de contrôle :

On a représenté en annexe les différentes parties de ce dispositif (voir annexe). La tension de commande U_{cn} est comparée à une tension U_b sous forme de dents de scie.

- SI $U_h < U_{cm}$ La sortie du comparateur indique l'état haut (+VCC)
- SI $U_h > U_{cm}$ La sortie du comparateur indique l'état bas (-VCC)

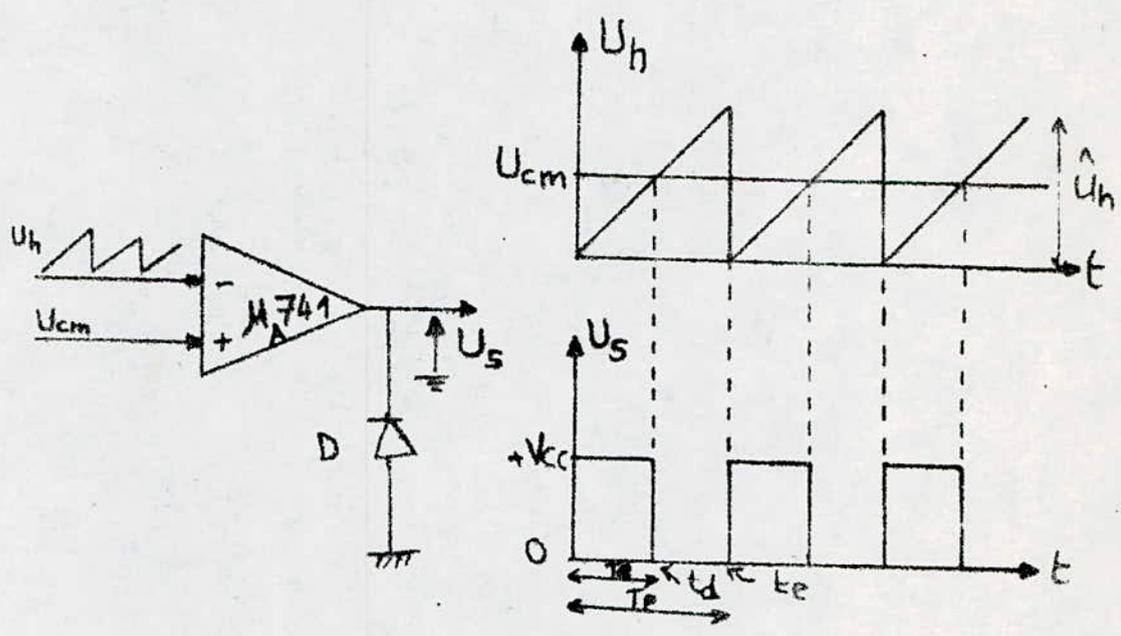


Fig.I.3 fonctionnement d'un dispositif de contrôle.

Le signal donné par le comparateur se transforme en impulsions, ces dernières attaquent directement les deux thyristors Th_p, Th_a . Pour ne pas avoir le désamorçage du hacheur, la tension de commande doit être limitée entre une valeur maximale U_h et une valeur minimale $U_h = 0,2.V$.

A partir de la fig.I.3. on tire la relation suivante :

$$\frac{T_e}{T_p} = \frac{U_{cm}}{U_h} \quad \text{d'où} \quad U_c = E \cdot \alpha = U_{cm} \frac{E}{U_h} \dots (1.1)$$

$$\text{Avec } \alpha = \frac{T_e}{T_p} \quad , \quad U_c = E \cdot \alpha$$

Le facteur de transfert du hacheur est donné par :

$$G = \frac{\Delta U_c}{\Delta U_{cm}} = \frac{E}{U_h} \dots (1.2)$$

- COMPORTEMENT DYNAMIQUE :

La réponse de la tension du hacheur U_h à la variation de la tension de commande n'apparaît qu'après un certain temps de retard Tr . Ce temps est dû au fait, qu'une impulsion d'allumage se produit, seulement au moment de l'intersection de la tension de commande U_{cm} avec la pente de dents de scie :

- $Tr = 0$ pour le cas le plus favorable.
- $Tr = T_p$ pour le cas le plus défavorable.

Le temps de retard Tr varie statistiquement entre les deux valeurs citées ci-dessus.

De ce fait, pour la constante de temps du hacheur, on choisit couramment la valeur moyenne de Tr .

$$T_h = \frac{T_p}{2} = \frac{1}{2 f_p} \dots \dots \dots (1.3)$$

D'où la fonction de transfert sera :

$$G_h(s) = G \cdot e^{-sT_h} \approx \frac{G}{1+sT_h} \dots \dots \dots (1.4)$$

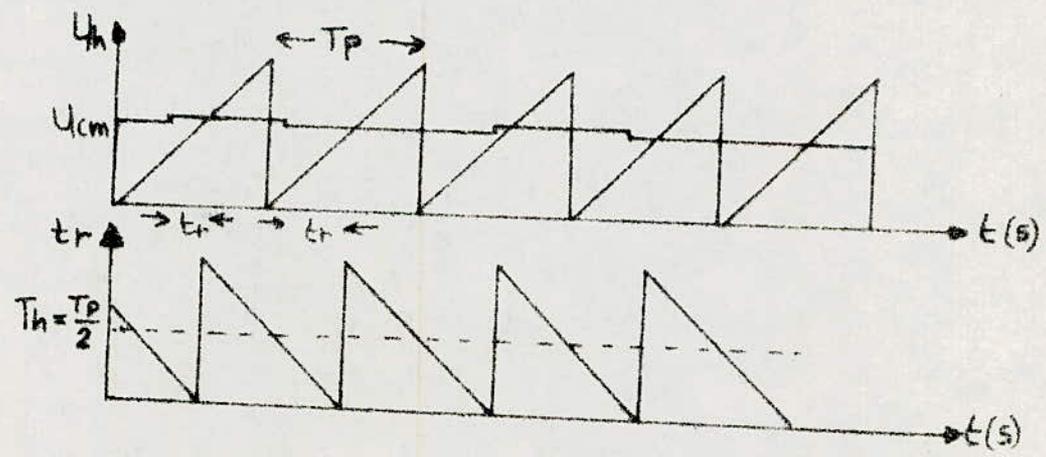


FIG. I.4 comportement dynamique du dispositif de contrôle.

3. $\overline{F-2}$ ASSOCIATION MOTEUR - HACHEUR.

3.1. SPECIFICATION DU SYSTEME :

- MOTEUR :

Induit : $U_n = 110 \text{ V}$; $I_n = 32 \text{ A}$; $R_n = 0,4 \Omega$; $L_n = 16 \text{ mH}$

Inducteur : $U_n = 110 \text{ V}$; $I_n = 1,2 \text{ A}$

$P_n = 3,2 \text{ Kw}$, $\Omega_n = 1500 \text{ t/mn.}$

J (moteur + génératrice) = $0,05 \text{ kg.m}^2$

$K = \frac{E}{I_n} = 0,57$; $K_f = 0,01 \text{ kg.m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$

- SELF DE LISSAGE : $R_s = 2,95 \Omega$

$L_s = 775 \text{ mH}$

- HACHEUR : $T_p = 5 \text{ mS}$

3.2. FONCTION DE TRANSFERT EN BOUCLE OUVERTE :

. Equation électrique :

$$U_c = L \frac{di_n(t)}{dt} + Ri(t) + K \Omega(t) \dots \dots \dots (1.5.)$$

. Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega(t)}{dt} = C_e - C_r \dots \dots \dots (1.6.)$$

Avec $R = R_n + R_s$; $L = L_n + L_s$

C_e : couple électromagnétique :

C_r : " résistant.

Après application de la transformée de la place sur les deux équations nous tirons :

$$I(s) = \frac{U_c(s) - K \Omega(s)}{L \cdot s + R} = \frac{U_c(s) - K \Omega(s)}{R(T_t s + 1)} \dots \dots \dots (1.7.)$$

$$\Omega(s) = \frac{K_e I(s) - C_r}{J \cdot s} \dots \dots \dots (1.8.)$$

Avec $T_t = \frac{L}{R}$; T_t : constante de temps électrique.

$T_t = 236 \text{ ms}$

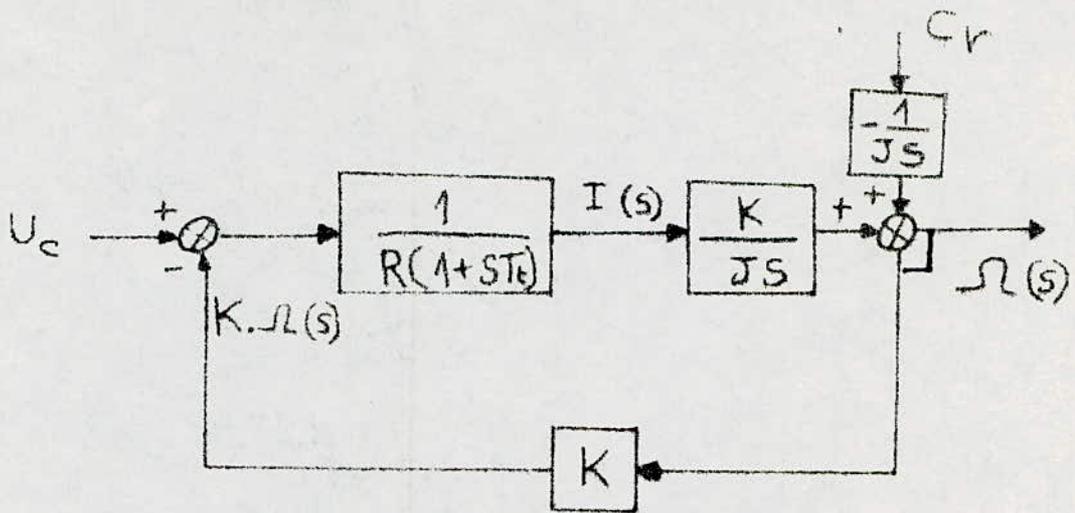


Fig: I.5 schéma fonctionnel du système.

En remplaçant (1.7) dans (1.8) on trouve :

$$I(s) = \frac{T_m \cdot S \cdot U_c(s) + 1/K \cdot C_r(s)}{T'_m \cdot S(1 + S T_t) + 1}$$

Avec $T_m = \frac{J}{K^2}$ $T_m = 191 \text{ ms}$

$T'_m = R \cdot T_m$ $T'_m = 641 \text{ ms}$

D'où $I(s) = G_{iu}(s) \cdot U_c(s) + G_{ic}(s) \cdot C_r(s)$

Avec $G_{iu}(s) = \frac{T_m \cdot S}{T'_m \cdot S(1 + S T_t) + 1}$ (1.9)

$G_{ic}(s) = \frac{1/K}{T'_m \cdot S(1 + S T_t) + 1}$ (1.10)

De même $\Omega(s) = G_{\Omega i}(s) \cdot I(s) - G_{\Omega c}(s) \cdot C_r(s)$

Avec $G_{\Omega i}(s) = \frac{1/K}{T_m \cdot S}$ (1.11)

$G_{\Omega c}(s) = \frac{1/K^2}{T_m \cdot S}$ (1.12)

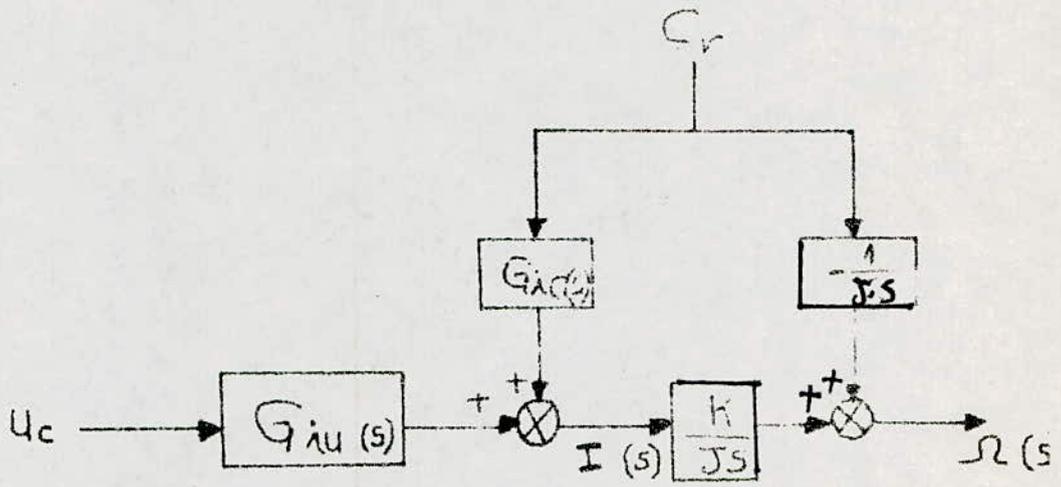


Fig. I.6 schéma fonctionnel transformé.

3.3. EQUATION CARACTERISTIQUE :

$$T'm \cdot S (1 + STt) + 1 = 0 \quad \text{Ou} \quad T'm \cdot Tt \cdot S^2 + T'm \cdot S + 1 = 0 \dots (1.13)$$

La solution de cette équation nous donne deux constantes de

Temps:

$$T_{\alpha, \beta} = \frac{T'm}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{4 \cdot Tt}{Tm}} \right)$$

Ces constantes de temps sont complexes. Il est préférable de transformer l'équation (1.13) pour faire apparaître la pulsation propre ω_0 et le facteur d'amortissement δ :

$$1 + S \cdot 2 \cdot \frac{\delta}{\omega_0} + S^2 \cdot \frac{1}{\omega_0^2} = 0 \dots (1.14)$$

Avec $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{T'm \cdot Tt}}$

$$\omega_0 = 2,57 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

$$\delta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T'm}{Tt}}$$

$$\delta = 0,824$$

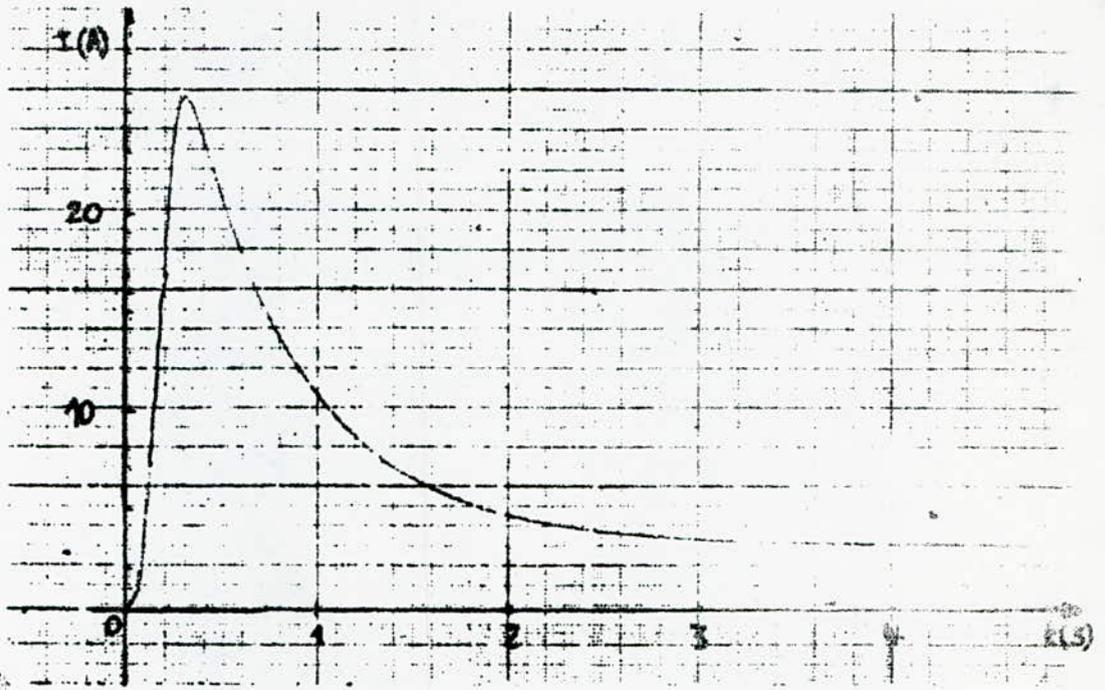
11

4.  REPONSES INDICIELLES .

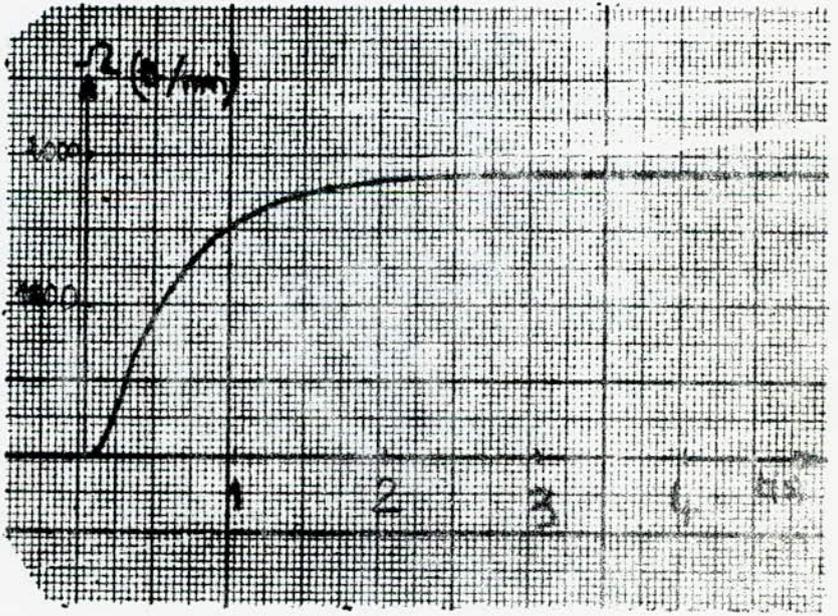
Les figures (I.8, I.9) montrent que :

- La tension d'alimentation influe sur la vitesse et n'influe pas sur le courant en régime permanent.
- Le courant et la vitesse sont sensibles aux variations du couple résistant.
- La réponse indicielle du courant au démarrage (à vide) présente un grand dépassement (88 %).
- Les oscillations du courant ne sont pas très prononcées (à cause du grand coefficient d'amortissement).
- La réponse de vitesse due à la variation de tension d'alimentation est aperiodique.
- Les réponses du système sont lentes.

Ces remarques nous permettent de conclure que :
Si nous voulons améliorer les performances de notre système, nous devons introduire une boucle de réglage pour la vitesse, et une pour la limitation du courant.

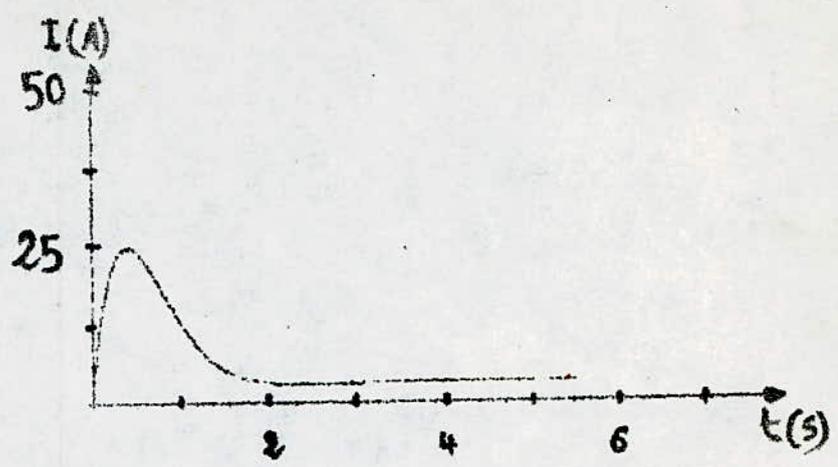


a): courant .

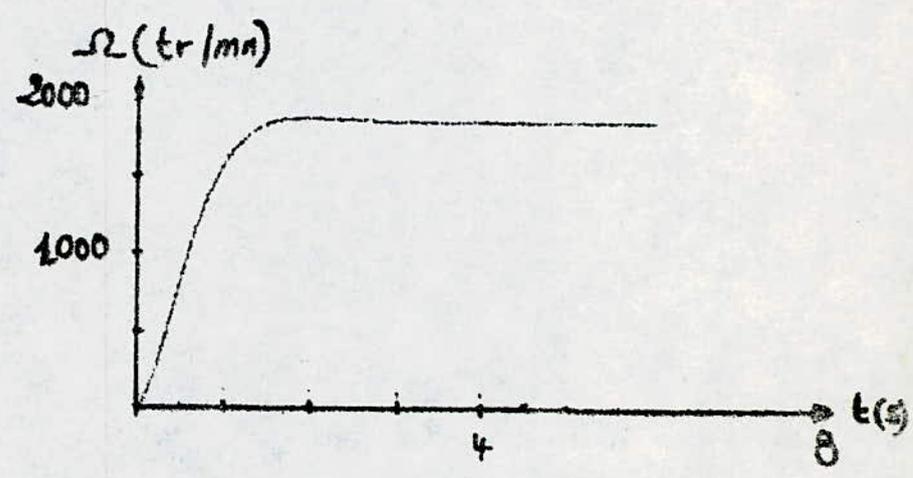


b): vitesse .

fig. 1 . 7 : courbes en boucle ouverte (à vide)
(démarrage sans régulation , avec $U_{com}=5V$)

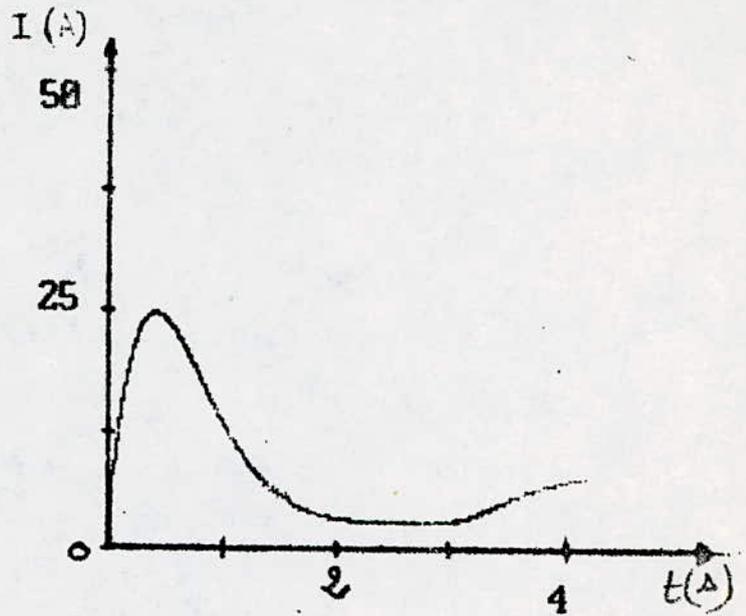


a) / courant .

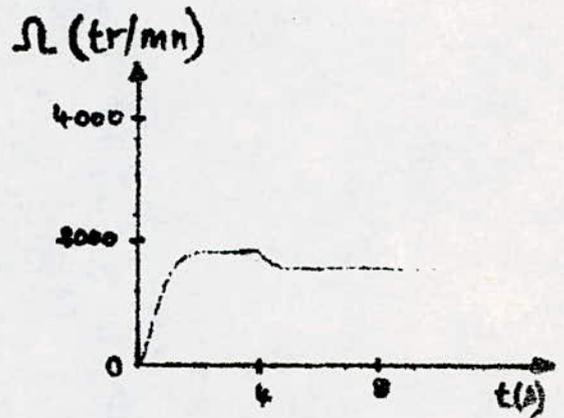


b) : vitesse .

fig.I.8 Réponses Indicielles sans régulation
à un échelon de tension $U_{com} = (5V)$
(démarrage à vide)



a) : courant .



b) : vitesse .

fig.I.9 Réponses indicielles sans régulation .

- courant : perturbation à $t=3s$.

- vitesse : // à $t=4s$.

CHAPITRE (II)

REGULATION ET CHOIX DES REGULATEURS.

Pour les entrainements réglés, la vitesse doit être réglée continuellement. A vitesse constante, on impose au réglage une valeur de consigne Ω_c pour la vitesse, le régulateur a pour tâche de maintenir la grandeur asservie (vitesse) aussi proche que possible à celle de la consigne, et ceci indépendamment des variations de la charge entraînée. Si on fait une variation de la charge, le régulateur doit ramener la vitesse le plus rapidement possible à la valeur de consigne sans qu'il se produise d'oscillations.

Il ya une autre fonction qui est nécessaire au bon comportement du système. C'est la limitation du courant, ainsi nous voyons que le courant peut prendre des valeurs prohibitives, ces valeurs sont inacceptables par le système hacheur-moteur, donc on doit maintenir l'intensité au-dessous de la valeur maximale.

1. LES DIFFERENTES POSSIBILITES DE REGULATION :

Il ya essentiellement trois méthodes de régulation.

1.1. LA REGULATION EN BOUCLES CONVERGENTES : /3/

Elle comporte un seul régulateur. La grandeur auxiliaire (courant) doit être limitée à un seuil. Cette méthode est peu coûteuse, mais elle donne des mauvaises performances.

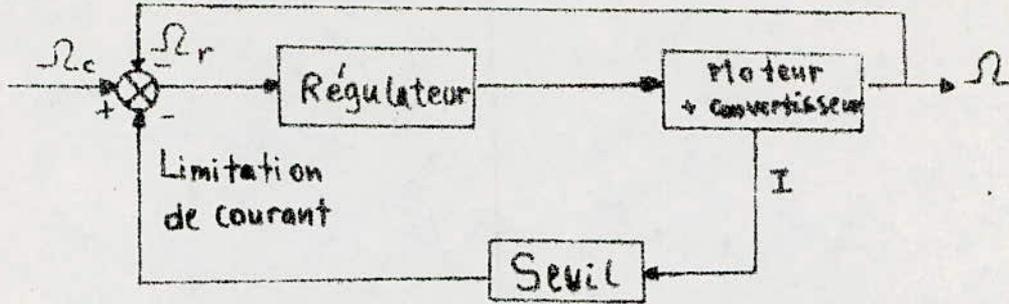


Fig.II.1 Régulation convergente

1.2. LA REGULATION A BOUCLE EN PARALLELE :

Cette méthode utilise un régulateur séparé pour chaque variable avec un système de commutation en parallèle.

Dans une telle régulation, seul un régulateur est en marche à chaque instant. la valeur auxiliaire est comparée à la valeur limite I_c , si la valeur limite est atteinte, c'est le régulateur de courant qui prend le relais, si non c'est celui de la vitesse qui est en fonctionnement aussi longtemps que le courant n'atteint pas sa valeur limite.

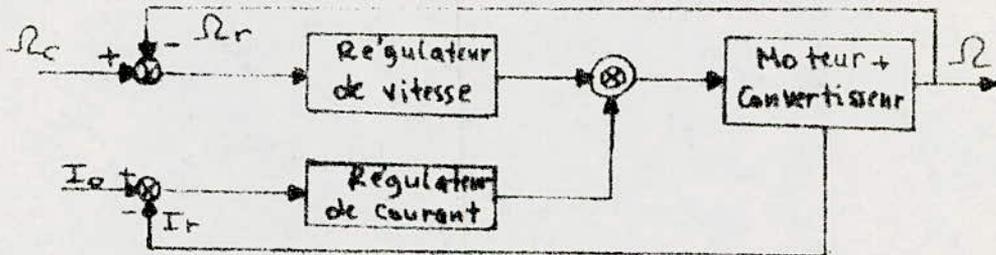


Fig.II.2 Régulation parallèle

1.3. LA REGULATION EN CASCADE :

Elle se compose de deux circuits de réglage, un pour la vitesse, le deuxième pour le courant.

Le régulateur de vitesse (voir fig. II.3) est influencé par l'erreur entre Ω_c et Ω_r , et il donne à sa sortie une variable limitée entre deux valeurs, une minimale, l'autre est maximale, afin d'éviter les valeurs prohibitives de courant.

Le régulateur de courant a comme consigne, la sortie limitée de régulateur de vitesse, il donne à sa sortie une tension de commande U_{cm} limitée entre $U_{cm \max}$ et $U_{cm \min}$ pour ne pas dépasser les limites de dents de scie.

En pratique, on boucle d'abord le circuit de réglage interne et on ajuste ce régulateur pour que le système soit stable et bien amorti. Ensuite on boucle le circuit de réglage externe. Il faut noter enfin que, pour avoir une séparation dynamique de ces deux boucles, il faut que la boucle interne soit deux fois plus rapide que l'externe.

Notons que la régulation en cascade s'est montrée très efficace en donnant des résultats parfaits, d'ailleurs c'est elle qui est la plus utilisée en électronique industrielle.

Pour notre projet, on a opter pour cette méthode de régulation.

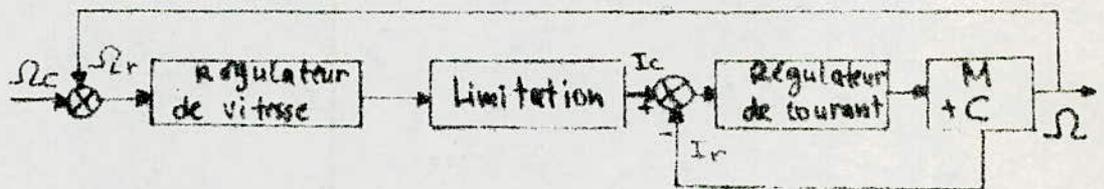


Fig II.3 Régulation en cascade.

2. TUDE DES REGULATEURS :
=====

121

2.1. REGULATEUR P :

Ce régulateur opérationnel réalise la comparaison entre les deux signaux d'entrée d'une part, et il amplifie leur écart d'autre part.

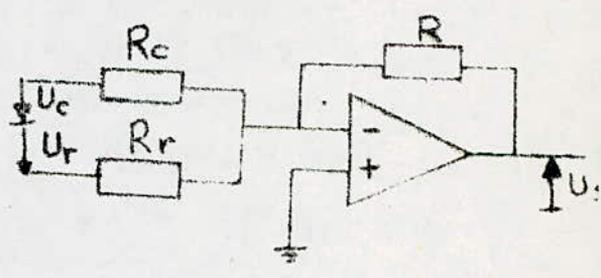


Fig.II.4 schéma de régulateur P

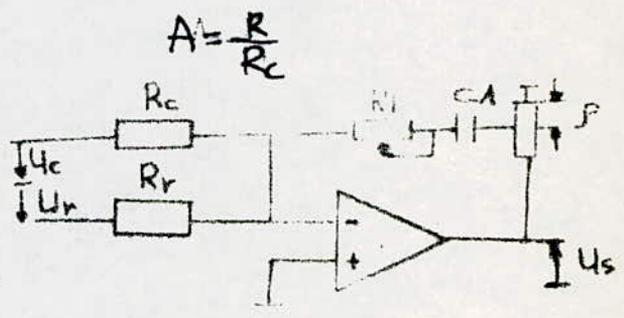
. Fonction de transfert :

$$Us(S) = \frac{R}{Rc} (Uc - Ur) = A.(Uc - Ur) \dots \dots \dots (2.1.)$$

D'où Gr(S) = A

2.2. REGULATEUR P.I. :

Sa tâche est d'annuler l'erreur. Il est utilisé généralement pour système à constante de temps dominante unique.



. Fonction de transfert :

FIG.II.5 schéma de régulateur PI.

$$Us(S) = \frac{1+S.Tn}{STi} \times (Uc - Ur) \dots \dots \dots (2.2.)$$

$$Gr(S) = \frac{1+S.Tn}{STi}$$

avec Tn = Rf . C1
Ti = f . Rc . C1

2.3. REGULATEUR P.I.D. :

Ce régulateur a pour tâche de supprimer l'erreur de trainage, il est utilisé généralement pour un système qui possède deux constantes de temps dominantes.

. Fonction de transfert :

$$Us(S) = \frac{(1+STn)(1+STv)}{STi} \times (Uc - Ur) \dots \dots \dots (2.3.)$$

$$Gr(S) = \frac{(1+STn)(1+STv)}{STi}$$

Avec $T_i = P \cdot R_c \cdot C_1$; $T_d = R_2 \cdot C_1$; $T_n = R_1 \cdot C_1$

Mais ce régulateur présente quelques inconvénients empêchant, son utilisation dans le domaine de l'électronique industrielle. Parmi ces inconvénients on cite :

- Sensibilité aux parasites.
- Amplification du bruit des signaux d'entrés.

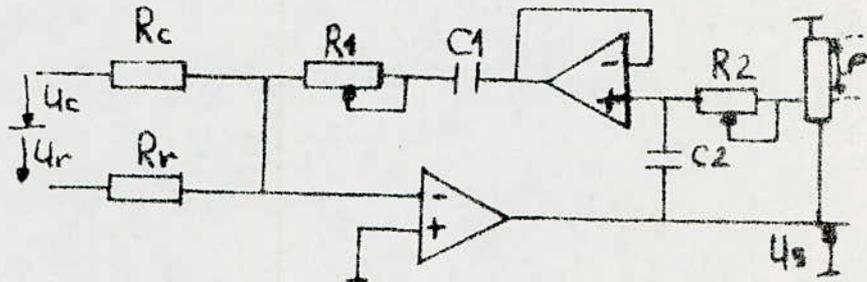


FIG.II.6 schéma de régulateur PID

2.4. CIRCUIT DE LIMITATION :

Il est souvent nécessaire de limiter la tension de sortie du régulateur, par exemple pour éviter une intervention trop brutale de régulation lors de l'apparition des phénomènes transitoires importants.

Le circuit de limitation (fig. II.7) fonctionne si $U_1 < 0$ ou $U_2 > 0$, Si non le régulateur travaille normalement.

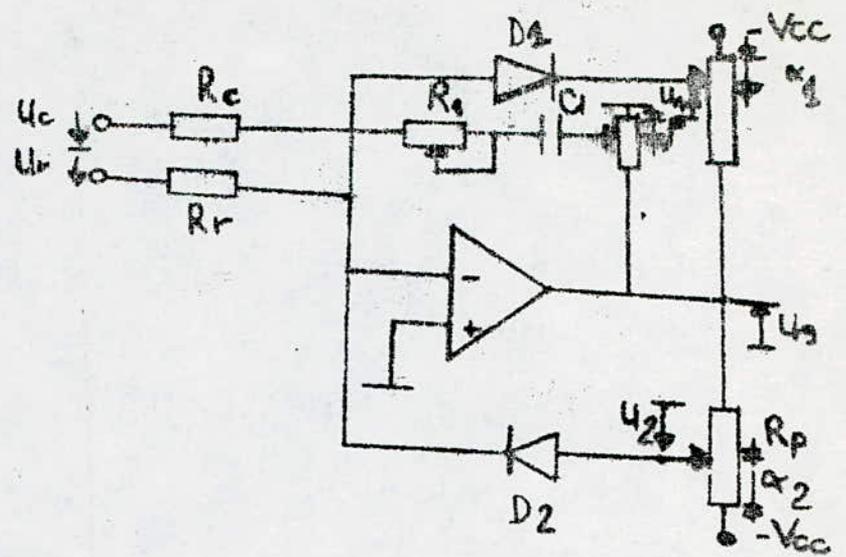


Fig.II.7 circuit de limitation avec le régulateur PI

Les tensions U_1 , U_2 sont données par :

$$U_1 = (1 - \alpha_1) U_s - \alpha_1 V_{CC} \dots\dots\dots(2.4.)$$

$$U_2 = (1 - \alpha_2) U_s - \alpha_2 V_{CC} \dots\dots\dots(2.5.)$$

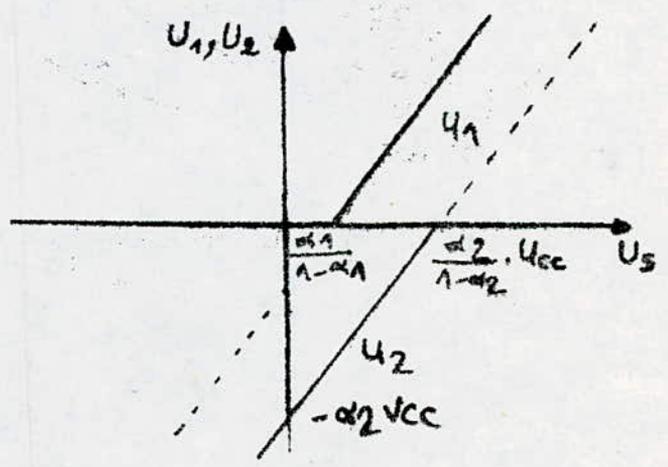


Fig.II.8 tensions U_1 et U_2 du montage limiteur.

Au moment où U_2 devient égale à Zéro la tension de sortie du régulateur reste égale à une valeur maximale U_s telle que:

$$U_s = U_{s \text{ max}} = \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2} V_{cc} \dots\dots\dots(2.6.)$$

Pour une bonne limitation doit être très inférieur à R_0 et R_1

On trouve de même pour U_1 :

$$U_s = U_{s \text{ min}} = \frac{\alpha_A}{1 - \alpha_A} V_{cc} \dots\dots\dots(2.7.)$$

Pendant la limitation le système fonctionne en boucle ouverte.

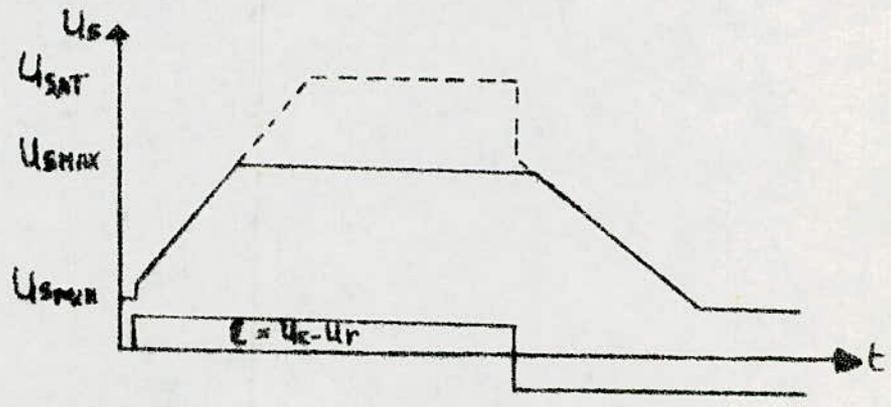


FIG.II.9 fonctionnement du régulateur PI avec le circuit de limitation.

3. **REGULATION DU COURANT D'INDUIT :**

3.1. schéma fonctionnel :

En inserant la fonction de transfert du régulateur dans la boucle, nous aurons le schéma fonctionnel suivant :

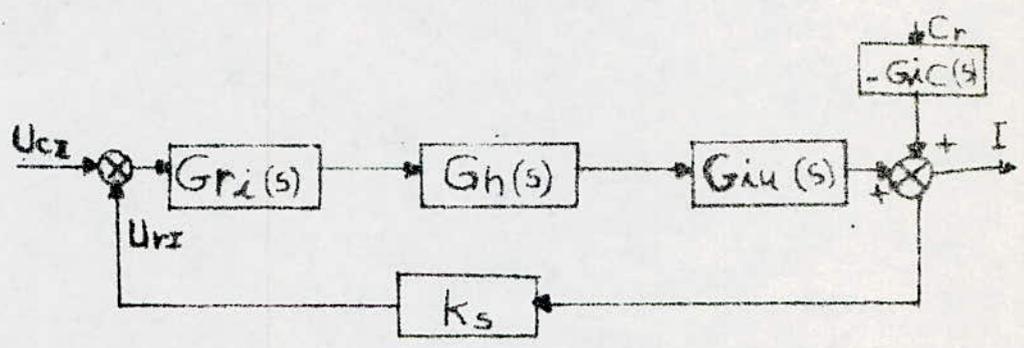


Fig.II.10 schéma fonctionnel du circuit de réglage du courant d'induit.

Avec : $Ks = \frac{5}{50} = 0,1 \text{ V/A}$

3.2. Détermination des constantes de temps du régulateur :

Pour déterminer ces constantes, nous allons utiliser la fonction de transfert $G_s(s)$ correspondant à un moteur à courant continu à vitesse constante.

$$G_s(s) = \frac{1}{R(1+STt)} \dots\dots\dots(2.8.)$$

Mais nous devons tout de même contrôler l'influence de la fonction de transfert réelle $G_{iu}(s)$,

sur la stabilité et le bon amortissement du système.

Avec ces considérations la fonction de transfert du système devient :

$$G(s) = \frac{G}{1+STl} \cdot \frac{1}{R(1+STt)} \dots\dots\dots(2.9.)$$

Nous avons considéré le retard dû au filtre.

$$Tf = Th + Tt$$

Tt: constant de temps de filtre.

$$Th = 2,5 \text{ ms}$$

$$Tf = 1,88 \text{ ms}$$

Tl: Petite constante de temps du système

Cette fonction de transfert contient deux constantes de temps, une petite (tl), et l'autre qui est dominante (Tt) doit être compensée par le zéro d'un régulateur P I qui a été introduit dans la boucle (voir fig.II.10) .

La fonction de transfert du système en boucle ouverte sera :

$$G_{io}(s) = \frac{1+sT_{in}}{sT_{il}} \cdot \frac{G}{1+sT_l} \cdot \frac{1}{R(1+sT_t)} \cdot K_s \dots (2.10)$$

- T_{in} compense T_t $T_{in} = 236 \text{ ms}$
- T_{il} se détermine à partir du réglage optimum /3/

$$T_{il} = \frac{2 K_1 T_l}{R} \quad T_{il} = 6,27 \text{ ms}$$

Avec $K_1 = G \cdot K_s$

3.3. INFLUENCE DE LA FONCTION DE TRANSFERT REELLE $G_{iu}(s)$:

La fonction de transfert en boucle ouverte avec $G_{iu}(s)$ est :

$$G_{io}(s) = \frac{1+sT_{in}}{sT_{il}} \cdot \frac{G}{1+sT_l} \cdot \frac{sT_m}{1+sT_m(1+sT_t)} \cdot K_s \dots (2.11)$$

Les constantes T_{in} , T_{il} sont celles du paragraphe (3.2.)

En traçant les deux fonctions de transfert $G_{io}(s)$ en considérant $G_s(s)$ et $G_{iu}(s)$ (voir fig.II.12.), nous remarquons qu'elles ont la même pulsation ω_A d'inversion (*), donc la stabilité et le bon amortissement sont garantis.

Cela nous amènent à faire la détermination des constantes du régulateur selon la fonction de transfert $G_s(s)$.

3.4. FONCTION DE TRANSFERT DU CIRCUIT DE REGLAGE FERME :

A partir du schéma fonctionnel à boucle fermée; nous tirons la relation suivante :

$$I (S) = \frac{G_r (S) \cdot G_M (S) \cdot G_s (S)}{1 + K_s \cdot G_{ri} (S) \cdot G_h (S) \cdot G_s (S)} U_c + \frac{G_{ic} C_r \dots (2.12.)}{1 + K_s \cdot G_{ri} G_h G_s (S)}$$

(*) ω_A : pulsation pour laquelle le module $|G_{ic} (j\omega)| = 1$

Le schéma fonctionnel de la (fig.II.10) devient alors :

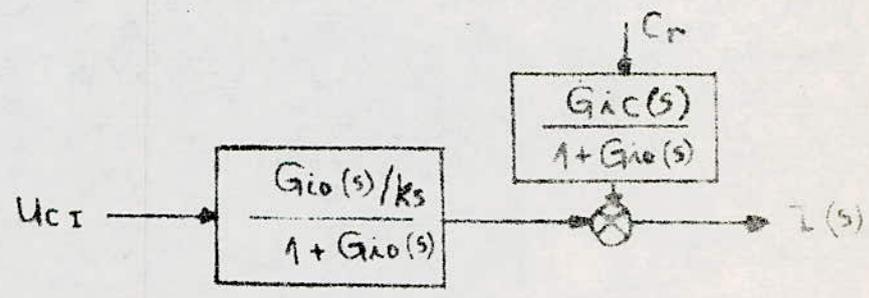


Fig.II.11 schéma fonctionnel du circuit de réglage du courant d'induit complètement réduit.

Nous notons les deux fonctions de transfert en boucle fermée par :

$$G'_{iu} (S) = \frac{G_{io} (S) / K_s}{1 + G_{io} (S)} \dots \dots \dots (2.13.)$$

$$G'_{ic} (S) = \frac{G_{ic}}{1 + G_{io}(S)} \dots \dots \dots (2.14)$$

3.5. RELATIONS APPROXIMATIVES POUR LES FONCTIONS DE TRANSFERT DU CIRCUIT DE REGLAGE FERME :

Nous établissons quelques relations approximatives pour les fonctions de transfert du circuit de réglage de courant

.../...

fermé, afin de faciliter l'étude du circuit de réglage de vitesse superposé :

- Transformation de $G'iu(s)$:

Pour un réglage optimum $G'io(s) = \frac{1}{2Tl(1+sTl)} \dots (2.15.)$

D'où $G'iu(s) = \frac{1/Ks}{2Tl.Tm s^2 + 2Tl.s + 1} \approx \frac{1/Ks}{T'i s + 1}$

Avec $T'i = 2 Tl$.

Avec une bonne approximation, nous posons :

$G'iu(s) = \frac{K'i}{1+sT'i} \dots (2.16.)$

Avec $K'i = \frac{K2/Ks}{1+K2}$, $K2 =$ gain statique de la P.T en B.O. réelle.

Selon l'équation (2.11.) nous avons : $K2 = \frac{G.Ks.Tm}{Tci} = \frac{Tm}{2Ti}$

d'où $K'i = \frac{1}{Ks \left(1 + \frac{2Tl}{T'm}\right)}$

En tenant compte de la valeur réelle de $K'i$ nous aurons :

$G'iu(s) = \frac{1/Ks(1+2Tl)}{\frac{T'm}{1+sT'i}} \dots (2.17.)$

- Transformation de $G'ic(s)$:

De même : / 2 /

$1 + G'io(s) = \frac{1}{1-K'i.Ks} \cdot \frac{1+sT'i}{1-K'i.Ks}$

$1 - K'i Ks = \frac{2Tl}{T'm Ks}$

D'où $1 + G'ic(s) = \frac{Tm.Ks}{2Tl} \cdot \frac{1+sT'i}{1+sT'm.Ks}$

Donc :

$G'ic(s) = \frac{2Tl}{T'm Ks Kc} \cdot \frac{1+Ks T'm s}{T'm s(1+sTl)} \cdot \frac{1}{1+sTl} \dots (2.18.)$

3.6. JUSTIFICATION DU CHOIX DE REGULATEUR :

Le module et la phase de la réponse harmonique sont indiqués sur la fig. II.12

On en déduit :

- la pulsation d'inversion $\omega_1 = 112 \text{ rad/s}$
- La pulsation de coupure $\omega_2 = 224 \text{ rad/s}$
- La marge de phase $\varphi_M = 63^\circ$

Le passage du module par la valeur 1 se fait avec une pente -20 dB/décade . Donc le système est stable.
(critère de Bode).

4. REGLAGE DE LA VITESSE :

4.1. SCHEMA FONCTIONNEL :

Le schéma fonctionnel du circuit de réglage du vitesse est représenté à la (fig II.13)

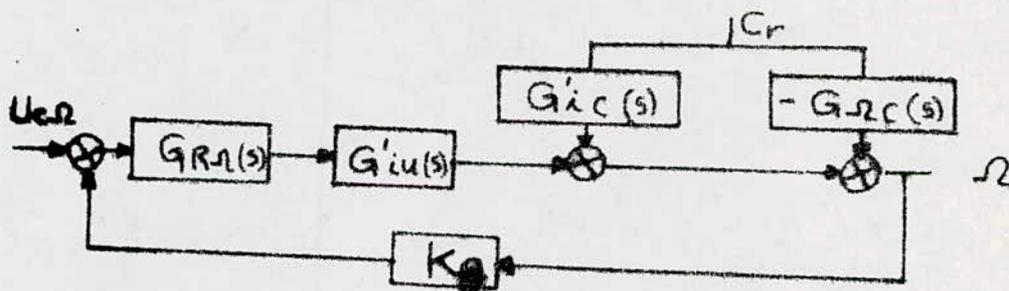


Fig II.13 schéma fonctionnel du circuit de réglage de vitesse.

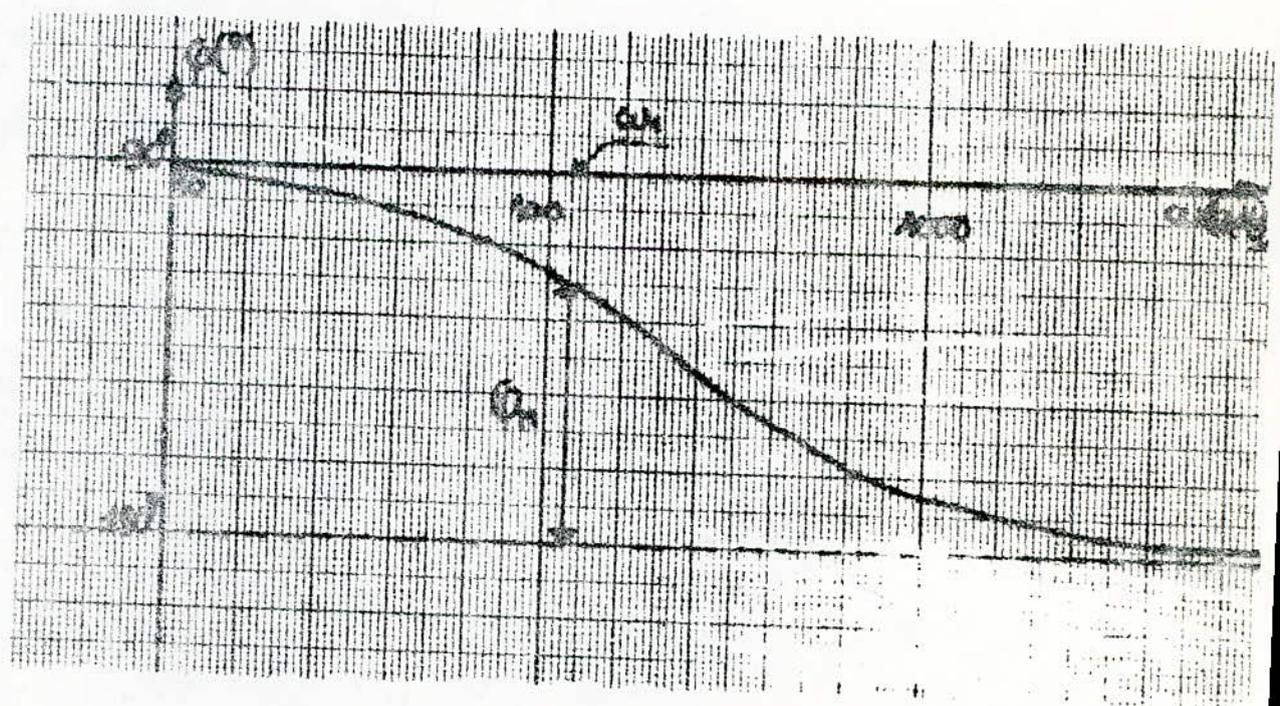
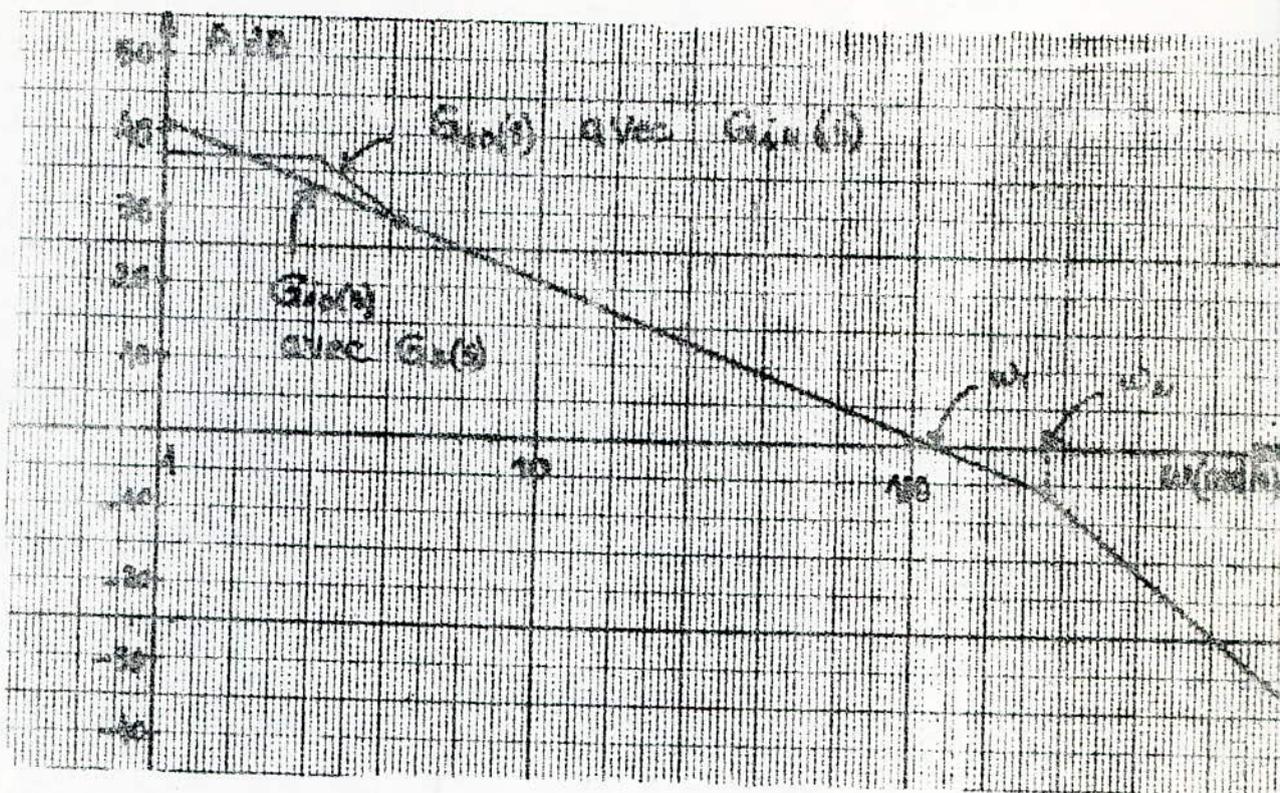


Fig.II.12 module et phase de la réponse harmonique du circuit.
de réglage ouvert.

• Transformation du schéma fonctionnel :

D'après le schéma fonctionnel nous avons :

$$\begin{aligned}\Omega(s) &= - \left[G_{\Omega c}(s) - G'_{i\Omega}(s) \cdot G_{\Omega i}(s) \right] \cdot C_r \\ &= \frac{-1}{K \cdot T_m s} \left[1 - \frac{2 T_l}{T_m \cdot K s} \frac{1 + K_s T_m s}{T_m s (1 + s T_t) + 1} \frac{1}{1 + s T'_{i1}} \right] C_r \\ &\dots (2.19)\end{aligned}$$

Vu que :

$$\frac{2 T_l}{T_m} \ll 1$$

La relation (2.19.) devient :

$$\Omega(s) = -\frac{1}{K \cdot T_m s} ; \quad \Omega(s) = G_{\Omega c}(s) \cdot C_r$$

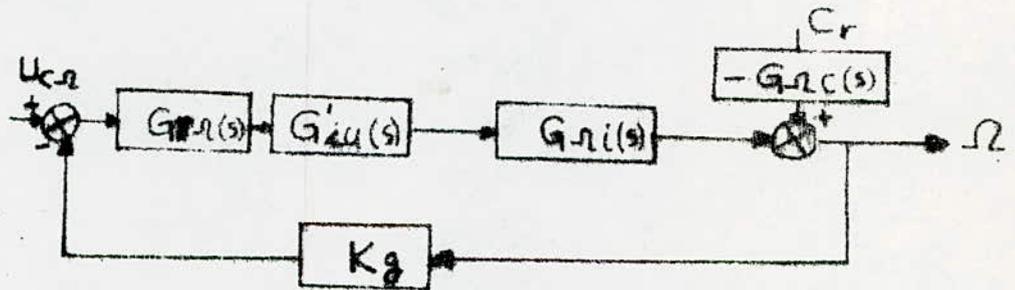


Fig II.14 schéma fonctionnel du circuit de réglage de vitesse simplifié.

4.2. DETERMINATION DES CONSTANTES DE TEMPS DU REGULATEUR :

La fonction de transfert du système à régler est :

$$G(s) = G_{\Omega i}(s) \cdot G'_{i\Omega}(s) = \frac{1}{K \cdot K_s} \cdot \frac{1}{T_m s (1 + s T_l)} \dots (2.20.)$$

Le système à régler est caractérisé par un comportement intégral, donc la détermination des constantes du régulateur de vitesse, pour un réglage optimum, sera différente à celle du régulateur de courant : [2]

$$\begin{aligned}
 - T_{nn} &= 4 T'i & T_{un} &= 35 \text{ ms} \\
 - K_p &= \frac{T_{nn}}{T_{ii}} = \frac{K K_s T_m}{2 K_g T'i} & T_{ii} &= 18,2 \text{ ms}
 \end{aligned}$$

Ce réglage optimum doit être accompagné d'un filtre de lissage de fonction de transfert :

$$G_{fc}(s) = \frac{1}{1+s T_{fc}} \dots\dots\dots(2.21.)$$

Avec $T_{fc} = T_{nn}$

Ce filtre est introduit pour réduire le grand dépassement de la vitesse lors de la variation de la consigne.

4.3. FONCTION DE TRANSFERT DU CIRCUIT DE REGLAGE FERME :

Le schéma de la (fig II. 14) permet d'établir la relation suivante :

$$\Omega(s) = \frac{G \Omega_o(s)}{K_g} \cdot (U_{c\Omega} - U_{r\Omega}) - G \Omega_o(s) \cdot G_r \dots\dots\dots(2.22.)$$

Avec $G \Omega_o(s) = G'_{\Omega}(s) \cdot G'_{iu}(s) \cdot G_{\Omega 1}(s) \cdot K_g \dots\dots(2.23.)$

$G \Omega_o(s)$: Fonction de transfert en boucle ouverte de la vitesse.

$$\Omega(s) = \frac{G \Omega_o(s)/K_g}{1+G \Omega_o(s)} \cdot U_{c\Omega} - \frac{G \Omega_o(s)}{1+G \Omega_o(s)} \cdot G_r \dots\dots\dots(2.24.)$$

Nous posons :

$$G'_{\Omega}(s) = \frac{G \Omega_o(s)/K_g}{1+G \Omega_o(s)} \dots\dots\dots(2.25.)$$

$$G'\Omega_c(s) = \frac{G\Omega_c(s)}{1+G\Omega_c(s)} \dots\dots\dots(2.26.)$$

Avec :

$$G\Omega_c(s) = \frac{1+S T_{an}}{S T_{ii}} \cdot \frac{1/K}{T_m S} \cdot \frac{1/K_s}{1+S T'_{i'}} \quad K_g$$

$$= \frac{K G}{T_{ii} \cdot K_{ks} \cdot T_m} \cdot \frac{1+S T_{an}}{S^2 (1+S T'_{i'})}$$

D'où :

$$G'\Omega_{uc}(s) = \frac{1 + S T_{an}}{T_{in} \cdot K \cdot K_s \cdot T_m \cdot S^2 (1+S T'_{i'}) + K_g (1+S T_{an})} \dots\dots(2.27.)$$

$$G'\Omega_c(s) = \frac{T_{in} \cdot K_s \cdot S (1+S T'_{i'})}{T_{in} \cdot K^2 \cdot K_s \cdot T_m \cdot S^2 (1+S T'_{i'}) + K_g (1+S T_{an})} \dots\dots(2.28.)$$

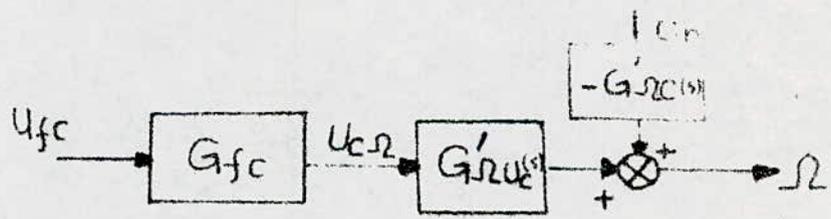


Fig II.15 schéma fonctionnel complètement réduit du circuit de réglage de vitesse.

CHAPITRE (III)

-oOo- CHAPITRE III -oOo-

// SIMULATION NUMERIQUE

Nous aborderons dans ce chapitre la simulation numérique. Elle est faite pour nous permettre de connaître, le comportement de notre système, sans et avec régulation.

Le premier problème rencontré est la solution de nos équations différentielles, pour cela nous avons utilisé une méthode numérique qui donne des valeurs approchées à la solution exacte.

1. // MODELISATION DU SYSTEME ETUDIE :

1.1. MODELE DE LA MACHINE A COURANT CONTINU :

Le modèle de la machine est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} U = RI + L \frac{dI}{dt} + K\Omega \\ KI = J \frac{d\Omega}{dt} + (Kf + K0)\Omega \end{cases}$$

Ce système peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI}{dt} = (U - RI - K\Omega)/L \\ \frac{d\Omega}{dt} = KI - (K0 + Kf)/J \end{cases}$$

1.2. MODELE DU HACHEUR :

Dans le générateur d'impulsions, nous avons une comparaison entre deux tensions U_h et U_{cm} , d'après le chapitre I :

$$\begin{aligned} \cdot U &= E && \text{Si } t < T_e \\ \cdot U &= 0 && \text{Si } t \geq T_e \end{aligned}$$

La commutation des thyristers n'est pas prise en considération.

Les dents de scie de générateur d'impulsions sont présentées par des droites de la forme :

$$U_h = at + b \quad ; \quad 0 \leq t \leq T$$

$$\text{Avec } b = 0 \quad ; \quad a = 1000$$

$$\text{D'où } U_h = 1000 t$$

$$\text{à } t = T_e \quad ; \quad U_{cm} = U_h \quad \text{donc } T_e = \frac{U_{cm}}{1000}$$

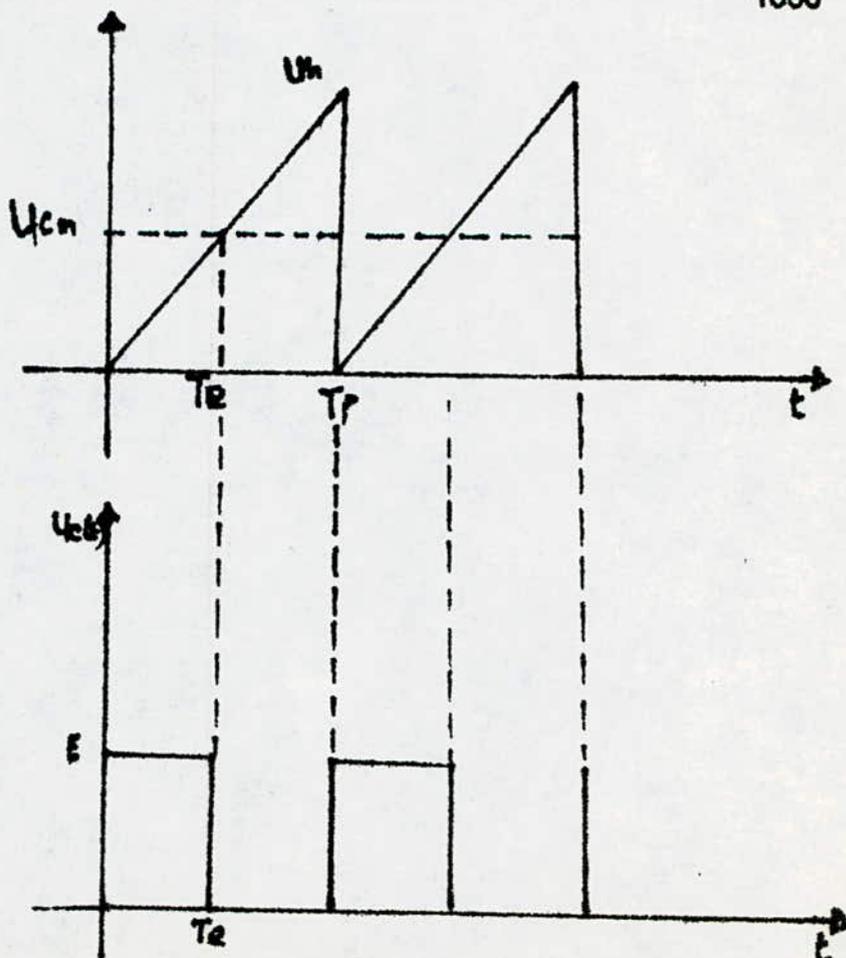


Fig. III.1 fonctionnement du hacheur

1.3. MODELE DU REGULATEUR P.I. :

La première opération consiste à calculer l'écart entre la tension de commande U_c , et la tension de retour U_r .

$$E = U_c - U_r$$

A la sortie de régulateur, et à un instant donné nous aurons :

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

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

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

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

Nous posons :

$$V_p(n.H) = K_p \cdot E(n.H)$$

$$V_p(n.H) = K_I \cdot H \cdot \sum_{i=0}^n E(i.H)$$

$$= V_i((n-1).H) + K_I \cdot H \cdot E(n.H)$$

1.3.1. REGULATEUR DE COURANT :

Les constantes de régulateur de courant sont données par :

$$K_{ii} = \frac{1}{T_{ii}} \quad , \quad K_{pi} = \frac{T_{ni}}{T_{ci}}$$

$$\text{Avec : } T_{ii} = f \cdot R_c \cdot C1$$

$$T_{ni} = R1 \cdot C1$$

1.3.2. REGULATEUR DE VITESSE :

De même pour la vitesse :

$$K_{in} = \frac{1}{T_{in}} \quad , \quad K_{ps} = \frac{T_{nn}}{T_{in}}$$

Avec : $T_{in} = \rho \cdot R'c \cdot C'1$
 $T_{nn} = R'1 \cdot C'1$

2. RESOLUTION NUMERIQUE DES EQUATIONS

DIFFERENTIELLES PAR RUNGE - KUTTA :

Soit un système de deux équations différentielles :

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = F_1(t, y_1, y_2) \\ \frac{dy_2}{dt} = F_2(t, y_1, y_2) \end{cases}$$

Avec $y_1(t_0) = y_{10}$, $y_2(t_0) = y_{20}$.

Et on veut connaître la solution (y_1, y_2) à chaque instant.

La méthode de RUNGE - KUTTA, d'ordre 4 est l'une des méthodes les plus utilisées pour la résolution numérique des systèmes d'équations différentielles.

Pour notre étude, nous avons le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI}{dt} = (U - RI - K\Omega) / L \\ \frac{d\Omega}{dt} = [KI - (K_0 + K_f)\Omega] / J \end{cases}$$

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

2.1. ALGORITHME DE RUNGE - KUTTA :

$$\begin{cases} I_{i+1} = I_i + \Delta I_i \\ \Omega_{i+1} = \Omega_i + \Delta \Omega_i \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Delta I_i = \frac{1}{6} (K_{11i} + 2 K_{12i} + 2 K_{13i} + K_{14i}) \\ \Delta \Omega_i = \frac{1}{6} (K_{21i} + 2 K_{22i} + 2 K_{23i} + K_{24i}) \end{cases}$$

Avec :

$$K_{11i} = H \cdot f_1 (t_i, I_i, \Omega_i)$$

$$K_{21i} = H \cdot f_2 (t_i, I_i, \Omega_i)$$

$$K_{12i} = H \cdot f_1 \left(t_i + \frac{H}{2}, I_i + \frac{K_{11i}}{2}, \Omega_i + \frac{K_{21i}}{2} \right)$$

$$K_{22i} = H \cdot f_2 \left(t_i + \frac{H}{2}, I_i + \frac{K_{11i}}{2}, \Omega_i + \frac{K_{21i}}{2} \right)$$

$$K_{13i} = H \cdot f_1 \left(t_i + \frac{H}{2}, I_i + \frac{K_{12i}}{2}, \Omega_i + \frac{K_{22i}}{2} \right)$$

$$K_{23i} = H \cdot f_2 \left(t_i + \frac{H}{2}, I_i + \frac{K_{12i}}{2}, \Omega_i + \frac{K_{22i}}{2} \right)$$

$$K_{14i} = H \cdot f_1 (t_i + H, I_i + K_{13i}, \Omega_i + K_{23i})$$

$$K_{24i} = H \cdot f_2 (t_i + H, I_i + K_{13i}, \Omega_i + K_{23i})$$

2.2. SCHEMA FONCTIONNEL DE LA REGULATION :

Nous présentons ce schéma à la fig. III.2

Nous notons par :

U_{cm} = valeur de consigne de la vitesse.

$U_{rn} = X(2)$ = valeur de référence de la vitesse.

E_n = Erreur entre la consigne et la valeur réelle (référence) de la vitesse.

U_e = La tension à la sortie de régulateur de vitesse.

U_{cl} = La tension à la sortie de limiteur.

$U_{ri} = X(1)$ = valeur de référence du courant.

E_i = Erreur entre la consigne et la valeur de référence du courant.

U_{cm} = Tension de commande.

U_{cml} = Tension de commande limitée.

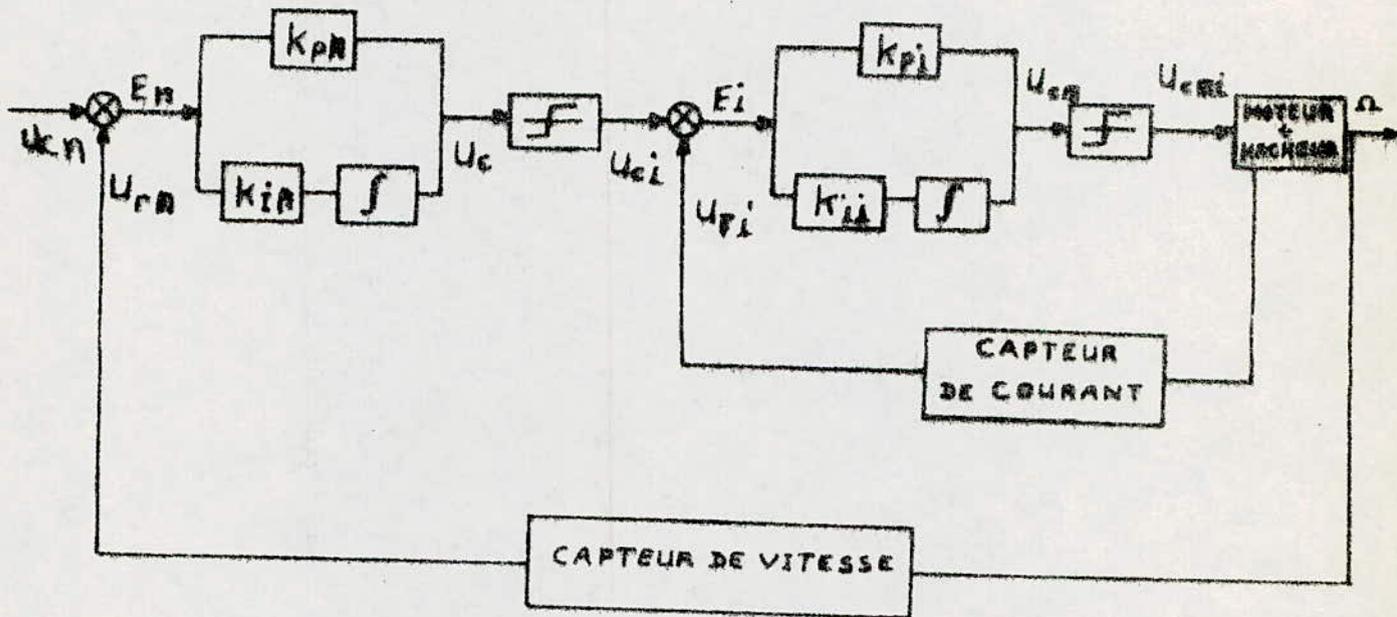


Fig. III.2 schéma fonctionnel de la régulation par simulation numérique.

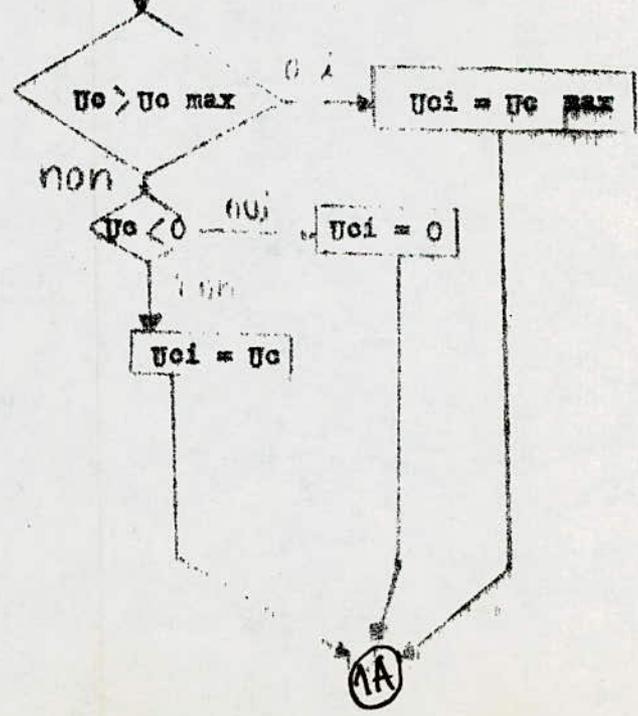
3. ORGANIGRAMME DE LA SIMULATION :

L'organigramme de la simulation numérique est présenté à la (fig III.3) :

$X(1) = 0, X(2) = 0, H = 0, T = 0$
 $M = 0, T_p = 0, V_{in} = 0, V_{ii} = 0$

$R, L, E, J, K, K_f, K_s, U_c \text{ max}, U_{cm} \text{ max}$
 $U_{cm} \text{ min}, T_{ps}, T_{in}, T_{ai}, T_{ii}$

$U_{rn} = R_s X(2)$
 $E_n = U_{cm} - U_{rn}$
 $V_{pn} = K_{pn} \cdot E_n$
 $V_{in} = V_{in} + K_{in} \cdot H \cdot E_n$
 $U_c = V_{pn} + V_{in}$



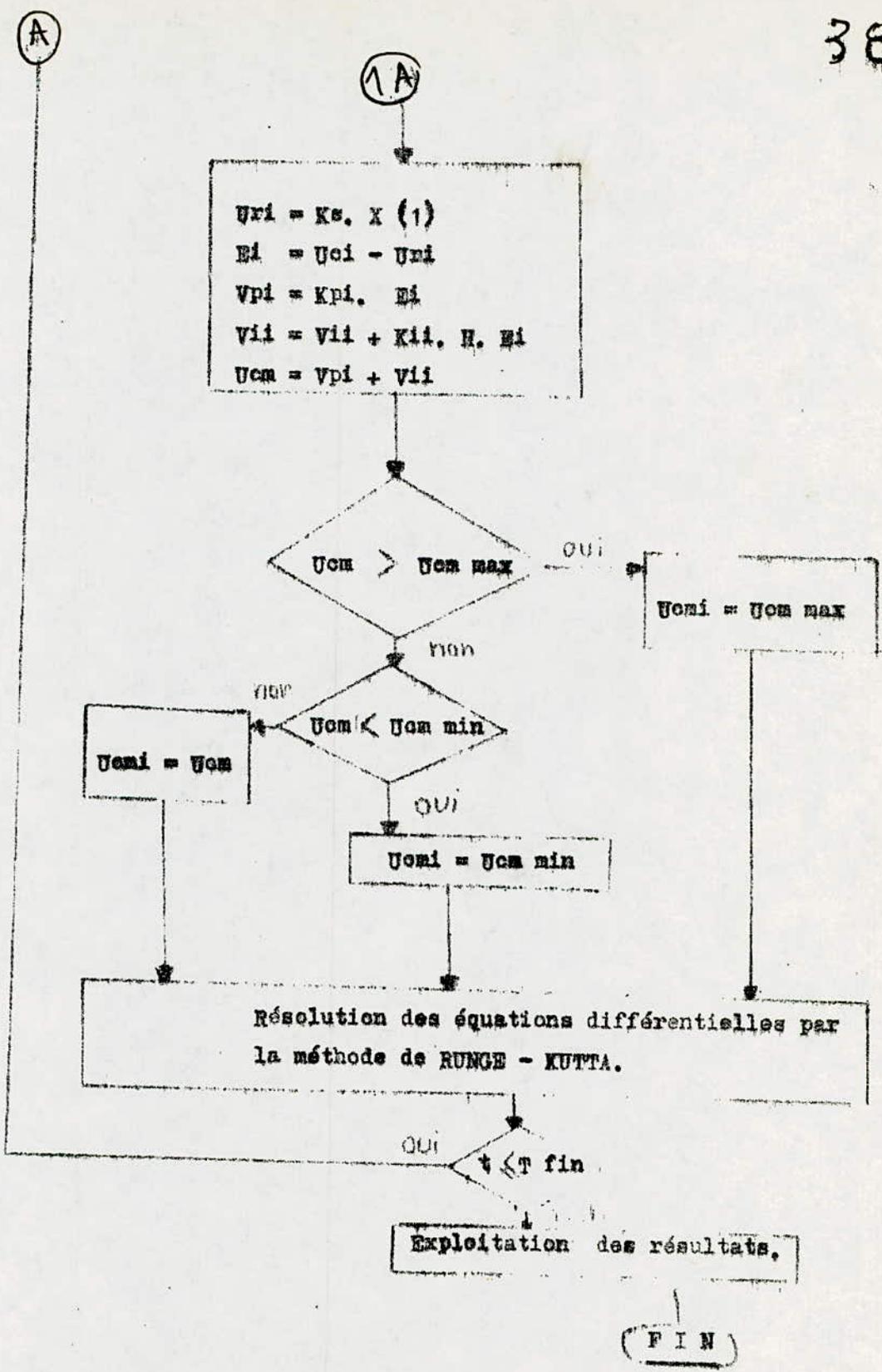


fig .III.3 organigramme de la simulation ;

4. Réponses indicielles :

FIG.III. 4a : Réponses indicielle (en charge) à un échelon de courant de 20 A.

La réponse montre que : le courant présente un petit dépassement (20 %), il se stabilise à la consigne donnée.

FIG.III. 4 b : Réponse indicielle en charge à un échelon de courant avec variation du couple résistant à $t = 2,5$ s.

Cette figure indique que le régulateur n'a pas fonctionné contre la variation de la charge (à cause de son fonctionnement en limitation)

FIG.III. 4 c : Réponse indicielle du courant à un échelon de 30 A (à vide).

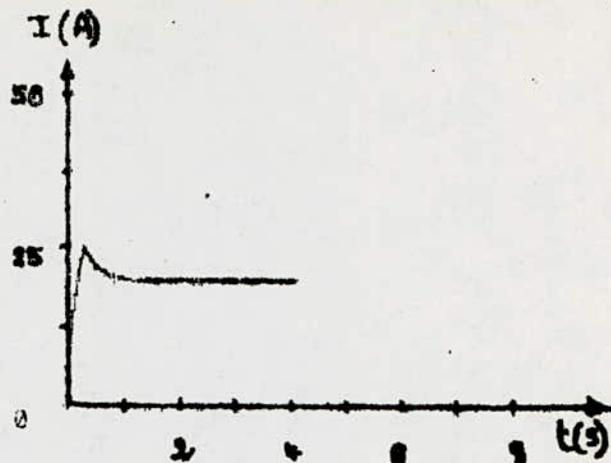
Cette réponse montre que le système ne peut pas donner un courant qui est supérieur à celui demandé par la charge.

- Exploitation du programme -

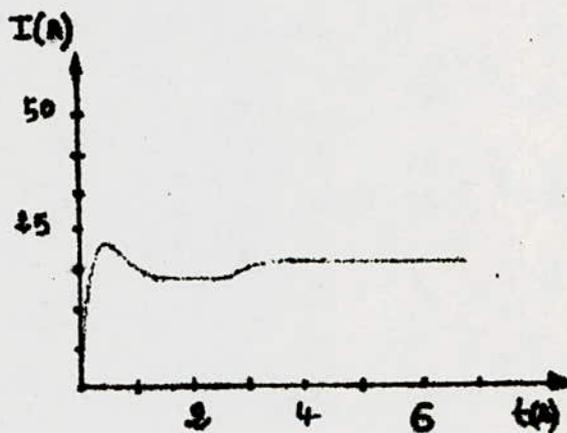
Le programme élaboré (voir annexe) est fait pour une régulation en cascade.

Pour avoir les courbes sans régulation nous éliminons les deux régulateurs et la consigne vitesse sera une tension de commande.

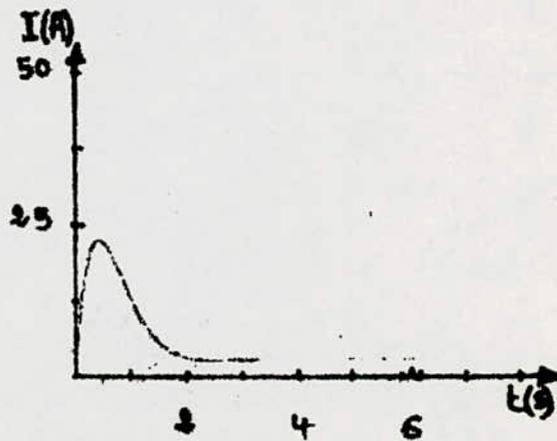
Si on veut la régulation de courant toute seule nous éliminons le régulateur de vitesse et la consigne de vitesse sera une consigne pour le courant.



(a)



(b)



(c)

Fig. III.4 Réponses indicielles avec une boucle de régulation (courant)

CHAPITRE (IV)

REALISATION DE LA BOUCLE DE COURANT.

Afin de vérifier expérimentalement les résultats OBTENUS par simulation, nous avons réalisé une boucle de régulation de courant, cette dernière permet au courant de ne pas dépasser les valeurs admissibles. Lors de surcharges.

1° DIMENSIONNEMENT DE LA BOUCLE DU COURANT

Les constantes du régulateur T_{ii} et T_{in} ont été déterminées dans le chapitre II.

$$T_{ii} = \rho \cdot R_0 \cdot C_1$$

$$T_{ii} = 9 \mu\text{s}$$

on choisit $C_1 = 3,9 \mu\text{F}$, $\rho = 0,1$

$$R_0 = R_F = \frac{T_{ii}}{\rho \cdot C_1} = 16 \text{ K}\Omega$$

$$R = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 = 90 \Omega$$

$$T_{in} = (R_1 + R_1') C_1 \approx R_1 \cdot C_1$$

$$T_{in} = 236 \text{ ms}$$

$$\text{Avec } R_1 = R_1' + \frac{R_V}{2}$$

$$R_1 = 60,5 \text{ K}\Omega$$

$$R_V = 10 \text{ K}\Omega$$

$$R_1' = 55,5 \text{ K}\Omega$$

2. CIRCUIT DE LIMITATION :

LES PARTS EN NEIGE SONT EN COURANT CONTINU

Nous avons fait une limitation à la sortie du régulateur pour ne pas dépasser les limites de la dent de scie.

$$\text{soit } 0.2 \text{ V} \leq U_s \leq 4.5 \text{ V} \quad (\text{fig IV.I})$$

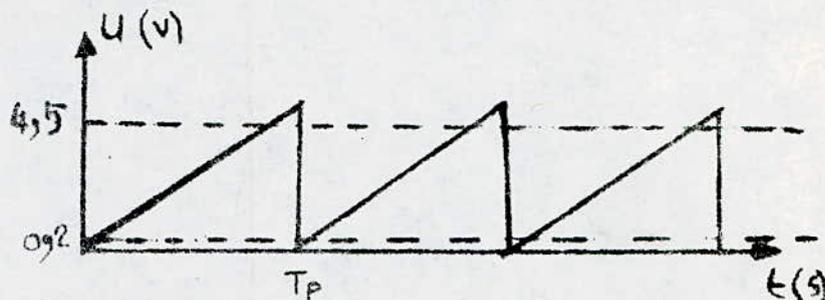


fig IV.I

$$\alpha_1 = \frac{U_s \text{ max}}{V_{cc} + U_s \text{ max}} \quad ; \quad \alpha_2 = 0.5$$

$$\alpha_1 = \frac{U_s \text{ min}}{V_{cc} + U_s \text{ min}} \quad ; \quad \alpha_2 = 0.02$$

Les résistances des potentiomètres sont choisies de telle sorte qu'elles vérifient. Les conditions suivantes :

$$R_P \ll R_1 \quad ; \quad R_P \ll R_0$$

$$R_{P1} = 4.5 \text{ K}\Omega \quad ; \quad R_{P2} = \text{K}\Omega$$

3. CIRCUIT DE LISSAGE ET AMPLIFICATION /

La tension fournie par le shunt est faible (au maximum 0,1V). Elle présente des ondulations, mais seule la valeur moyenne est intéressante pour le réglage. Il est donc nécessaire

d'amplifier ce signal et d'éliminer les oscillations avec un circuit de lissage actif de constante de temps τ

on a : $\tau < T_p$

$\tau = 1,88 \text{ ms}$

Nous choisissons :

$C = 0,01 \mu\text{f}$

$R = 190 \text{ K}\Omega$

$R_1 = 10 \text{ K}\Omega$

$R'_2 = 185 \text{ K}\Omega$

$R_1 = 3,7 \text{ K}\Omega$

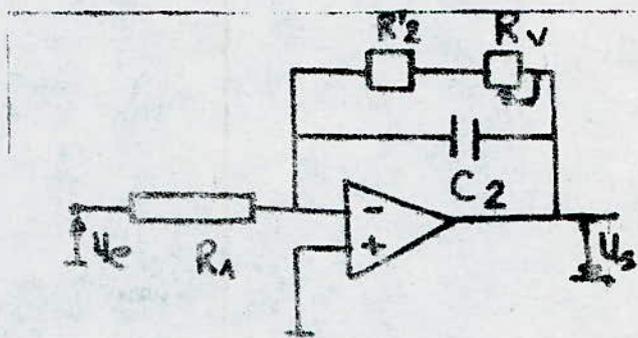


Fig IV.2 Schéma de circuit de lissage et d'amplification.

REPONSES INDICIELLES :

- a) Courant au démarrage (en charge) :

Nous remarquons :

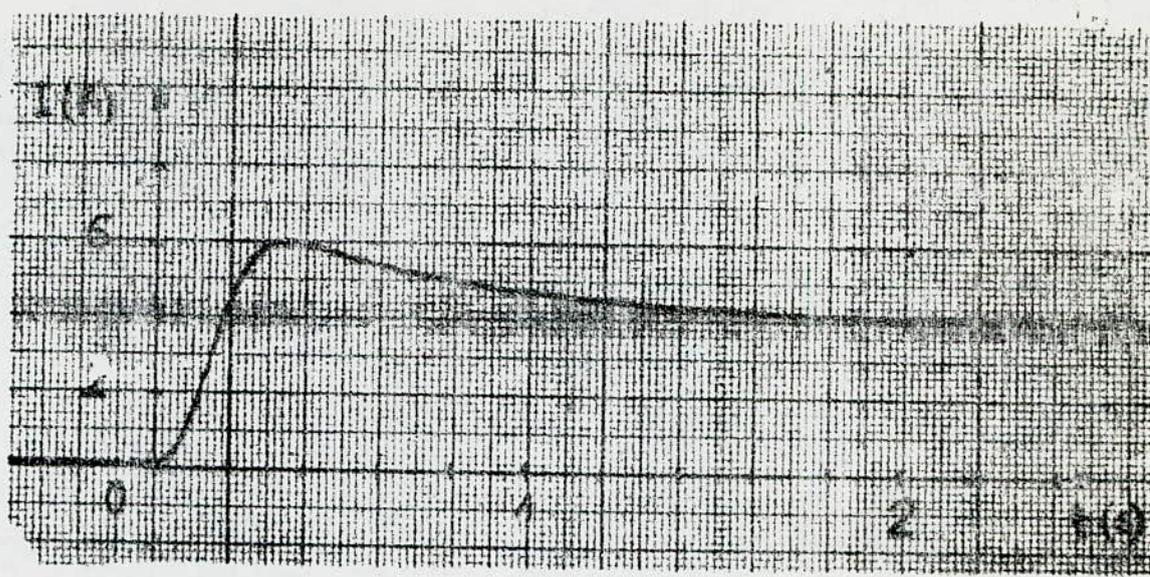
- Un léger dépassement 33 %
- La rapidité de réponse.

- b) Réponse du courant à un échelon de consigne :

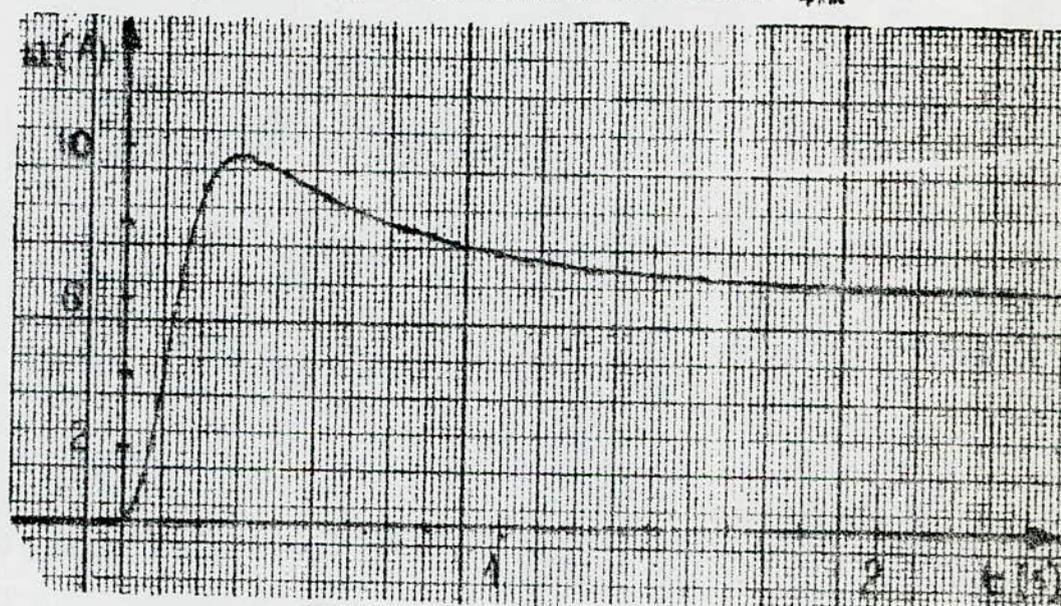
Pour avoir cette réponse, nous avons démarré le moteur, et après un certain temps, nous faisons une variation de la consigne, la même que pour (a) nous remarquons que le dépassement n'est pas très grand (33 %).

- c) grande variation du couple résistant :

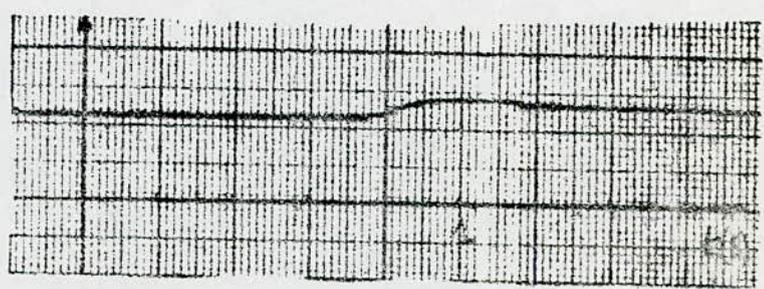
Pour cette essai, nous avons court-circuité la charge. Nous remarquons que le courant est limité.



-a): Démarrage en charge à un échelon de courant 4.A



-b): variation de la consigne.



-c): Grande variation du couple résistant (court-circuit de la charge)

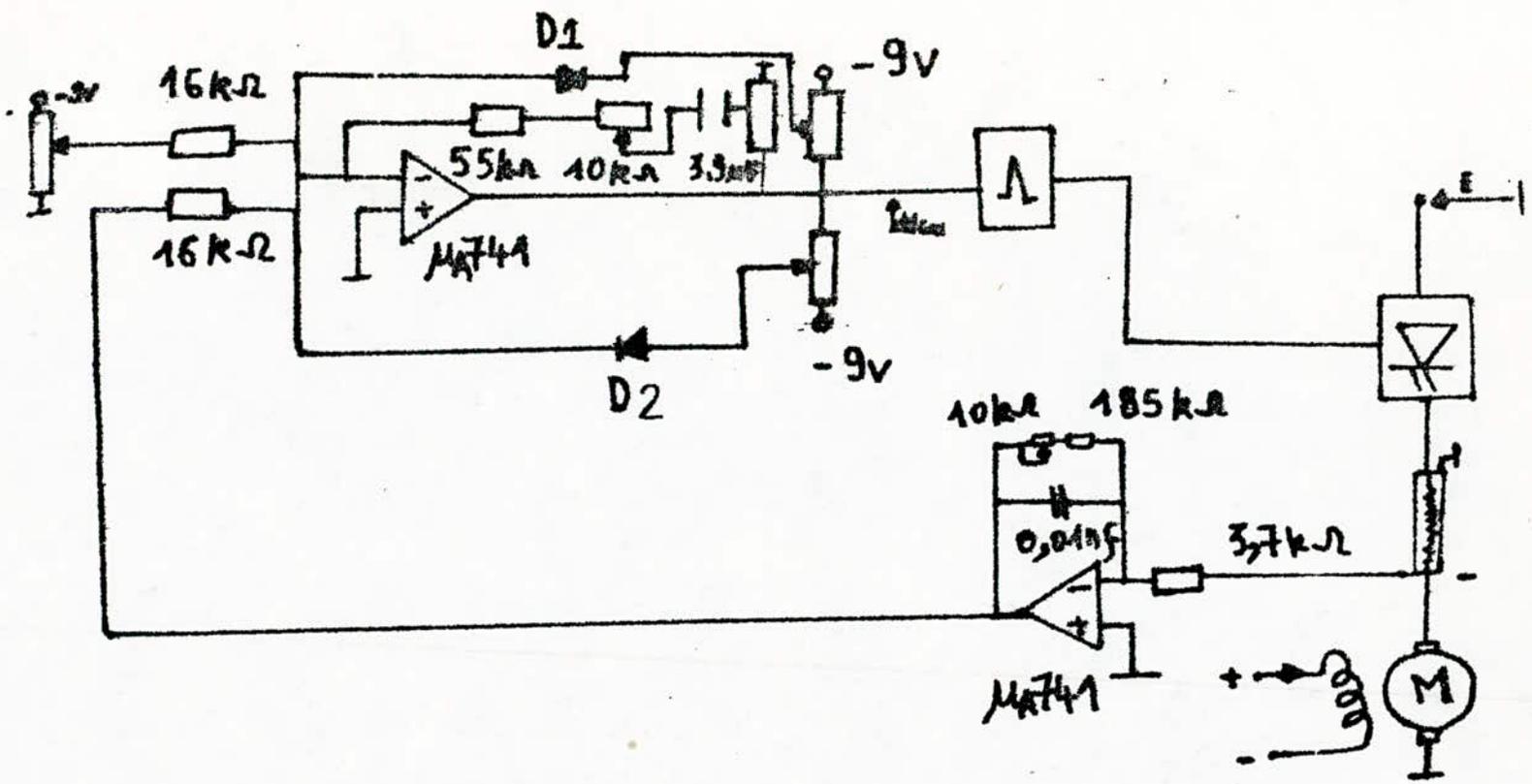


fig. IV. 4 schéma pratique de circuit de réglage du courant d'induit.

CONCLUSION

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande d'un moteur à courant continu alimenté par un hacheur.

Dans un premier temps, nous avons établi les fonctions de transfert de chaque élément du système hacheur-moteur, ainsi que les réponses indicielles pour montrer la nécessité de réglage de la vitesse et de garder le courant dans une plage admissible. L'étude théorique faite par la suite nous a permis de choisir les régulateurs convenables aux performances de notre système et à déterminer leurs constantes.

Dans un second temps, nous avons abordé la simulation numérique qui a permis de prévoir les courbes expérimentales obtenus lors de nos essais pratiques.

En dernier lieu, nous avons réalisé une boucle de réglage pour le courant moyennant des composants discrets, disponibles au niveau du Laboratoire de Génie Electrique de l'E.N.P.

Nous notons aussi que ce mémoire nous a conduit d'approfondir nos connaissances sur l'électronique de puissance et la programmation.

Pour continuer ce travail, nous suggérons :

- La réalisation d'une boucle de vitesse.
- Augmenter les performances du système en remplaçant le régulateur standard du courant d'induit par un régulateur adaptatif qui élimine l'effet retardatif dû à la conduction intermittente.

ANNEXES

A)

48

```

0  CLS 0
10 PRINT"1.....courant"
20 PRINT"2.....vitesse"
30 INPUT"courbe a tracer est: ",UU
40 KMAX=20
50 GOSUB 850
60 REM condition initiales
70 DIM X(2),K(2),P(2),S(2)
80 READ X(1),X(2),H,T,M,TP,VIN,VII
90 DATA 0,0,.0009,0,0,.005,0,0
100 INPUT"LA VALEUR DE UCN EST : "UCN
110 INPUT "LA VALEUR DE KO EST : "KO
120 REM DONNEES DE LA MACHINE
130 READ R,L,E,J,K,KS,KG,UCMAX,UCMMAX,UCMMIN,KF
140 DATA 3.35,,791,120,.06,.56,.1,.032,3.2,4.5,.2,.009
150 REM REGULATEUR DE VITESSE,REGULATEUR DE COURANT
160 TNN=.035:TIN=.00182
170 URN=KG*X(2)
180 EN=UCN-URN
190 VPN=KPN*EN
200 VIN =VIN+H*EN*KIN
210 UC=VPN+VIN
220 IF UC>UCMAX THEN 250
230 IF UC<0 THEN 260
240 CI=UC:GOTO 270
250 UCI=UCMAX:GOTO 270
260 UCI=0
270 TII=.00627:TNI=.236
280 KPI=TNI/TII:KII=1/TII
290 URI=KS*X(1)
300 EI=UCI-URI
310 VII=VII+EI*KII*H
320 UPI=KPI*EI
330 UCM=VII+UPI
340 IF UCM>UCMMAX THEN 370
350 IF UCM<UCMMIN THEN 380
360 UCM1=UCM:GOTO 390
370 UCM1=UCMMAX:GOTO 390
380 UCM1=UCMMIN
390 S(1)=X(1):S(2)=X(2)
400 GOSUB 740
410 FOR I =1 TO 2
420 P(I)=K(I)
430 X(I)=S(I)+.5*H*K(I)
440 NEXT I
450 T=T+.5*H
460 GOSUB 740
470 FOR I=1 TO 2
480 P(I)=P(I)+2*K(I)
490 X(I)=S(I)+.5*H*K(I)
500 NEXT I

```

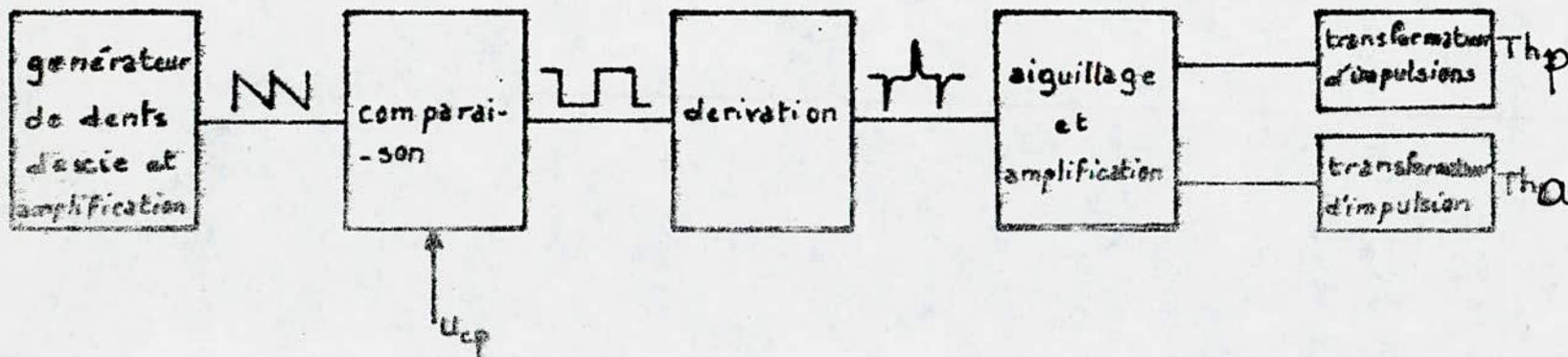
```

520 FOR I=1
530 P(I)=P(I)+2*K(I)
540 K(I)=S(I)+H*K(I)
550 NEXT I
560 Y=T+.5*H
570 GOSUB 740
580 FOR I=1 TO 2
590 X(I)=S(I)+(H*(P(I)+K(I)))/B
600 NEXT I
610 'LOCATE 15,63:PRINT "EN=";EN
620 'LOCATE 17,63:PRINT "X1=";X(1)
630 'LOCATE 19,63:PRINT "EI=";EI
640 'LOCATE 21,63:PRINT "X2=";X(2)
650 IF UU=1 THEN 680
660 PSET (T,K(2)*30/3,14)
670 GOTO 690
680 PBET (T,K(1))
690 IF T>2.5 THEN 720
700 IF T>XMAX THEN 730
710 GOTO 290
720 KO=9.000001E-02 :GOTO 290
730 STOP
731 END
740 REM SUBROUTINE DE CALCUL DE LA TENSION U,K(I)
750 TE = UCHI/1000
760 IF T> (M+1)*TP THEN 800
770 IF T=- M*TP+TE THEN 790
780 U=E:GOTO 820
790 U=0:GOTO 820
800 M=M+1:GOTO 760
810 '
820 K(1)=(U-R*X(1)-K*K(2))/L
830 K(2)=(K*X(1)-(KO+KF)*X(2))/J
840 RETURN
850 REM SUBROUTINE DES COURBES A TRACER
860 CLS
870 IF UU=1 THEN GOTO 900
880 YMAX=200
890 GOTO 910
900 YMAX=50
910 VIEW(0,30)=(300,190)
920 WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
930 LINE(0,0)-(XMAX,0)
940 LINE(0,0)-(0,YMAX)
950 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/8
960 LINE(-XMAX/400,I)-(XMAX/400,I)
970 NEXT I
980 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4
990 LINE(-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I)
1000 NEXT I
1010 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/10
1020 LINE (I,-YMAX/190)-(I,YMAX/190)
1030 NEXT I
1040 LOCATE 3,1:PRINT YMAX :LOCATE 8,1:PRINT YMAX/2
1050 LOCATE 13,2:PRINT "0":LOCATE 14,48:PRINT XMAX
1060 LOCATE 13,15:PRINT " " :LOCATE 14,25:PRINT XMAX/2
1070 RETURN

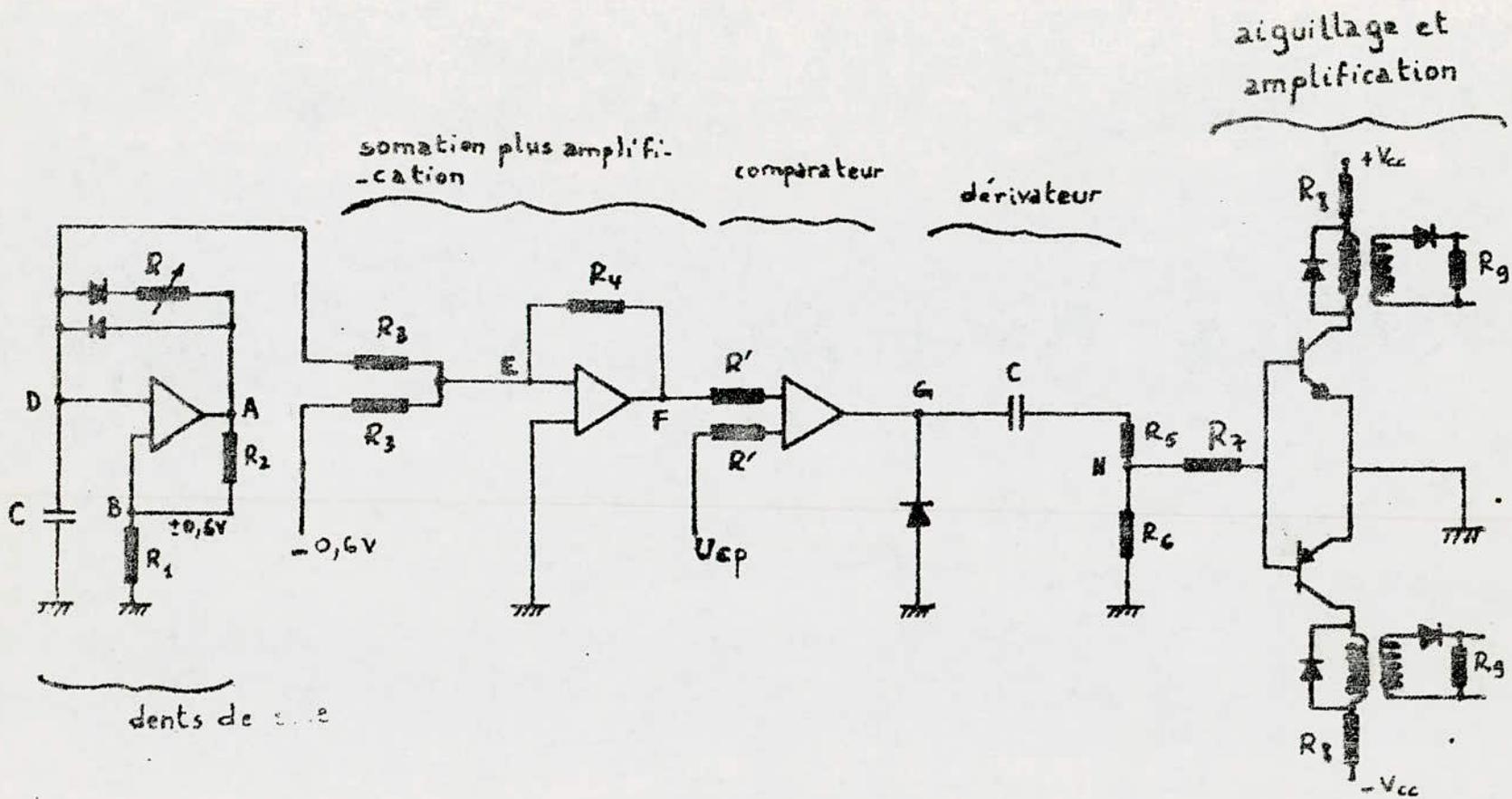
```

B - GENERATEUR DES SIGNAUX DE COMMANDE

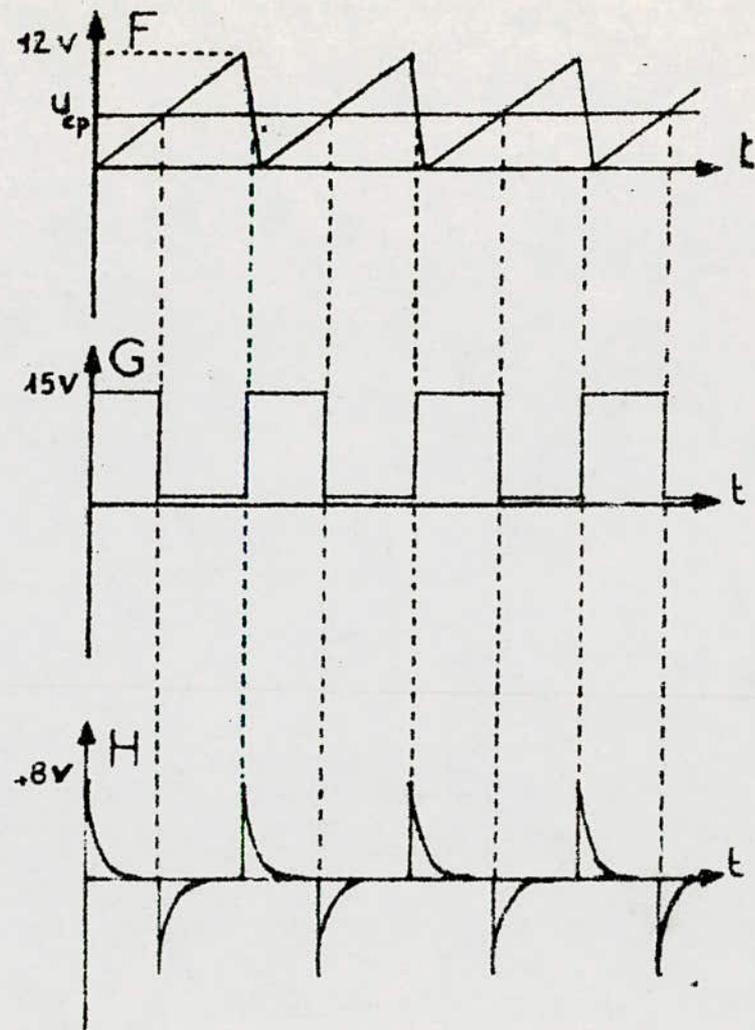
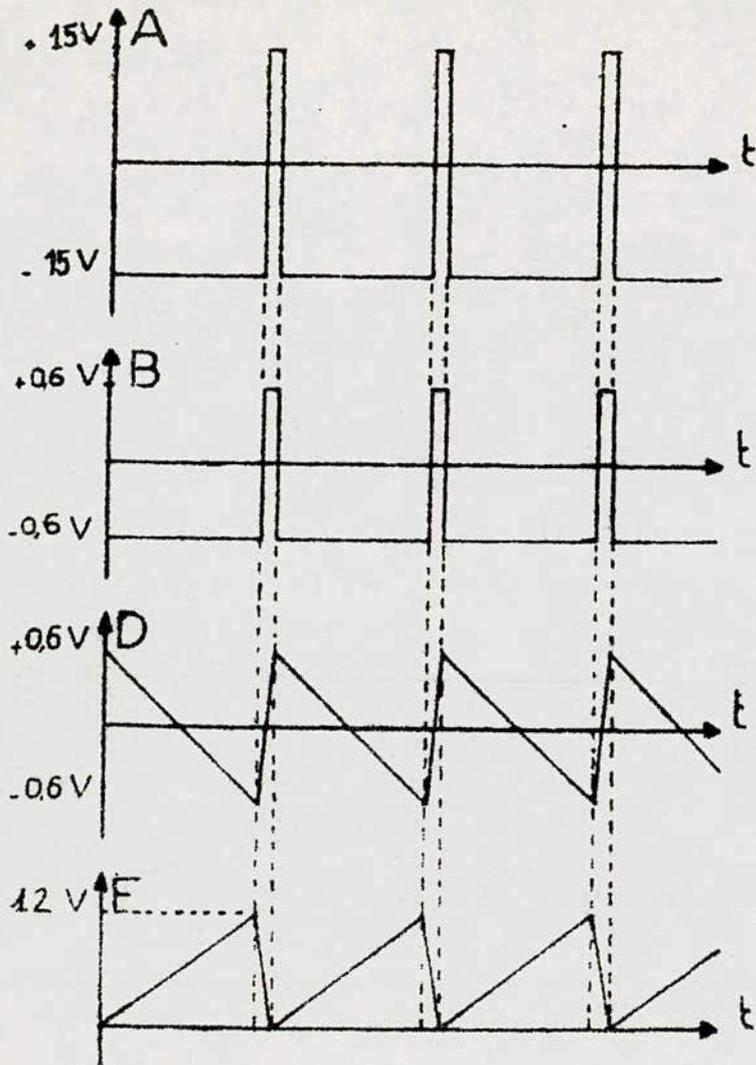
B.1 Synoptique



B-2 Schéma du montage



B.3 Signaux





1. F. FLORENT : Equations et systhèmes différentiels.
PR. GRAW-HILL, Québec, 1980

2. H. BÜHLER : Electronique de réglage et de commande.
DUNOD, Paris, 1979

3. R. CHAUPRADE : Commande électronique des machines à C.C.
EYROLLES, Paris, 1978

4. F. DE CARFORT : Asservissements linéaires continus.
DUNOD, Paris, 1976

5. F. MILSANT : Asservissements linéaires (tome 2).
EYROLLES, Paris, 1984

6. G. SEQUIER : Electronique de puissance.
DUNOD, Paris, 1979

7. H. CHEKIREE : Etude du courant discontinu d'un moteur à courant continu alimenté par convertisseur à thyristors.
THESE de magister, ENP, Mars 1986

8. B. SAYAT ET D. REZZAG : Etude de l'alimentation d'un moteur à courant continu par l'intermédiaire d'un hacheur.
Projet de fin d'études, ENP, Janvier 1987

