

*20x*

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT **ELECTRONIQUE**

## PROJET DE FIN D'ETUDES

### SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN VARIATEUR  
ELECTRONIQUE DE VITESSE POUR MOTEUR  
A COURANT CONTINU

Proposé par : M. BETTAYEB  
M. AKLIL

Etudié par : M<sup>elle</sup> M. OUZIDANE  
M. A. GADIRI

Dirigé par : M. AKLIL



PROMOTION **JUN 1984**

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

## ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

# PROJET DE FIN D'ETUDES

### SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN VARIATEUR  
ELECTRONIQUE DE VITESSE POUR MOTEUR  
A COURANT CONTINU

Proposé par : M. BETTAYEB  
M. AKLIL

Etudié par : Melle M. OUZIDANE  
M. A. GADIRI

Dirigé par : M. AKLIL



PROMOTION : JUIN 1984

## - Remerciements -

Nous remercions vivement M<sup>r</sup> TATAH Directeur du CDCE pour nous avoir accueillis dans son centre ainsi que M<sup>r</sup> BETTAYEB chef du laboratoire "instrumentation et contrôle" et M<sup>r</sup> AKLIL assistant chercheur pour le sujet qu'ils nous ont proposé.

Nos remerciements vont aussi à M<sup>rs</sup> SELLAL, ABDELLAH-KHODJA, BORSALI et DAHMANI pour l'aide qu'ils nous ont apportée lors de l'élaboration de notre travail.

Que tous les professeurs qui ont contribué à notre formation trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

# SOMMAIRE

INTRODUCTION	1
But du projet	3
Synoptique	4
1 <sup>ère</sup> PARTIE	
CHAPITRE I MOTEUR A COURANT CONTINU	5
Régime statique	5
Régime dynamique	6
CHAPITRE II COMMANDE DU MOTEUR	8
A. Etage de puissance	8
B. Générateur d'impulsions	13
Principe de fonctionnement - Synoptique	15
Schéma électrique	18
Fonction de transfert de l'étage de puissance.	18
CHAPITRE III REGULATION	20
Généralités sur les boucles de régulation	20
Schéma électrique général d'un régulateur	21
Etude des circuits de régulation	22
2 <sup>ème</sup> PARTIE	
ETUDE DYNAMIQUE	31
Introduction	31
Schéma bloc du système complet	31
Résolution du système.	32

## 3<sup>ème</sup> PARTIE

REALISATION ET TESTS	49
Dispositif de commande des gachettes	49
Alimentation du moteur	51
Régulateurs	53
Affichage numérique de la vitesse	54
Alimentation des différents circuits	58
Schéma complet du variateur de vitesse	59
Schéma de l'affichage numérique	60
Schéma de l'alimentation	61
CONCLUSION	62

# INTRODUCTION

Les entraînements électromécaniques à vitesse variable constituent l'application la plus importante de l'électronique industrielle, telle que pour les tables traçantes, scanners, robots, machines outils, laminoirs, groupes imprimeurs, machines à filer, ascenseurs et téléphériques. Enfin toutes les machines utilisant des moteurs.

Chaque système étant spécifique quant à ses caractéristiques d'emploi, il convient d'assurer à chacun la vitesse nominale demandée pour un fonctionnement correct.

De plus une marche synchrone relative des moteurs travaillant ensemble doit être garantie pour éviter une rupture de papier par exemple lors de la fabrication de papier ou d'une fibre synthétique dans les machines textiles.

D'où la nécessité d'un entraînement réglé qui fait appel non seulement à l'électronique de puissance, mais aussi à l'électronique de réglage et de commande.

Ces entraînements utilisent des moteurs synchrones, asynchrones ou à courant continu. Bien que de construction plus complexe, ce dernier demeure le plus utilisé car on peut faire varier sa vitesse simplement au moyen d'une tension continue variable. Les différents procédés de réglage de cette tension sont :

- Rhéostat en série avec l'induit : A cause des pertes calorifiques par effet Joule c'est un procédé antiéconomique qui ne peut être envisagé que pour de très petits moteurs de faible puissance.
- Inductances saturables : Contrairement au procédé précédent, elles sont utilisées pour de fortes puissances jusqu'à une centaine de kilowatts.
- Système Ward-Léonard : Un moteur alternatif asynchrone entraîne une génératrice à courant continu qui alimente l'induit d'un moteur bipolaire à excitation constante. En faisant varier l'excitation de la génératrice on fait varier la tension du moteur continu, donc sa vitesse de rotation. Outre les matériels mis en jeu et l'encombrement, l'ennui principal provient du faible rendement de ce système. Il est égal au produit des rendements des trois machines. Si chaque rendement est de 85%, le rendement global n'est que de 61%. Au vu d'un tel rendement et système qu'il faudrait mettre en œuvre, on laissera ce cas de côté d'autant plus qu'il n'est pas du ressort de l'électronique.
- Redresseurs contrôlés : Ce procédé a débuté aux environs de 1950 en utilisant d'abord des thyatron ou des redresseurs à vapeur de mercure. Plus tard on a fait appel à des thyristors qui fournissent une tension redressée variable avec une grande souplesse et un excellent rendement (97% à 99%) qui peut être atteint avec des thyristors contrôlés par système

électronique. La puissance des moteurs commandés peut être élevée, fonction des thyristors utilisés. Cette dernière solution paraît toute indiquée à notre réalisation.

### But du projet :

L'objet principal du sujet qui nous a été proposé est l'étude et la réalisation d'un variateur électronique de vitesse pour moteur<sup>(\*)</sup> à courant continu de puissance 1,5kw muni :

- d'un amplificateur de puissance à thyristors alimentant l'induit du moteur.

- d'un dispositif de commande des gâchettes des thyristors offrant à l'utilisateur la possibilité de varier la vitesse de rotation du moteur de quelques tours/mn à la valeur nominale (1500tr/mn)

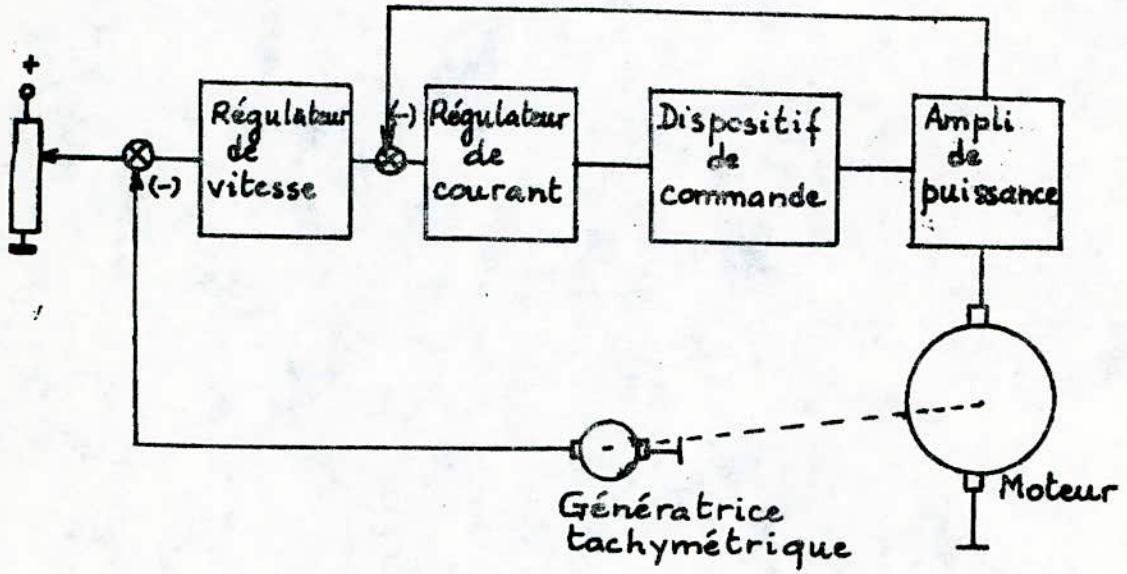
- d'une boucle de régulation en vitesse permettant de maintenir la vitesse désirée par l'utilisateur constante indépendamment de la charge appliquée sur l'arbre du moteur.

- d'une boucle auxiliaire de régulation du courant d'induit montée en cascade avec la précédente pour améliorer la rapidité du réglage.

(\*) Les caractéristiques du moteur considéré sont indiquées dans la partie annexe.



# Synoptique:



# CHAPITRE I

## MOTEUR A COURANT CONTINU

Pour l'étude du moteur à courant continu du point de vue utilisation on s'intéresse essentiellement au couple et à la vitesse et aux lois auxquelles ils obéissent.

### 1. Régime Statique:

En négligeant la réaction d'induit dans le moteur, on peut écrire les équations suivantes:

#### 1.1 Equation Electrique:

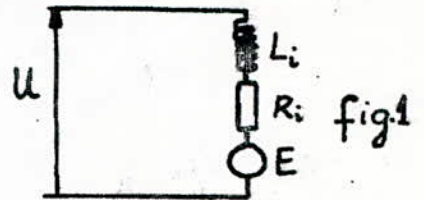
La loi d'Ohm appliquée au moteur sous la tension  $U$  s'écrit :

$$U = E + R_i I_i \quad (1.1)$$

où  $E$ , la force contre électromotrice du moteur, est proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur.

$$E = C_e^{(*)} \Phi_{ex} N = C_e \Phi N \quad (1.2)$$

$$(C_e \Phi = C_e \Phi_{ex})$$



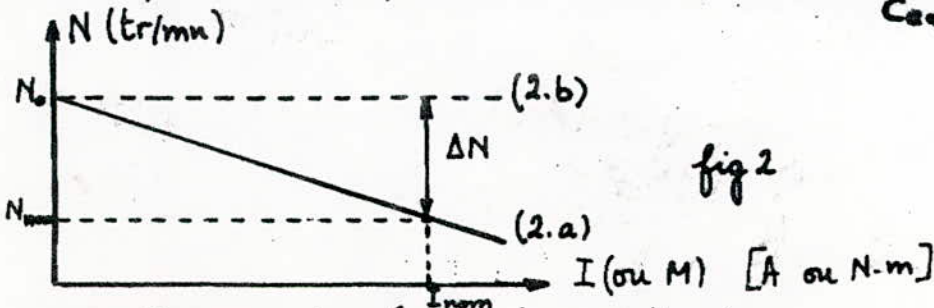
#### 1.2 Equation Mécanique:

Le moment du couple appliqué sur l'arbre du moteur est proportionnel au courant  $I_i$  dans l'induit

$$M = C_M^{(*)} \Phi_{ex} I_i = C_M \Phi I_i \quad (1.3) \quad (C_M \Phi_{ex} = C_M \Phi)$$

Des équations (1.2) et (1.1) on peut tirer l'équation de la

caractéristique mécanique du moteur :  $N = \frac{U - R_i I_i}{C_e \Phi} \quad (1.4)$



(\*) Coefficients donnés par le constructeur

D'après la caractéristique tracée ci-dessus, on peut remarquer que la vitesse décroît en fonction du courant d'induit donc en fonction du moment (d'après 1.3).

Elle est maximale lorsque le moteur tourne à vide et vaut

$$N_0 = \frac{U_{nom}}{C_{e\phi}} \text{ soit } 1750 \text{ tr/mn (177 rd/s)}.$$

lorsqu'on applique la charge nominale, on constate que la vitesse atteint sa valeur nominale en chutant de  $\Delta N = \frac{R_i I_{nom}}{C_{e\phi}}$  soit 198 tr/mn. Pour pallier à cet inconvénient on procède à des contre réactions en vitesse et en courant qui relèveront la caractéristique (2.a) vers la caractéristique idéale (2.6)

On pourra ainsi diminuer la pente de la droite  $N = f(I)$  c'est à dire diminuer le rapport  $\frac{\Delta N}{N_0}$  qu'on appelle le statisme donc obtenir une vitesse de rotation qui sera indépendante de la charge appliquée sur l'arbre du moteur. Cette étude fera l'objet du chapitre 3.

## 2. Régime Dynamique :

### 2.1 Equation Electrique :

En régime dynamique la tension aux bornes du moteur s'écrit :

$$U = E + R_i I_i + L_i \frac{dI_i}{dt} \quad (1.5)$$

A l'aide de la transformée de Laplace l'équation (1.5) donne

$$I_i(p) = \frac{U(p) - E(p)}{R_i + L_i p} = \frac{U(p) - C_{e\phi} N(p)}{R_i + L_i p} \quad (1.6)$$

### 2.2 Equation Mécanique :

En appliquant le principe fondamental de la dynamique

$$\text{on a : } J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_r \quad (1.7) \quad \text{or } \Omega = \frac{N}{9,55} \text{ rd/s}$$

( $M_r$  étant le moment résistant)

À l'aide de la transformée de Laplace l'équation (1.7) donne :

$$N(p) = \frac{9,55}{Jp} [C_{n\phi} I_i(p) - M_r] \quad (1.8)$$

### 2.3 Diagramme de Fluence :

Les équations (1.6) et (1.8) établies précédemment permettent de tracer le diagramme de Fluence suivant :

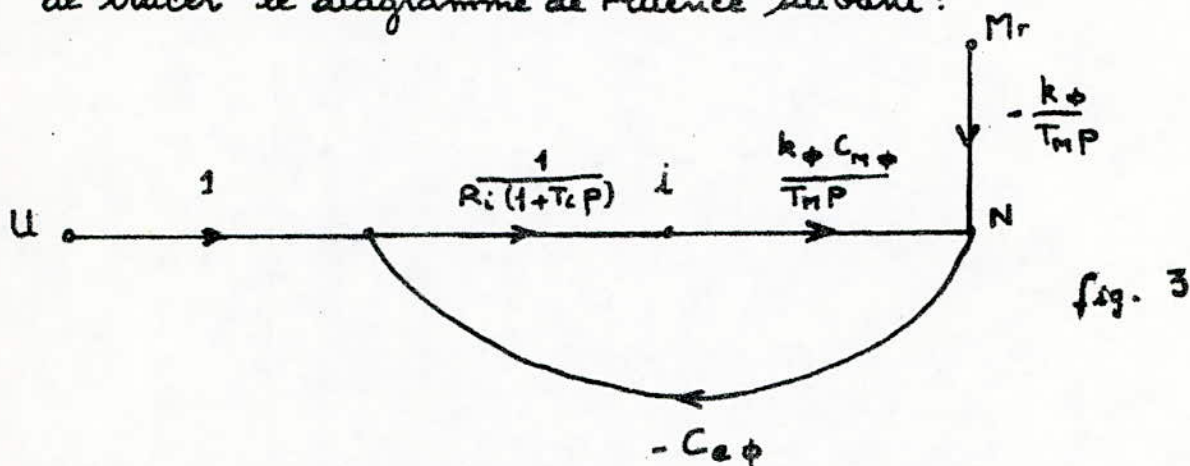


fig. 3

avec  $T_i = \frac{L_i}{R_i}$

$$T_M = \frac{J R_i}{9,55 C_{e\phi} C_{n\phi}}$$

et  $k_\phi = \frac{R_i}{C_{e\phi} C_{n\phi}}$

## CHAPITRE II

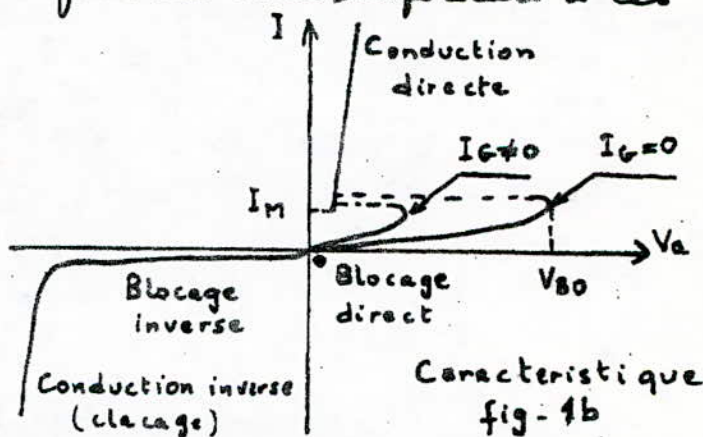
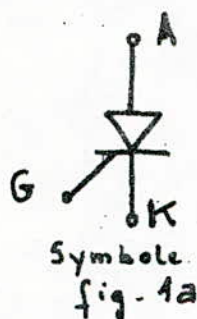
### COMMANDE DU MOTEUR

#### A. Etage de puissance

##### Introduction:

La tension redressée alimentant le moteur à courant continu est obtenue grâce aux thyristors. On commencera donc par décrire brièvement leur fonctionnement.

Le thyristor ou redresseur au silicium commandé (SCR) est un élément semi-conducteur à quatre couches que l'on rencontre presque tous les domaines de l'électronique industrielle dans des montages de puissance où il remplace les relais et commutateurs mécaniques en offrant une fiabilité bien supérieure à ces composants démodés.



C'est un dispositif permettant d'interrompre ou d'établir des courants dont les intensités peuvent atteindre plusieurs centaines d'ampères. C'est donc un commutateur de puissance rapide qui:

- se ferme sous l'action d'une impulsion de courant  $i_g$  envoyée dans son circuit de gâchette si  $V_{AK} > 0$
- s'ouvre lorsque le courant le traversant s'annule.

Cette double propriété a permis la réalisation de nombreuses applications entre autres le redressement.

# 1. Pont redresseur :

## 1.1 Principe de fonctionnement :

- Schéma :

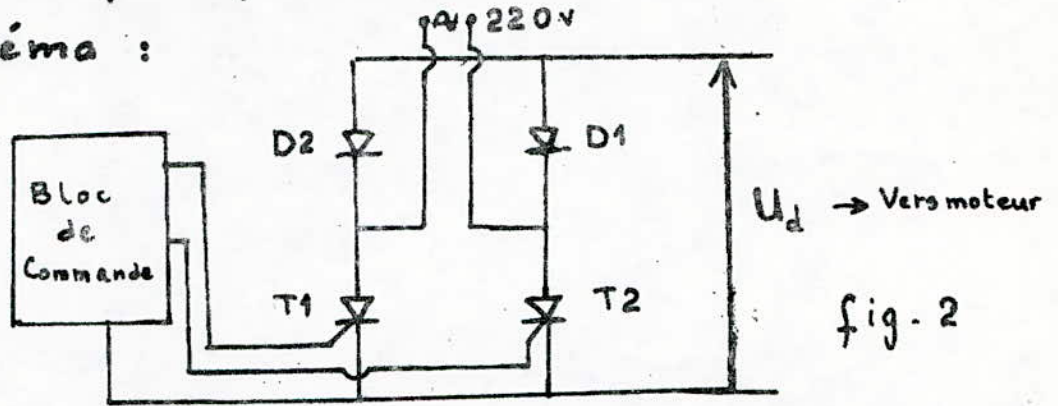


fig-2

- Fonctionnement :

A l'alternance positive la diode  $D_1$  et le thyristor  $T_1$  (déclenché par une impulsion sur sa gâchette) conduisent alors que  $D_2$  et  $T_2$  restent bloqués. A l'alternance négative l'effet inverse se produit. On a donc un redresseur double alternance.

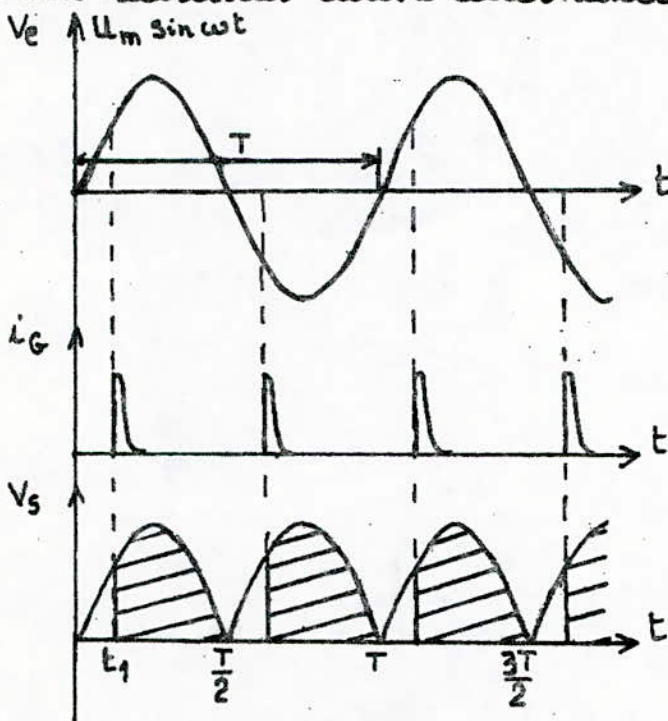


fig-3

- Calcul de la valeur moyenne de la tension d'induit :

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{1}{T} \int_0^T u_m \sin \omega t dt = \frac{1}{T} \left[ \int_{t_1}^{T/2} u_m \sin \omega t dt + \int_{t_1+T/2}^T (-) u_m \sin \omega t dt \right] \\
 &= \frac{u_m}{\pi} (1 + \cos \omega t_1)
 \end{aligned}$$

Pour  $t_1=0$  on a  $U_{d0} = \frac{2U_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 220}{\pi} = 198$  volts.

Posons  $\omega t = \alpha$  d'où  $U_d = \frac{U_{d0}}{2} (1 + \cos \alpha)$  (2.1)

Ainsi, on obtient une tension redressée commandée ce qui permet de régler la vitesse du moteur en jouant sur l'angle d'ouverture  $\alpha$  du thyristor puisque  $U_d$  est proportionnelle à la vitesse de rotation du moteur (relation 1.2)

Caractéristique  $U_d = f(\alpha)$

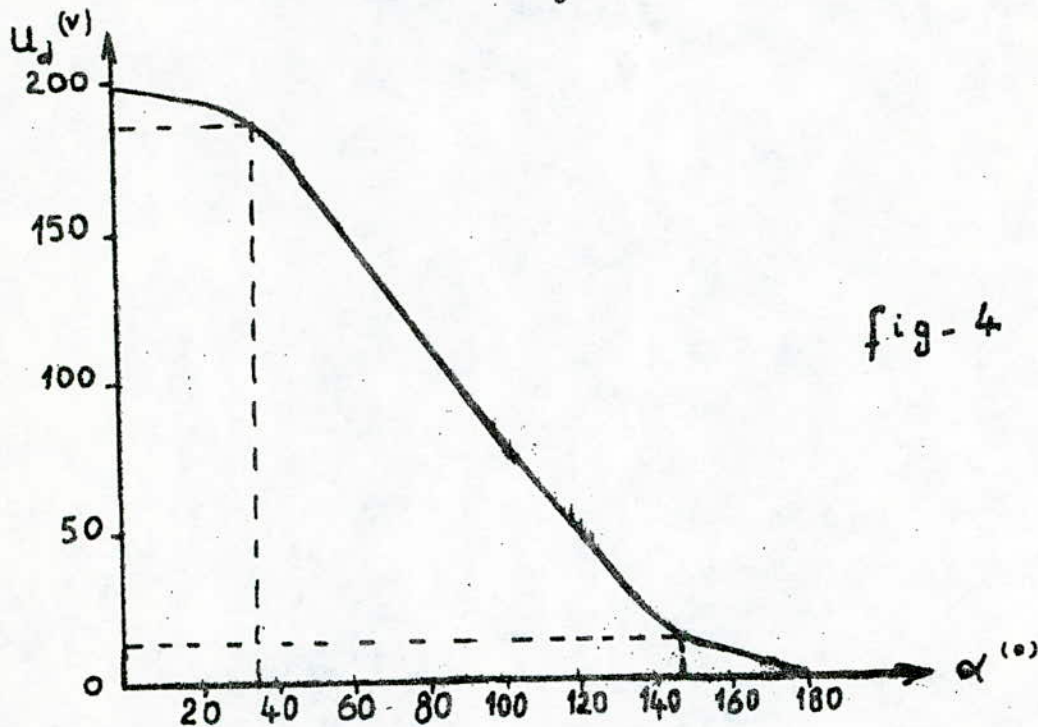


fig-4

Ce tracé permet de déterminer la zone de fonctionnement linéaire qui est pour  $35^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$  ce qui donne  $13 \leq U_d \leq 180$

#### 4.2 Choix des thyristors :

Ce choix s'effectue par la valeur moyenne du courant passant dans le thyristor en tenant compte de :

- l'augmentation du courant du moteur en régime transitoire de  $(2 + 2,5) I_{nom}$ .

- des conditions de refroidissement des thyristors
- de la valeur maximum de la tension inverse aux bornes du thyristor.

Courant maximum dans le thyristor :

$$I_t = k_s \frac{I_{nom}}{k_r} \quad [A] \quad (2.2)$$

avec  $k_s = 2 + 2,5$  (coefficient de sécurité du courant)

$k_r$  = coefficient de refroidissement du thyristor

$k_r = 1$  pour un refroidissement forcé (ventilateur)

$k_r = 0,3 + 0,35$  pour un refroidissement naturel sur radiateur.

On trouve avec un maximum de sécurité  $I_{imax} = 47 A$ .

Tension maximum inverse :

On retrouve aux bornes d'un thyristor bloqué la tension du secteur à laquelle s'ajoute la tension  $U_{Li}$  délivrée par la self du circuit d'induit lors de la restitution de l'énergie emmagasinée pendant l'alternance précédente

Donc la tension anode-cathode maximum quand le thyristor est bloqué est de deux fois la tension maximale du secteur soit  $2\sqrt{2}(220) \approx 600$  volts.

### 1.3 Protection contre les sursensions :

La sensibilité des semiconducteurs aux sursensions étant grande, les sollicitations des thyristors en ce régime doivent être contrôlées efficacement. Il faudra que l'énergie disponible dans le circuit où naît la sursension soit répartie



entre les éléments à protéger et les éléments de protection.

On utilisera pour cela un réseau RC pour chaque thyristor qui aura pour effet, d'une part d'accumuler dans les condensateurs une partie de l'énergie des surtensions en limitant l'amplitude de celles-ci, et d'autre part d'agir sur la vitesse de croissance de ces surtensions

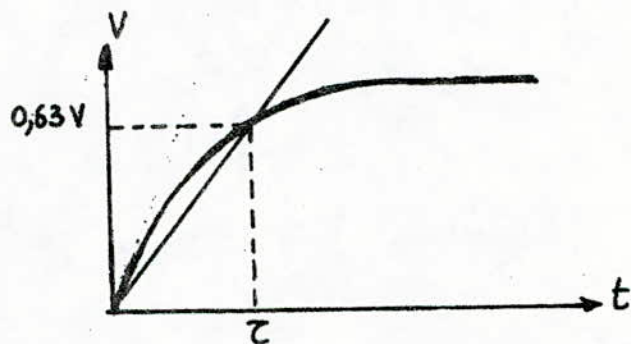
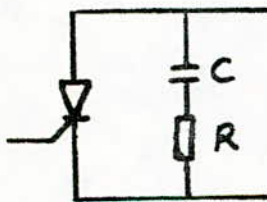
Pour ne pas dépasser la valeur limite de  $\frac{dV}{dt}$  donnée par le constructeur on adopte généralement :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{0,63 V_{DRM}}{\tau} \quad (2.3) \quad \text{avec } \tau = RC$$

Avec le thyristor S6015L on a  $V_{DRM} = 600V$  et  $\frac{dV}{dt} = 20V/\mu s$

$$\text{d'où } \tau = \frac{0,63 \times 600}{20} = 18,9 \mu s$$

On choisit alors  $R = 20 \Omega$  et  $C = 1 \mu F$



## B. Générateur d'impulsions :

On arrive enfin à l'élément de base de la réalisation. En effet, toute la commande du moteur dépend de la génération de ces impulsions. Leur rôle étant de déclencher les thyristors qui constituent l'étage de puissance alimentant l'induit du moteur. Et selon l'instant où l'impulsion arrive sur la gâchette du thyristor, ce dernier aura une période de conduction plus ou moins grande et donc, la tension aux bornes de l'induit le sera également ce qui a pour effet, comme il a déjà été expliqué précédemment, d'augmenter ou de diminuer la vitesse de rotation du moteur.

On voit bien que l'absence des impulsions empêcherait le fonctionnement du moteur.

La technique des impulsions est suffisamment développée pour mettre à notre disposition une variété de montages susceptibles de produire des impulsions, et ce aussi bien dans le domaine analogique que logique.

On trouve des montages élémentaires basés sur des transistors bipolaires (généralement deux fonctionnant en commutation) et des condensateurs constituant des multivibrateurs ou encore un simple transistor unijonction avec un condensateur dont la charge et la décharge produisent l'impulsion.

Ceci pour ce qui est de l'analogique, quant aux circuits logiques ils peuvent être montés en multivibrateurs et produire

des impulsions. Il suffit généralement de raccorder deux portes logiques (NAND par exemple) entre elles d'une manière bien définie propre à la fonction qu'on veut obtenir, en ajoutant éventuellement des circuits de condensateurs et de résistances pour commander la durée de l'impulsion.

On voit donc qu'il y a plusieurs façons de générer des impulsions. Comment pourrait-on sélectionner telle ou telle méthode?

Pour répondre à cette question, on devrait tout d'abord déterminer votre impulsion. Quel niveau devrait-elle avoir? Quelle serait sa durée? Et quelle devrait être la fréquence du train d'impulsions?

De façon générale, pour allumer un thyristor dans des conditions satisfaisantes on applique une impulsion de courant à sa gâchette de valeur crête suffisante pour qu'un régime d'avalanche se produise localement dans la jonction.

Pour notre cas particulier, la tension maximale à appliquer vaut 1,6 volt ce qui correspond à un courant de 15 mA.

L'impulsion doit avoir aussi une durée suffisante pour que le courant d'anode atteigne la valeur d'accrochage (environ 200  $\mu$ s) et son temps de montée doit être le plus bref possible pour que l'amorçage soit franc.

Quant à la fréquence du train d'impulsions, elle doit être de 50 Hz (rigoureusement celle du secteur).

## 1. Principe de fonctionnement - Synoptique .

Il est important de mentionner que les impulsions doivent avoir un certain angle de retard d'allumage  $\alpha$  par rapport au passage de la tension alternative alimentant le convertisseur de courant par zéro. Il est indispensable de pouvoir faire varier cet angle de retard d'allumage  $\alpha$  à l'aide d'une tension de commande  $U_{cm}$  continue, ce qui revient à faire varier l'angle de conduction du thyristor.

La tension de commande  $U_{cm}$  sera comparée à la tension de référence sinusoïdale  $U_r$  issue d'un transformateur, ce qui a pour effet de décaler la sinusoïdale verticalement. La différence  $U_{cm} - U_r$  sera appliquée à l'entrée d'un comparateur qui basculera à chaque fois que son entrée sera nulle.

Ainsi, la tension sinusoïdale décalée verticalement sera convertie en tension rectangulaire. Cette tension servira à produire les impulsions à partir d'une bascule monostable agissant sur le flanc montant. La durée des impulsions d'allumage sera égale à la durée de basculement du monostable. (Voir fig 5)

On obtient ainsi des impulsions aptes à allumer le thyristor. Ajoutons qu'un transformateur d'impulsions est indispensable pour garantir une séparation galvanique entre les circuits de commande et les gâchettes des thyristors.

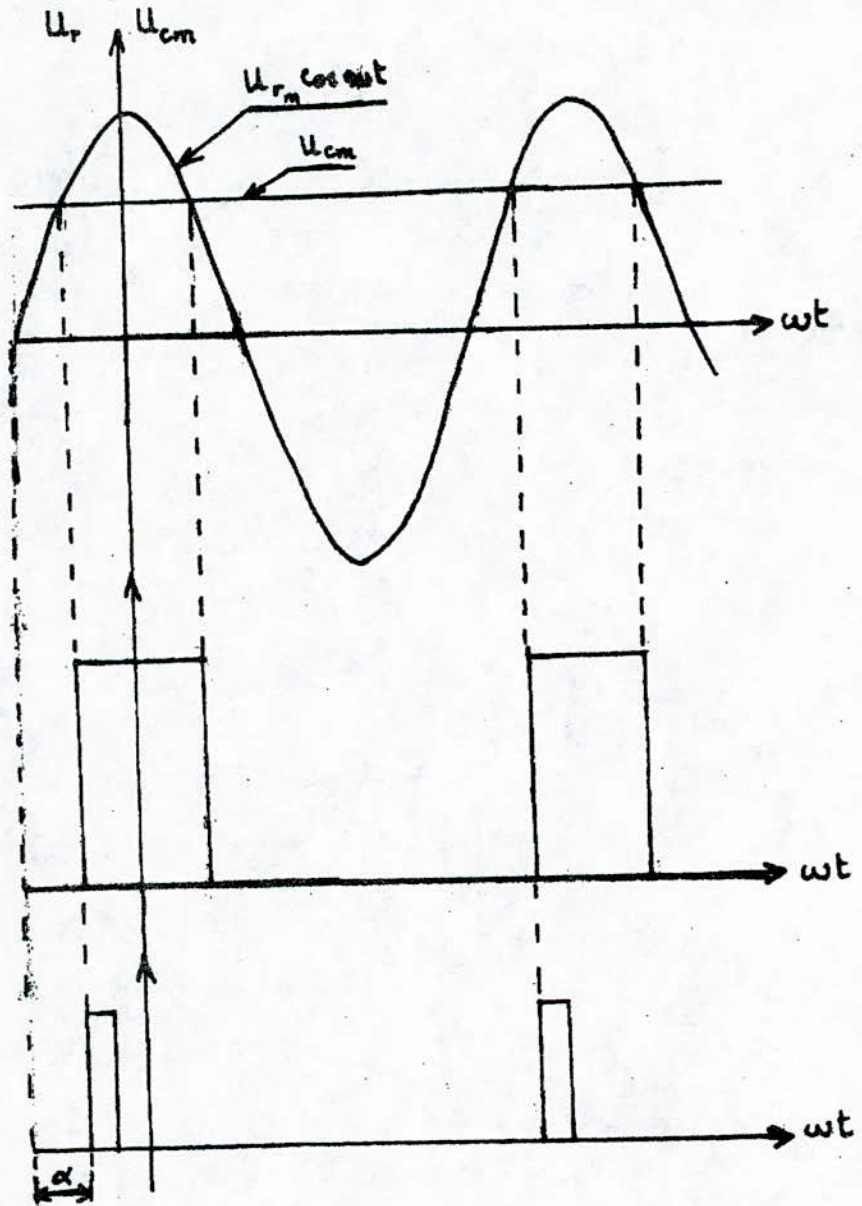


fig-5

On peut donc d'après ce principe de fonctionnement représenter schématiquement les parties essentielles du dispositif de commande de gachettes.

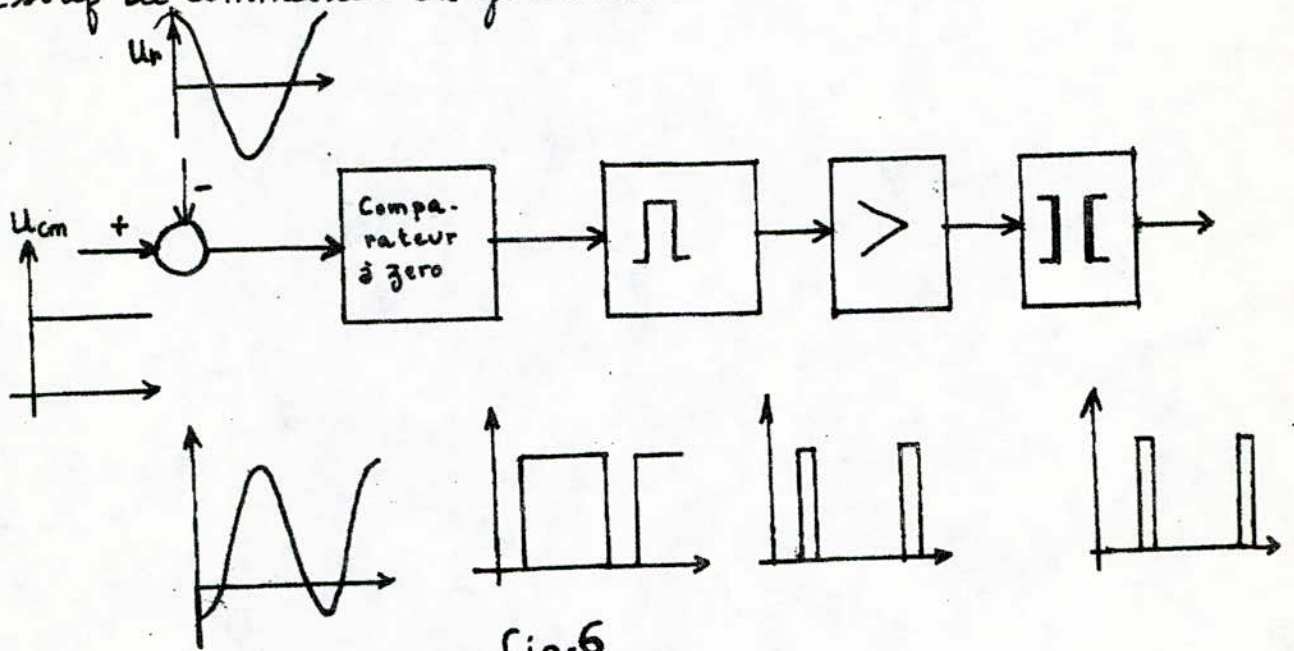


fig-6

### Remarques:

- Le courant à la sortie du circuit logique ne peut être appliqué au transformateur sans adaptation. On utilise pour cela un amplificateur. (transistor en émetteur commun).
- Pour déclencher les deux thyristors, on devra produire deux trains d'impulsions déphasés l'un par rapport à l'autre de  $180^\circ$ .

## 2. Schéma Electrique:

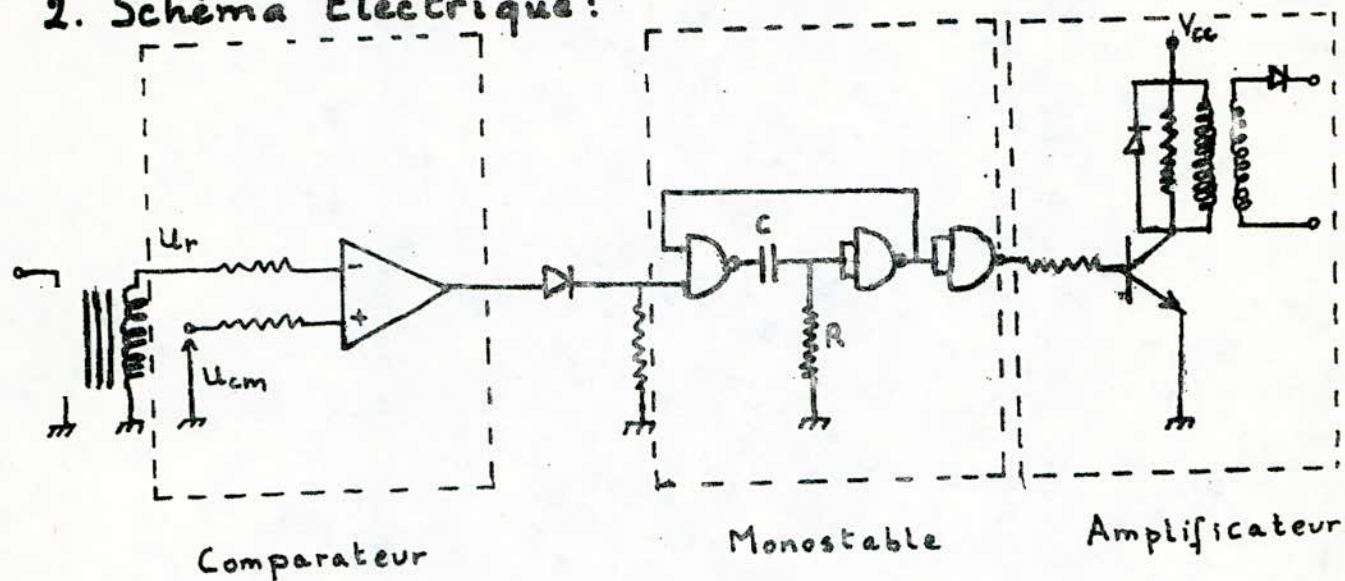


fig-7

**Remarque:** La durée de basculement du monostable utilisé est donnée par  $\tau = \text{Log}2 RC \approx 0,7RC$   
 On prendra  $C = 1 \mu\text{F}$  et  $R = 470 \Omega$  pour garantir un temps suffisant d'allumage du thyristor (330  $\mu\text{s}$ ).

## 3. Fonction de transfert de l'étage de puissance :

D'après la relation (2.1) on a :

$$U_d = \frac{U_{so}}{2} (1 + \cos \alpha) = \frac{U_{so}}{2} \left( 1 + \frac{U_{cm}}{U_{rm}} \right)$$

Il apparait clairement que le facteur de transfert de l'étage de puissance n'est rien d'autre que la pente de la droite  $U_d = f(U_{cm})$ . Soit :

$$K_{cm} = \frac{U_{so}}{2 U_{rm}} = \frac{198}{2 \times 10} = 13,2$$

Il faut remarquer qu'une variation de la tension  $U_{cm}$  se répercute sur la tension continue  $U_d$  seulement après un certain temps de retard. Ce dernier est dû au fait

qu'une impulsion d'allumage se produit seulement au moment de l'intersection de  $u_{cm}$  et de la tension de référence du dispositif de commande gâchette.

Cette possibilité d'intersection se répète deux fois pendant la durée d'une période  $T$  de la tension d'alimentation.

Dans le cas le plus favorable le temps de retard  $t_r$  est nul et dans le cas le plus défavorable il vaut  $\frac{T}{2}$ .

Le retard moyen sera donc :

$$T_{cm} = \frac{T}{4} = \frac{1}{4f} = 5 \text{ ms.}$$

La fonction de transfert de l'étage de puissance sera alors :

$$G_{cm}(p) = \frac{K_{cm}}{1 + pT_{cm}} = \frac{13,2}{1 + 0,005p} \quad (2.3)$$



## CHAPITRE 3 REGULATION

Par définition, la régulation c'est l'action de régler.

Un vieux principe de la physique dit que toute action crée une réaction. Cette dernière s'oppose à l'action jusqu'à l'obtention d'un nouvel état d'équilibre du système considéré, elle permet de stabiliser le système après chaque action.

### 1. Généralités sur les boucles de régulation:

Les régulateurs d'une part ont la tâche de comparer la valeur réelle avec la valeur de consigne et d'autre part doivent stabiliser le circuit de régulation.

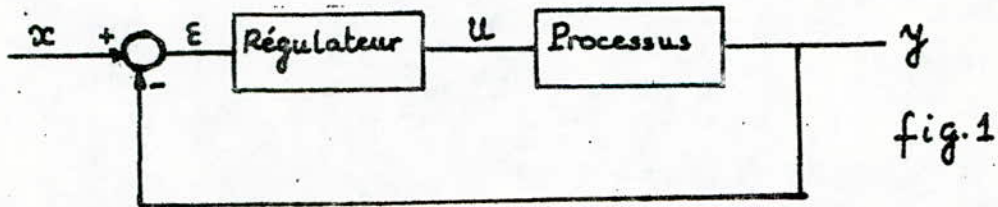


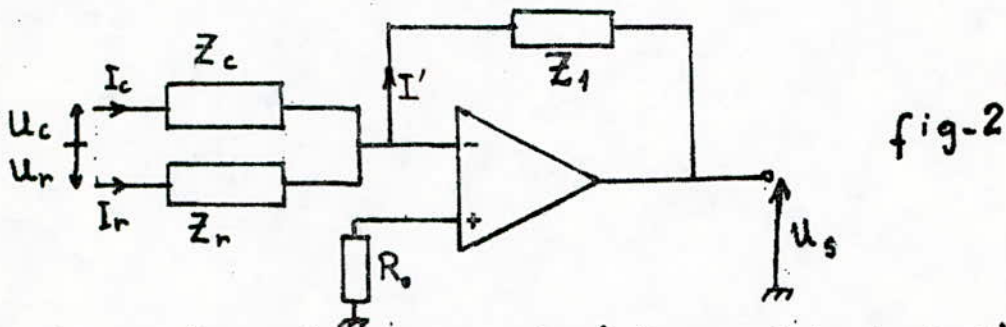
Schéma d'une boucle de régulation

Un signal  $x$  est appliqué au système de façon à commander la sortie de ce dernier. La présence des perturbations empêche cette sortie d'obéir aux lois qui lui sont dictées par le signal de consigne. Pour cela on prévoit une contre réaction destinée à informer l'entrée de l'état pris par la sortie du système.

Ainsi la valeur de consigne sera comparée à la grandeur mesurée afin que l'amplitude et le signe du signal généré par le comparateur puisse nous renseigner continuellement sur la manière dont s'écarte la sortie de la consigne.

## 2. Schéma électrique général d'un régulateur:

Le schéma général d'un régulateur est le suivant:



La fonction de transfert de ce régulateur est tout simplement:

$$G(p) = -\frac{Z_1}{Z_c}$$

Le choix des impédances  $Z_1$  et  $Z_c$  permet d'avoir les différentes actions:

- Action proportionnelle       $Z_c = R$        $Z_1 = R_1$
- Action dérivée               $Z_c = C$        $Z_1 = R_1$
- Action intégrale               $Z_c = R$        $Z_1 = C_1$

De la figure 2 on peut écrire que  $I_c + I_r + I' = 0$  d'où :

$$\frac{U_c}{Z_c} + \frac{U_s}{Z_1} - \frac{U_r}{Z_r} = 0$$

On obtient alors pour la tension de sortie:

$$U_s = -\frac{Z_1}{Z_c} \left[ U_c - \frac{Z_c}{Z_r} U_r \right] \quad (3.1)$$

Si on pose  $x_s = \frac{U_s}{U_{sn}}$  ;  $x_c = \frac{U_c}{U_{cn}}$  et  $x_r = \frac{U_r}{U_{rn}}$   
 $x_s$ ,  $x_c$  et  $x_r$  étant des grandeurs relatives et  $U_{sn}$ ,  $U_{rn}$  et  $U_{cn}$   
 étant respectivement les tensions de sortie, de retour et de  
 commande nominales.

$$\text{d'où } x_s = \frac{U_s}{U_{sn}} = -\frac{Z_1}{Z_c} \left[ x_c - \frac{Z_c}{Z_r} \frac{U_{rn}}{U_{cn}} x_r \right] \frac{U_{cn}}{U_{sn}}$$

Or la comparaison entre la valeur de consigne et la valeur réelle n'est respectée que pour :

$$\frac{Z_c}{Z_r} \cdot \frac{U_{rn}}{U_{cn}} = 1 \quad (3.2)$$

ainsi : 
$$x_s = -\frac{Z_r}{Z_c} \frac{U_{cn}}{U_{sn}} [x_s - x_r] \quad (3.3)$$

### 3 Etude des circuits de régulation

On se propose maintenant de déterminer les fonctions de transfert des régulateurs afin de pouvoir identifier leur structure.

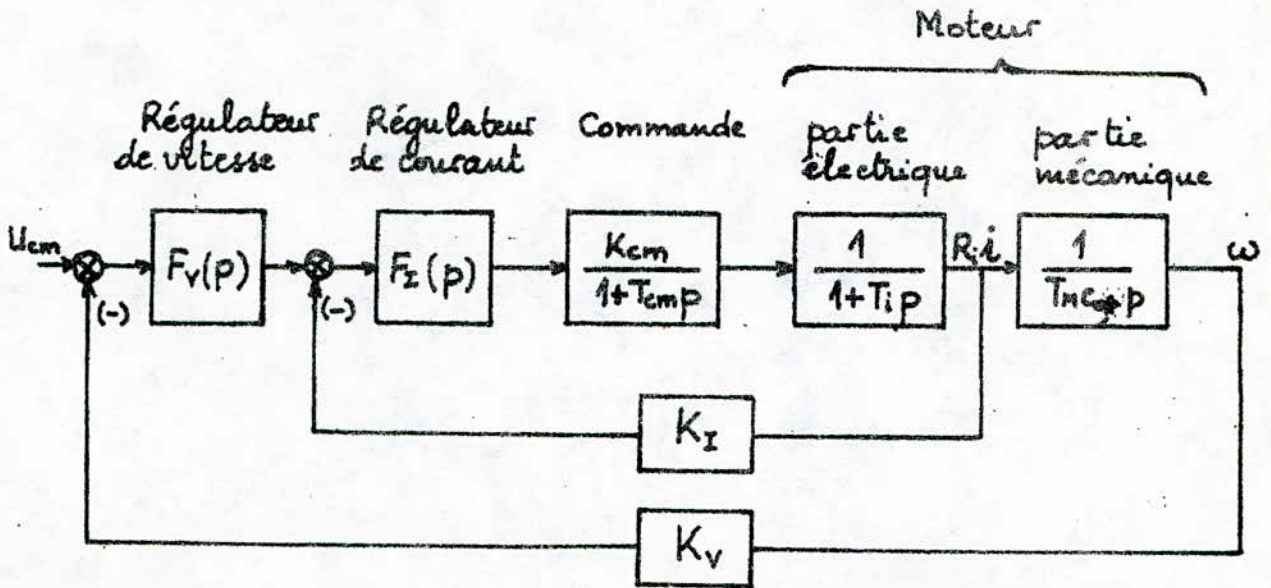


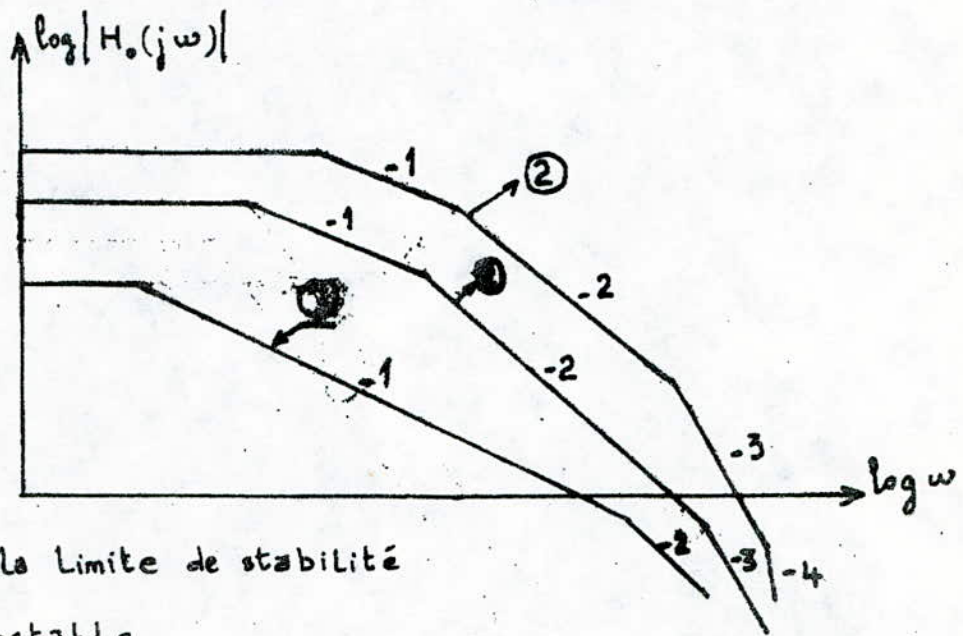
fig. 3

#### 3.1 Circuit de régulation en courant :

Ce circuit est représenté par la boucle de régulation interne de la figure 3. Il est à remarquer que cette boucle possède une constante de temps dominante  $T_i$  (0,1 sec) et une petite constante de temps  $T_{cm}$  (0,005 sec)

### a. Critère de stabilité (Critère de Bode)

Soit  $H_o(p)$  la fonction de transfert du système en boucle ouverte. Si l'allure de la réponse harmonique présente pour  $|H_o(p)|=1$  une pente de  $(-2)$  le circuit de régulation fermé se trouve à la limite de stabilité. Si pour le même module, la pente est  $(-3)$  ou plus, le circuit de régulation fermé est instable. Si par contre la pente est égale à  $(-1)$  le circuit de régulation fermé est stable.

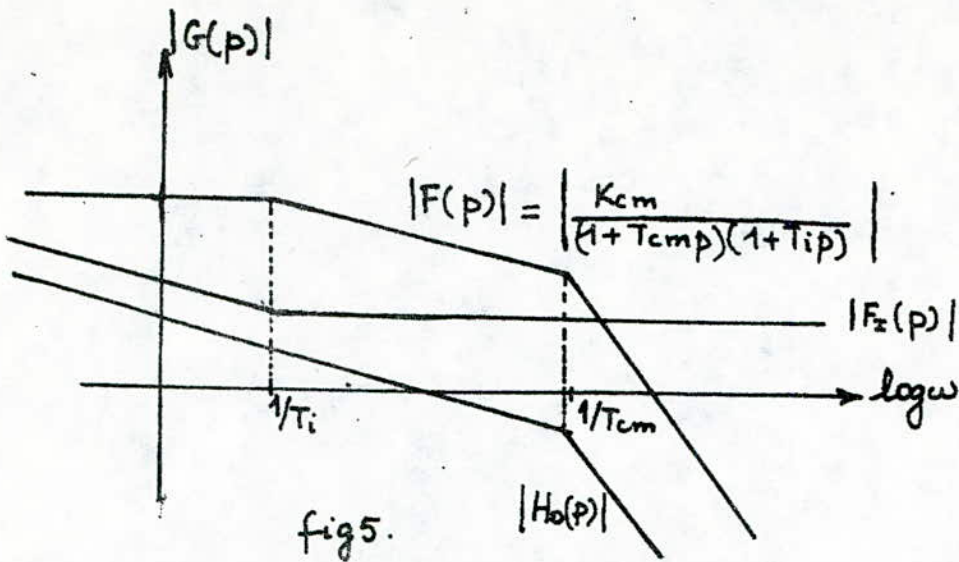


- ① Circuit à la Limite de stabilité
- ② Circuit instable
- ③ Circuit stable

fig-4

Si la fonction de transfert du régulateur de courant est de la forme :  $F_I(p) = \frac{1+T_i p}{T_o p}$  (3.4) (avec  $T_o \ll T_i$ )

alors la fonction de transfert  $H_o(p)$  du circuit en boucle ouverte sera :  $H_o(p) = \frac{K_{cm}}{p T_o (1+T_{cm} p)}$  (3.5)



Le tracé de la (fig5) montre que  $|H_o(p)| = 1$  avec une pente égale à  $-1$ . Le circuit de régulation en boucle fermée est donc stable. Il a donc suffi que le régulateur compense la constante de temps dominante du processus.

### b. Critère sur l'amortissement :

La fonction de transfert du circuit de régulation en boucle fermée  $H_o'(p)$  est :

$$H_o'(p) = \frac{H_o}{1 + K_I H_o} = \frac{K_{cm}}{T_o T_{cm} p^2 + p T_o + K_{cm} K_z} \quad (3.6)$$

Le circuit de réglage du courant est donc du second ordre.

Sa fonction de transfert pourra être mise sous la forme :

$$H_o'(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\delta}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (3.6')$$

où  $\delta = \frac{1}{2} \left( \frac{T_o}{K_{cm} K_I T_{cm}} \right)^{1/2}$  et  $\omega_0 = \left( \frac{K_I K_{cm}}{T_o T_{cm}} \right)^{1/2}$

si  $|\delta| > 1$  le système est apériodique (courbe 1)

si  $|\delta| = 1$  le système est critique (courbe 2)

si  $|\delta| < 1$  le système est oscillatoire (courbe 3)

L'expression  $\gamma(t)$  de la réponse indicielle d'un système du second ordre est :

$$\gamma(t) = L^{-1} \left[ \frac{1}{p} H_0(p) \right] = 1 - \left[ \cos \omega t + \frac{\delta}{\sqrt{1-\delta^2}} \sin \omega t \right] e^{-\delta \omega_0 t} \quad (3.7)$$

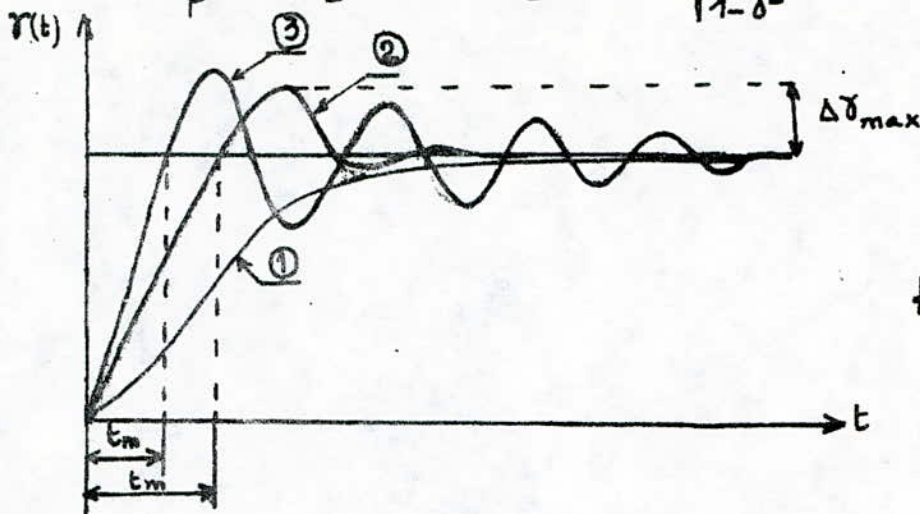


fig - 6

L'allure de principe de cette réponse indicielle présente deux grandeurs caractéristiques :

- Le dépassement maximum  $\Delta \gamma_{\max}$
- Le temps de montée  $t_m$  correspondant au moment où la valeur finale - c'est à dire  $\gamma(t) = 1$  - est atteinte pour la première fois.

Elles sont données par les expressions suivantes :

$$\Delta \gamma_{\max} = e^{-\pi / \sqrt{4\beta - 1}} \quad (3.8)$$

$$\text{et } t_m = \frac{2T_{cm}}{\sqrt{4\beta - 1}} (\pi - \text{artg} \sqrt{4\beta - 1}) \quad (3.9)$$

$$\text{avec } \beta = \frac{T_{cm} K_{cm} K_3}{T_0} \quad (3.10)$$

**Remarque:** On voit que le temps de montée est fonction de  $\beta$  et que plus la constante de temps  $T_{cm}$  est petite plus le temps de montée est court et plus rapide est l'intervention du circuit de régulation fermé.

## Courbes représentatives $\Delta\gamma_{\max} = f(\beta)$ et $\frac{t_m}{T_{cm}} = g(\beta)$

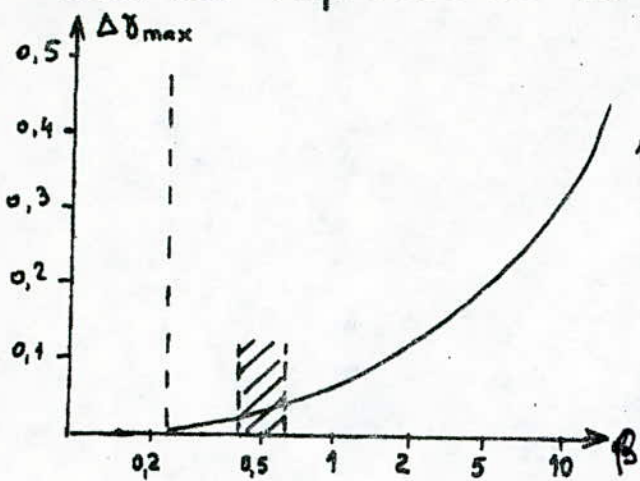


fig - 7

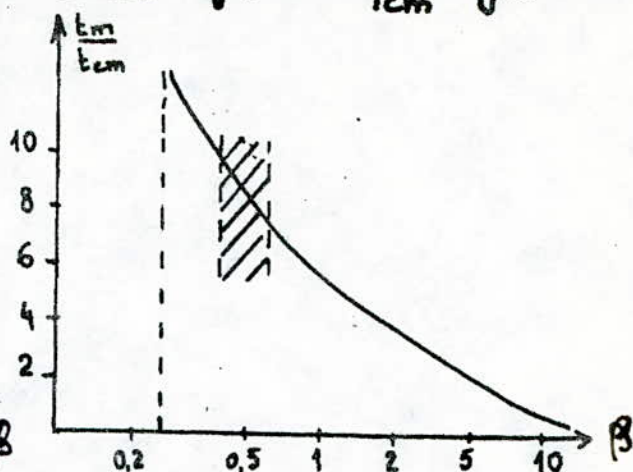


fig - 8

Il est évident que les courbes ci dessus ne sont valables que pour  $\beta \geq 0,25$ .

On peut constater que pour  $\beta < 0,25$ , la fonction de transfert ne présente plus de comportement oscillatoire. Ce comportement n'est pas intéressant pour un circuit de régulation parce que le temps de montée deviendrait infini.

Pour choisir la relation (3.10) optimale il faudrait faire un compromis entre le dépassement maximum  $\Delta\gamma_{\max}$  et le temps de montée  $t_m$ .

Normalement on doit se limiter à  $\Delta\gamma_{\max} < 0,1$  ce qui demande  $\beta \leq 0,7$ . Pour éviter d'autre part que le temps de montée ne devienne trop élevé il faut que  $\beta \geq 0,4$ .

De la double inégalité  $0,4 \leq \beta \leq 0,7$ ; on choisit  $\beta = 0,5$  qui est une valeur optimale correspondant à un dépassement maximal de 4,3%.

On a donc d'après (3.10) 
$$\frac{T_{cm} K_{cm} K_z}{T_0} = \frac{1}{2}$$

Ce qui permet d'écrire la fonction de transfert du régulateur de courant :

$$F_I(p) = \frac{1+T_i p}{T_{op}} = \frac{1+T_i p}{2K_{cm} K_I T_{cm} p} \quad (3.11)$$

La relation (3.11) montre que le circuit de régulation de courant nécessite un régulateur PI.

c. Boucle de retour du courant :

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

d. Calcul des paramètres du régulateur de courant :

Pour calculer les paramètres du régulateur, on trace d'abord le schéma fonctionnel de cette régulation :

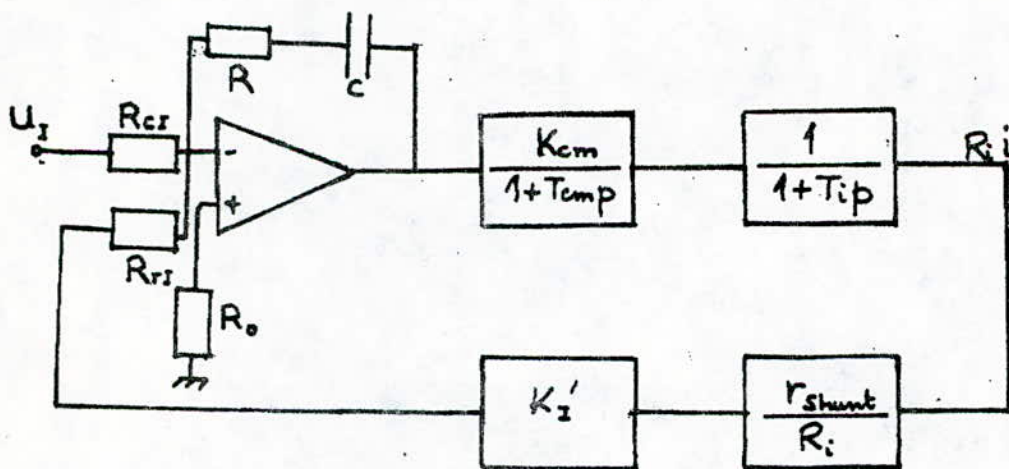


fig. 9

Le facteur de transfert  $K_I$  est donné par :

$$K_I = \frac{U_I \text{ max}}{R_i I \text{ max}} \quad \text{or le courant est maximum au déma-}$$

-rage et vaut 49,8 A d'où :

$$K_I = \frac{15}{4,42 \times 49,8} = 0,068$$



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

$$F_I(p) = \frac{RCp+1}{R_z C p} \quad (3.12)$$

En identifiant avec (3.11) on a :

$$RC = T_i$$

$$R_z C = 2 K_{cm} K_I T_{cm}$$

En choisissant  $C = 1 \mu F$  on trouve  $R = 14 k\Omega$  et  $R_z = 89 k\Omega$

D'après la relation (3.2) on peut écrire que :

$$K_I = K'_I \frac{r_{shunt}}{R_i} \cdot \frac{R_{C_I}}{R_{R_I}}$$

Avec  $r_{shunt} = 47 m\Omega$  et en prenant  $K'_I = 1$  on trouve

$$R_{R_I} = 1,4 k\Omega.$$

Pour la compensation du courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel qui est un  $\mu A741$  on choisira  $R_0$  telle

$$\text{que : } \frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_{C_I}} + \frac{1}{R_{R_I}} \Rightarrow R_0 = 1,2 k\Omega.$$

### 3.2 Circuit de régulation de vitesse :

Comme pour l'étude du circuit de régulation du courant on déterminera tout d'abord la fonction de transfert du régulateur. Le schéma de cette régulation est donné par la figure (10). où  $G_I(p)$  est la fonction de transfert du circuit de régulation du courant en boucle fermée.

$$G_I(p) = \frac{1}{K_I (2 T_{cm} p (1 + T_{cm} p) + 1)}$$

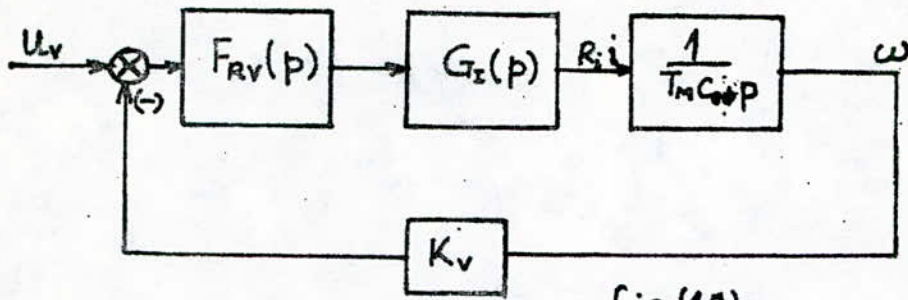


fig (10)

Soit  $G(p)$  la fonction de transfert du circuit de régulation de la fig(10) en boucle ouverte en l'absence de régulateur.

$$G(p) = G_I(p) \cdot \frac{1}{T_m C_s p} = \frac{1}{T_m C_s p (2T_{cmp}(1+T_{cmp}) + 1) K_I} \quad (3.13)$$

La constante de temps  $T_{cm}$  étant petite, on négligera le terme en  $T_{cm}^2$  dans l'expression (3.13) d'où :

$$G(p) \approx \frac{1}{K_I T_m C_s p (1 + 2T_{cmp})} \quad (3.14)$$

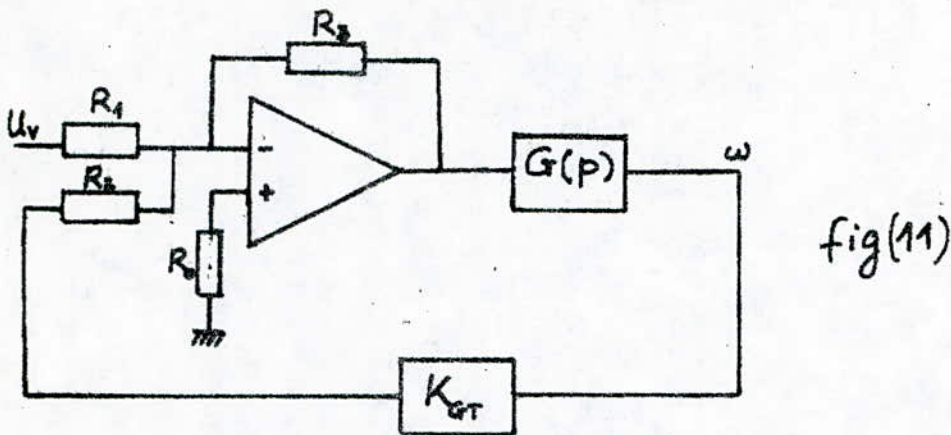
On remarque alors que la constante de temps dominante dans  $G(p)$  est  $T_m$ . On choisira donc le régulateur de vitesse de façon à compenser la constante de temps  $T_m$  en respectant le critère de stabilité et le critère sur l'amortissement utilisés précédemment.

$$\text{On trouve alors } F_{RV}(p) = \frac{K_I T_m C_s}{4 T_{cm} K_v} \quad (3.15)$$

Le régulateur de vitesse est donc un régulateur P (proportionnel).

Calcul des paramètres du régulateur de vitesse:

Le schéma fonctionnel de cette régulation est le suivant :



Le signal de retour étant fourni par une génératrice tachymétrique, cette dernière possède une amplification  $K_{GT}$  donnée par  $K_{GT} = 10^V / 1000 \text{ tr/mn}$  soit  $0,085 \text{ vs/rd}$

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

$$F_V(p) = \frac{R_3}{R_1} \quad (3.16)$$

En identifiant alors avec (3.14) on a :

$$\frac{K_T T_m C_{et}}{4 T_m K_V} = \frac{R_3}{R_1}$$

On a aussi d'après la relation (3.2) :

$$K_V = K_{GT} \frac{R_1}{R_2}$$

$$\text{Or } K_V = \frac{U_{V_{max}}}{\omega_0} = \frac{15 \text{ V}}{177 \text{ rd/s}} = 0,084 \text{ vs/rd.}$$

On choisit  $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$   $R_2 = 1,1 \text{ k}\Omega$  d'où  $R_3 = 4,8 \text{ k}\Omega$

Pour la compensation du courant de polarisation du  $\mu A741$  on prend  $R_0 = 470 \Omega$ .

## ETUDE DYNAMIQUE

## 1. Introduction:

On se propose d'étudier, dans cette seconde partie, le comportement de l'ensemble variateur électronique de vitesse - moteur à courant continu vis à vis des variations de la valeur de consigne d'une part et des variations de la grandeur perturbatrice d'autre part.

On tracera après simulation du système sur ordinateur, les courbes de réponse en courant et en vitesse du moteur afin de voir l'effet de la régulation; en se basant sur les caractéristiques suivantes:

- rapidité.
- dépassement maximum.
- erreur statique.

## 2. Schéma bloc du système complet :

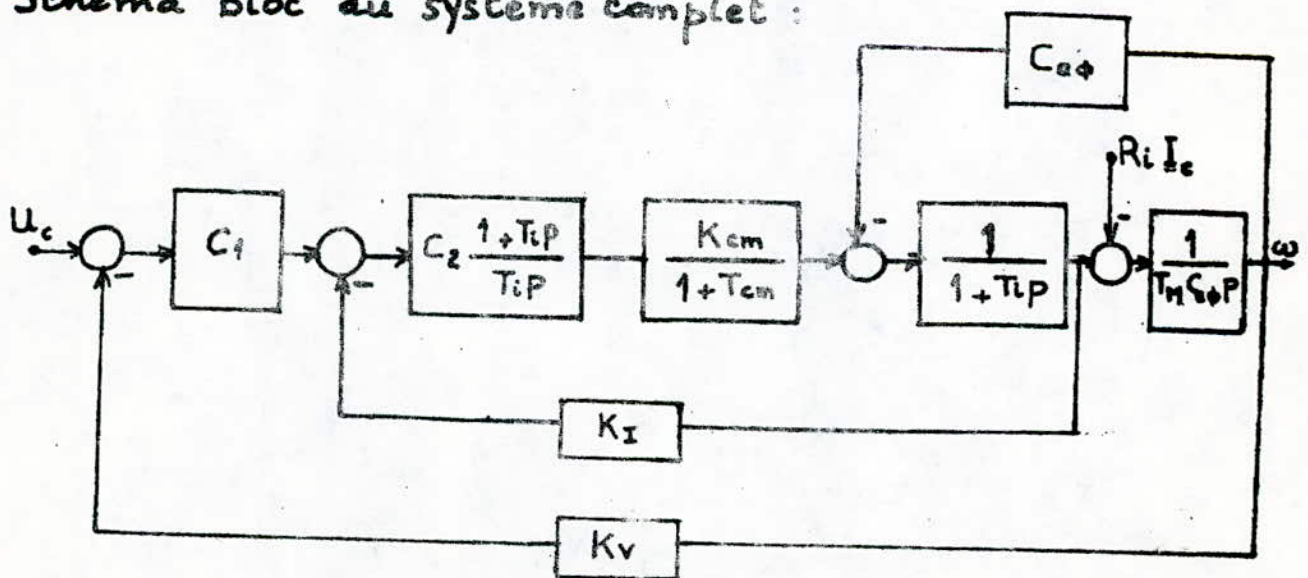


fig - 1

### 3 Résolution du système :

En décomposant les fonctions de transfert de la (fig 1) en fonctions élémentaires on obtient le bloc diagramme de la (fig 2) ferme. -tant d'écrire les équations d'état.

On obtient  $\dot{X} = AX + BU$  avec

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{K_I}{T_i} & -\frac{K_V C_1}{T_i} \\ \frac{C_2}{T_{cm}} & -\frac{1}{T_{cm}} & -\frac{K_I C_2}{T_{cm}} & -\frac{C_2 C_3 K_V}{T_{cm}} \\ 0 & \frac{K_{cm}}{T_i} & -\frac{1}{T_i} & -\frac{C_2 d}{T_i} \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_n C_{sp}} & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{C_1}{T_i} & 0 \\ \frac{C_2 C_3}{T_{cm}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{sp} T_n} \end{bmatrix}$$

$$U = \begin{bmatrix} U_c \\ R_i I_c \end{bmatrix}$$

et  $X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix}$

où  $C_1 = \frac{C_{sp} T_n K_I}{4 T_{cm} K_V}$

et  $C_2 = \frac{T_i}{2 T_{cm} K_{cm} K_I}$

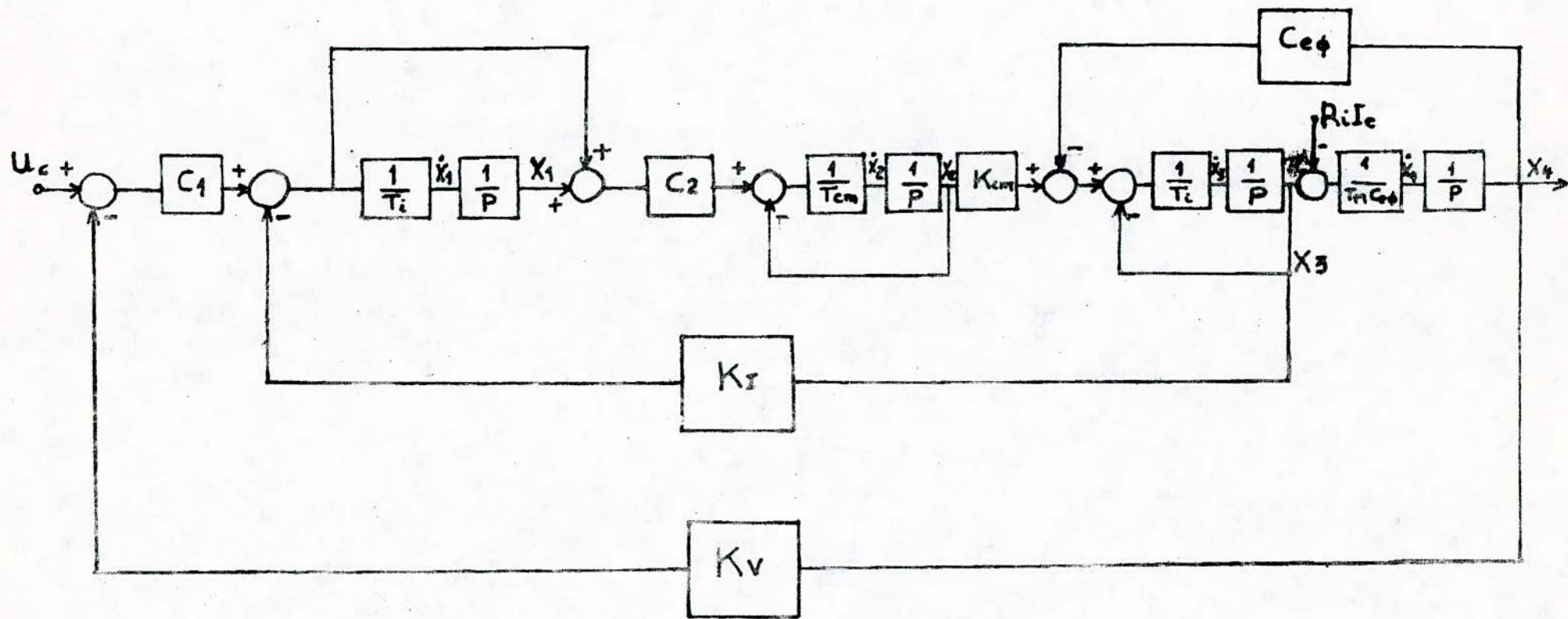


fig - 2

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

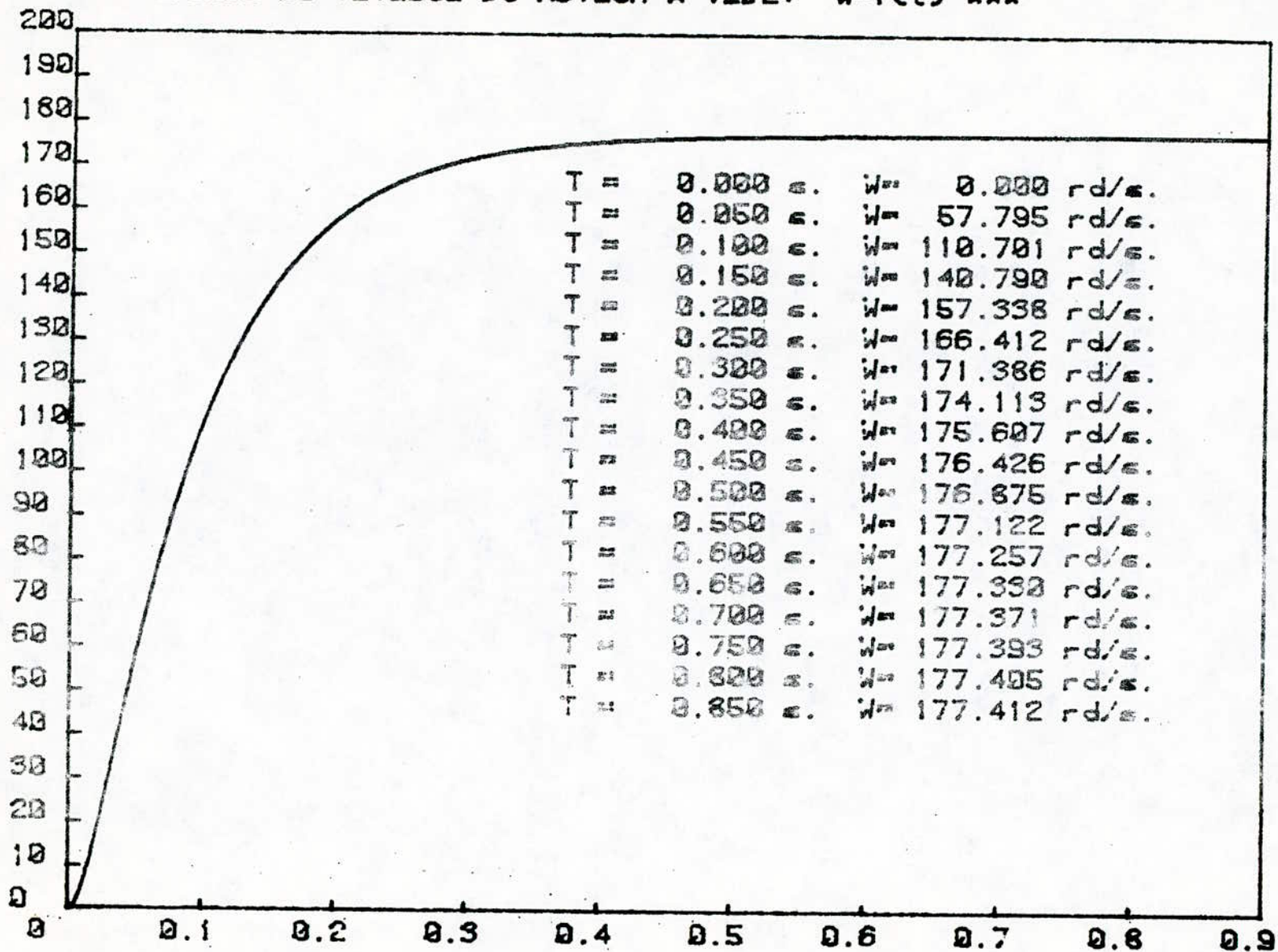


fig.3

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

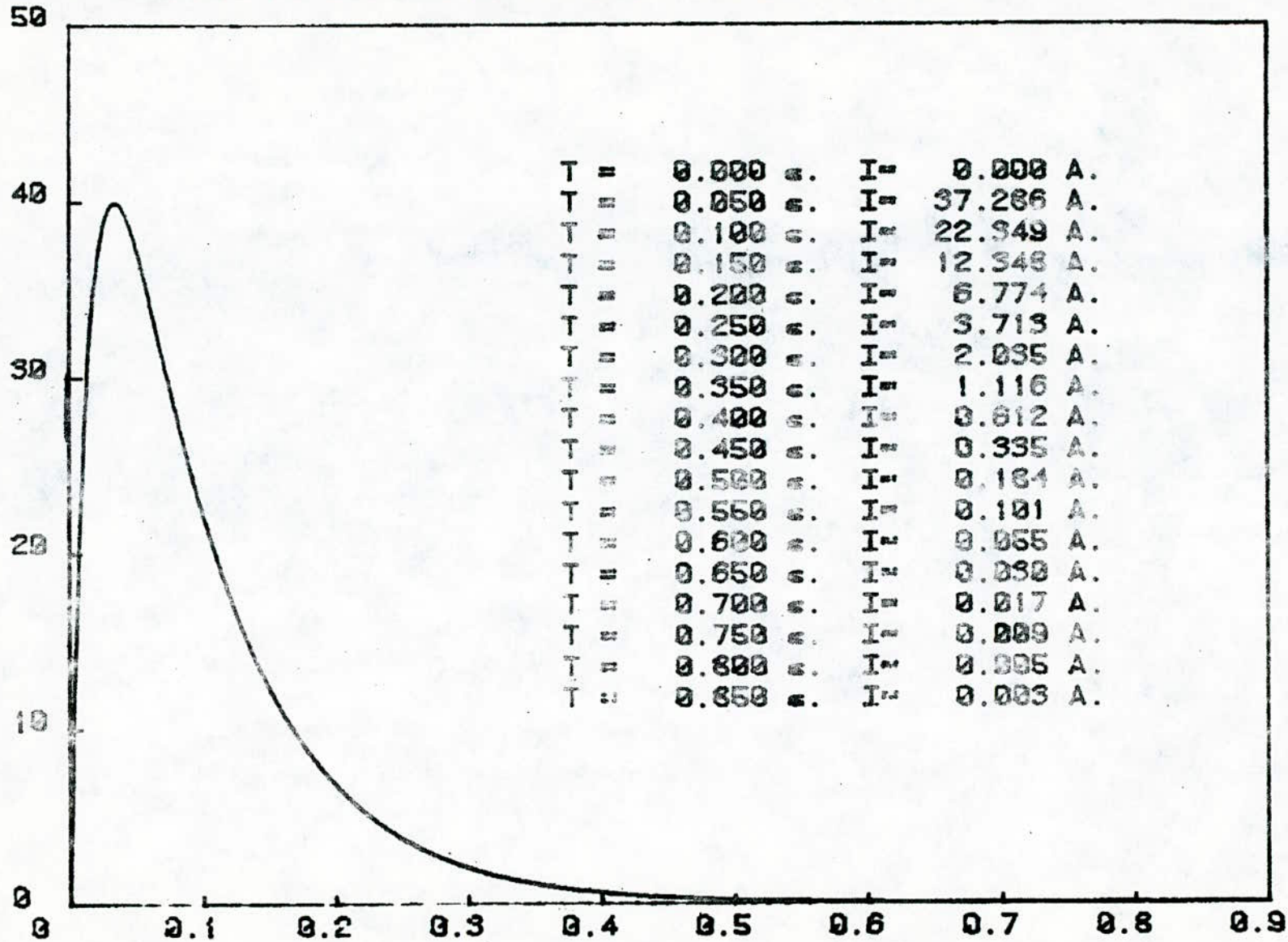


fig. 4



\*\*\* COURBE DE VITESSE DU MOTEUR EN CHARGE :  $W=f(t)$

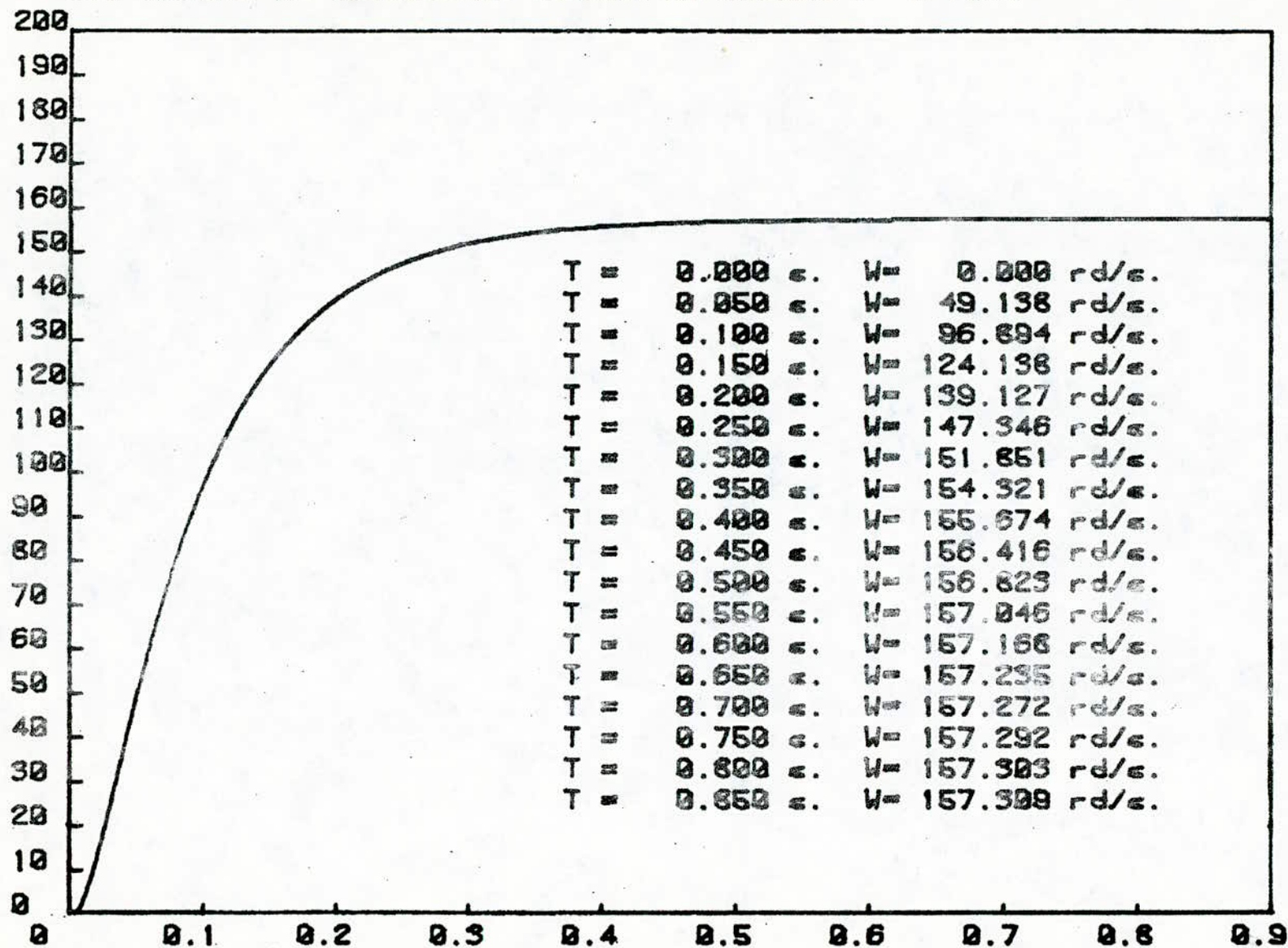


fig. 5

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

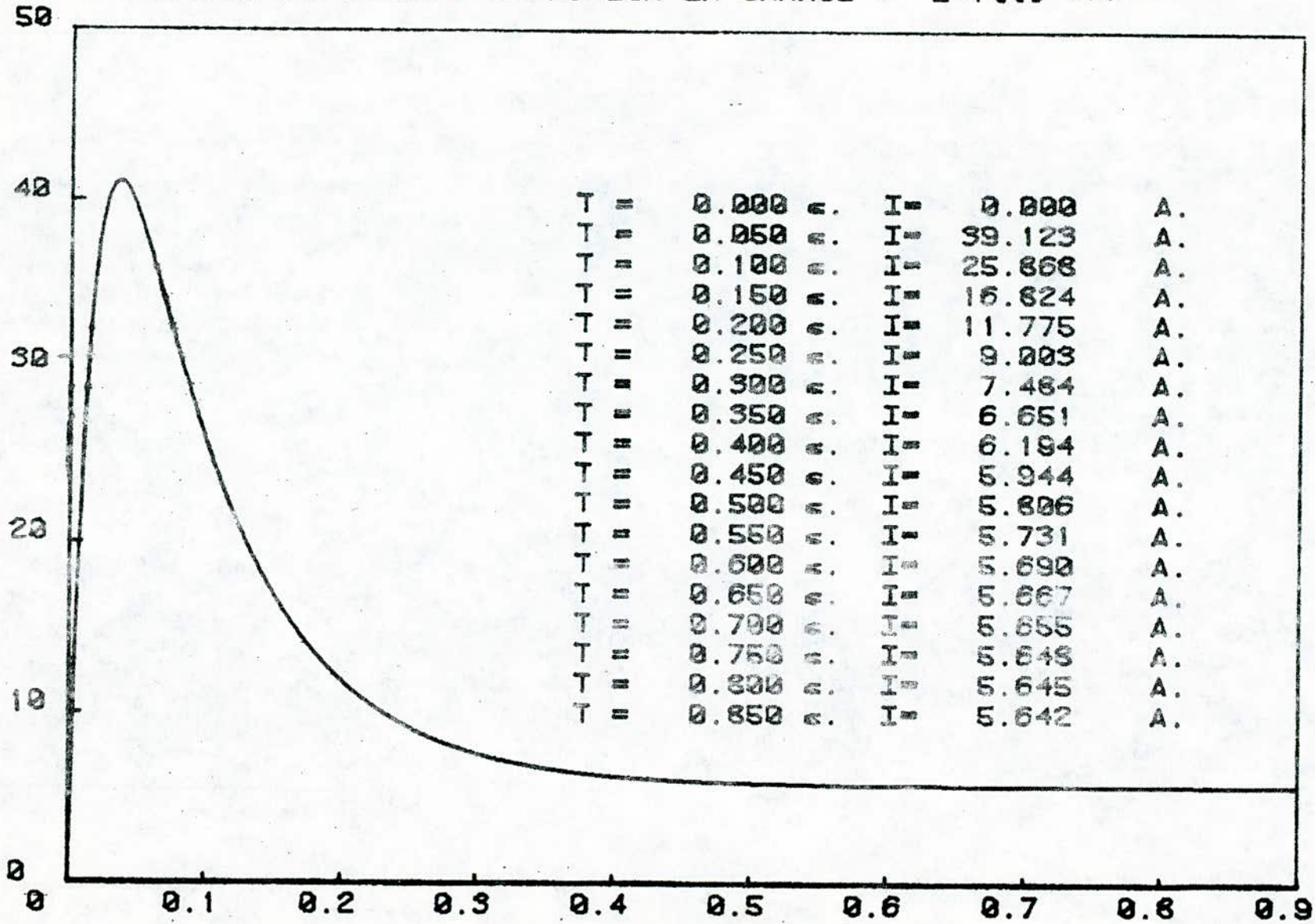


fig. 6

\*\*\* COURBE DE VITESSE DU MOTEUR EN CHARGE :  $W=f(t)$  \*\*\*  
 SYSTEME EN BOUCLE FERME EN COURANT ET EN VITESSE

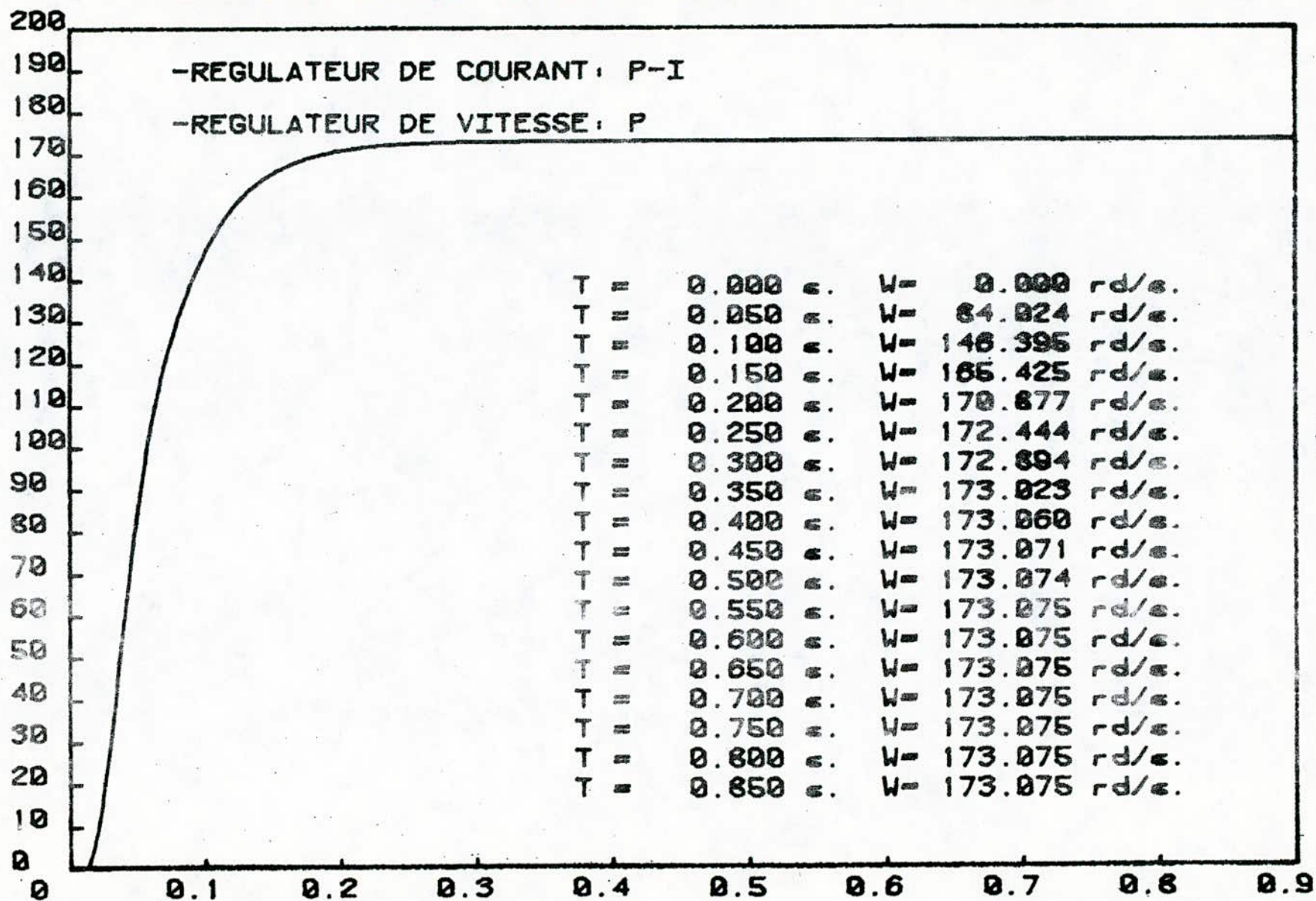


fig.7

\*\*\* COURBE DE COURANT DU MOTEUR EN CHARGE :  $I=f(t)$  \*\*\*  
 SYSTEME EN BOUCLE FERME EN COURANT ET EN VITESSE

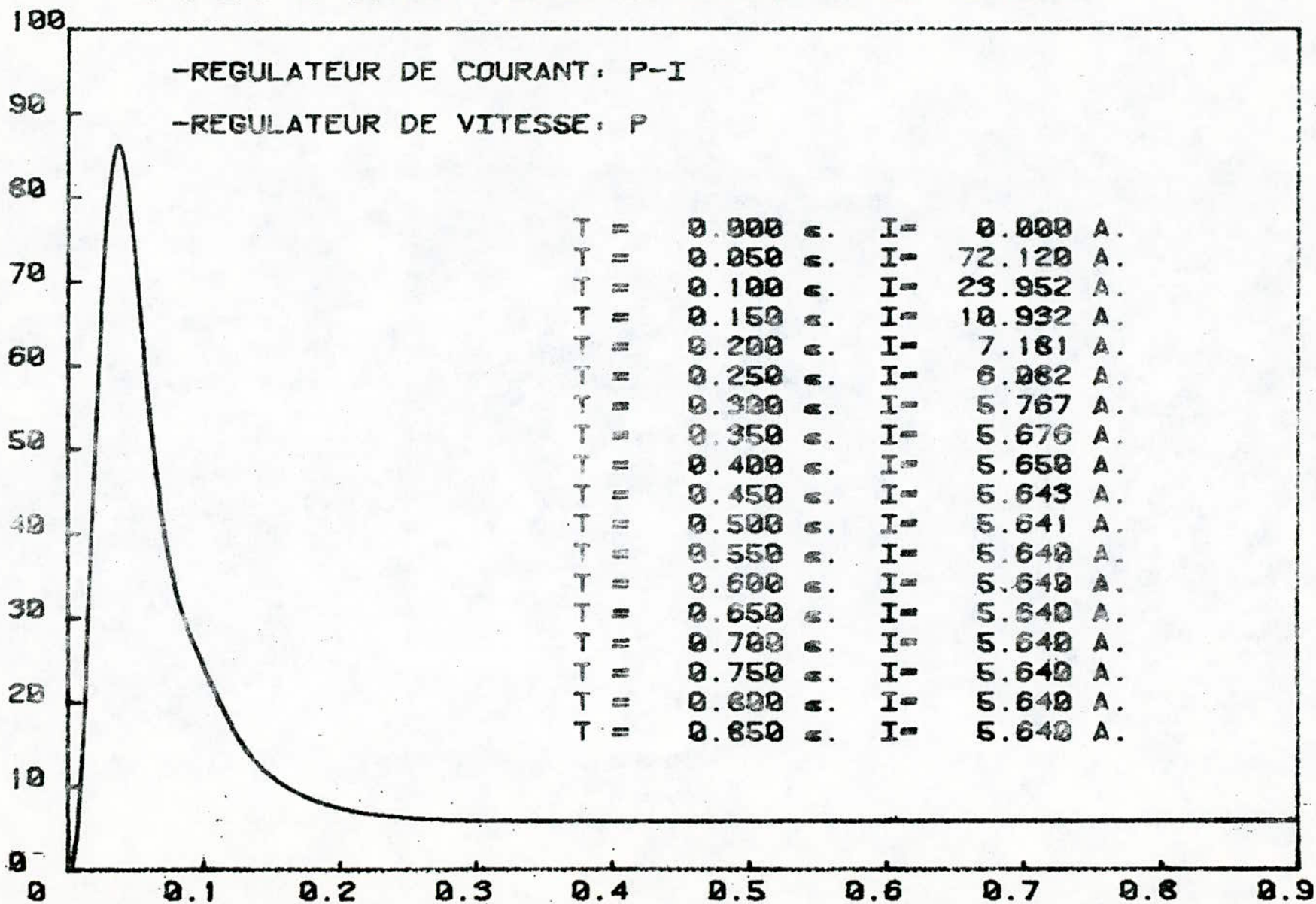


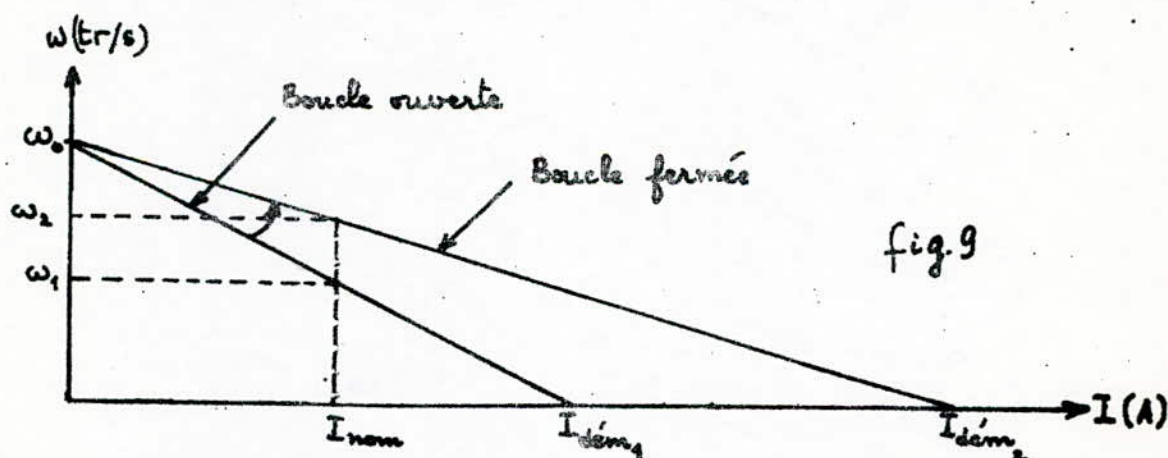
fig. 8

### Interprétation :

En comparant les réponses indicielles du moteur en boucle ouverte et en boucle fermée on peut dresser le tableau suivant :

	Boucle ouverte	Boucle fermée
vitesse à vide (rd/s)	177	177
vitesse en charge (rd/s)	157	173
erreur statique	11,3%	2,3%
temps de montée (s)	0,3	0,15

Remarque: D'après les figures (6) et (8) on remarque que le courant de démarrage du moteur devient plus important en boucle fermée qu'en boucle ouverte. Ceci est dû au fait que la caractéristique mécanique du moteur a été relevée (voir fig 9)



Conclusion: La régulation a amélioré la rapidité et diminué l'erreur statique. Néanmoins cette dernière demeure assez élevée pour certains domaines d'application. Le régulateur P de vitesse s'avère donc insuffisant. On lui ajoutera alors une action

intégrale pour réduire l'erreur statique à zéro.

La fonction de transfert du régulateur devient alors

$$F_v(p) = \frac{1+pT_s}{pT_R} \quad \text{avec:}$$

$$T_s = 8T_{cm} \quad \text{et} \quad T_R = \frac{32T_{cm}^2 K_v}{T_m C_e + K_I} \quad (\text{voir bibliographie n°1})$$

Ainsi, le comportement est optimal par rapport à des variations de la grandeur perturbatrice mais il n'en est rien par rapport à des variations de la valeur de consigne.

La rapidité de la réponse est très bonne (0,06s) mais le dépassement est assez élevé 43%. On montera pour réduire ce dernier un filtre en série avec l'organe de consigne de fonction de transfert  $\frac{1}{1+T_s p}$  de façon à compenser la constante de temps  $T_s$  de  $F_v(p)$ .

On obtient ainsi un nouveau schéma bloc du système donné par la fig.10.

On trace alors les courbes de réponses suivantes:

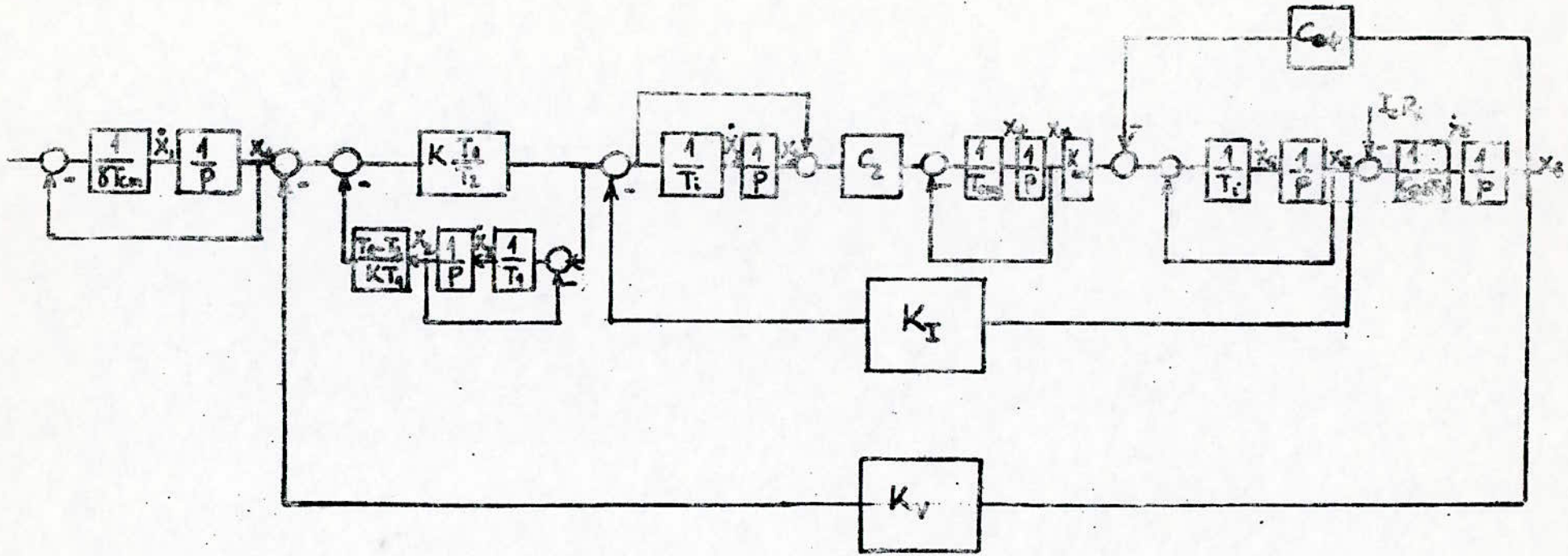


fig 10.

\*\*\* COURBE DE VITESSE DU MOTEUR EN CHARGE ,  $W=f(t)$  \*\*\*

SYSTEME EN BOUCLE FERMEE EN COURANT ET EN VITESSE

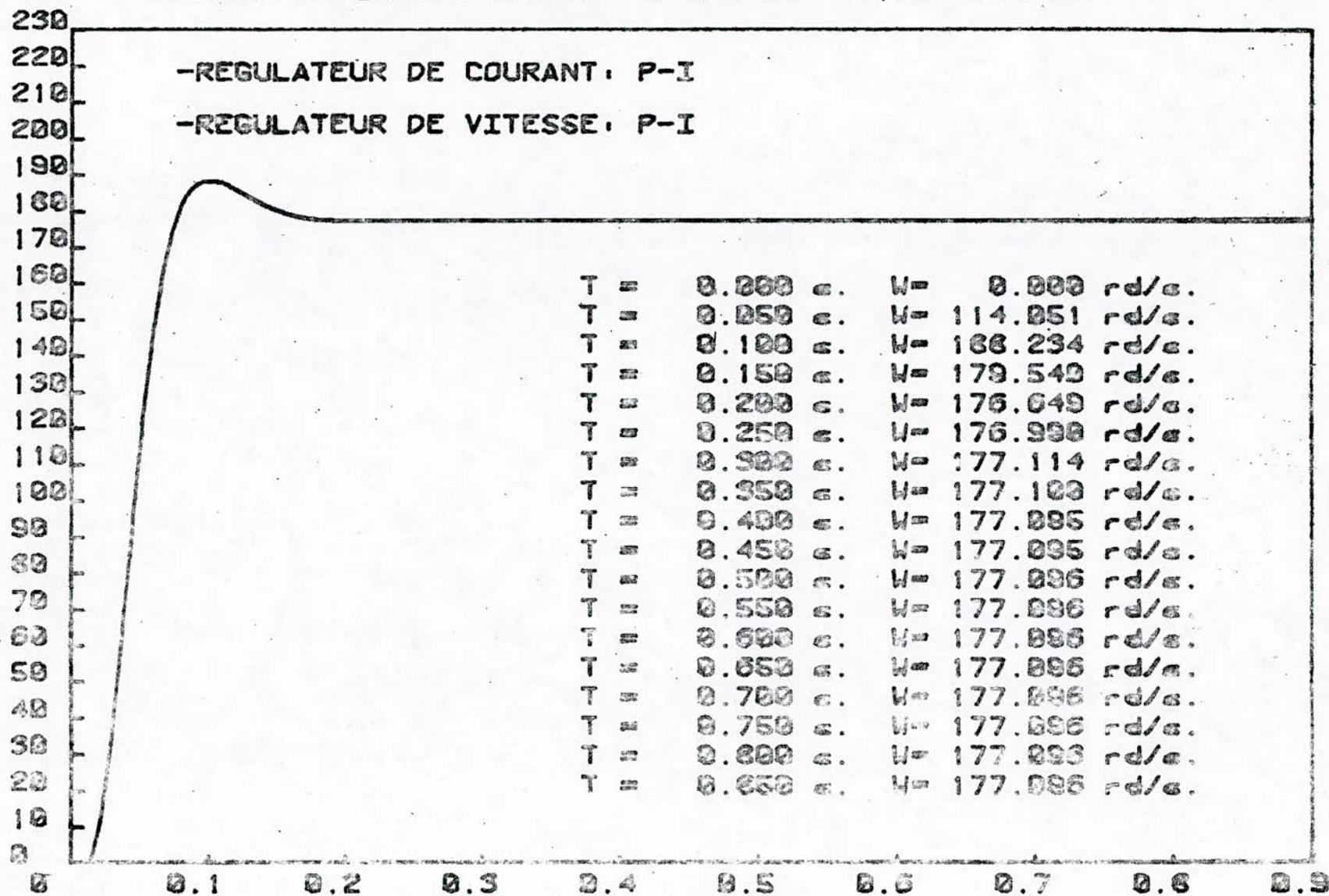


Fig. 11



\*\*\* COURBE DE COURANT DU MOTEUR EN CHARGE :  $I=f(t)$  \*\*\*  
 SYSTEME EN BOUCLE FERME EN COURANT ET EN VITESSE

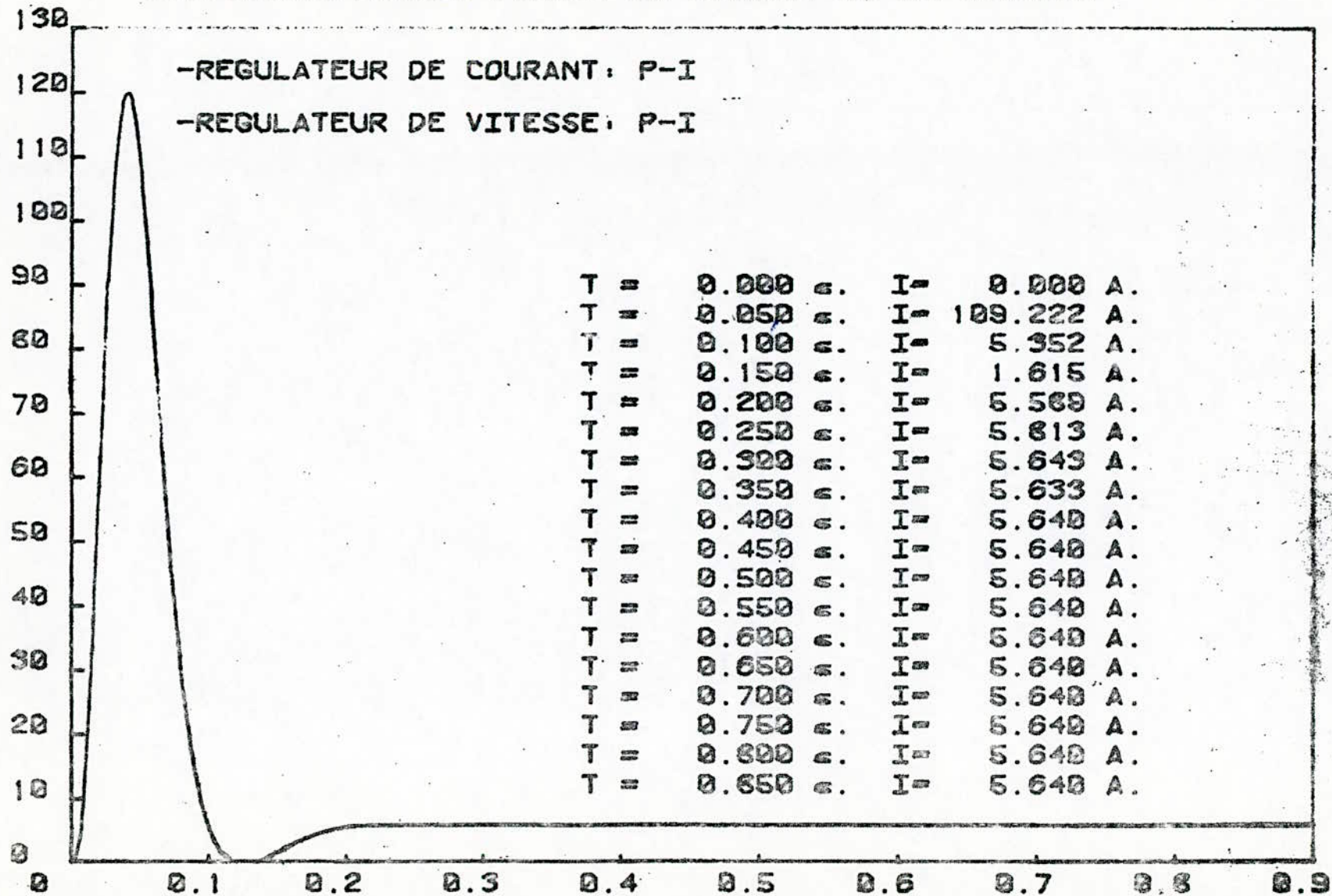


fig. 12

D'après les courbes des figures (11) et (12) on voit que la structure PI du régulateur de vitesse a apporté les performances suivantes:

Dépassement maximum	7,5%
Temps de montée	0,08 sec
Erreur statique	0

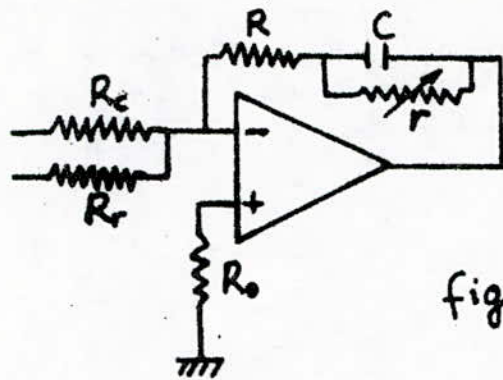
### Conclusion:

La structure du régulateur de vitesse est déterminante quant aux performances du système.

Dans le cas du PI, elle permet d'annuler l'erreur statique au détriment du dépassement. Elle annule ce dernier en conservant une erreur constante dans le cas du P.

On devra donc prévoir lors de la réalisation un régulateur de vitesse à structure variable laissant la possibilité à l'utilisateur de sélectionner la structure répondant aux exigences de son système.

Remarquons qu'une structure intermédiaire faisant un compromis entre le dépassement maximum et l'erreur statique pourrait être obtenue en shuntant le condensateur par une résistance variable. (Voir fig 13)



On pose :  $\rho = \frac{r}{R}$

fig. 13

L'expression de l'erreur devient : (bibliographie n°2)

$$\Delta\omega = \frac{\Delta\omega_p}{1+\rho} \quad \text{avec} \quad \Delta\omega_p = \frac{4T_{cm} \cdot R_i \cdot I}{T_M \cdot C_{\phi}}$$

(Erreur statique avec régulateur P)

On peut ajuster la valeur de  $\rho$  pour fixer l'erreur.

Structure P :  $\rho = 0 \quad \Delta\omega = \Delta\omega_p$

Structure PI :  $\rho = \infty \quad \Delta\omega = 0$

Structure intermédiaire avec  $\rho = 10$  : Voir fig 14

erreur statique : 0,2%

dépassement maximum : 4,5%

\*\*\* COURBE DE VITESSE DU MOTEUR EN CHARGE :  $W=f(t)$  \*\*\*  
 SYSTEME EN BOUCLE FERME EN COURANT ET EN VITESSE

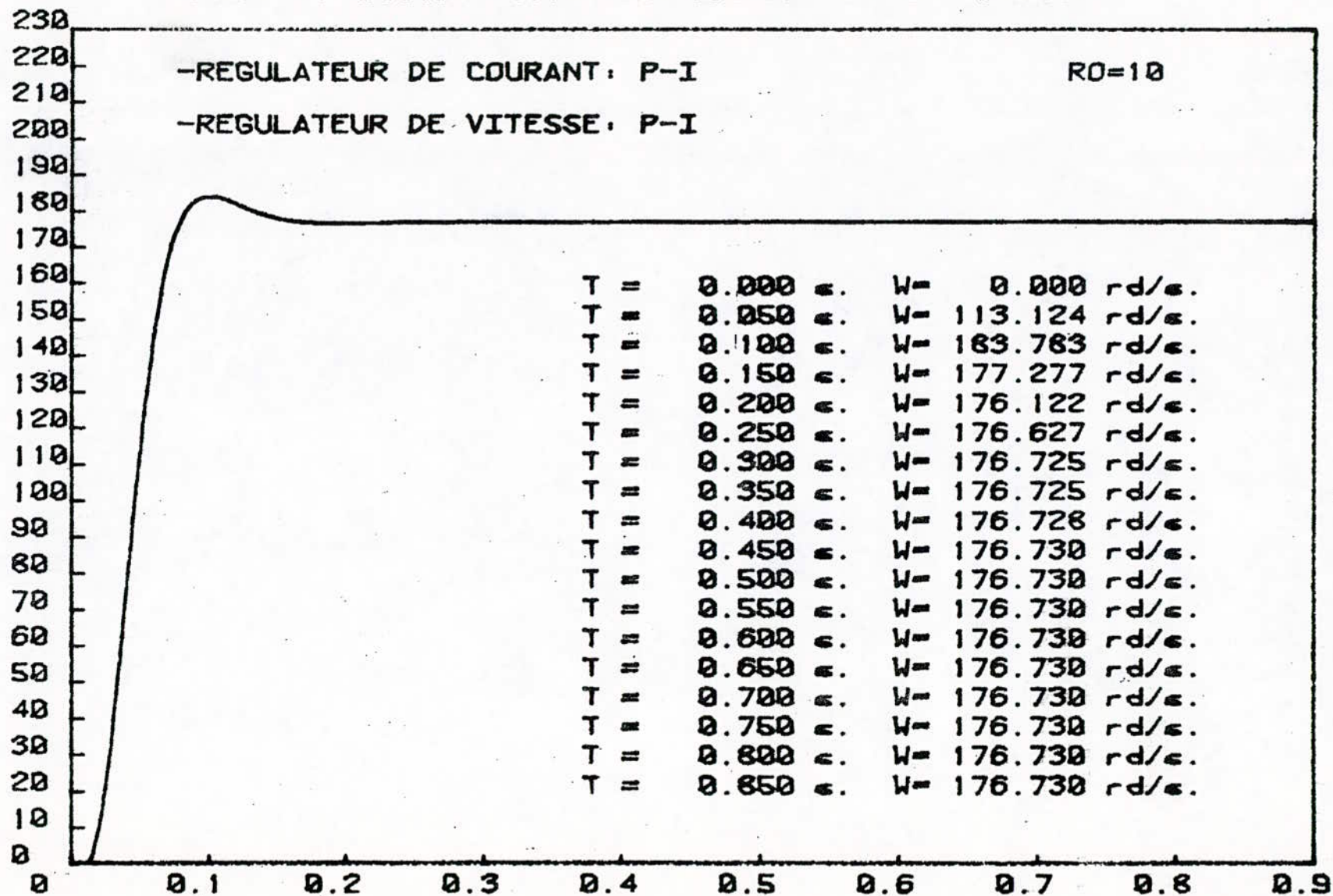


fig. 14

\*\*\* COURBE DE COURANT DU MOTEUR EN CHARGE :  $I=f(t)$  \*\*\*  
 SYSTEME EN BOUCLE FERMEE EN COURANT ET EN VITESSE

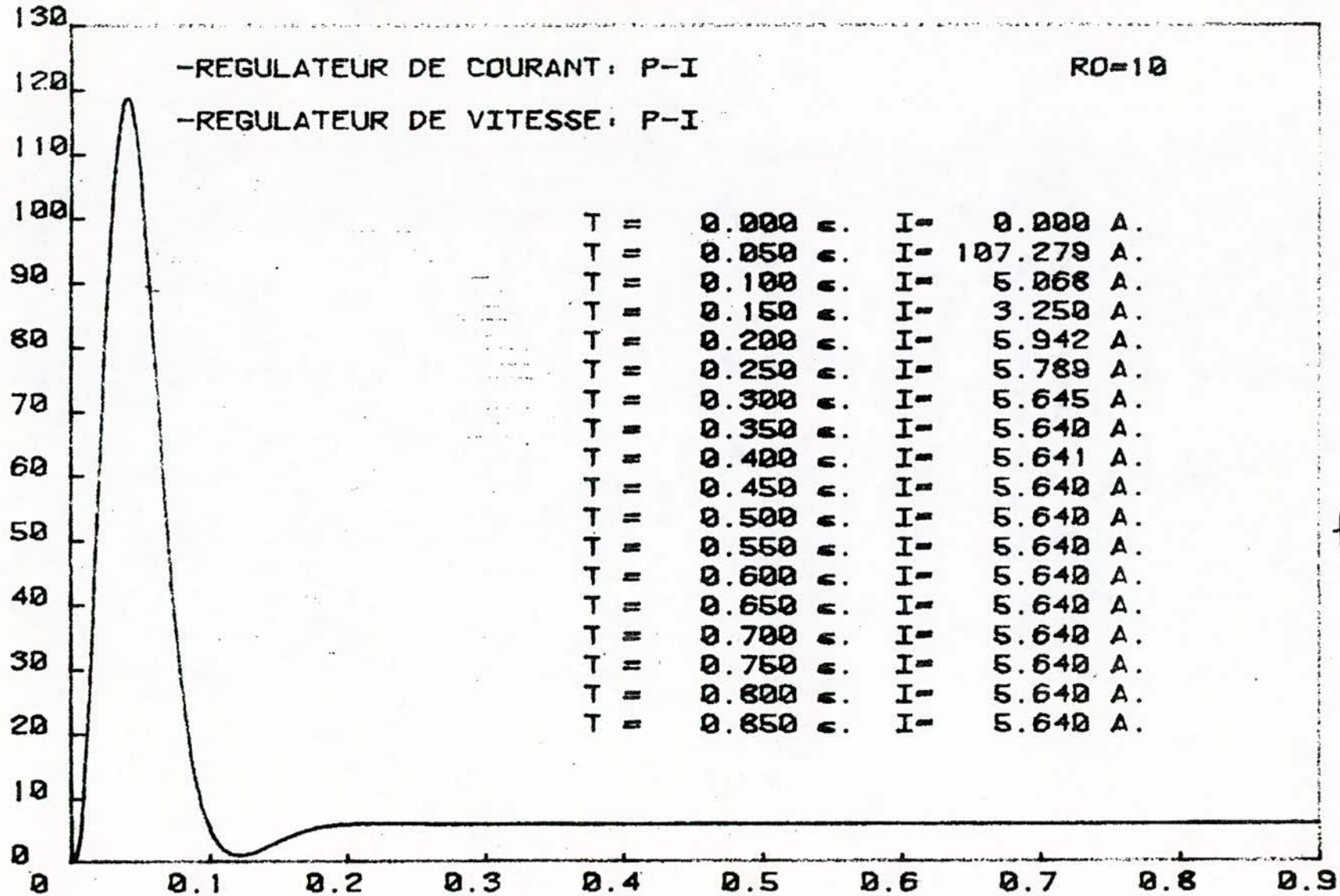


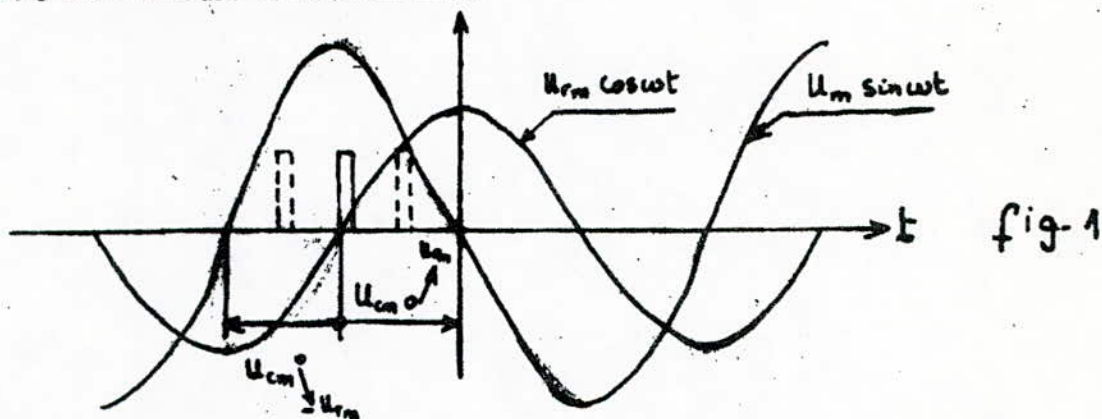
fig. 15

## REALISATION ET TESTS

## 1. Dispositif de commande des gachettes

1.1 Le montage de la fig 7 du chapitre 1 ayant été réalisé, on a pu obtenir des impulsions dont :

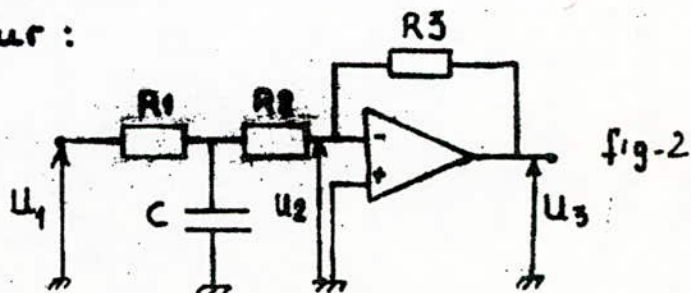
- La durée est d'environ 300  $\mu$ s
- L'amplitude est de 4 volts
- La fréquence est de 50 Hz
- L'angle de retard de l'impulsion par rapport au zéro de la tension de référence varie entre 0° et 180° selon la valeur de la tension de commande.



Remarque: La tension alimentant le thyristor et la tension de référence étant toutes les deux prises du secteur et devant être en quadrature de phase, il nous a fallu déphaser la tension de référence de 90° par rapport au secteur.

## 1.2 Calcul du déphaseur :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{(R_1 + R_2) + j R_1 R_2 C \omega}$$



$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \frac{R_2}{\sqrt{(R_1+R_2)^2 + R_1^2 R_2^2 C^2 \omega^2}}$$

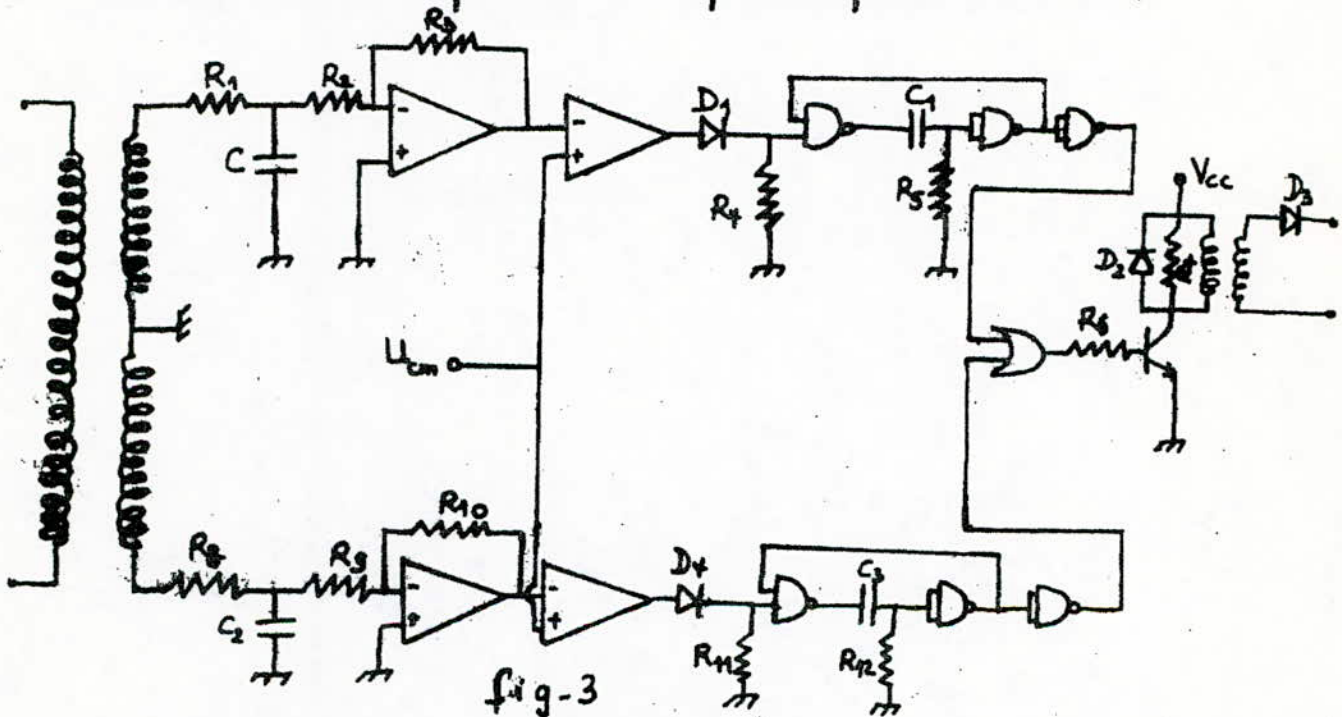
$$\varphi = -\text{artg} \frac{R_1 R_2 C \omega}{R_1 + R_2} = -90^\circ$$

On choisit  $C = 10 \mu\text{F}$ ,  $R_1 = 36 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 36 \text{ k}\Omega$

Le gain  $\left| \frac{U_2}{U_1} \right|$  étant très faible (0,00836) il est nécessaire d'amplifier  $U_2$  pour obtenir  $U_3 = 10 \cos 100\pi t$  à partir de

$U_1 = 25 \sin 100\pi t$  on choisit alors  $R_3 = 1,7 \text{ M}\Omega$

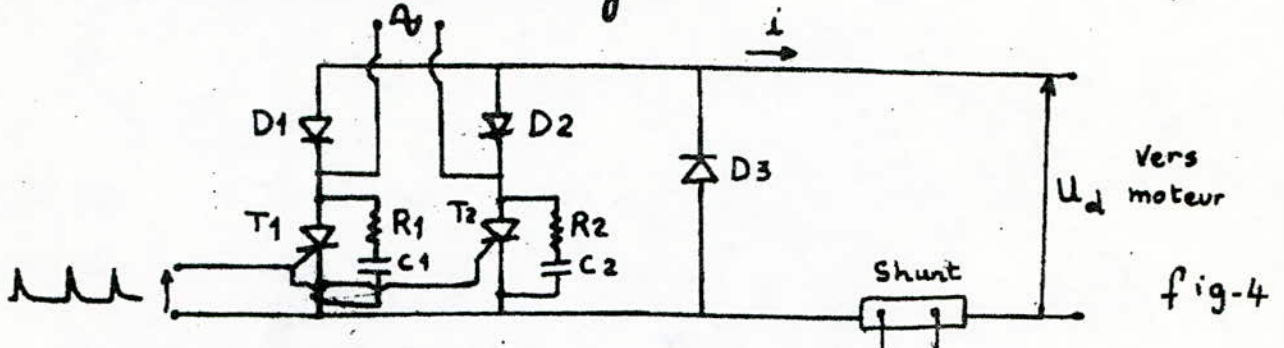
### 1.3 Schéma complet du dispositif de commande:



**Remarque:** Chacun des deux montages symétriques nécessite un transformateur d'impulsions et ne disposant que d'un seul, il nous a fallu additionner les deux signaux logiques (avec une porte OU). Le train d'impulsions résultant (100Hz) est alors appliqué sur les deux gâchettes, ce qui ne change rien quant au fonctionnement des thyristors

## 2. Alimentation du moteur:

### 2.1 Schéma du montage:



### 2.2 Résultats et tests:

Ne disposant pas du moteur sur lequel notre étude a été faite, le montage muni de sa commande a été testé sur un moteur à essuie glace de 12V. On a pu par simple action sur la tension de commande  $U_{cm}$  varier la vitesse de rotation du moteur.

La tension alimentant le moteur ainsi que la tension aux bornes d'un thyristor et le courant traversant le moteur ont été visualisés sur oscilloscope. (Voir fig 5)

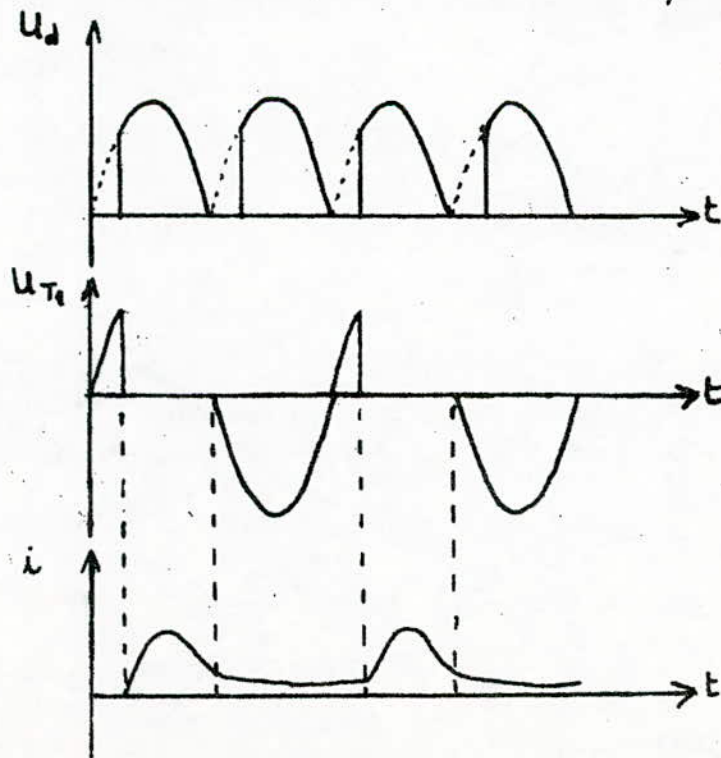
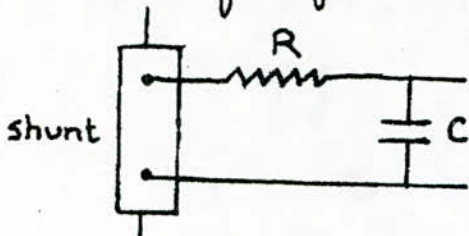


fig -5



Le shunt placé en série avec le moteur permet d'obtenir une tension image du courant qui sera comparée à la tension de consigne (continue) du régulateur de courant. Ces deux tensions devront être compatibles. Or le courant :

— présente des ondulations ce qui nécessite un circuit de lissage (filtre très basses fréquences)

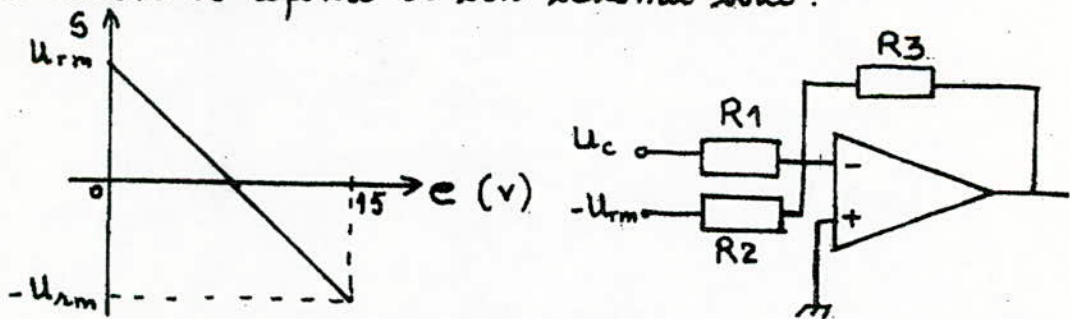


On prend  $C = 20 \mu\text{F}$  et  $R = 910 \text{ k}\Omega$ .

— est toujours positif tandis que la tension de consigne change de signe. La comparaison devient alors impossible à moins d'imposer une consigne constamment positive. Ainsi la sortie du régulateur le sera également.

On a donc prévu un dispositif délivrant à partir de cette sortie la tension nécessaire au générateur d'impulsions.

Sa courbe de réponse et son schéma sont :



On choisit  $R_1 = R_2 = R_3 = 100 \text{ k}\Omega$

- fig 6 -

### 3. Régulateurs

#### 3.1 Schéma du montage:

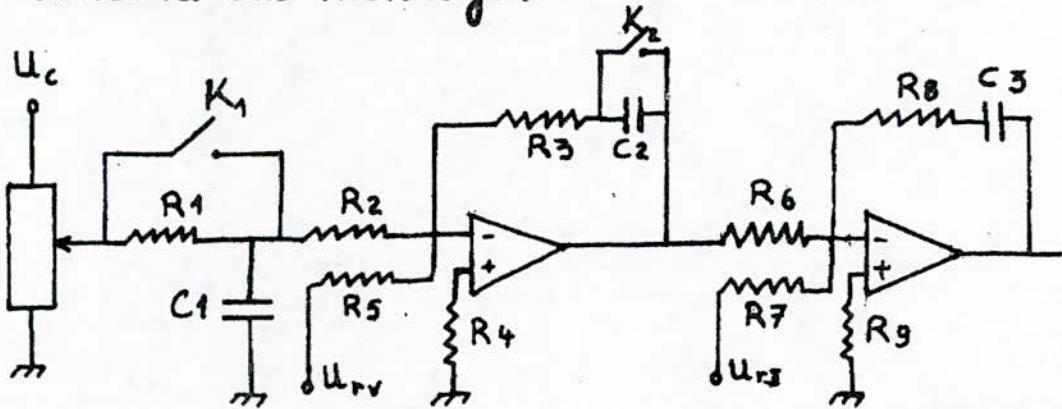


fig 7

#### 3.2 Résultats des tests:

Les régulateurs ci dessus ont été testés séparément en boucle ouverte. On a relevé alors les réponses indicielles suivantes:

#### Régulateur de courant:

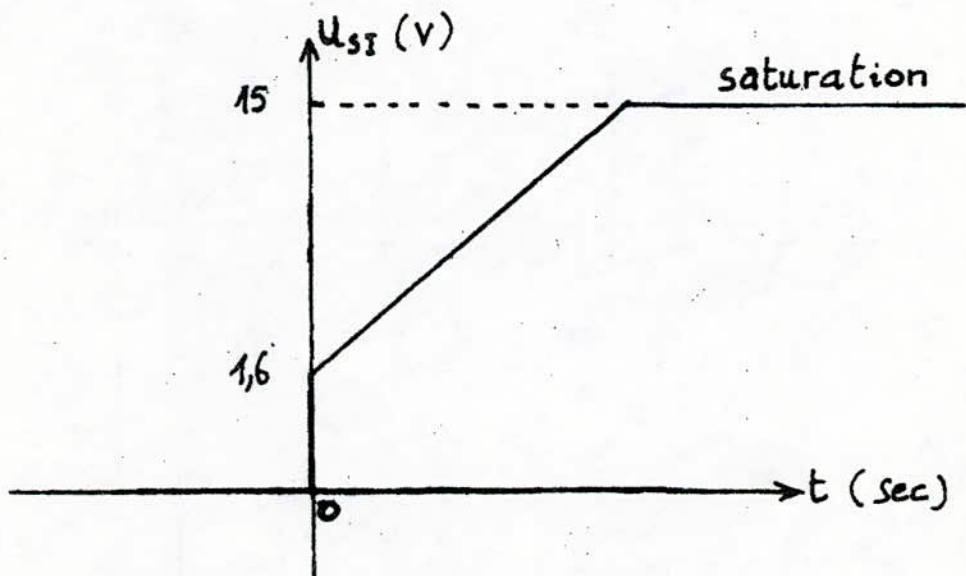


fig-8

Régulateur de vitesse :

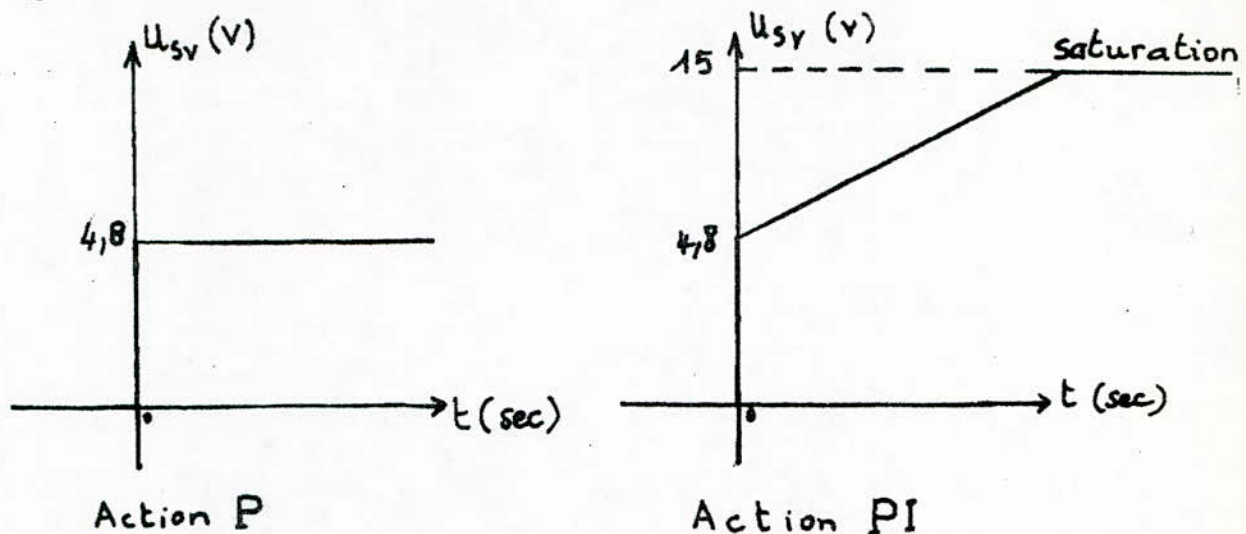


fig-9

4. Affichage numérique de la vitesse:

4.1 Synoptique:

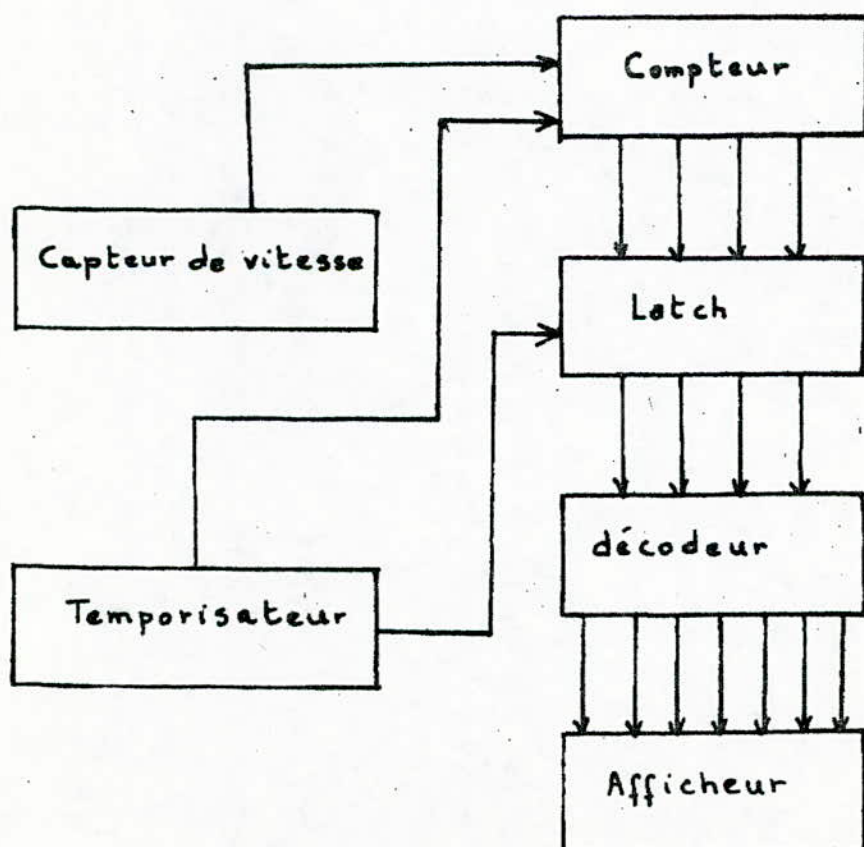


fig-10

#### 4.2 Capteur de vitesse:

Une tige fixée sur l'arbre du moteur fait écran entre une LED (source de lumière) et un phototransistor chaque fois que le moteur aura accompli un tour.

On obtient ainsi des impulsions (sur l'émetteur) dont la fréquence est égale à la fréquence de rotation du moteur.

#### 4.3 Temporisation:

Afficher une vitesse revient à afficher un nombre de tours par unité de temps. Cette unité sera de une seconde. On doit donc réaliser un temporisateur qui bat la seconde. A cet effet on utilisera un astable dont le schéma est donné par la fig. 11

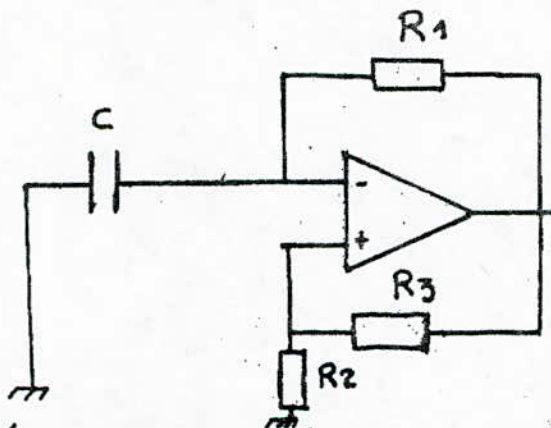


fig- 11

La période est donnée par  $T = 2R_1C \text{Log}(1 + 2 \frac{R_2}{R_3})$

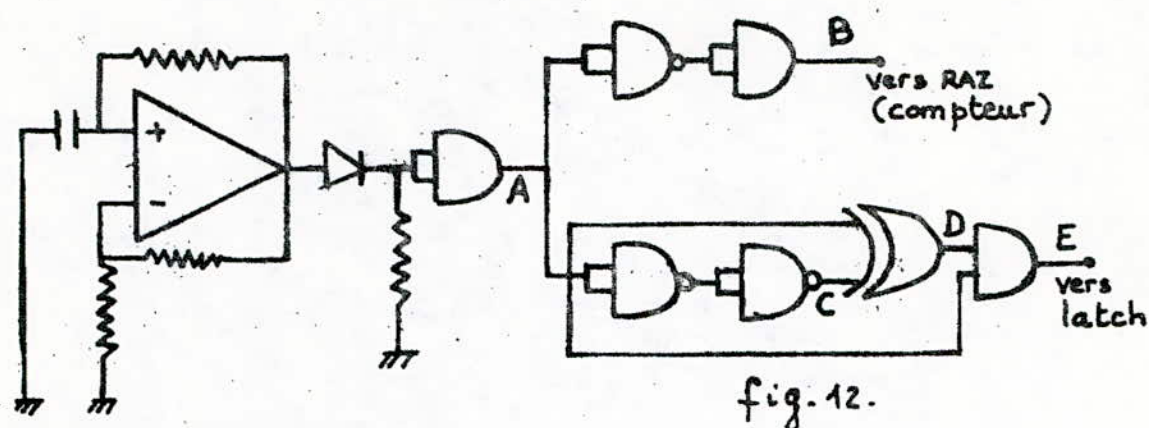
Pour  $T = 2 \text{sec}$ , on choisit  $R_2 = R_3 = 1 \text{k}\Omega$ .

On prend alors  $C = 10 \mu\text{F}$  et  $R_1 = 91 \text{k}\Omega$ .

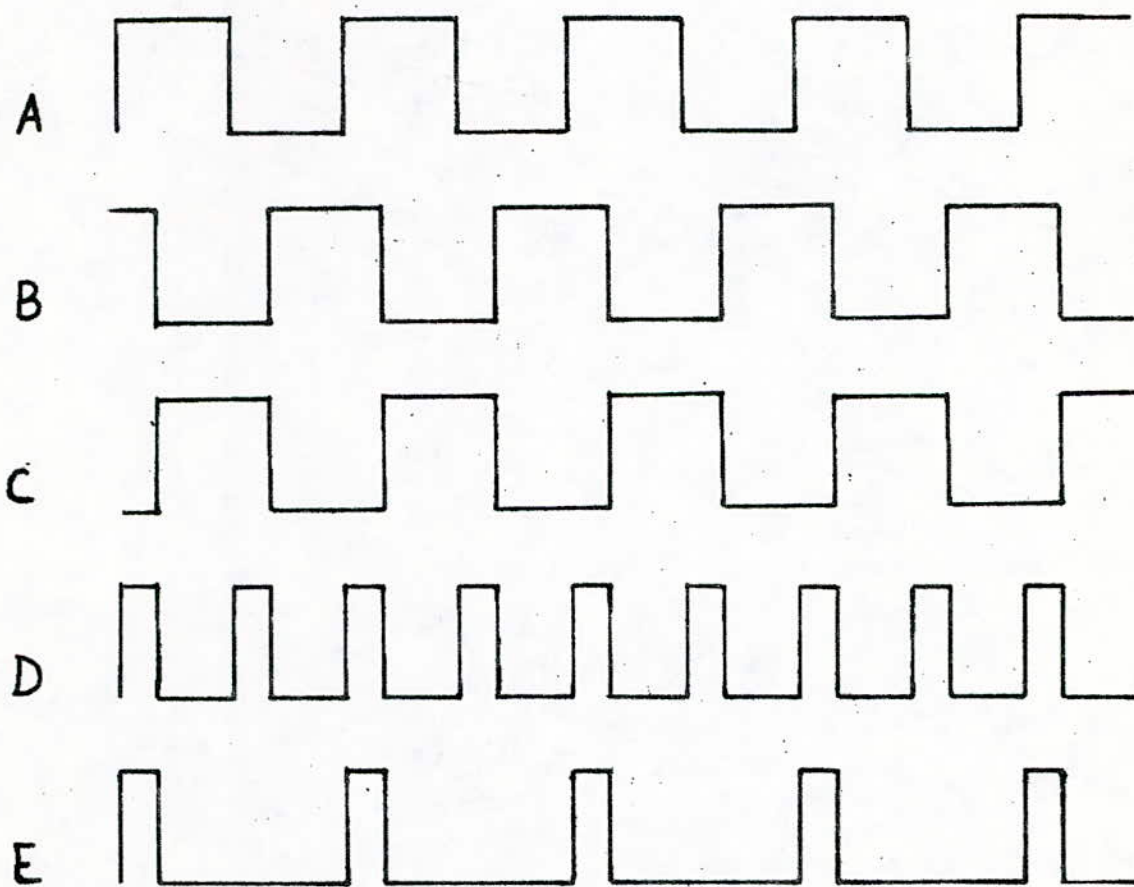
Ce signal servira:

- de remise à zéro pour le compteur.
- à autoriser le latch à transmettre l'information présente à son entrée ou à mémoriser son état.

## Schéma Complet du temporisateur

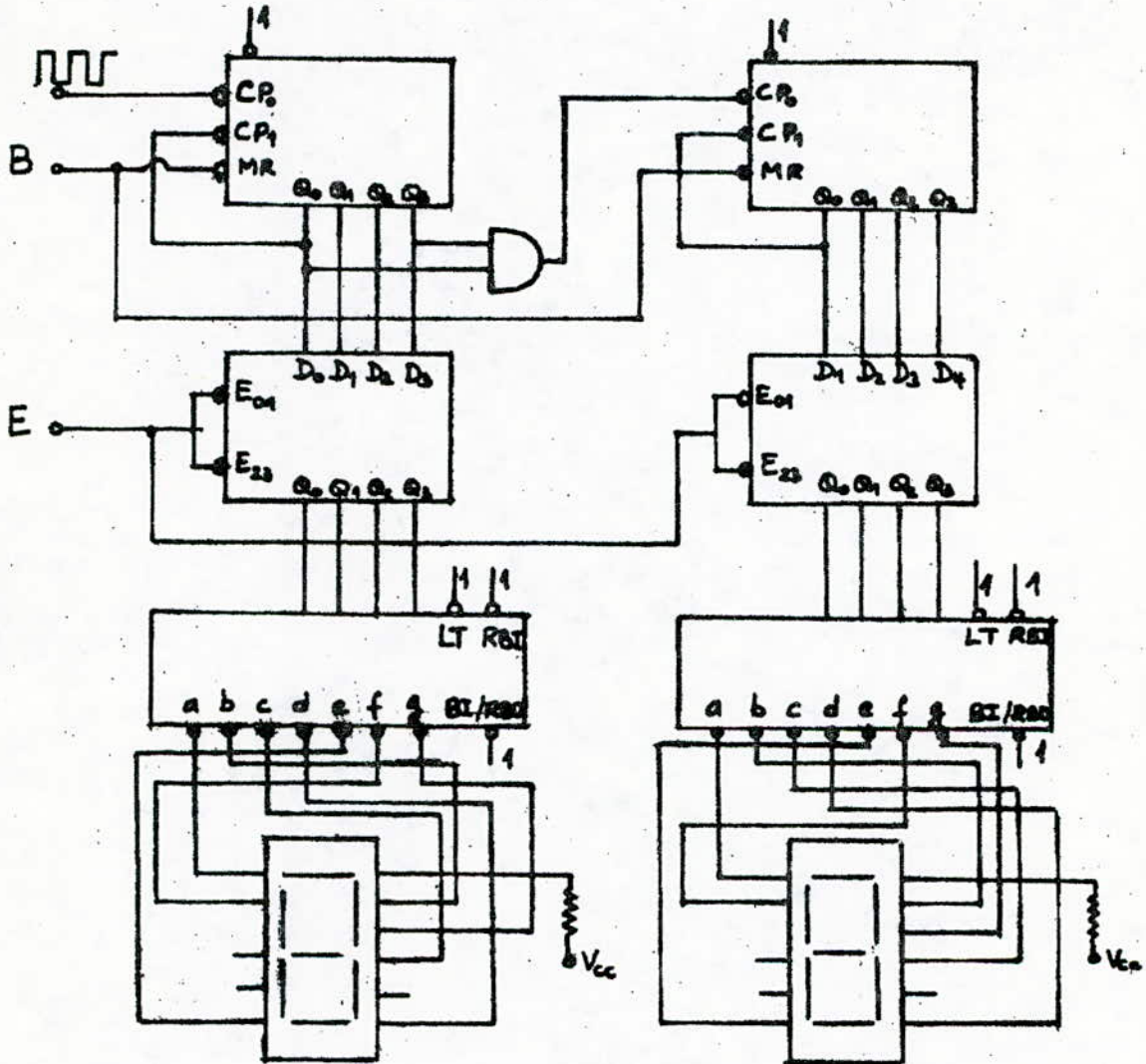


## Chronogrammes:



On voit ainsi que le comptage s'effectue pendant une seconde. A la fin de cette seconde le latch transmet le résultat à l'afficheur et le mémorise, puis on efface le contenu du compteur. Et un nouveau cycle recommence.

#### 4.4 Schéma de câblage du circuit d'affichage:



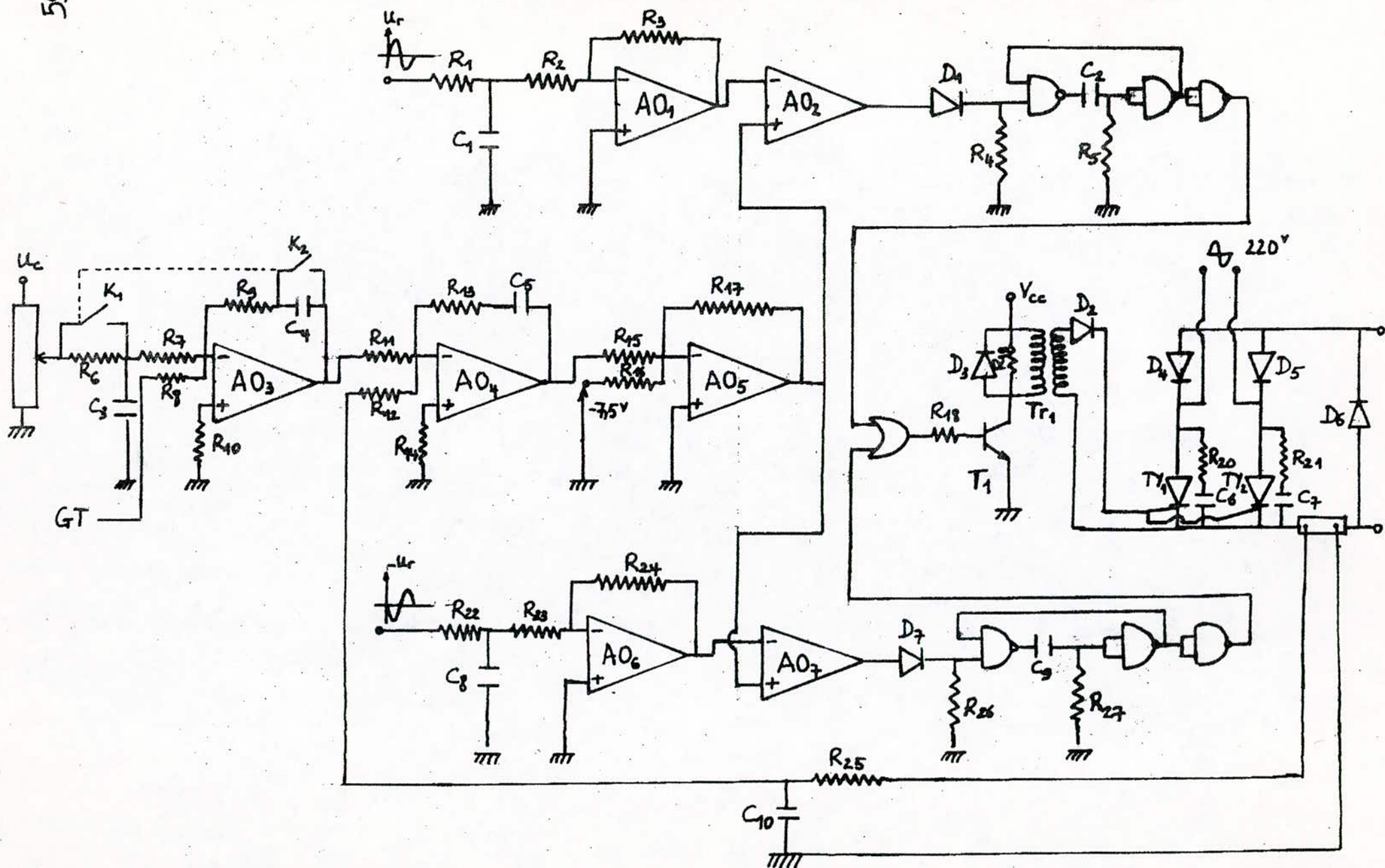
- fig 13 -

### 5. Alimentation des différents circuits:

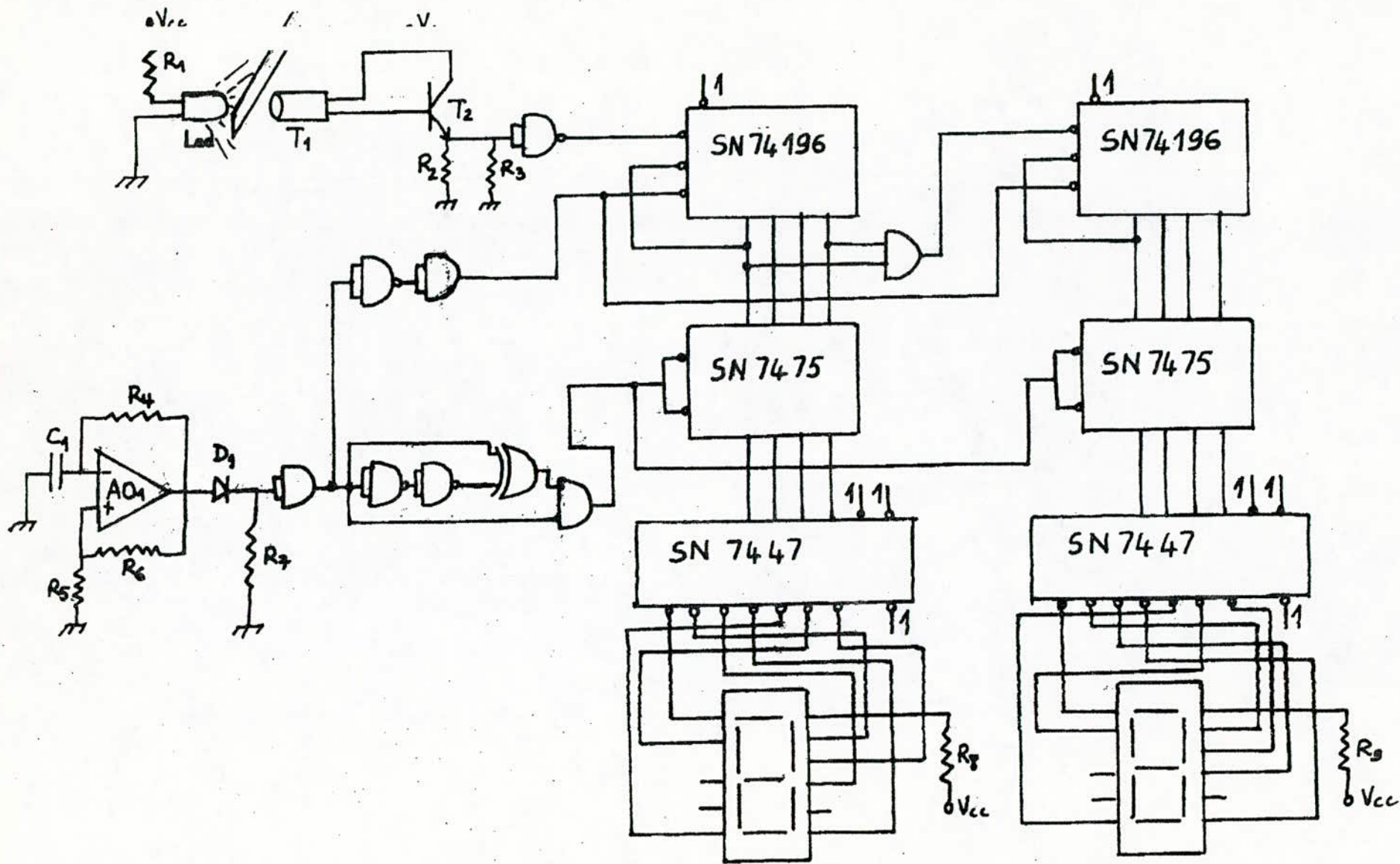
Pour polariser nos circuits, on doit produire des tensions continues de  $+5\text{V}$ ,  $+15\text{V}$ ,  $-15\text{V}$ .

On utilise également deux tensions sinusoïdales de  $18\text{V}_{\text{eff}}$ . Pour cela on a bobiné un transformateur à 5 enroulements secondaires. Les tensions continues nécessaires ont été obtenues après filtrage et stabilisation (emploi de régulateurs de tension  $+5\text{V}$ ,  $+15\text{V}$ ,  $-15\text{V}$ )

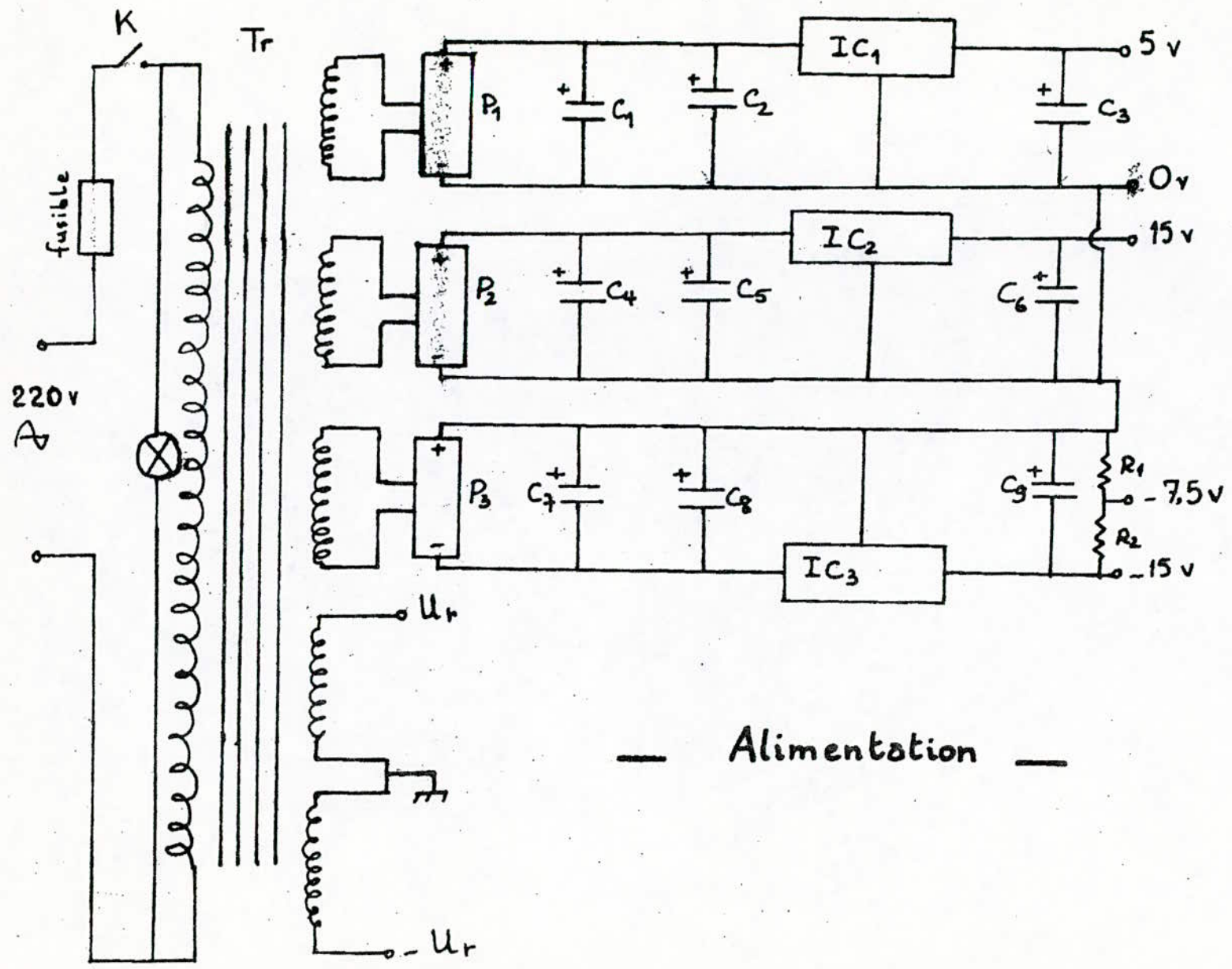
# — Schéma Complet du Variateur de Vitesse —







— Affichage Numérique de la Vitesse —



— Alimentation —

## CONCLUSION

Malgré les quelques difficultés rencontrées lors de la réalisation, notre travail a pu être mené à bien.

Les tests de la commande du moteur ont été satisfaisants. Le moteur et son système de régulation ont été simulés sur ordinateur. D'après les résultats obtenus nous avons jugé nécessaire de prévoir pour le régulateur de vitesse une structure parallèle P/PI ce qui permet de sélectionner selon le type d'application telle ou telle action du régulateur.

L'appareil que nous venons ainsi de réaliser permet de commander un moteur à courant continu de puissance moyenne (1KW). Ses caractéristiques essentielles sont :

- vitesse réglable de 0 à 1500 tr/mn.
- temps de démarrage  $\leq 0,15$  s
- erreur permanente : 2,3% pour l'action P  
0% pour l'action PI
- dépassement maximum de vitesse :  
0% pour l'action P  
8% pour l'action PI

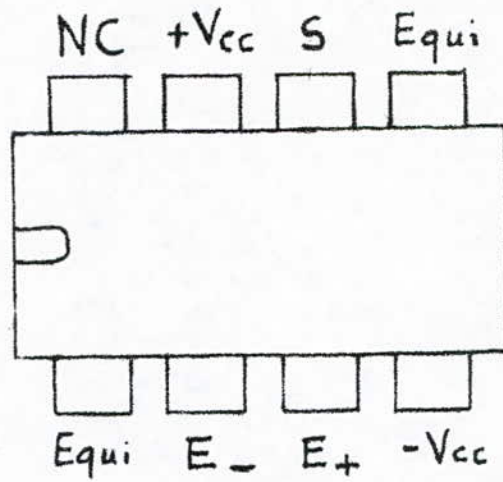
Nous avons prévu un capteur optique permettant d'afficher numériquement la vitesse de rotation du moteur.

En vue d'une amélioration de notre système nous envisageons l'utilisation :

- d'un convertisseur numérique-analogique au niveau du capteur de vitesse afin d'éviter l'emploi d'une génératrice tachymétrique.
- d'un convertisseur de courant bidirectionnel pour assurer les deux sens de rotation du moteur.
- d'un régulateur de vitesse adaptatif agissant selon le type de conduction du moteur (intermittente ou continue).

ANNEXE

MC 1741

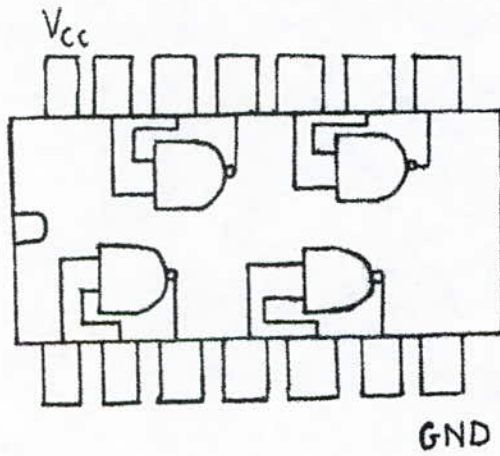


E<sub>-</sub> : entrée inverseuse

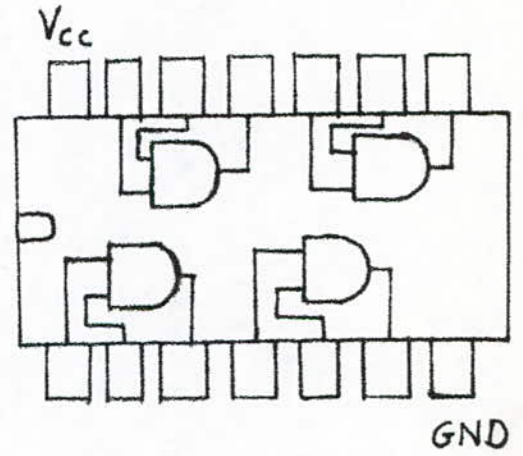
E<sub>+</sub> : entrée non inverseuse

S : Sortie

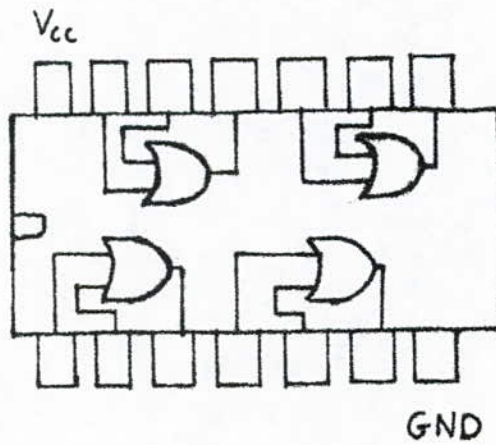
SN 74 00



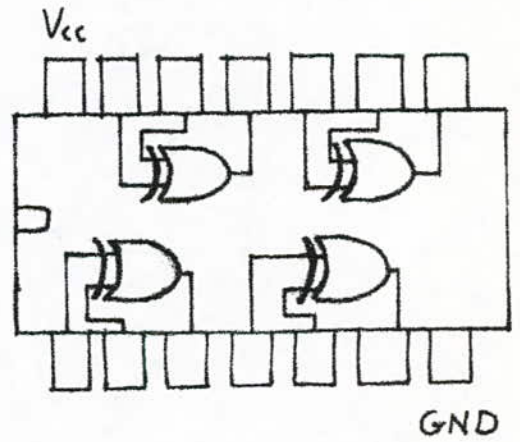
SN 74 08



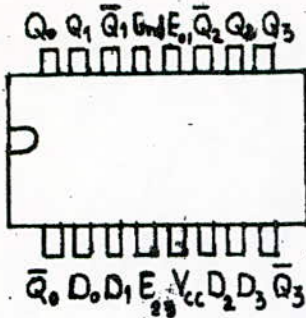
SN 74 32



SN 74 86



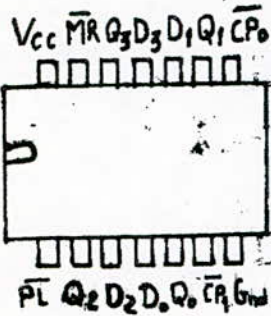
## SN 74 75 LATCH



Mode de fonctionnement	Entrées			Sorties	
	E	D	Q	Q-bar	
Transfert	1	0	0	1	
Transfert	1	1	1	0	
Mémoire	0	X	0	1	

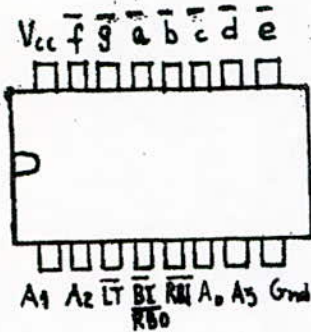
## SN 74 196 COMPTEUR

BCD DECADE : Entrées d'horloge → CP<sub>0</sub>, CP<sub>1</sub> reliée à Q<sub>0</sub>  
 BI-QUINARY : Entrées d'horloge → CP<sub>1</sub>; CP<sub>0</sub> reliée à Q<sub>3</sub>



Mode de fonctionnement	Entrées				Sorties
	FR	P-bar	CP	D <sub>n</sub>	Q <sub>n</sub>
Reset (Clear)	0	X	X	X	0
Chargement parallèle	1	0	X	0	0
Chargement parallèle	1	0	X	1	1
Comptage	1	1	↓	X	Comptage

## SN 74 47 DECODEUR BCD-7SEGMENTS



Decimal ou Fonction	Entrées							Sorties						
	LT	RBI	A3	A2	A1	A0	BI/RB0	a	b	c	d	e	f	g
0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	1
1	1	X	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1	1
2	1	X	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0
3	1	X	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0
4	1	X	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
5	1	X	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0
6	1	X	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	1	1
7	1	X	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1
8	1	X	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
9	1	X	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0
10	1	X	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0
11	1	X	1	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0
12	1	X	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0
13	1	X	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0
14	1	X	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0	0	0
15	1	X	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
BI	X	X	X	X	X	X	0	1	1	1	1	1	1	1
RB0	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
LT	0	X	X	X	X	X	1	0	0	0	0	0	0	0



Affichage résultant

## Liste des composants relative au schéma du variateur de vitesse :

### Résistances :

$R_1$ :	$36\text{ k}\Omega$	$R_{10}$ :	$470\Omega$	$R_{19}$ :	$510\Omega$
$R_2$ :	$36\text{ k}\Omega$	$R_{11}$ :	$9,1\text{ k}\Omega$	$R_{20}$ :	$20\Omega$
$R_3$ :	$1,5\text{ M}\Omega$	$R_{12}$ :	$1,5\text{ k}\Omega$	$R_{21}$ :	$20\Omega$
$R_4$ :	$270\Omega$	$R_{13}$ :	$15\text{ k}\Omega$	$R_{22}$ :	$36\text{ k}\Omega$
$R_5$ :	$470\Omega$	$R_{14}$ :	$1,2\text{ k}\Omega$	$R_{23}$ :	$36\text{ k}\Omega$
$R_6$ :	$3,9\text{ k}\Omega$	$R_{15}$ :	$100\text{ k}\Omega$	$R_{24}$ :	$1,5\text{ M}\Omega$
$R_7$ :	$1\text{ k}\Omega$	$R_{16}$ :	$100\text{ k}\Omega$	$R_{25}$ :	$180\text{ k}\Omega$
$R_8$ :	$1,1\text{ k}\Omega$	$R_{17}$ :	$100\text{ k}\Omega$	$R_{26}$ :	$270\Omega$
$R_9$ :	$4,8\text{ k}\Omega$	$R_{18}$ :	$4,7\text{ k}\Omega$	$R_{27}$ :	$470\Omega$

### Condensateurs :

$C_1$ :	$10\mu\text{F}$	$C_6$ :	$1\mu\text{F}$
$C_2$ :	$1\mu\text{F}$	$C_7$ :	$1\mu\text{F}$
$C_3$ :	$10\mu\text{F}$	$C_8$ :	$10\mu\text{F}$
$C_4$ :	$1,5\mu\text{F}$	$C_9$ :	$1\mu\text{F}$
$C_5$ :	$1\mu\text{F}$	$C_{10}$ :	$20\mu\text{F}$

### Diodes :

$D_1$  à  $D_7$  : 1N4002

### Thyristors :

$TY_1, TY_2$  : 56010L

**Transistors :**

$T_1$  : 2N3904

**Amplificateurs opérationnels :**

$AO_1$  à  $AO_7$  : MC1741

**Circuits intégrés :**

2 circuits SN7400 (portes NAND)

1 circuit SN7432 (portes OR)

**Shunt :**  $47\text{m}\Omega$  (1A)

**Potentiomètre multi-tours :**  $10\text{k}\Omega$

**Interrupteurs :**

$K_1, K_2$  deux interrupteurs jumelés

**Transformateur :**

$Tr_1$  : transformateur d'impulsions de rapport de transformation égal à 1



## Liste des composants relative au schéma de l'affichage numérique:

### Résistances :

$R_1$	: 270 $\Omega$	$R_6$	: 10 k $\Omega$
$R_2$	: 33 k $\Omega$	$R_7$	: 270 $\Omega$
$R_3$	: 270 $\Omega$	$R_8$	: 330 $\Omega$
$R_4$	: 100 k $\Omega$	$R_9$	: 330 $\Omega$
$R_5$	: 10 k $\Omega$		

### Condensateurs :

$C_1$  : 10  $\mu$ F

### Transistors :

$T_1$  : Phototransistor OP802W

$T_2$  : BC 107

Compteurs : 2 compteurs SN74196

Latches : 2 latches SN7475

Décodeurs : 2 décodeurs SN7447

## Alimentation

- 1 fusible (220V, 2A)
- 1 lampe témoin
- 1 interrupteur marche - arrêt.
- 1 transformateur
  
- 3 ponts de diodes type 100890M.
- 1 régulateur de tension 15V : 78L15C
- 1 régulateur de tension 5V : 78L05C
- 1 régulateur de tension -15V : 79L15C
- 3 condensateurs 0,1  $\mu$ F
- 3 condensateurs 0,22  $\mu$ F
- 2 condensateurs 100  $\mu$ F
- 1 condensateur 4000  $\mu$ F
- 2 résistances de 1K $\Omega$

## Caractéristiques du moteur

Tension nominale	220 V
Puissance nominale	1 kW
vitesse nominale	1500 tr/mn
courant d'induit nominal	5,64 A
rendement nominal	77 %
moment d'inertie	$1,38 \cdot 10^{-2} \text{ Kg m}^2$
moment d'inertie total	$2,76 \cdot 10^{-2} \text{ Kg m}^2$
résistance d'induit	4,42 $\Omega$
inductance d'induit	0,075 H
constante de temps électrique	$14 \cdot 10^{-3} \text{ sec}$
constante de temps mécanique	0,1 sec
$C_{e\phi}$	0,126
$C_{M\phi}$	1,2

# Glossaire

$\alpha$	angle de retard d'allumage
$E$	force contre électromotrice du moteur
$I_{dém}$	courant de démarrage du moteur
$I_{nom}$	courant d'induit nominal
$i_g$	courant de gachette.
$K_{cm}$	facteur de transfert de l'étage de puissance
$K_{GT}$	facteur de transfert de la génératrice tachymétrique.
$K_I$	coefficient de retour en courant
$K_V$	coefficient de retour en vitesse
$L_i$	inductance de l'induit du moteur
$N_0$	vitesse du moteur à vide en tr/mn.
$N_{nom}$	vitesse nominale du moteur en tr/mn.
$\omega_0$	vitesse du moteur à vide en rd/s
$\omega_{nom}$	vitesse nominale du moteur en rd/s
$R_i$	résistance d'induit du moteur.
$T_{cm}$	temps de retard de l'étage de puissance.
$T_i$	constante de temps électrique du moteur
$T_m$	constante de temps mécanique du moteur.
$U_{nom}$	tension nominale du moteur
$U_{cm}$	tension de commande.
$U_c$	tension de consigne
$U_r$	tension de retour
$U_d$	tension continue (valeur moyenne)

## Bibliographie

1. Circuits électriques et automatisation de la production métallurgique - Par Vassili Pavlovitch - BITCHKOV -  
Moscou. "Ecole Supérieure" 1977.
2. Calcul de circuits automatiques - Par D<sup>r</sup> SOKOLOV  
Ministère de l'enseignement spécial supérieur et moyen  
de l'URSS - Moscou 1974.
3. Le thyristor en électrotechnique - G. Maggeto  
Presses Universitaires de Bruxelles - 1971.
4. Technique de régulation industrielle  
Par Daniel Dindeleux. Editions Eyrolles - 1981
5. Electronique de puissance - Par Hansruedi Bühler.  
volume XV - Ecole Polytechniques Fédérale de Lausanne.  
Editions Georgi - 1981
6. Electronique de réglage et de commande - Par H. Bühler  
volume XVI - Ecole Polytechniques Fédérale de Lausanne.  
Editions Georgi - 1979
7. Electronique Pratique - Février 1984.
8. Data book Thyristor
9. Data book Optoelectronique
10. Data book TTL. Philips.