

école polytechnique de thiès

PROJET DE FIN D'ETUDES

titre : Système de Surveillance  
de vitesse de moteur

auteur : Mamadou Lamine BADI

Génie : mécanique

date : Juin - 1980

A mon homonyme,  
le regretté :  
Mamadou Oumine  
Ibrahim Seck.

## REMERCIEMENTS

Je voudrais exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de projet, monsieur ANDRE WOLSKI, professeur d'électronique à l'É.P.É., et au technicien d'électronique, monsieur MARIO DAVIGNON; tous, pour avoir bien voulu, dans le cadre de cette étude, me faire profiter de leur expérience.

Je voudrais associer à ces remerciements :

- monsieur H. GAGNÉ et monsieur RICHARD, tous professeurs à l'É.P.É., pour leur contribution;
- mon camarade de classe, l'élève-ingénieur Bocar SY, pour nos fructueuses échanges d'idées.

Enfin, que tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à l'élaboration de cette présente étude, trouvent, ici, mes sincères remerciements.

# SOMMAIRE

L'objet du travail est la surveillance de vitesse d'un moteur à courant continu.

Il s'agit de transformer les variations de vitesse d'un moteur dues aux variations de charges, en une série d'impulsions. Celles-ci doivent être comparées à des impulsions de référence qui représentent la valeur de la vitesse désirée: l'erreur issue de la comparaison, matérialise l'état très rapide ou très lent par rapport à la vitesse désirée.

Après avoir présenté le moteur dans ses généralités par des manipulations (essai au frein), nous analyserons la commande vitesse par la tension d'induit, pour déboucher sur la question posée: système de surveillance et d'affichage. Cette partie sera, contrairement aux autres, largement discutée. Quant à la régulation, une chaîne d'action sera proposée. Nous finirons l'étude par la présentation d'un schéma global du système de surveillance et de régulation qui sera simulé au laboratoire.

# TABLE DES MATIERES

	PAGE
INTRODUCTION	1
MODULE 1	
LE MOTEUR A COURANT CONTINU	
1.- Définition	2
2.- Constitution	2
3.- Caracteristiques du moteur	3
3.1 - caractéristiques nominales	3
3.2 - expression de la vitesse et du couple	3
4.- Détermination des constantes	4
4.1 - frottement	4
4.2 - constante du moteur	5
4.3 - constante de f.e.m	5
4.4 - moment d'inertie	5
4.5 - résistance d'induit	6
5.- Type de réglage de la vitesse	6
5.1 - réglage par courant inducteur	6
5.2 - réglage par la tension d'induit	6
MODULE 2	
COMMANDE DE VITESSE D'UN MOTEUR	
1.- Généralités	8
2.- Principe de la commande de vitesse	9

3.- Analyse de la commande de vitesse par la tension d'induit	10
3.1 - rappel du principe	10
3.2 - fonction de transfert	11
3.3 - contrôle à boucle fermée	11
3.4 - stabilité du système	12
3.5 - réponse du système à une entrée échelon	12

## MODULE 3

### CHAÎNE DE RÉACTION DE SURVEILLEUSE DE VITESSE

#### I : LE CAPTEUR

1.- Généralités	15
2.- Design du capteur	15
2.1 - Données et contraintes	15
2.2 - Présentation du moteur	16
2.3 - la plaque	16
2.4 - la protection du capteur	18
2.5 - montage d'ensemble	18
2.6 - Réception de lumière	19
2.7 - Fiche technique	20

#### II : LA MISE EN FORME : LE TRIGGER DE SCHMITT.

1.- Schéma de principe	21
2.- Mode de fonctionnement	21
3.- Calcul approché des composants	23
4.- Circuit ON-OFF	26

#### III : LE COMPAREUR D'IMPULSIONS

1.- Schéma de principe	29
------------------------	----

2.- Mode de fonctionnement	29
3.- Détermination de la largeur des impulsions	35
4.- Détermination du nombre et du diamètre des trous	36

#### IV : AFFICHAGE DE L'ERREUR

1.- Option Laboratoire : affichage à Leds	37
1.1 - Schéma de montage	37
1.2 - Mode de fonctionnement	37
2.- Option industrielle : affichage avec indicateur	38
2.1 - Schéma de montage	38
2.2 - Mode de fonctionnement	38

## MODULE 4

### LA CHAÎNE D'ACTION.

<u>I</u> .- COMPTEUR D'IMPULSIONS	39
1.- Schéma de principe	39
2.- Mode de fonctionnement	39
<u>II</u> .- AMPLIFICATEUR	
1.- Schéma de principe	42
2.- Mode de fonctionnement	42
<u>III</u> .- GÉNÉRATEUR DE COURANT	
1.- Schéma de principe	44
2.- Mode de fonctionnement	44
<u>IV</u> .- GÉNÉRATEUR D'IMPULSIONS	
1.- Schéma de principe	46
2.- Mode de fonctionnement	46
<u>V</u> .- COMMANDE DE L'ALIMENTATION DU MOTEUR.	
1.- Schéma de principe	48

2.- Mode de fonctionnement 49

## MODULE 5

### COMBINAISON ACTION - REACTION

#### I.- SYSTEME DE SURVEILLANCE ET DE REGULATION

- |   |    |
|---|----|
| 1.- La logique de fonctionnement          | 51 |
| 2.- Le schéma de montage                  | 52 |
| 3.- La liste des composants électroniques | 54 |

#### II.- ALIMENTATION DU SYSTEME

- |                      |    |
|----------------------|----|
| Schéma de montage    | 56 |
| Liste des composants | 57 |

CONCLUSION & DISCUSSIONS 58

### ANNEXE I :

#### MOTEUR

- |                            |    |
|----------------------------|----|
| 1.- Essai au frein         | 60 |
| 2.- Moment d'inertie       | 60 |
| 3.- Résistance de l'induit | 62 |

### ANNEXE II

#### COMMANDE DE VITESSE .

- |                                  |    |
|----------------------------------|----|
| 1.- Fonction de transfert        | 66 |
| 2.- Stabilité du système         | 70 |
| 3.- Réponse à une entrée échelon | 70 |

### ANNEXE III

CARACTERISTIQUES DES COMPOSANTS 74



## INTRODUCTION

Le moteur à courant continu est largement employé dans l'industrie. Nombreuses sont les situations où on désire que sa vitesse reste constante malgré des variations éventuelles du couple, de la tension d'alimentation ou de l'inertie. Tel est le cas, dans les applications industrielles, comme le transport de produits par convoyeur, le dégrossissage dans les aciéries, l'élévation de charge (hoisting), le concassage dans les cimenteries, etc...

Il s'agit dans ce travail, d'effectuer la surveillance de vitesse d'un moteur à courant continu.

Le problème ainsi posé consiste à trouver un système mécanique, capable de travailler avec un capteur électronique, afin d'alimenter par une série d'impulsions, un système logique; celui-ci, doit, à sa sortie, assurer les signaux pour l'affichage et éventuellement un signal d'erreur pour la régulation.

MODULE 1

# I LE MOTEUR à COURANT CONTINU

## 1. Définition

On appelle moteur à courant continu, une machine capable de transformer l'énergie électrique, INPUT, en énergie mécanique, OUTPUT.

## 2. Constitution

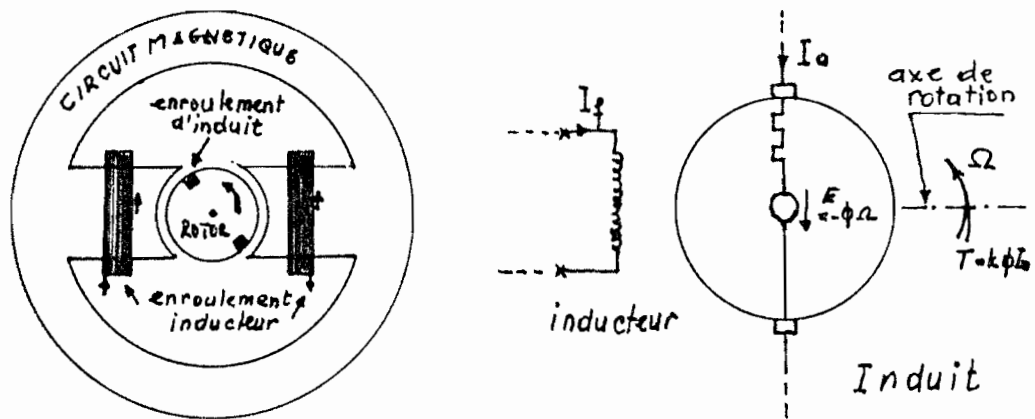


fig 1 - I : Constitution du moteur.

- La figure 1.I montre les différentes parties du moteur :
- un circuit magnétique : partie statique du moteur;
  - un inducteur : le bobinage inducteur parcouru par un courant continu, crée un champ magnétique constant ; il constitue le stator et est souvent à pôle saillant ;
  - un induit : tournant dans le champ magnétique, le bobinage d'induit est le siège d'une f.e.m. ;
  - un collecteur : tournant avec l'induit, le collecteur a pour tâche de transformer le courant alternatif

en courant continu. Ce courant est recueilli par des balais.

### 3. - Caractéristiques du moteur

#### 3.1. Caractéristiques nominales du moteur employé.

- vitesse nominale : 1500 RPM
- tension " : 220 volts
- courant " : 1.5 Ampères.
- puissance " : 175 w.

#### 3.2. Expression de la vitesse et du couple

La figure 2I montre le circuit équivalent du moteur à courant continu. La réactance de l'armature est négligée car sa valeur est très petite et n'affecte pas les calculs.

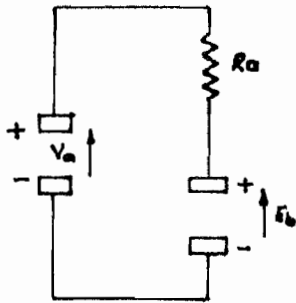


fig 2.I

fig 3I

$$N = k_v \frac{(U_a - I_a R_a)}{I_f}$$

$$T_m = k_T \phi I_a$$

$U_a$  : voltage appliqué (V)

$I_a$  : courant d'armature (A)

$R_a$  : résistance équivalent de l'armature ( $\Omega$ )

$N$  : vitesse de rotation du moteur en RPM.

$E_b$  : F.C.E.M du moteur

$I_f$  : courant inducteur

$\phi$  : flux inducteur.

$k_v$  : constante du moteur

L'équation caractéristique de la vitesse, montre qu'elle :

- est inversement proportionnelle au courant inducteur,
- augmente avec l'augmentation de la tension appliquée,
- diminue avec l'augmentation de la charge.

La figure 3-I donne des informations qui nous permettront de choisir le type de réglage.

#### 4. - Détermination des constantes du moteur

##### 4.1 - Frottement : (Nm/rd/sec)

Le frottement a un effet non négligeable sur le couple résultant du moteur. Dans notre cas, il a une valeur mal définie et qui n'obéit pas à une loi simple. Selon la figure 4-I, le couple dû aux efforts de frottement ou couple de frottement, prend à l'arrêt toutes les valeurs comprises entre  $T_f$  et  $-T_f$ ; en régime de fonctionnement, il s'oppose au mouvement, de façon constante.

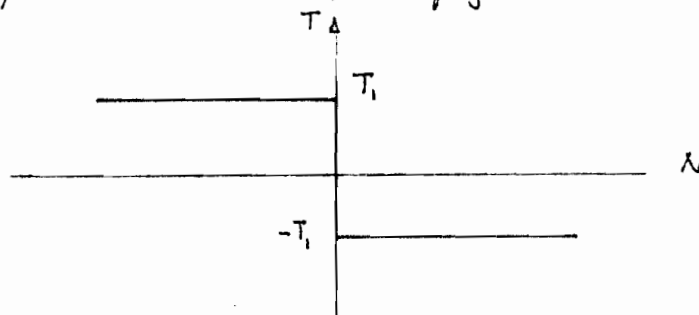


fig 4-I

Le frottement étant exprimé en Nm/rd/sec, on peut le déterminer en prenant la tangente en un point de la courbe de l'essai au frein (voir annexe I).

$$f = \frac{\Delta T}{\Delta \omega} \quad \text{ou} \quad f = \frac{\Delta T}{\Delta \left( \frac{2\pi N}{60} \right)}$$

avec  $\omega = 2\pi \frac{N}{60}$  rd/sec,  $f = \frac{30}{\pi} \frac{\Delta T}{\Delta N}$

pour  $T$  variant de 0,8 N à 0,4 N,  $N$  varie de 1260 RPM à 1295 RPM; soit  $f = 0,11 \text{ Nm/rd/sec}$ .

#### 4-2 La constante du moteur $k_T$

De l'équation du couple, figure 3I, on a :

$$\Delta T = k_T \Delta I_a.$$

$$k_T = \frac{\Delta T}{\Delta I_a}$$

pour  $T$  variant de 0,8 N à 1,4 N,  $I_a$  varie de 0,75 A à 1,25 A ; soit  $k_T = 1,20 \frac{\text{Nm}}{\text{A}}$ .

#### 4-3 La constante de f.e.m. $k_b$

La réactance de l'armature étant négligée, l'équation de la vitesse que montre la figure 3I, peut être mise sous la forme :

$$U_a = k_b \dot{\theta} + R_a I_a$$

avec  $\dot{\theta}$ , la vitesse angulaire; soit  $2\pi \frac{N}{60}$  rd/sec

$$k_b = \frac{1}{\dot{\theta}} (U_a - R_a I_a)$$

de l'essai au frein, tableau 1AI, on trouve une valeur moyenne de 1,41 Volts/rd/sec.

#### 4-4 Détermination du moment d'inertie.

L'équation du moment  $T$ , montrée dans la figure 3.I peut s'écrire, en fonction du déplacement i.e de l'accélération, sous la forme suivante :

$$T = J \frac{d\dot{\theta}}{dt} + f\dot{\theta} + T_f$$

- où :
- $J$  est le moment d'inertie en  $\frac{Nm \cdot sec^2}{rd}$
  - $f$ , l'effet du frottement
  - $T_f$ , le moment dû aux frottements statiques
  - $\dot{\theta}$ , la vitesse angulaire.

Après des manipulations théoriques et pratiques que nous exposons en annexe I, nous trouvons que la valeur moyenne de  $J$  est de  $0,020 \frac{Nm \cdot sec^2}{rd}$ .

#### 4-5. Détermination de la résistance de l'induit.

Une manipulation simple, exposée en annexe I, permet de préciser la valeur de la résistance  $R_a$ , comme étant égale à  $29,09 \Omega$ . Une mesure directe sur le moteur par ohmètre confirme cette valeur.

#### 5. Types de réglage.

Il existe deux moyens de réglage de la vitesse :

##### 5-1 Réglage par le courant inducteur

On peut varier la vitesse d'un moteur en agissant sur le courant inducteur, le courant d'induit étant maintenu à une valeur constante. Ce type de réglage, comme le montre la figure 4A1 (en annexe I), ne permet pas une grande gamme de variation de la vitesse.

##### 5-2 Réglage par la tension d'induit

Ce mode de réglage consiste à agir sur la tension d'induit, en maintenant le flux i.e. le courant inducteur à sa valeur nominale. Il est satisfaisant :

- sur le plan technique, car il offre une grande gamme

de vitesse (voir la figure 5 en annexe I) ;  
- sur le plan économique, car aucune énergie n'est gaspillée dans le système.

Ce double avantage justifie le choix que nous portons sur ce mode de réglage pour le cas que nous avons à traiter dans cette étude.



# MODULE 2

## LA COMMANDE DE VITESSE D'UN MOTEUR

### 1.. Généralités

Pour commander la vitesse de rotation d'un moteur, un procédé classique consiste à faire varier sa tension d'alimentation grâce à un rhéostat. L'inconvénient de ce système est que la présence du rhéostat produit une perte par effet joule. On peut lever cet inconvénient en employant un autre procédé, théorique, qui consiste à intercaler un interrupteur  $S$  dans le circuit d'alimentation, comme montré sur la figure 1.

- si  $S$  est constamment branché, le moteur tourne à pleine vitesse.
- si  $S$  est débranché, il y a une chute de vitesse
- si  $S$  est rebranché, le moteur tend à atteindre sa pleine vitesse.

Donc, en branchant et débranchant régulièrement, la vitesse diminuera et prendra une valeur équivalente à celle donnée par une tension d'alimentation  $V_r$  :

$$V_r = V_m \frac{T_c}{T_c + T_b}$$

où  $T_c$  est la durée de contact de  $S$  et  $T_b$  est la durée de coupure de  $S$ .

La fréquence  $f = \frac{1}{T}$  (avec  $T = T_c + T_b$ ) étant très élevée, la commande manuelle est à exclure au profit des systèmes électronique et électro-

mécanique comme, celui, que nous exposerons, dans les chapitres suivants.

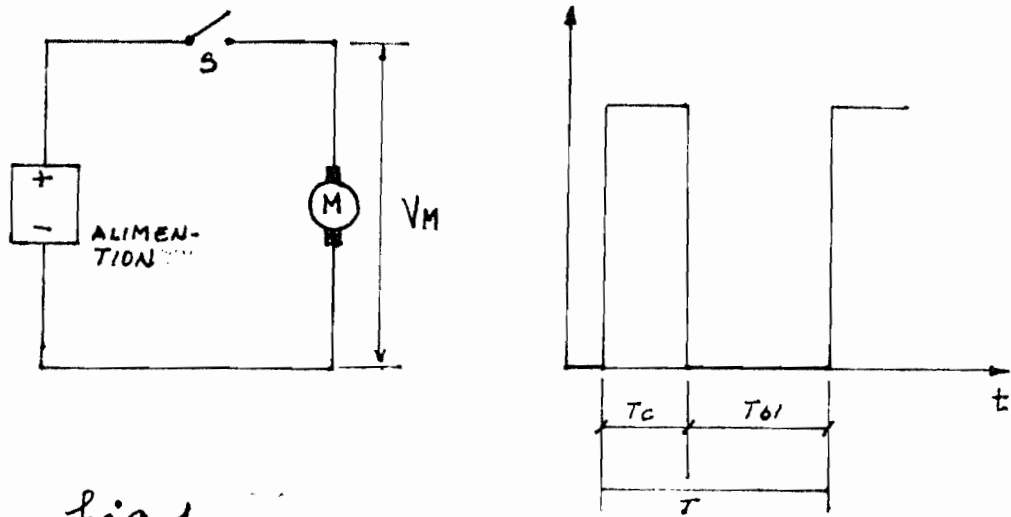


fig 1. . . .

## 2. - de principe de la commande de vitesse

Pour un asservissement à plusieurs boucles, le mécanisme peut être complexe, mais le principe en soi reste simple.

Les signaux  $v_0$  et  $v_s$ , correspondant respectivement à la variable d'entrée (vitesse désirée,  $N_0$ ) et à la variable de sortie (vitesse réellement obtenue,  $N$ ), sont comparés par le comparateur; l'erreur  $\varepsilon$  volts est utilisée pour commander le système de contrôle: c'est le signal de commande.

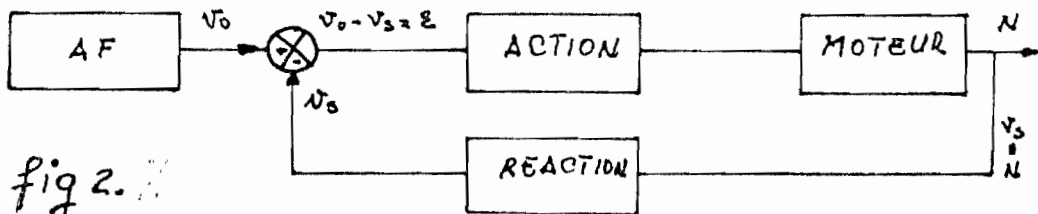


fig 2. . . .

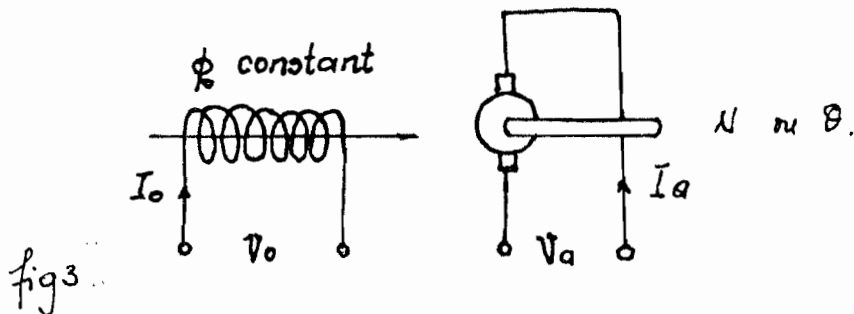
Le schéma de la figure 2. fait apparaître les principaux organes constitutifs des systèmes de commande de vitesse :

- l'affichage, AF : organe qui consigne la valeur de référence  $v_0$  ; il constitue la mémoire ;
- le comparateur : il évalue l'écart entre la valeur de consigne (ou de référence) et la variable de retour (ou de sortie) ; il donne à sa sortie la différence (ou l'erreur  $\varepsilon$ ) ;
- l'action : commandée par l'erreur  $\varepsilon$ , cet organe agit sur le moteur ; il est connu sous l'appellation de chaîne d'action ;
- Moteur à CC : c'est l'organe à contrôler
- la réaction : cet organe capte la variable à asservir et la traduit en signaux convenables

### 3. - Analyse de la commande de vitesse par la tension d'induit.

#### 3.1. Rappel du principe

Pour ce type de commande, l'inducteur est alimenté par une intensité constante  $I_0$  ; tandis que l'induit est soumise à une tension de contrôle  $v_0$



### 3.2 Fonction de transfert

Cette partie sera développée en détail en annexe II ; nous indiquons, toutefois, les résultats des manipulations mathématiques

$$\frac{\theta(s)}{E_a(s)} = \frac{k_m}{s(sT_m + 1)} \quad 1.$$

où :  $T_m$  est la constante de temps du moteur

$k_m$  est la constante de gain du moteur

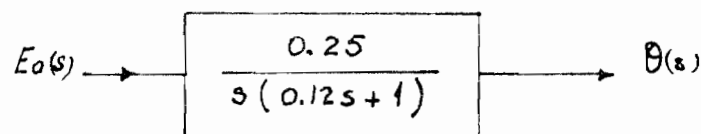
$$T_m = R_a J / R_a f + k_I k_b$$

$$k_m = k_I / R_a f + k_I k_b$$

$\theta(s) = \mathcal{L}(\theta)$  avec  $s$  : variable complexe de Laplace.

$E_a(s)$  : la tension de l'induit

Pour les valeurs des paramètres,  $R_a$ ,  $J$ ,  $f$ ,  $k_I$ ,  $k_b$ , trouvées précédemment (chapitre I, section 4), on a le schéma en bloc suivant :



### 3.3... Contrôle de vitesse à boucle fermée.

La même remarque que ci-dessus est valable ; le développement est détaillé en annexe II

Pour une boucle fermée, on a l'équation suivante :

$$\frac{\theta(s)}{E_r(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)} \quad \text{pour une boucle de retour unit\`e.}$$

$$\text{avec } G(s) = \frac{k}{Js^2 + Fs}$$

$$\text{si } C(s) \equiv \theta(s) \quad \text{et} \quad E_r(s) \equiv R(s)$$

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{k}{Js^2 + Fs + k} \quad 2$$

équation caractéristique du système

$$\text{avec } k = k_I, k_{\text{compensation}}.$$

$$= 1.20 \cdot k_{\text{comp.}}$$

$$F = \left( f + \frac{k_I k_b}{R_a} \right)$$

$$= \left( 0,11 + \frac{1.20 \times 2.41}{29} \right) = 0,17 \text{ Nm/rd/acc.}$$

$$\begin{aligned} \text{soit ; } \frac{C(s)}{R(s)} &= \frac{1.20 \cdot k_{\text{comp.}}}{0,020s^2 + 0,17s + 1.20 k_{\text{comp.}}} \\ &= \frac{k_{\text{comp.}}}{0,02s^2 + 0,14s + k_{\text{comp.}}} \end{aligned}$$

### 3.4. Stabilité du système

Il s'agit, ici, de prévoir la stabilité du système. Le critère de Routh-Hurwitz, appliqué en annexe II, prévoit que le système est stable pour  $k_{\text{compensation}}$  positif, ( $k_{\text{comp.}} > 0$ ).

### 3.5. Réponse du système à une entrée échelon.

L'équation caractéristique du système, peut se mettre sous la forme :

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

avec :

$k/J = \omega_n^2$  : fréquence naturelle du système

$F/J = 2\zeta\omega_n = 2\sigma$  : avec  $\sigma$  : atténuation

$\zeta = \frac{F}{F_c} = \frac{F}{2\sqrt{Jk}}$  : rapport d'amortissement

Cette méthode permet de prévoir le comportement du système en boucle fermée. Les calculs aboutissant à la réponse ci-dessous sont donnés en annexe II.

$$c(t) = \mathcal{L}^{-1}(c(s)) = 1 - e^{-\zeta\omega_n t} \left( \cos \omega_d t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \omega_d t \right)$$

où  $\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$  : fréquence naturelle atténuée.

On sait que, pour un système du second degré,  $\zeta$  est compris entre 0 et 1 : ( $0 < \zeta < 1$ ); mieux

$\zeta = 0,707$ .

$$\text{or, } \zeta = \frac{F}{F_c} = \frac{F}{2\sqrt{Jk}}$$

ou encore :  $\zeta^2 \times 4 \times J \times 1,20 \text{ kcomp} = F$

avec  $k = 1,20 \text{ kcomp}$ .

on a :  $k_{\text{comp}} = 3,54$

Pour les valeurs des différents paramètres, on trouve :

- le temps de montée "rise time" :  $t_r = 0,55 \text{ sec}$
- le temps de sommet "peak time" :  $t_p = 0,74 \text{ sec}$
- Ondulation max :  $M_p = 0,37$
- le temps de stabilisation  $t_s$  :  $t_{s2\%} = 0,94 \text{ sec}$   
 $t_{s5\%} = 0,71 \text{ sec}$



# MODULE 3

# I. LE CAPTEUR

## 1. Généralités

Généralement dans les asservissements de vitesse, le retour de l'information vitesse actuelle du moteur, est assuré par une génératrice tachymétrique. Dans notre cas, c'est une plaque, percée de trous équidistants et de même diamètre, qui assure cette fonction : une ampoule excite une cellule photosensible lorsqu'elle est traversée par un trou ; il apparaît ainsi un train d'impulsions au bœne de la cellule.

Il serait très difficile de déterminer analytiquement le nombre et le diamètre des trous du capteur car la durée  $t$  de chaque impulsion dépend, de façon empirique de la vitesse  $N$  de rotation et du diamètre  $d$  des trous. Une solution pratique, que nous adopterons d'ailleurs, serait d'estimer, le nombre de trous, de diamètre convenable que l'on peut placer sur la circonférence de la plaque. Cette estimation se fera ultérieurement, lorsqu'on connaîtra la gamme de réglage du multivibrateur monostable.

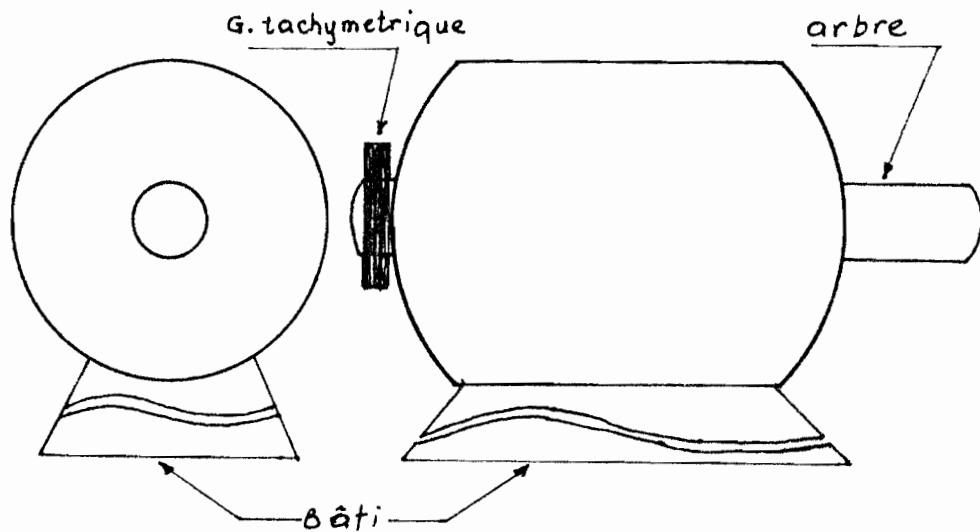
## 2. Design du capteur.

### 2.1 Données et contraintes

- diamètre de la carcasse du moteur : 150 mm
- diamètre de l'arbre du moteur : 15,9 mm
- l'installation du capteur ne doit pas influencer sur le comportement de la machine : frottement, poids,

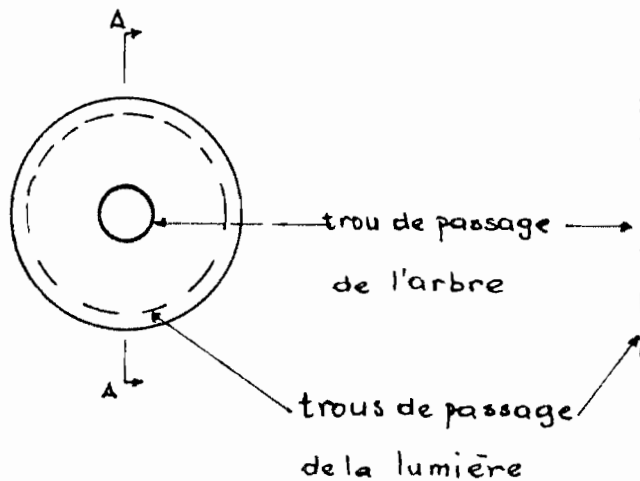
- moment d'inertie et de flexion sur l'arbre du moteur.
- l'ensemble travaille dans une atmosphère poussiéreuse : cimenterie .
- le mode fixation doit être valable pour empêcher ou diminuer les vibrations .
- etc...

## 2.2 Présentation du moteur

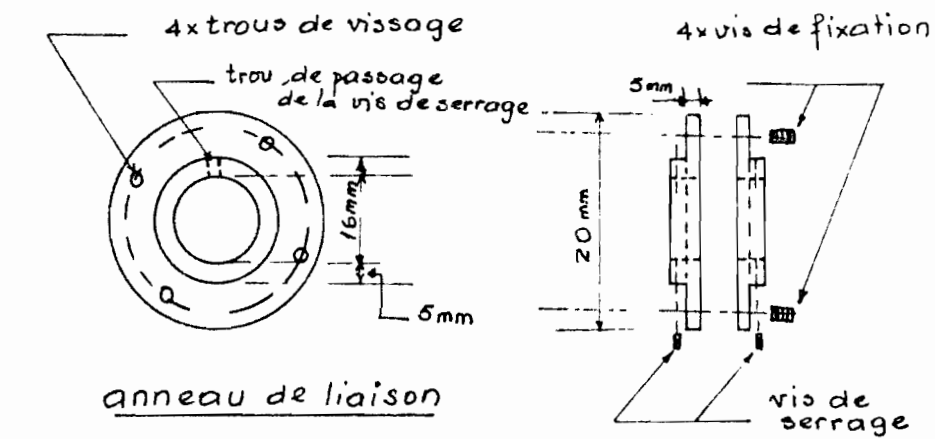


## 2.3 la plaque.

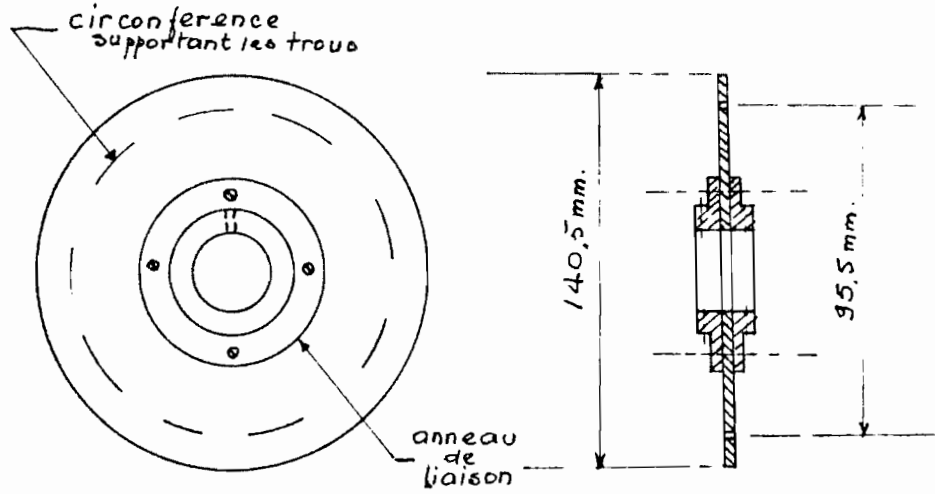
### 2.3.1 . plaque sans anneau de liaison .



### 2.3.2 plaque avec anneau de liaison.

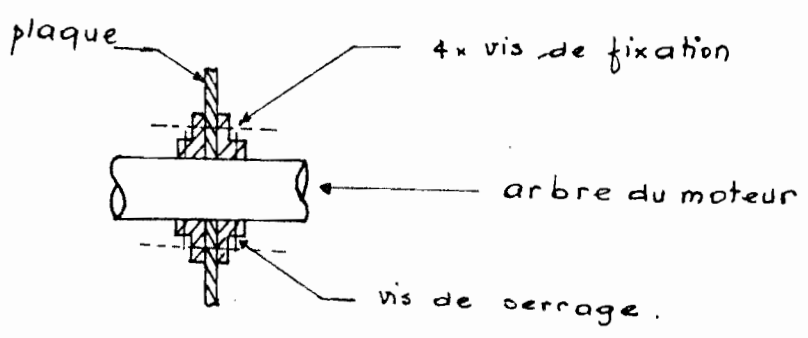


anneau de liaison

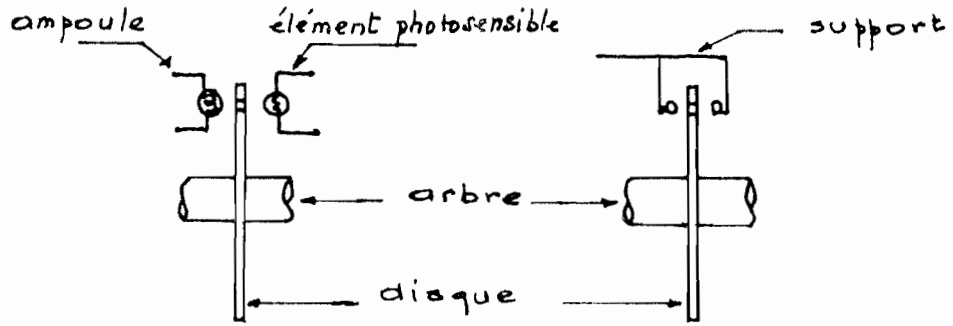


plaque avec anneau

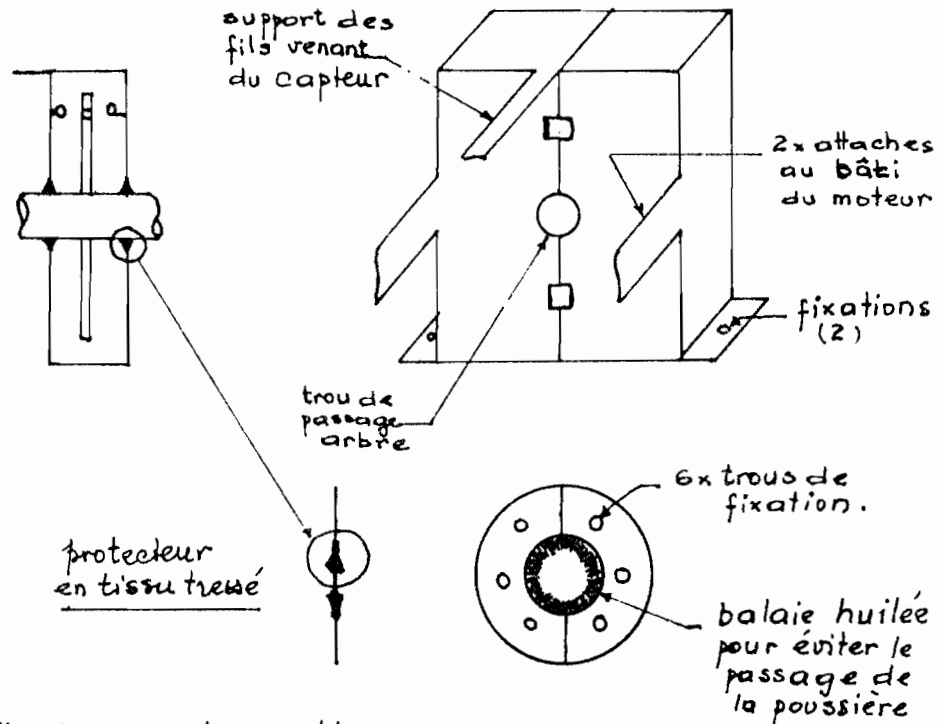
### 2.3.3 liaison plaque - arbre du moteur



2.3.4. Ensemble ampoule - élément photosensible.

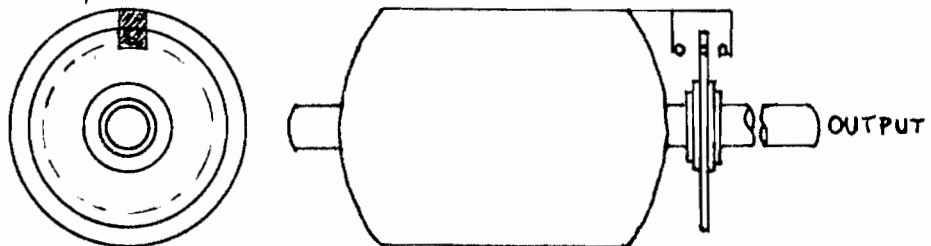


2.4. - Protection du capteur

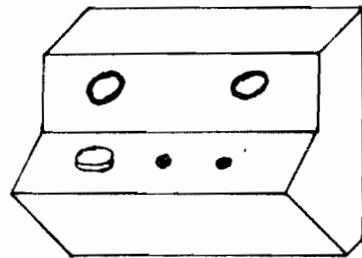
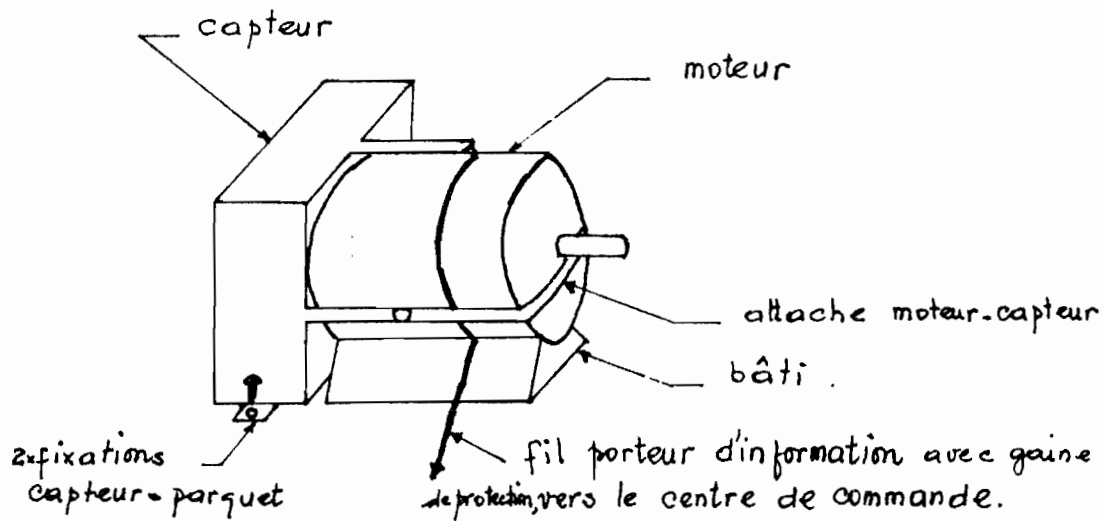


2.5. Montage d'ensemble

2.5.1 Capteur - moteur



### 2.5.2. Vue d'ensemble



Centre de Commande.

### 2-6 Réception de la lumière

Le circuit de réception est constitué d'un phototransistor et d'une résistance. Le flux lumineux agit sur la base du phototransistor et y crée des porteurs libres: il y a effet de transistor; la résistance  $R_0$  est choisie expérimentalement ( $R_0 = 2k\Omega$ ) de sorte que le phototransistor travaille en forte saturation pour éviter les conséquences d'éventuelles imperfections du montage mécanique.

## 2.7 Fiche technique

Libellé	Description	Nombre	Coût
plaque	- de 1400 mm de diamètre, en aluminium - faible épaisseur $\approx$ 5 mm - 50 trous à chaque 6 mm sur une circonférence de 955 mm de diamètre - trou de passage de l'arbre : 16 mm de diamètre.	1	-
anneau	en aluminium - voir fig. - 2 vis de serrage, petit diamètre et 4 vis de fixation.	2	-
ampoule 4.5V ou 6 volts	selon utilisation employer diode LED (ou inscription lumineux -)	1	30
phototransistor	- de MDR 3050 à MDR 3056	1	300
protection	en zinc léger.		-

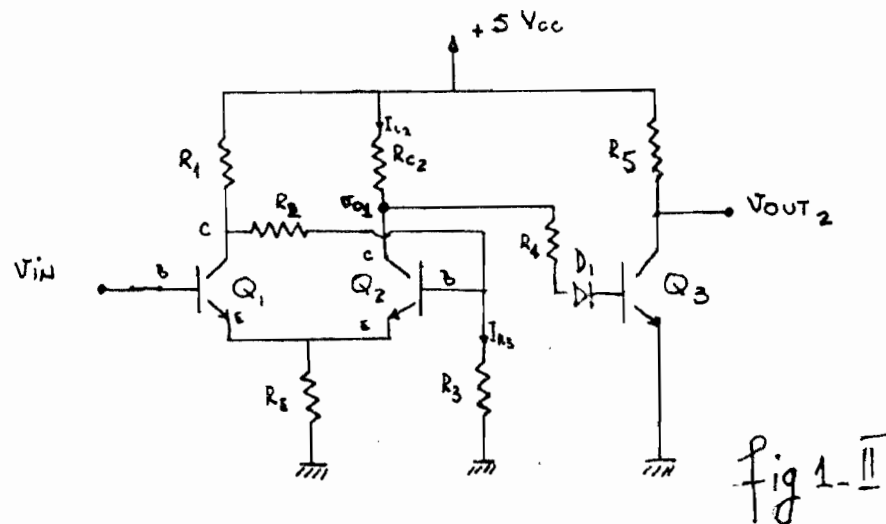
N.B : - les prix ainsi fixés, sont tirés des revues "haut-parleur".

- les prix non portés sur le tableau ne sont pas connus avec exactitude.

## II. LA MISE EN FORME: TRIGGER DE SCHMITT

Les signaux délivrés par le capteur sont de forme irrégulières et, de fait, incompatibles avec le fonctionnement satisfaisant des éléments de logique. Le trigger de schmitt, étant un circuit de régénération sensible aux tensions et engendrant des signaux de forme rectangulaire, sera utilisé pour la mise en forme.

### 1. Schéma de principe.



### 2. Mode de fonctionnement

La caractéristique régénérative du circuit est observée en regardant son comportement lorsqu'on augmente  $V_{in}$ ,  $Q_1$  et  $Q_2$  en état de fonctionnement et  $V_{cc}$  fixé.

En effet, lorsque  $V_{in}$  n'est pas suffisamment grand pour polariser  $Q_1$ , celui-ci reste bloqué; la base de  $Q_2$  est polarisée par le diviseur de tension que forme  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$ , dont les valeurs sont choisies de sorte que  $Q_2$  est saturé, et le potentiel émetteur est porté à  $V_E$  par la



circulation d'un courant  $I_{E2}$  environ égal à  $I_{C2}$ .

Lorsque  $v_{in}$  atteint le potentiel de polarisation de  $Q_1$ , celui-ci entre en conduction et rapidement se sature; le potentiel de son collecteur baisse, amenant  $Q_2$  à l'état de blocage. On dit qu'il y a "basculement".

Lorsque  $v_{in}$  redevient inférieur à  $v_E$ , alors  $Q_1$  se bloque à nouveau; son potentiel monte et alimente la base de  $Q_2$ . Ce dernier change d'état. On dit qu'il y a "rebasculement".

Donc on peut dire que :

"dans un trigger de Schmitt, le blocage d'un transistor force la saturation du 2<sup>e</sup> transistor".

Ceci est très important pour déterminer le signal de sortie (sur le collecteur de  $Q_2$ ). En effet on a :

$Q_2$  : - état de saturation;  $v_{out} = v_{ccsat} + v_E$   
 ou encore variation du potentiel collecteur de  $Q_2$   
 - état de blocage;  $v_{out} = v_{cc}$ .

La sortie du trigger de Schmitt n'est pas tout à fait compatible à l'entrée des circuits de logique; aussi devons-nous l'adapter pour le bon fonctionnement de ceux-ci. C'est le rôle du circuit ON-OFF représenté par le transistor  $Q_3$ . Le diviseur de tension sera calculé de sorte que  $Q_3$  soit en état de saturation ou de blocage suivant que la sortie du trigger est haute ou basse. Le signal utilisable est inversé; il est recueilli au collecteur de  $Q_3$ .

### 3. - Calcul approché des Composants

- 3.1. Hypothèse : -  $Q_1$  et  $Q_2$  sont identiques, et le gain en courant est grand pour que  $I_c \approx I_E$ ,  
 - le courant du pont  $R_1 - R_2 - R_3$  est grand devant le courant de base de  $Q_2$ .

#### 3.2. Calcul du trigger

a)  $Q_1$  bloqué :

le potentiel de base de  $Q_2$  est de :

$$U_{B2} = U_{CC} \frac{R_3}{(R_1 + R_2 + R_3)} \quad \text{pour } I_{B2} \ll I_{R3}$$

$$\text{soit } R_3 = U_{B2} \frac{(R_1 + R_2)}{(U_{CC} - U_{B2})} \quad (1)$$

le courant collecteur de  $Q_2$  est environ :

$$I_{C2} = \frac{U_{B2} - U_{BE2}}{R_E}$$

$$\text{donc } R_E = \frac{U_{B2} - U_{BE2}}{I_{C2}} \quad (2)$$

b)  $Q_2$  bloqué :

$U_B$  est la tension base-masse de  $Q_1$  et  $Q_2$  car elle est égale à  $V_E + U_{BE1}$  ou  $2$   
 soit  $U_B$  la tension atteinte par  $V_{IN}$  lorsque le basculement se produit.

$$U_B = R_E I_{C1} + U_{BE1}$$

$$I_{R3} = \frac{U_{CC} - R_1 (I_{C1} + I_{R3})}{R_2 + R_3} = \frac{U_{CC} - R_1 I_{C1}}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$U_B = R_3 I_{R_3} \quad \text{et} \quad R_3 = U_B / I_{R_3}$$

$$\text{donc} \quad R_3 = U_B \frac{(R_1 + R_2)}{U_{CC} - U_B - R_1 I_{C1}} \quad (3)$$

d'après (1) et (3) on a :

$$R_3 = \frac{U_{B2}}{U_{CC} - U_{B2}} = \frac{U_B}{U_{CC} - U_B - R_1 I_{C1}}$$

$$\text{d'où} \quad R_1 = U_{CC} \frac{U_{B2} - U_B}{U_{B2} \cdot I_{C1}}$$

on prendra  $R_1 = R_2$  pour que  $I_{B2} \ll I_{R3}$

c) application :

Données :  $U_{CC} = 5$  volts

$$U_{EB1} = U_{EB2} = 0,6 \text{ volts}$$

$$U_{B2} = 3,5 \text{ volts}$$

$$U_B = 1,5 \text{ volts}$$

amplitude du signal de sortie : 4,7 volts

$$I_{C2} = 0,5 \text{ mA}$$

$$\beta_{\min} = 60$$

Calculs :

$Q_2$  bloqué :  $I_{C2} = 0$  et  $V_{out} = 5$  volts.

$Q_2$  conduit :  $V_{O2} = -R_{C2} I_{C2} + U_{CC}$

la tension de sortie est égale  
à la variation de  $V_{C2}$  :

$$R_{C2} I_{C2} = 4,7 \text{ volts}$$

$$R_{C2} = \frac{4,7}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 9,4 \text{ k}\Omega \quad (10 \text{ k}\Omega)$$

$$R_E = \frac{(3,5 - 0,6)V}{0,5 \cdot 10^{-3} A} = 5,8 \text{ k}\Omega \quad (2 \times 12 \text{ k}\Omega \text{ en parallèle})$$

$$(6 \text{ k}\Omega)$$

$$I_{C1} = \frac{(1,5 - 0,6)V}{6 \cdot 10^3 \Omega} = 0,15 \text{ mA}$$

$$R_1 = R_2 = 5 \frac{(3,5 - 1,5)}{3,5 \times 0,15} = 19 \text{ k}\Omega \quad (18 \text{ k}\Omega)$$

$$R_3 = 3,5 \frac{(18 + 18)}{5 - 3,5} = 84 \text{ k}\Omega \quad (82 \text{ k}\Omega)$$

### 3.8 expérimentations

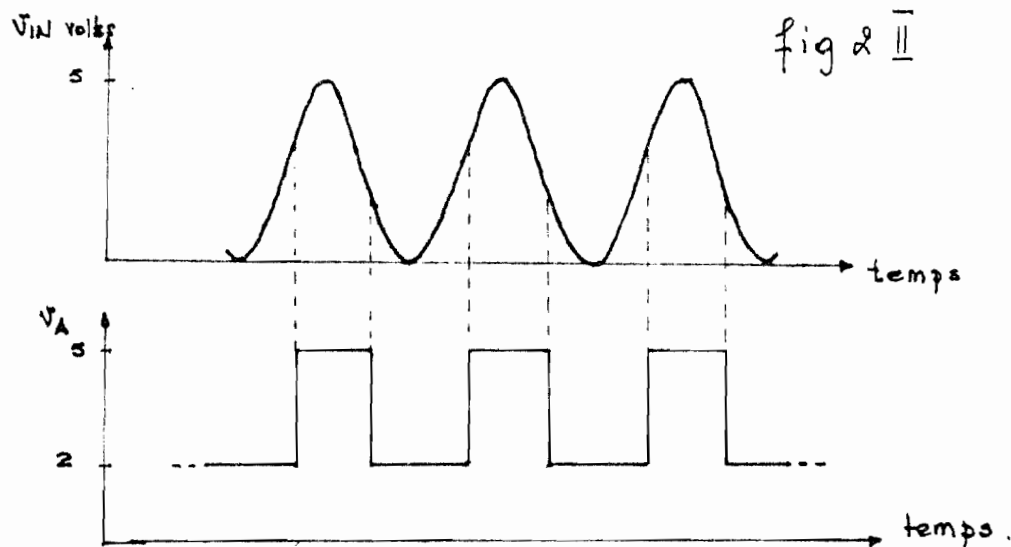
on constate que :  $I_{B2} \approx 10 \mu A$  et  $I_{B3} \approx 60 \mu A$ .

quand  $v_{in}$  s'élève,  $v_{out}$  au collecteur de  $Q_2$  est de 2 volts; à  $v_{in} = 3,5$  volts, il ya basculement et  $v_{out}$  au collecteur de  $Q_2$  est de 5 volts;

quand  $v_{in}$  décroît jusqu'à 1,8 volts, il ya rebasculement et  $v_{out}$  au collecteur de  $Q_2$  est de 2 volts.

La différence entre les seuils de basculements est de :  $3,5 - 1,8 = 1,7$  volts

on a les résultats ci après :



4.- Le circuit ON-OFF ou "Switching circuit"  
 Le signal du trigger,  $v_{in}$ , possède un niveau bas de 2 volts. Ce niveau ne peut attaquer un circuit de logique qui n'en demande qu'environ 0,2 volt. Le rôle du circuit ON-OFF serait de produire un signal convenable i.e variant de 0,2V à 5V.

#### 4.1 Schéma de principe.

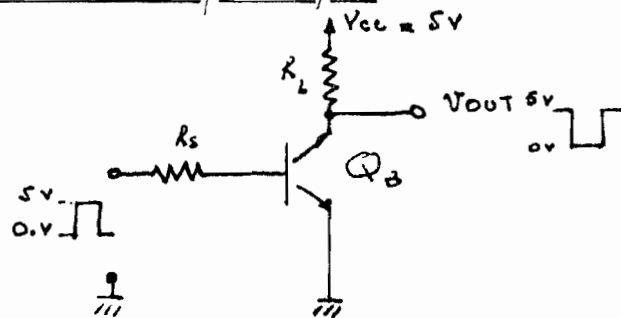


fig 3-II

#### 4.2 Mode de fonctionnement

La figure 3-II montre le schéma du circuit. Il met en jeu un transistor, en émetteur-commun, chargé par une résistance  $R_L$ .

Lorsque le niveau d'entrée est haut i.e très supérieur à  $V_{BE} = 0,7$  volt, le transistor se trouve en état de saturation :  $V_{OUT}$  est approximativement 0,2 volt. Lorsque le niveau est bas i.e 0,2 volt (très inférieur à  $V_{BE} = 0,7$  volt), il y a commutation ; le transistor passe à l'état de blocage :  $V_{OUT}$  est approximativement à  $V_{CC} = 5$  volts.

L'équation 4-II, donnant la droite de charge, permet de placer le point d'opération.

$$I_c = \left(-\frac{1}{R_L}\right) V_{CE} + \frac{V_{CE}}{R_L} \quad 4-II$$

À la lumière de cette analyse, il s'agit, pour nous, de produire, à partir d'un signal variant de 2 volts à 5 volts, un signal variant de 0,2 volt à 5 volts. Un diviseur de tension peut, dans certaines limites, attaquer un transistor; mais le courant de polarisation risque d'être faible pour amener le transistor en saturation. Nous utiliserons un réseau-résistance-diode ( $R_4 - D_1$ );  $R_4$  est choisie pour produire une chute de tension dans le circuit de base du transistor, on la prendra égal à  $10k\Omega$ . Quant à la diode  $D_1$ , lorsque le niveau est haut, la tension résultante après la chute dans  $R_4$  est suffisante pour polariser la jonction p-n; lorsque le niveau est bas, elle devient insuffisante, pour polariser la jonction: la tension de base est alors de 0 volt, il ya blocage pur.

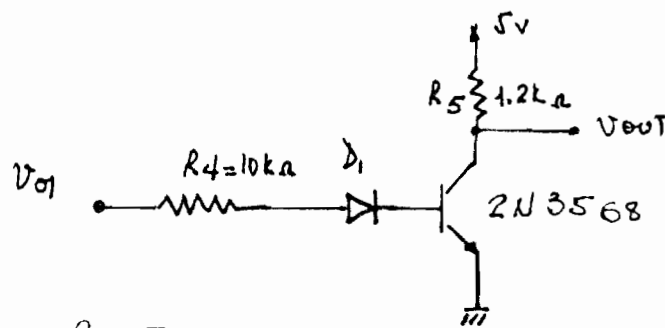


fig II

4-3 - Expérimentation.

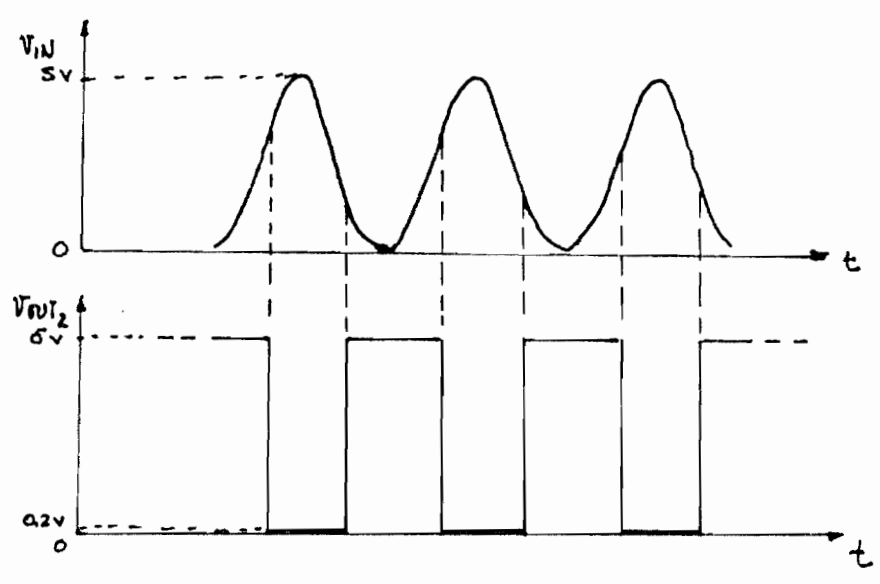


fig 5.II

### III .. LE COMPAREUR D'IMPULSIONS.

Après avoir mis en forme l'information venant du capteur allons, dans ce chapitre, nous pencher sur la comparaison des signaux formés, représentant la vitesse actuelle du moteur, aux signaux désirés, représentant la vitesse désirée. Il s'agit donc de comparer des signaux par leur durée c'est à dire leur largeur. Le circuit utilisé est le comparateur d'impulsions ou the pulse-width discriminator.

#### 1.. Shéma de principe

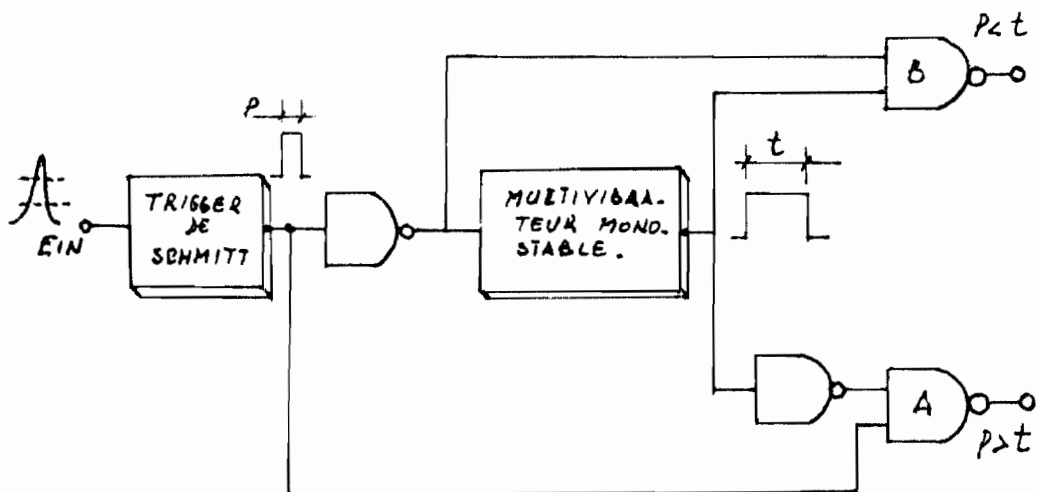


fig 1. III

#### 2.. Mode de fonctionnement.

La figure 1. III met en jeu deux circuits Nand et un multivibrateur monostable qui tiennent lieu respectivement de comparateur et d'affichage.

Le déclenchement du multivibrateur est directement lié au signal de sortie du trigger, donc à



la rotation du moteur. ( en effet, le signal formé par le trigger est inverse et la première impulsion déclenche le multivibrateur). Lorsque le moteur tourne, le monostable produit un signal de référence qui sera comparé au signal issu du trigger, au niveau des portes Nand A et B. Le signal d'erreur est recueilli, soit en A soit en B, selon que le signal provenant du trigger est plus ou moins large ( figure 2 III

### 3.- Expérimentation.

Il s'agit, pour nous, d'adapter le principe analysé ci-dessus à notre cas spécifique. La figure 3 - III montre le schéma de montage final du circuit de comparaison.

Lorsque le moteur tourne, il faut que la première impulsion enclenche la bascule du multivibrateur; ceci est effectué par la pratique d'un circuit dérivateur représenté par  $C_1$  et la résistance d'entrée du circuit nand attaqué. Le déclenchement de la bascule est assuré par un circuit de timing: le générateur d'impulsions que forme le transistor UJT  $Q_5$ . Le temps enclenchement-déclenchement est commandé par la constante de temps  $R.V.C_2$  qui traduit en fait la valeur de la vitesse de consigne i.e la vitesse désirée. Aux portes des circuit de logique nand A et B, les informations vitesse désirée et vitesse actuelle du moteur sont inversées l'une par rap-

- port à l'autre, pour que la comparaison s'effectue conformément à la table de vérité des circuits de logique nand.

Le circuit ainsi monté fonctionne correctement, comme le montre les résultats en figure fig. 3 - III.

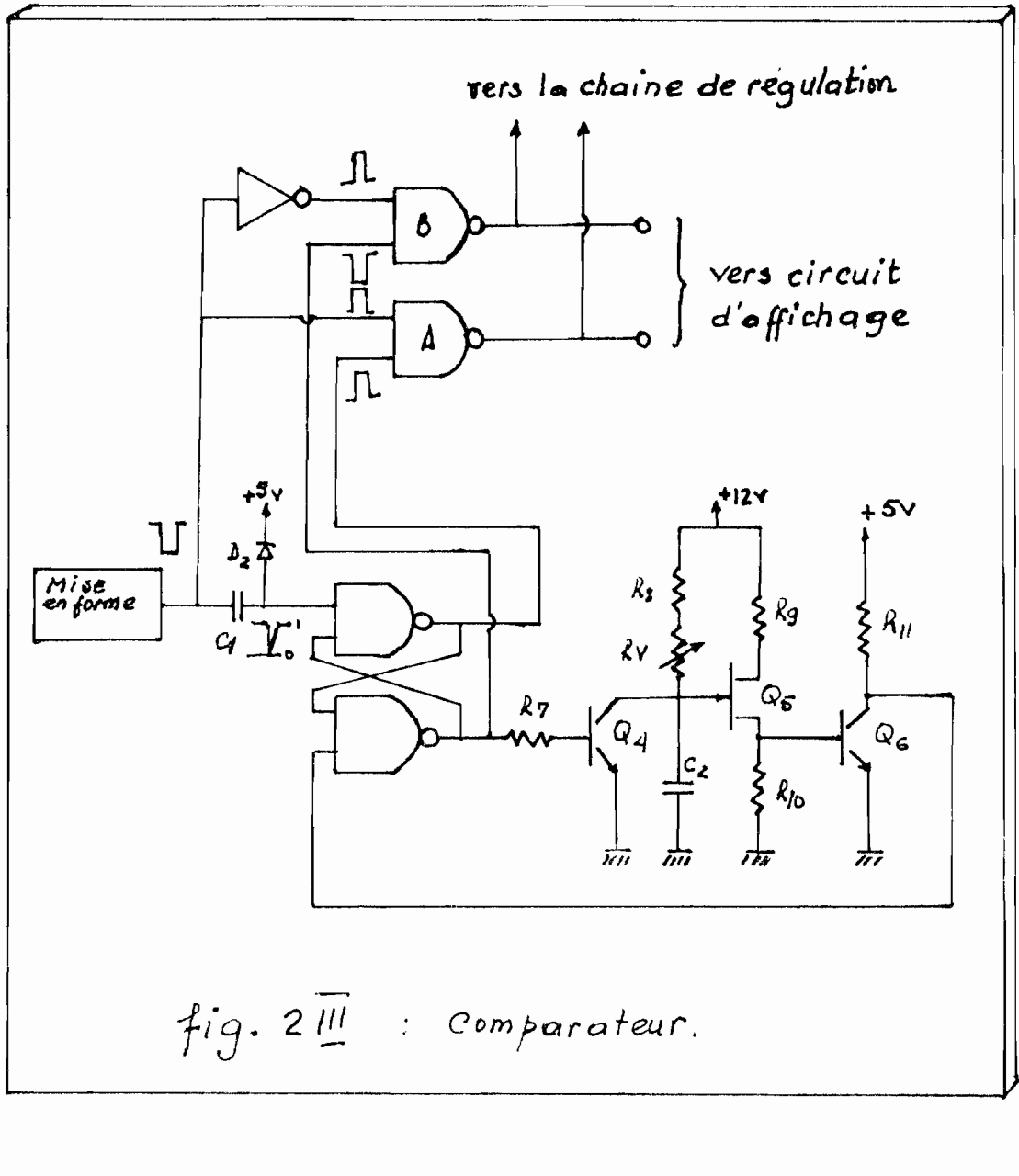
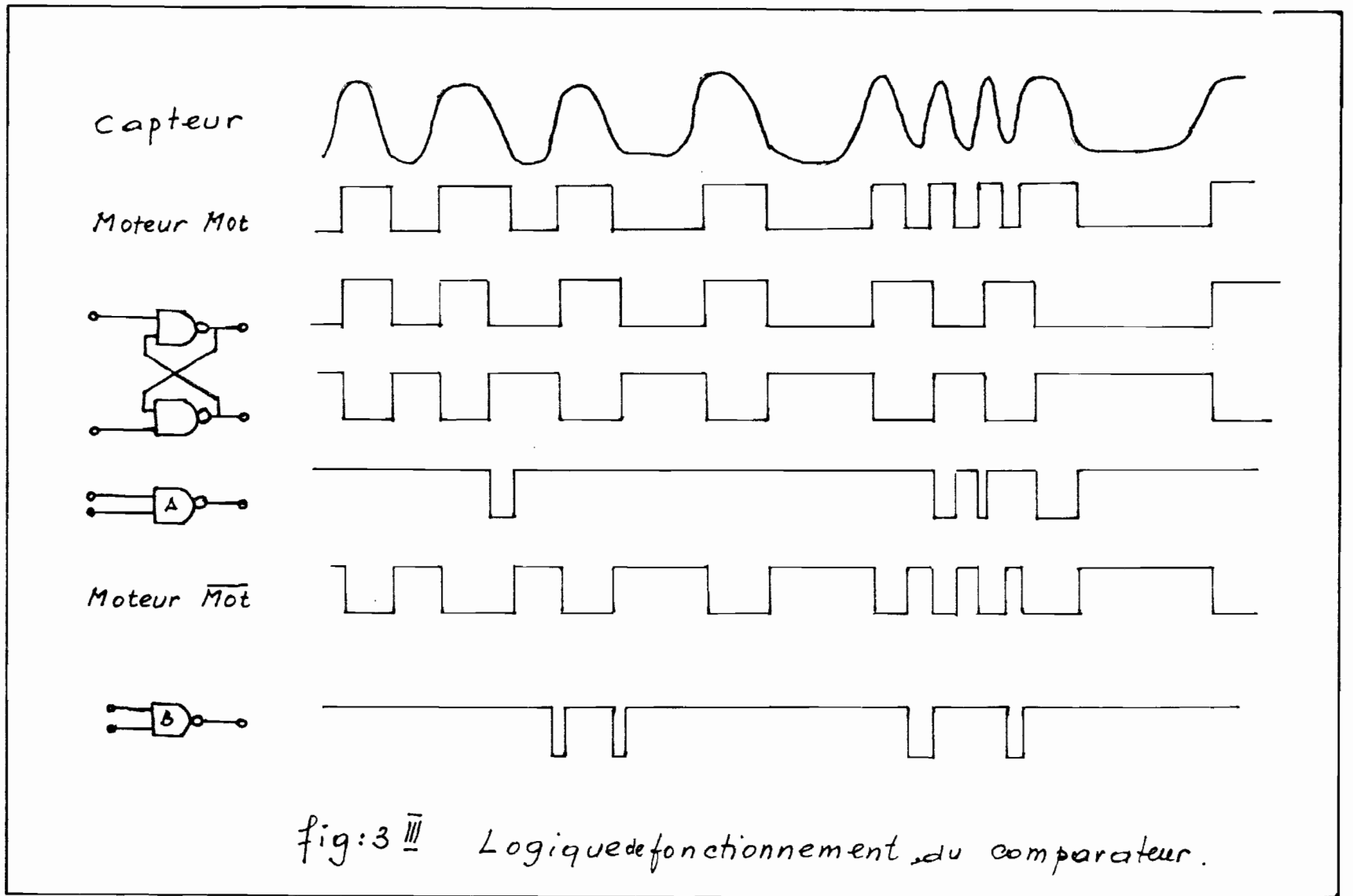


fig. 2 III : Comparateur.



On remarque d'après la logique fonctionnement, fig 3-III, - qu'un signal d'erreur indésirable apparaît à la sortie du Nand A, lorsque la vitesse du moteur est de loin plus grande, que la vitesse désirée. Ceci constitue la grande faiblesse du circuit de la figure 2-III. Aussi avons-nous pensé à un circuit de blocage volontaire du Nand A face à cette erreur: figure 4-III.

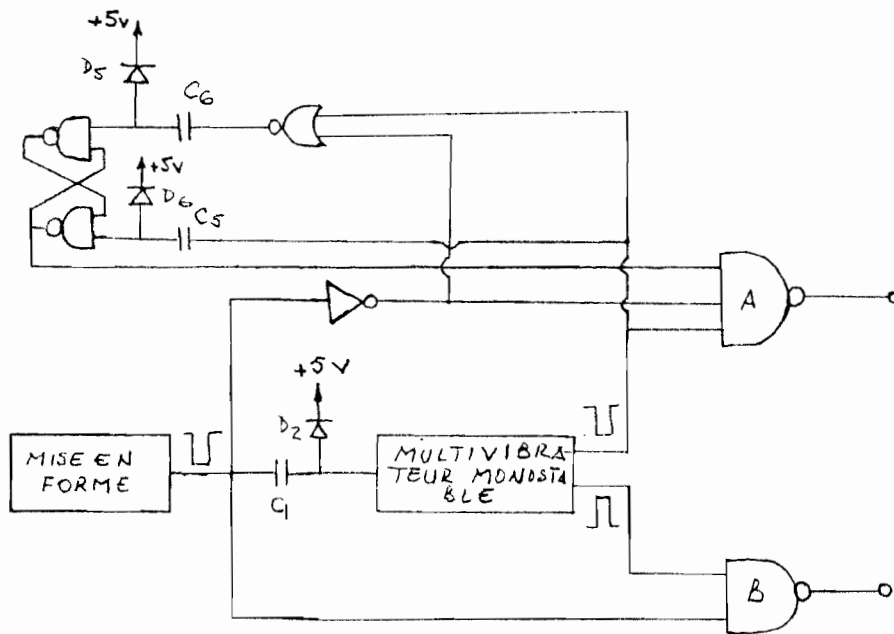


fig 4. III

Nous avons expérimenté ce circuit et le résultat est probant. De même qu'en figure 3-III nous exposons en page suivante la logique de fonctionnement du circuit de la figure 4-III.

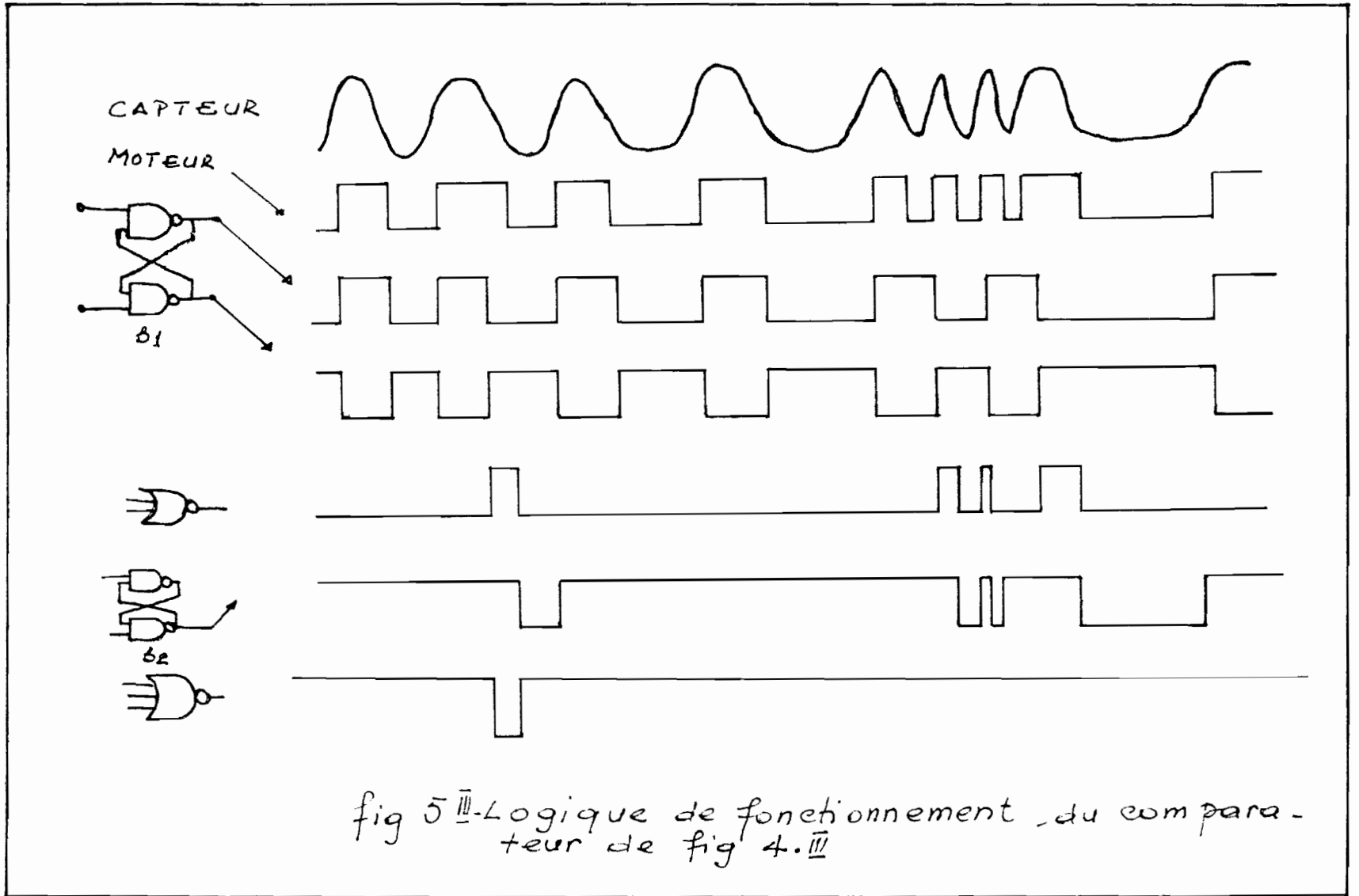


fig 5 III - Logique de fonctionnement du compa-  
 teur de fig 4. III

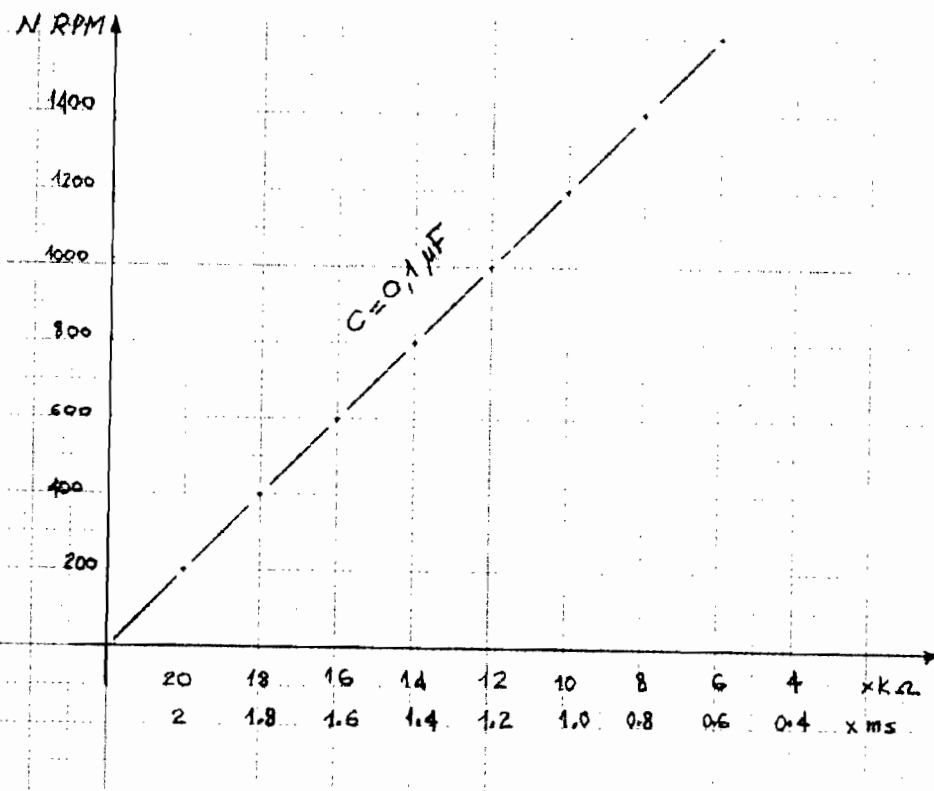
### 3. - Détermination du temp $t$ : largeur des impulsions de référence.

La largeur des impulsions est commandée par le réseau  $RV.C_2$ . En choisissant  $C_2 = 0,1 \mu F$ , la résistance  $RV$  nous permettra d'avoir toute la gamme de temps  $t$  représentant les vitesses désirées; on a le tableau suivant.

Tableau. T1 III

$RV \text{ k}\Omega$	20	18	16	14	12	10	8	6
$t \text{ msec}$	2	1.8	1.6	1.4	1.2	1.0	0.8	0.6
$N \text{ RPM}$	200	400	600	800	1000	1200	1400	1600

Figure : figs III : étalonnage de  $N$  vs  $RV$  pour  $C_2 = 0,1 \mu F$



#### 4.- Détermination du nombre et du diamètre des trous.

Le graphe de la figure 5. III, nous permet de nous fixer, quant au nombre de trou à mettre sur la plaque-captur et à leur diamètre. Nous attacherons surtout aux petites vitesses.

Supposons que la circonférence porteuse des trous a un diamètre de 9,55 cm; sa longueur équivalente est de 30 cm. Pour une rotation  $N = 200 \text{ RPM}$  on trouve une vitesse linéaire du disque de :

$$v_L = \left( 200 \times \frac{30}{60} \right) = 100 \text{ cm/sec.}$$

$t = 2 \text{ msec}$  correspond à  $N = 200 \text{ RPM}$  ou encore  $v_L = 100 \text{ cm/sec}$  ;

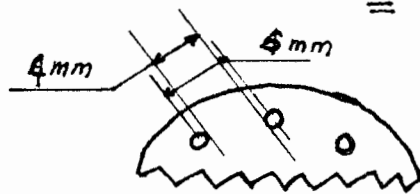
le diamètre,  $d$ , des trous serait de :

$$d \approx 100 \frac{\text{cm}}{\text{sec}} \times 2 \times 10^{-3} \text{ sec} = 0,2 \text{ cm} \\ = 2 \text{ mm}$$

si les trous sont espacés de 4 mm, le nombre de trous sur la circonférence de 30 cm serait de :

$$n = 30 / (0,4 + 0,2)$$

$$= 50 \text{ trous.}$$



## IV AFFICHAGE DE L'ERREUR

On a souvent besoin de représenter l'erreur sous une forme visuelle. Plusieurs solutions se présentent à nous. Nous présentons ci-dessous deux options :

- affichage, pour expérience en laboratoire,
- affichage, pour application industrielle.

### 1. Option Laboratoire

#### 1.1. Schéma de montage

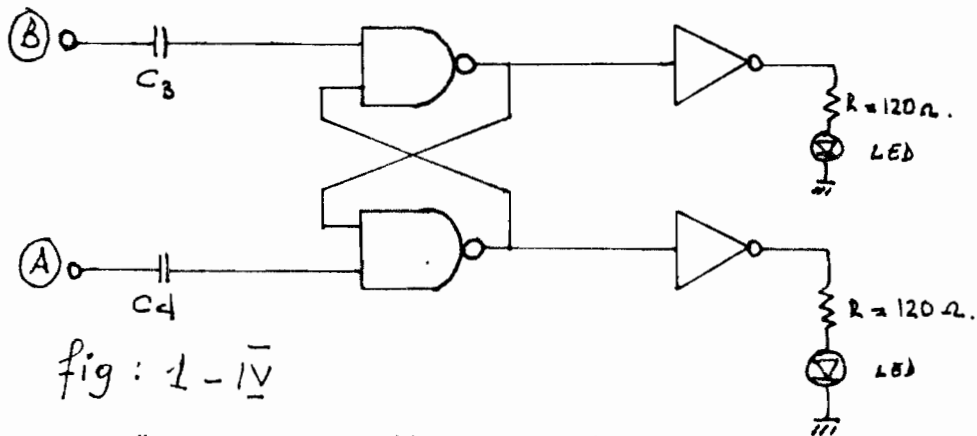


fig : 1 - IV

#### 1.2 Mode de fonctionnement

La figure 1-IV montre le schéma du circuit d'affichage. Il met en jeu une bascule et des circuits de logique OR.

Lorsqu'il y a un signal d'erreur sur l'une des entrées, la bascule s'enclenche grâce à la dérivée du signal et une des cellules LED s'allume. La bascule reste dans cet état jusqu'à ce qu'une erreur apparaisse à l'autre borne. Par le même principe l'autre cellule LED s'allume.



La largeur des impulsions d'entrée est très petite ; la bascule permet d'envoyer aux Leds un signal de largeur suffisante et indépendante de la variation du signal d'entrée. Les deux circuits OR adaptent l'impédance des cellules. La bascule est <sup>réinitialisée</sup> par un signal dérivé que forme le condensateur C et l'impédance d'entrée des Nand.

## 2. Option industrielle.

### 2.1 Shéma de montage

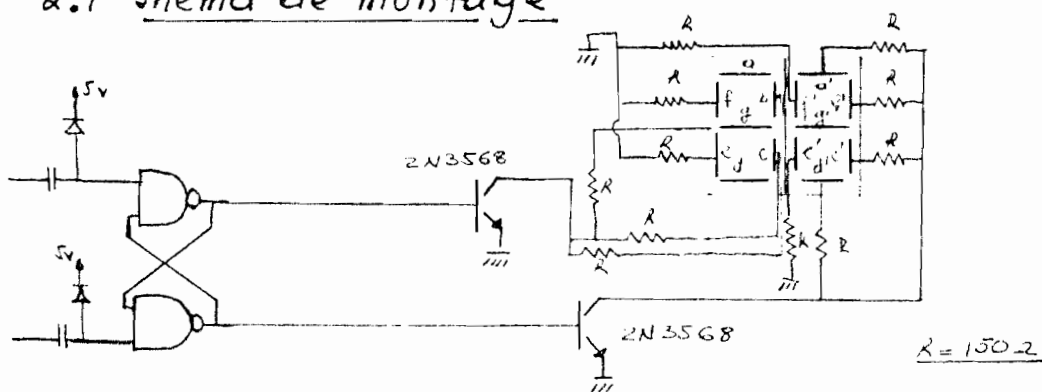


Fig: 2-IV

### 2.2. Mode de fonctionnement

La fig 2-IV montre le schéma de fonctionnement d'un appareil indiquant HI ou LO par lettre lumineuse. Il met en jeu deux transistors, un indicateur lumineux MAN 6710 - 7638 et des résistances de  $150\ \Omega$ . La lettre HI (ou high speed) apparaît lorsque b, e, g s'allument, f, e et f', e' étant toujours allumés. La lettre LO (ou low speed) apparaît lorsque a, b, c et g sont éteints, les autres restant allumés sauf g' non branché.

# MODULE 4

# I COMPTEUR D'IMPULSIONS

Il s'agit de convertir le nombre d'impulsions, recueillies au niveau des circuit nand (A et B) c'est à dire l'erreur, en un signal analogique. Le circuit généralement utilisé est le convertisseur digital-analogique ou "Serial D.A converter". Il met en jeu un ampli-opérationnel intégrateur. Pour notre cas, le signal d'entrée n'est pas un nombre purement digital, mais plutôt un train d'impulsions; aussi notre circuit doit-il prendre le caractère de compteur d'impulsions, ou "count rate meter".

## 1. - Schéma de principe.

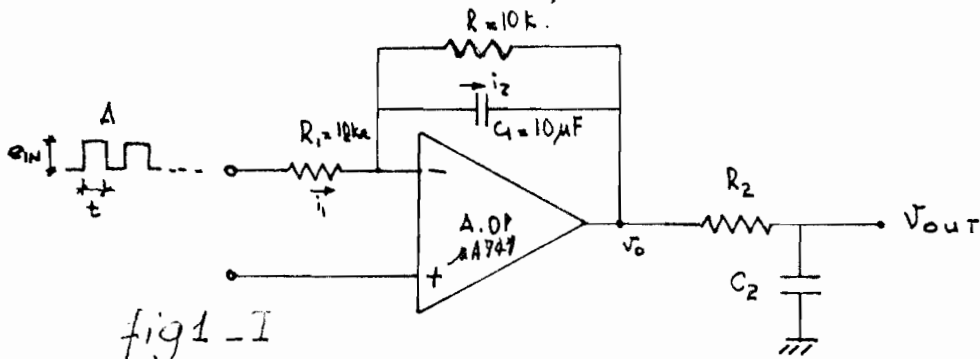


fig1 - I

## 2. - Mode de fonctionnement

Le nombre digital A est représenté par un signal rectangulaire de durée t et d'amplitude  $e_{in}$ .

$$i_1 = Ae_{in}/R_1 \quad \text{et} \quad i_2 = -C_1 \frac{dV_0}{dt}$$

les AMP.OP ayant la propriété d'avoir une très grande résistance d'entrée, on peut écrire que  $i_1 \approx i_2$

on a :

$$\frac{A e^{iN}}{R_1} = - C_1 \frac{dV_0}{dt}$$

$$-V_0 = \frac{A}{R_1 C_1} \int_0^t e^{iN} dt$$

soit  $-V_0 = \frac{A}{R_1 C_1} e^{iN} t$  eq. 1. I

si  $t_c$  est considéré comme le temps de comptage des impulsions et  $A_{rate}$  le flux d'impulsions, on aura :

$$-V_0 = (A_{rate} \times t_c) \frac{e^{iN} t}{R_1 C_1} \quad 2. I$$

où :

$$A_{rate} = N \frac{\text{Rev.}}{\text{Min.}} \times \frac{1 \text{ Min}}{60 \text{ sec}} \times 50 \frac{\text{Impulsions}}{\text{Rev.}}$$

$$= \frac{5N \text{ Impulsions}}{6 \text{ seconde}}$$

si on assume le temps de comptage égal au temps de charge du condensateur  $C_1$ , c'est à dire que l'opération de comptage cesse dès que le condensateur  $C_1$  est chargé, alors, on aurait :  $t_c = R_1 C_1$  et l'équation 2 - I devient :

$$-V_0 = \frac{5}{6} N e^{iN} t$$

ou  $-V_0 = 0,83 e^{iN} N.t$  3 - I

pour  $e^{iN} = (5 - 0,2) \text{ volt} = 4,8 \text{ V}$

$$-V_0 = 3,98 N.t$$

Un filtre  $R_2 C_2$ , connecté à la sortie de l'intégrateur donne une tension purement continue. On prendra pour le filtre  $R_2$  et  $C_2$ , de façon que  $R_2 C_2 > 5 t_c$  ;  
on a :  $R_2 = 6 \text{ k}\Omega$  et  $C_2 = 100 \mu\text{F}$  car

$$t_c = R_1 C_1 = 12 \text{ k}\Omega \times 10 \mu\text{F} = 0,12 \text{ sec.}$$

## II AMPLIFICATEUR

La tension provenant du convertisseur impulsions-à-analogique (intégrateur) est de très petite valeur pour provoquer une action suffisante dans la chaîne d'action. Il s'agit ici d'amplifier ce signal de commande qu'est l'erreur.

### 1. Schéma de principe.

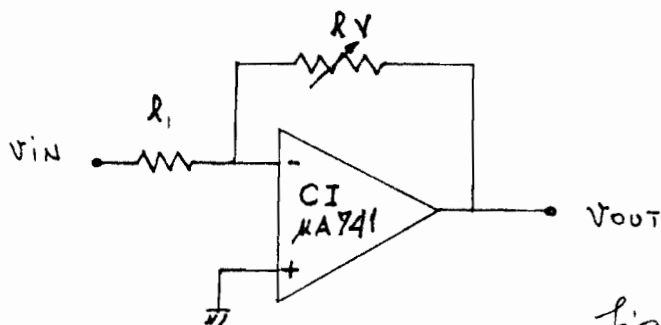


fig 1. II

### 2. Mode de fonctionnement

Le circuit utilise un ampli-op. L'impédance d'entrée de celui-ci étant très grande, nous assumerons que le courant dans  $R_1$ ,  $I_1$ , est égal à celui qui circule dans  $R_2$ ,  $I_2$ ; on a :

$$I_1 = \frac{V_{IN}}{R_1} = \frac{V_{OUT}}{R_V} \Rightarrow V_{OUT} = \frac{R_V}{R_1} \cdot V_{IN}$$

$$\frac{R_V}{R_1} = k, \text{ le gain de l'amplificateur.}$$

Généralement, dans les asservissements, plus le gain est grand plus le système est stable mais moins bonne est la précision; aussi, avons-nous

permettre une action libre sur le gain en utilisant la résistance variable  $R_V$ .

### III GÉNÉRATEUR DE COURANT

Dans l'étude théorique faite au module II, on a vu que l'erreur est convertie en courant. Cette fonction est assurée par le générateur de courant que nous étudions dans ce chapitre.

#### 1. Schéma de principe.

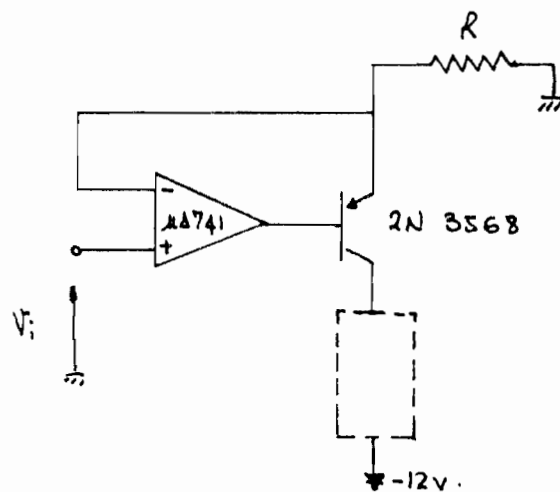


fig 1. III

#### 2. Mode de fonctionnement

La figure 1. III montre le circuit d'un générateur de courant. Lorsqu'une tension apparaît à la borne non inverseuse du  $\mu A741$ , la base du transistor est portée à un potentiel de blocage; il apparaît un courant  $I_c$  collecteur-émetteur, qui ne dépend que de  $R$ ; le courant  $I_c$  est constant pour des valeurs de  $V_i$  et  $R$  données. Cette propriété est très importante car la source de courant charge un condensateur  $C$  dont l'impédance varie avec le temps de charge. La figure 2. III montre les performances du générateur



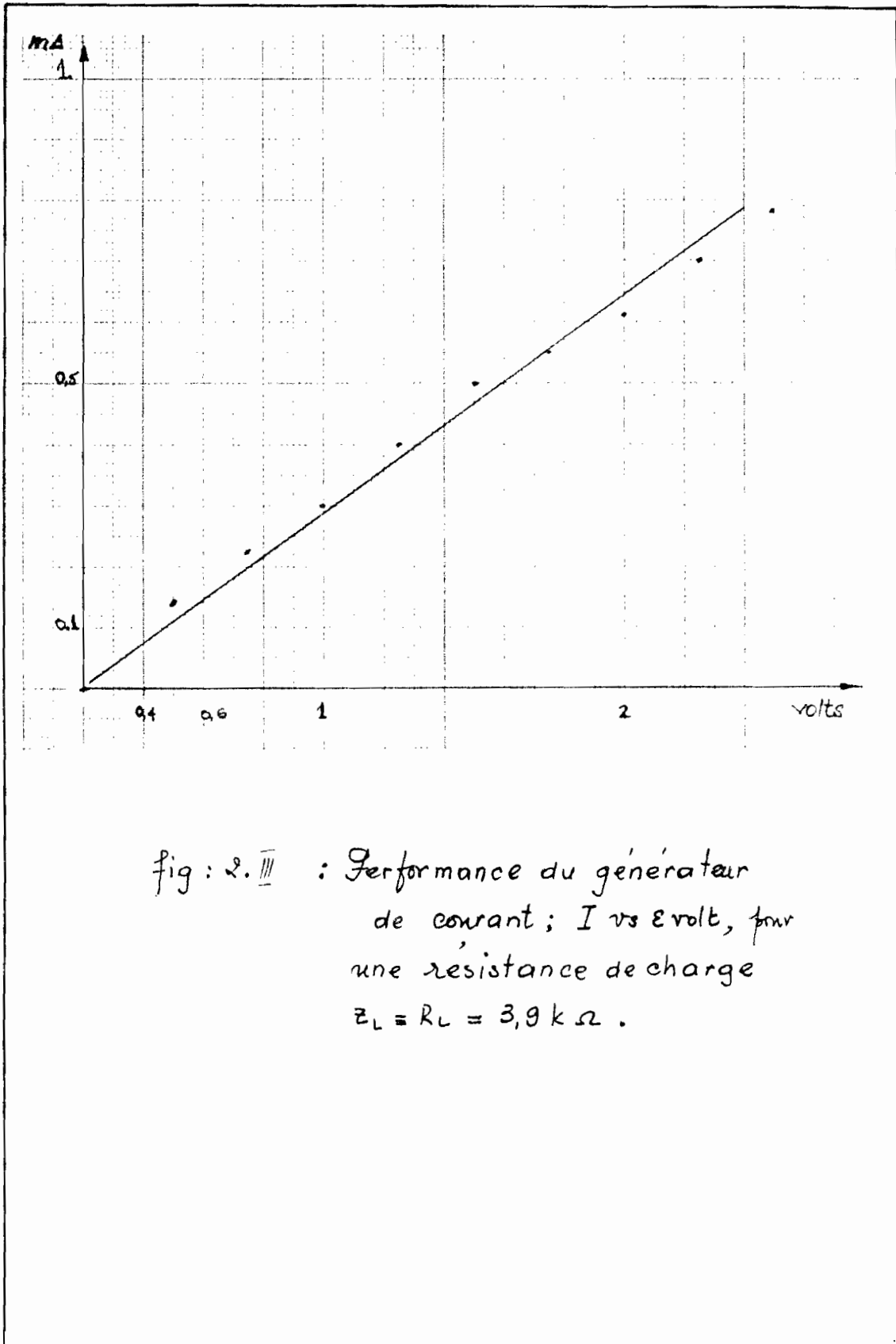


fig : 2. III : Performance du générateur  
de courant ;  $I$  vs  $\epsilon$  volt, pour  
une résistance de charge  
 $Z_L = R_L = 3,9 k\Omega$ .

## IV LE GENERATEUR D'IMPULSIONS

Cet organe produit les impulsions nécessaires au déclenchement du thyristor. Il est constitué d'un transistor UJT et un réseau R.C.

### 1. - Shéma de principe.

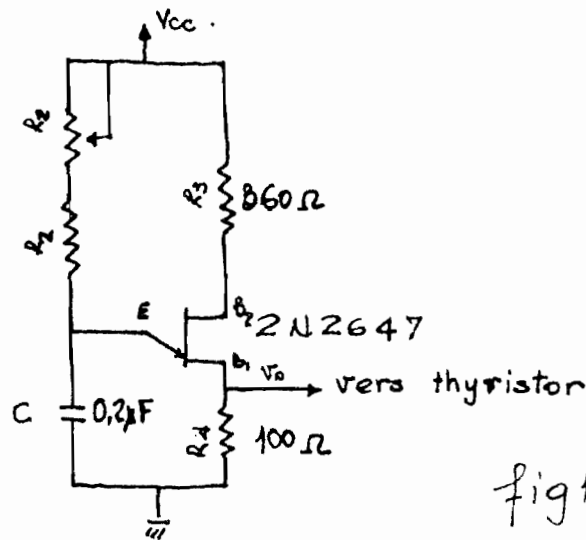


fig IV

### 2. - Mode de fonctionnement voir fig. 2 IV

La tension au borne de C croît exponentiellement en fonction du temps, de même que la tension entre E et B<sub>1</sub>. Lorsque cette tension la valeur fixe de la tension de seuil de l'UJT, V<sub>p</sub>, C se décharge à travers la jonction passante de celui-ci; ce qui produit une impulsion de tension au borne de R<sub>4</sub> et une impulsion de courant dans R<sub>4</sub>. Dès la première impulsion, un courant de gâchette propre à amorcer le thyristor, est produit; cet état amorcé persistera jusqu'à ce que le courant qui traverse la jonction soit inférieur au courant d'entretien.

Dans notre cas,  $C$  sera chargé par un courant constant produit par le générateur de courant. On obtient à la base  $b_1$  de l'UJT, les impulsions montrées en figure 2 IV

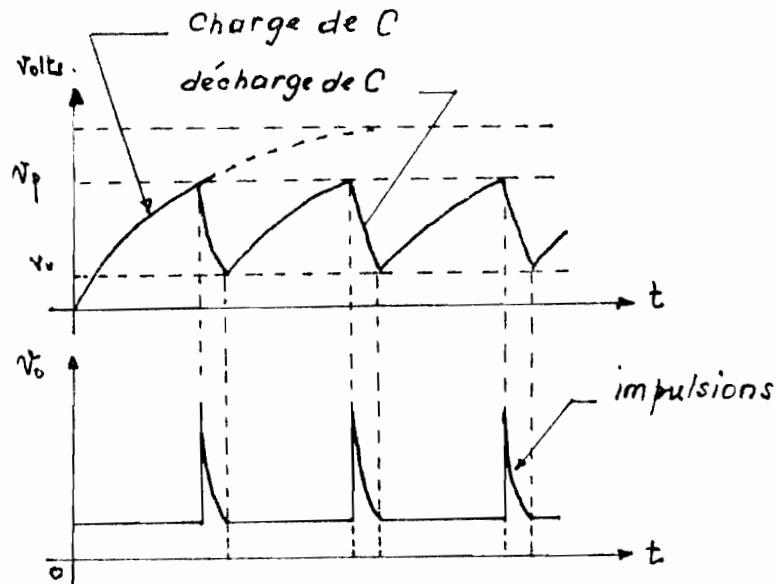


fig: 2 IV : impulsions de commande du thyristor.

La période des impulsions est de la forme :

$$T = RC \ln \frac{1}{1-\eta}$$

où  $R$  est la résistance de charge =  $3k\Omega$

$\eta$  : est un paramètre intrinsèque de l'UJT

$$\eta = 0,7 \text{ pour } 2N2647.$$

( nous donnons à ce propos les caractéristiques de l'UJT 2N2647 en annexe III )

pour  $C = 0,2 \mu\text{F}$ , on a :

$$T = 0,72 \cdot 10^{-3} \text{ sec} = 0,72 \text{ msec.}$$

soit un angle de déphasage de :

$$\alpha = 13^\circ \text{ ou encore } 0,227\text{rd.}$$

## I LA COMMANDE DE L'ALIMENTATION DU MOTEUR

Plusieurs méthodes aussi variées que le pont mixte thyristor-diodes, pont de GRAETZ à thyristors, etc..., peuvent être employées. Nous adopterons dans notre cas simple, la commande d'un pont de quatre diodes à l'aide d'un thyristor comme le montre la figure 1 I

### 1. - Shéma de principe

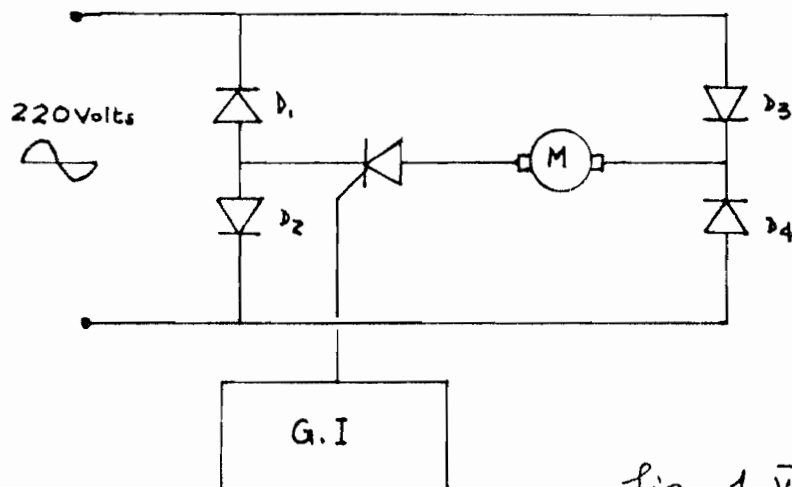


fig. 1. I

### 2. - Mode de fonctionnement

La charge, ie le moteur M, est parcourue par un courant redressé bialternance et découpé. La valeur de la tension moyenne résultante est de la forme :

$$\bar{V}_m = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T/2} \hat{V} \sin \omega t dt = \frac{\hat{V}}{\pi} (1 + \cos \omega t_0)$$

avec  $T$ , la période en ms,  $\omega = 2\pi f$  et  $f = 50\text{Hz}$   
 la tension RMS du secteur  $\hat{V}$  est de 220 volts.

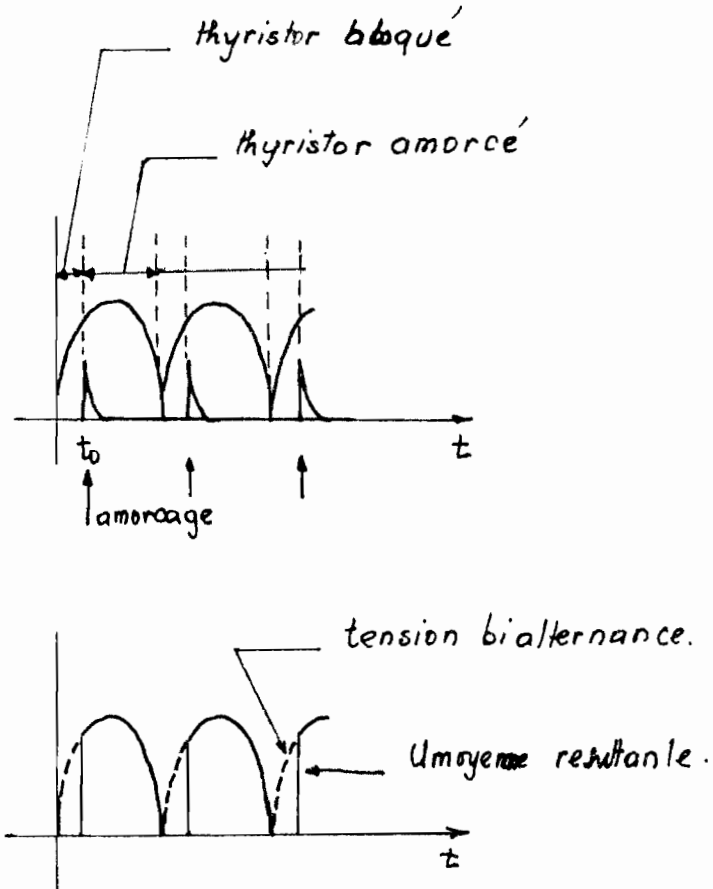


fig. 2.  $\bar{V}$

La synchronisation de l'amorçage est assurée par une diode branchée entre le + de l'alimentation et l'émetteur E de l'UJT.

MODULE 5

## I SYSTEME DE SURVEILLANCE ET DE REGULATION

L'ensemble du circuit de surveillance et de régulation est formé d'éléments exposés dans les modules précédents. Il s'agit, dans celui-ci, de résumer la logique du fonctionnement d'ensemble et de présenter le circuit final.

### 1. Logique de fonctionnement

Pour mieux comprendre le fonctionnement du système, nous considérerons le régime normal de fonctionnement.

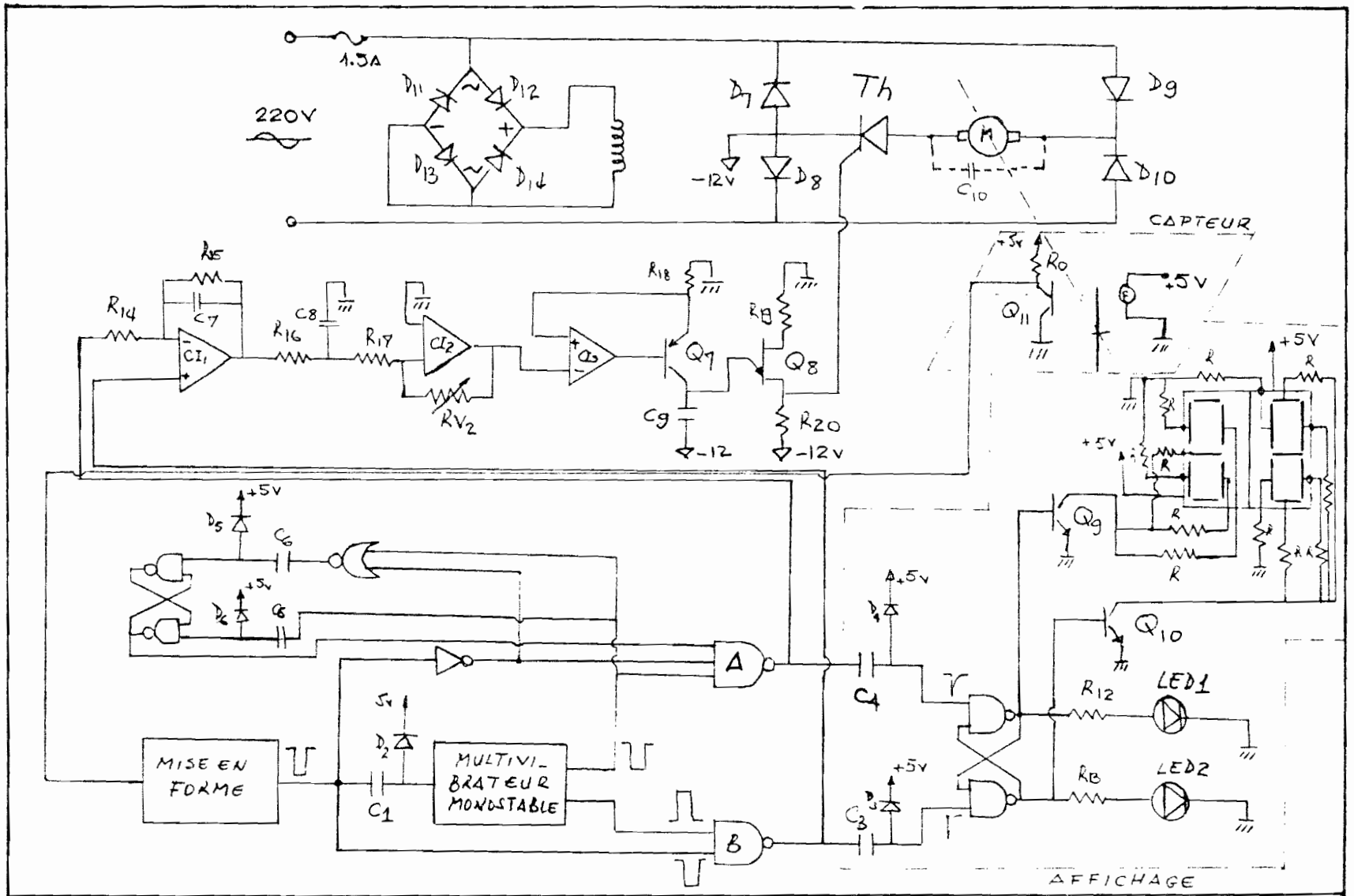
Lorsque le moteur tourne, la plaque du capteur laisse passer la lumière qui excite une phot cellule. Il apparaît au borne de celle-ci des impulsions irrégulières que le trigger forme. Le multivibrateur monostable, enclenché par ces impulsions, produit un signal de référence qui représente la vitesse désirée. Les deux informations, vitesse du moteur, recueillie à la mise en forme et vitesse désirée au borne de la bascule du multivibrateur, sont inversées l'une par rapport à l'autre et comparées au niveau des portes NAND A et B. Si les deux vitesses sont différentes, une erreur apparaît à l'une des bornes sous forme d'impulsions; elle est affichée et convertie en un signal analogique par l'intégrateur: c'est le signal de commande 8 volts. On at.



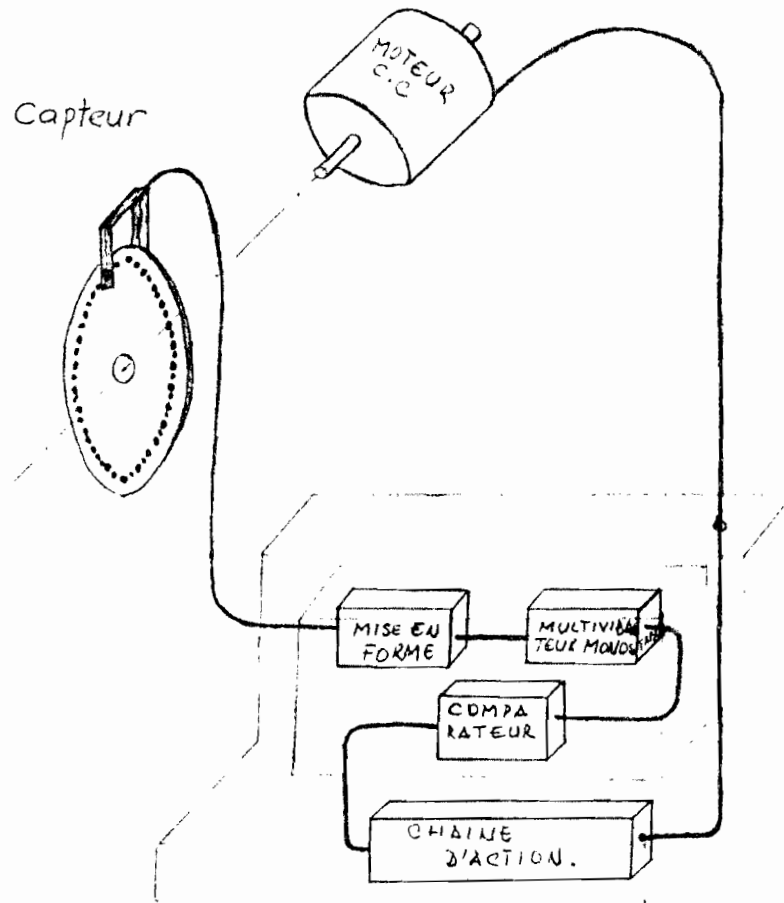
-taque, ainsi l'amplificateur puis le générateur de courant qui charge le condensateur  $C_g$ ; celui-ci commande la production d'impulsions par l'UJT  $Q_8$  qui déclenche le thyristor  $Th$ : il y a régulation de la vitesse par déphasage de la tension d'induit.

## 2- Shéma de montage

(voir pages suivantes:)  
53 et 53 bis.



# SYSTEME DE SURVEILLANCE ET DE REGULATION.



centre de commande

3. - Liste des composants électroniques

libellé	Description	Nombre	Coût
R <sub>1-2</sub>	resistance 18k $\Omega$	2	50
R <sub>3</sub>	2x " 12k $\Omega$	2	50
R <sub>4</sub>	" 34k $\Omega$	1	20
R <sub>5-R<sub>6</sub></sub>	" 10k $\Omega$	2	50
R <sub>7-11</sub>	" 1.2k $\Omega$	2	50
R <sub>12</sub>	" 1k $\Omega$	1	50
R <sub>13-14</sub>	" 2,2k $\Omega$	2	50
R <sub>15</sub>	" 220 $\Omega$	1	20
R <sub>16</sub>	" 47 $\Omega$	1	20
D <sub>1...D<sub>14</sub></sub>	diode 2N4004	15	900
C <sub>1</sub>	condensateur 0,1 $\mu$ F	1	50
Q <sub>1-2</sub>	transistor 2N3566	2	400
Q <sub>3-4-6</sub> 7-9-10	transistor 2N3568	6	1200
CITTL	TTL SN7400N	2	180
	" SN7410N	1	90
	SN7402N	1	90
CI...	$\mu$ A 747	3	600
IND.	MANJANTO 6710-7633	1	600
LED	diode - leds	2	300
R <sub>12-13</sub>	résistance 150 $\Omega$	2	20
R	" 150 $\Omega$	11	220
R <sub>14-15</sub>	" 12k $\Omega$	2	50

suite de la liste des composants.

libellé	Description	Nombre	Coût
R16	resistance de $.6 k\Omega$	1	20
R17	" " $1 k\Omega$	1	20
R18	" " $3 k\Omega$	1	20
R19	" " $360 \Omega$	1	20
R20	" " $100 \Omega$	1	20
RV	" variable $20k$	2	100
C1	condensateur $0,033 \mu F$	1	30
C3-4-5-6	" $100 pF$	4	30
C7	" $10 \mu F$	1	75
C8	" $100 \mu F$	1	90
C9	" $0,2 \mu F$	1	50
C10	" $100 \mu F$	1	90
Q5-8	transistor UJT 2N2647	2	900
Q11	phototransistor MDR 3050 à 3056	1	600
Th	thyristor MCR 106	1	300
Valeur en FCFA - - - - -			7450

## II. ALIMENTATION du SYSTEME.

Le système est composé de circuits intégrés:

- circuits T.T.L. alimentés sous 5V
- ampli-op., alimentés sous  $\pm 12V$

Nous proposons le schéma ci-dessous, comme alimentation du système; il est tiré de la revue "Haut parleur, journal de vulgarisation, N° 1587 du 10 février 1977"

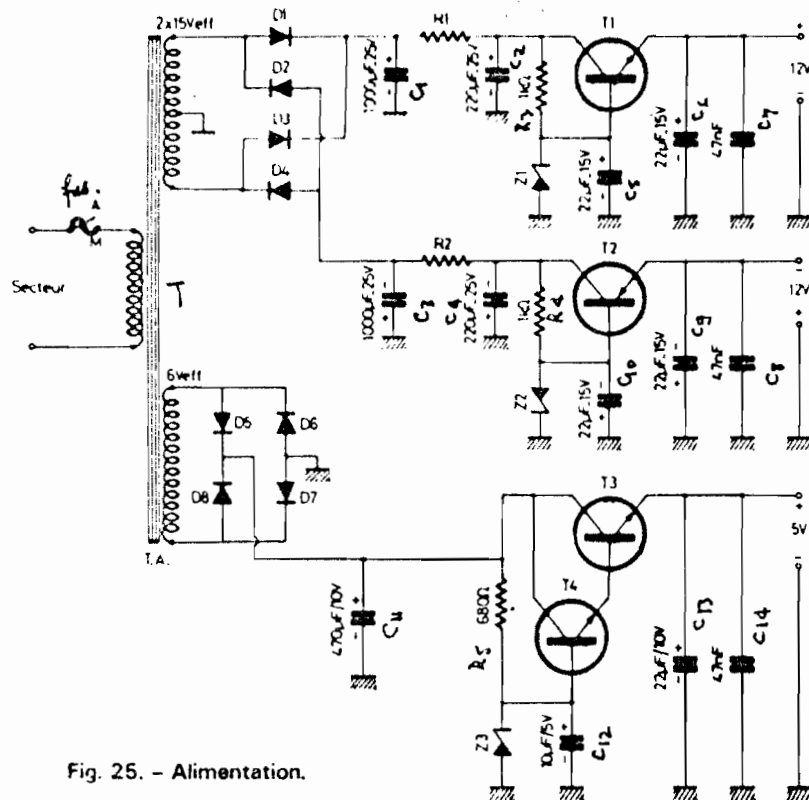


Fig. 25. - Alimentation.

## Liste des composants

libelle	Description	Nombre	Coût
T.A	transformateur d'alimentation - sortie: 2x15V <sub>eff</sub> et 6V <sub>eff</sub> entrée: 220V, utilisation générale	1	10000
T <sub>1</sub> , T <sub>3</sub> , T <sub>2</sub> T <sub>4</sub>	transistors; respectivement: 2N3053, 2N3054, 2N2905A, 2N2219A ou équivalents.	4	1500
D <sub>1</sub> à D <sub>8</sub>	diode de redressement 1N4002 ou équivalent	8	900
Z <sub>1</sub> , Z <sub>2</sub>	tout zener 12V - 0,4W	2	300
Z <sub>3</sub>	82X83C3V3 ou équivalent.	1	400
Coût en CFA			13100

## CONCLUSION ET DISCUSSIONS

Dans un esprit de clarté, l'étude ainsi faite est constituée de 5 parties.

Le module 1 présente le moteur, dans ses caractéristiques. Les catalogues, disponibles au Laboratoire n'en mentionnant pas suffisamment ou du tout, nous avons essayé de les déterminer de façon expérimentale en nous inspirant de la théorie des machines électriques.

Le module 2 présente l'analyse de la commande de vitesse: nous envisageons le problème sous forme de bloc; ce qui a permis de mieux le visualiser et de l'attaquer dans ses différentes formes.

Après ces généralités, l'étude entame le sujet posé par le design du capteur. Les contraintes posées, ont imposé un système simple et adaptable aux moteurs existant, dans la production. Les circuits TTL, du système de surveillance ont oblige l'utilisation, d'un circuit, de mise en forme. Face au problème, d'adaptation, du niveau bas, du trigger à celui, des T.T.L, l'emploi d'un circuit ON-OFF a été retenu; pour une réalisation industrielle, il est conseillé de supprimer la résistance de charge  $R_5$  et d'attaquer directement un T.T.L And; l'effet de cette modification est de supprimer la circulation inutile du courant du collecteur à l'émetteur de  $Q_3$ .



de comparateur d'impulsions a fait l'objet d'une recherche expérimentale minutieuse; les modifications apportées au schéma de principe, ont abouti au circuit final utilisant un nand à 3 portes et une bascule K.S.

La chaîne d'action, que présente le module 4 n'a posé aucun problème de réalisation. Le réseau  $R_{16} - C_8$  est, à vrai dire, un sur-emploi mais la qualité du filtrage obtenu, justifie sa présence. Quant à la commande de l'alimentation d'induit, il est souhaitable d'utiliser deux thyristors pour les grosses machines.

Le module 5 termine l'étude en présentant une tentative d'évaluation du coût de la partie électronique: il s'élève à 20.500FCFA; Ce montant nous donne une idée de ce qu'une entreprise industrielle gagne en adoptant le système.

# ANNEXE I - LE MOTEUR.

## 1. - Essai au frein.

### 1.1. - Manipulations

L'essai au frein permet de visualiser la variation de la vitesse en fonction de la charge. La manipulation consiste à charger le moteur par un électrodynamomètre de 0 à 1,7 Nm; le courant d'excitation et la tension d'induit sont maintenus à des valeurs constantes, respectivement à 150 mA et 220 V. On note à chaque valeur du couple la vitesse et le courant d'induit correspondant.

### 1.2. - Tableau

$$T \text{ (Nm)} : \quad J = 150 \text{ mA} \quad U_a = 220 \text{ V}$$

T Nm	0	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.7
I <sub>a</sub> A <sub>cc</sub>	0.08	0.20	0.30	0.45	0.60	0.75	0.90	1.07	1.25	1.42	1.5
N RPM	1500	1450	1425	1360	1330	1300	1270	1250	1245	1220	1215

### 1.3. - Graphes.

(voir pages suivantes.)

## 2. - Le moment d'inertie. J

### 2.1 Manipulations.

- on charge le moteur à un couple quelconque T; et on note la vitesse correspondante N<sub>0</sub>, soit  $\omega_0$
- lorsque la vitesse de régime est atteinte, on coupe le courant et on évalue le temps que le

moteur fait pour s'arrêter.

Nous obtenons le tableau suivant :

T2.A1

N <sub>0</sub> RPM	520	800	920	1050	1225
t sec	1	3	3,5	4	5

## 2.2 Expression Mathématique de J

d'équation du moment T d'un moteur est de la forme :

$$T = k_I I_a = J \frac{d\dot{\theta}}{dt} + f\dot{\theta} + T_f$$

$k_I$  : la constante du moteur, voir I.4-2.

$I_a$  : le courant d'induit, A.

$\dot{\theta}$  : la vitesse en rad/sec ; soit en N/60

$f$  : le frottement dynamique Nm/rad/sec.

$T_f$  : le couple de frottement, Nm.

Dans les conditions de manipulation, le membre de gauche de l'équation ci-dessus s'annule avec  $I_a = 0$  ; on a :

$$0 = J \frac{d\dot{\theta}}{dt} + f\dot{\theta} + T_f$$

$$\text{ou } \frac{1}{J} dt = - \frac{d\dot{\theta}}{(T_f + f\dot{\theta})}$$

en intégrant les 2 membres

$$\int_{t=0}^{t_f} \frac{1}{J} dt = - \int_{\dot{\theta}=\dot{\theta}_0}^{\dot{\theta}=0} \frac{d\dot{\theta}}{(T_f + f\dot{\theta})}$$

$$\frac{1}{J} t_f = - \frac{1}{f} \ln(T_f + f\dot{\theta}) \Big|_{\dot{\theta}_0}^0$$

$$= \ln \left[ \frac{T_f + f\dot{\theta}_0}{T_f} \right]$$

$$\text{ent } J = \frac{f t_f}{\ln \left[ \frac{T_f + f\dot{\theta}_0}{T_f} \right]}$$

Pour  $T_f = 0,04 \text{ Nm}$ . et  $f = 0,11 \text{ Nm/rd/see}$ .

$$J_{\text{my}} = 0,020 \frac{\text{Nm} \cdot \text{see}^2}{\text{rd}}$$

### 3. La résistance de l'induit.

#### 3.1 Manipulation

On freine le moteur et on fait varier la tension au borne de moteur et alors vu comme une résistance de charge traversée par un courant  $I_a$  sous une d.d.p  $U_a$ .

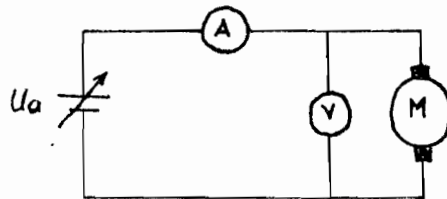


fig 1 AI

#### 3.2. Tableau

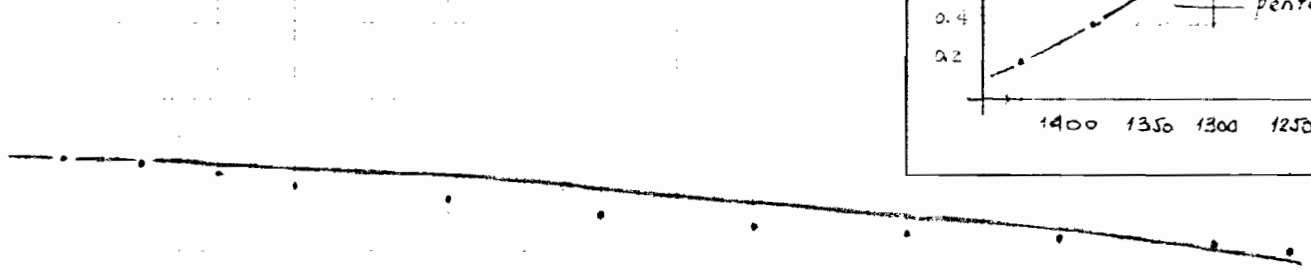
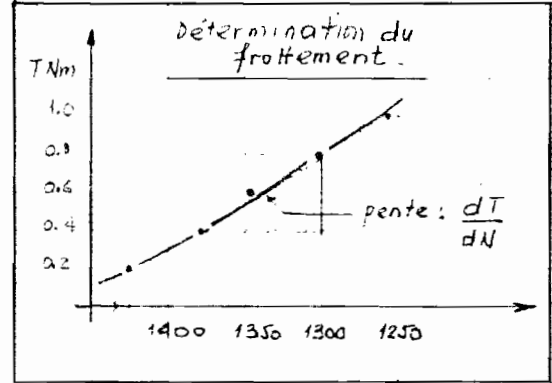
T. 3 AI

$U_a$ volts	8	10	16
$I$ Ampères	0,26	0,38	0,53
$R_a$ $\Omega$	30,77	26,32	30,19

$$R_{\text{ampy}} = 29 \Omega$$

fig: 1 ΔI.- Essai au frein.

N RPM  
1600  
1400  
1200  
1000  
800  
600  
400  
200



0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,6	1,8	T Nm
0,27	0,43	0,59	0,76	0,92	1,08	1,24	1,41	1,57	I. Ampère

fig 4 Δ I : Réglage par courant  
inducteur  $I_f$ ; N RPM vs  $I_f$   
pour  $T = 1 \text{ Nm}$  et  $U_a = 220 \text{ V}$

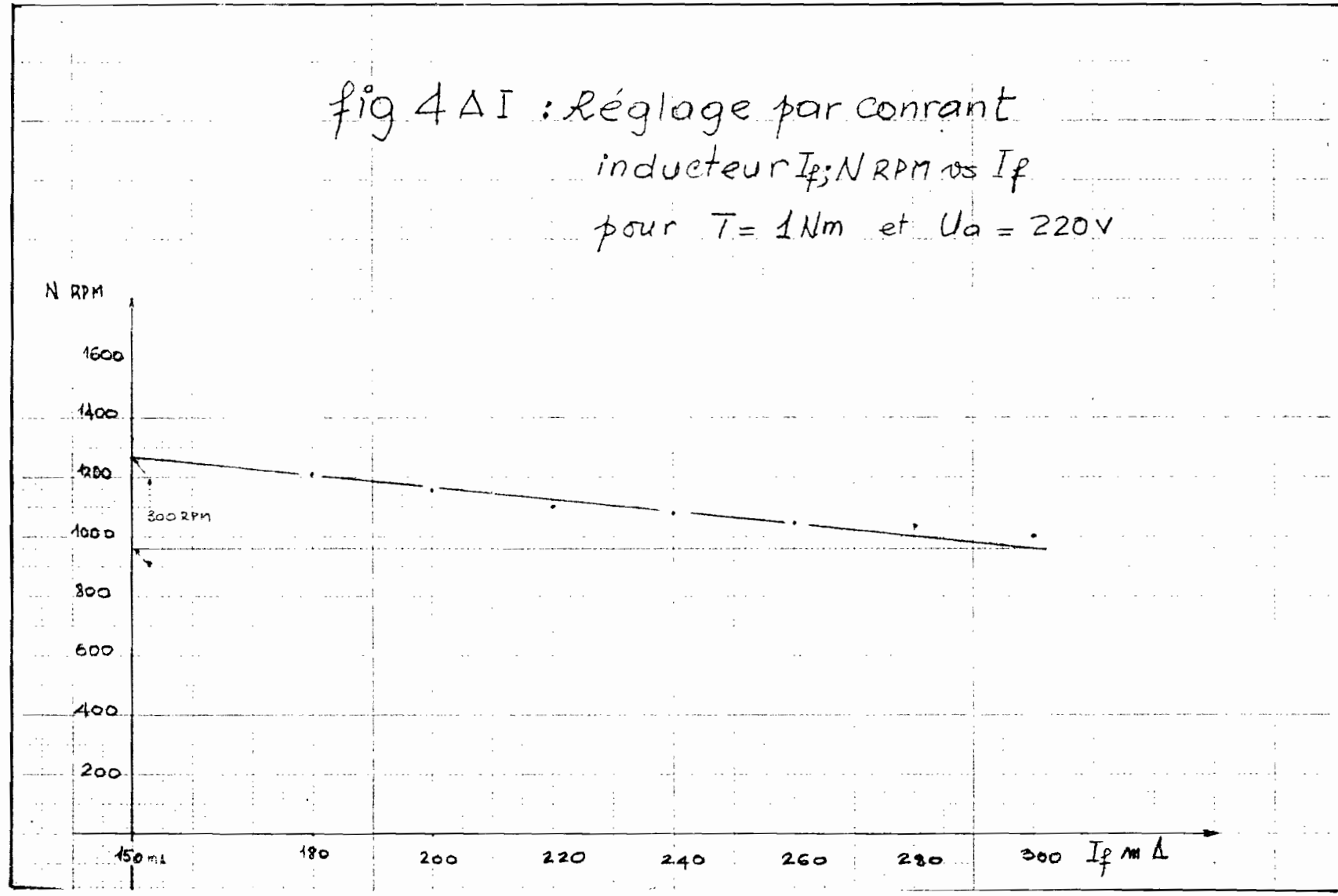
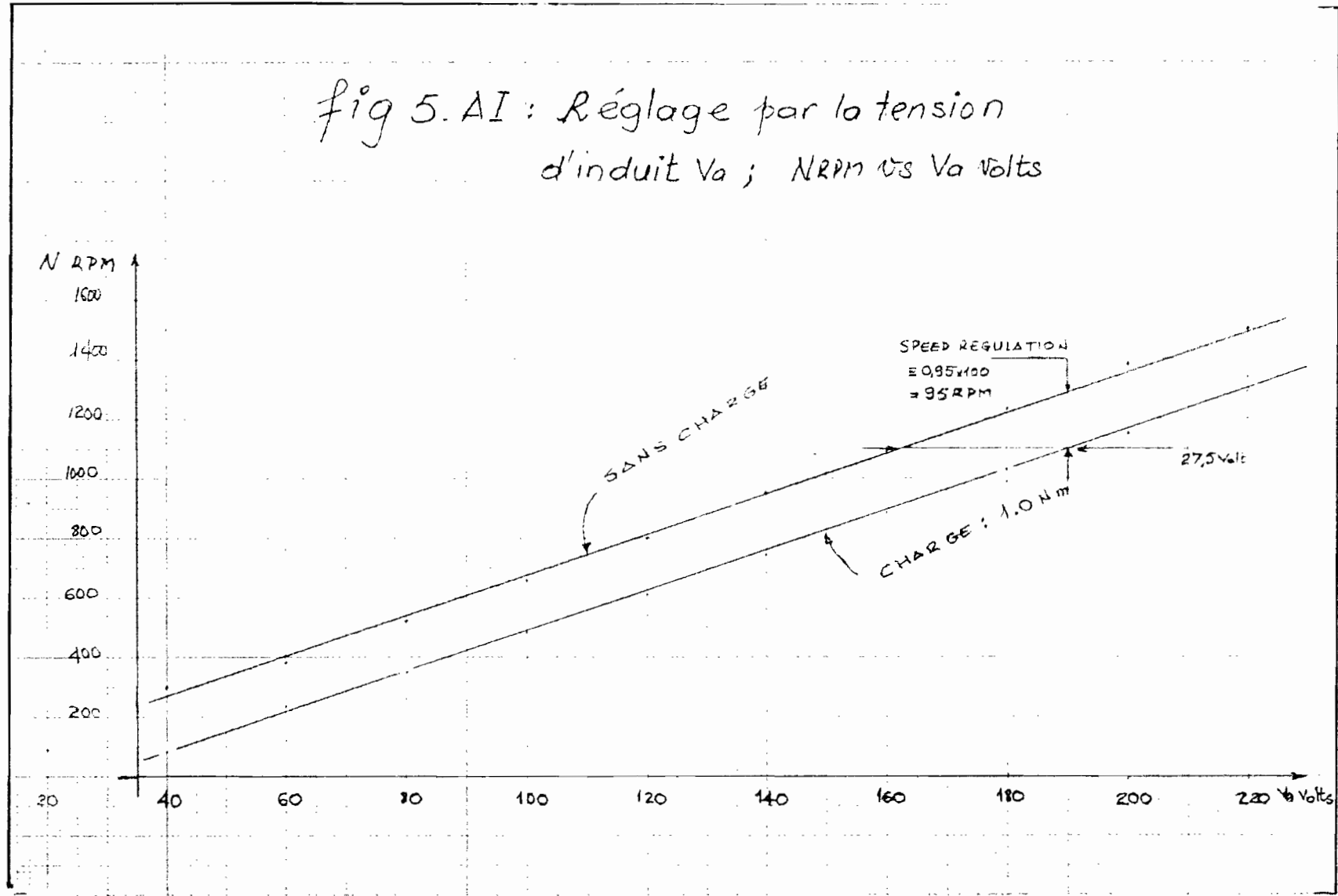


fig 5. AI : Réglage par la tension  
d'induit  $V_a$  ; NRPM vs  $V_a$  volts



## ANNEXE II

### 1. - Fonction de transfert

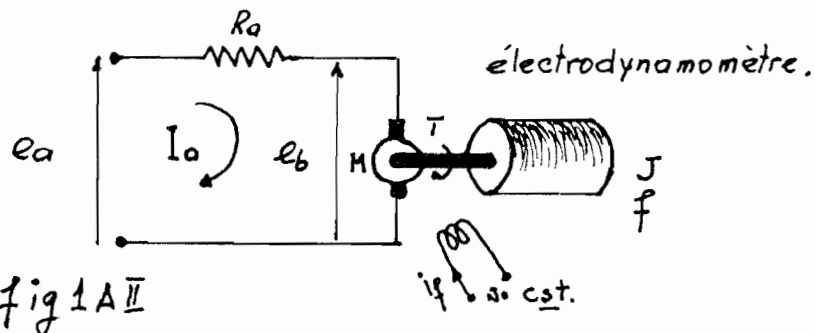


fig 1A II

$R_a$  : résistance de l'armature, induit en  $\Omega$

$I_a$  : courant d'induit en Ampère A

$e_a$  : f.e.m. au borne du moteur en Volt V

$e_b$  : f.c.e.m. du moteur

$T$  : moment ou couple mécanique en  $Nm$

$J$  : moment d'inertie du moteur  $Nm \cdot s^2$

$f$  : effet de frottement dynamique  $\frac{Nm}{rad/sec}$

N.B. : l'inductance de l'induit  $L_a$  et le couple de frottement statique  $T_f$  ont des valeurs négligeables.

#### 1.-1. Equations du moteur

a-  $e_b = k_b \frac{d\theta}{dt}$  avec  $k_b$ , constante de f.c.e.m. et  $\theta$ , le déplacement du rotor.

b-  $e_a = e_b + R_a I_a$

c-  $T = k_I I_a$  avec  $T$ , couple mécanique et  $k_I$ , constante du moteur

d-  $T = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + f \frac{d\theta}{dt}$



## 1.2. Transformées de Laplace des équations du moteur.

$$a' - E_b(s) = k_b s \theta(s)$$

$$b' - E_a(s) = E_b(s) + R_a I_a(s)$$

$$c' \text{ et } d' - T = k_I I_a(s) \\ = J s^2 \theta(s) + f s \theta(s)$$

en compilant les équations ci-dessus, on a :

$$\frac{\theta(s)}{E_a(s)} = \frac{k_I / (R_a f + k_b k_I)}{\left[ \frac{R_a J}{R_a f + k_b k_I} \cdot s + 1 \right] s}$$

ou encore :

$$\frac{\theta(s)}{E_a(s)} = \frac{k_m}{s(T_m s + 1)} \quad \underline{1-AII}$$

avec :

$$k_m = k_I / (R_a f + k_b k_I)$$

$$T_m = R_a J / (R_a f + k_b k_I)$$

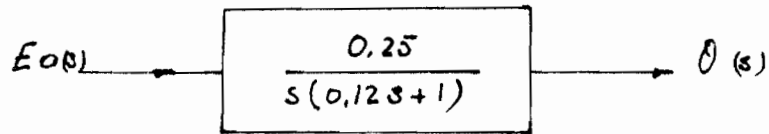
Les valeurs des paramètres évalués au chapitre I section 4, donnent pour :

$$k_m = 0,25$$

$$T_m = 0,12 \text{ sec.}$$

$$\frac{\theta(s)}{E_a(s)} = \frac{0,25}{s(0,12s + 1)}$$

Le moteur peut être représenté par le bloc suivant :



### 1.3. Contrôle de vitesse à boucle fermée

Le capteur, solidaire à la partie tournante du moteur, envoie un signal de vitesse actuelle qui, comparé au signal de vitesse désirée, donne un signal d'erreur  $E_r$ . Ce signal d'erreur est utilisé pour commander le voltage de l'induit. On a le schéma suivant :

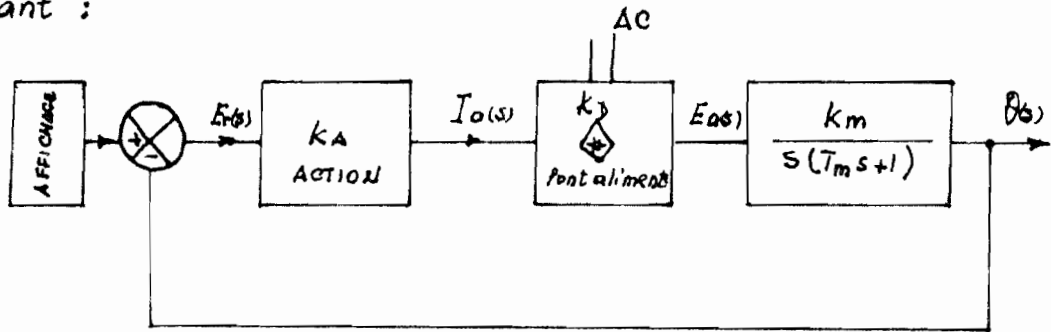


fig 2 A II

On a :

$$C(s) = \theta(s)$$

$$E_r(s) = k_a(R(s) - C(s))$$

avec  $k_a$ , constante de l'affichage.

Étant donné que notre système est du 2<sup>e</sup> ordre (voir schéma figure 2 A II), en considérant l'équation 1-AI, on peut écrire :

$$G(s) = \frac{k_a \cdot k_A \cdot k_b \cdot k_2}{s(R_a(J_o + f) + k_I k_b)}$$

ou encore :

$$G(s) = \frac{K}{Js^2 + Fs}$$

$$\text{soit } \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{k}{Js^2 + Fs + k} \quad 2-A\bar{II}$$

ou encore :

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{k/J}{\left(s + \frac{F}{2J} + \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{k}{J}}\right) \left(s + \frac{F}{2J} - \sqrt{\left(\frac{F}{2J}\right)^2 - \frac{k}{J}}\right)}$$

avec :

$$k = (k_a k_A k_D \times k_I) / R_a \quad \text{et} \quad F = \left(\frac{f}{J} + \frac{k_I k_b}{R_a}\right)$$

$$k = (k_{\text{compensation}} \times k_I)$$

$$k/J = \omega_n^2 \quad - \text{fréquence naturelle}$$

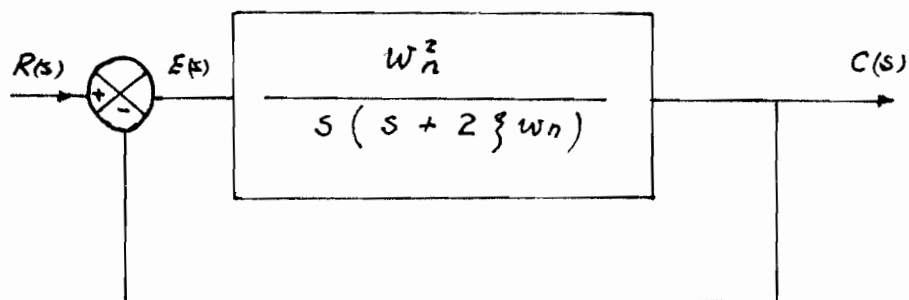
$$F/J = 2\zeta\omega_n = 2\sigma \quad - \sigma : \text{atténuation}$$

$$\zeta = \frac{F}{F_c} = \frac{F}{2\sqrt{Jk}} \quad - \text{rapport d'amortissement}$$

sous une forme simple,

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad 3-A\bar{II}$$

ce qui nous permet de produire le schéma en bloc suivant.



Avec les valeurs des paramètres  $k_a$ ,  $k_I$ ,  $J$ ,  $k_b$  et  $f$   
 on a :  $k = 1,20 \cdot k_{comp}$ .  
 $F = 0,17 \text{ Nm/rad/see}$ .

ce qui donne, pour l'équation caractéristique  
 2.AII :

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{k_{comp}}{0,02 s^2 + 0,14 s + k_{comp}}$$

Cette forme de l'équation 2.AII nous permettra  
 de statuer sur la stabilité du système.

### 2.. Stabilité du système

Il s'agit, ici, de prévoir la stabilité du système.  
 Nous utiliserons le critère de Routh - Hurwitz. Ce  
 critère étant largement développé dans les manuels  
 d'automatisme (à voir aussi), nous nous limiterons à résoudre  
 le problème.

Soit l'équation :  $0,02 s^2 + 0,14 s + k_{comp} = 0$   
 on a le tableau de Routh - Hurwitz suivant :

$s^2$	0,02	$k_{comp}$ .
$s^1$	0,14	-
$s^0$	$k_{comp}$ .	-

on déduit du tableau, que le système est  
 stable pour les  $k_{comp}$  positifs.

### 3.. Réponse du système à une entrée échelon

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad \text{—} \begin{array}{|c} \text{—} \\ \text{—} \end{array}$$

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \times \frac{1}{s}$$

$$C(s) = \left[ \frac{1}{s} - \left( \frac{s + \zeta \omega_n}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} + \frac{\zeta \omega_n}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \right) \right]$$

en utilisant la table des transformations de Laplace ci-joint, on trouve :  $\text{3 A II}$

$$c(t) = \mathcal{L}^{-1}(C(s)) = \left[ 1 - e^{-\zeta \omega_n t} \left( \cos \omega_d t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \omega_d t \right) \right]$$

exprimé sous une forme plus visuelle,

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta \omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \times \sin \left( \omega_d t + \text{tg}^{-1} \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta} \right)$$

De l'équation  $\text{3 A II}$  on peut tirer <sup>les paramètres</sup> qui accompagnent la réponse.

1. - le temps de réponse "rise time"  $t_r$

La montée étant assumée linéaire, on a  $C(t) = 1$ .

En résolvant, on trouve pour  $t_r$  :

$$t_r = \frac{\bar{n} - \beta}{\omega_d}$$

avec :

$$\beta = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{\omega_d}{-\sigma} \right] \quad \text{où } \omega_d = \omega_n \sqrt{1-\zeta^2}$$

2. - le temps de sommet - "peak time"  $t_p$

le "peak time" est le temps où la tangente de  $C(t)$  est horizontale; soit  $\left. \frac{dC(t)}{dt} \right|_{t=t_p} = 0$

$$\text{on a : } t_p = \frac{\bar{n}}{\omega_d}$$

3. - l'ondulation max  $M_p$

C'est l'amplitude de la première ondulation par

rapport à l'axe de la courbe (à  $t = t_p$ )

$$\text{on a : } M_p = C(t_p) - 1 \\ = e^{-\frac{1}{\xi}}$$

4. - le temps de stabilisation,  $t_s$

les critères donnent :

$$t_{s2\%} = \frac{4}{\xi \omega_n} \quad \text{et} \quad t_{s5\%} = \frac{3}{\xi \omega_n}$$

Le rapport d'atténuation,  $\xi$ , pour un système du 2<sup>e</sup> degré est donné par l'équation :

$$\xi = \frac{F}{2\sqrt{JK}}$$

avec  $F = 0,17 \text{ Nm/rd/sec.}$

$K = 1,20 \text{ kcomp.}$

$J = 0,020 \text{ Nm/rd/sec}^2.$

Si nous assumons que, pour notre système,  $\xi$  est de 0,707, on aurait :

$$k_{\text{comp}} = 3,54 \\ \approx 4.$$

Out calcul fait, on trouve pour les paramètres de la réponse :

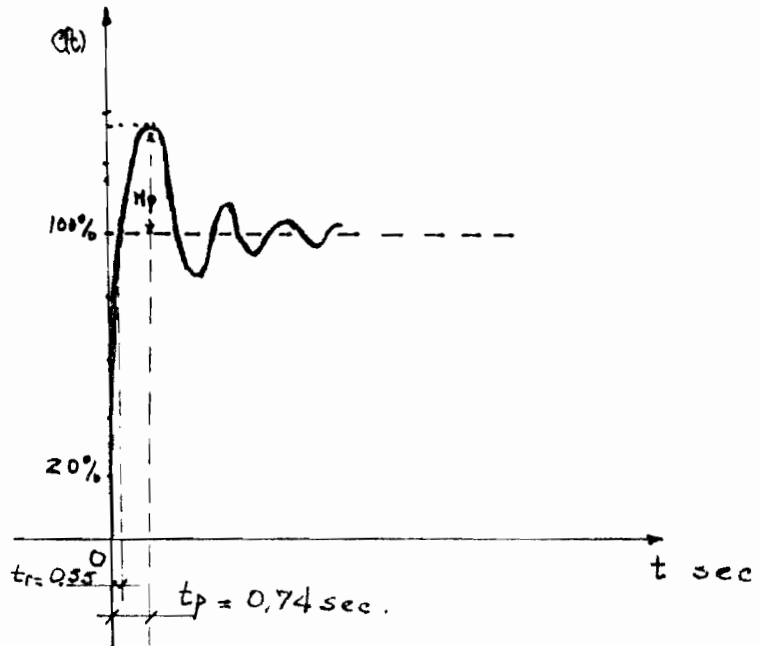
-  $t_r = 0,55 \text{ sec}$

-  $t_p = 0,74 \text{ sec}$

-  $M_p = 0,37$

-  $t_{s2\%} = 0,94 \text{ sec}$  et  $t_{s5\%} = 0,71 \text{ sec.}$

REPONSE  $C(t)$  A UNE ENTREE  
ECHELON  $R(s)$



# ANNEXE III

## CARACTERISTIQUES DES COMPOSANTS

### 54/74 FAMILIES OF COMPATIBLE TTL CIRCUITS

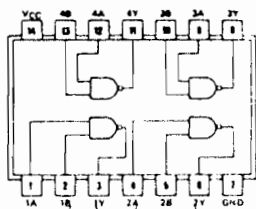
#### PIN ASSIGNMENTS (TOP VIEWS)

#### QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NAND GATES

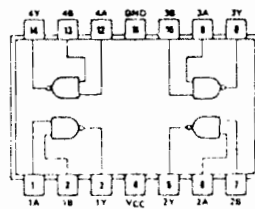
00

positive logic:  
 $Y = AB$

See page 6-2



- |                 |                 |
|-----------------|-----------------|
| SN5400 (J)      | SN7400 (J, N)   |
| SN54H00 (J)     | SN74H00 (J, N)  |
| SN54L00 (J)     | SN74L00 (J, N)  |
| SN54LS00 (J, W) | SN74LS00 (J, N) |
| SN54S00 (J, W)  | SN74S00 (J, N)  |



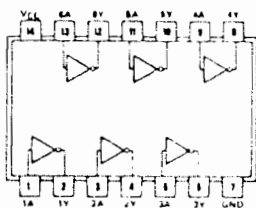
- |             |
|-------------|
| SN5400 (W)  |
| SN54H00 (W) |
| SN54L00 (T) |

#### HEX INVERTERS

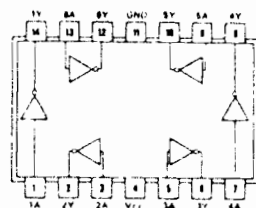
04

positive logic:  
 $Y = \bar{A}$

See page 6-2



- |                 |                 |
|-----------------|-----------------|
| SN5404 (J)      | SN7404 (J, N)   |
| SN54H04 (J)     | SN74H04 (J, N)  |
| SN54L04 (J)     | SN74L04 (J, N)  |
| SN54LS04 (J, W) | SN74LS04 (J, N) |
| SN54S04 (J, W)  | SN74S04 (J, N)  |



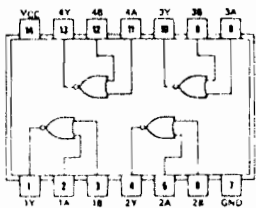
- |             |
|-------------|
| SN5404 (W)  |
| SN54H04 (W) |
| SN54L04 (T) |

#### QUADRUPLE 2-INPUT POSITIVE-NOR GATES

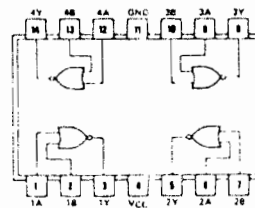
02

positive logic:  
 $Y = \overline{A+B}$

See page 6-8



- |                 |                 |
|-----------------|-----------------|
| SN5402 (J)      | SN7402 (J, N)   |
| SN54L02 (J)     | SN74L02 (J, N)  |
| SN54LS02 (J, W) | SN74LS02 (J, N) |
| SN54S02 (J, W)  | SN74S02 (J, N)  |



- |             |
|-------------|
| SN5402 (W)  |
| SN54L02 (T) |



**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless other was noted.)**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Intrinsic Standoff Ratio (V <sub>B2B1</sub> = 10 V) (Note 1)	η	0.56 0.68	—	0.75 0.82	—
Interbase Resistance (V <sub>B2B1</sub> = 3.0 V, I <sub>E</sub> = 0)	r <sub>BB</sub>	4.7	7.0	8.1	k ohms
Interbase Resistance Temperature Coefficient (V <sub>B2B1</sub> = 3.0 V, I <sub>E</sub> = 0, T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	α <sub>rBB</sub>	0.1	—	0.9	%/°C
Emitter Saturation Voltage (V <sub>B2B1</sub> = 10 V, I <sub>E</sub> = 50 mA) (Note 2)	V <sub>EB1(sat)</sub>	—	3.5	—	Volts
Modulated Interbase Current (V <sub>B2B1</sub> = 10 V, I <sub>E</sub> = 50 mA)	I <sub>B2(mod)</sub>	—	15	—	mA
Emitter Reverse Current (V <sub>B2E</sub> = 30 V, I <sub>B1</sub> = 0)	I <sub>EB20</sub>	—	0.005	12	μA
Peak Point Emitter Current (V <sub>B2B1</sub> = 25 V)	I <sub>p</sub>	—	1.0	5.0	μA
Valley Point Current (V <sub>B2B1</sub> = 20 V, R <sub>B2</sub> = 100 ohms) (Note 2)	I <sub>v</sub>	4.0 8.0	6.0 10	— 18	mA
Base-One Peak Pulse Voltage (Note 3, Figure 3)	V <sub>OB1</sub>	3.0 6.0	5.0 7.0	— —	Volts

\*Indicates JEDEC Registered Data.

**Notes**

(1) Intrinsic standoff ratio, η, is defined by equation:

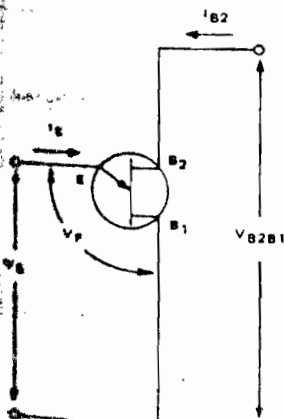
$$\eta = \frac{V_p - V_f}{V_{B2B1}}$$

Where V<sub>p</sub> = Peak Point Emitter Voltage  
 V<sub>B2B1</sub> = Interbase Voltage  
 V<sub>f</sub> = Emitter to Base-One Junction Diode Drop  
 (≈ 0.5 V @ 10 μA)

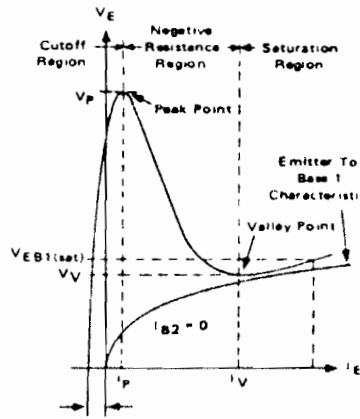
(2) Use pulse techniques: PW ≈ 300 μs, duty cycle ≤ 2% to avoid internal heating due to interbase modulation which may result in erroneous readings.

(3) Base-One Peak Pulse Voltage is measured in circuit of Figure 3. This specification is used to ensure minimum pulse amplitude for applications in SCR firing circuits and other types of pulse circuits.

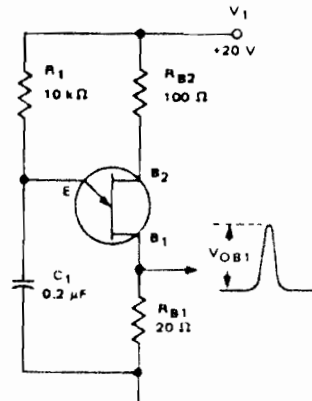
**FIGURE 1**  
**EMITTER JUNCTION TRANSISTOR SYMBOL AND NOMENCLATURE**



**FIGURE 2**  
**STATIC EMITTER CHARACTERISTIC CURVES**  
 (I<sub>E</sub> exaggerated to show details)



**FIGURE 3 - V<sub>OB1</sub> TEST CIRCUIT**  
 (Typical Relaxation Oscillator)



## REFERENCES

- Cours d'automatisme 1. J. MAINGUE NAUD. Masson & Co
- Encyclopédies des Sciences Industrielles - QUILLLET - Electronique Appliquée à l'Electricité -
- Electronique pour électricien, R. BRAULT
- Digital Electronics for scientists. MALMSTAD.
- Introduction to feedback systems MARTIN. McGRAW
- Control of electrical drive systems M.J.B. LIDDLE, ETC.
- Technique de l'ingénieur D3 III - D 541-11.
- Revue électronique pratique N°19 Sept. 1979
- Journal hautparleur - Février 1977
- Integrated electronics - MILLMAN & HALKIAS.
- Digital electronics - DAVID CASASANT QPI series
- IEE Transactions on industrial electronics and control instrumentation - Vol IECI-2s N°4, Nov. 1978
- Encyclopédia of instrumentation & control.
- OP-AMP Circuit collection. February 1970 - AN31
- Théorie des asservissements linéaires EPM.
- Le thyristor - G. MAGETTO
- Laplace transforms SPIEGEL.
- La commande AUTOMATIQUE dans l'industrie  
N.M. NORRIS. Masson & Co.
- Cours de Systèmes asservis de Mr. ANDRÉ WOLSKI  
à l'école Polytechnique de Thiès - 1980