

## ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **Electronique**

# PROJET DE FIN D'ETUDES

### SUJET

CONCEPTION ET REALISATION  
D'UNE COMMANDE ELECTRONIQUE  
D'UN ENROULEUR

Proposé par :

k. Aklil

Etudié par :

h. Mimoun

a. Hadj. Arab

Dirigé par :

k. Aklil

PROMOTION : Janvier 35

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: **Electronique**

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**S U J E T**

**C**ONCEPTION ET **R**EALISATION  
D'UNE **C**OMMANDE **E**LECTRONIQUE  
D'UN **E**NROULEUR

Proposé par :

*k.Aklil*

Etudié par :

*h.Mimoun*

*a.Hadj-Arab*

Dirigé par :

*k.Aklil*

PROMOTION : *Janvier 85*

# Dédicaces

A ma mère  
A mon père  
et à tous ceux qui me sont chers.

Amar

A ma mère  
A mon père  
A toute ma famille  
et tous mes amis

Hassane

# SOMMAIRE

Introduction

But du projet

## CHAPITRE I CHOIX DU MOTEUR D'ENTRAINEMENT

I1. Physique de l'enroulement 3

I2. Analyse des régimes de vitesses 5

## CHAPITRE II ETUDE COMPARATIVE DES SYSTEMES DE REGULATION

II1. Régulation en puissance 17

II2. Régulation en couple 20

II3. Régulation en courant 23

## CHAPITRE III PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU SYSTEME DE REGULATION CHOISI

III1. Système de commande de la tension d'induit 26

III2. Système de commande de la tension d'excitation 30

III3. Calculateur de courant de consigne 31

## CHAPITRE IV CALCUL ET CHOIX DES PARAMETRES

IV1. Fonction de transfert 36

IV2. Circuits de régulation 39

IV3. Circuit d'induit 42

IV4. Circuit d'inducteur 45

## CHAPITRE V ETUDE DES REGIMES TRANSITOIRES

V1. Transitoire du circuit d'induit 49

V 2. Transitoire du circuit d'inducteur	60
REALISATION ET TESTS	
Générateur d'impulsions	69
Synchronisation des impulsions	
Etage de puissance	71
Régulateur de courant	72
Régulateur de vitesse	73
Schéma complet	74
Conclusion	

## INTRODUCTION

De nos jours, beaucoup de produits industriels sont présentés sous forme de bandes ou de fils enroulés sur une bobine à la fin de la chaîne de production, tels que les aciers, le cuir, les textiles, le papier, etc.

Le problème essentiel que pose la commande des bobineuses réside dans le fait que le diamètre de la bobine croît au cours de l'opération, de ce fait la quantité de matériau pris en compte au cours de chaque révolution successive est variable.

Ainsi l'entraînement de cet enrouleur ne peut se faire avec un moteur à vitesse constante.

Une gamme d'asservissement en vitesse dans le rapport du diamètre final de la bobine à son diamètre initial peut être obtenue en utilisant un moteur à courant continu (car on peut faire varier sa vitesse simplement à l'aide d'une tension continue variable).

Il existe deux principes fondamentaux pour commander l'enrouleur ; on peut soit baser l'asservissement sur la commande de la vitesse linéaire, soit

sur celle de la tension de traction du matériau (Voir fig I.1). Notre étude se fera suivant ce dernier cas.

## But du projet

Le but principal de ce présent projet est l'étude et la réalisation d'une commande électronique d'un enrouleur de bande.

Ce système de commande est réalisé sur la base de la régulation (redressement à thyristors, moteur).

Nous avons développé la théorie de la régulation de la force de traction de la bande qui est obtenue à partir d'une consigne représentant l'image d'un courant en tenant compte des composantes dynamiques.

Notre réalisation pratique est faite à l'aide de composants simples (capacités, résistances, amplificateurs opérationnels, etc)

En outre nous allons étudier :

- Les caractéristiques technologiques de l'enroulement de la bande.
- La méthode de calcul et le choix du moteur d'entraînement.
- Le principe de fonctionnement du système de commande choisi et la méthode de calcul des paramètres de ce système.

Et enfin une méthode de calcul des régimes transitoires est réalisée par simulation sur ordinateur.

# CHAPITRE I



## CHOIX DU MOTEUR D'ENTRAÎNEMENT

### I.1 Physique de l'enroulement

L'enroulement de la bande s'effectue avec augmentation du diamètre de la bobine. Pour cela le caractère et la valeur de variation de la force de traction de la bande dépendent des facteurs technologiques et des qualités du moteur d'entraînement de l'enrouleur.

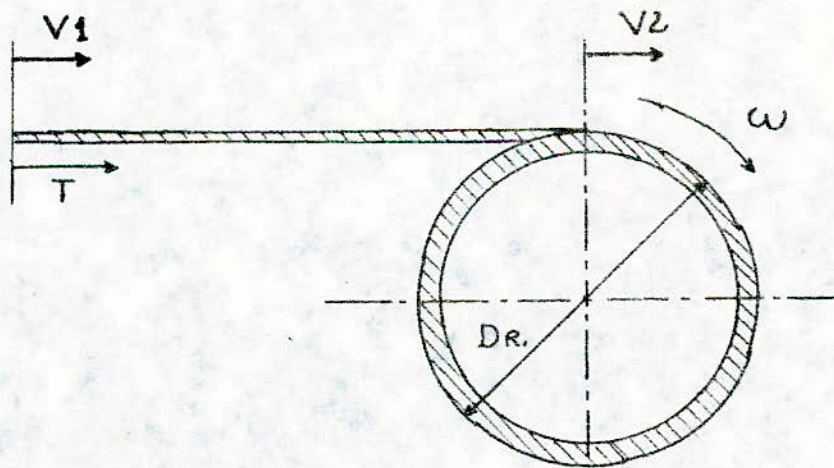


Fig I.1

$\omega$  [rd/s]: vitesse angulaire de l'enrouleur.

$V_1$  [m/s]: vitesse linéaire de la bande.

$V_2$  [m/s]: vitesse linéaire de traction de la bande.

La figure ci-dessus montre le phénomène de variation du diamètre  $DR$  de la bobine.

La variation de la force de traction  $T$  de la bande est due à la tendance à l'augmentation de  $V_2$  par rapport à  $V_1$  pour une augmentation de  $D_2$ .

La vitesse linéaire  $V_1$  étant constante, si l'on considère que la vitesse de rotation  $\omega$  de l'enrouleur reste constante, alors l'augmentation du diamètre provoquera la rupture de la bande.

Ceci s'explique par le fait que la variation de la tension de traction  $\Delta T$  est proportionnelle à l'intégrale de la différence des vitesses  $V_1$  et  $V_2$

$$\Delta T \equiv \int_0^t (V_2 - V_1) dt \quad (I.1)$$

La relation (I.1) peut s'écrire sous la forme

$$\Delta T \equiv \int_0^t V_2 dt - \int_0^t V_1 dt \quad (I.2)$$

$\int_0^t V_2 dt$  : représente la longueur de la bande qui devrait s'enrouler.

$\int_0^t V_1 dt$  : représente la longueur de la bande qui arrive sur l'enrouleur pour un intervalle de temps déterminé.

En supposant que les forces de traction et les frottements

entre les couches enroulées de la bande sont sans action, alors il est clair qu'au fur et à mesure qu'on enroule, la vitesse angulaire ( $\omega$ ) doit diminuer pour que la différence des intégrales (relation I.2) soit nulle à n'importe quel moment ;  
D'où la nécessité d'une régulation.

## I.2 Analyse des régimes de vitesses

Le but essentiel de l'étude du procédé d'enroulement d'une bande quelconque consiste à maintenir la force de traction constante entre l'enrouleur et le débiteur de la matière à enrôler.

La vitesse linéaire  $V_2$  et la vitesse angulaire sont liées par la relation suivante :

$$V_2 = \omega \frac{D_R}{2} \quad (\text{I.3})$$

L'évolution de la vitesse  $\omega$  dans le temps nous a amené à établir la relation (I.4)

$$\omega(t) = \frac{2(V_0 + at)}{D_R} \quad (\text{I.4})$$

où :

$V_0$  : vitesse linéaire constante [m/s]

$a$  : accélération du moteur d'entraînement [m/s<sup>2</sup>]

- Variation du diamètre dans le temps

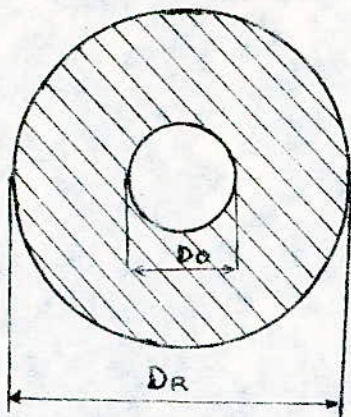


Fig I.2

La surface hachurée représente l'enroulement de la bande

$$S_T = \frac{\pi}{4} (D_R^2 - D_0^2) \quad (I.5)$$

Si  $H$  est l'épaisseur de la bande et  $L_T$  la longueur enroulée, on peut écrire alors :

$$S_T = L_T \cdot H \quad (I.6)$$

par égalisation des deux équations précédentes on a :

$$D_R^2 = D_0^2 + \frac{4H}{\pi} \cdot L_T \quad (I.7)$$

Le défilement de la bande se fait à accélération constante, d'où :

$$L_T = \frac{1}{2} a t^2 + V_0 t \quad (I.8)$$

Des équations (I.7) et (I.8) on peut tirer l'expression du diamètre :

$$D_R = \left[ D_0^2 + \frac{4H}{\pi} \left( V_0 t + \frac{1}{2} a t^2 \right) \right]^{1/2} \quad (I.9)$$

L'évolution du diamètre  $D_R$  dans le temps est donnée par le tableau de valeurs (I.2) et représentée graphiquement par figure (2.1).

Pour l'étude des variations de la vitesse angulaire, nous avons dressé le tableau (I.1) qui nous a permis d'obtenir les courbes de la figure (2.2) pour différentes valeurs de l'accélération.

On constate que la vitesse angulaire de l'enrouleur augmente pour certaines valeurs de l'accélération, et diminue pour d'autres. Ce-ci nous a permis de définir la gamme d'utilisation des accélérations pour tout le cycle d'enroulement. Le choix du moteur nous a imposé l'établissement des relations suivantes et de constater leurs variations pendant l'enroulement de la bande.

- Le moment d'inertie  $J_M$  d'un cylindre creux est exprimé par :

$$J_M = G \frac{(D_R^2 - D_0^2)}{2} \quad (I.10)$$

où  $G$  représente la masse de la bande enroulée

$$G = \delta \cdot H \cdot B \cdot L_T \quad (I.11)$$

avec  $\delta$  : masse volumique [ $\text{Kg}/\text{m}^3$ ]

$B$  : largeur de la bande [ $\text{m}$ ]

T (s)	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
$r$ (m)	0,086	0,106	0,123	0,139	0,153	0,167	0,180	0,192	0,205	0,216
$r$ /mm	66,65	55,77	49,44	45,23	42,19	39,89	38,08	36,62	35,41	34,39
$\dot{r}$ (m/s)	6,976	5,837	5,175	4,743	4,416	4,176	3,986	3,833	3,706	3,599
$\ddot{r}$ /DT (m/S <sup>2</sup> )	-0,156	-0,083	-0,052	-0,036	-0,027	-0,021	-0,016	-0,013	-0,011	-0,009
$r^2$ (m <sup>2</sup> )	0	0,003	0,016	0,038	0,070	0,113	0,168	0,236	0,312	0,414
$\dot{r}^2$ (m <sup>2</sup> /s <sup>2</sup> )	0	-3,333	-8,725	-0,0014	0,0019	0,0024	0,0028	0,0032	0,0036	0,004

TARLEAU (II - 2)  $D_0 = 0,086\text{m}$   $H = 0,001\text{m}$

$V_0 = 0,3 \text{ m/s}$

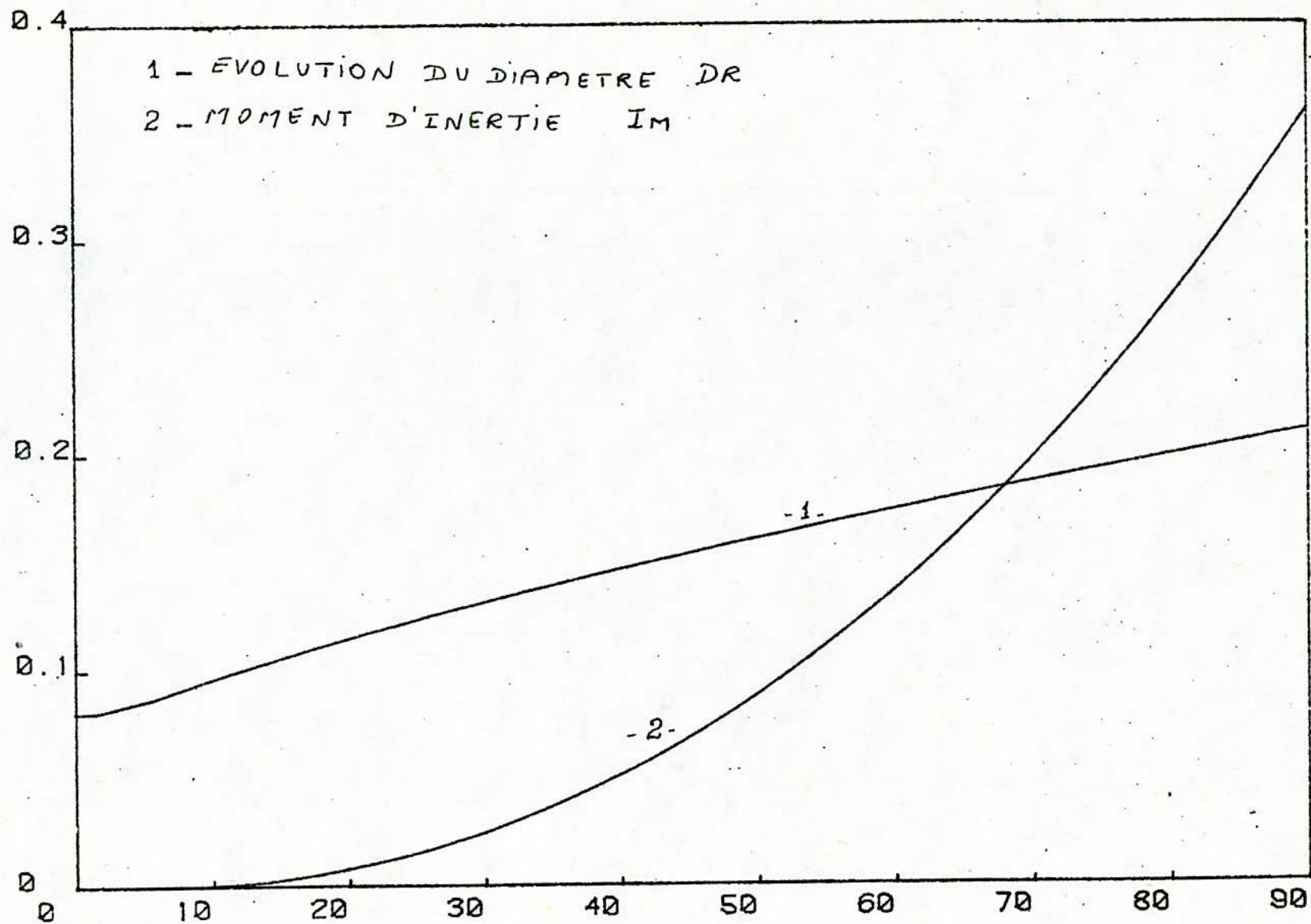


Fig (2-1)

$\lambda$ T(s)	0	0,002	0,004	0,006	0,008	0,01	0,014
0	66,62	66,62	66,62	66,62	66,62	66,62	66,62
10	54,1	57,37	60,62	63,84	67,02	70,16	76,36
20	44,6	52,07	57,27	62,31	67,23	72	81,21
30	41,71	48,6	55,15	61,33	67,35	73,06	83,86
40	38,03	46,15	53,70	60,77	67,43	73,73	85,44
50	35,19	44,33	52,66	60,35	67,49	74,17	86,45
60	32,89	42,93	51,89	60,03	67,52	74,48	87,14
70	30,89	41,80	51,29	59,8	67,55	74,71	87,62
80	29,4	40,9	50,82	59,57	67,87	74,87	87,97
90	28,03	40,15	50,47	59,47	67,58	74,89	88,23

TABLEAU ( I - 1 )  $D_0 = 0,086$  m  
 $H = 0,001$  m  
 $V_0 = 0,3$  m/s



\*\*\*VARIATION DE VITESSE ANGULAIRE  $n=f(t)$  EN tr/mn \*\*\*  
POUR DIFFERENTES VALEURS D'ACCELERATIONS EN m/s<sup>2</sup>

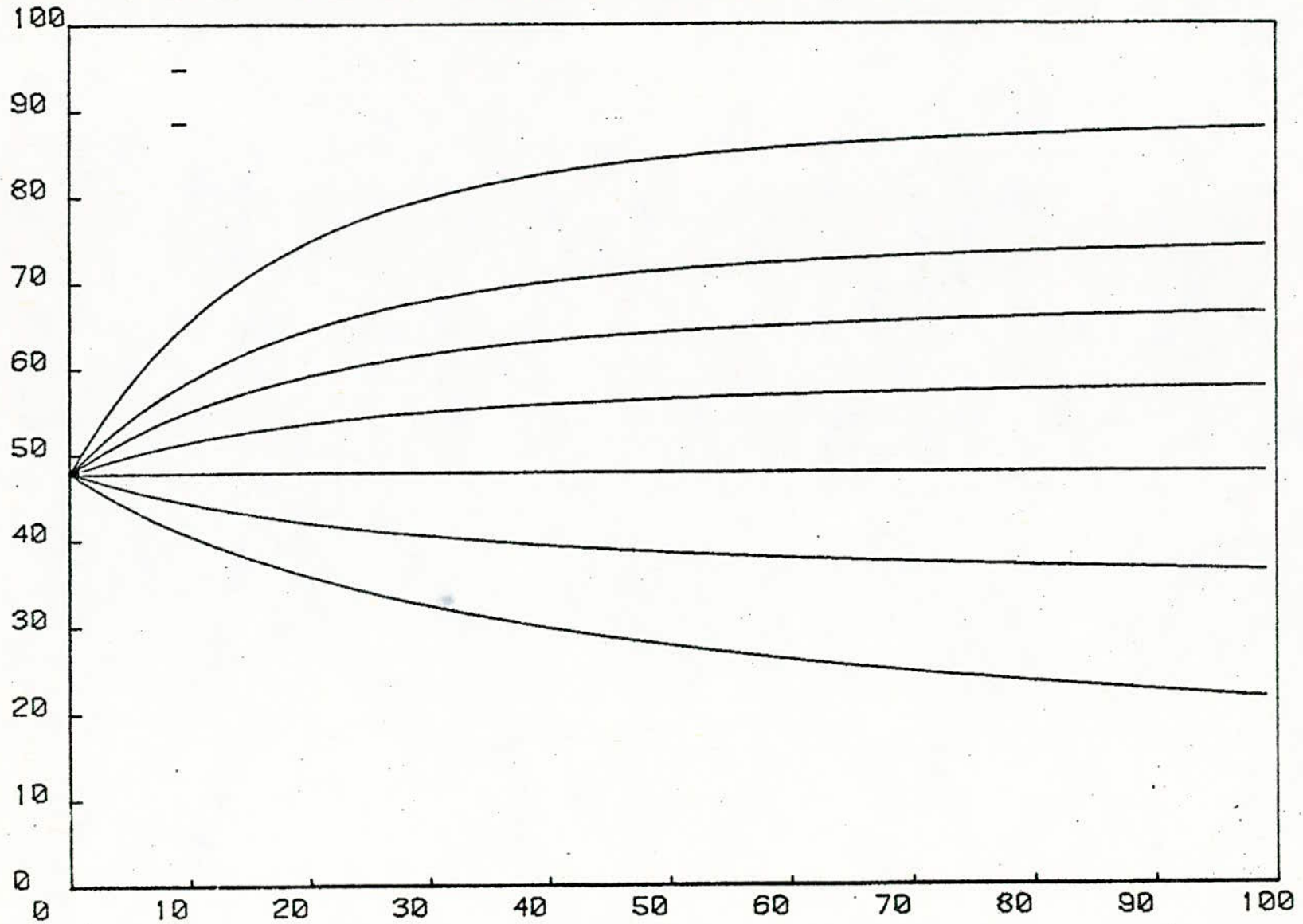


Fig (2.2)

Des équations (I.9), (I.10) et (I.11) on tire l'expression du moment d'inertie

$$J_M = \frac{\delta \cdot H^2 \cdot B}{\pi} \cdot \left( V_0 \cdot t + \frac{1}{2} a t^2 \right)^2 \quad (I.12)$$

La courbe représentative de  $J_M$  en fonction du temps est donnée par la figure (2.1).

- L'accélération du système d'enroulement est obtenue en dérivant la vitesse angulaire de l'enrouleur.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{2a}{D_R} - \frac{4H}{\pi} \cdot \frac{(V_0 + at)^2}{D_R^3} \quad (I.13)$$

La relation (I.13) est représentée par la figure (2.4) et le tableau de valeurs (I.2).

- Le moment dynamique donné par

$$M_{dy} = J_M \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

est le produit du moment d'inertie et de l'accélération du système et ce, à chaque instant de l'enroulement.

Le moment dynamique est représenté par la figure (2.5).

- Le moment de charge statique  $M_c$  est donné par :

$$M_c = T \cdot \frac{D_{RM}}{2}$$

$T$ : force de traction appliquée sur la bande [N]

$D_{RM}$ : diamètre final de l'enroulement de la bande.

Le moment total sera la somme du moment dynamique

\*\*\* VARIATION DE  $DW/DT$  ( $rd/s^2$ ) \*\*\*

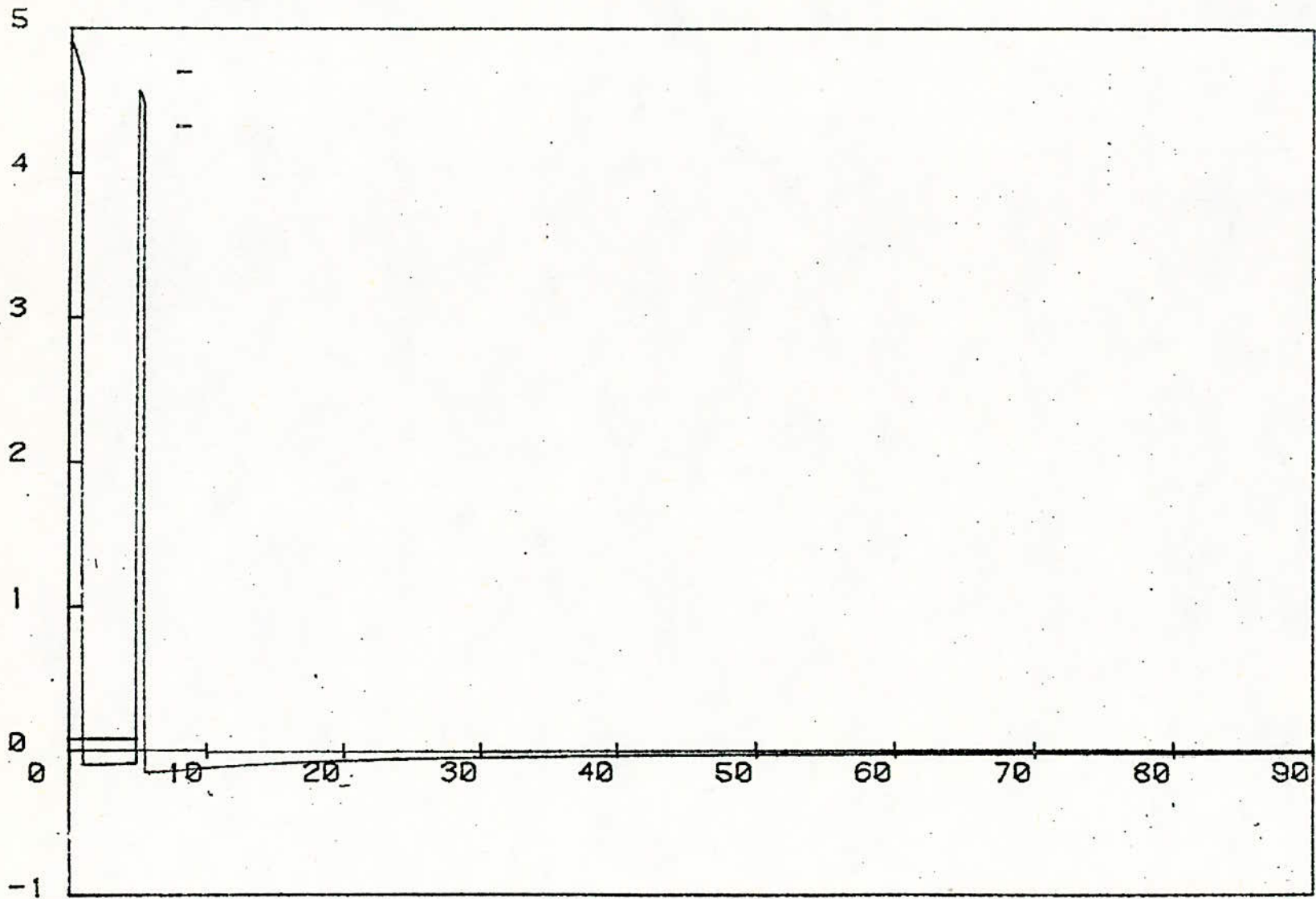


Fig (2.4)

\*\*\* VARIATION DU MOMENT DYNAMIQUE (N.m) \*\*\*

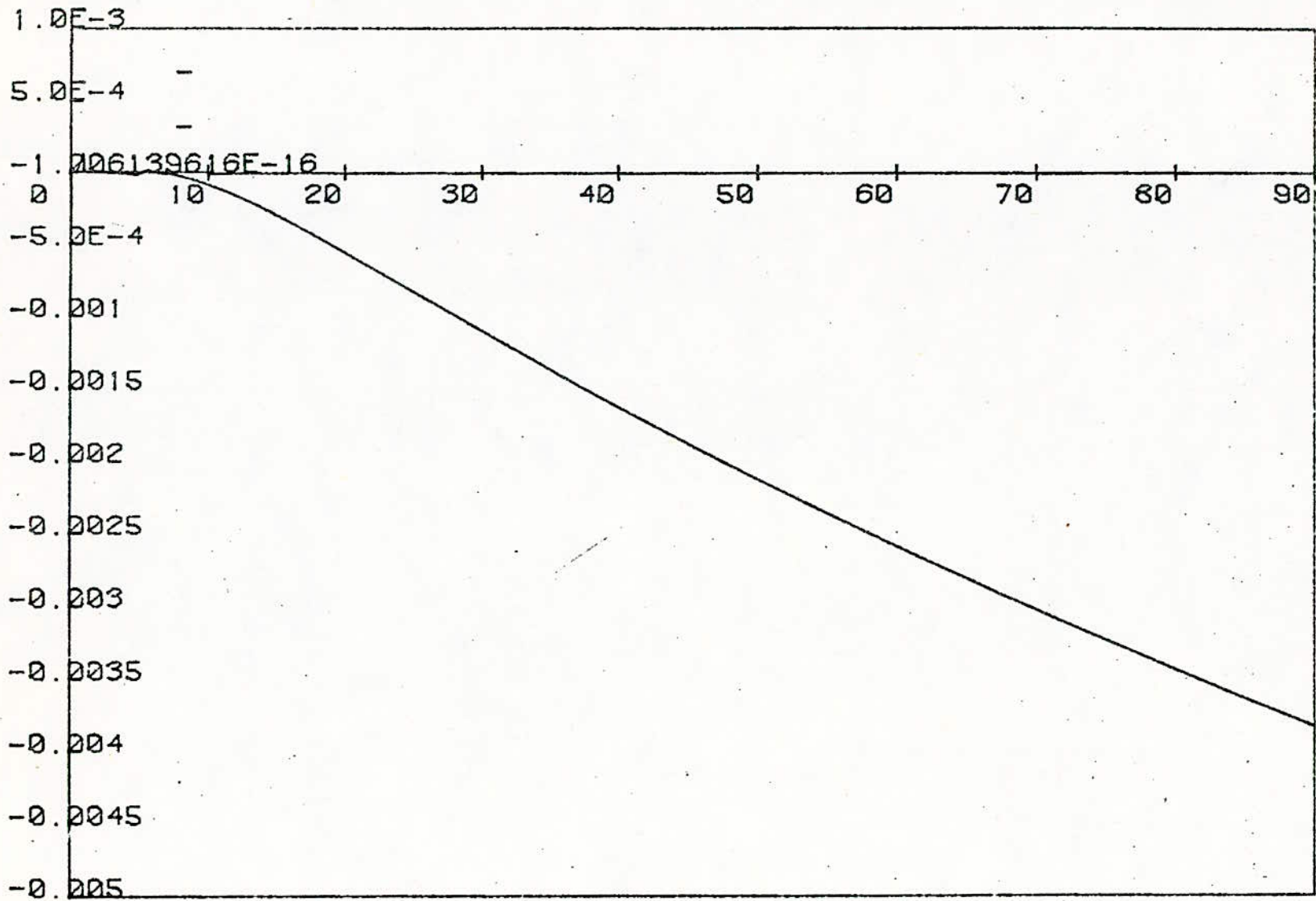


Fig (2.5)

et du moment de charge statique réduit à l'arbre du moteur d'entraînement ( $M_c$ )

$$M_T = M_{dy} + M_c$$

Les calculs faits ont donné la valeur numérique suivante

$$M_T = 0,953 \text{ [N.m]}$$

A partir de cette étude on aboutit à la puissance que doit fournir le moteur et qui donnée par

$$P = M_T \cdot \omega_N$$

$\omega_N$  représente la vitesse angulaire nominale du moteur d'entraînement.

$$\omega_N = 314 \text{ [rd/s]}$$

$$P = 300 \text{ [W]}$$

\* La figure (2.6) montre la variation de la vitesse angulaire pour un cycle complet d'enroulement de la bobine.

VARIATION DE LA VITESSE ANGULAIRE en Tr/mn

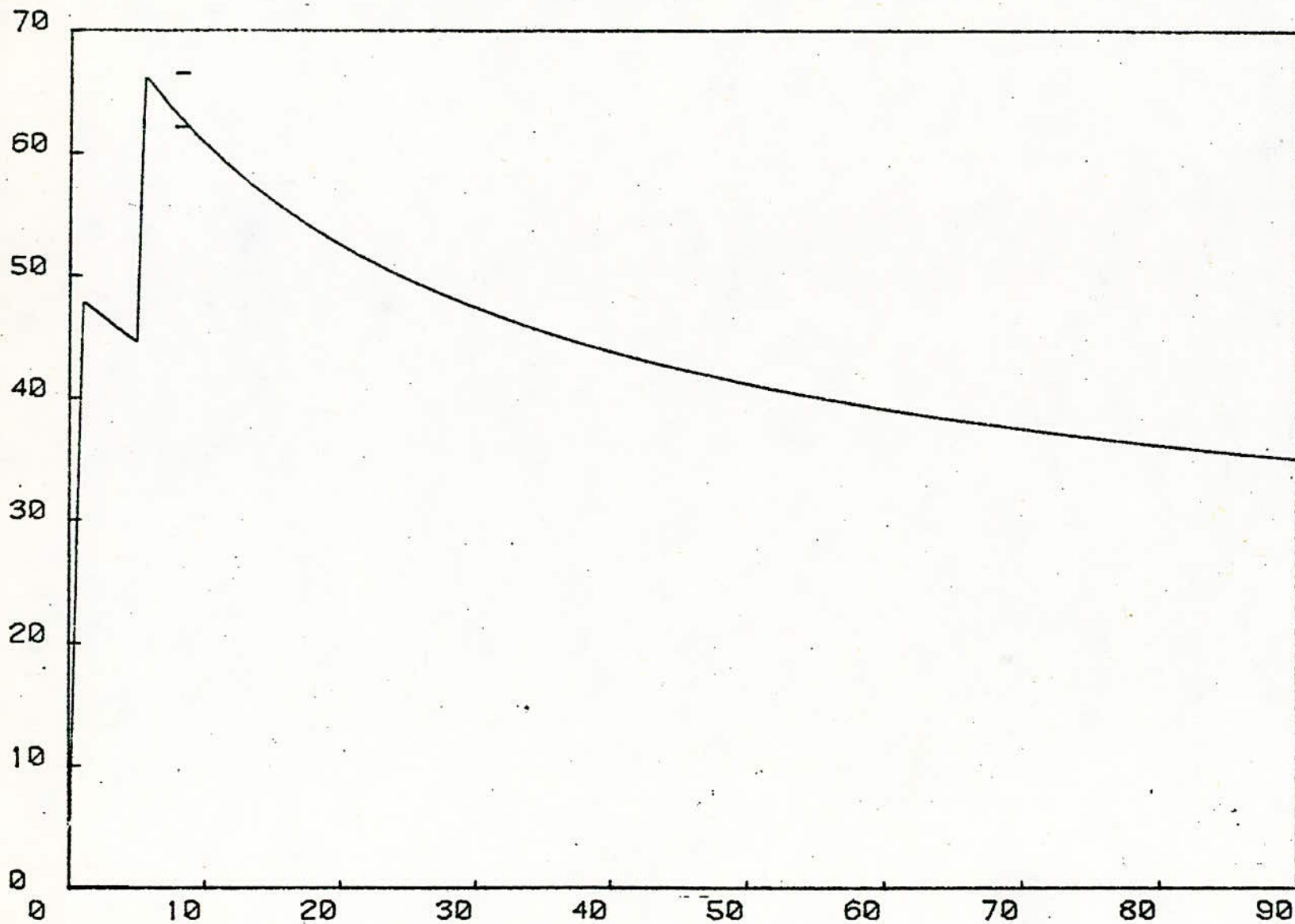


Fig (2.6)

# *CHAPITRE II*

## ETUDE COMPARATIVE DES SYSTEMES DE REGULATION

Actuellement, il existe deux types de régulations :

- La régulation en puissance.
- La régulation en couple.

### II.1 Régulation en puissance

La régulation en puissance se caractérise par un travail en courant constant, proportionnel à :

- La tension de traction  $T$  appliquée sur la bande.
- La vitesse  $V$  de défilement de la bande.
- La force électromotrice  $E$  du moteur.

Ce qui donne l'expression suivante :

$$P = I \cdot E = T \cdot V$$

Cette puissance est constante si la vitesse est constante lors du processus.

Le couple de traction est proportionnel au diamètre  $D_R$  de l'enrouleur

$$M_T = T \cdot \frac{D_R}{2} = C \cdot \phi \cdot I$$

(\*) coefficient donné par le constructeur



Si la tension  $T$  est constante alors  $DR$  sera proportionnel au flux magnétique  $\phi$   
 D'où une augmentation de  $DR$  se compense par une augmentation de  $\phi$ .

### Remarques

- Après engagement de la bande, le régulateur de vitesse travaille en régime saturé ( $I$  consigne). La variation du flux pendant l'enroulement est assurée par le régulateur de force électromotrice et du courant d'excitation (Voir fig. 1)
- L'enroulement de la bande commence toujours du flux minimum

$$\phi_{\min} = \frac{\phi_{\text{nom}} \cdot DR_{\min}}{DR_{\max}}$$

L'avantage principal de cette méthode réside dans sa simplicité de réalisation.

### Inconvénients

- Régulateur inutilisable pour un très grand domaine de variation du diamètre  $DR$  de la bobine.
- Pour un enroulement d'une bande très épaisse, le moteur n'est pas assez exploité en couple parce que la composante principale sert le couple de torsion qui à son tour ne dépend pas de  $DR$ .

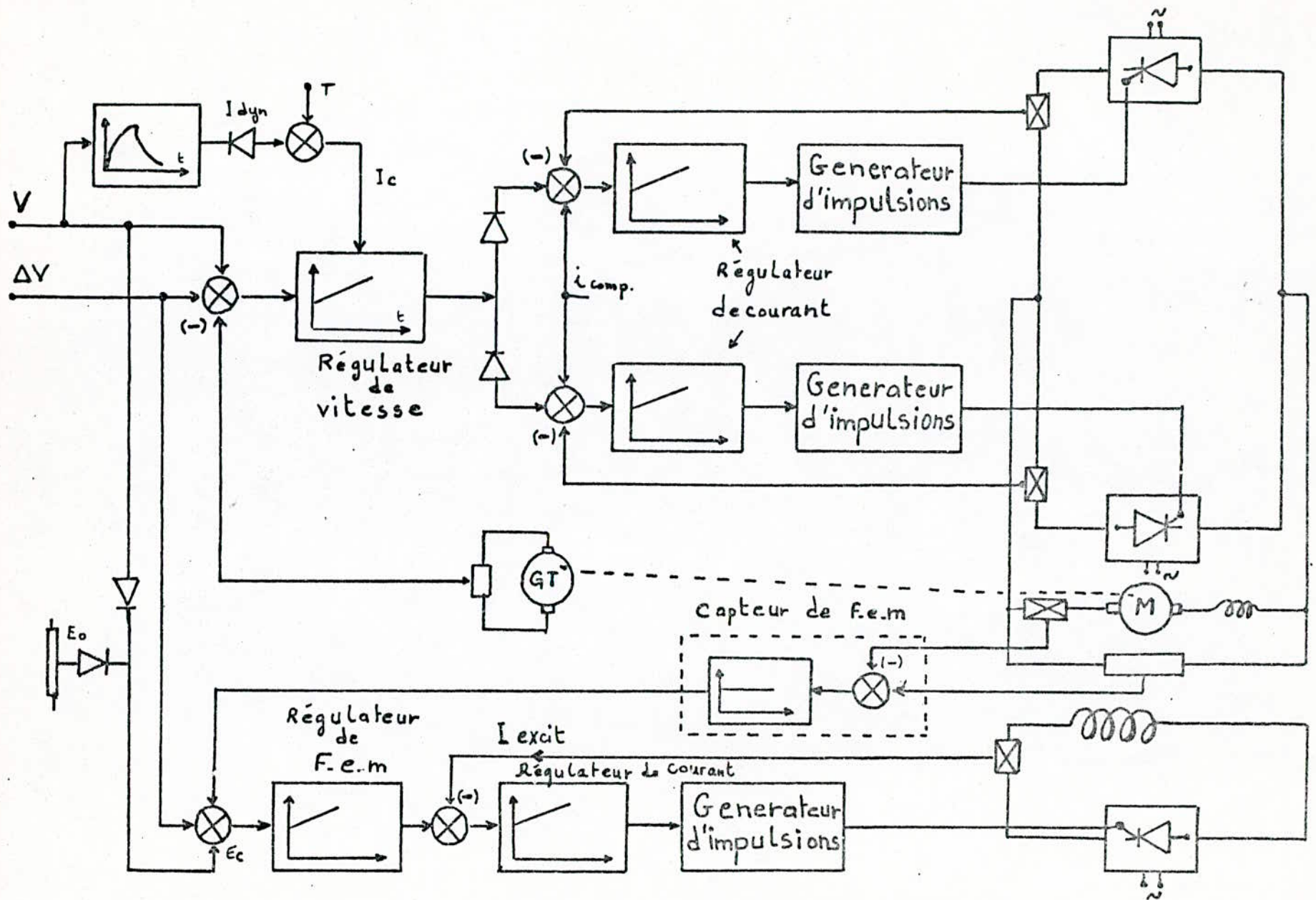


Fig.1 : SYSTEME DE REGULATION DE PUISSANCE

- Difficulté d'une mesure exacte de la composante dynamique.

Le moment dynamique du moteur est proportionnel au courant dynamique ( $I_{dyn}$ ).

$$M_{dyn} = F_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = \frac{2F_{\Sigma}}{D_R} \frac{dV}{dt} = C \cdot \phi \cdot I_{dyn}$$

Le moment d'inertie total ( $F_{\Sigma}$ ) rapporté à l'arbre du moteur peut se mesurer à l'aide de  $D_R$  et de la largeur de la bande  $B$ .

Le terme ( $\frac{d\omega}{dt}$ ) peut se mesurer, mais la valeur de la composante dynamique ( $I_{dyn}$ ) dépend du flux  $\phi$ . Or ce dernier n'est à aucun moment lié à la vitesse du moteur; d'où une très grande difficulté de prendre en compte le flux.

- Faible rendement car le système ne travaille pas avec un flux nominal.

## II.2 Régulation en couple

Ce système de régulation travaille toujours avec un flux nominal pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale ( $\omega_{nom}$ ).

Pour des vitesses supérieures à  $\omega_{nom}$ , le flux diminue

Pour  $\omega \leq \omega_{nom}$  :  $\phi = \phi_{nom}$ .

d'où on peut écrire :  $\phi \equiv \phi_{nom} \cdot \frac{\omega_{nom}}{\omega} \equiv K \frac{1}{\omega}$

où  $K$  est une constante.

donc dans ce système, on peut indirectement mesurer les variations du flux.

Le couple développé par le moteur est continuellement mesuré pendant l'enroulement de la bande (Voir fig. 2).

### Avantages

- Meilleure exploitation du moteur en couple pour les petites vitesses.
  - Maintien de la tension de traction ( $T$ ) constante si le moment dynamique et le moment de torsion sont du même ordre de grandeur que le couple de traction.
  - Faibles pertes dans l'induit - Echauffement moindre du moteur car il fonctionne dans la majeure partie du temps avec un plein flux pour le même couple.
- Faible courant d'induit par rapport au système utilisant le régulateur en puissance ; d'où la puissance développée par le moteur le sera aussi.

### Inconvénient

L'inconvénient majeur de ce système est la complexité de réalisation. Un grand nombre d'appareils entraînera une baisse de précision dans la régulation et dans la fiabilité du système.

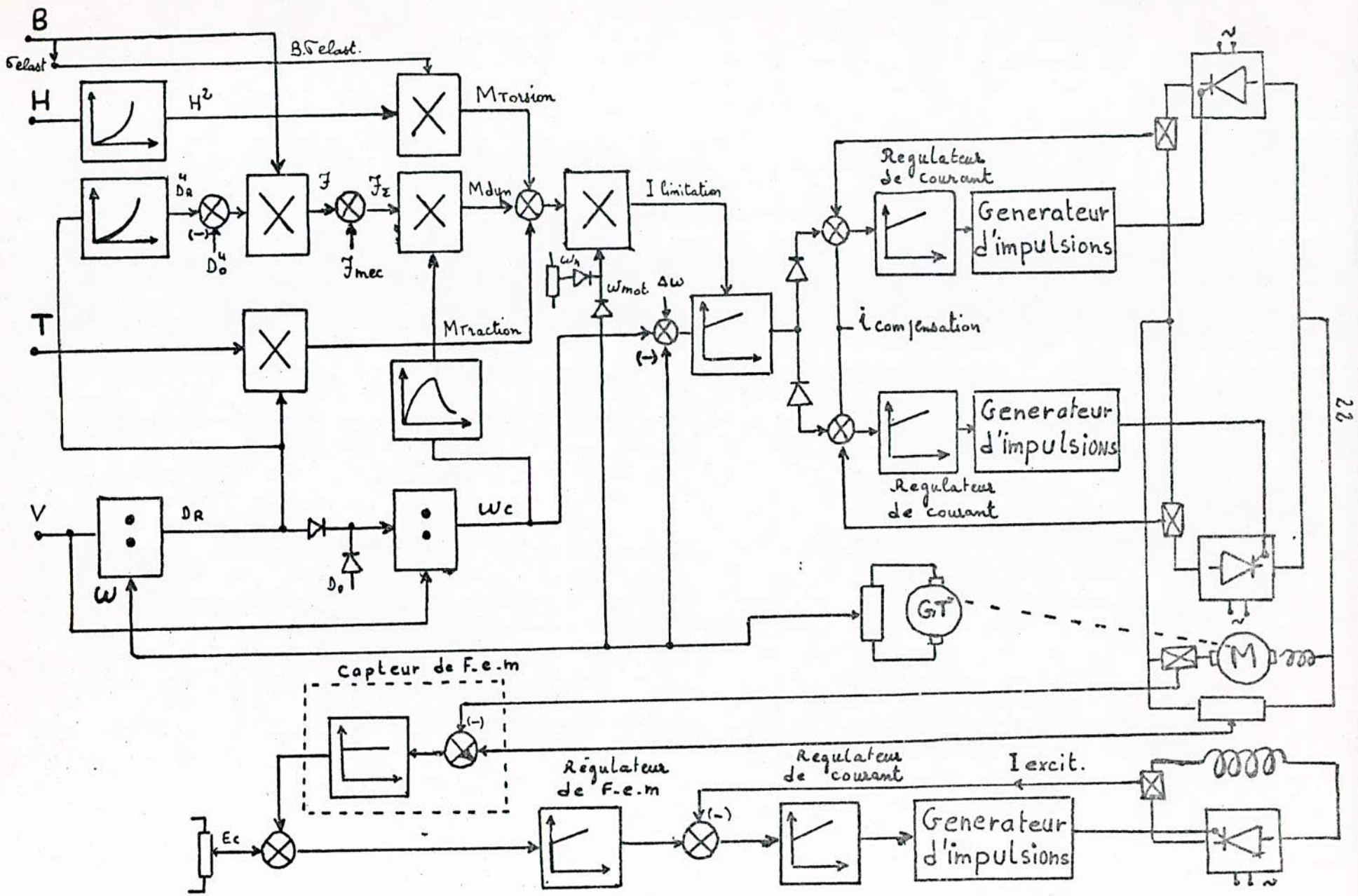


Fig.2: SYSTEME DE REGULATION EN COUPLE

En tenant compte de l'évolution de la technologie et le perfectionnement des systèmes électromécaniques nous pourrions avancer une recommandation pour l'élaboration d'un système de régulation intermédiaire des deux systèmes décrits précédemment.

Le présent projet de fin d'études va nous illustrer la conception d'un système de régulation en courant, qui renfermerait les avantages du système de régulation en couple et la simplicité de réalisation du système de régulation en puissance.

### II.3 Régulation en courant

La tendance actuelle des enrouleurs c'est d'avoir un domaine de variation du diamètre beaucoup plus important par rapport à ce qui existait auparavant.

Des moteurs électriques présentant une grande variation du domaine de régulation du flux d'excitation n'écarter pas.

On peut résoudre ce problème de la manière suivante: il faut que le système de régulation qui assure la variation du courant d'induit pendant l'enroulement soit proportionnel au diamètre DR.

Pour une vitesse de l'enrouleur supérieure à la vitesse angulaire ( $\omega_{nom}$ ), le flux diminue.

Alors la force électromotrice du moteur devient inférieure à sa valeur nominale ( $E_{nom}$ ). Ceci entraîne la saturation du régulateur de force électromotrice et assure un courant d'excitation nominal.

Le courant de consigne d'induit se calcule à l'aide d'un multiplicateur-diviseur (voir fig. 3) par la loi :

$$I_{traction} = \frac{T \cdot V}{E}$$

Cette relation est vérifiée pour un flux quelconque (dans le domaine de variation).

Dans le cas où le flux ne varie pas ( $I_{torsion} = \frac{M_{torsion}}{C \cdot \phi}$ ), la valeur du courant de torsion (qui est donné par un opérateur selon l'épaisseur de la bande H) et la consigne du courant de traction sont introduites dans un sommateur.

Le moment de torsion n'est pris en considération que dans le cas d'enroulement de bandes épaisses. Or dans ce cas la vitesse d'enroulement est inférieure à  $W_{nom}$ , donc le flux correspondant reste constant.

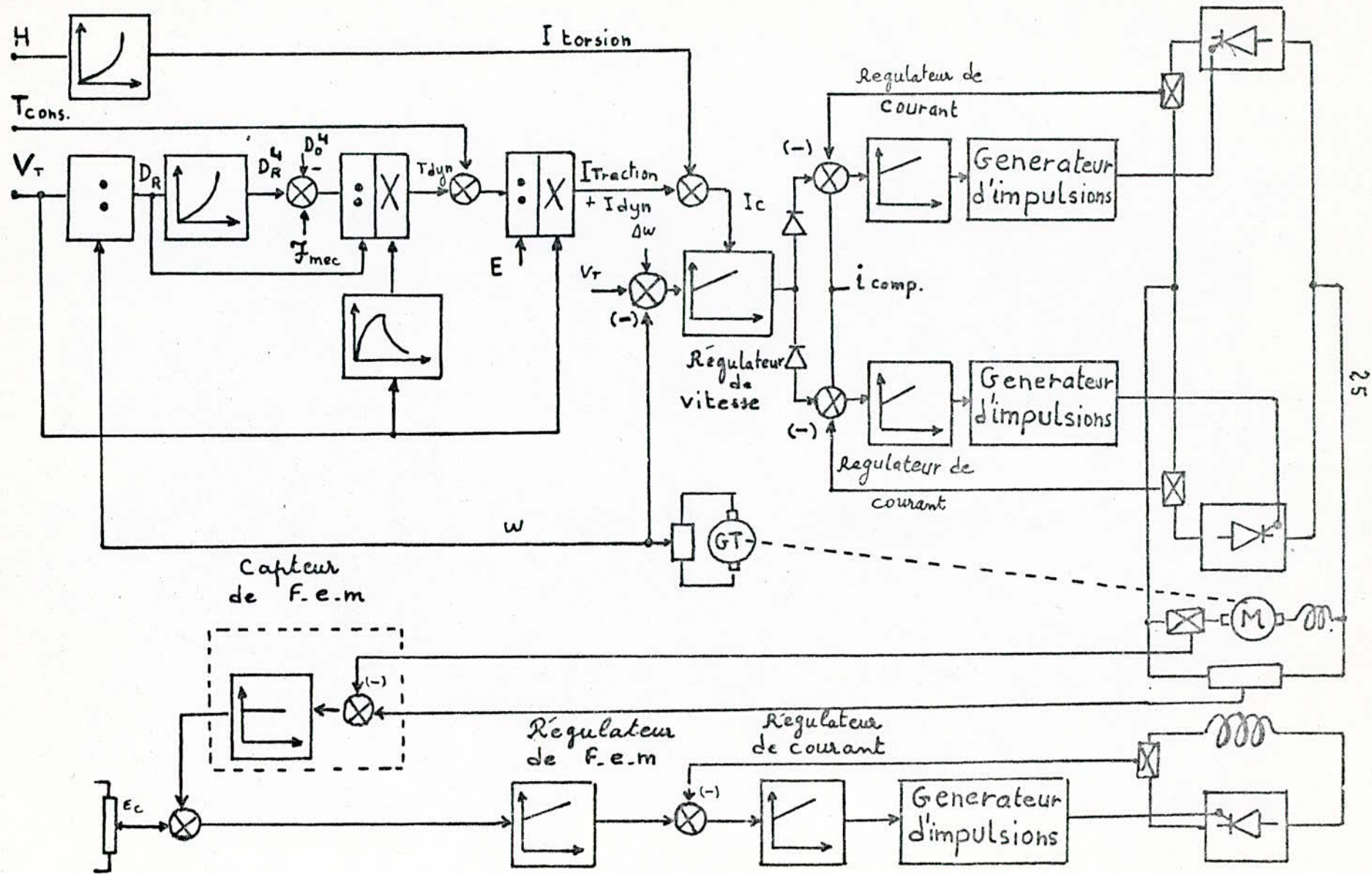


Fig.3 : SYSTEME DE REGULATION EN COURANT



# *CHAPITRE III*

## PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU SYSTEME DE REGULATION CHOISI

Le système de régulation est composé de trois parties :

- Système de régulation de la vitesse angulaire et du courant d'induit ( réglage de la vitesse par la tension d'induit du moteur).
- Système de régulation de la force électromotrice et du courant d'excitation ( réglage de la vitesse par la tension d'excitation du moteur).
- Système de consigne en courant et en vitesse ( Calculateur).

### III.1 Système de commande de la tension d'induit

Le système de régulation présente deux boucles :

- Une boucle principale de régulation en vitesse angulaire.
- Une boucle secondaire de régulation en courant d'induit.

Le système renferme deux canaux indépendants de mesure et de régulation de courant, dont l'un correspond à la "marche avant" et l'autre à la "marche arrière".

Suivant la polarité du signal de sortie du régulateur de vitesse, un seul régulateur de courant est attaqué (grâce aux diodes séparatrices  $D_1$  et  $D_2$ ).

A l'entrée de chacun des deux régulateurs de courant est donné un signal de consigne du courant de compensation (pris au niveau des potentiomètres  $R_6$  et  $R_7$ ).

Ainsi le groupe de thyristors laissant passer le courant du moteur est commandé par un signal proportionnel à la somme des valeurs données du courant d'induit et du courant de compensation, l'autre groupe de thyristors reçoit seulement un signal de consigne du courant de compensation.

Pendant l'accélération du moteur jusqu'à la vitesse  $V_0$  (introduction de la bande) le système fonctionne en régime de vitesse.

Grâce à la présence d'un signal  $\Delta\omega_s$  à l'entrée du régulateur de vitesse, la vitesse angulaire de l'enrouleur sans bande dépasse celle demandée; ce qui assure la naissance d'une tension de traction initiale pour l'enroulement des premières couches de la bande.

Cette tension supplémentaire ( $\Delta\omega_s$ ) redressée, puis filtrée est délivrée par le transformateur TR1.

La valeur de consigne de la vitesse est donnée à l'entrée du régulateur de courant.

Ainsi le signal de consigne total se compare au signal de contre réaction de vitesse obtenu à partir de la génératrice tachymétrique.

La tension de sortie maximale du régulateur de vitesse représente la consigne de courant qui est limité par la tension d'alimentation donnée par le potentiomètre  $R_{11}$ , grâce à cela le courant d'induit sera limité en cas de surcharge pour des valeurs données.

Il existe une deuxième limitation correspondant à la valeur de consigne de courant d'induit qui est égal à la tension d'entrée de l'amplificateur (A1). Cette limite est polarisée et correspond au régime de redressement du groupe de thyristors en fonctionnement.

Cette tension d'entrée de (A1) obtenue à partir du calculateur est le résultat du calcul de la valeur du courant du moteur pendant l'enroulement de la bande.

La pente de variation de la vitesse angulaire du moteur pendant le régime d'accélération jusqu'à la vitesse  $V_0$  (introduction de la bande) se trouve sous contrôle de l'amplificateur (A1) dont l'entrée définit la consigne du courant nominal du moteur.

Pendant le régime de l'enroulement, la diminution de la vitesse du moteur provoque la saturation

du régulateur de vitesse jusqu'au niveau défini par le signal du système de consigne en courant.

Le système "s'ouvre en vitesse" et par la suite fonctionnera comme régulateur de courant.

Pendant le régime d'accélération jusqu'à la vitesse de travail, c'est le régulateur de courant "avant" et le groupe de thyristors "avant" qui fonctionnent.

Le freinage de l'enrouleur sans bande s'effectue avec récupération de l'énergie de freinage en enlevant :

- le signal du système de régulation du circuit d'induit.
- le signal d'action de la contre réaction négative provenant de la génératrice tachymétrique allant sur le régulateur de vitesse.

Durant le freinage de l'enrouleur avec bande, le signal de consigne du courant est fonction du rapport des couples de freinage dynamique et statique.

Si le couple dynamique est inférieur au couple statique, alors le signal de consigne du courant reste inchangé (c'est-à-dire positif) ; dans ce cas c'est le régulateur de courant (RC1) qui fonctionne.

Si le couple dynamique est supérieur au couple statique, le signe du signal de consigne du courant devient négatif et sera transmis sur le régulateur de courant (RC2) à travers la diode D4.

### III.2 Système de commande de la tension d'excitation

Le système de régulation de la tension d'excitation présente :

- Une boucle principale de régulation en force électromotrice du moteur.
- Une boucle secondaire de régulation en courant d'excitation.

À l'entrée du régulateur PI de force électromotrice se comparent les signaux de consigne et réel.

Pour des vitesses en dessous de la vitesse nominale, le régulateur de force électromotrice est saturé et le système est "ouvert en force électromotrice".

Pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale, le régulateur de force électromotrice entre en action, et régule la vitesse en fonction des variations du flux d'excitation du moteur.

La tension de sortie du régulateur de f.e.m sera une consigne de la valeur du courant d'excitation.

La tension de sortie du régulateur de f.e.m est limitée en niveau.

La mesure de la f.e.m est faite à l'aide d'un capteur de f.e.m. Au niveau de ce dernier, arrivent deux signaux par la boucle de retour "f.e.m", le premier proportionnel à la tension d'induit, le deuxième signal proportionnel à la tension du circuit d'induit est prélevé au niveau

du shunt. La différence de ces tensions est proportionnelle à la force électromotrice du moteur.

Le courant d'excitation du moteur (prélevé du shunt) est envoyé à l'entrée du régulateur de courant d'excitation, formant ainsi la boucle de contre réaction.

Le régulateur de courant d'excitation commande le générateur d'impulsions qui à son tour commande l'ouverture des thyristors dans le circuit d'inducteur.

Comme la tension et le courant d'induit peuvent changer de polarité et le courant d'excitation est unipolaire alors on redresse la tension de sortie du capteur de f.e.m à l'aide du pont de diodes.

L'influence des courants de Foucault dans la carcasse (stator) est compensée par le filtre constitué de C, R5 et R9.

### III.3 Calculateur de courant de Consigne

Dans ce projet de fin d'études, le calcul du courant d'induit du moteur est réalisé à l'aide du calculateur.

Pendant l'accélération du système jusqu'à la vitesse de travail et le freinage de l'enrouleur sans bande, le système fonctionne en régulation de vitesse de l'enrouleur.

Pendant l'enroulement des premiers tours de la bande, le régulateur de vitesse doit être saturé, de niveau de saturation qui est fonction de  $I_c$  qui provient du calculateur

Comme consigne de courant d'induit du moteur. Dans ce cas le système fonctionne en régulation de courant.

Pour définir la consigne du courant du moteur ( $I_c$ ) de l'enrouleur à l'aide du calculateur, on calcule les variables suivantes:

- la composante dynamique ( $I_{dyn}$ ).
- la composante du couple de torsion ( $I_{Torsion}$ ).
- la composante du couple de traction ( $I_{Traction}$ ).

Ces variables sont calculées selon les algorithmes suivants:

- La composante du couple de torsion est définie dans la structure du calculateur par l'algorithme suivant:

$$M_{Torsion} = \frac{\sigma_{elast} \cdot B \cdot H^2}{4}$$

$\sigma_{elast}$ : coefficient

$B$ ,  $H$  et  $\sigma_{elast}$  sont donnés par des selins de poste de commande (sous forme de tension ou courant).

L'algorithme considéré est:

$$I_{Torsion} \equiv H^2$$

Le courant de torsion est l'image du couple de torsion à condition que le flux d'excitation soit constant (car  $I_{Torsion} = \frac{M_{Torsion}}{c \cdot \phi}$ ).

Le moment de torsion n'existe seulement que pour des enroulements de bandes épaisses, et pour cela la vitesse de l'enroulement est toujours inférieure à la vitesse



nominale, d'où le flux est constant.

Le signal "H" élevé au carré est donné à l'entrée d'un sommateur, d'où :

$$I_{\text{Torsion}} = K \cdot H^2$$

(où K est une constante)

- Composante dynamique

La composante dynamique du moment obtenue à la sortie est :

$$M_{\text{dyn}} = J_z \frac{d\omega}{dt} = K_1 [K_2 (D_R^4 - D_0^4) + J_{\text{mec}}] \frac{dV}{dt}$$

$J_{\text{mec}}$ : étant la somme des moments d'inertie du moteur et du réducteur.

$K_1$ ,  $K_2$  et  $J_{\text{mec}}$  sont des constantes.

La composante du couple de traction est définie dans la structure du calculateur par l'algorithme suivant :

$$M_{\text{Traction}} = T_c \cdot \frac{D_R}{2}$$

avec  $T_c$ : tension consigne (de traction).

On voit qu'on utilise encore un dispositif de multiplication et division dans notre calculateur. Ce dernier devient très lourd en multiplication et division.

Pour la simplification du schéma, on propose un nouveau algorithme qui est le suivant :

$$M_{\text{dyn}} = J_z \frac{d\omega}{dt} = C \cdot \phi \cdot I_i - T_c \frac{D_R}{2} - M_{\text{Torsion}} \quad (\text{II})$$

En multipliant les deux membres de l'expression (II) par  $w$ , on trouve :

$$F_{\Sigma} \frac{dw}{dt} \cdot w = C \cdot \phi \cdot I_i \cdot w - T_c \frac{D_R}{2} w - M_{Torsion} \cdot w$$

c'est-à-dire :

$$F_{\Sigma} \frac{dw}{dt} \cdot w = E \cdot I_i - K_1 \cdot T_c \cdot V_T - M_{Torsion} \cdot w$$

d'où le courant d'induit est :

$$I_i = K_1 \cdot T_c \cdot \frac{V_T}{E} + F_{\Sigma} \cdot \frac{dw}{dt} \cdot \frac{w}{E} + M_{Torsion} \cdot \frac{w}{E}$$

$$I_i = K_1 \cdot T_c \cdot \frac{V_T}{E} + F_{\Sigma} \cdot \frac{dw}{dt} \cdot \frac{2}{D_R} \cdot \frac{V_T}{E} + M_{Torsion} \cdot \frac{V_T}{E} \cdot \frac{2}{D_R}$$

Dans notre cas on néglige le terme  $(M_{Torsion} \cdot \frac{V_T}{E} \cdot \frac{2}{D_R})$  par rapport aux autres termes (bande utilisée de faible épaisseur), d'où

$$I_i = K_1 \cdot \frac{V_T}{E} \left[ T_c + F_{\Sigma} \frac{dw}{dt} \frac{2}{K_1 \cdot D_R} \right]$$

Le signal de consigne  $T_c$  est donné à partir d'un sel sin de commande.  $V_T$  et  $w$  sont relevés des génératrices tachymétriques correspondantes.

La division de  $V_T$  par  $w$  donne le diamètre  $D_R$  de la bande enroulée.

Comme la largeur de la bande ne varie pas, on prendra le coefficient de variation égal à l'unité.

Ainsi le moment d'inertie obtenu à l'aide d'un sommateur est

donné par l'expression :

$$J_{\Sigma} = K_1 [ K_2 (D_R^4 - D_0^4) \cdot 1 + J_{mec} ]$$

En divisant par  $(\frac{D_R}{2})$  et en multipliant par  $(\frac{dw}{dt})$  on obtient un signal proportionnel à la force de traction dynamique ( $T_{dyn}$ ). Le signal  $T_{dyn}$  s'ajoute au signal  $T_c$  pour obtenir la tension de traction totale.

A l'aide du multiplicateur et diviseur, on réalise la formule

$$I_{traction} + I_{dyn} = \frac{T \cdot V}{E} \quad \text{où} \quad T = T_{traction} + T_{dyn}$$

Le signal obtenu ( $I_{traction} + I_{dyn}$ ) est ajouté au signal  $I_{torsion}$ , à la sortie de ce sommateur on obtient ainsi un signal proportionnel au courant de consigne.

$$I_c = I_{traction} + I_{dyn} + I_{torsion}$$

Il est clair que dans le schéma, le signal  $(\Delta T + \Delta w_s)$  donne toujours une vitesse supérieure à celle nécessaire, assurant ainsi la première tension de traction sur la bande.

Le calculateur produit le signal de consigne  $I_c$  (écrété) qui élimine l'augmentation du signal de consigne en vitesse dans le canal direct jusqu'à la valeur nécessaire de la vitesse et du courant du moteur qui à son tour assurera une tension de traction nécessaire de la bande.

# CHAPITRE IV

## CALCUL ET CHOIX DES PARAMETRES

### IV 1. Fonction de transfert

#### a. Moteur

On suppose que la réaction d'induit est négligeable. Si le flux nominal est constant, la force électromotrice est proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur

$$E = C \cdot \phi_{ex} \cdot \omega = C \phi \cdot \omega \quad (4.1)$$

Le moment du couple appliqué sur l'arbre du moteur est proportionnel au courant d'induit

$$M = C \cdot \phi_{ex} \cdot I_i = C \phi \cdot I_i \quad (4.2)$$

La tension aux bornes du moteur est :

$$U = E + R_i I_i + L_i \frac{dI_i}{dt} \quad (4.3)$$

D'après le principe fondamental de la dynamique on a :

$$J_\Sigma \frac{d\omega}{dt} = M - M_r \quad (4.4)$$

( $M_r$  étant le moment résistant)

La transformée de Laplace appliquée aux équations (4.1), (4.2), (4.3) et (4.4) donne :

$$I(p) = \frac{U(p) - E(p)}{R_i + L_i p} = \frac{U(p) - C \phi \cdot \omega(p)}{R_i \left(1 + \frac{L_i}{R_i} p\right)}$$

et

$$\omega(p) = \frac{C \phi}{J_\Sigma R_i p \left(1 + \frac{L_i}{R_i} p\right)} \left[1 - C \phi\right] - \frac{M_r}{J_\Sigma p}$$

d'où le schéma bloc suivant :

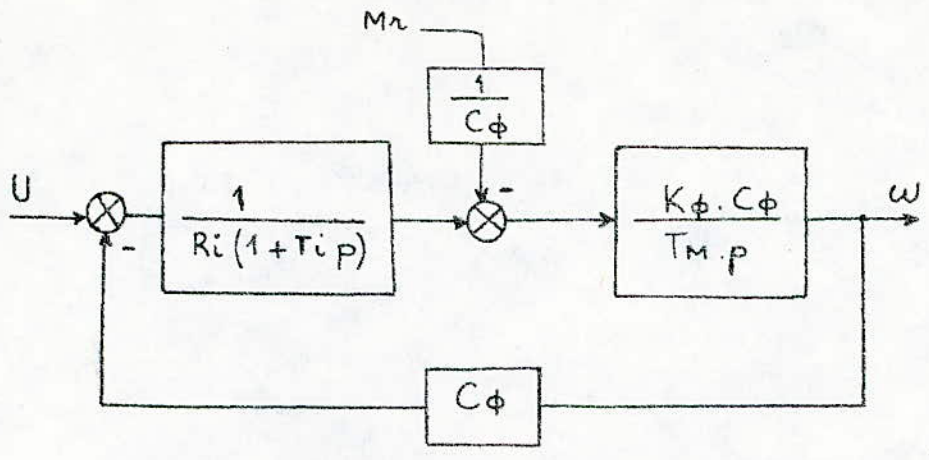


Fig. 1

avec  $T_i = \frac{L_i}{R_i}$   
 $T_m = \frac{F_z \cdot R_i}{(C_\phi)^2}$   
 et  $K_\phi = \frac{R_i}{(C_\phi)^2}$

b. Commande

Pour allumer les thyristors, il est nécessaire d'appliquer des impulsions à leurs gâchettes. Ces impulsions doivent avoir un certain angle de retard par rapport au point d'intersection de la tension alternative alimentant le convertisseur de courant. On doit faire varier l'angle d'allumage  $\alpha$  à l'aide d'une tension de commande  $U_{cm}$ .

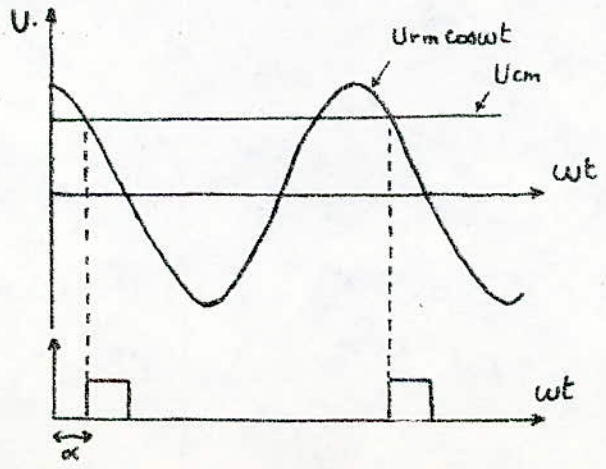


Fig. 1'

on déduit :  
 $\cos \alpha = \frac{U_{cm}}{U_{rm}}$

Donc dans le but d'assurer cette variation, on utilise un dispositif de commande de gachettes. Tout le principe de ce dernier se base sur la comparaison de la tension de commande  $U_r$  et la tension sinusoïdale de référence  $U_m$ .

La valeur de la tension obtenue à la sortie du convertisseur de courant est:

$$U_d = \frac{1}{T} \int_0^T U_m \sin \omega t \, dt = \frac{U_m}{\pi} (1 + \cos \omega t_1)$$

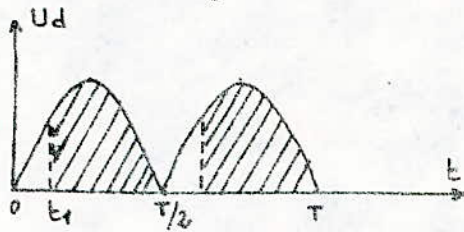


Fig 1''

$U_d$  est maximale pour  $t_1=0$  :  $U_{dm} = \frac{2U_m}{\pi}$

d'où  $U_d = \frac{U_{dm}}{2} (1 + \cos \alpha) = \frac{U_{dm}}{2} \left( 1 + \frac{U_{cm}}{U_{rmax}} \right)$  avec  $\alpha = \omega t$

$$U_d = \left( \frac{U_{dm}}{2 U_{rmax}} \right) U_{cm} + \frac{U_{dm}}{2}$$

Le facteur de transfert est :  $K_{cm} = \frac{U_{dm}}{2 U_{rmax}}$

- Dans le cas de l'induit :  $K_{cm} = \frac{160}{2 \times 10} = 8$

- Dans le cas de l'inducteur :  $K_{cm} = \frac{200}{2 \times 10} = 10$

Une variation de la tension  $U_{cm}$  se répercute sur la tension  $U_d$  après un certain retard. Ce dernier est dû au fait qu'une impulsion d'allumage se produit seulement au moment de l'intersection de  $U_{cm}$  et  $U_r$ . Cette possibilité d'intersection se répète deux fois pendant la durée d'une période  $T$ . Dans le cas le plus favorable, le temps de retard est nul et, dans le cas le plus défavorable, il est de  $T/2$ . La valeur moyenne de ce retard est donc :

$$T_{cm} = \frac{T}{4} = 0,005s$$

## IV.2. Circuits de régulation

### a. Schéma électrique d'un régulateur

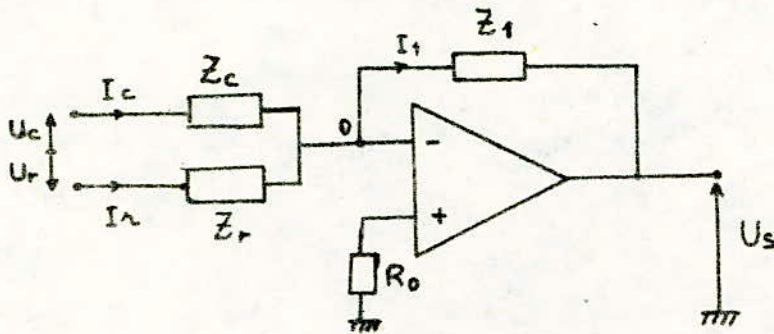


Fig. 2

La loi des noeuds au point 0 donne:  $I_c + I_r + I_1 = 0$

$$\text{d'où : } \frac{U_s}{Z_1} + \frac{U_c}{Z_c} - \frac{U_r}{Z_r} = 0$$

$$\text{La tension de sortie est : } U_s = -\frac{Z_1}{Z_c} \left[ U_c - \frac{Z_c}{Z_r} U_r \right] \quad (4.5)$$

$$\text{Si on pose } x_s = \frac{U_s}{U_{sn}} ; x_c = \frac{U_c}{U_{cn}} \text{ et } x_r = \frac{U_r}{U_{rn}}$$

$x_s$ ,  $x_c$  et  $x_r$  sont des grandeurs relatives et  $U_{sn}$ ,  $U_{rn}$  et  $U_{cn}$  sont respectivement les tensions de sortie, de retour et de commande nominales.

La relation (4.5) s'écrit alors:

$$x_s = -\frac{Z_1}{Z_c} \left[ x_c - \frac{Z_c}{Z_r} \cdot \frac{U_{rn}}{U_{cn}} \cdot x_r \right] \frac{U_{cn}}{U_{sn}}$$

Pour que la sortie ( $x_s$ ) soit proportionnelle à la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle ( $x_c - x_r$ ) il faut que:

$$\frac{Z_c}{Z_r} \cdot \frac{U_{rn}}{U_{cn}} = 1 \quad (4.6)$$

### b. Etude des circuits de régulation

On déterminera les fonctions de transfert des régulateurs pour pouvoir ensuite calculer leurs paramètres.



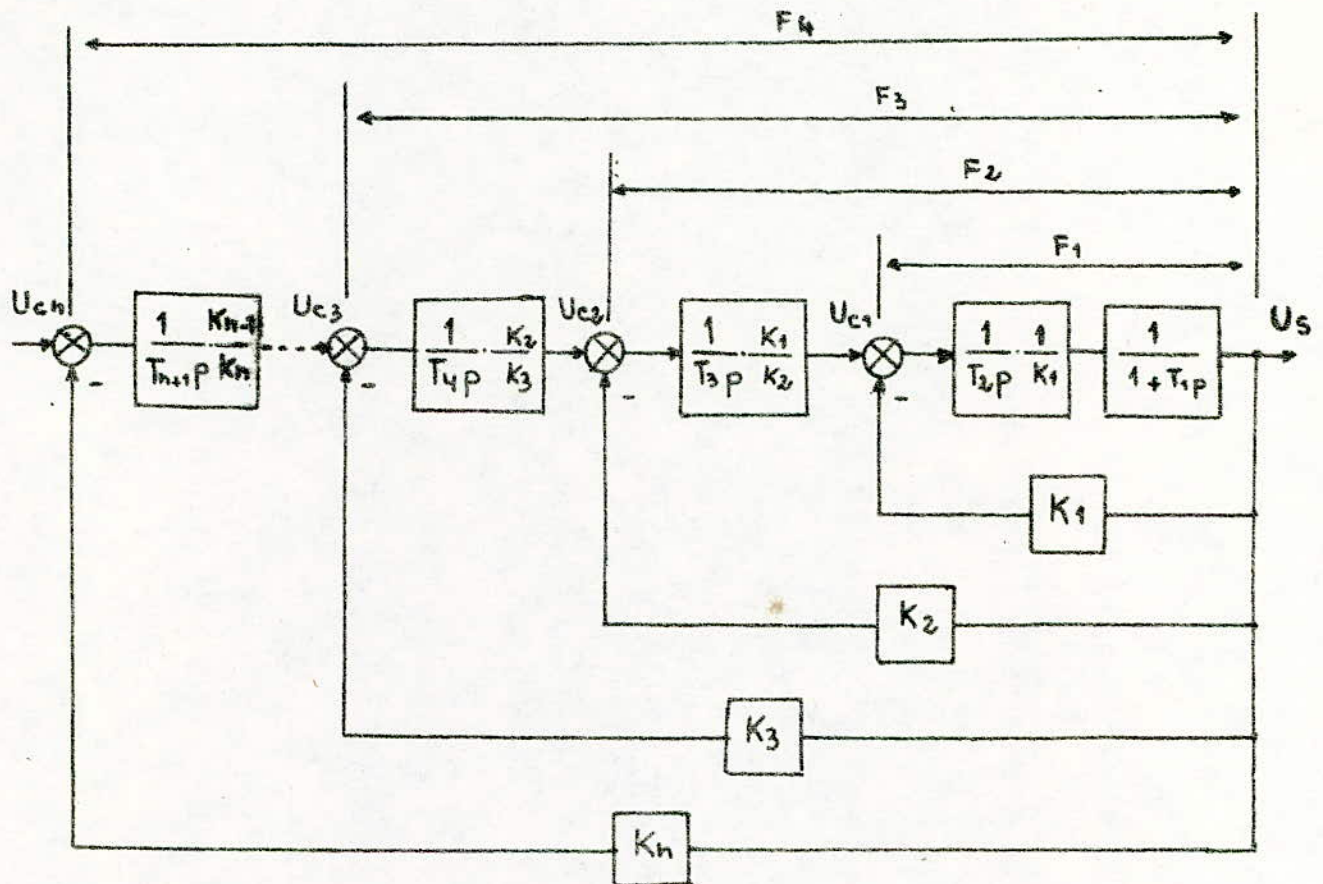


Fig. 3

La figure ci-dessus représente le schéma général d'une régulation optimale à plusieurs boucles internes.

La fonction de transfert de la première boucle est :

$$\frac{U_s(p)}{U_{c1}(p)} = \frac{1/K_1}{T_2 p (T_1 p + 1) + 1} \quad (4.7)$$

La relation (4.7) peut se mettre sous la forme :

$$\frac{U_s(p)}{U_{c1}(p)} = \frac{1/K_1}{1 + \frac{2\delta}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

avec  $\delta = \frac{1}{2} \left[ \frac{T_2}{T_1} \right]^{1/2}$  et  $\omega_0 = \left[ \frac{1}{T_1 T_2} \right]^{1/2}$

La réponse indicielle de ce système est :

$$R(t) = \frac{1}{K_1} \left[ 1 - \left( \cos \omega t + \frac{\delta}{(1-\delta^2)^{1/2}} \sin \omega t \right) e^{-\delta \omega t} \right]$$

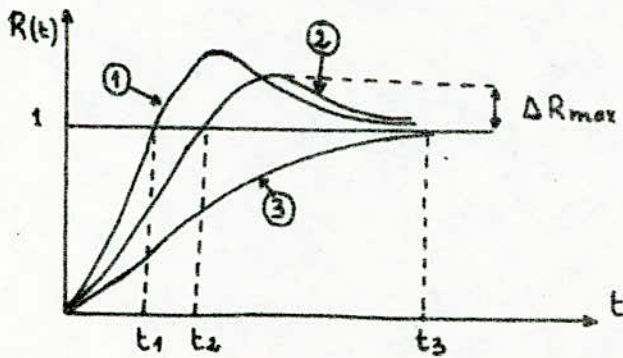


Fig. 4

- ① - Pour  $\frac{T_2}{T_1} \geq 4$  : La réponse indicielle présente un dépassement élevé ( $\Delta R_{max}$ ) et un temps de montée ( $t_1$ ) faible.
- ③ - Pour  $\frac{T_2}{T_1} = 1$  :  $R(t)$  présente un faible dépassement et un temps de montée élevé ( $t_3$ )
- ② - Pour  $\frac{T_2}{T_1} = 2$  :  $R(t)$  présente un compromis entre le dépassement et le temps de montée ( $t_2$ ). Le dépassement maximal est de 4,3%. Cette valeur est prise comme valeur optimale; d'où on prendra:  $T_2 = 2T_1$

- Pour la deuxième boucle, on a:

$$\frac{U_S(p)}{U_{C2}(p)} = \frac{1/K_2}{T_3 p [T_2 p (T_1 p + 1) + 1]} + 1 \quad (4.8)$$

De la même façon que pour la première boucle, on obtient:

$$\frac{T_3}{T_2} = \frac{T_2}{T_1} = 2$$

## IV.3. Circuit d'induit

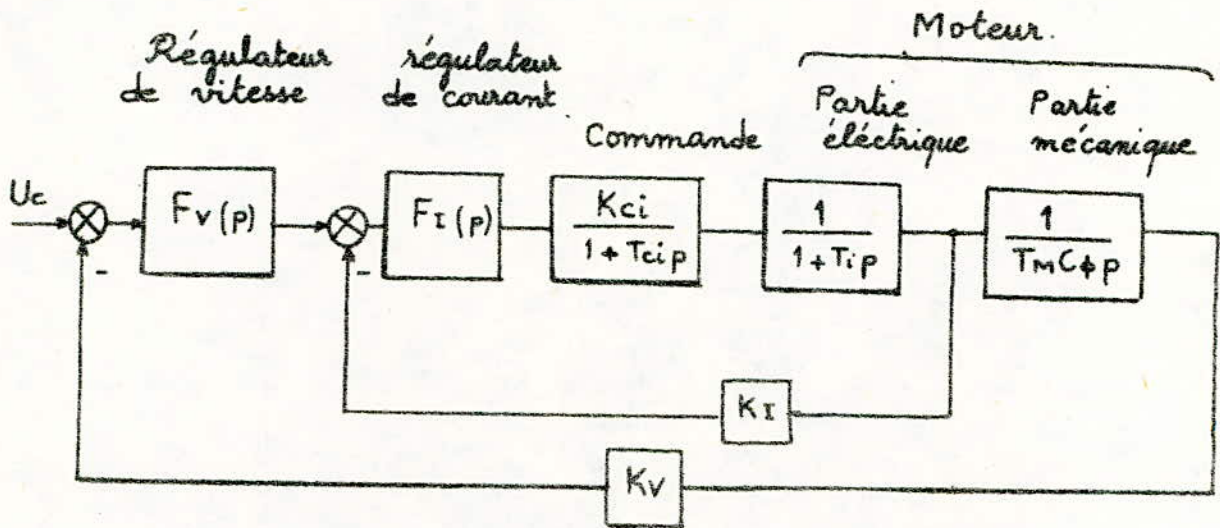


Fig. 5

a. Circuit de régulation en courant :

Il est représenté par la boucle interne.

Par identification des deux figures 3 et 5 on a :

$$F_I(p) \cdot \frac{K_{ci}}{1 + T_{ci}p} \cdot \frac{1}{1 + T_i p} \cdot K_I = \frac{1}{T_2 p} \cdot \frac{1}{K_1} \cdot \frac{1}{1 + T_1 p} \cdot K_1$$

avec  $T_2 = 2T_1$  et  $T_1 = T_{ci}$

$$\text{d'où : } F_I(p) = \frac{1 + T_{ci}p}{2 K_{ci} K_I T_{ci} p} \quad (4.9)$$

D'après la relation (4.9), le régulateur de courant est un régulateur P.I.

.Boucle de retour du courant

Pour mesurer le courant d'induit et le comparer à la tension de consigne, on insère un shunt en série avec l'induit du moteur. Ce shunt donnera en sortie une tension image du courant.

## Schéma Fonctionnel

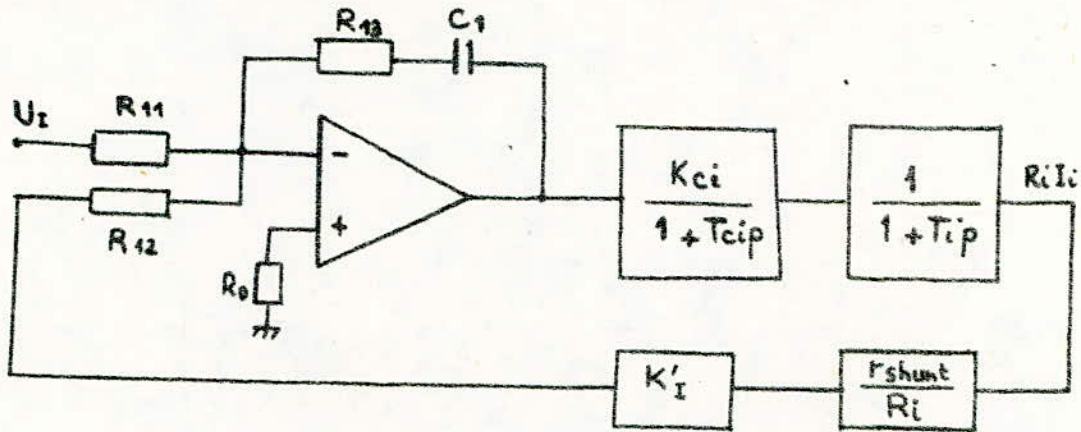


Fig. 6

Le facteur de transfert  $K_I$  est donné par :

$$K_I = \frac{U_{i \max}}{R_i \cdot I_{\max}}$$

Le courant est maximum au démarrage et vaut 47,7 A

$$K_I = \frac{10}{4,2 \times 47,7} = 0,05$$

La fonction de transfert du régulateur en fonction de ses paramètres électriques est :

$$F_I(p) = \frac{R_{13} C_1 p + 1}{R_{11} \cdot C_1 p} \quad (4.10)$$

En identifiant avec (4.9) on a :

$$R_{13} \cdot C_1 = T_i$$

$$R_{11} \cdot C_1 = 2 K_{ci} K_I T_{ci}$$

En choisissant  $C = 1 \mu F$ , on trouve  $R_{13} = 11 k\Omega$  et  $R_{11} = 8 k\Omega$ .

Pour compenser le courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel ( $\mu A 471$ ), on choisira  $R_{10}$  telle que :

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_{11}} + \frac{1}{R_{12}} \quad ; \quad \text{on trouve } R_{10} = 4,6 k\Omega.$$

D'après la relation (4.6); on peut écrire :

$$K_I = K'_i \frac{r_{shunt}}{R_i} \frac{R_{11}}{R_{12}}$$

avec  $r_{shunt} = 47 \text{ m}\Omega$  et en prenant  $K'_i = 1$  on trouve  $R_{12} = 3,6 \text{ k}\Omega$ .

### b - Circuit de régulation en vitesse

Par identification des figures 3 et 5 on a :

$$F_v(p) \cdot \left( \frac{1 + T_i p}{2 K_{ci} K_r T_{ci} p} \right) \left( \frac{K_{ci}}{1 + T_{ci} p} \right) \left( \frac{1}{T_m C_\phi p} \right) K_v = \frac{1}{T_{3p}} \frac{1}{T_{2p}} \left( \frac{1}{1 + T_1 p} \right)$$

$$\text{avec } T_3 = 2T_2$$

$$\text{d'où : } F_v(p) = \frac{K_r T_m C_\phi}{4 K_v T_{ci}} \quad (4.11)$$

D'après la relation (4.11), le régulateur de vitesse est un régulateur P.

#### - Schéma Fonctionnel

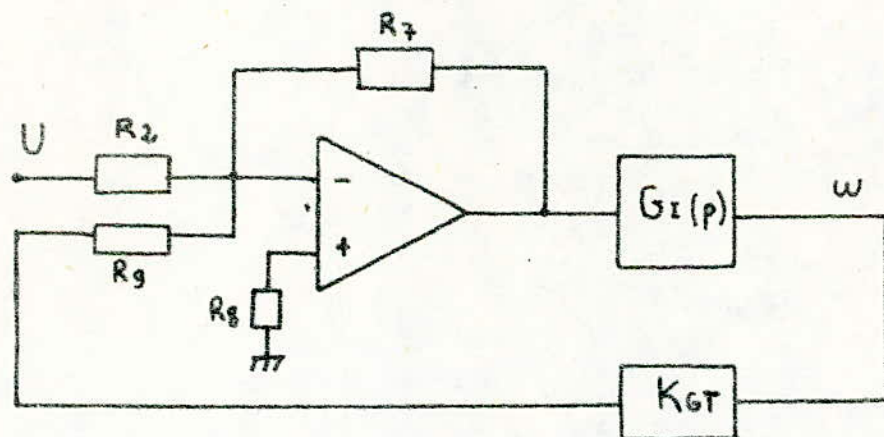


Fig. 7

La boucle de retour est constituée par une génératrice tachymétrique, cette dernière possède une amplification  $K_{GT}$  de  $10 \text{ V} / 1000 \text{ tr/mn}$  soit  $0,095 \text{ Vs/rd}$

$$\text{on a } K_v = \frac{10 \text{ V}}{337 \text{ rd/s}} = 0,03 \text{ Vs/rd}$$

La fonction de transfert du régulateur en fonction de ses paramètres

électriques est :

$$F_V(p) = \frac{R_7}{R_2} \quad (4.12)$$

Par identification des relations (4.11) et (4.12), on aura :

$$\frac{K_I \cdot T_M C_\phi}{4 K_V T_{ci}} = \frac{R_7}{R_2}$$

D'après la relation (4.6)

$$K_V = K_{GT} \frac{R_2}{R_9}$$

Si on choisit  $R_2 = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_9 = 3,2\text{k}\Omega$  et  $R_7 = 2,4\text{k}\Omega$

Pour la compensation du courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel on prend :  $R_8 = 760\Omega$ .

#### IV.4. Circuit d'inducteur

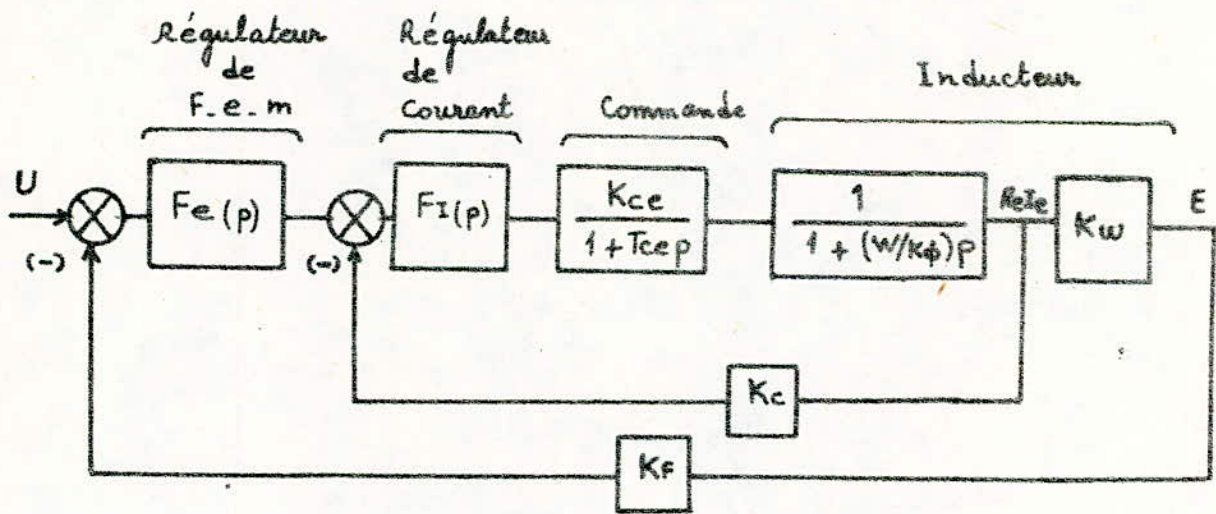


Fig. 8

Le procédé de calcul est le même que pour le circuit d'induit

a. Circuit de régulation en courant

on a par identification des figures 3 et 8 :

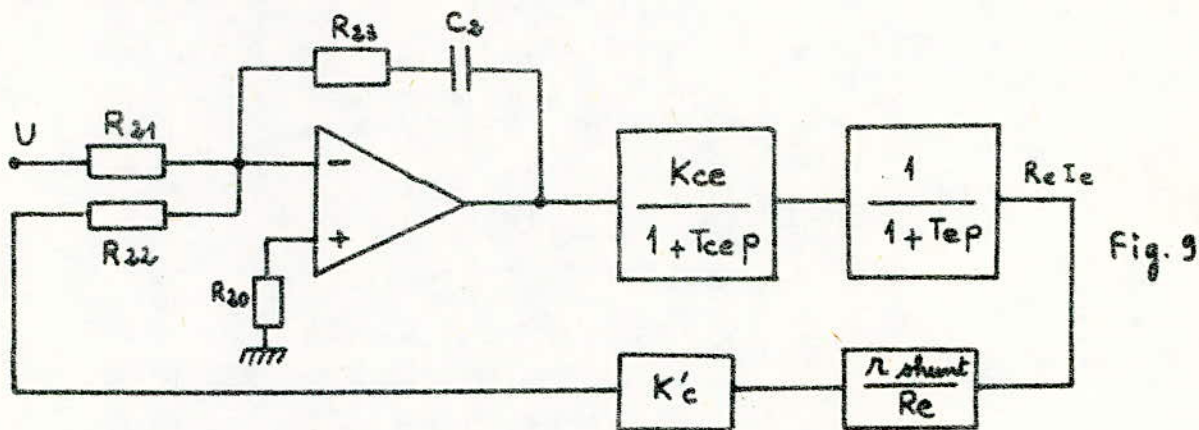
$$F_I(p) \left( \frac{K_{ce}}{1 + T_{ce}.p} \right) \left( \frac{1}{1 + \left( \frac{w}{K_\phi} \right).p} \right) \cdot K_c = \frac{1}{T_2 p} \cdot \left( \frac{1}{1 + T_1 p} \right)$$

$$\text{avec } T_2 = 2T_1 \text{ et } T_1 = T_{ce}$$

$$\text{d'où : } F_I(p) = K_2 \cdot \frac{1 + T_e p}{T_e p} \quad (4.13) \quad \text{avec } K_2 = \frac{W / (K\phi)_{\max}}{2 K_{ce} \cdot K_c T_{ce}}$$

D'après l'expression (4.13), le régulateur de courant est un régulateur PI.

### Schéma Fonctionnel



Le facteur de transfert est donné par:

$$K_c = \frac{U_{\max}}{Re I_e} = \frac{10}{1180 \times 0,16} = 0,05$$

La fonction de transfert du régulateur en fonction de ses paramètres électriques est:

$$F_I(p) = \frac{R_{23} C_2 p + 1}{R_{21} C_2 p}$$

$$\text{d'où } R_{23} C_2 = T_e$$

$$R_{21} C_2 = \frac{2 K_{ce} \cdot K_c \cdot T_{ce} T_e}{W / (K\phi)_{\max}}$$

On prend  $C_2 = 1 \mu F$ , on trouve  $R_{21} = 9,5 k\Omega$  et  $R_{23} = 31 k\Omega$

D'après la relation (4.6) on a:

$$K_c = K'_c \cdot \frac{I_{\text{shunt}}}{Re} \cdot \frac{R_{21}}{R_{22}}$$

En prenant  $I_{\text{shunt}} = 47 \text{ mA}$  et  $K'_c = 1$ , on trouve  $R_{22} = 75,7 k\Omega$

Pour la compensation du courant de polarisation, on choisit

$$R_{20} = 27 \text{ k}\Omega.$$

### b. Circuit de régulation en force électromotrice

Par identification on a :

$$F_e(p) \cdot \left( \frac{1 + (w/k\phi)p}{2K_{ce} \cdot K_c \cdot T_{ce}} \right) \left( \frac{K_{ce}}{1 + T_{cep}} \right) K_w \cdot K_f = \frac{1}{T_3 p} \cdot \frac{1}{T_2 p} \left( \frac{1}{1 + T_1 p} \right)$$

$$\text{d'où } F_e(p) = K_1 \cdot \frac{1}{p} \quad \text{avec } K_1 = \frac{K_c}{4 T_{ce} K_f (K_w)_{\max}}$$

Donc le régulateur de force électromotrice est un régulateur I.

- Schéma fonctionnel

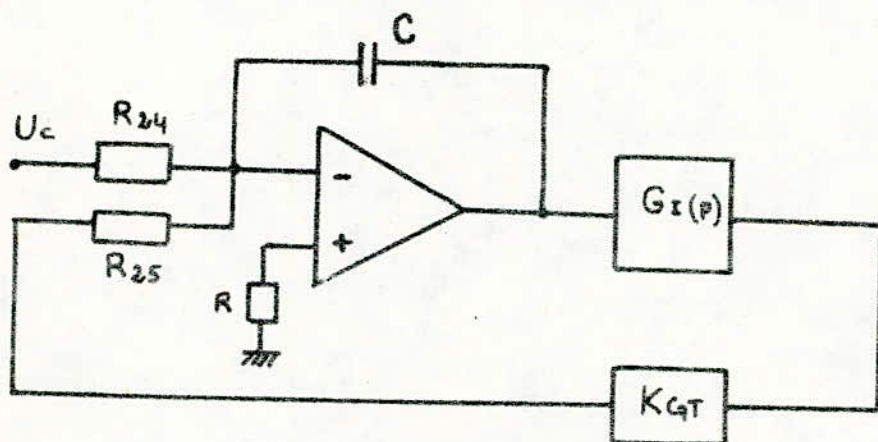


Fig. 10

On a le facteur de transfert :

$$K_F = \frac{10}{200} = 0,05$$

La fonction de transfert est donnée par :

$$F_e(p) = \frac{1}{R_{24} \cdot C p}$$

on prend  $C = 1 \mu\text{F}$ , on trouve  $R_{24} = 99 \text{ k}\Omega$

L'expression (4.6) permet d'écrire :

$$K_F = \frac{K_{GT} \cdot R_{24}}{R_{25}}, \quad \text{on trouve } R_{25} = 20,9 \text{ k}\Omega.$$

Pour compenser le courant de polarisation, on prend  $R = 17,3 \text{ k}\Omega$ .



# CHAPITRE V

# ETUDE DES REGIMES TRANSITOIRES

## Introduction

La connaissance du comportement dynamique des systèmes de régulation est importante pour l'utilisateur.

La sortie de tout système doit s'aligner sur l'entrée le plus rapidement possible. Or les exigences concernant la stabilité et la rapidité de réponse sont des facteurs contradictoires car :

- d'une part, le gain du système doit être élevé pour permettre une réponse rapide.
- d'autre part, l'amortissement doit être suffisant pour limiter le nombre d'oscillations.

Un gain élevé peut conduire à l'instabilité, alors que le suramortissement conduit à un système lent.

Un compromis doit être réalisé entre les deux exigences pour conduire aux performances désirées.

Dans cette partie, on tracera les courbes de réponse en courant, en vitesse et en force électromotrice obtenues par simulation du système sur ordinateur afin

de voir l'effet de la régulation.

### V.1 Transitoire du circuit d'induit

Schéma bloc :

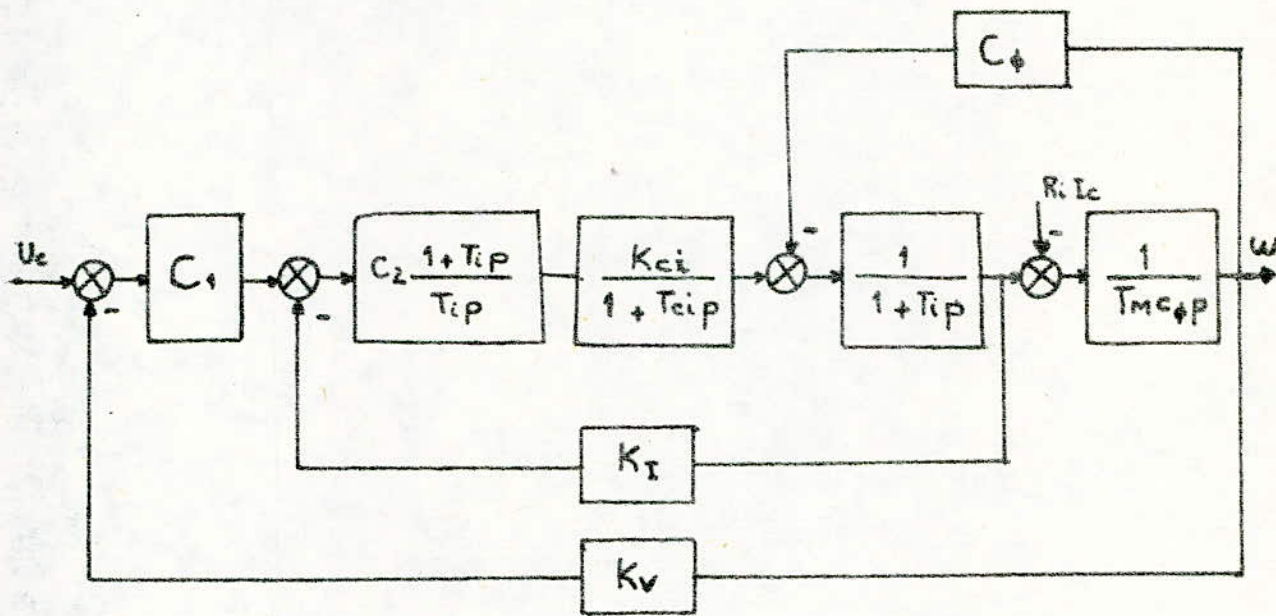


Fig. V.1

Résolution du système :

En décomposant les fonctions de transfert de la figure (V.1), on obtient le bloc diagramme de la figure (V.2) permettant d'écrire les équations d'état sous la forme :

$$\dot{X} = AX + BU$$

$R_i I_c$  représente la charge

Les entrées étant la tension de consigne  $U_c$  et  $R_i I_c$ .

On a alors les équations d'état suivantes :

$$\dot{X}_1 = \frac{1}{T_i} \left[ -K_T X_3 - C_1 K_v X_4 + C_1 U_c \right]$$

$$\dot{X}_2 = \frac{1}{T_c i} \left[ C_2 X_1 - X_2 - C_2 K_i X_3 - C_1 C_2 K_v X_4 + C_1 C_2 U_c \right]$$

$$\dot{X}_3 = \frac{1}{T_c} \left[ K_{c i} X_2 - X_3 - C_\phi X_4 \right]$$

$$\dot{X}_4 = \frac{1}{T_m C_\phi} \left[ X_3 - R_i I_c \right]$$

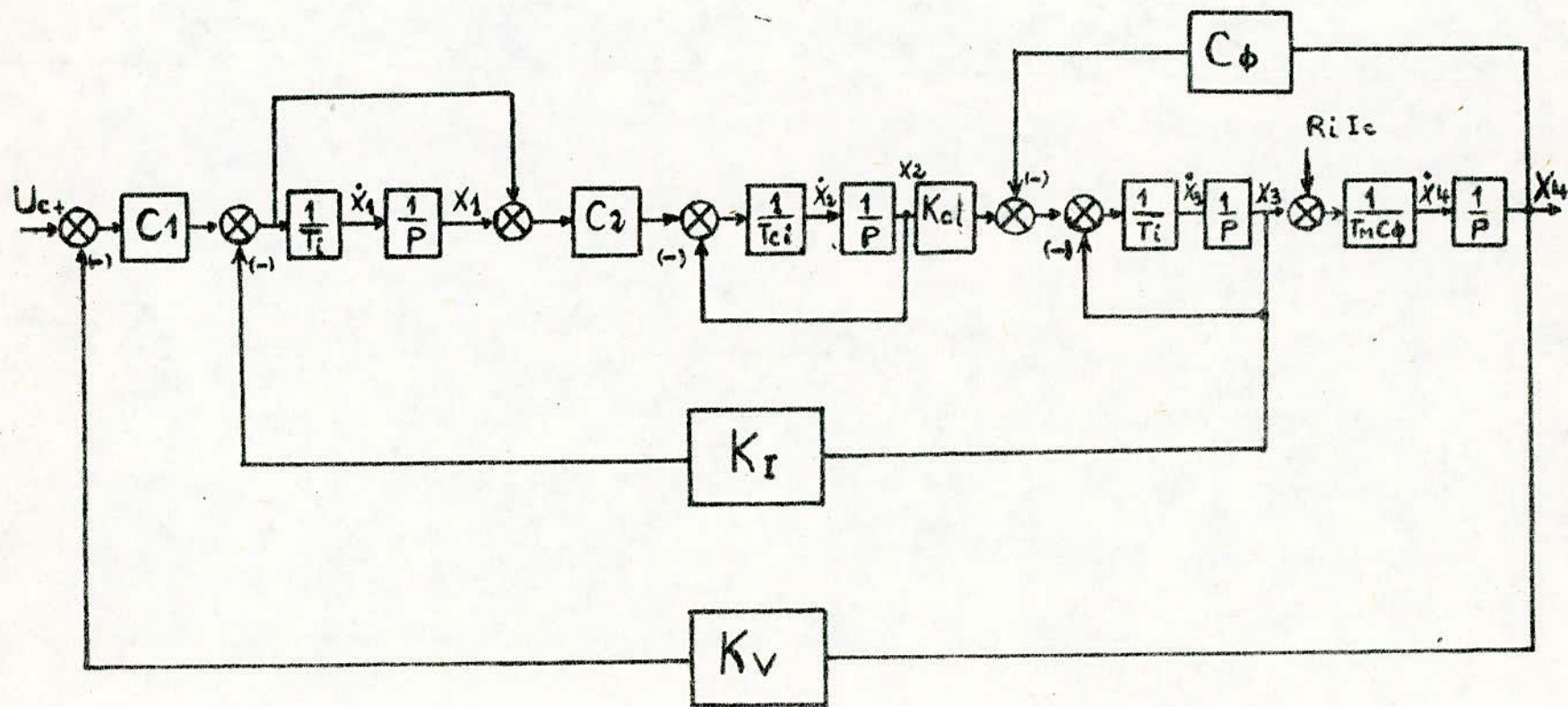


Fig. V 2

d'où :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{K_I}{T_i} & -\frac{K_V C_1}{T_i} \\ \frac{C_2}{T_{ci}} & -\frac{1}{T_{ci}} & -\frac{K_I C_2}{T_{ci}} & -\frac{K_V C_1 C_2}{T_{ci}} \\ 0 & \frac{K_{ci}}{T_i} & -\frac{1}{T_i} & -\frac{C_\phi}{T_i} \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_m C_\phi} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{C_1}{T_i} & 0 \\ \frac{C_1 C_2}{T_{ci}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_m C_\phi} \end{bmatrix}$$

avec,  $C_1 = \frac{C_\phi \cdot T_m \cdot K_I}{4 \cdot K_{ci} \cdot K_V}$  et  $C_2 = \frac{T_i}{2 \cdot T_{ci} \cdot K_{ci} \cdot K_I}$

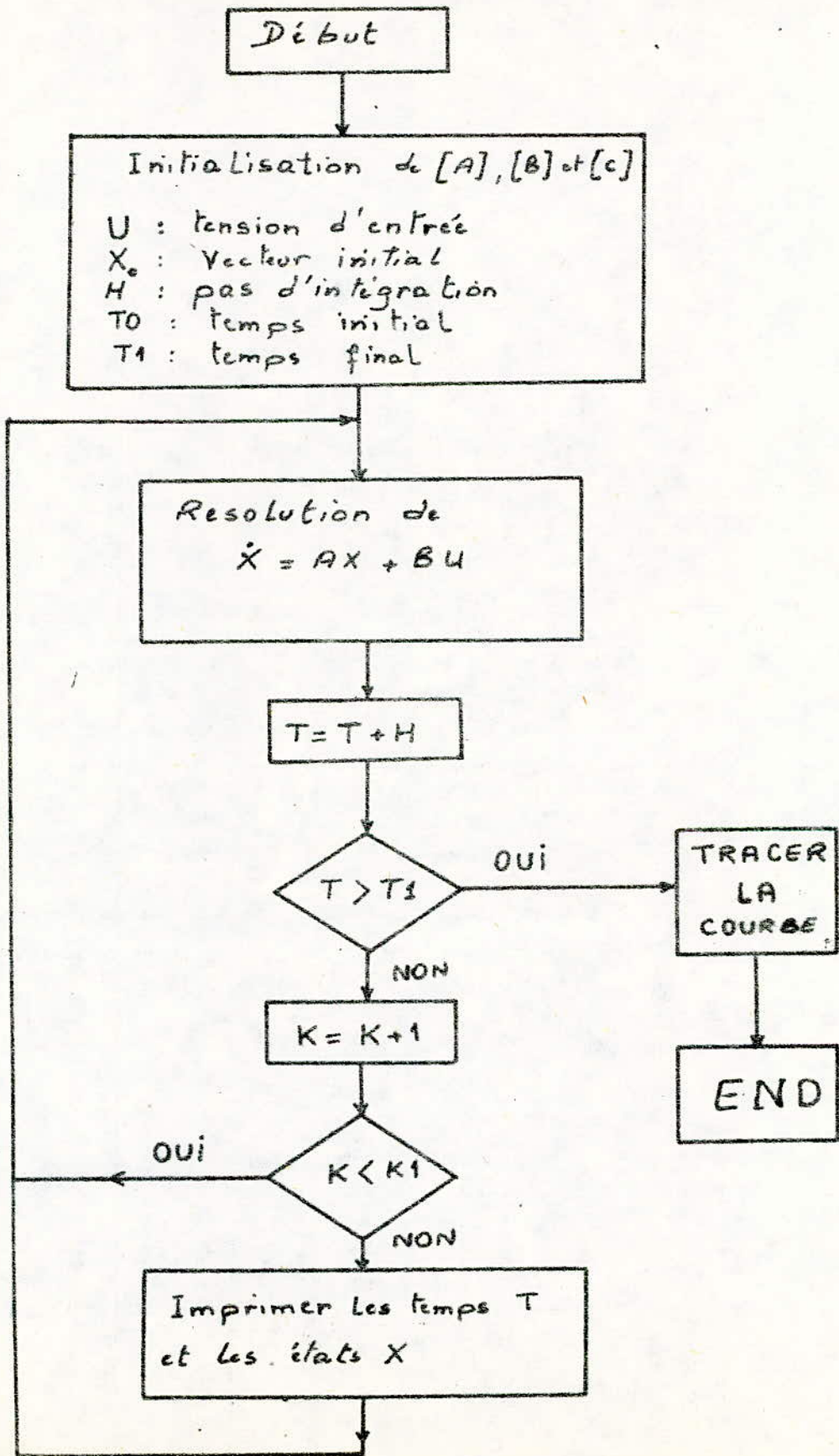
L'état  $X_4$  représente la vitesse ( $\omega$ ).

L'état  $X_3$  représente  $R_i \cdot I_i$ ; d'où en le divisant par la résistance d'induit  $R_i$  on obtient le courant d'induit.

La résolution de ce système par la méthode de :

CRANCK-NICHOLSON (Voir Annexe) nous permet d'obtenir les variations des états  $X_3$  et  $X_4$  en fonction du temps.

# Organigramme pour tracer les courbes de reponse en courant et en vitesse



\*\*\* COURBE DE VITESSE DU MOTEUR A VIDE  $W=f(t)$ . \*\*\*

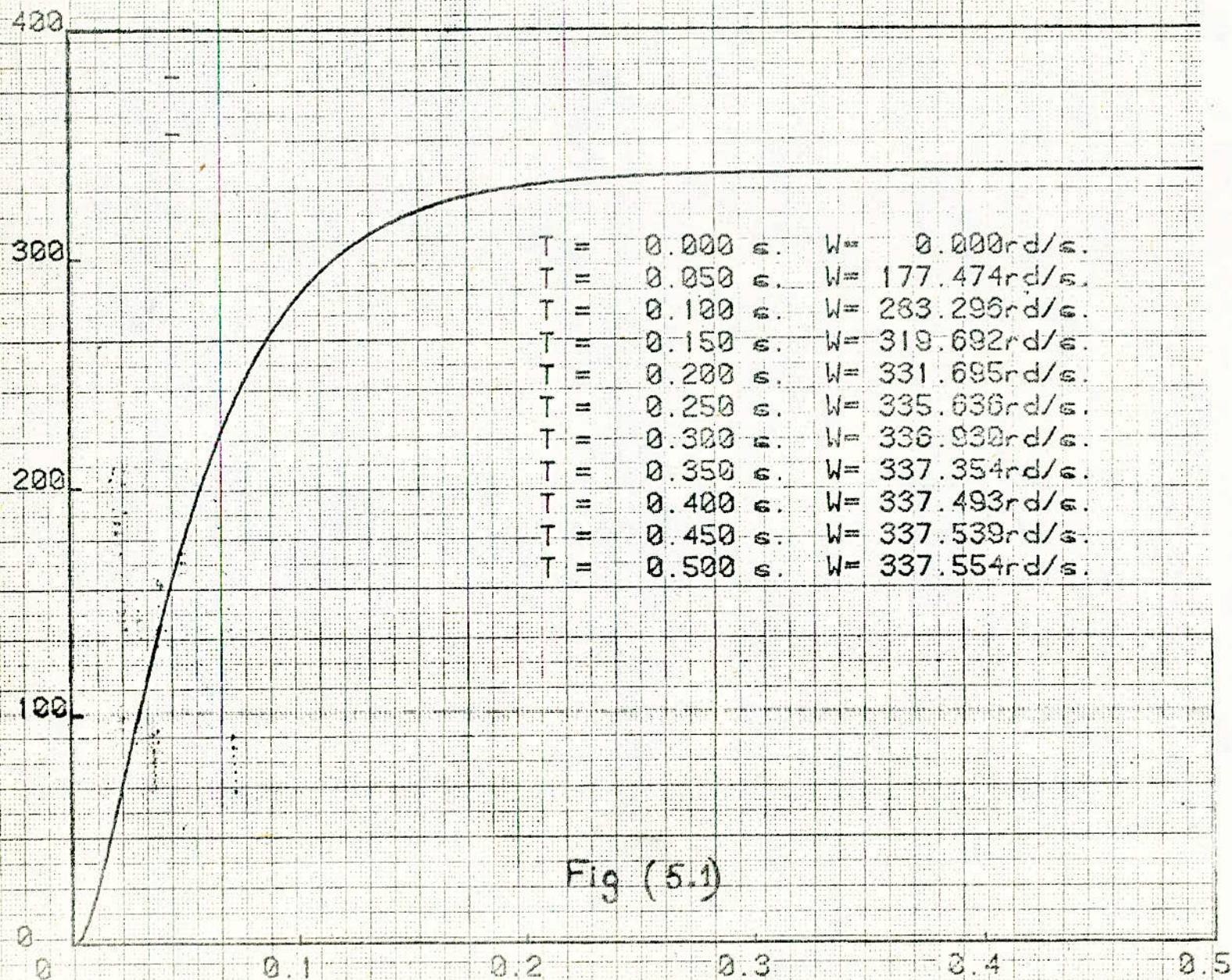


Fig (5.1)

\*\*\* COURBE DE COURANT DU MOTEUR A VIDE  $I=f(t)$  \*\*\*

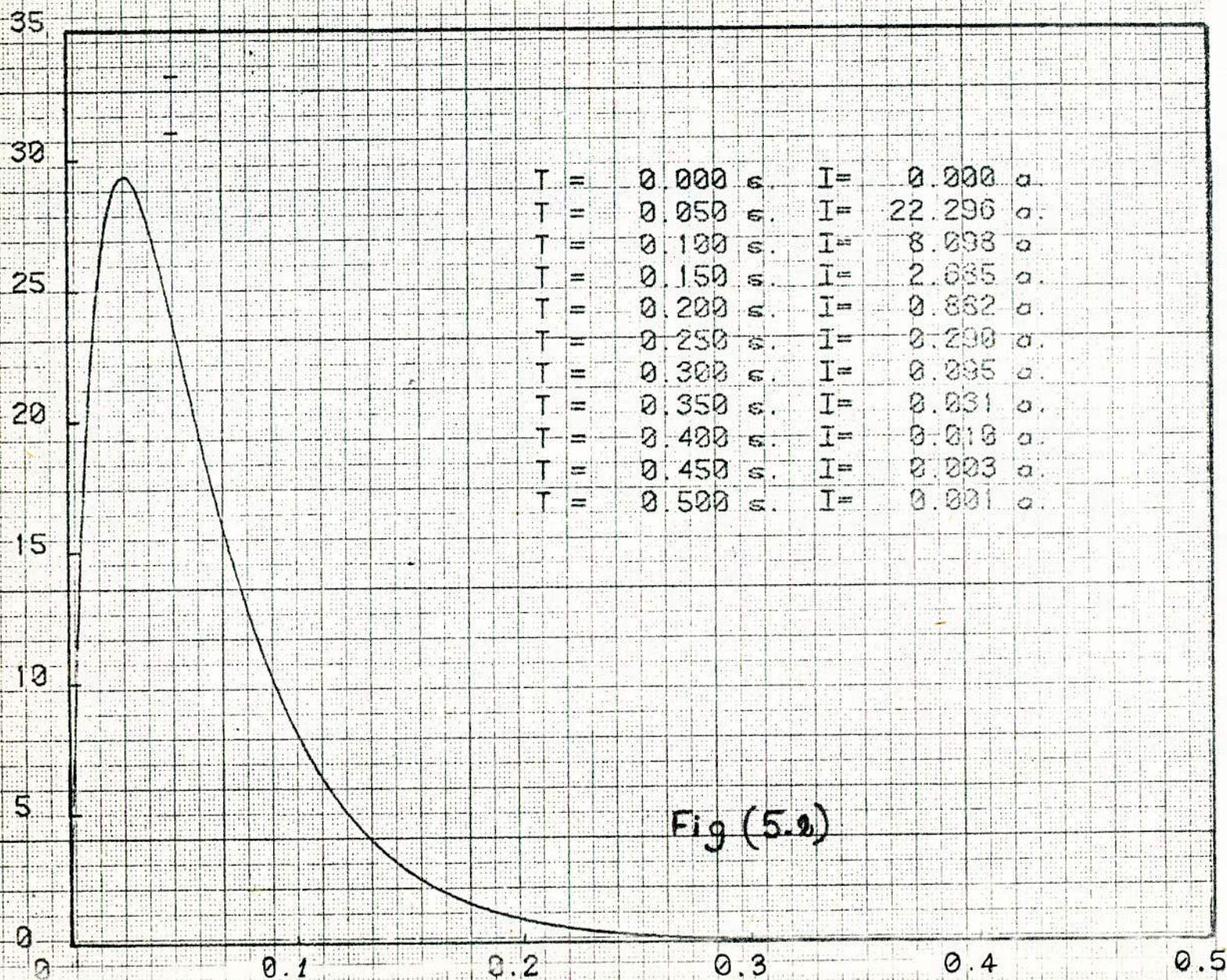


Fig (5.2)



\*\*\* COURBE DE VITESSE DU MOTEUR EN CHARGE  $w=f(t)$  \*\*\*  
 SYSTEME EN BOUCLE OUVERTE

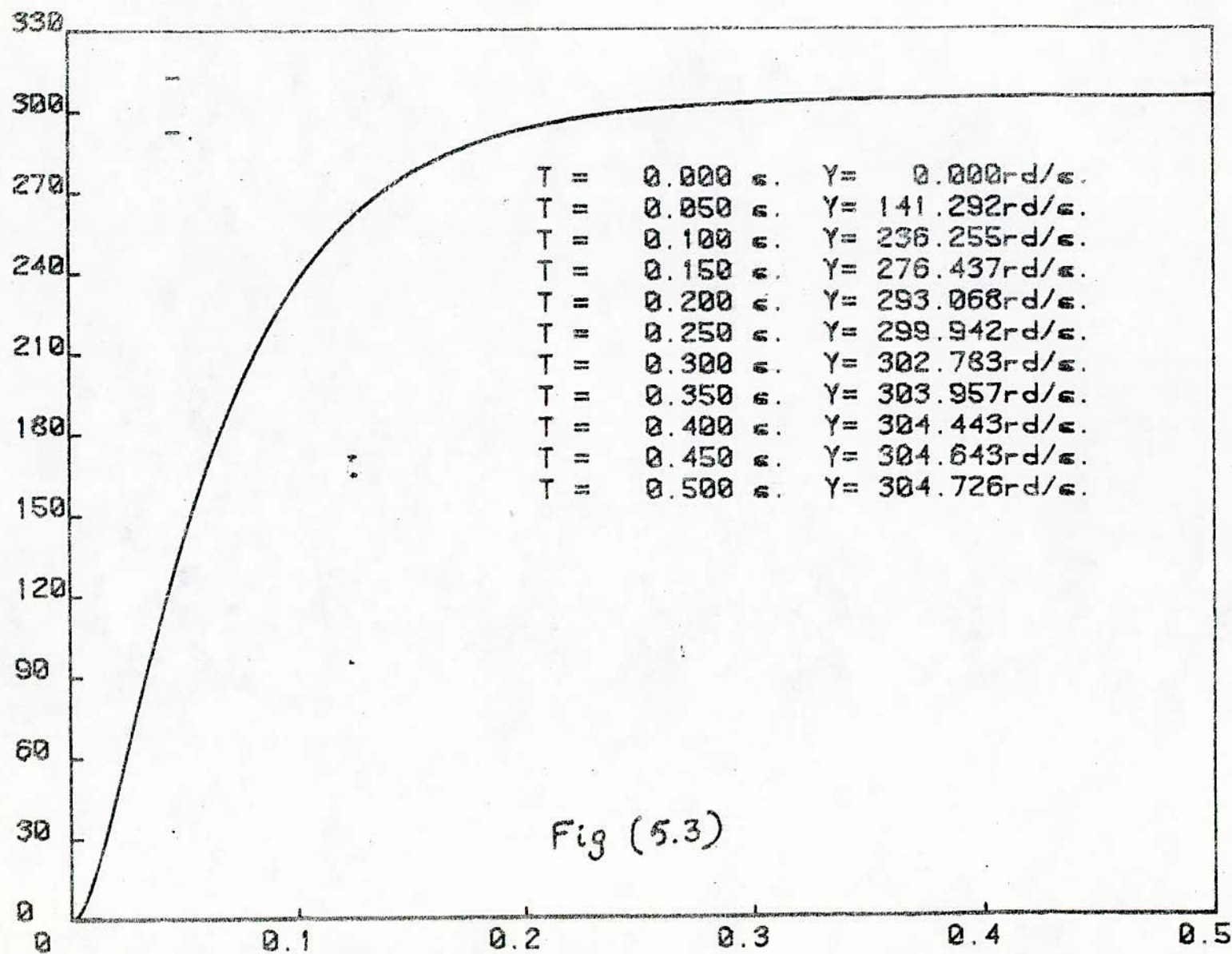


Fig (5.3)

\*\*\* COURBE DE COURANT DU MOTEUR EN CHARGE I=f(t) \*\*\*

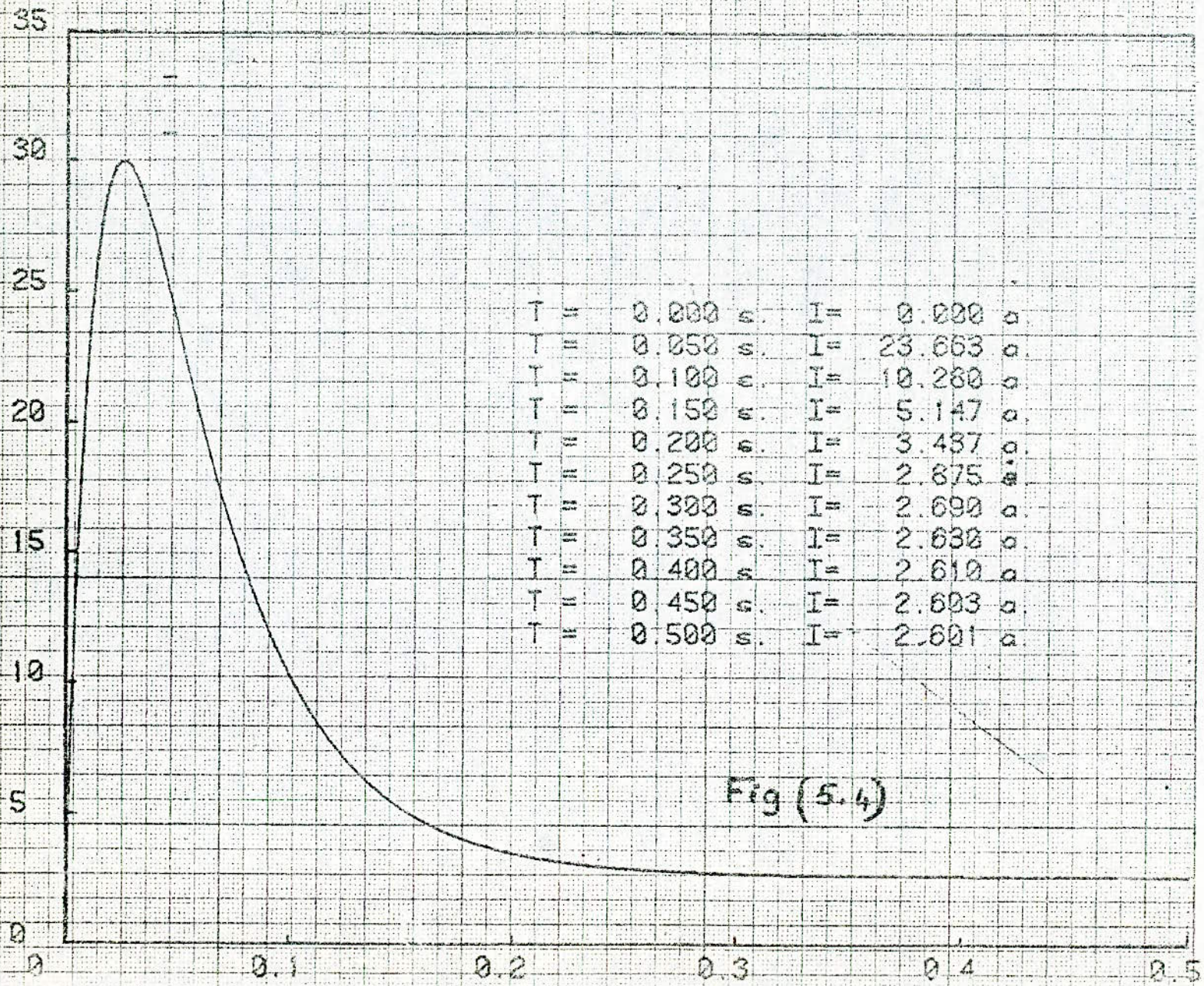


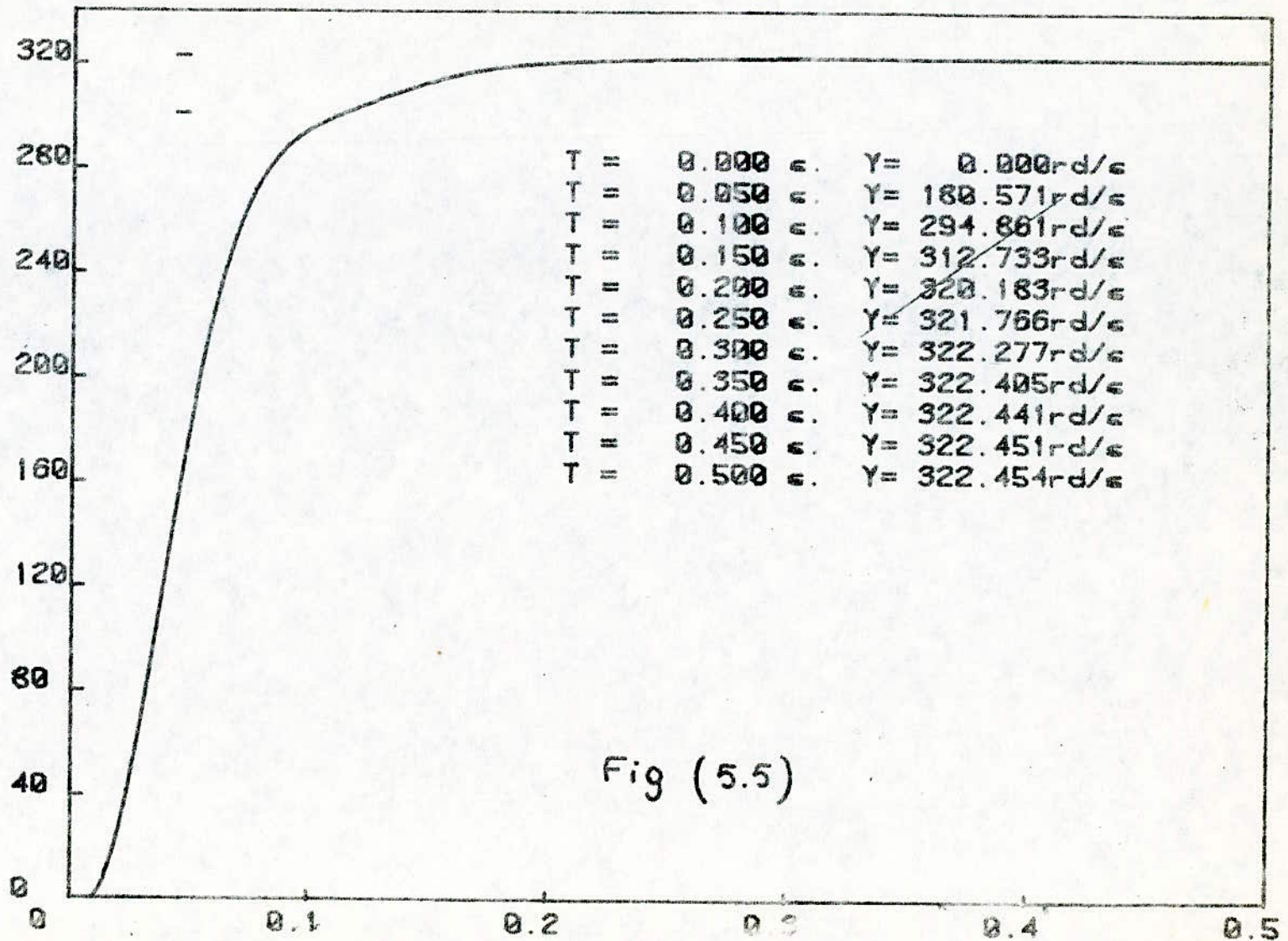
Fig (5.4)

\*\*\* COURBE DE VITESSE EN CHARGE

$w=f(t)$

\*\*\*

SYSTEME EN BOUCLE FERMEE EN VITESSE ET EN COURANT



\*\*\* COURBE DE COURANT EN CHARGE

$w=f(t)$

\*\*\*

SYSTEME EN BOUCLE FERMEE EN VITESSE ET EN COURANT

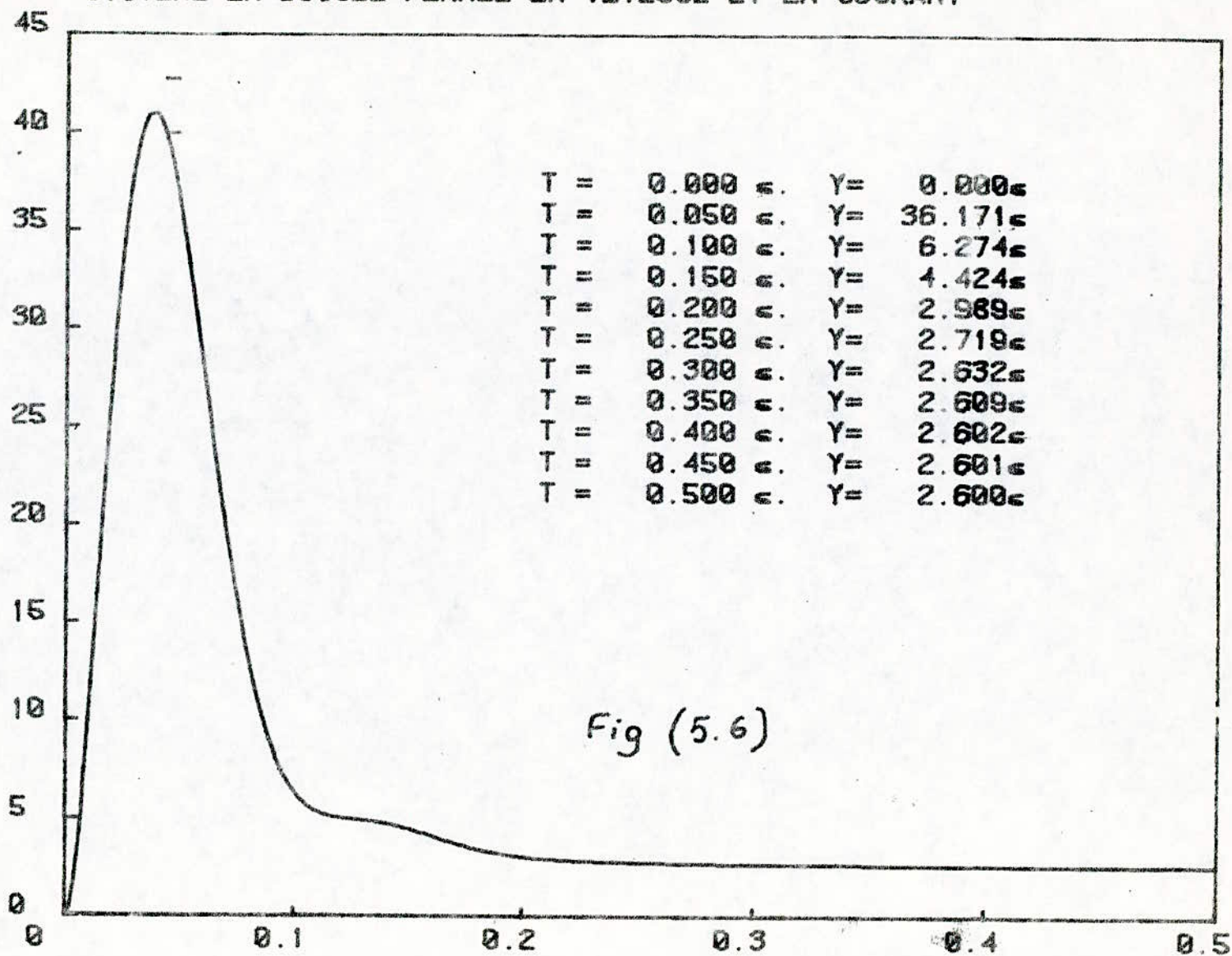


Fig (5.6)

## Interpretation

La simulation du système en boucle ouverte nous a permis d'obtenir les figures (5.1), (5.2), (5.3), (5.4) et en boucle fermée, on a les figures (5.5) et (5.6).

1<sup>o</sup> - En comparant les courbes de vitesses du moteur en boucle ouverte et en boucle fermée, nous constatons :

- Une amélioration du temps de montée qui passe de 0,2 seconde en boucle ouverte à 0,13 seconde en boucle fermée.
- L'erreur statique devient faible. Elle passe de 9,6% en boucle ouverte à 4,3% en boucle fermée.

2<sup>o</sup> - Pour les courbes de courant du moteur, on constate que le courant de démarrage augmente ; il passe de 30 Amperes en boucle ouverte à 41 Amperes en boucle fermée. Ceci est dû au fait que la caractéristique mécanique du moteur a été relevé.

## V.2 Transitoire du circuit d'inducteur

### Schéma bloc

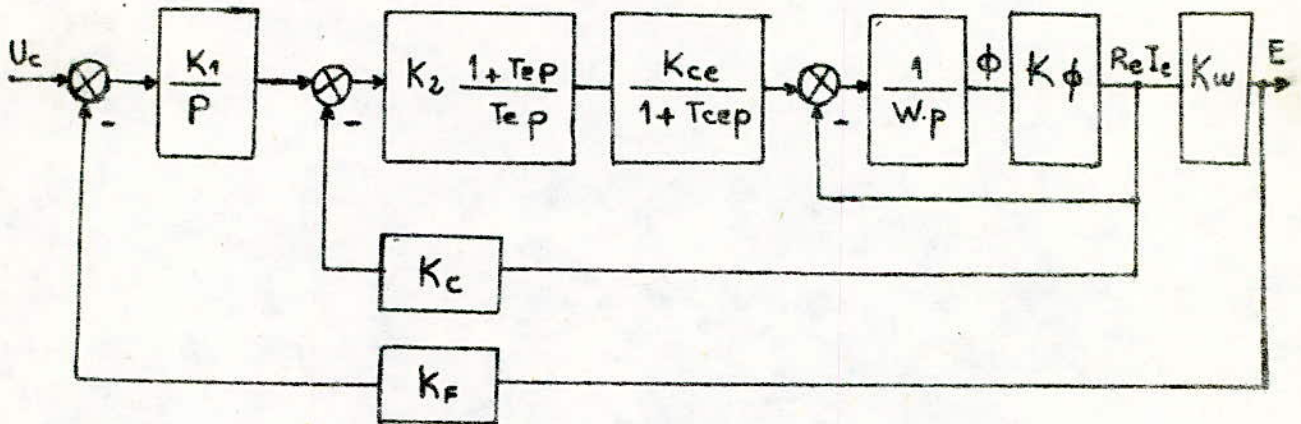


Fig. V.9

Procédant de la même manière que pour le circuit d'induit (voir fig V 90) ; on a les équations d'état suivantes

$$\dot{X}_1 = [U_c - K_F \cdot K_\phi \cdot K_w \cdot X_4]$$

$$\dot{X}_2 = \frac{1}{T_e} [K_1 X_1 - K_c \cdot K_\phi \cdot X_4]$$

$$\dot{X}_3 = \frac{1}{T_{ce}} [K_1 \cdot K_2 \cdot X_1 + K_2 X_2 - X_3 - K_2 \cdot K_c \cdot K_\phi \cdot X_4]$$

$$\dot{X}_4 = \frac{1}{W} [K_{ce} \cdot X_3 - K_\phi \cdot X_4]$$

d'où

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -K_F K_\phi K_w \\ \frac{K_1}{T_e} & 0 & 0 & -\frac{K_c}{T_e} \cdot K_\phi \\ \frac{K_1 \cdot K_2}{T_{ce}} & \frac{K_2}{T_{ce}} & \frac{-1}{T_{ce}} & -\frac{K_2 K_c}{T_{ce}} \cdot K_\phi \\ 0 & 0 & \frac{K_{ce}}{W} & -\frac{1}{W} \cdot K_\phi \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} U_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

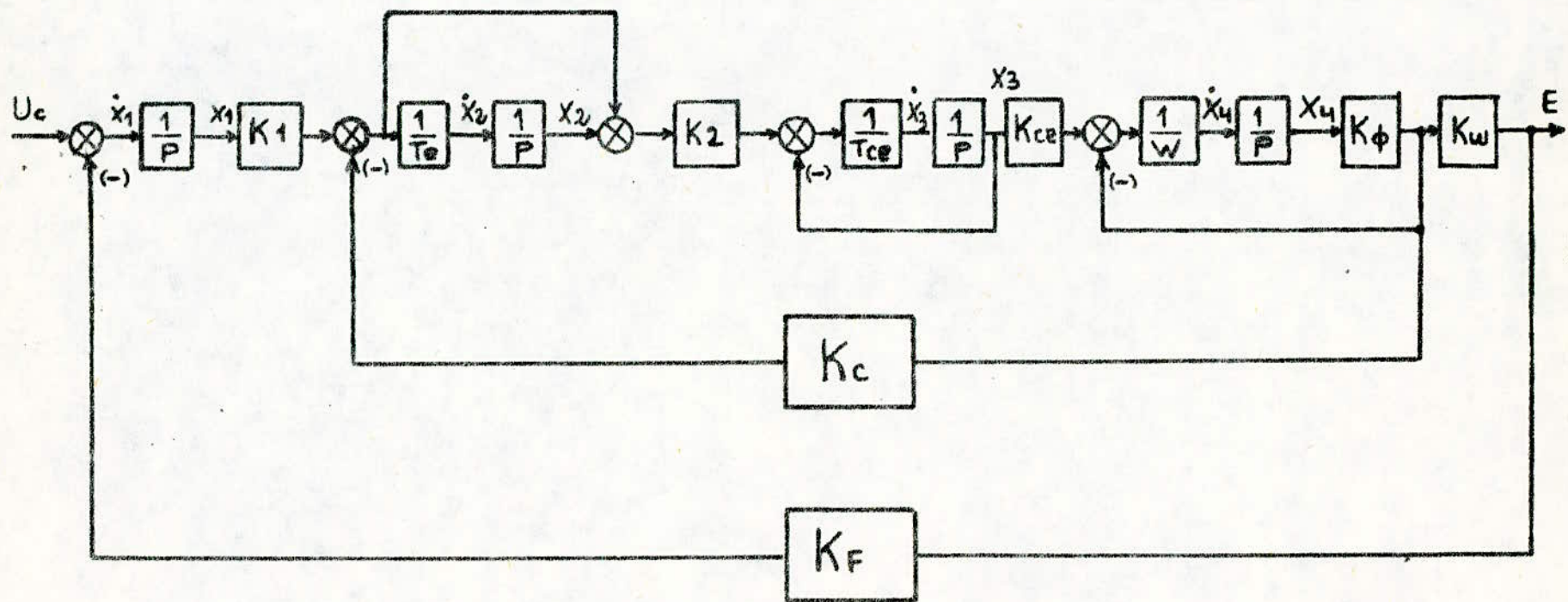


Fig. V 10

avec  $K_1 = \frac{K_c}{4 T_{ce} K_f (K_w)_{\max}}$  et  $K_2 = \frac{T_e}{2 T_{ce} K_{ce} K_c}$

L'état  $X_4$  représente le flux d'excitation  $\phi$ .

La force électromotrice est donnée par :  $E = K_\phi \cdot K_w \cdot X_4$

- Remarque sur la matrice A :

$K_\phi$  et  $K_w$  sont fonctions de l'état  $X_4$  ; donc la matrice A est variable.

- Tracé de la courbe de réponse en force électromotrice :

Pour nous ramener à un système linéaire invariant ( $[A]$  constante), on approxime  $K_\phi$  et  $K_w$  par M portions de droites, de pentes bien définies (voir fig a et b).

Dans notre cas on s'est limité à  $M = 13$ .

Donc à chaque intervalle de définition de ces portions de droites correspond un système d'équations linéaire invariant :

$$\dot{X} = AX + BU$$

qui sera résolu par la méthode de CRANCK-NICHOLSON.

Aux différentes pentes de  $K_\phi$  et  $K_w$  correspondent les vecteurs  $F_1$  et  $F_2$ , et les valeurs des états  $X_4$  correspondant à chacun de ces changements de pentes constituent le vecteur Z (tableau V.1).



$Z(1) = 0,013$	$F_1(1) = 1025,6$	$F_2(1) = 15,6$
$Z(2) = 0,020$	$F_1(2) = 1025,6$	$F_2(2) = 7,5$
$Z(3) = 0,021$	$F_1(3) = 1081,1$	$F_2(3) = 5,8$
$Z(4) = 0,028$	$F_1(4) = 1081,1$	$F_2(4) = 3,2$
$Z(5) = 0,038$	$F_1(5) = 1081,1$	$F_2(5) = 1,5$
$Z(6) = 0,053$	$F_1(6) = 1333,3$	$F_2(6) = 0,8$
$Z(7) = 0,066$	$F_1(7) = 1538,5$	$F_2(7) = 0,4$
$Z(8) = 0,076$	$F_1(8) = 2000$	$F_2(8) = 0,17$
$Z(9) = 0,084$	$F_1(9) = 2500$	$F_2(9) = 0,16$
$Z(10) = 0,091$	$F_1(10) = 2857,1$	$F_2(10) = 0,06$
$Z(11) = 0,096$	$F_1(11) = 4000$	$F_2(11) = 0,05$
$Z(12) = 0,099$	$F_1(12) = 6666,6$	$F_2(12) = 0,05$
$Z(13) = 0,1$	$F_1(13) = 20000$	$F_2(13) = 0,05$

Tableau V.1

$I_E \cdot R_E$  (volt)

200

150

100

50

0,02

0,04

0,06

0,08

0,1

$$R_E \cdot I_E = K \phi(\phi)$$

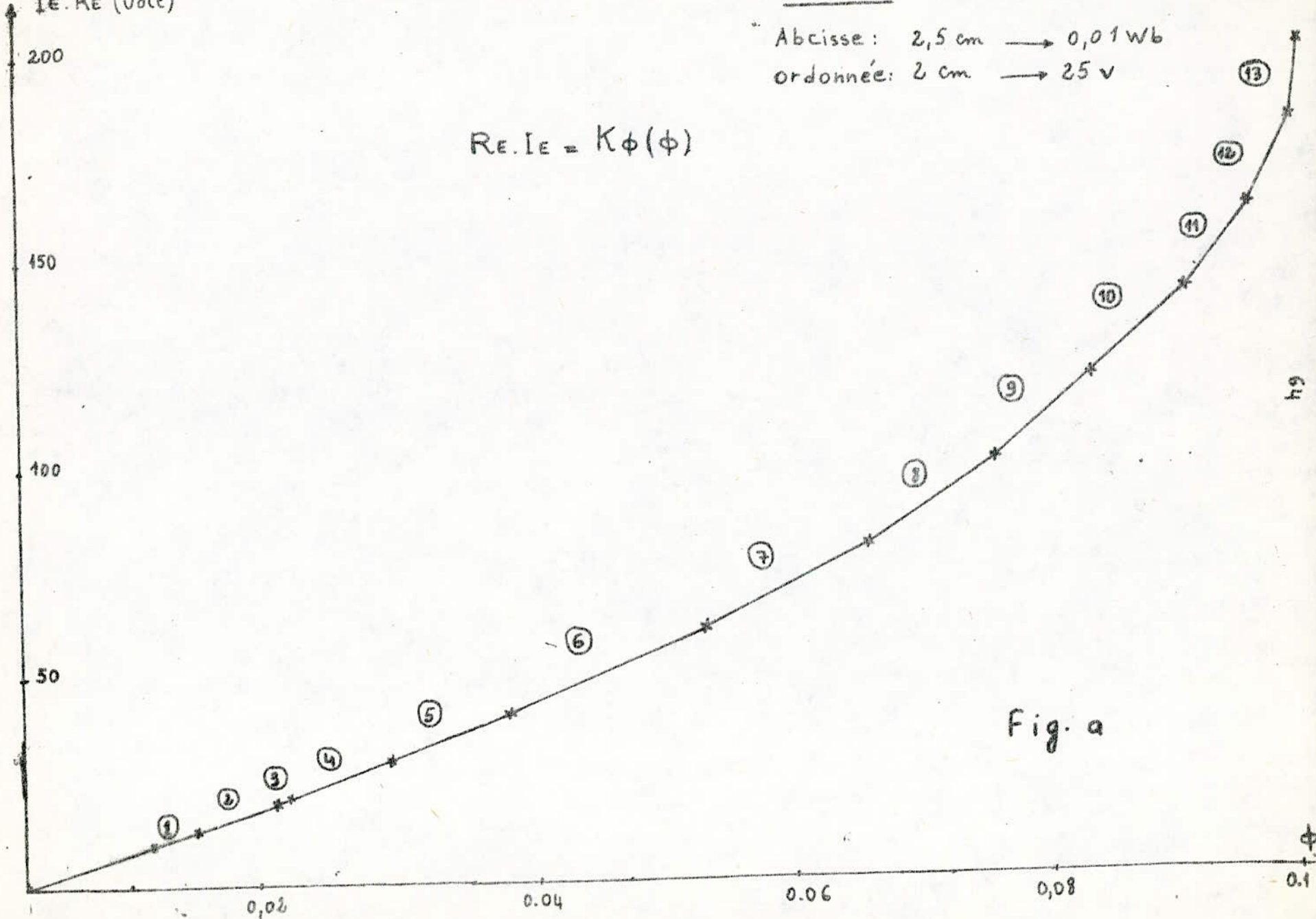
Echelle

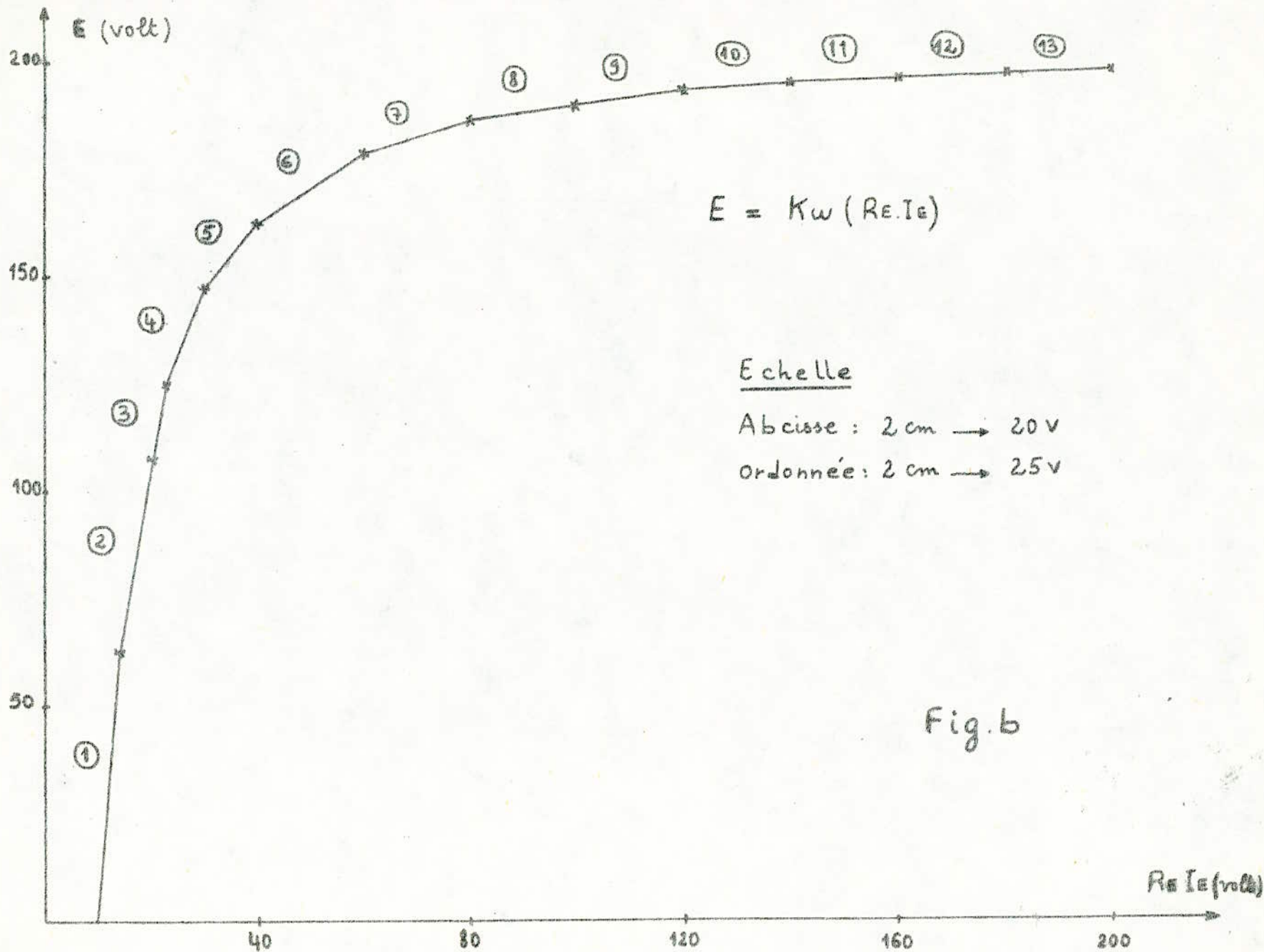
Abcisse: 2,5 cm  $\rightarrow$  0,01 Wb

ordonnée: 2 cm  $\rightarrow$  25 v

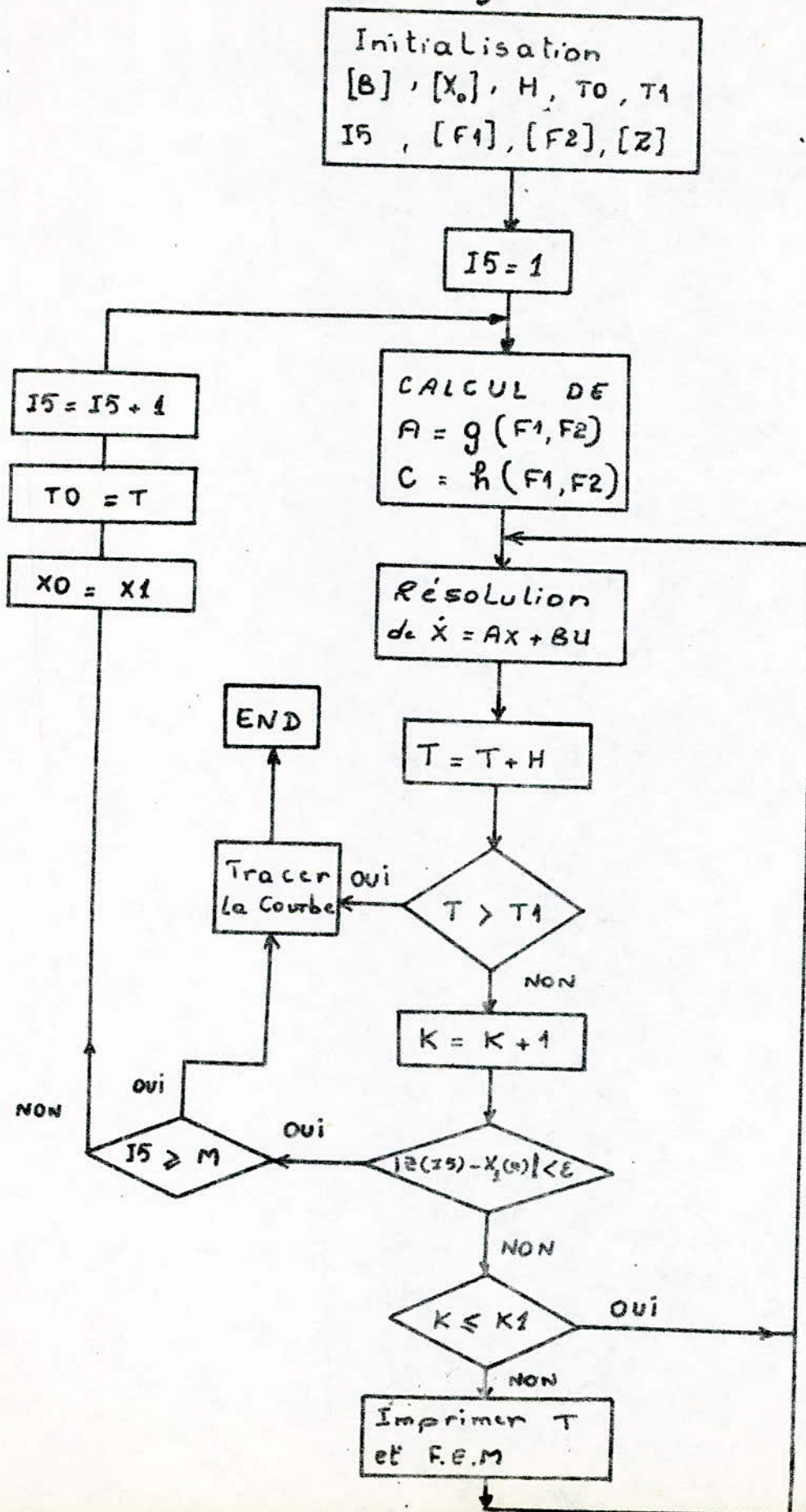
64

Fig. a





## Organigramme



\*\*\* COURBE DE F.E.M.  $E=f(t)$  \*\*\*

\*\*\* SYSTEME EN BOUCLE FERMEE EN COURANT ET EN F.E.M. \*\*\*

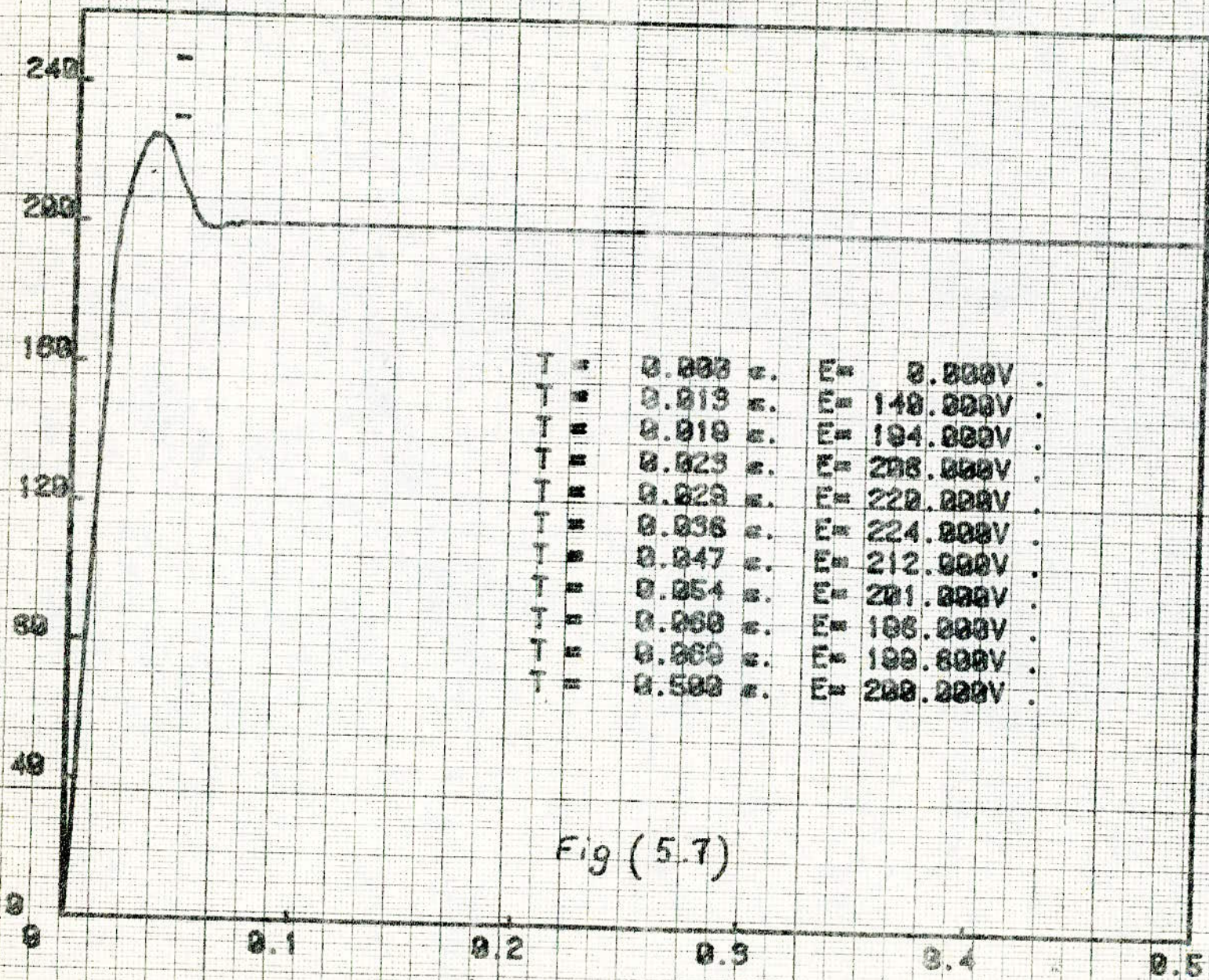


Fig (5.7)

### Interprétation :

La courbe de force électromotrice du système en boucle fermée en courant et en force électromotrice présente un dépassement de 12,5% et un temps de montée de 0,02 seconde.

### Conclusion :

La régulation a amélioré la rapidité du système et réduit l'erreur statique.

Seulement dans le cas du circuit d'induit, l'erreur reste assez importante.

Dans le cas du circuit d'inducteur, l'erreur statique est nulle. Ceci est dû à l'action intégrale du régulateur de force électromotrice. Donc on peut annuler l'erreur statique du circuit d'induit en ajoutant une action intégrale au régulateur de vitesse.

*REALISATION*

## - Générateur d'impulsions

Le générateur d'impulsions complet est présenté à la figure a. Il consiste en deux transistors complémentaires ( $Q_1, Q_2$ ) et un circuit RC.

### - Principe de fonctionnement

Pendant que la capacité  $C_2$  se charge à travers la résistance variable présentée par le circuit d'amplification ( $Q_5, Q_4$ ), la base de  $Q_2$  devient positive par rapport à l'émetteur et  $Q_2$  commence à conduire. Comme le collecteur de  $Q_2$  polarise  $Q_1$  alors ce dernier est sollicité vers son état de conduction. La capacité  $C_2$  se décharge rapidement à travers le transistor  $Q_3$ , donnant une impulsion positive de faible durée appliquée à la grille du thyristor.

Le taux de répétition des impulsions est gouverné par la résistance variable du circuit d'amplification ( $Q_5, Q_4$ ) et la capacité  $C_2$ ; ce qui revient à dire que ce taux est gouverné par la tension de consigne  $U_c$  dans le cas d'un circuit bouclé. Quant à la durée de l'impulsion, elle est commandée par la résistance de  $Q_3$  et la capacité  $C_2$ .

### - Synchronisation des impulsions

Le contrôle du courant dans un circuit à thyristors, suppose qu'on sache l'établir et l'éteindre à des instants connus.

Si une alimentation alternative ou un redresseur est utilisé,



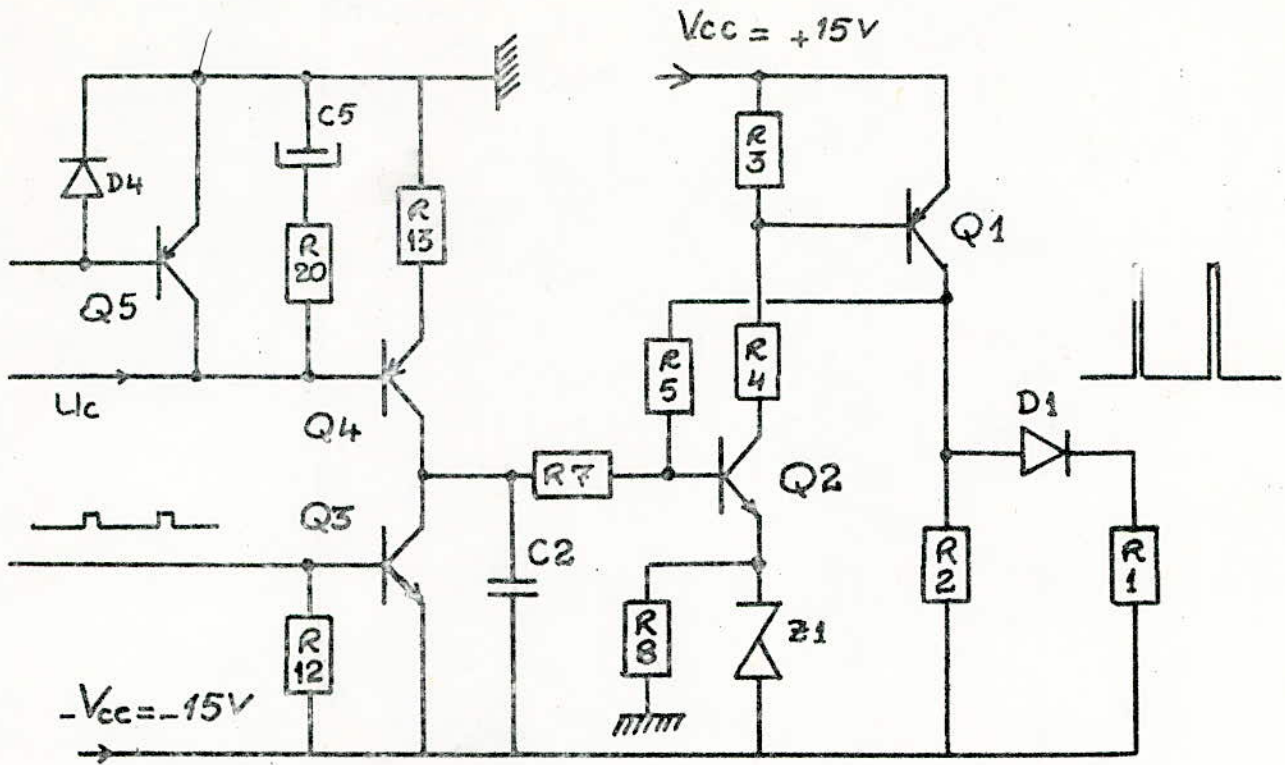


Fig a : Schéma complet du générateur d'impulsion

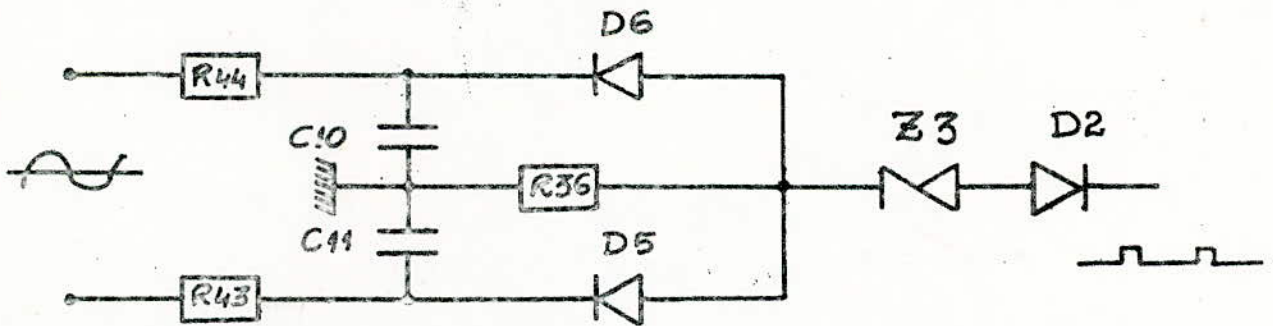


Fig b : Schéma du circuit de synchronisation

Le courant dans le circuit s'annule périodiquement.

Il faut synchroniser le point de commutation sur le début d'un demi-cycle.

La figure b montre qu'après un redressement double alternance, on place une diode Zener pour limiter la sortie du circuit de synchronisation.

La diode  $D_2$  permet uniquement le passage d'impulsions nécessaires au déclenchement du transistor  $Q_3$  et par conséquent la décharge brusque du condensateur  $C_2$ .

#### - Etage de puissance

Ce dernier se base sur un redressement double alternances assuré par une paire de thyristors ( $TH_1$  et  $TH_2$ ) et une paire de diodes de puissance ( $D_{15}$  et  $D_{16}$ ).

Pour un signal continu appliqué sur la grille, la puissance est de 0,5W tandis que l'utilisation d'impulsions (de même amplitude que le signal continu) et de faible durée (60  $\mu$ s dans le cas de notre montage) donne une puissance dissipée de 5W et l'ampérage atteint 1A sous une tension de 5V. L'avantage de la commande par impulsions réside dans le fait que l'attaque de la grille sous tension élevée entraîne la mise en marche rapide du thyristor.

#### - Transformateur d'impulsions :

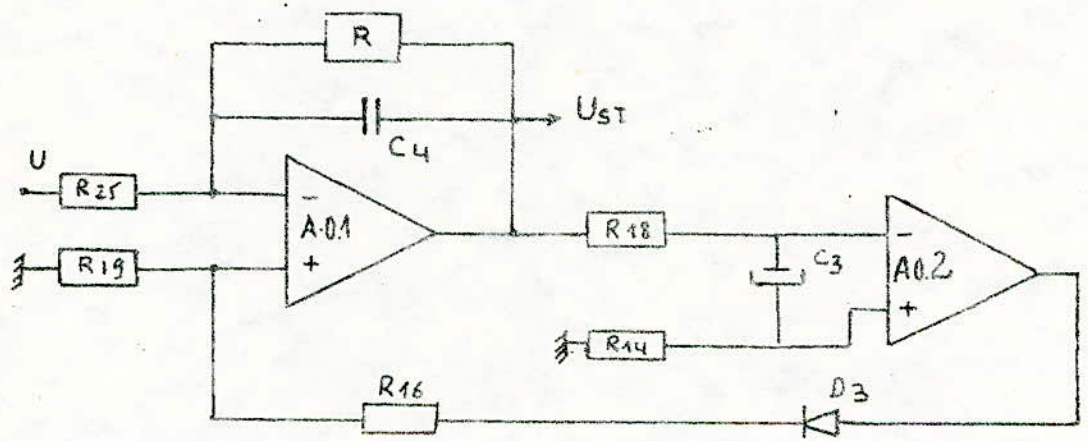
La commande par impulsions s'avère nécessaire pour commander un ou plusieurs thyristors. Comme il n'est pas toujours possible d'utiliser une connexion commune entre le circuit impulsif et l'étage de puissance.

La sortie du générateur d'impulsions attaque un transformateur à large bande qui permet le passage d'impulsions étroites sans atténuation appréciable.

Résultats et tests:

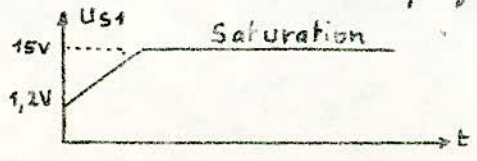
Le montage du dispositif de commande réalisé (Figc) délivre des impulsions de durée 60µs, d'amplitude 5V, de fréquence 100Hz et un angle d'ouverture du thyristor variant de 0 à 180° suivant la tension de commande.

Régulateur de courant:

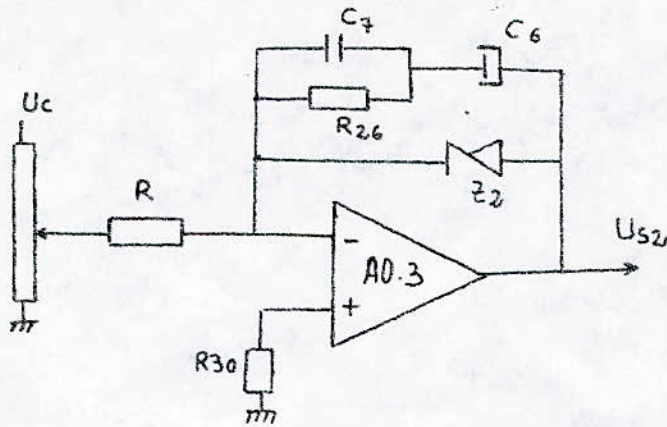


L'intégrateur proportionnel formé par AO.1 est bouclé sur son entrée non inverseuse par l'intermédiaire d'un comparateur. Les tests effectués à l'aide d'un générateur TBF ont montré que la sortie de AO.2 est toujours à l'état de saturation et son basculement ne se fait qu'à des fréquences très basses vu l'existence d'un filtre TBF.

- A la sortie de l'amplificateur opérationnel 1:

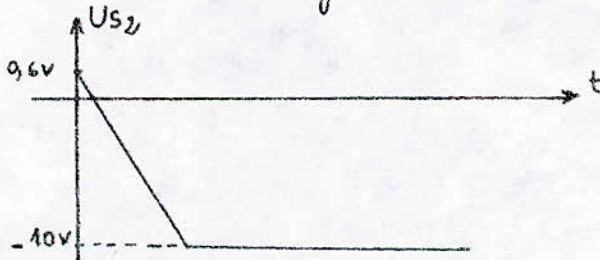


## Régulateur de vitesse



Le potentiomètre sert à ajuster la tension de sortie du régulateur de vitesse qui est limitée à  $-10V$ , cette valeur correspond à la valeur nominale de l'entrée du dispositif de commande.

A la sortie du régulateur on a :



Alimentation du montage :

Nous avons réalisé une alimentation (classique) dont le but est d'alimenter le dispositif de commande et les différents amplificateurs opérationnels utilisés dans le montage. Notre alimentation délivre les tensions continues  $+15V$ ,  $-15V$ ,  $+30V$  et un signal d'attaque du dispositif de commande ( $+5V$ ). Les éléments ont été choisis de façon à avoir un débit suffisant de courant.

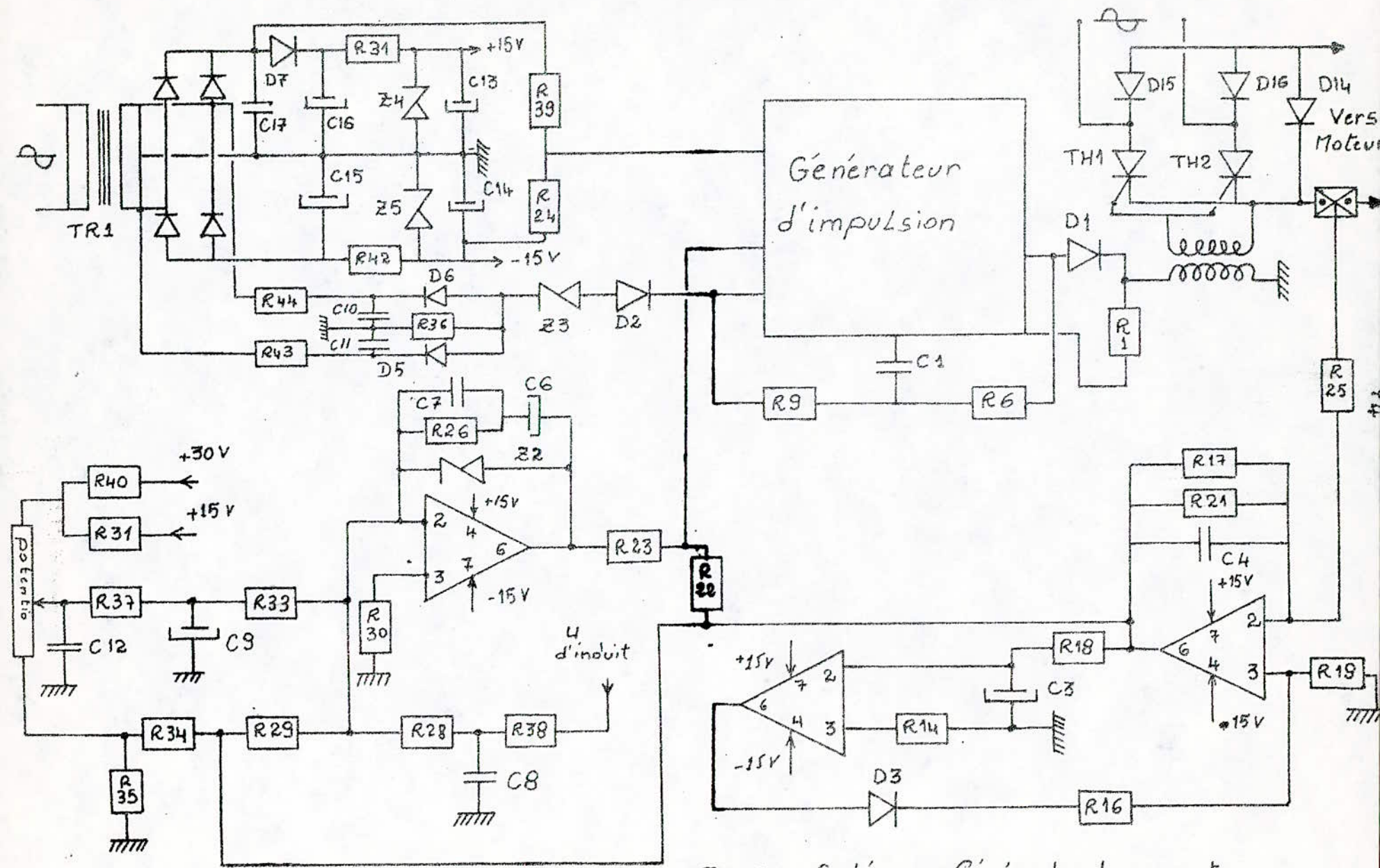


Fig C : Schéma Général du montage

## CONCLUSION

Toutes les difficultés rencontrées lors de notre réalisation nous ont aidé à mieux voir l'importance de ce travail.

Du au manque de matériel sur lequel a été fait notre étude nous avons testé sur un moteur à courant continu de 100volts, et par simple action de la tension de commande, nous avons pu varier la vitesse de rotation et visualiser sur oscilloscope les variations de la tension d'alimentation du moteur.

Les résultats ont été satisfaisant.

Nous avons simulé sur ordinateur :

- Le moteur et son système de régulation par l'induit.
- Le moteur et son système de régulation par l'inducteur.

Nos résultats nous ont permis d'envisager une amélioration au niveau du régulateur de vitesse par l'utilisation d'une structure PI.

En vue d'une continuité de notre travail, nous envisageons :

- Le calcul et choix des paramètres du calculateur de paramètres et sa réalisation.
- Une simulation sur ordinateur du moteur avec le système complet, comprenant les circuits d'induit, d'inducteur et le calculateur de paramètres.

*ANNEXE*

# RESOLUTION PAR LA METHODE DE CRANK-NICHOLSON

de  $\dot{X} = AX + BU$

La méthode de CRANK-NICHOLSON s'applique aux systèmes linéaires invariants (A et B constantes)

Soit  $u_t$  la valeur de  $u(t)$  au temps  $t$

et  $h$  le pas d'intégration (ou incrément)

$X_t$  et  $X_{t+h}$  peuvent être développés en séries de Taylor

$$X_{t+h} = X_t + h\dot{X}_t + \frac{h^2}{2}\ddot{X}_t + \dots \quad (1)$$

$$X_t = X_{t+h} - h\dot{X}_{t+h} - \frac{h^2}{2}\ddot{X}_{t+h} - \dots \quad (2)$$

Si on néglige les termes d'ordre supérieure à 2  
La différence des équations (1) et (2) donne :

$$X_{t+h} - X_t = \frac{h}{2}\dot{X}_t + \frac{h}{2}\dot{X}_{t+h} + \frac{h^2}{4}\ddot{X}_t - \frac{h^2}{4}\ddot{X}_{t+h}$$

$$X_{t+h} - X_t = \frac{h}{2}(AX_t + BU_t) + \frac{h}{2}(AX_{t+h} + BU_{t+h}) + \frac{h^2}{4}(A^2X_t + ABU_t + B\ddot{U}_t) - \frac{h^2}{4}(A^2X_{t+h} + ABU_{t+h} + B\ddot{U}_{t+h})$$

On en déduit finalement l'expression de  $X_{t+h}$  en fonction de  $X_t$

$$X_{t+h} = \left(I - \frac{h}{2}A + \frac{h^2}{4}A^2\right)^{-1} \left(I + \frac{h}{2}A + \frac{h^2}{4}A^2\right) X_t + \left(I - \frac{h}{2}A + \frac{h^2}{4}A^2\right)^{-1} \left[ \left(I + \frac{h}{2}A\right) \frac{h}{2} BU_t + \left(I - \frac{h}{2}A\right) \frac{h}{2} BU_{t+h} + \frac{h^2}{4} B\ddot{U}_t - \frac{h^2}{4} B\ddot{U}_{t+h} \right] \quad (3)$$



L'expression (3) permet d'intégrer pas à pas les systèmes  $\dot{X} = AX + BU$  en évaluant  $X_{t+h}$  en fonction de  $X_t$  connaissant  $U_t$  et  $U_{t+h}$ ;  $\dot{U}_t$  et  $\dot{U}_{t+h}$ .

Propriété de la méthode

La méthode est stable pour tout  $h$ , pourvu que les valeurs propre de :

$$\Gamma = \left( I - \frac{h}{2} A + \frac{h^2}{4} A^2 \right)^{-1} \left( I + \frac{h}{2} A + \frac{h^2}{4} A^2 \right)$$

soient inférieurs à 1.

## Composants relative aux circuits de regulation :

### Resistances :

$$R14 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R15 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R16 = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R17 = 62 \text{ k}\Omega$$

$$R18 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R19 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R21 = 47 \text{ k}\Omega$$

$$R22 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R23 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R24 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R26 = 22 \text{ k}\Omega$$

$$R27 = 150 \text{ k}\Omega$$

$$R29 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R30 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R31 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R32 = 1 \text{ M}\Omega$$

$$R33 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R34 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R35 = 220 \Omega$$

$$R37 = 15 \text{ k}\Omega$$

$$R38 = 220 \text{ k}\Omega$$

$$R40 = 47 \text{ k}\Omega$$

### Capacités :

$$C3 = 47 \mu\text{F} / 20 \text{ V}$$

$$C4 = 0,22 \mu\text{F} / 250 \text{ V}$$

$$C6 = 4,7 \mu\text{F} / 63 \text{ V}$$

$$C7 = 0,1 \mu\text{F} / 100 \text{ V}$$

$$C8 = 33 \text{ nF} / 250 \text{ V}$$

$$C9 = 4,7 \mu\text{F} / 63 \text{ V}$$

$$C12 = 0,22 \mu\text{F} / 250 \text{ V}$$

$$\text{Diode : } D3 = 1\text{N} 4148$$

$$\text{Diodes Zener : } Z2 = 1\text{N} 757 \text{ A}$$

$$\text{Ampli opérationnel : } 3 \times 1 \text{ MA} 741$$

$$\text{Potentiometre : } 10 \text{ k}\Omega$$

Composants relative aux dispositifs de commande

Résistances :

$$R1 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R2 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R3 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R4 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R5 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R6 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R7 = 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$R8 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R9 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R10 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R12 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R13 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R20 = 220 \Omega$$

Capacités

$$C1 = 33 \text{ nF} / 250 \text{ V}$$

$$C2 = 0,22 \text{ }\mu\text{F} / 250 \text{ V}$$

$$C5 = 100 \text{ }\mu\text{F} / 25 \text{ V}$$

Diodes

$$D1 = 1\text{N}4003$$

$$D4 = 1\text{N}4148$$

Diodes Zener

$$Z1 = \text{BZX}85\text{C}6\text{V}8$$

Transistors

$$Q1 = 2\text{N}2907$$

$$Q4 = 2\text{N}2907$$

$$Q2 = 2\text{N}2322\text{A}$$

$$Q5 = 2\text{N}2907$$

$$Q3 = 2\text{N}2322\text{A}$$

Un Transformateur d'impulsion rapport unité

Composants relative à l'étage de puissance

Résistances :

$$R_{45} = 470 \Omega$$

$$R_{46} = 220 \Omega$$

Capacités :

$$C_{18} = 0,47 \mu F / 250 V$$

$$C_{20} = 0,22 \mu F / 250 V$$

Diodes :

$$D_{14} = 1N 2006 B$$

$$D_{15} = 1N 2006 B$$

$$D_{16} = 1N 2006 B$$

Thyristors : TH1 , TH2 . S6010 L

Composants relative à l'alimentation du montage

Résistances :  $R_{33} = 1 k\Omega$  ,  $R_{42} = 1 k\Omega$

$$R_{39} = 33 k\Omega$$
 ,  $R_{24} = 33 k\Omega$

Capacités :  $C_{13} = 10 \mu F / 63 V$  ,  $C_{16} = 0,22 \mu F / 250 V$

$$C_{14} = 10 \mu F / 63 V$$
 ,  $C_{17} = 10 \mu F / 63 V$

$$C_{15} = 10 \mu F / 63 V$$

Diodes :  $D_7 = 1N 4003$

Diodes Zener :  $Z_4 = BZY 85 C15$  ,

$$Z_5 = BZY 85 C15$$
 ,

1 Pont de diodes : B500C2'5

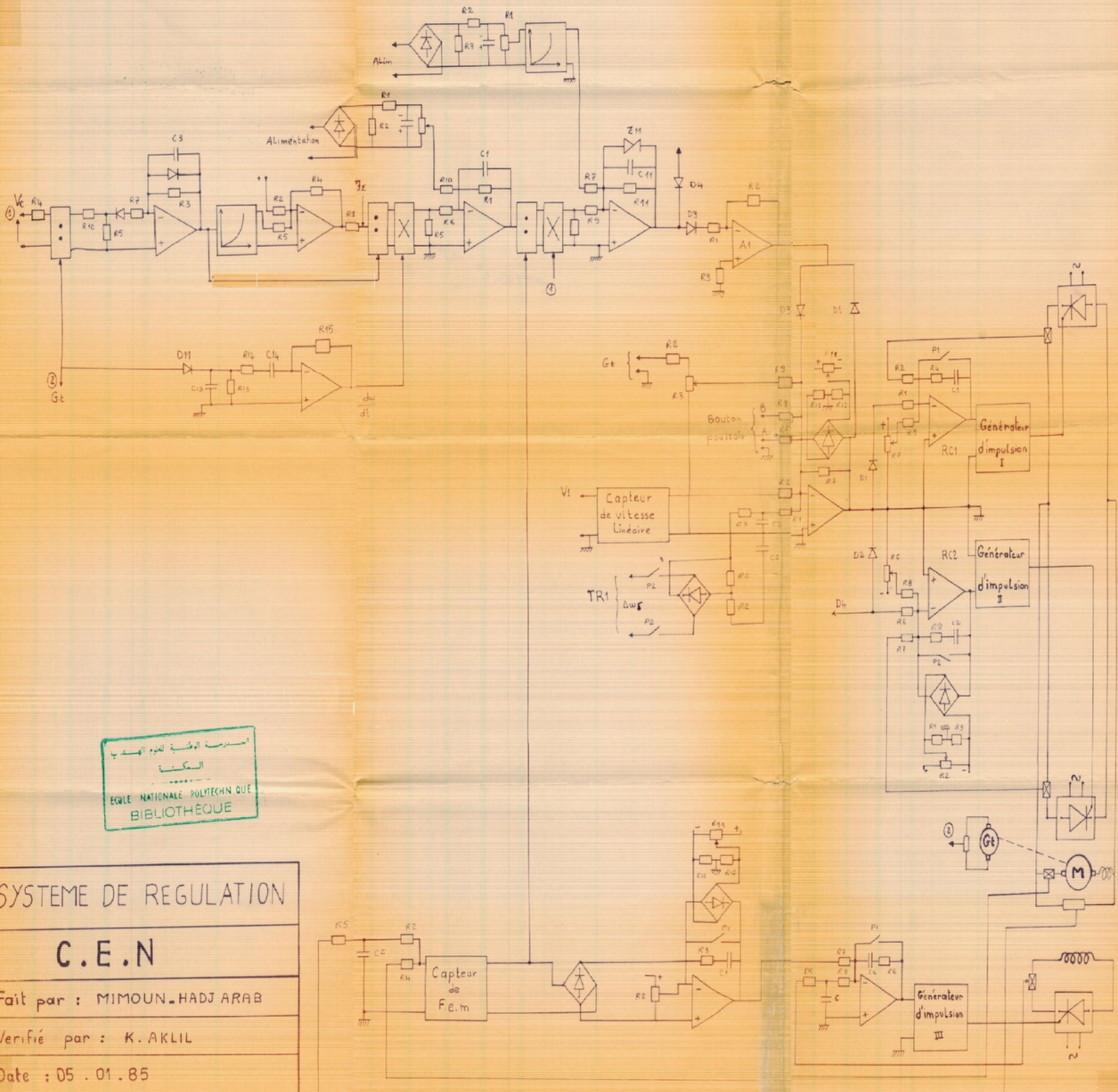
1 Transformateur :  $2 \times 24 V$  , 2 A

## Caractéristiques du moteur

Puissance nominale	368 W
Vitesse nominale	3000 tr/mn
moment d'inertie	$1,6 \cdot 10^{-3} \text{ Kg.m}^2$
moment d'inertie total	$3,2 \cdot 10^{-3} \text{ Kg.m}^2$
tension d'induit nominale	160 V
Courant d'induit nominal	2,6 A
tension d'inducteur nominale	200 V
Courant d'inducteur nominal	0,16 A
resistance d'induit ( $R_i$ )	4,2 $\Omega$
inductance d'induit ( $L_i$ )	$47 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
resistance d'inducteur ( $R_e$ )	1180 $\Omega$
inductance d'inducteur	37 H
nombre de spires de la bobine d'excitation ( $W$ )	640
constante de temps électrique d'induit ( $T_i$ )	0,011 s
Constante de temps mécanique ( $T_m$ )	0,06 s
Constante de temps électrique d'inducteur ( $T_e$ )	0,031 s
$C_\phi$	0,474

# BIBLIOGRAPHIE

1. La commande automatique dans l'industrie  
N.M. Morris Editions Masson & CIE 1973
2. Circuits électriques et automatisation de la production  
métallurgique - Par Vassili Parlovitch - BITCHKOV.  
Moscou. "Ecole supérieure" 1977
3. Calcul de circuits automatiques - Par D<sup>r</sup> SOKOLOV  
Ministère de l'enseignement spécial supérieur et moyen  
de l'URSS - Moscou 1974
4. Electronique de réglage et de commande. Par H Bühler  
Volume XVI - Ecole Polytechniques Fédérale de Lausanne.  
Editions Georgi - 1979
5. E.J. DAVISON "A high-order Cranch Nicholson  
technique for solving differential equations". Computer.  
vol 10, pp 195 - 197, August 1967
6. DATA BOOK Thyristor
7. DATA BOOK diode et transistor



امدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
المكنة  
Ecole Nationale Polytechnique  
BIBLIOTHÈQUE

SYSTEME DE REGULATION  
C.E.N  
Fait par : MIMOUN HADJ ARAB  
Verifié par : K. AKLIL  
Date : 05 . 01 . 85