



école polytechnique de thiers

GM. 2668

PROJET DE FIN D'ETUDES

NOM

TITRE : SYSTEME ASSERVI
DE COMMANDE DE VITESSE

Auteur Serigne M. DIOP

Génie MECANIQUE

Date JUIN-78

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer mes profonds gratitude
au professeur Peter Hacht pour la constante
disponibilité, les conseils tout au long du
projet, - qui gentiment a été si mené à bien
la présente étude.

Je tiens également à remercier, Monsieur
Pierre Simon qui en me fournissant les notes
d'applications de la Général Théorie sur les
théorèmes, m'a beaucoup facilité le travail de
réduction de présent texte.

Je n'oublierai pas, pour finir Monsieur François
Bourgeois qui a réalisé l'impression, même si ce n'est
de certains éléments du système.

SOMMAIRE

La présente étude porte sur l'analyse d'un système de la vitesse d'un moteur à courant continu. La vitesse doit être variable entre certaines limites sous une charge variable de zéro à un maximum.

Après des généralités sur le fonctionnement des systèmes asservis, nous aborderons l'étude des caractéristiques des éléments de la chaîne asservie. Une étude des divers éléments nous permettra de déduire un premier schéma de régulation.

Le système ainsi étudié et réalisé est soumis à une charge fréquemment pour les dates de dates de différentes courbes, de forme de type $\tau e^{-t/\tau}$ qui nous permettront d'apprécier les caractéristiques du système, après que le système fonctionnera suivant les indications précises. L'étude de ces courbes nous permettra d'effectuer une série de modifications schématisées. La dernière modification qui consiste en l'adjonction d'un correcteur. Le système nous rappellerà à l'esprit les circuits fixes.

La dernière chapitre permettra l'analyse des performances du système. $0 < N < \infty$ les paramètres $0 < C < C_{SM}$.

TABLE DES MATIERES

	Page
I Introduction	
1.1 Le problème	1
II Généralités sur les éléments constitutifs du système asservi	
2.1 Schéma de principe adopté	3
2.2. Analyse du système	4
2.2.1 La chaîne d'action	4
2.2.2 - La chaîne de réaction	5
2.2.3 - L'organe d'affaiblissement	5
2.2.4 - Le comparateur	5
III Etude des caractéristiques des éléments de la chaîne	
3.1 Le moteur à courant continu	7
3.1.1. Caractéristiques nominales	7
3.1.2. Expression du couple et de la vitesse	7
3.1.3. Particularités caractéristiques	8
3.2 Le capteur	11
3.2.1. Etalonnage du capteur	11
3.3 - L'organe d'affaiblissement	16
3.4 - L'étage comparateur	16

3-5. 1 ^{er} étage amplificateur de puissance	17
3-6. 2 ^e étage de correction	18
3-7 - Schéma de principe du système	18
IV Calcul de la chaîne asservie	
4.1 Calcul de l'ampli de puissance	
4.1.1 - Alimentation sous tension constante de l'inductance	20
4.1.2 - Alimentation de l'inductance sous tension variable	20
4.1.3 - Calcul du générateur d'impulsions	26
4.2 - Calcul du comparateur	34
4.3 - Elaboration de la tension de référence	35
4.3' - La chaîne de réaction	37
4.4 - Alimentation des amplificateurs	38
4.5 - Schéma préliminaire de réalisation	39
V Analyse des résultats et amélioration des performances	
5.1 - Analyse sommaire des résultats	41
5.2 - Amélioration des performances	42
5.2.1 - Programme de Bode du système non corrigé	42
5.2.2 - Modélisation de la fonction de transfert	44
5.2.3 - Modifications sur le système	48

5.2.4. Gain du diagramme de Bode avec C_f	49
5.2.5 - Calcul d'un correcteur PI	53
5.2.6 - Compensation de l'effet de τ_d au correcteur	67
5.3 Performances de système	
5.3.1. Détermination de l'écart statique	58
5.3.2. Détermination du rebondissement	62
5.3.3. Détermination de la bande de bande de système	62
5.3.4 - Stabilité du système	
<u>VI</u> Conclusions, discussions	
6.1. Conclusions	67
6.2. Discussions	68
<u>VII</u> Références	
1- Appendices : utilisation des ampl. Op	
- Théorie, utilisation en amplificateur inverseur	70
- Utilisation en amplificateur non inverseur	71
- Utilisation de l'amplificateur dans la présente étude	71
2- Bibliographie	
2.1 Références imprimées et texte	72
2.2 Références bibliographiques	72

I - INTRODUCTION

Il existe des situations où l'on désire maintenir la vitesse de rotation d'un moteur électrique à une vitesse constante. C'est le cas par exemple des moteurs de la ω , utilisés dans l'industrie, des moteurs de déplacement dans certains appareils électroniques, etc.

En effet, du fait de l'existence des pertes mécaniques, du couple résistant appliqué, des variations de la tension du secteur, etc., la vitesse de rotation d'un moteur électrique est naturellement sujette à des fluctuations. Le maintien d'une vitesse constante de la vitesse de rotation d'un moteur, malgré les perturbations aléatoires de toutes sortes qui agissent sur le système, sera l'objet de la présente étude.

1.1 Le problème

On dispose d'un moteur électrique à courant continu, soumis à un couple résistant susceptible de varier dans le temps entre deux valeurs données, de façon continue. Le système est soumis à diverses perturbations aléatoires, difficilement quantifiables.

telles que les variations de la tension d'alimentation, les écarts de température, le patinage des pièces en mouvement, etc...

- On veut concevoir un système nous permettant

1- d'afficher une vitesse quelconque comprise entre certaines limites, en agissant sur la position x d'un curseur.

2- de corriger les écarts entre la valeur réelle de la vitesse, et la valeur désirée correspondant à celle affichée par le curseur.

Pour résumer le problème, on souhaite obtenir

- un système qui obéit fidèlement à des variations de la quantité d'entrée.

- Pour une valeur constante de l'entrée, on voudra avoir une sortie constante, malgré les variations de toutes sortes.

II GÉNÉRALITÉS SUR LES ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS DU SYSTÈME ASSERVI.

On se propose de commander avec une énergie réduite la vitesse de rotation d'un moteur électrique en agissant sur la position d'un curseur d'un potentiomètre, alimenté en courant continu.

La tension de commande appliquée est proportionnelle à la position x du curseur. Elle est appliquée par l'intermédiaire d'un amplificateur de tension de sorte que à l'induct du moteur, nous obtenons le régime permanent suivant :

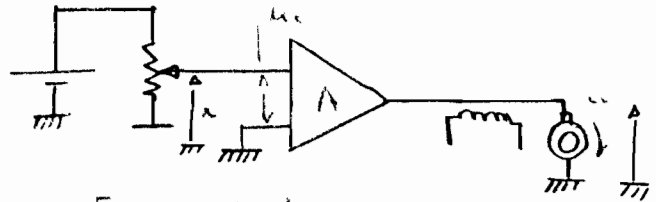


Figure 2-1

Le système de la figure 1 est une boucle ouverte. Toutes les perturbations affectées contribuent aux fluctuations de la tension de sortie u , d'où une action corrective n'est appelée en :

2-1 Schéma de principe adopté

Le système que nous adopterons est en figure 2-2

- même boucle, c'est à dire conçu de manière à corriger par lui-même les écarts entre la valeur réelle du signal de sortie et la valeur désirée, correspondant à la loi imposée à l'entrée. et à une boucle ouverte combinée à une chaîne de réaction.

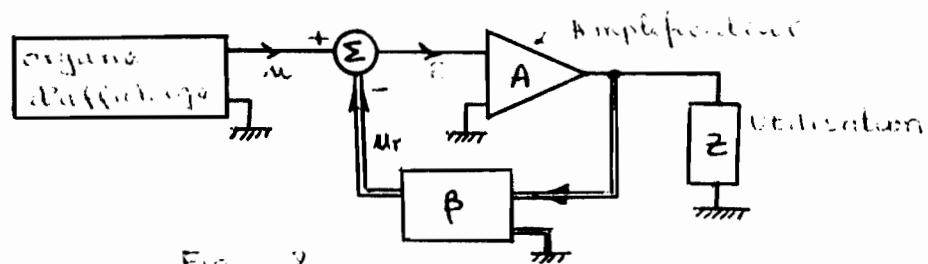


Fig. 2.

u - Signal de commande

u_r - Signal de réaction

ε - Signal de réaction

(Σ) - le comparateur

 - la chaîne de réaction

2.2 Analyse du schéma

2.1 La chaîne d'action

La chaîne d'action ou chaîne directe, est caractérisée

- par sa grande sensibilité (La puissance de sortie est très grande par rapport à la puissance à l'entrée)
- par son manque de fidélité : cet ensemble est constamment soumis à l'influence des perturbations

de toutes manières qui tentent à modifier la sortie, indépendamment du signal d'entrée de la boucle.

2-2 La chaîne de mesure

est constituée par un capteur

C'est un système commandé ayant pour fonctions :

- de mesurer la grandeur de sortie
- de traduire cette grandeur en une grandeur électrique. Le capteur doit posséder en particulier les qualités suivantes.
- ne mettre en jeu que de faibles puissances. Le capteur ne doit pas modifier la grandeur de sortie.
- il doit être d'une grande fidélité, c'est à dire être une image fidèle de la sortie.

2-3 L'organe d'affichage

Permet d'afficher la valeur de y (la sortie)

La grandeur u est le signal de commande du système asservi.

2-4 Le comparateur

Le comparateur calcule la différence entre u (signal de commande) et u_r = le signal de réaction

$\varepsilon = u - u_r$ est le signal d'erreur

Si $y =$ la valeur désirée à la sortie

$y_a =$ valeur obtenue réelle

on a $\varepsilon = K(y_a - y)$ où K est la fonction de transfert de la chaîne de réaction.

III ETUDE DES CARACTERISTIQUES DES ELEMENTS DE LA CHAINE ASSERVIE

3.1 Le moteur à courant continu

3.1.1 Caractéristiques nominales

Puissance nominale $P_n = 175 \text{ W}$

N = nombre de tours par minute = 1500

$U_n = 220 \text{ V}$ $I_n = 1,3 \text{ A}$

3.2.2 Expression du couple et de la vitesse

Si I_c est le courant fourni à l'induit, et si on se situe
soit en // ; si n = nombre de conducteurs sur l'induit,

si $2p$ = nombre de paires de pôles induit

Φ = le flux utile de chacune des $2p$ paires induit,

le couple C est donné par la formule

$$C = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{2a} n \Phi I_c \quad \text{Formule 3.1}$$

si U_c = tension d'alimentation de l'induit

R = résistance de l'induit

e_B = chute de tension au contact balais - collecteur

on obtient

$$N = \frac{U_c - R I_c - e_B}{(P/2a) n \Phi} \quad \text{Formule 3.2}$$

Les relations $C = k \phi I_c$ et $N = k' \phi_c / \phi$ montrent que pour faire varier N , on a intérêt à agir sur ϕ_c aux bornes de l'inducteur, en maintenant $\phi =$ constante, on peut développer le même couple à toute vitesse. En maintenant $\phi_c =$ constante, on ne peut atteindre les faibles vitesses qu'on fait tendre ϕ à l'infini - ce qui est impossible.

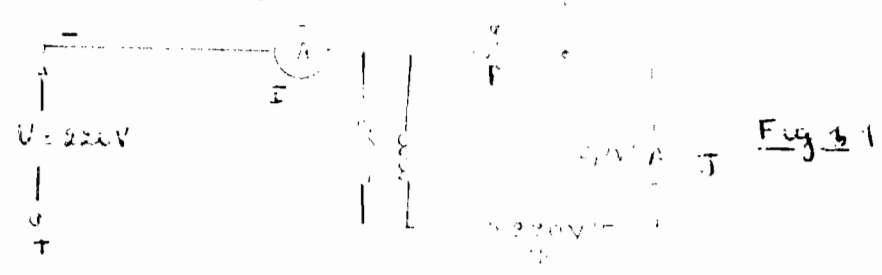
Compte tenu de ces considérations, nous alimenterons

- l'inducteur par une TENSION CONSTANTE ($\phi = cte$) -
- l'inducteur par une TENSION VARIABLE -

3-1.3 Relevé des caractéristiques

a) Relevé de données expérimentales pour tracer les courbes $N = f(I)$ et $C = f(I)$

schéma du montage

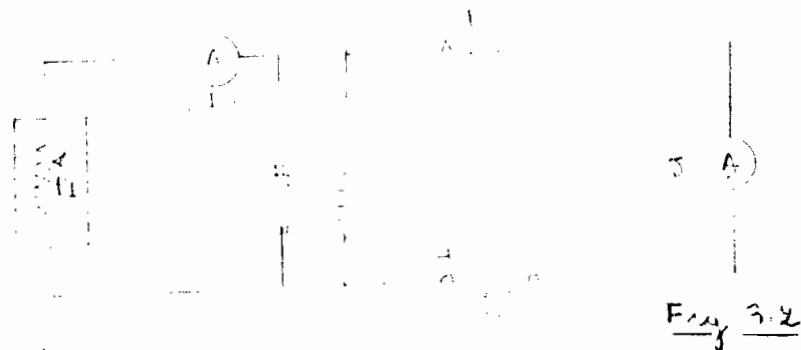


b) Relevé de la courbe de réglage Fig 3.2

On insère un potentiomètre dans le circuit de l'inducteur pour faire varier ϕ dans une large

gamme

- on donne une valeur de couple à l'unité de l'électro-dynamométrique
 - on agit sur le potentiomètre P_1 de réglage de la tension d'induit pour le maintenir à 220 Vcc.
 - On agit sur le potentiomètre P_2 d'inducteur pour ramener les vitesses à 1500 tr/min.
- En not C , S , et I que l'on consigne dans le tableau de mesure



c) Tableau des mesures

$$U = 220 \text{ V} \quad S = 240 \text{ mA}$$

$N(\text{tr/min})$	1200	1215	1160	1140	1120	1090	1070	1060
$I(\text{A})$	0,05	0,12	0,3	0,5	0,75	1,0	1,25	1,50

$C(\text{N.m})$	0,24	0,36	0,49	0,64	0,80	1,04	1,34	1,67	1,86	2,15	2,23
$I(\text{A})$	0,05	0,32	0,38	0,47	0,62	0,77	0,83	0,93	1,03	1,25	1,52

- d) Caractéristiques $N = f(I)$ à C variable
 $C = f(I)$ N variable

- e) Caractéristiques à $\omega = \text{cte.}$

Pour chaque valeur de la tension U_c , quand le courant I_c absorbé par le moteur augmente, sa vitesse diminue un peu, car $N = [U_c - (R I_c + E_B)] / \frac{p}{a} m \phi$

Par action sur I_c , on peut faire varier la vitesse tout en conservant la possibilité de développer, quelque soit N , le couple nominal - sans dépasser le courant nominal.

Schéma du montage

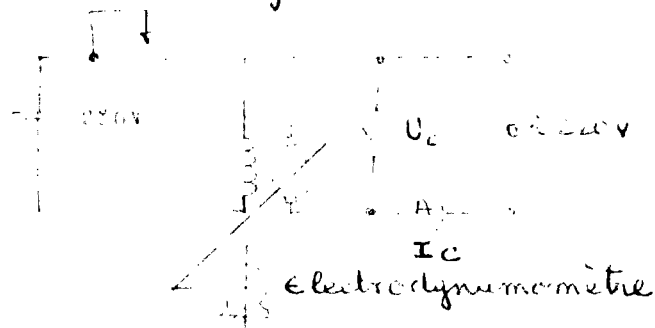


Figure 3.3

Cablage des mesures

U_c	100v					150v					
$N(\text{W/m})$	600	450	420	390	350	835	790	735	715	680	655
$I(\text{A})$	0,125	0,72	0,97	1,23	1,47	0,12	0,37	0,75	1,0	1,25	1,5

U_c	220v						
$N(\text{W/m})$	1220	1185	1165	1130	1105	1080	1060
$I(\text{A})$	0,12	0,25	0,5	0,75	1,0	1,25	1,5

courbes de ce graphe page suivante. Les courbes $N = f(I_c)$ à $U_c = cte$ - Nous obtenons des courbes parallèles de pente = à 135,2 (trs/mm)/A

3.2 Le capteur

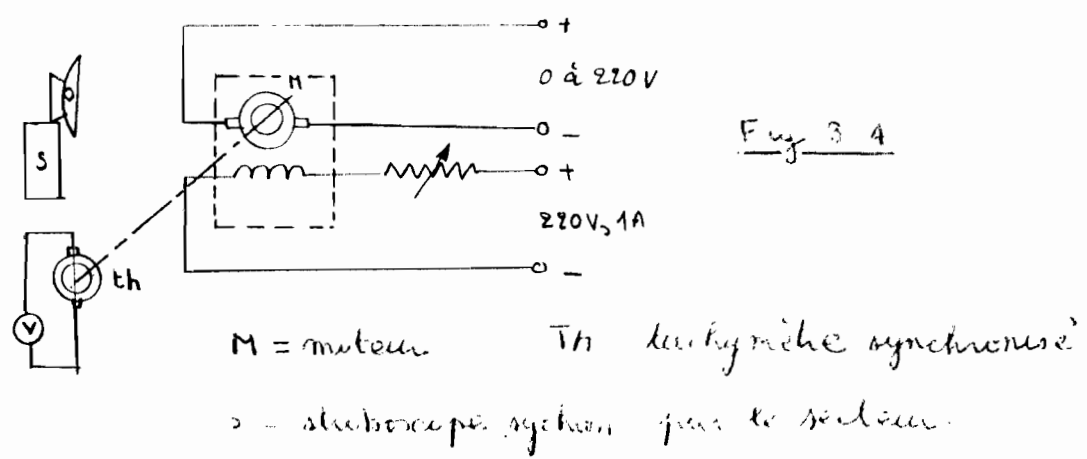
La grandeur de sortie étant une vitesse, il faut la transmettre au comparateur sous forme d'un signal électrique; le capteur de vitesse utilisé est une génératrice tachymétrique, son rotor étant entraîné à la vitesse N , elle est le siège d'une f.e.m., dont nous allons déterminer la loi de variation

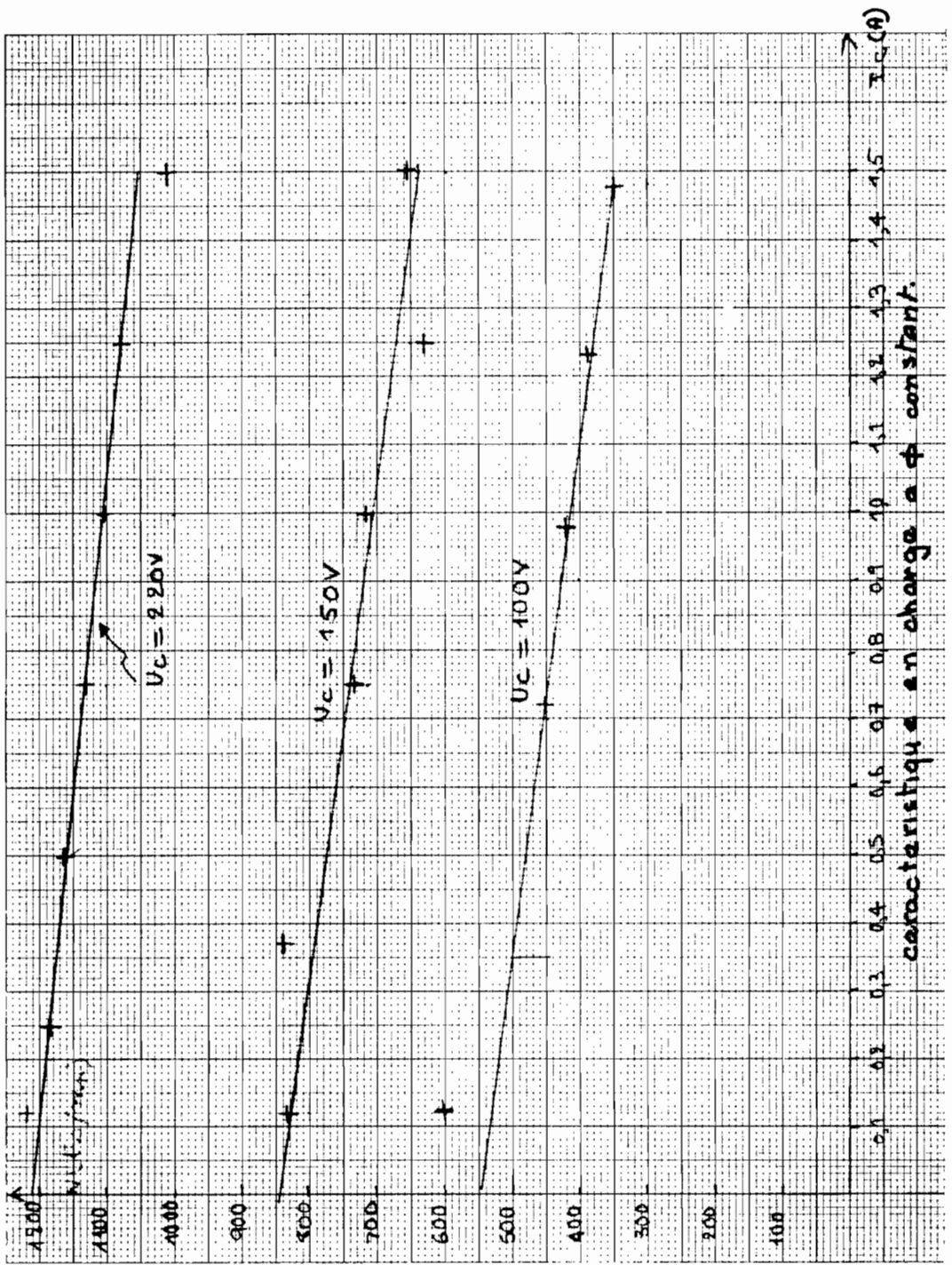
3.2.1 Etalonnage du capteur Fig 3.4

Données expérimentales

v (volts)	0,13	0,975	1,46
N (trs/mm)	750	1000	1500

Le montage d'étalonnage :





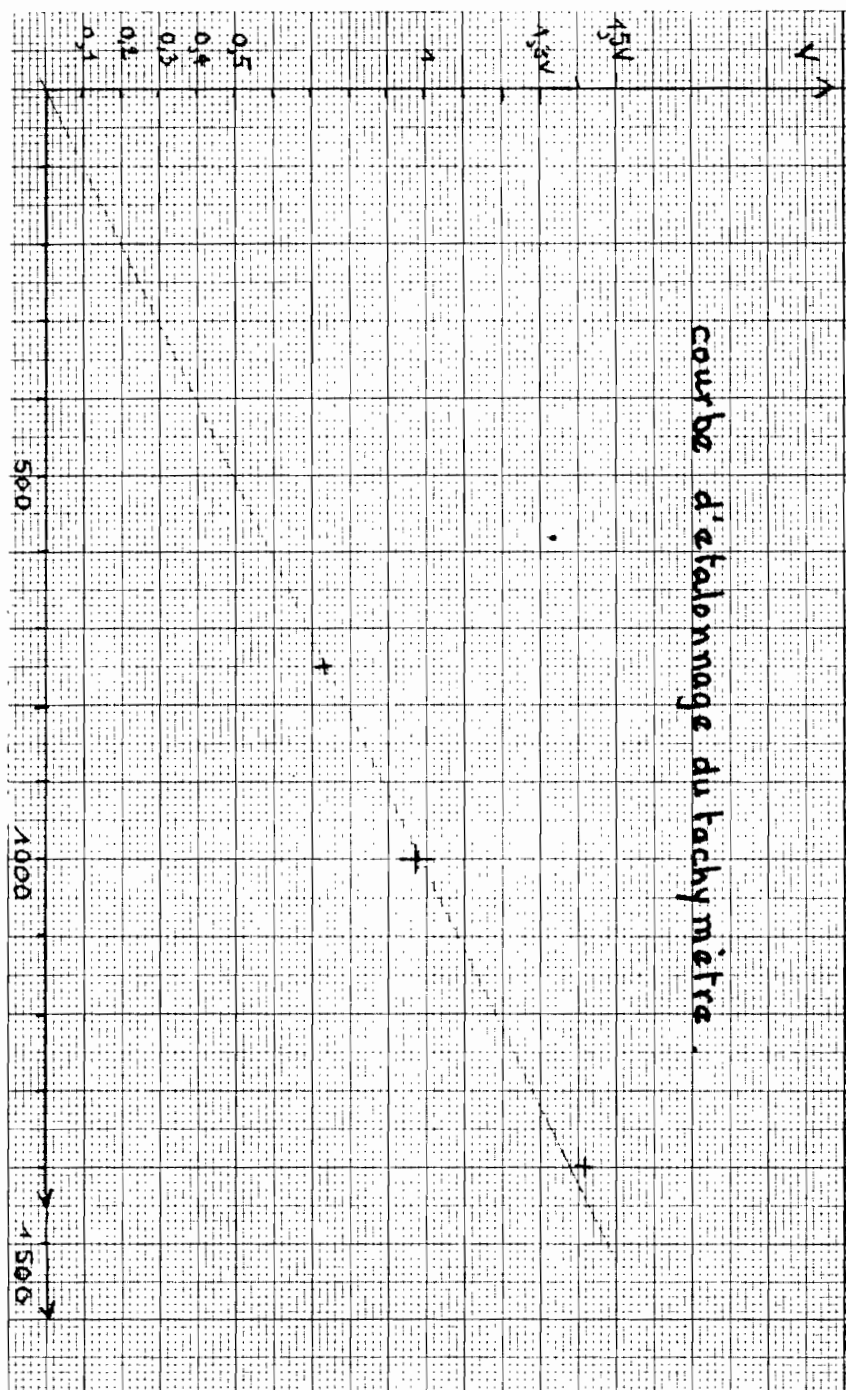
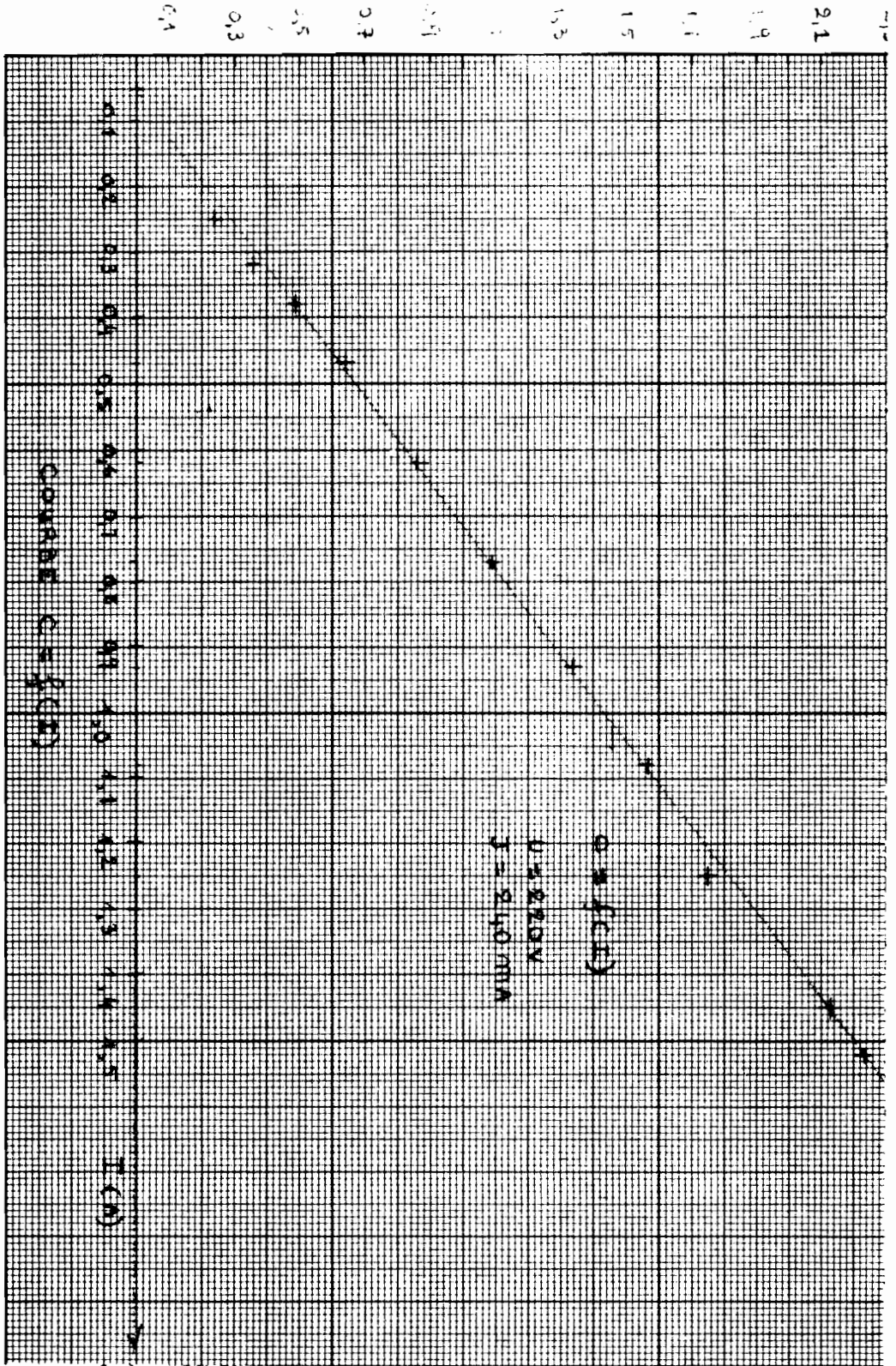


Fig. 10



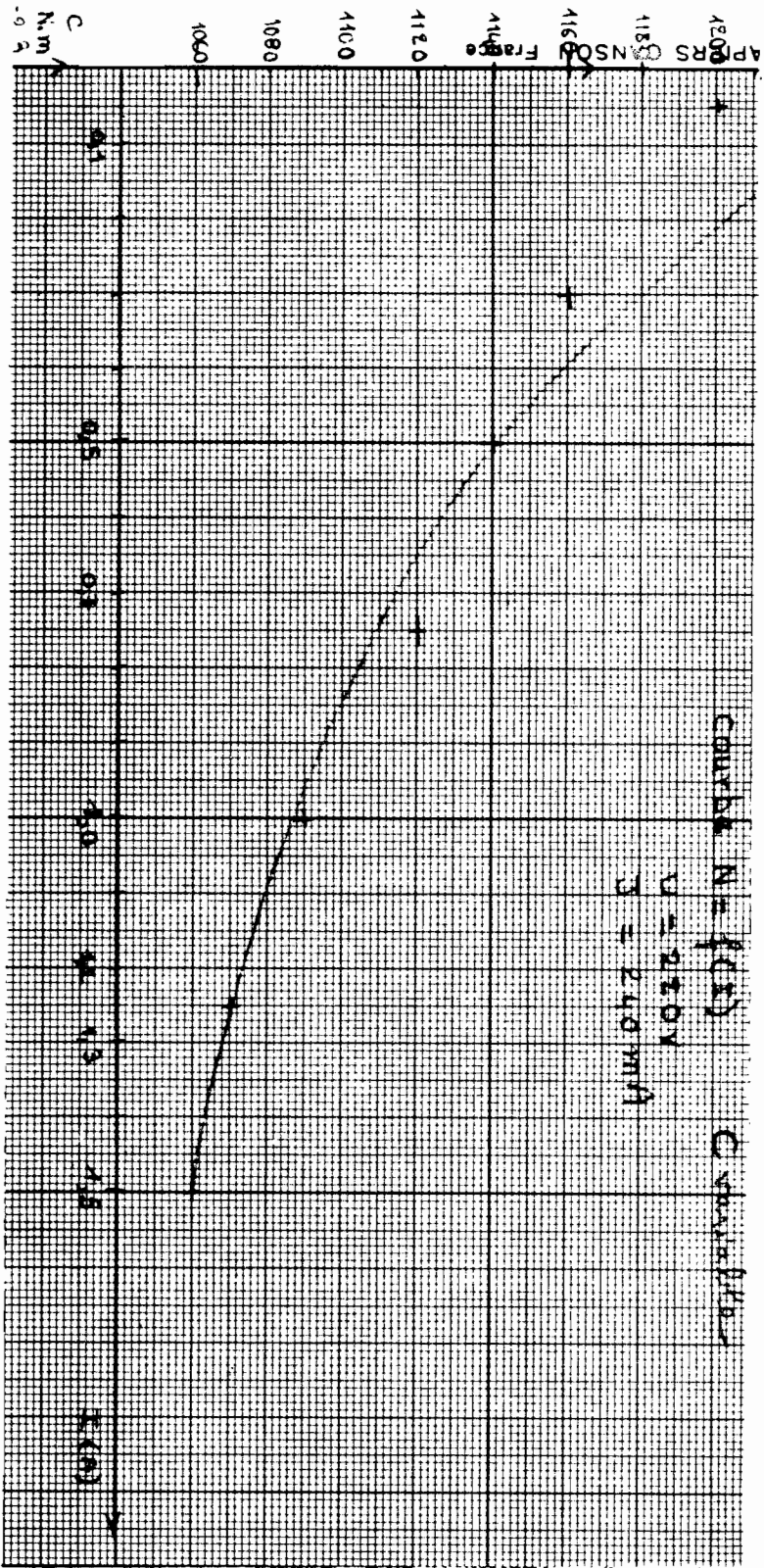


Fig. 1.1

Par la régression linéaire, nous obtenons l'équation

$$V = (0,972N + 1,07143) \times 10^{-3} \text{ volts} \pm 0,0375$$

où V en volts

N en tours par min

Soit approximativement $V \approx 0,973 \times 10^{-3} N$

La courbe $V = f(N)$ est donnée graphiquement Fig 3.6 - Page 13

3-3 L'organe d'affichage

Sera constitué d'un potentiomètre et d'une source constante stabilisée par un Zener.

On aura aussi un diviseur de tension qui permettra d'injecter à l'entrée du comparateur, une tension de consigne fixe et connue.

3-4 L'étage comparateur

On utilisera à cet effet un amplificateur opérationnel monté en sommateur ; les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel

- gain très élevé
- impédance d'entrée très élevée
- impédance de sortie très faible
- bande passante très large

nous permet d'obtenir un étage comparateur très

très performant. En se référant à l'appendice pour la théorie sur l'ampli - opérationnel - et les possibilités d'utilisation offertes.

En appendice, les caractéristiques de l'ampli $\mu 741$ utilisés dans le présent projet.

3.5 L'étage amplificateur de puissance

On se servira des propriétés des thyristors pour l'utiliser, en association avec des diodes, comme amplificateur de puissance - le module sera alimenté donc par un pont rectificateur - thyristors - diodes.

- * Une puissance d'une fraction de watts, appliquée à la gâchette peut libérer des centaines, voire des milliers de watts, d'où un gain considérable en puissance.

Les impulsions entre gâchette et cathode seront fournies par un générateur d'impulsions à transistors VST. Le générateur d'impulsions sera commandé par un transistor attaqué par l'amplificateur d'erreur à circuit intégré.

En réalité, l'attaque de ce transistor se fera à travers un circuit correcteur.

3-6 L'étape de correction

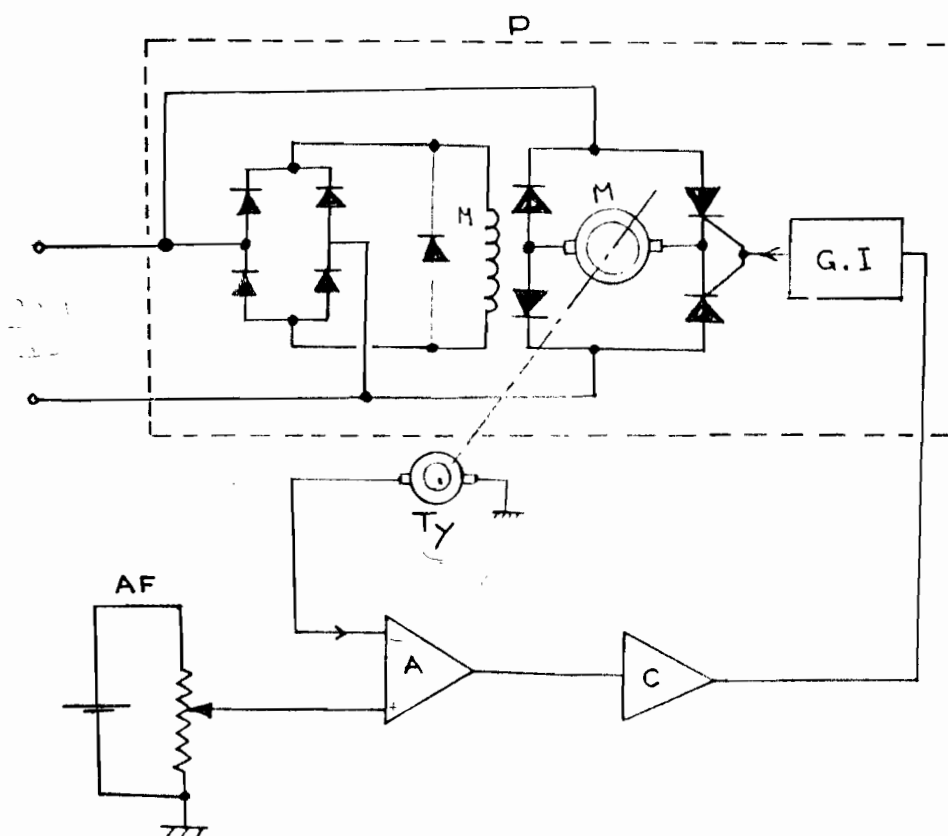
Une fois les organes essentiels choisis, il est très probable que le résultat recherché pour l'ensemble du servomécanisme ne soit pas intégralement obtenu. Il faudra pour améliorer les performances du système, (notamment en ce qui concerne la stabilité et la précision) introduire dans le système un dispositif de correction. Dans la présente étude, on utilisera un réseau de transmission passif (R.C.). Mais du fait de l'atténuation introduite, un amplificateur opérationnel sera utilisé pour relever le niveau du signal après correction.

3-7 Schéma de principe du système

A partir des considérations développées dans les paragraphes 3.4 à 3.5, on peut dresser un schéma de principe de l'ensemble du système assemblé. (Page suivante Fig 3-5)

Nous détaillerons aux chapitres 4 et suivants, les circuits des divers étages - tant au point de vue calculs, que performances.

Schema de principe du système asservi



P : étage de puissance

AF : afficheuse

A : amplificateur d'erreur

C : correcteur

G.I : générateur d'impulsions

M : moteur

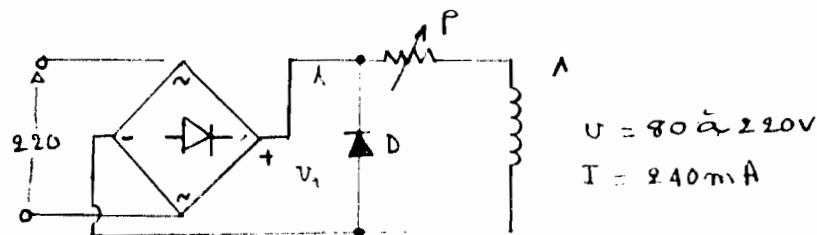
Ty : ?

Figure 3-5

IV CALCUL DE LA CHAÎNE ASSERVIE

4.1 Calcul de l'amplificateur de puissance

4.1.1 Alimentation sous tension constante de l'inducteur



Calcul de P

$$U_1 = 220 \sqrt{2} = 312 \text{ V max}$$

$$\text{Pot } R = (312 - 80 \text{ V}) / 0.24 = 970 \Omega \text{ pour la valeur}$$

de P ; la puissance dissipée est

$$P = R I^2 = 384 \times 0.24^2 \approx 60 \text{ W}$$

⇒ le choix de P = potentiomètre $\approx 1.00 \Omega$ (bobine)

$$\text{Puissance dissipée} = 60 \text{ W}$$

Choix du pont :

$$U_{\text{inverse max}} = 312 \text{ V max et } I = 240 \text{ mA}$$

Le pont HDA 924.5 choisi répond très largement à ces caractéristiques.

La étude de facultative, réduct l'ondulation.

4.1.2 Alimentation de l'induct sous tension variable.

L'induct sera alimenté en monophasé par un pont

mixte de 2 thyristors + 2 diodes

La tension crête $U_{cr} = 220\sqrt{2} = 312V$

La tension délivrée par le pont mixte est à tout instant
égale à $U = U_{cr} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$ Formule 4-1

Elle est maximum pour $\cos \alpha = 1$

d'où la tension inverse des semi-conducteurs $\geq 312V$

Choix des diodes

diodes disponibles 1N4004

$$V_{inverse} = 420V$$

$$I_{moy} = 1A$$

Le courant nominal de l'induct est égal à 1,5A.

On va associer 2 diodes 1N4004 en parallèle pour
que le courant moyen permissible soit égale à 2A

• Choix des thyristors

thyristor disponible MCA 101

$$V_{inverse} = 300V$$

$$I = 2A$$

Il faut donc associer les thyristors 2 à 2 en
série

• Association en série et calcul des éléments de protection

Le montage de la page suivante est adopté ;

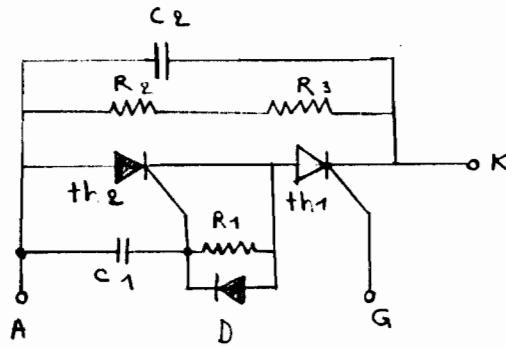


Figure 4.1

Avant de calculer les divers éléments de la figure 4.1 voyons les problèmes posés par l'association des thyristors en série.

Compte tenu de la différence caractéristique des caractéristiques, les tensions se répartissent en conséquence. Quand une tension continue est appliquée à 2 thyristors en série, le courant de fuite qui les traverse, tel qu'il est, est inverse et déterminé par le point d'intersection des caractéristiques statiques.

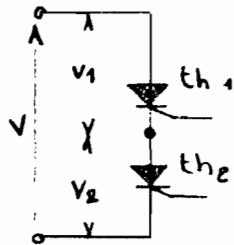
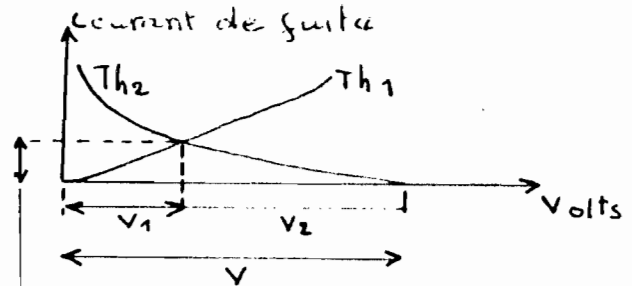


Figure 4.2



courant de fuite à travers Th_1 et Th_2

Sans le cas de la figure 4.2 on a $v_2 > v_1$. Si l'un des thyristors est pris de sa position d'arrimage, il risque de s'allumer avant l'autre.

Pour égaliser la tension, on ajoute à chaque thyristor une résistance capable de transporter un courant de fuite beaucoup plus élevé que le courant de fuite. Ainsi la distribution de la tension continue sera réglée par la chaîne résistive $R_2 - R_3$ et non par les caractéristiques.

• La différence des temps d'allumage peut être la cause que l'un des thyristors supporte une forte surtension si l'autre est allumé avant lui. Le circuit de protection comprenant les condensateurs R_1, C_1, C_2 nous permet de diminuer ou même éliminer la différence des temps d'allumage.

Calcul de R_2, R_3

$R_2 = R_3$ pour égaliser les tensions aux bornes des thyristors

$$\text{on a } R_2 = R_3 = R = \frac{K(nV_m - V_{PK})}{n-1} \quad \text{Formule 4.2}$$

ou $n = \text{nbre de thyristors en série}$

$$V_{PK} = 220 \text{ V } \sqrt{2} \text{ eff}$$

V_R : tension crête appliquée crête sur l'élément par élément

$R \approx 50$ pour le type de thyristor choisi.

On obtient alors

$$R = 50 \left(\frac{2 \times 220 \times 0,25}{2-1} \right) = 2500$$

on prendra la valeur nominale de $R = 2200$.

R_1 et R_2 seront choisies égales à $R = 2200$

avec une tolérance 1% les plus rigoureusement

Isolément des gachettes

Le système utilisé (voir Figure 4.1) évite l'emploi de transformateur à sec et à isolation séparée.

Seule la thyristor TH_1 est déclenchée par le signal provenant de l'OST, TH_2 est déclenchée par la décharge de C_1 qui se produit quand la tension au borne de TH_1 atteint l'impulsion (au moment de la conduction de TH_1)

Choix de C_1 et C_2 , et D

La valeur de C_1 est choisie variable entre $0,01$ et $0,05 \mu F$, sa valeur choisie est $C_1 = 0,01 \mu F$.

C_2 est choisie égal à C_1 , μF sur recommandation du constructeur. La diode D est un 1N4004.

• Calcul de R_1

La valeur de R_1 est obtenue à partir de la formule

$$\frac{1}{3\pi R_1 f V_{max}} \geq C_1 \geq \frac{I_{GF}}{10^7} \quad \text{Formule 4.2}$$

où V_{max} = tension crête d'entrée de chaque thyristor

C_1 = valeur calculée précédemment (capacité de déclenchement de TH_2)

I_{GF} = courant max de déclenchement de gâchette de TH_2 premier (en Ampères)

on a donc avec

$$f = 50 \text{ Hz et } V_{max} = 220\sqrt{2} \text{ et } C_1 = 0,01 \mu\text{F}$$

$$R_{calculée} = 255 \Omega$$

$$R_{normalisée} = \underline{270 \Omega}$$

• Inductance aux bornes de la charge

Le circuit comporte une résistance R en charge en série avec une inductance L , alimenté par un pont de diode

Pour un redressement double alternance, on définit le nombre qui le taux d'ondulation est

$$\beta = \frac{R}{\pi \omega L} \quad \text{Formule 4.3}$$

Il faut filtrer la tension d'alimentation de l'induct
 Ceci a été réalisé par 2 condensateurs de $100 \mu\text{F}$
 en série ($V_n = 150\text{V}$ par condensateur en nécessité
 d'association en série)

En l'absence de ce filtrage, le système oscille
 aux hautes fréquences.

Pour éviter des retours nuisibles, qui compromettent
 la stabilité du système, deux diodes sont
 insérées entre les gâchettes de T_1 et la base
 B_1 du générateur. Les diodes utilisées sont
 du type 1N4004

4-1-3 Calcul du générateur d'impulsions

Le générateur d'impulsions est un oscillateur à
 relaxation utilisant le transistor unijonction 2N2646
 La tension V_{eB_1} varie exponentiellement en
 fonction du temps comme celle aux bornes du conden-
 sateur C . Dès que $V_e > V_p$ valeur pic de la tension,
 il y a décharge du condensateur dans le circuit
 eB_1 et cette décharge est d'autant plus rapide
 que R_1 est faible. On veut donc faire durer
 au maximum le temps de décharge pour favoriser l'al-

- l'unage des thyristors en série, on se donne une impulsion de tension arbitraire de la résistance R_1 .
 Au point B_1 , la tension peut monter à un maximum et revient très rapidement à zéro. À ce moment, le condensateur recommence à se charger et le cycle recommence. Le générateur produit donc une série d'impulsions. Le contrôle du courant dans le circuit des thyristors suppose qu'on sache l'échelle et l'échelle à des instants connus; d'où la nécessité de synchroniser les impulsions.

• Synchronisation des impulsions

- Nous avons un redressement de diodes effectuées par pont de diodes avec

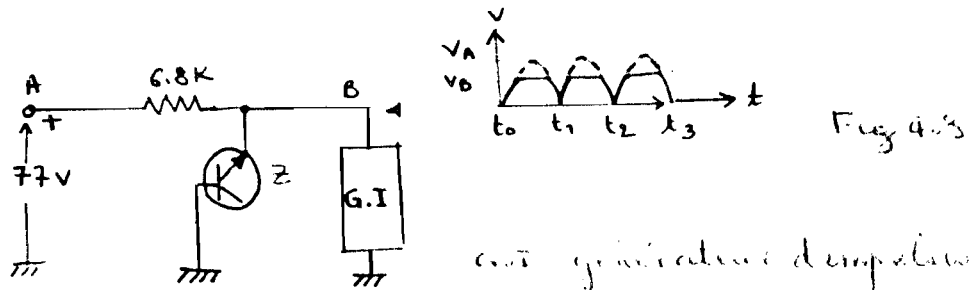
tension $\approx 77V$ et on veut avoir $15V$ au bornes de la diode Zener avec un courant $\approx 10mA$ à travers la diode, on a donc

$$R = (77 - 15) / 10 \approx 6,2K \quad \text{valeur normalisée } R = 6,8K$$

Le circuit de synchronisation utilise un Zener (fonction emetteur base d'un transistor). Le transistor a été sélectionné pour avoir une tension

Zéner de 10V

Le circuit permet de synchroniser le point de commutation sur le début d'un cycle positif



une génératrice d'impulsions

à l'instant t_0 , début du cycle positif, $V_p = 0$
Le condensateur C est déchargé

Entre t_0 et t_1 , la sortie du circuit de synchronisation est limitée par la diode zéner à 10V

La capacité C dans le générateur d'impulsions (G.I.) va se charger à partir de t_0 . On obtient ainsi une série d'impulsions pendant que V_p est positif; et la série impulsionnelle alterne l'alternance

À l'instant t_1 , V_p tombe à zéro, forçant la capacité à se décharger complètement, sans donner d'impulsions car la tension V_z est également nulle. Le cycle recommence dès que $t > t_1$

• Calcul de l'étage à transistor UJT

Le transistor utilisé est un 2N 2646 avec les

caractéristiques suivantes

$$\eta = 0,7 \text{ ms}$$

$$= 0,56 \text{ ms}$$

Expérimentalement, $\eta = 0,7$

$$R_{BB} = 4 \text{ k}\Omega$$

$$= 7,0 \text{ k}\Omega \text{ typique}$$

$$= 4,1 \text{ k}\Omega \text{ min}$$

$$I_p = 5 \mu\text{A} \text{ (intensité pic)}$$

$$I_{ov} = 5 \text{ mA} \text{ (intensité vallée)}$$

$$I_{co} = 12 \mu\text{A}$$

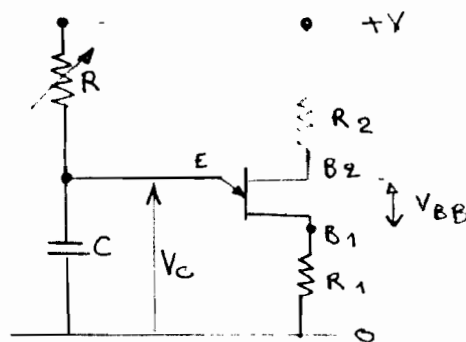


Fig 4.4

Pour des raisons de limitation du temps de décharge du condensateur C , R est approximativement égale à 100Ω

Le choix de R_2 est fait de sorte que le courant de fuite de l'UJT ne fasse apparaître sur sur les thyristors une tension supérieure au seuil

d'allumage de ceux-ci - on a donc

$$V_1 = I (R_2 + R_1 + R_{BB \text{ min}})$$

$R_1 I < 0,25$ ou $0,25 >$ tension de seuil

on a donc

$$(R_1 V_1 / (R_2 + R_1 + R_{BB \text{ min}})) < 0,25$$

Si on choisit $R_2 = 100 \Omega$

on obtient

$$\frac{R_1 V_1}{R_2 + R_1 + R_{BB \text{ min}}} = 0,204 < 0,25$$

La valeur de $R_2 = 100 \Omega$ est donc convenable

La valeur de R doit être comprise entre deux limites R' et R'' définies par

- La condition d'amorçage des oscillations :

$$\frac{V - V_P}{R'} > I_P \quad \text{ou } I_P \text{ est le courant de pic}$$

- La condition d'extinction des oscillations :

$$\frac{V - V_V}{R''} < I_V \quad \text{ou } I_V \text{ est le courant de vallée.}$$

Comme on desire une tension variable aux bornes de la charge d'entrée, la résistance R ou la tension de charge de C sera variable - on utilisera à cet effet les commutateurs par transistor

Quand le transistor est bloqué, le pont de EC est équivalent à un circuit de deux grandeurs résistance et le condensateur C se charge à travers la résistance de 4700 Ω .

La période des impulsions est alors égale à

$$T \approx RC \ln \frac{1}{1-\eta} = 1,13 \text{ ns}, \text{ or en appliquant } \varphi/w = 1,13 \times 10^{-3} \text{ on obtient}$$

$$\varphi \text{ min} = 2,0^\circ \text{ B}$$

L'observation à l'oscilloscope donne $\varphi_1 = 16^\circ$
(voir oscillogramme joint).

L'oscillogramme donne aussi

$$\varphi_2/w = 9 \Rightarrow \varphi_2 = 902^\circ$$

Amplitude des impulsions.

La valeur de l'amplitude peut être calculée graphiquement à partir de la figure page 54 du livre "Oscilloscope Realizer Manual" et à l'aide de la formule Page 52 du même livre

$$V = \frac{V_1 - E}{14} \times P_{VR1}$$

ou $P_{VR1} = f(C, R_2)$ page 54

et $V_1 =$ tension d'alimentation du générateur

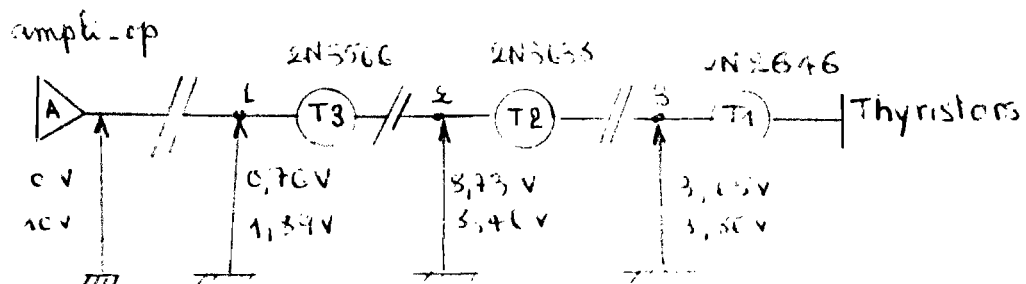
$$\text{on trouve } \underline{V = 1,7V}$$

L'angle γ est balayé entre les valeurs désirées quand les tensions aux bornes de C varient entre 3.30V et 3.65V - Ainsi une différence de 0,21V donne toute la gamme de vitesse.

La sortie de l'ampli-opérationnel, lorsque ce dernier est utilisé de façon optimale, est linéaire entre 0 à 12V - Il faut raccorder ces deux sorties de façon adéquate. La tension à la sortie de l'ampli-opérationnel est négative par rapport à la masse. La tension de commande est positive par rapport à la masse d'où la nécessité d'un étage inverseur à transistor T₃.

Pour une commande adéquate, les conditions ci dessous sont remplies.

Fig 4.5



La tension au collecteur de T₃ varie entre les valeurs de 0 à 3,6V. Quand aucun signal n'est

appliqué à la base de T_3 , la tension au collecteur de T_3 doit être égale à $3,5V - 80K$ est obtenue par le pont de résistances de $100K$ et 560Ω et stabilisé mentes' sous $10V$ stabilisé

On obtient les valeurs de résistances suivantes avec les valeurs de tensions correspondantes :

La première valeur de tension est celle obtenue avec la tension de commande nulle (à l'entrée T_3)

La deuxième valeur de tension correspond à une valeur de la tension de commande maximale (à l'entrée T_3)

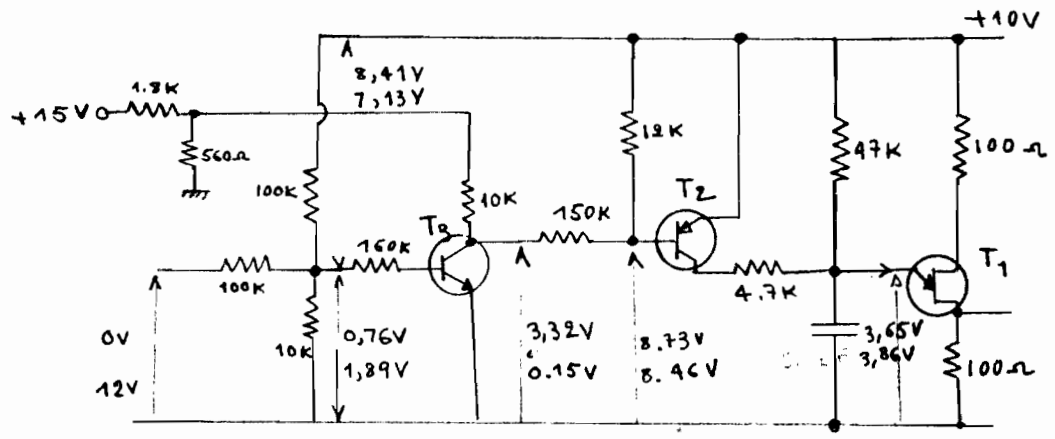


Figure 4.6

4.2 Calcul du comparateur

Pour les missions évoquées au paragraphe 3-4, nous utiliserons un amplificateur opérationnel comme élément comparateur.

Si un ampli. opérationnel est utilisé comme ci dessous

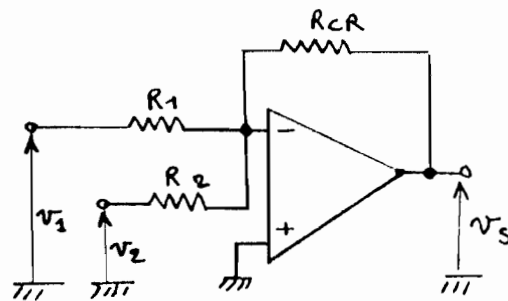


Fig 4.14

on démontre (voir annexe

$$v_S = -R_{CR} \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} \right)$$

La tension de sortie est négative par rapport à la masse. Si les polarités des tensions v_1 et v_2 sont correctement choisies, le montage ci dessus peut effectuer la soustraction des deux tensions.

$\frac{R_{CR}}{R_1}$ = coefficient d'amplification de v_1

$\frac{R_{CR}}{R_2}$ = coefficient d'amplification de v_2

Utilisation de l'ampli. opérationnel dans la boucle asservie

La tension v_1 sera fournie par la référence - nous la ferons varier de 0 à 10

La tension v_2 sera fournie par le capteur.

La tension stabilisée de la référence marque le pôle positif à la masse et le négatif à l'entrée 1. Le capteur (ou le v_2) à l'entrée deux de l'ampli tandis que son pôle (-) sera à la masse.

Expérimentalement, nous constatons que

$$v_2 = v_1/4 \quad v_1 = \text{tension de référence}$$

$$v_2 = \text{tension capteur}$$

Le système est commandé par le v_2 que l'on amplifie : 'il faut multiplier v_2 par 4 pour obtenir $v_2'' \approx v_1$

$$\text{ou } v_2'' = v_2 \times 4 = v_2 \times \frac{R_2}{R_1}$$

$$v_1'' = v_1 \times 1 = v_1 \times \frac{R_2}{R_1}$$

$$\frac{R_2}{R_1} = 4 \quad \text{et} \quad \frac{R_2}{R_1} = 1 \quad \text{ou} \quad 4R_2 = R_1$$

$$\text{ou} \quad \underline{R_2 = R_1/4}$$

En prenant $R_1 = 10k$

on aura $R_2 = 2.5k$, normalisée $2.7k$

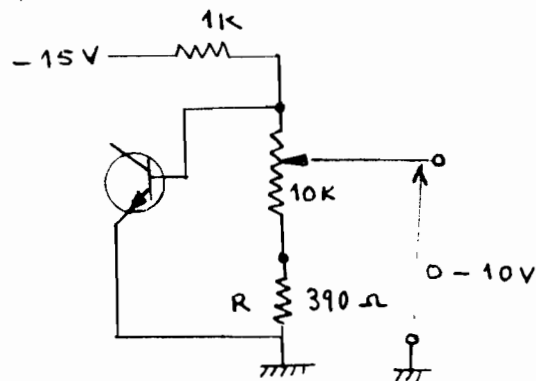
Et RCR choisit $100k$

Circuit intégré utilisé : F741 (ou $\mu 741$)

4.3 Elaboration de la tension de référence

La tension de référence est variable de 0 à 10V. On utilise un montage dérivé de tension

à potentiomètre



Page 4/2

Le système est alimenté à par du -15V de la tension d'alimentation des circuits intégrés.

La tension de référence est stabilisée par un transistor monté en émetteur. Ce transistor a été sélectionné pour donner une tension zéro de 10V.

Du fait de l'angle de garde $\varphi_{max} < 180^\circ$, même à $v_1 = 0$, le moteur va continuer à tourner donc, le capteur va délivrer une tension non nulle et > 0 . La sortie est négative et le système ne fonctionnera plus correctement. Dès que la charge augmente, il y a alors chute de tension de la tension d'alimentation de l'induit. La résistance $R = 2200 \Omega$ a été choisie expérimentalement pour avoir une tension $v_2 > 0$ à $v_1 = 0$ et empêcher ce phénomène décrit.

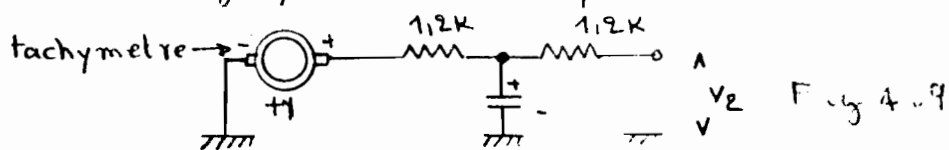
4-3' La chaîne de réaction

- Comprend essentiellement le capteur tachymétrique -
 - que le paragraphe 3.2 décrit en détail ses caractéristiques du capteur. - Dans le chapitre réservé au calcul, nous voulons simplement noter que la tension de la dynamique tachymétrique est bornée à être un courant parfaitement continu, elle sera la cause de la plus grande partie des instabilités observées.

Un premier filtrage au niveau moteur est effectué - mais parallèlement à la diminution des instabilités, son retard est introduit dans la réponse du système.

Le retard est d'autant plus grand que l'est l'accélération et la tension continue est d'autant plus parfaite que l'est l'accélération \Rightarrow donc la nécessité d'un compromis.

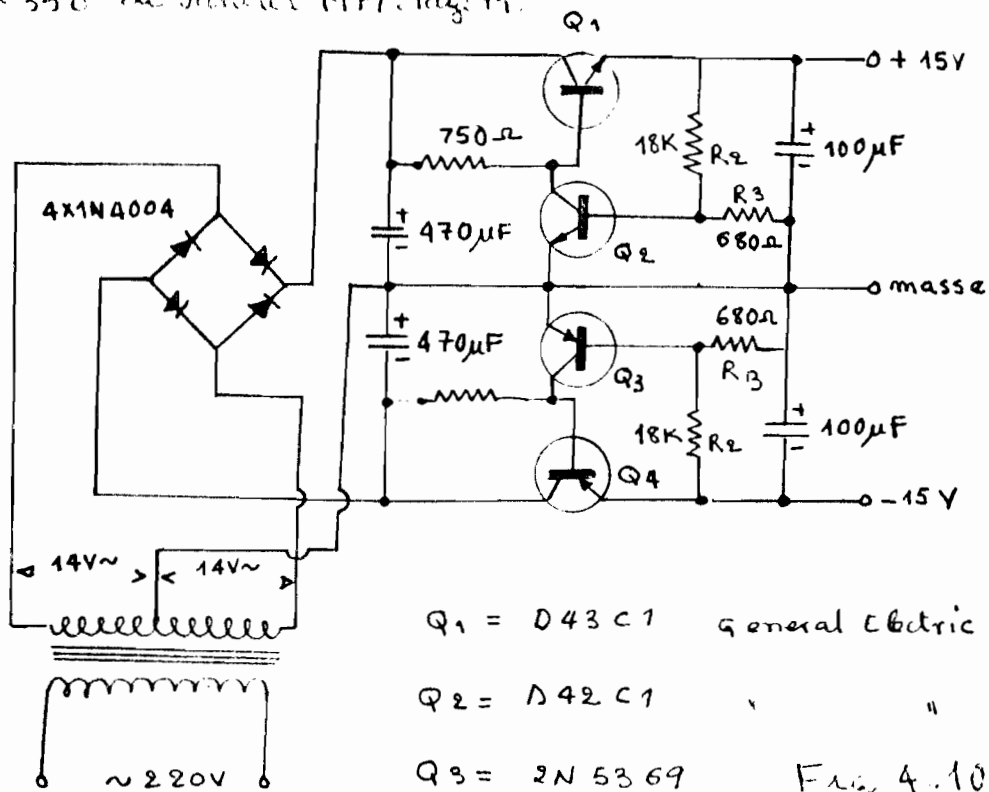
Nous étudierons expérimentalement un condensateur électrolytique de $5 \mu F$, placé comme ci-dessous.



4-4 Alimentation des amplis opérationnels

Les amplis-opérationnels sont alimentés par deux tensions symétriques, égales à $\pm 15V$. C'est avec cette alimentation symétrique que fonctionne l'organe d'affichage décrit au paragraphe 4.3.

Le schéma ci-dessous fournit les tensions symétriques de $\pm 15V$ régulées. Ce schéma a été 'proposé' pour l'alimentation des circuits intégrés, dans la revue Radio-Plus n° 550 de Janvier 1977, Page 19.



$Q_1 = D43 C1$ General Electric

$Q_2 = D42 C1$ " "

$Q_3 = 2N5369$ Fig 4-10

$Q_4 = 2N5373$

Le diviseur R_2, R_3 permet d'ajuster la tension à $\pm 15V$

4.5 Schéma préliminaire de réalisation

Les développements théoriques du paragraphe 4 nous permettent de dresser un premier schéma de réalisation (voir page suivante figure)

La tension d'inducteur sera maintenue constante et égale à $\approx 95V$ ce qui nous permettra de limiter ϕ et par là même d'avoir une bande de vitesses possibles plus large

D'autre part, le système n'étant pas pourvu d'un limiteur d'intensité, il est essentiel de ne pas dépasser la charge de $1,200m$ donnée par l'élasticité dynamique. On ne devra pas d'ailleurs des fusibles rapides de $1.5A$ dans le circuit d'alimentation en $220V \sim$

Remarque : le condensateur C_p n'est pas pas pour le moment présent sur le système

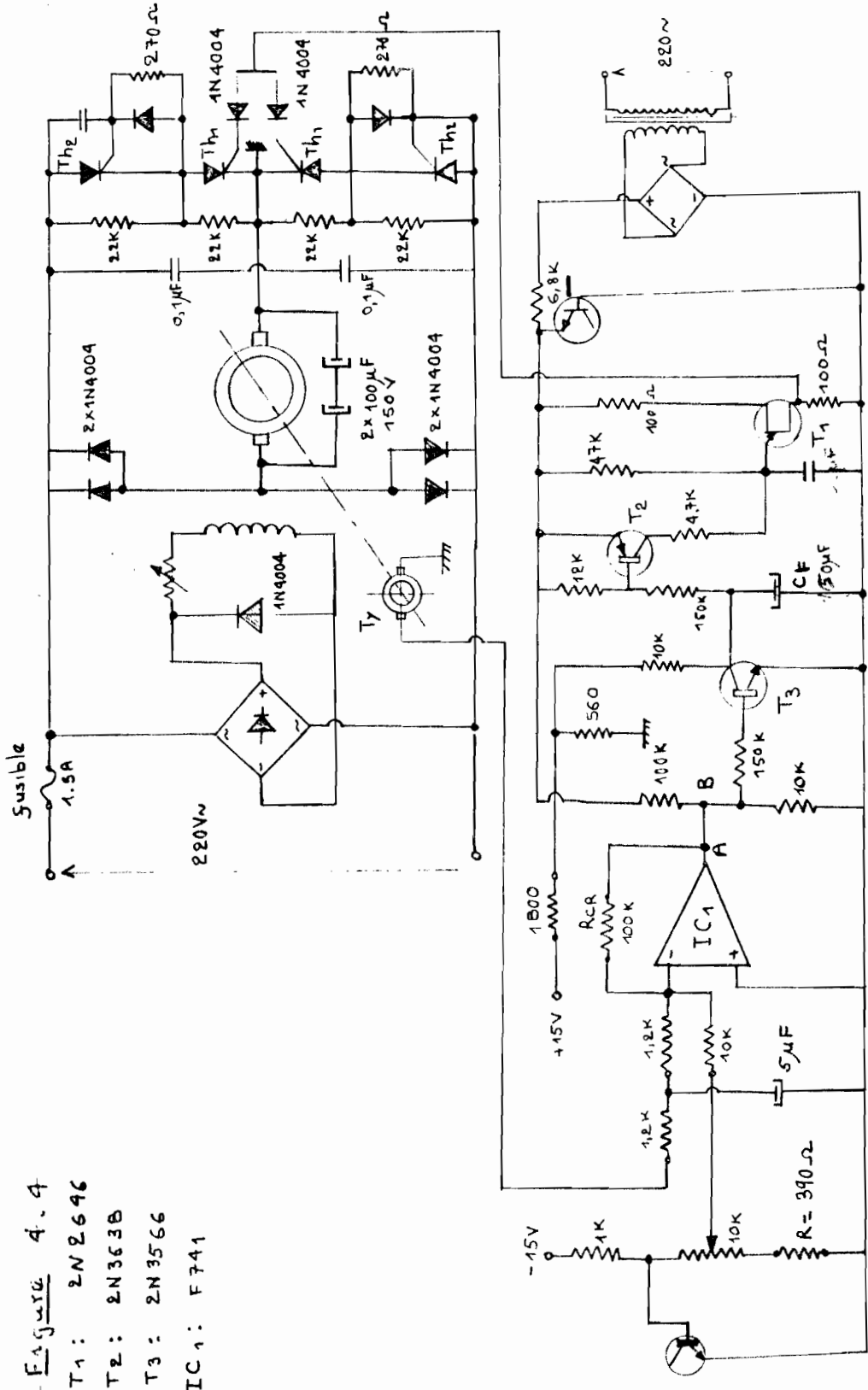
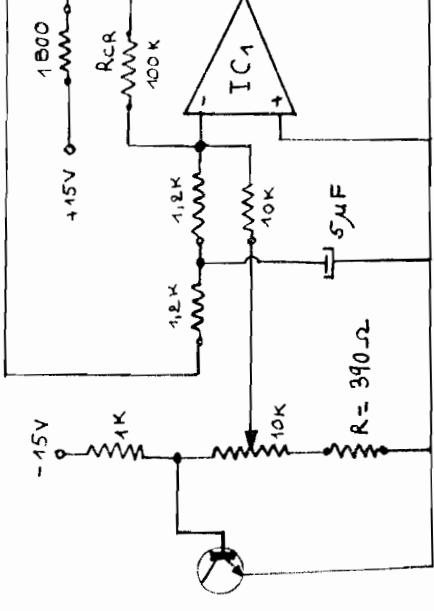


Figure 4.4
 T1: 2N2696
 T2: 2N3638
 T3: 2N3566
 IC1: F741



V ANALYSE DES RESULTATS ET AMELIORATION DES PERFORMANCES

5.1 Analyse sommaire de résultats

Les relevés effectués sur le montage par l'élève nous permettent de constater :

- pour toute les vitesses comprises entre 1500 et 2000 rpm, la vitesse de rotation du moteur est de 1000 rpm appliquée à l'arbre d'analyse (moteur) elle est de 500 et 750 et à ce titre, le point de vue sur la différence de vitesse est plus important la vitesse affichée.

Ce qui est caractéristique du montage pour ce premier montage, c'est :

La difficulté du système à se maintenir dans un état stable - le système est fonctionnant en continu et nous l'avons testé à différentes vitesses.

- La commutation en marche nous du moteur à courant continu laisse à désirer, en effet, dès qu'on dépasse un couple de 0,7 Nm, on doit procéder au réglage des bornes pour diminuer

des oscillations du moteur

Il faut augmenter la précision du système pour diminuer l'erreur de vitesse au plus précisément nous devons déterminer le nombre de décibels dont la valeur du gain statique K peut être augmentée (en boucle ouverte) sans que le système devienne instable. - Il s'agit de la marge de gain.

Nous déterminerons aussi, suivant l'ordre du système, la marge de phase, c'est à dire le déphasage supplémentaire qu'il faudrait donner à la fonction de transfert ($T(p)$) du système pour préserver l'instabilité.

Les données sur le moteur étant insuffisantes, nous procéderons à un essai direct sur le système réel par enregistrement des données du système soumis à des signaux sinusoïdaux

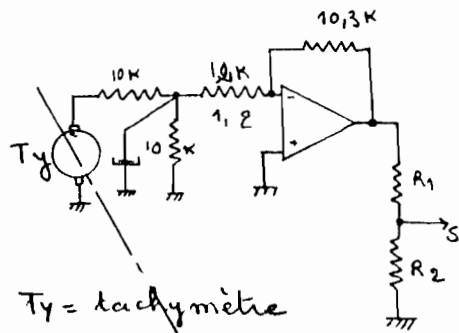
5.2 Amélioration des performances

5.2.1 Programme de Bode du système non corrigé

Le manque de matériel adéquat pour procéder rapidement à l'analyse du système, nous impose le choix de l'analyse fréquentielle pour la

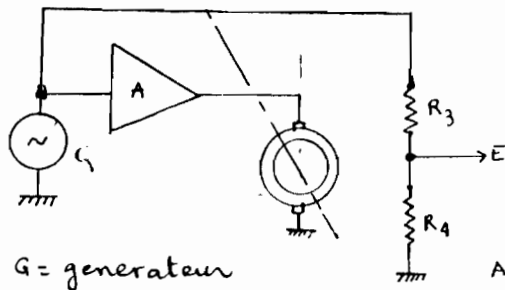
détermination de la fonction de transfert du système

• schéma du montage



Ty = tachymètre

Les valeurs de R₁ sont données sur les courbes caractéristiques



G = générateur

A = ampli de puissance.

Fig 15-1

Les courbes relevées sur les caractéristiques sont jointes en annexe

• Détermination des paramètres ω (rad/s), A (dB) φ (deg)

La fréquence f (Hz) est elle-même affichée sur le générateur de fonction ω . Pour plus de précision, on peut lire la période T sur le graphique et on a l'équation $f = \frac{1}{T}$.

Ensuite

T = nombre de carrés \times (5) est \times 2 sommets

λ par le nombre de 5 par carré

et $f = \frac{1}{T}$ et $\omega = 2\pi f$ en (rad/s)

• Pour déterminer A (dB),

on déterminera les valeurs de S et de E en joules, en tenant compte des facteurs d'atténuation et d'amplification du signal, dues aux pertes de puissance et amplification opérationnel que le signal doit traverser avant d'être encodé.

Ainsi dans le cas que nous intéressons le signal, la perte de puissance est divisé par 100, \Rightarrow le facteur de multiplication de E sera donc de 100, tandis que pour le signal de radio, on a une première atténuation du signal due à T_f , par une amplification de 8,6 due à l'amplification opérationnel, et enfin une atténuation du pont de puissance de l'intégrateur de 215 dB, en faisant le bilan une atténuation de 50 due au signal de radio \Rightarrow il faut donc multiplier la valeur relative par 50.

La détermination de φ est détaillée dans le tableau de la page suivante et le diagramme de Bode est l'un des parties de ce tableau.

5.2.2 Détermination de la fonction de transfert.

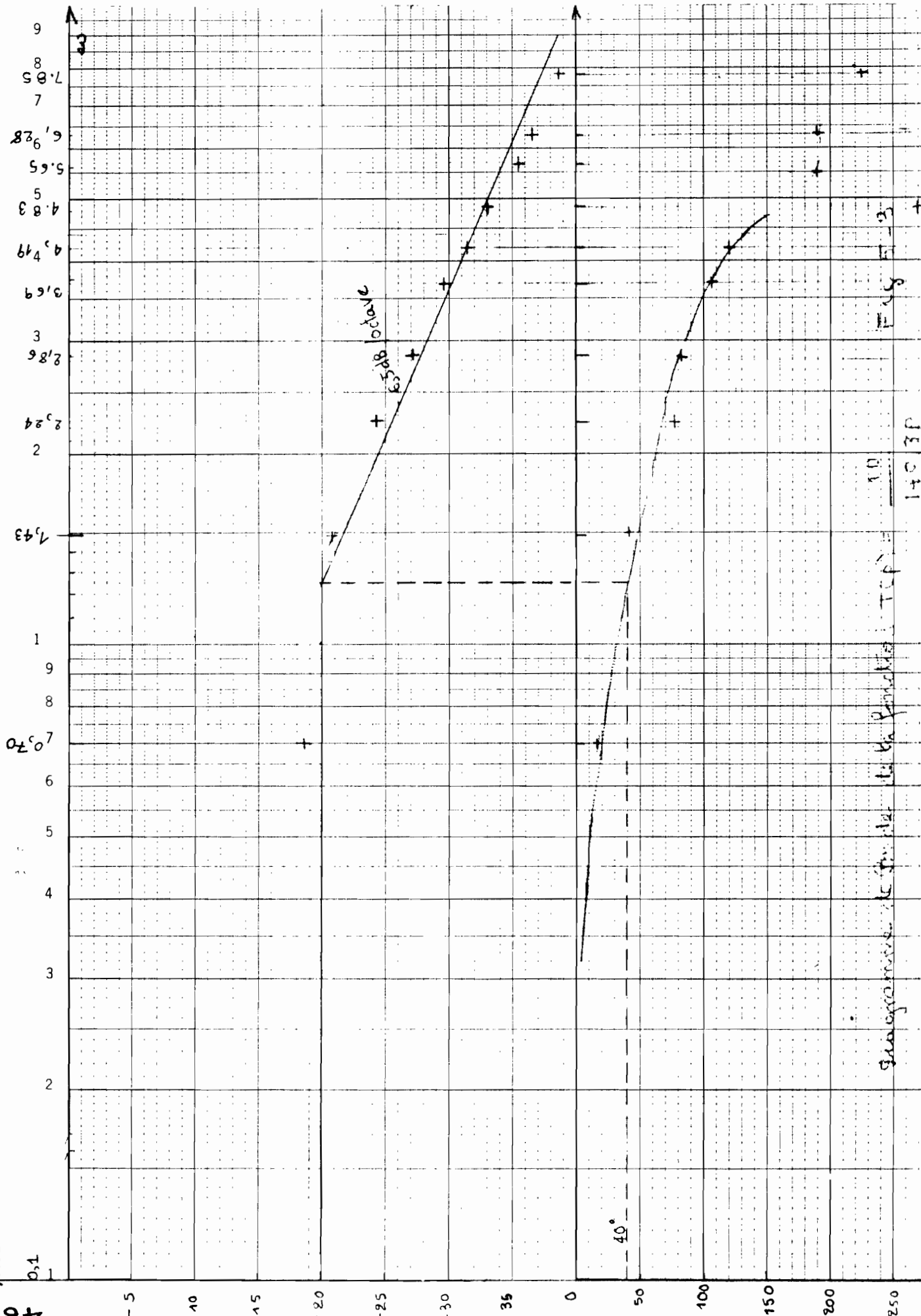
on a d'après les diagrammes de Bode : $20 \log K = 20 \Rightarrow K = 10$

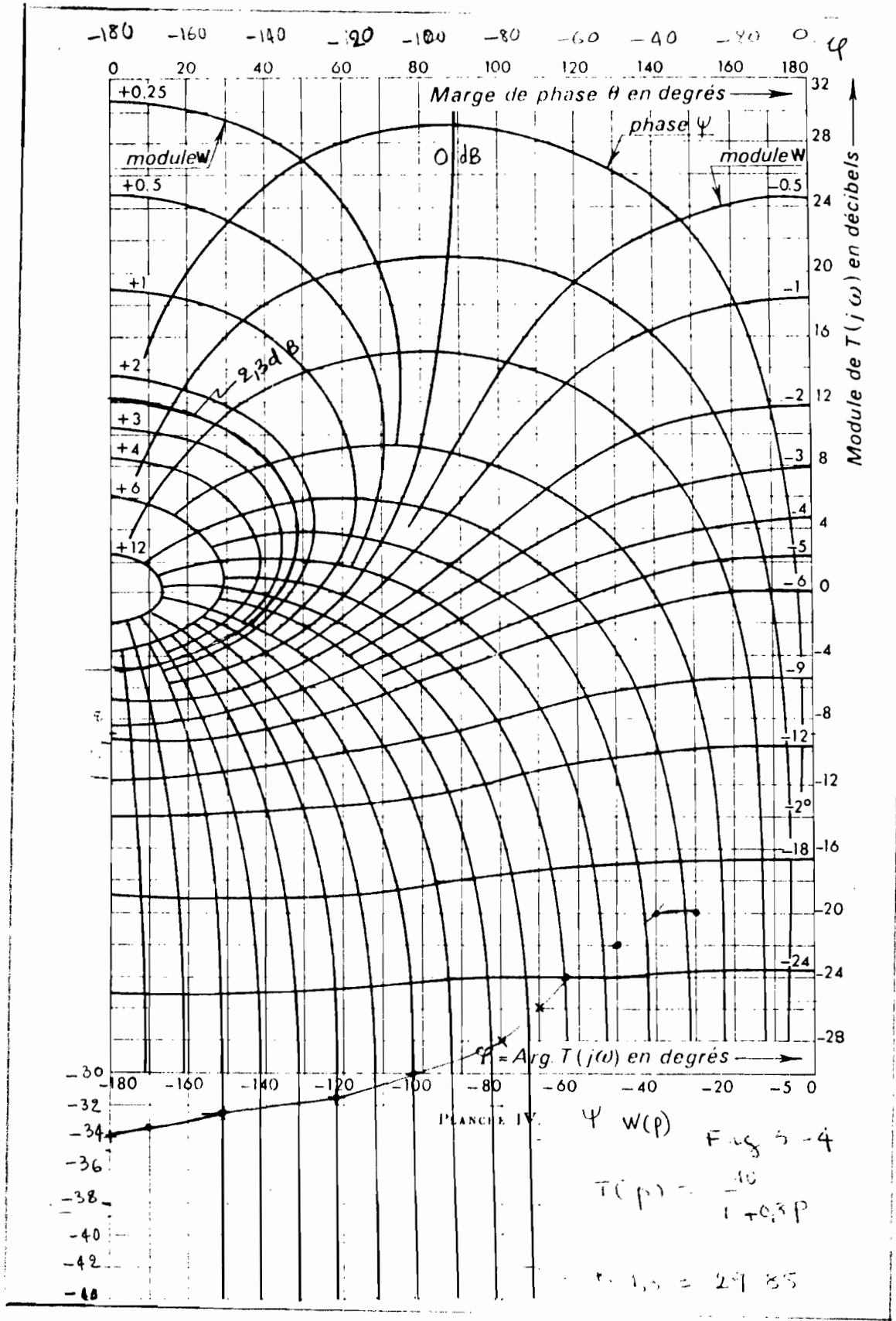
et $\omega_c = 1,25 \text{ rad/s}$

f (Hz)	c (tr/s)	S (G)	P (G)	T (d ¹⁰)	determination de q				φ = $\frac{360 \cdot \Delta C}{\lambda}$
					S (C)	E (C)	Δ C	nbre de C par T = λ	
0,112	0,70	26,7	26,8	-15,58	4,7	4,3	0,4	5,9	-16,13°
0,227	1,33	47,2	46,8	-40,93	2,2	1,7	0,5	4,4	-40,91°
0,357	2,04	11,5	26,6	-24,26	1,7	1,1	0,6	2,5	-77,14°
0,450	2,80	8,3	26,5	-27,16	1,4	0,9	0,5	2,6	-31,82°
0,558	3,69	6,4	26,6	-27,05	1,1	0,6	0,5	1,5	-105,35°
0,667	4,51	5,1	26,6	-27,24	1,5	1	0,5	1,5	-126,9°
0,769	4,83	4,2	26,6	-27,11	1,2	0,3	1	1,5	* -270°
0,85	5,05	3,4	26,4	-27,17	1,5	1,2	0,6	1,5	-130°
1,0	6,28	2,8	26,5	-26,52	1,0	0,5	0,5	1,5	-180°
1,25	7,45	2,1	25	-30,59	1,0	0,5	0,5	0,8	-225°

Figure 5.2

Les valeurs * manquent d'un * est erronée elle n'est pas prise sur le graphique





-180 -160 -140 -120 -100 -80 -60 -40 -20 0

0 20 40 60 80 100 120 140 160 180

+0.25

+0.5

+1

+2

+3

+4

+6

+12

-0.5

-1

-2

-3

-4

-5

-6

-8

-12

-18

-24

-28

-30

-32

-34

-36

-38

-40

-42

-48

32

28

24

20

16

12

8

4

0

-4

-8

-12

-16

-20

-24

-28

-30

-32

-34

-36

-38

-40

-42

-48

0 dB

2,3 dB

$$T(j\omega) = \frac{10}{1 + 0,15j\omega} \quad \text{ou} \quad T(p) = \frac{10}{1 + 0,15p}$$

Le système est de 1^{er} ordre, on peut augmenter le gain indéfiniment sans atteindre d'instabilité dans le système.

Le diagramme de Bode, tiré à partir du diagramme de Bode, de la fonction $T(p) = \frac{10}{1 + 0,15p}$ est donné à la page suivante. En obtient $f_{3dB} = 298 \text{ s} \approx 30$

5.2.3 Modifications sur le système pour améliorer la précision

En utilisant la conclusion du paragraphe 5.2.2 relative à l'ordre de système, nous nous attelons au maximum à la possibilité d'amplification de l'amplificateur opérationnel : on obtient une légère amélioration de la précision ; au delà de 270K Ω , on obtient une précision statique qui ne progresse plus favorablement. C'est pourquoi nous avons pris $R_{CR} = 270K$ dans le schéma préliminaire ci-dessus.

Évidemment, malgré cela, l'erreur de vitesse demeure et des oscillations apparaissent aux basses vitesses. L'observation à l'oscilloscope de la tension de la

dynamique tachymétrique, mais montre qu'elle est loin d'être parfaitement continue. Il faut le filtrer. Le meilleur effet est obtenu en mettant le condensateur C_F à la base de l'étage de sortie du circuit générateur d'impulsions.

Malgré la présence de C_F qui provoque l'apparition de retard très important, qui provoque des oscillations dès qu'une impulsion de vitesse est appliquée, d'où la nécessité de passer de nouveau en régime de système soumis à l'analyse fréquentielle. Le gain du système est supérieur à 1; à stabiliser, il est nécessaire de corriger le système.

5-2-4 Gain du diagramme de Bode du système avec C_F

« Schéma de montage »

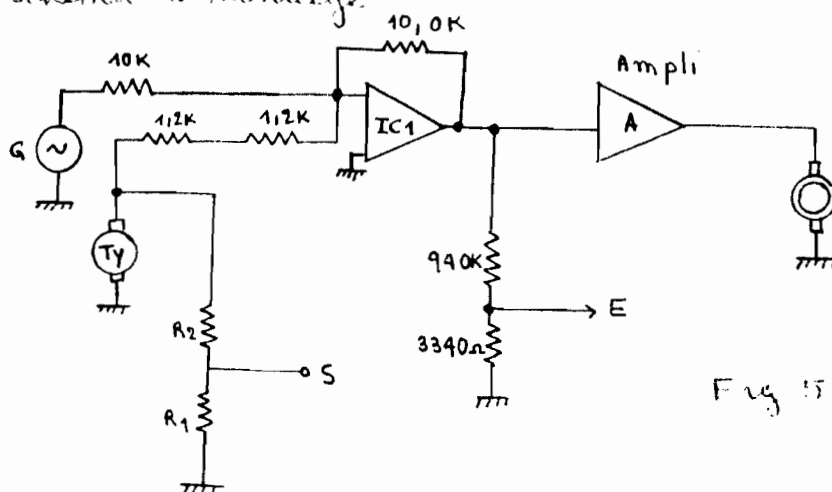


Fig 5-5

$$F = 0,1 \text{ à } 0,3 \text{ Hz} \quad R_1 = 356 \Omega \quad R_2 = 152,7 \text{ K}$$

$$F = 0,4 \text{ à } 1,0 \text{ Hz} \quad R_1 = 218 \Omega \quad R_2 = 152,7 \text{ K}$$

Détermination des paramètres τ , T (dB) et ρ (log ω)
 Identiquement, on détermine les facteurs d'atténuation
 et d'amplification des signaux de la bande de passe.
 Les facteurs de correction calculés en fonction des valeurs
 des résistances du schéma de l'analyse fréquentielle
 sont portés sur le tableau de la page suivante.
 A partir du tableau de la page suivante nous obtenons
 le diagramme de Bode de la page 52.

• Détermination de la fonction de transfert

$$\text{En } \alpha = 20 \log K = -1 \text{ dB} \Rightarrow K = 2,24$$

$$\omega_1 = 0,05 \Rightarrow \frac{1}{\omega_1} = 18,2$$

$$\omega_2 = 2 \Rightarrow \frac{1}{\omega_2} = 0,5$$

La fonction de transfert $T(p)$ est

$$T(p) = \frac{2,24}{(1 + 1,82p)(1 + 0,5p)}$$

• Trace du diagramme de Bode

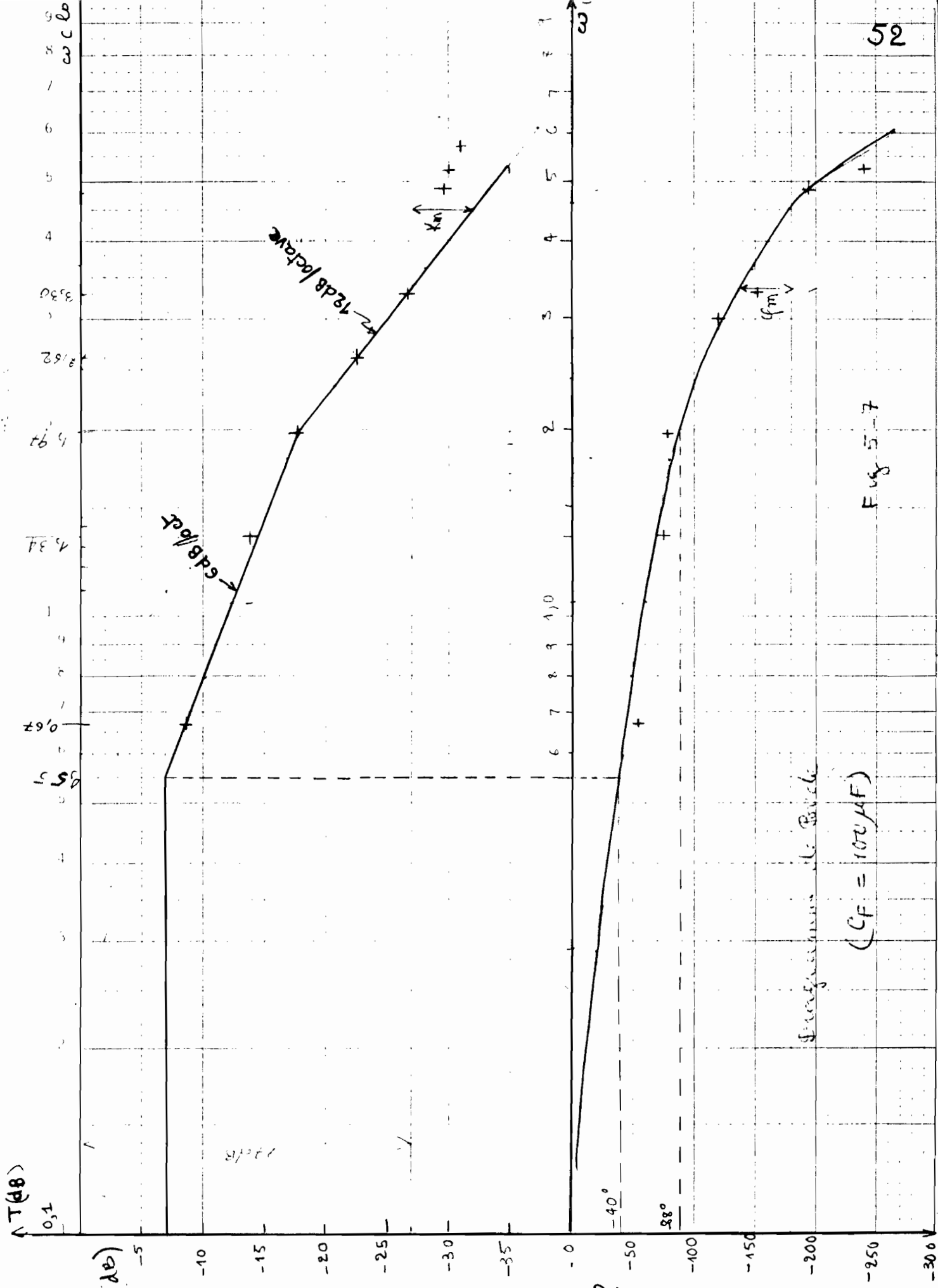
φ	180	160	140	120	100	80	60	40	20
T (dB)	-32	-30	-27	-24,5	-21	-17	-12,5	-7	-7

à partir du tableau ci-dessus, à l'aide du diagramme
 de Bode, nous obtenons le diagramme de Bode.

F _{real} (Hz)	ω ₀ (rad/s)	E _{initial} (s) Fact. correct x ms	Scale (s) Fact. correct x ms	T (dB) Scaling 1/E	Dist. measurement in dB			γ = 340 x ΔC / λ	
					S (C)	E (C)	ΔC		
0,100	0,67	29 ms	15,6 ms	-8,81	2,55	1,51	1,4	9,4	-53,62
0,213	1,34	47 ms	14,0 ms	-13,95	3,3	2,3	1,50	4,7	-76,00
0,313	1,97	57 ms	10,0 ms	-17,15	1,54	0,7	0,7	3,2	-78,75
0,417	2,62	57 ms	7,0 ms	-24,00	1,54	0,6	0,8	2,4	-120,00
0,520	3,40	35,7 ms	4,0 ms	-26,70	1,54	0,6	0,8	1,9	-151,58
0,625	3,93	35,7 ms	3,0 ms	-28,67	1,3	0,9	0,4	1,5	-90*
0,729	4,83	25,0 ms	2,4 ms	-29,75	1,3	0,6	0,7	1,5	-193,8
0,833	5,71	24,3 ms	1,9 ms	-31,10	1,3	1,5	0,8	1,2	-291
1,0	6,28	25,6 ms	1,7 ms	-34,20	1,2	0,7	0,6	1,0	-210*

$K_{e1} = 429,93$
 $K_{e2} = 707,46$
 $K_{e3} = 289,62$

Facteurs de correction due à l'atténuation des divisions
 Les valeurs mesurées d'un réseau ne sont pas portées sur le graphique
 Figure 5-6



on obtient la courbe de Bode (voir fig. 6)

on peut déplacer la courbe de 21dB

$$\omega_R \ddot{\alpha} 150^\circ \Rightarrow \omega_R = 3,7 \text{ rad/s}$$

On a $20 \log K = 21 \Rightarrow K = 22,39$ pour tangenter la courbe à 2,5dB

$$\text{on a val } T(p) = \frac{2,2}{(1 + 1,82p)(1 + 0,5p)}$$

Pour avoir $K = 22,39$, il faut multiplier

$$T(p) \text{ par } 10$$

$$\Rightarrow R_{CR} = \frac{10K \times 10}{10} = 1000$$

5-2-5 Calcul d'un correcteur à avance de phase

$$T(p) = \frac{K}{(1 + 1,82p)(1 + 0,5p)}$$

$$\omega_R = \omega_{max} = \frac{1}{5\sqrt{\lambda}}$$

$$\text{ou } \gamma = \arctan(1,82 - 0,5\lambda) - \arctan(0,5\lambda) = 90^\circ$$

$$3,7 = \frac{1}{1,52\sqrt{\lambda}} \Rightarrow \lambda^2 = 0,15 \Rightarrow \lambda = 0,122$$

$$\lambda = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad 1,82 = 5 \cdot 10^6 \times R_1$$

$$R_1 = 0,364 \times 10^6 \Omega = 364 \text{ k}\Omega$$

$$0,122 \times 364 \text{ k}\Omega + 0,122 R_2 = R_2 \quad \text{ou } 3R_2 = 4971 R_2$$

$$\text{ou } R_2 = 5 \text{ k}\Omega$$

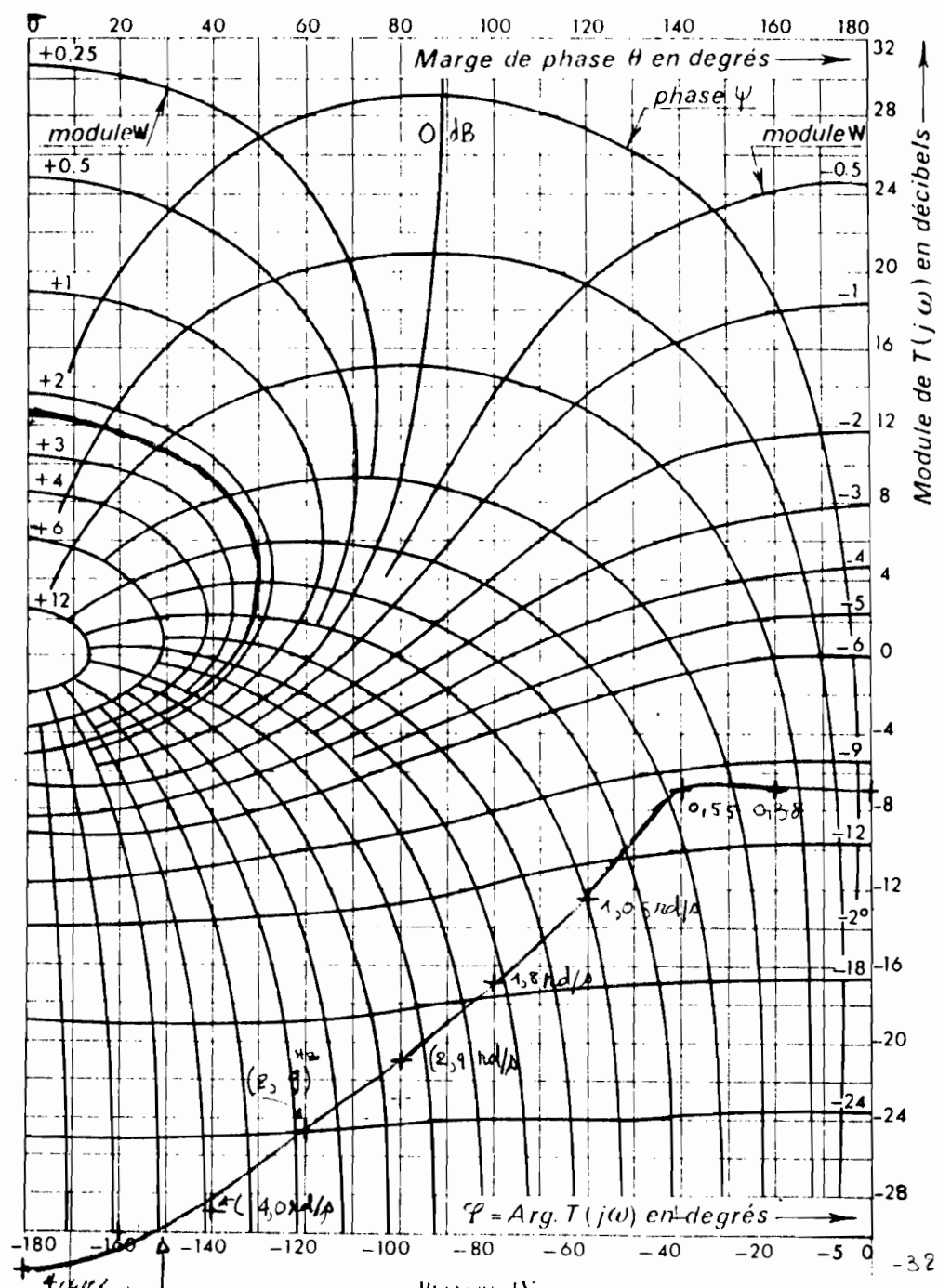


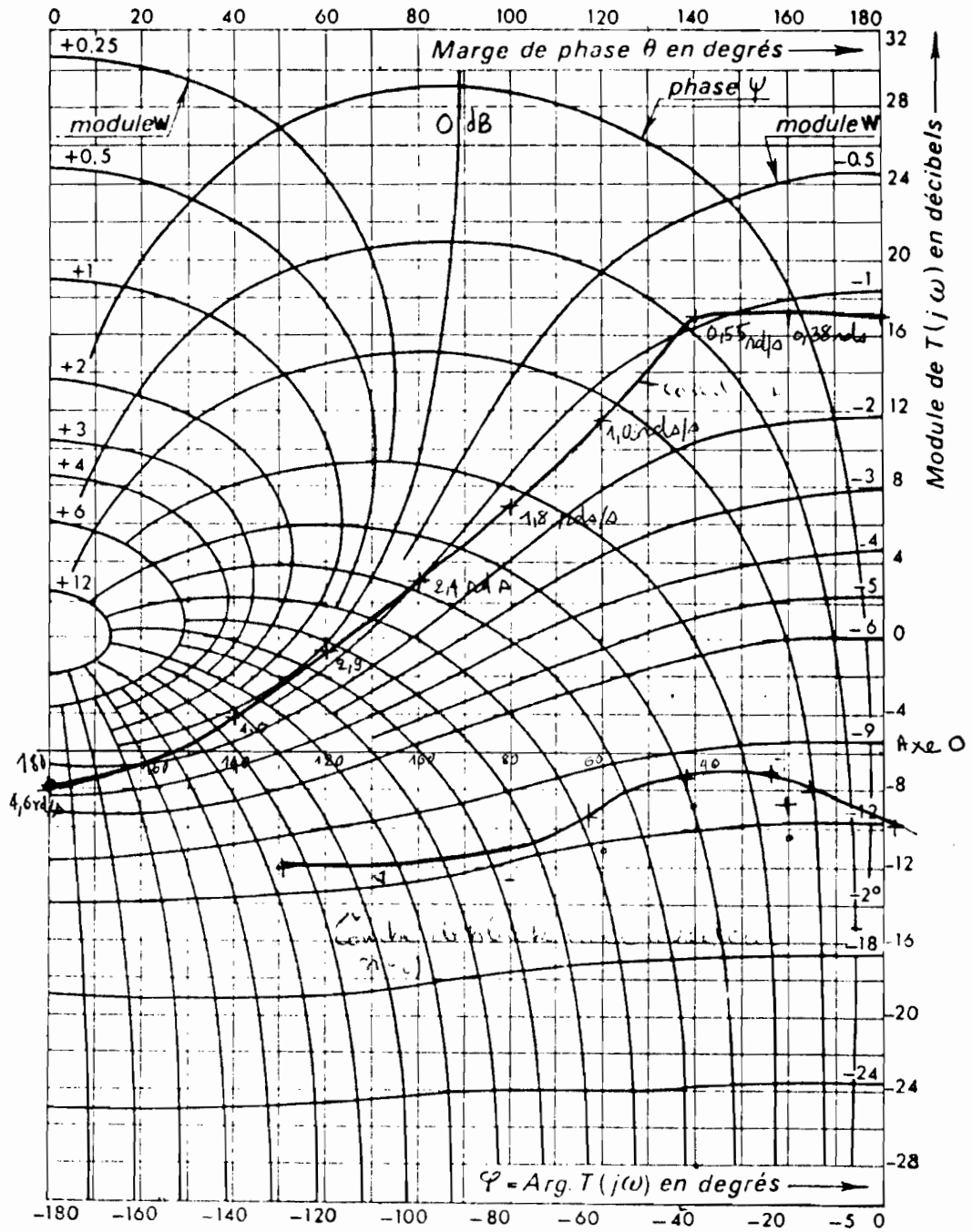
PLANCHE IV.

Le Point de tangence à 150° $\rightarrow \omega_R = 3,78 \text{ rad/s}$

$K = 22,39$

$$T(p) = \frac{1}{(1 + 1,82p)(1 + 0,5p)}$$

Figure 5.8



Fonction $T(p) = \frac{1}{(1 + 1.5ip)(1 + ip)}$

Comble 1 : sans correction
 creux 2 : avec correction

Figure 5.10

En tenant compte des sommets des 2 courbes, on obtient

$$2 \log K = +22 \Rightarrow \log K = 11,1$$

$$\Rightarrow K = 12,58 \approx 13$$

Il faut donc amplifier le signal une douzaine de fois

• 5.2.6 Compensation de l'atténuation due au convertisseur

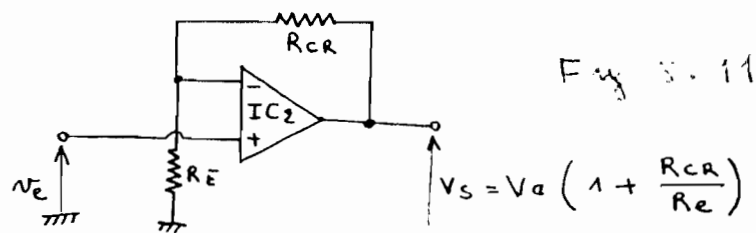
On utilise un amplificateur opérationnel, $\mu 741$

que l'on utilise en amplificateur non inverse afin

de ne pas perturber le fonctionnement du système

calculé sur la base que le convertisseur opérationnel

est monté en inverseur



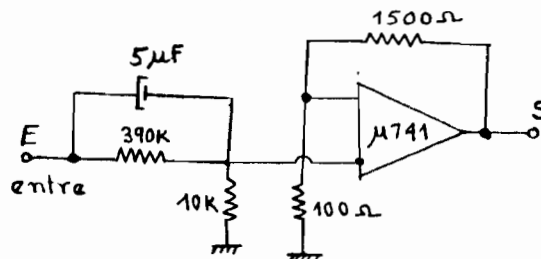
On détermine que le gain de cet amplificateur est

$$G = \left(1 + \frac{R_{CR}}{R_E}\right) \approx \frac{R_{CR}}{R_E}$$

En choisissant $R_E = 100 \Omega$ et $R_{CR} = 1,2 K \Omega$ ou

$R_{CR} = 1,5 K$, on obtient $K \approx 13$

d'où le schéma définitif du convertisseur compensé



Re ces courtes et tracées dans le schéma préliminaire
entre les points A et B.

Relier A à C, B à C et ainsi former
le circuit intégré F 741 du collecteur est alimenté
par l'alimentation synchrone de 10V.

5.3 Performances du système

5.3.1 Détermination de l'erreur statique

Pour fins de comparaison, nous tracerons les
courbes $N = f(C)$ avant et après asservissement.

Tableau de relevés a) système ouvert

$\begin{matrix} N \\ C(N.m) \end{matrix}$	2000	1750	1485	1330	1050	725	470
0,4	1975	1725	1482	1330	1050	720	470
0,6	1963	1725	*	*	*	*	*
0,8	1950	1710	1460	1315	1040	715	460

* valeurs non relevées.

Fig 5.13

où N est l'erreur par 100

et C en Nm appliqué par électrodynamométrie

b) pour le système asservi

$\frac{N}{C(N.m)}$	470	725	1050	1330	1485	1750	2000
0,2	*	640	930	1190	1350	1620	1870
0,4	370	600	860	1110	1250	1500	1750
0,6	340	550	820	1050	1180	1410	1670
0,8	290	520	780	1000	1140	1370	1600

Fig. 5 19
 Tableau de récapitulatif de la loi de $N-f(c)$ du système non avarié

Nous obtenons les courbes de la page suivante en en prenant une valeur indépendante les courbes de N en fonction de c de ce système non avarié.

en tout cas la loi $N-f(c)$ de système non avarié

à partir de graphes nous pouvons déterminer

l'erreur statistique de régression pour nos évaluations

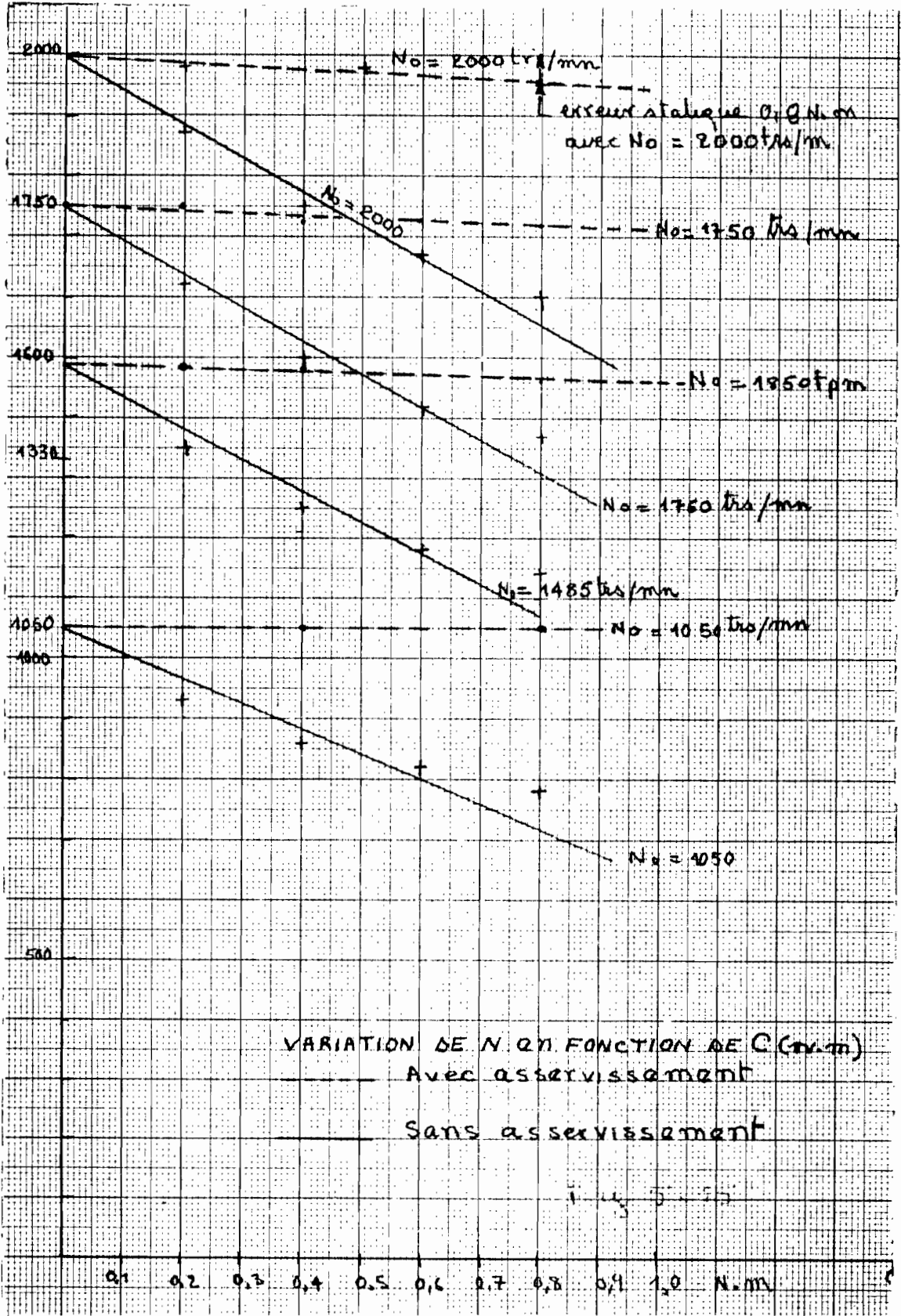
l'erreur statistique dans les résultats les plus sévères

C'est évident que N étant pratiquement proportionnel à c , on pourra établir un pourcentage de la vitesse affectée, la valeur de l'erreur statistique de vitesse.

Idéalement, on peut dire que on a l'ensemble des

Éléments pour le système non avarié - ainsi que

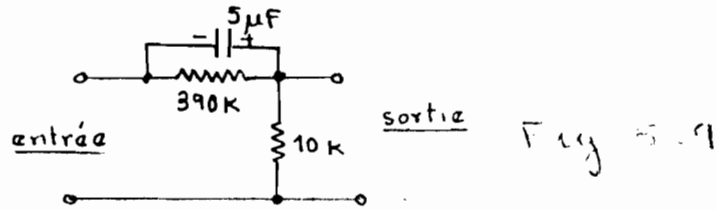
le pourcentage par rapport à N affecté.



on prend les valeurs normalisées

$$R_1 = 390\text{K} \text{ et } R_2 = 10\text{K} \Omega \text{ et } K = 1/10$$

→ k :



Le correcteur a pour effet d'introduire une atténuation du signal. Il faut étudier son effet sur le plan de Bode - Pour cela nous tracons la courbe de Bode avec correction de phase de phase.

• Courbe de Bode avec correction

φ (deg)	180	140	120	100	80	60	40	20
ω (rad/s)	4.6	4.0	2.9	2.4	1,8	1,05	0,55	0,38
L_m (dB)	-13dB	-14	-17	-18	-22	-27	-34	-34
Φ (deg)	62°	65°	72°	67°	62°	40	25	23

Le tableau ci dessus a été déterminé à partir de la figure page (module et phase du correcteur PD) et du diagramme de Bode corrigé.

On obtient le diagramme de Bode avec correcteur voir page suivante, Figure 4.7

Il faut noter la courbe de 2 à 12dB soit 10dB

nous obtenons les valeurs numériques (à 0,8 N m) de l'erreur statique de vitesse et la comparons avec le système non asservi.

SYSTEME	ASSERVI		NON ASSERVI	
	$\Delta N = N_0 - N_{0,8}$ (trs/min)	$\frac{\Delta N}{N_0} \times 100$	Ecart = E_c $N_0 - N_{0,8}$	$\frac{E_c}{0,8} \times 100$
2000	50	2,5%	400 tr/min	20%
1750	40	2,2%	380	22%
1485	25	1,6%	345	23%
1330	15	1,2%	330	25%
1050	10	0,9%	270	26%
725	10	1,4%	205	28%

Fig. 16

Le tableau nous montre que si N_0 est la vitesse affichée, l'erreur statique sur N_0 , dans les mêmes conditions ne dépasse pas 2,5% de N_0 - Elle est en moyenne égale à 1,7% de la vitesse affichée sur toute la gamme présentée.

Pour le système non asservi on obtiendrait un écart moyen sur N_0 affiché d'environ 24% - ce qui est énorme.

5-3-2 Détermination du rebondement

à partir du graphique de la programmation à les valeurs suivantes:

- Valeur du rebondement à 2120 tr/min

$$D = \frac{21}{7} \times (2120 - 1750) = 77 \text{ tr/min}$$

- En % de $N_0 = 2120$? $D = 3,6\%$

On admet que le dépassement D peut atteindre 30%

Le système se trouve donc dans la bande passante

5-3-3 Détermination de la rapidité du système

temps de montée (graphique page suivante)

on a le temps de pic $t_p = 2 \text{ s}$

D'après le graphique à 2120 tr/min et à $N = 0,5 \text{ N}$

$$t_p = \frac{0,5}{5,0} \times 10 = 1 \text{ s}$$

$$\Rightarrow t_m = 1 \text{ s} / 2 = 0,5 \text{ s}$$

et à 1750 on a le même résultat $t_m = 0,5 \text{ s}$

Temps de réponse (à 1750 tr/min et 0,5 N)

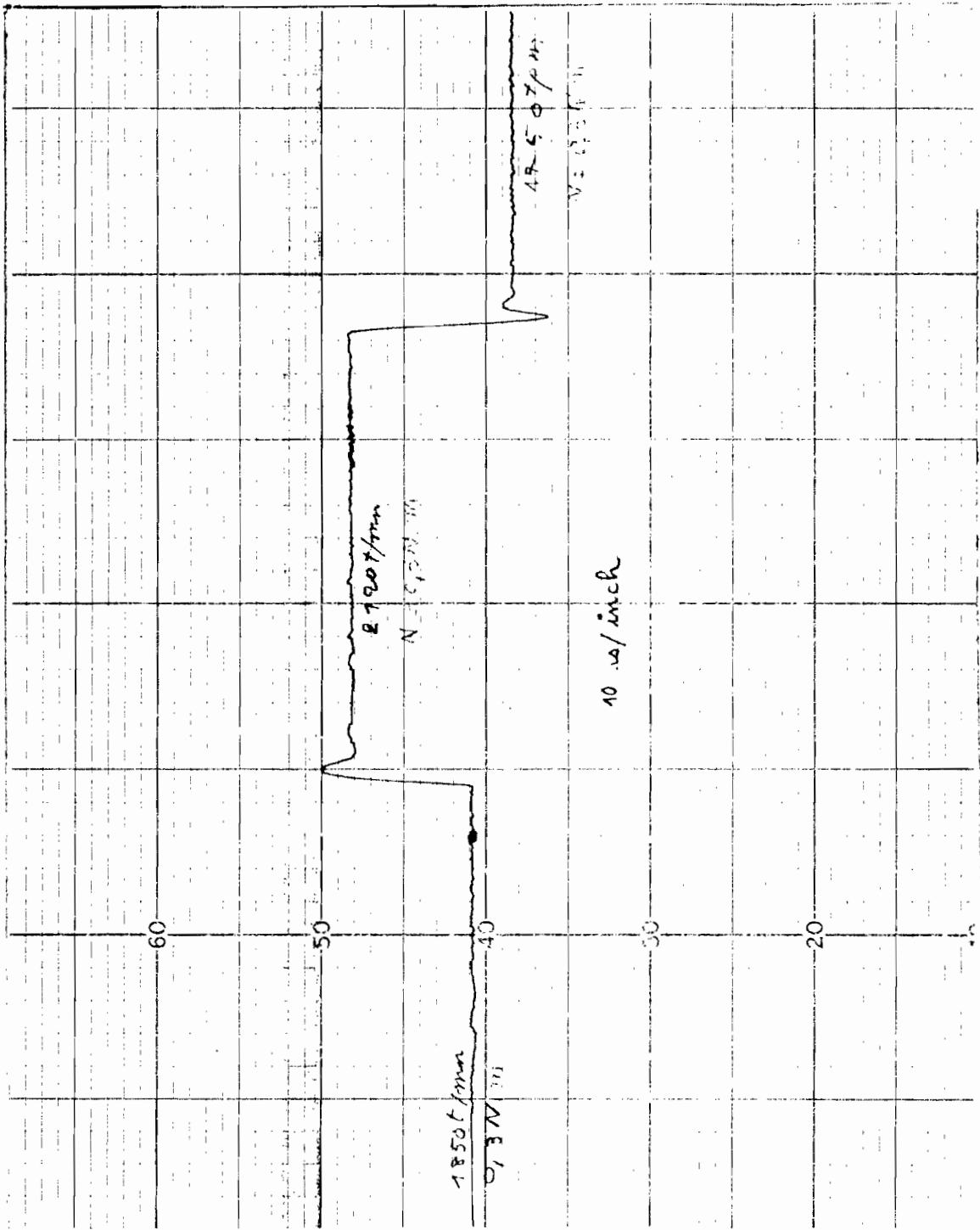
$$t_r = \frac{2,5}{5} \times 10 = 5 \text{ s}$$

à 2120 tr/min : $t_r = 6 \text{ s}$

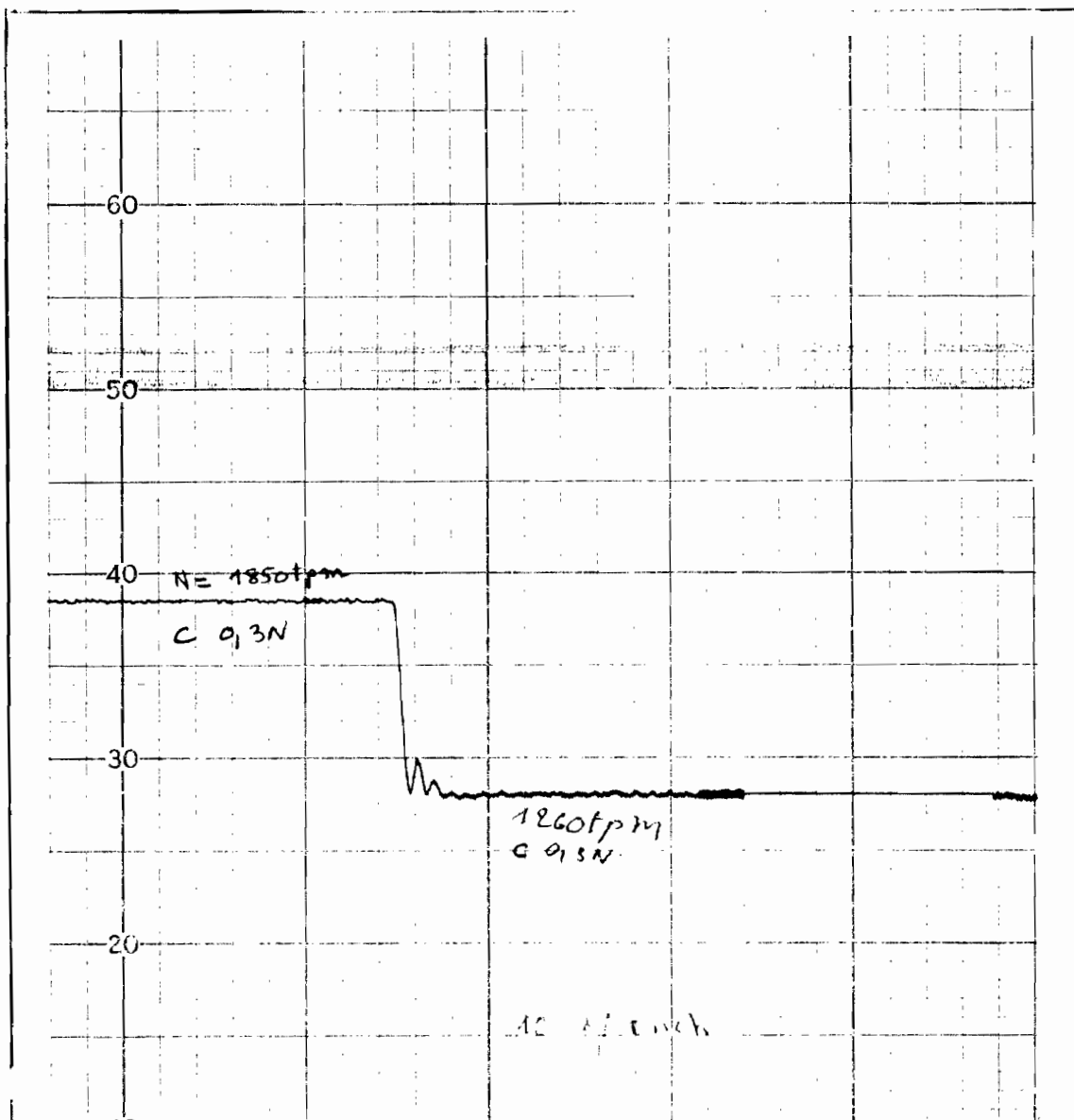
En résumé : Erreur statique de vitesse : $K_{av} = 2,5\%$ à 0

Rebondement $D = 3,6\%$

$$t_r = 1 \text{ s} \quad t_m = 0,5 \text{ s}$$



Reponse of amplifier to 2 GPM in
Figure 5-17



Reponse a l'impulsion de vitesse à 0,3 N.m

Fig 5-18

5-34 Stabilité du système

Pour les valeurs de C comprises entre 0 et $0,4 \text{ Nm}$, la stabilité du système est relativement bonne. mais au delà, pour des valeurs comprises entre $0,4$ et $1,1 \text{ Nm}$, le système est notoire pour certaines vitesses, à des oscillations qui perturbent sa stabilité.

Nous remarquons aussi qu'au delà de 200 tours/min le système est soumis à de violentes et graves amplitudes - Sa limite supérieure de vitesse est donc de 200 tours/min . Pour les mêmes raisons, on limitera la vitesse minimum à 50 tours/min .

Pour pays avancés, on revient au envisageur de v en fonction de la charge.

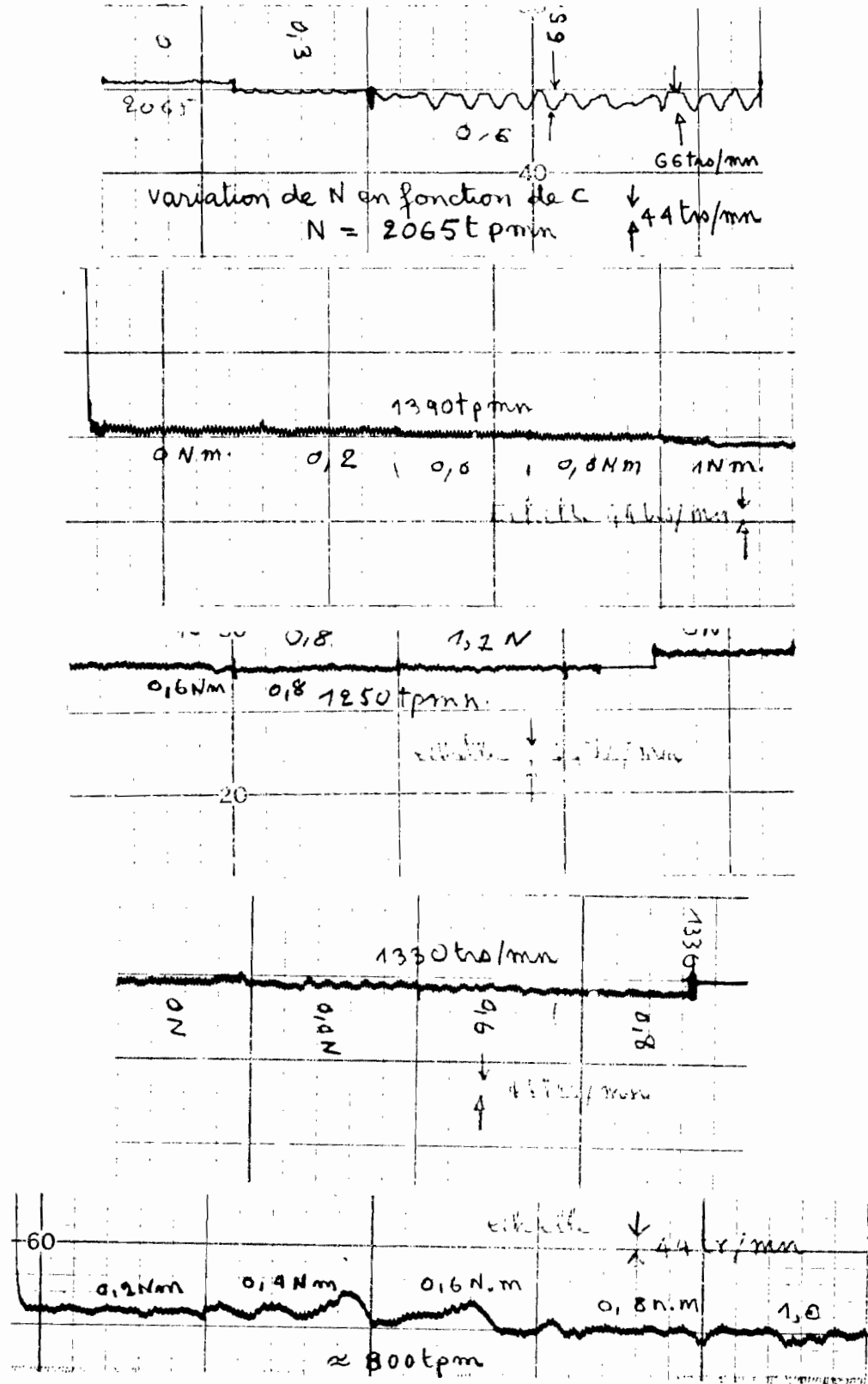


Fig 5.17 variations de N en fonction de C

VI CONCLUSIONS - DISCUSSIONS

6.1 - Conclusions

On va examiner les qualités suivantes :

- la précision du système
- la stabilité du système
- la vitesse de réponse lors des changements de régime

- L'observation des résultats du chapitre 5.3 nous montre que la vitesse est maintenue constante à 1,1% près pour des valeurs du couple comprises entre 0 et 0,8 N.m. C'est une précision relativement bonne, comparée à l'écart de 24% obtenu sans asservissement.
- Le rebondissement est très faible (à 4%) - Sa valeur acceptable peut varier de 20 à 50%.
- Le système est stable pour des vitesses comprises entre 1100 tours par min et 1750 tours par min si les valeurs de C sont comprises entre 0 et 0,7 N.m ce qui est très raisonnable. Pour les basses vitesses et les hautes vitesses (2000 tours par min et plus), pour $C > 0,7$ N.m on observe l'apparition d'oscillations, et d'amplitude plus ou moins grande.

Les oscillations dominent d'ailleurs en réglant la position des balais du moteur. Ce qui nous amène à suspecter la corrélation au circuit du moteur.

- En conclusion le compromis vitesse - précision est respecté. Le temps de réponse du système à 5% est relativement faible.

62 DISCUSSIONS

Nous ne faisons pas cet étude sans remarques que l'étude de cet aménagement a été l'occasion d'abord de certains problèmes pratiques, dont on était loin de se douter au début du projet. Les manques de données sur le moteur et sur d'autres éléments essentiels, la non disponibilité de certains éléments nous amènent à préciser ces manquages qui ne sont pas toujours les plus simples. L'interdépendance des études des différents étages du système, l'utilisation d'une dynamique doit être l'occasion de souligner l'importance de la linéarisation dans les problèmes majeurs de cet étude.

Pour une réalisation éventuelle, l'auteur recommande l'utilisation de 2 thyristors (voir schéma 4A) plutôt que

quatre théorèmes montés 2 à 2 en série
 Une dynamique de médium peut être aussi
 choisie - ce qui permettrait - peut être de
 supprimer le correcteur - (Nous sommes certains
 que la cause principale des instabilités notées
 sur le montage précédent est la tachymétrie)
 - Notons enfin qu'on peut obtenir aisément
 des amplificateurs opérationnels pour la confection
 du comparateur, du correcteur et du étage généra-
 teur d'impulsion plus ses étages de commande.

VII REFERENCES

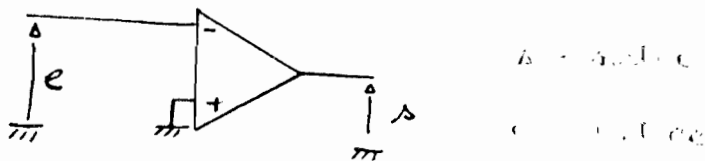
Appendice 1 Utilisation des ampli-op.

1) Skema.

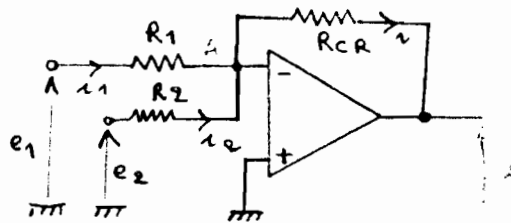
Un ampli opérationnel (ampli op) est un ampli ayant les caractéristiques principales suivantes

- gain lat. élevé, négatif ($> 10^5$)
- impédance d'entrée très élevée ($> 10^6 \Omega$)
- impédance de sortie très faible ($< 100 \Omega$)
- Bande passante à 0,1 au régime élevé
- tension de sortie nulle si la tension d'entrée = 0

Symbole



1.1 Utilisation en sommation inverse



Si l'impédance d'entrée est très élevée, on a le même courant $i = (i_1 + i_2)$

La tension de sortie est donc finie (le gain est très

très élevé, la tension au point A est

$A \approx$ valeur virtuelle

on a les équations

$$e_1 = R_1 i_1$$

$$e_2 = R_2 i_2$$

$$i_1 = (1 + \alpha) i_2$$

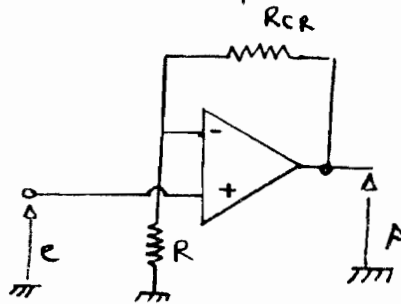
$$\Delta = -R_2 R_1 (1 + \alpha) i_2$$

En réécrivant, on obtient

$$\Delta = - \left(\frac{R_2 R_1}{R_1} e_1 + \frac{R_2 R_1}{R_2} e_2 \right)$$

On a réalisé ainsi un sommateur inverseur

1. Utilisation en ampli non inverseur



$$\Delta = RCR i_1 + e$$

$$e = R i_1 \Rightarrow i_1 = \frac{e}{R}$$

$$\Rightarrow \Delta = \frac{RCR}{R} e + e = e \left(1 + \frac{RCR}{R} \right) = \Delta$$

2. Utilisation dans la présente étude

Le coefficient inverse est utile à terme comparé au
l'ampère non inverse comparé à la tension appliquée
par le courant.

2. Bibliographie

2.1 Résumé des formules de base

Formule 3.1, 3.2 et 3.3

Formule 4.2, 4.1:

Page 74 et 75, Controlled Rectifier Manual, 1960

Formule 4.3

Électronique application n° 5 1977-1978, 6
premier trimestre, page 173

2.2 Références bibliographiques

1 Controlled Rectifier manual, Notes d'application
de General Electric par Carl S. Miller, 1960

2 Transistor manual : par R. C. Baker, General
Electric, 1964

3 Power semiconductors, Notes d'application, Texas Instru-
-ments Incorporated

- 4 - Simplification Operationnelle de Engelhardt,
édité par Eugène pourvoir. L. Induction 1975
- 5 - Simplification opérationnelle des systèmes
Ives Javelot, Dunod 1971
- 6 - Les moyens des systèmes, édité par
par H. Engelhardt, J. G. et J. G. et al.
Dunod 1975
- 7 - Essai de calcul des aménagements
mêmes auteurs, Dunod 1971
- 8 - Dynamique de l'organisation
mêmes auteurs, Dunod, 1971
- 9 - Feedback Control System Development and Synthesis
DARE et autres, Macmillan 1968
- 10 - Le théorème par
G. Meyette, PUF - 1971
- 11 - Revue
 - Éléments de l'algorithmique - 3
n° 3, 4 et 5
 - Revue - Plans n° 20 - juin 1977

2N3638 · 2N3638A

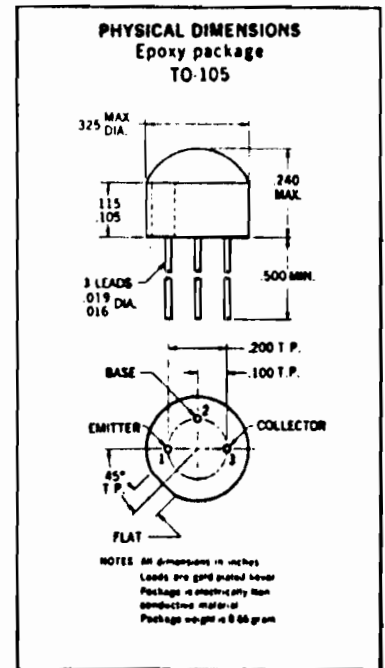
PNP HIGH CURRENT SWITCHES

DIFFUSED SILICON PLANAR* EPITAXIAL TRANSISTORS

- FAST SWITCHING -- $t_{on} = 75$ ns (max.) @ 300 mA
- $t_{off} = 170$ ns (max.) @ 300 mA
- HIGH BETA -- $\beta_{FE} 100$ (min.) @ $I_C = 50$ mA
- HIGH CURRENT -- Up to 500 mA
- LOW $V_{CE(sat)}$ -- 1.0 Volt (max.) @ 300 mA
- LOW COST IN ALL QUANTITIES

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Maximum Temperatures		-55°C to +125°C
Storage Temperature		+125°C Maximum
Operating Junction Temperature		+260°C Maximum
Lead Temperature (Soldering, 10 sec time limit)		
Maximum Power Dissipation		
Total Dissipation at 25°C Case Temperature (Notes 2 and 3)		0.7 Watt
at 25°C Free Air Temperature (Notes 2 and 3)		0.3 Watt
Maximum Voltages and Current		
V_{CBO}	Collector to Base Voltage	-25 Volts
V_{CES}	Collector to Emitter Voltage	-25 Volts
V_{CEO}	Collector to Emitter Voltage (Note 4)	-25 Volts
V_{EBO}	Emitter to Base Voltage	-4.0 Volts
I_C	Collector Current (Note 2)	500 mA



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C Free Air Temperature unless otherwise noted)

SYMBOL	CHARACTERISTIC	2N3638			2N3638A			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
β_{FE}	DC Pulse Current Gain (Note 5)				80	140			$I_C = 1.0$ mA $V_{CE} = -10$ V
β_{FE}	DC Pulse Current Gain (Note 5)	20	70		100	160			$I_C = 10$ mA $V_{CE} = -10$ V
β_{FE}	DC Pulse Current Gain (Note 5)	30	67		100	130			$I_C = 50$ mA $V_{CE} = -1.0$ V
β_{FE}	DC Pulse Current Gain (Note 5)	20	40		20	50			$I_C = 300$ mA $V_{CE} = -2.0$ V
$V_{CE(sat)}$	Pulsed Collector Saturation Voltage (Note 5)		-0.08	-0.25		-0.08	-0.25	Volt	$I_C = 50$ mA $I_B = 2.5$ mA
$V_{CE(sat)}$	Pulsed Collector Saturation Voltage (Note 5)		-0.38	-1.0		-0.38	-1.0	Volt	$I_C = 300$ mA $I_B = 30$ mA
$V_{CE(sust)}$	Collector to Emitter Sustaining Voltage (Notes 4 & 5)	-25			-25			Volts	$I_C = 10$ mA $I_B = 0$ (pulsed)
V_{CBO}	Collector to Base Breakdown Voltage	-25			-25			Volts	$I_C = 100$ μ A $I_E = 0$
V_{CES}	Collector to Emitter Breakdown Voltage	-25			-25			Volts	$I_C = 100$ μ A $V_{EB} = 0$
t_{on}	Turn On Time (Note 6)		28	75		28	75	ns	$I_C \sim 300$ mA $I_{B1} \sim 30$ mA
t_{off}	Turn Off Time (Note 6)		110	170		110	170	ns	$I_C \sim 300$ mA $I_{B1} \sim 30$ mA $I_{B2} \sim -30$ mA
β_{hfe}	High Frequency Current Gain ($f = 100$ MHz)	1.0	1.9		1.5	1.9			$I_C = 50$ mA $V_{CE} = -3.0$ V
C_{ob}	Common-Base, Open-Circuit Output Capacitance		6.0	20		6.0	10	pF	$I_E = 0$ $V_{CB} = -10$ V
C_{ib}	Common-Base, Open-Circuit Input Capacitance		18	65		18	25	pF	$I_C = 0$ $V_{EB} = -0.5$ V

*Planar is a patented Fairchild process.

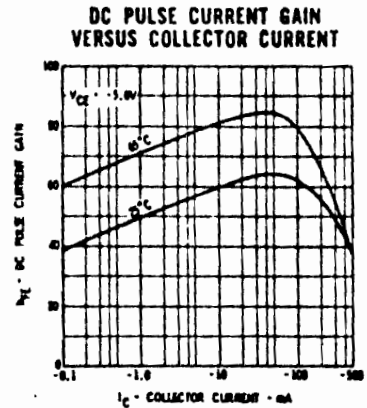
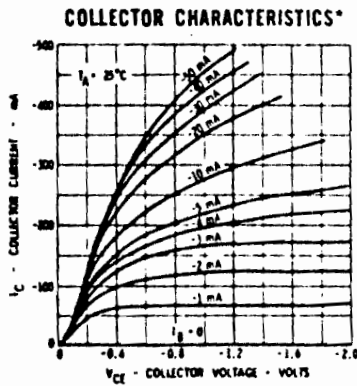
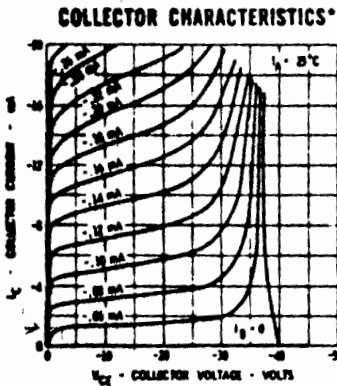
FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR
A DIVISION OF FAIRCHILD CAMERA AND INSTRUMENT CORPORATION

CHARACTERISTICS (25°C Free Air Temperature unless otherwise noted)

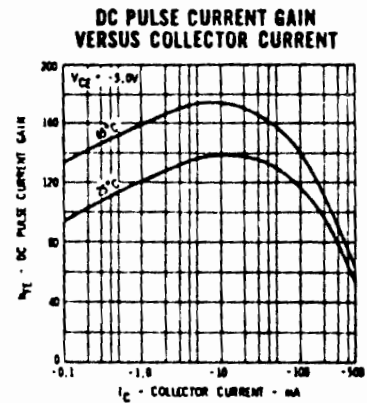
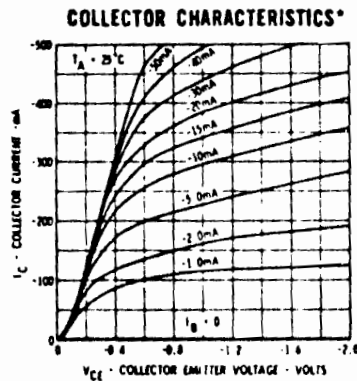
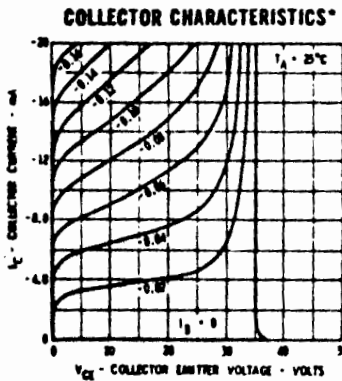
Q	CHARACTERISTIC	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage (pulsed, Note 5)		-0.9	-1.1	Volts	$I_C = 50 \text{ mA}$ $I_B = 2.5 \text{ mA}$
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage (pulsed, Note 5)	-0.8	-1.25	-2.0	Volts	$I_C = 300 \text{ mA}$ $I_B = 30 \text{ mA}$
BV_{EBO}	Emitter to Base Breakdown Voltage	-4.0			Volts	$I_E = 100 \mu\text{A}$ $I_C = 0$
I_{CS}	Collector Reverse Current		0.1	35	nA	$V_{CE} = -15 \text{ V}$ $V_{EB} = 0$
$I_{CS}(65^\circ\text{C})$	Collector Reverse Current		0.002	2.0	μA	$V_{CE} = -15 \text{ V}$ $V_{EB} = 0$

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

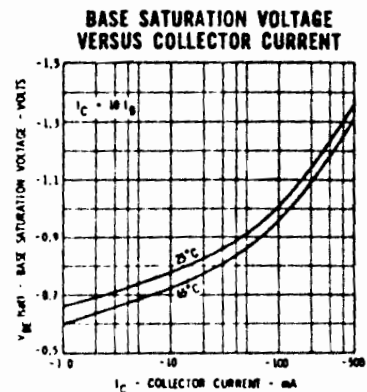
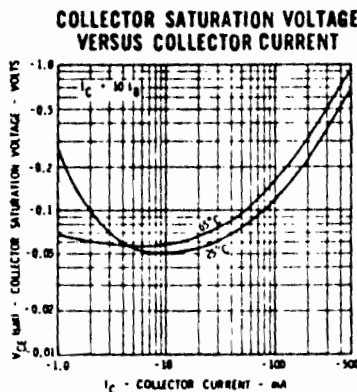
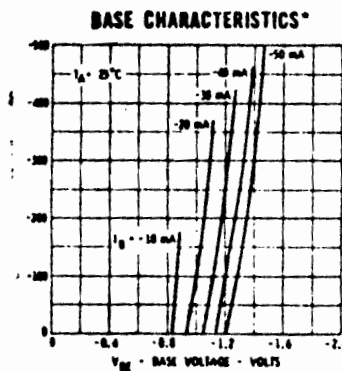
2N3638



2N3638A



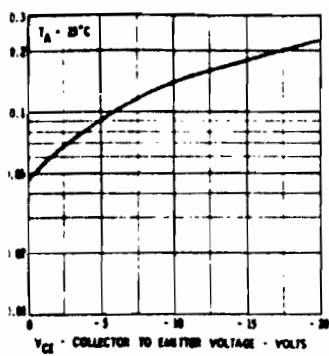
2N3638 • 2N3638A



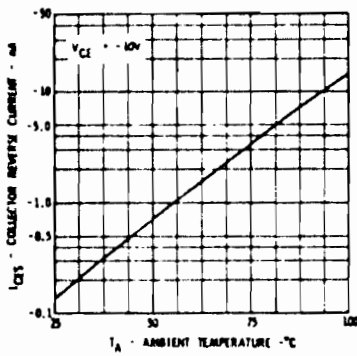
*family characteristics on Transistor Curve Tracer.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

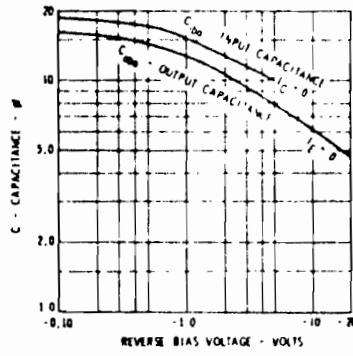
COLLECTOR REVERSE CURRENT VERSUS REVERSE BIAS VOLTAGE



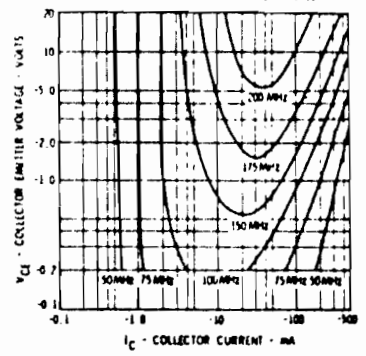
COLLECTOR-BASE DIODE REVERSE CURRENT VERSUS TEMPERATURE



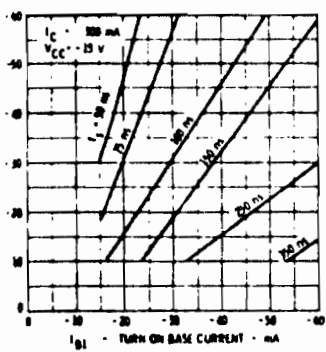
INPUT AND OUTPUT CAPACITANCE VERSUS REVERSE BIAS VOLTAGE



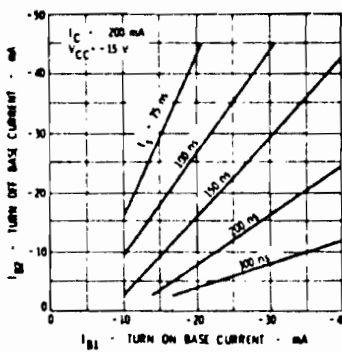
CONTOURS OF CONSTANT GAIN BANDWIDTH PRODUCT (f_t)



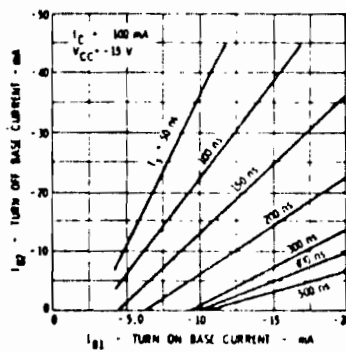
STORAGE TIME VERSUS TURN ON AND TURN OFF BASE CURRENT



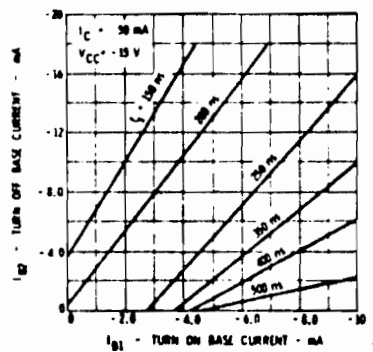
STORAGE TIME VERSUS TURN ON AND TURN OFF BASE CURRENT



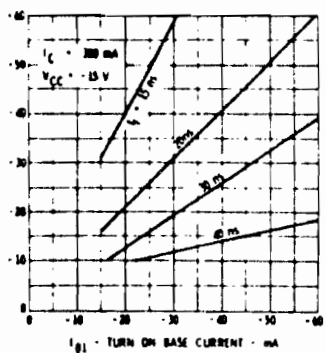
STORAGE TIME VERSUS TURN ON AND TURN OFF BASE CURRENT



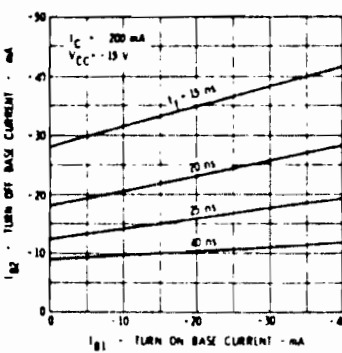
STORAGE TIME VERSUS TURN ON AND TURN OFF BASE CURRENT



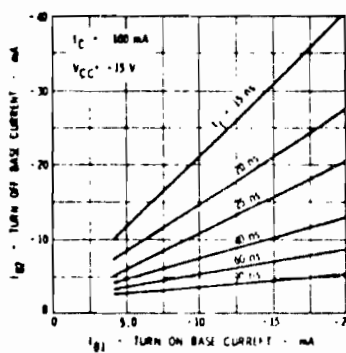
FALL TIME VERSUS TURN ON AND TURN OFF BASE CURRENTS



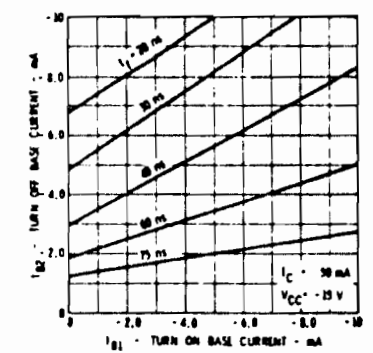
FALL TIME VERSUS TURN ON AND TURN OFF BASE CURRENTS



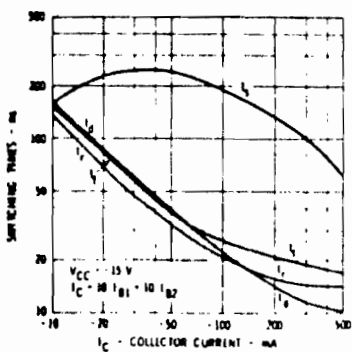
FALL TIME VERSUS TURN ON AND TURN OFF BASE CURRENTS



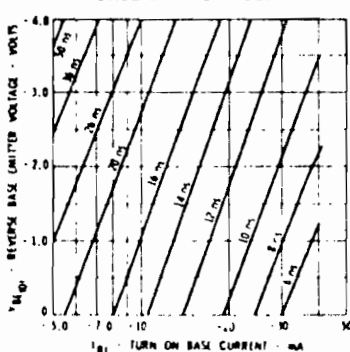
FALL TIME VERSUS TURN ON AND TURN OFF BASE CURRENTS



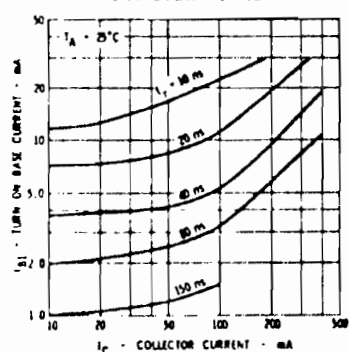
SWITCHING TIMES VERSUS COLLECTOR CURRENT



DELAY TIME VERSUS TURN ON BASE CURRENT AND REVERSE BASE EMITTER VOLTAGE

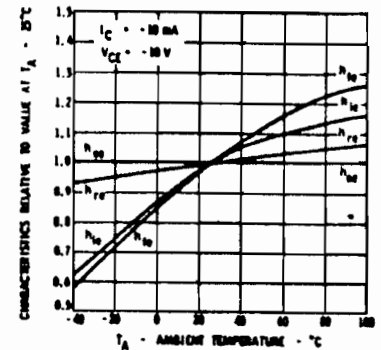
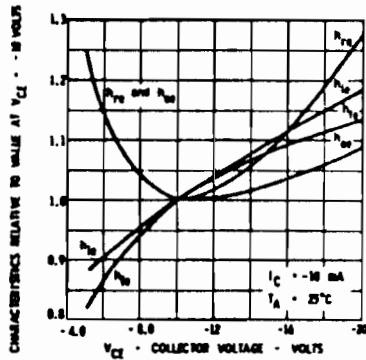
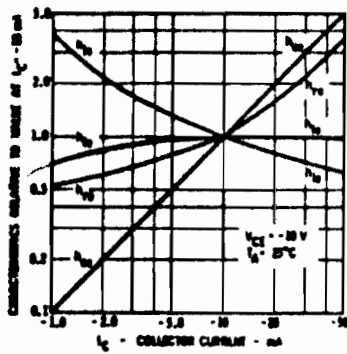


RISE TIME VERSUS TURN ON BASE CURRENT AND COLLECTOR CURRENT



4

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS



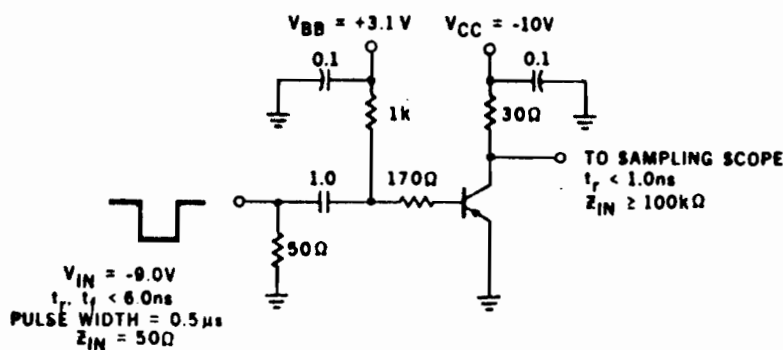
NOTES:

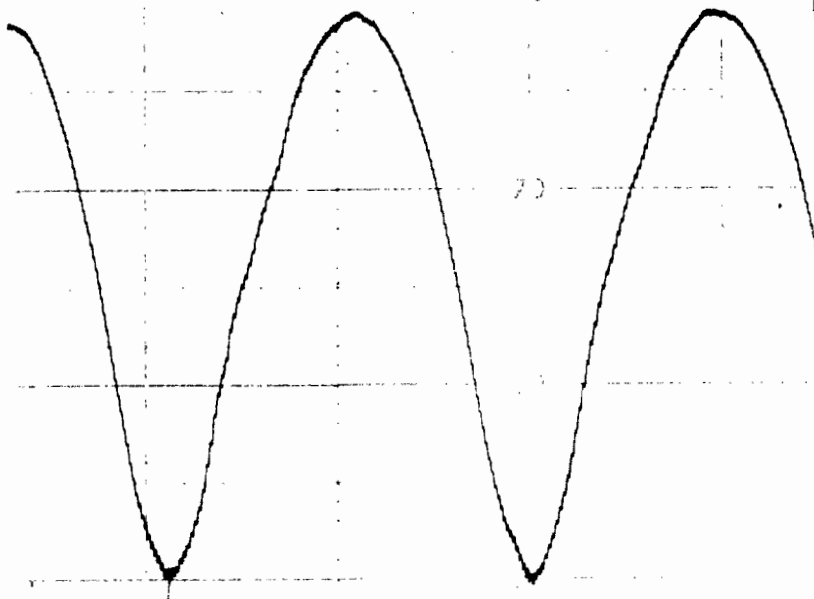
- (1) These ratings are limiting values above which the serviceability of any individual semiconductor device may be impaired.
- (2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.
- (3) These ratings give a maximum junction temperature of 125°C and junction to case thermal resistance of 14°C/Watt (derating factor of $7.0\text{mW}/^\circ\text{C}$); junction to ambient thermal resistance of 333°C/Watt (derating factor of $3.0\text{mW}/^\circ\text{C}$).
- (4) Rating refers to a high-current point where collector to emitter voltage is lowest. For more information send for Fairchild Publication APP-4/2.
- (5) Pulse conditions: length = $300 \mu\text{s}$; duty cycle = 1%.
- (6) See switching circuit for exact values of I_C , I_{B1} , and I_{B2} .

h PARAMETERS ($f = 1.0 \text{ kHz}$)

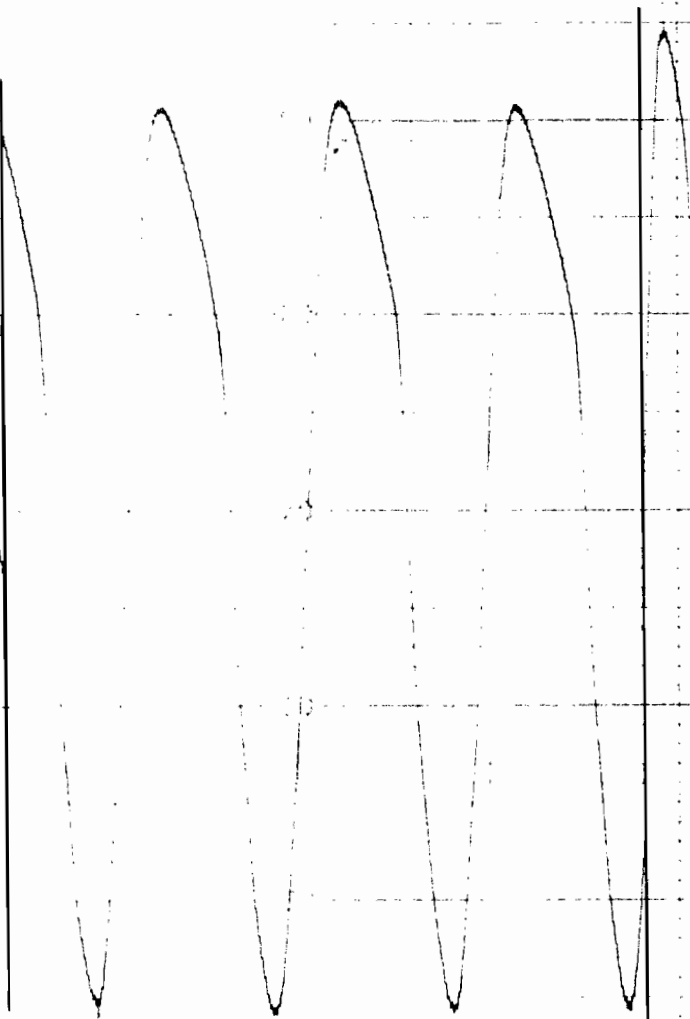
SYMBOL	CHARACTERISTIC	2N3638			2N3638A			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
h_{ie}	Input Resistance		200	2000		480	2000	ohms	$I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = -10 \text{ V}$
h_{oe}	Output Conductance		80	1200		80	1200	μmhos	$I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = -10 \text{ V}$
h_{re}	Voltage Feedback Ratio		162	2600		162	1500	$\times 10^{-4}$	$I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = -10 \text{ V}$
h_{fe}	Small Signal Current Gain	25	74		100	180			$I_C = 10 \text{ mA}$ $V_{CE} = -10 \text{ V}$

T_{0W} and T_{0N} TEST CIRCUIT

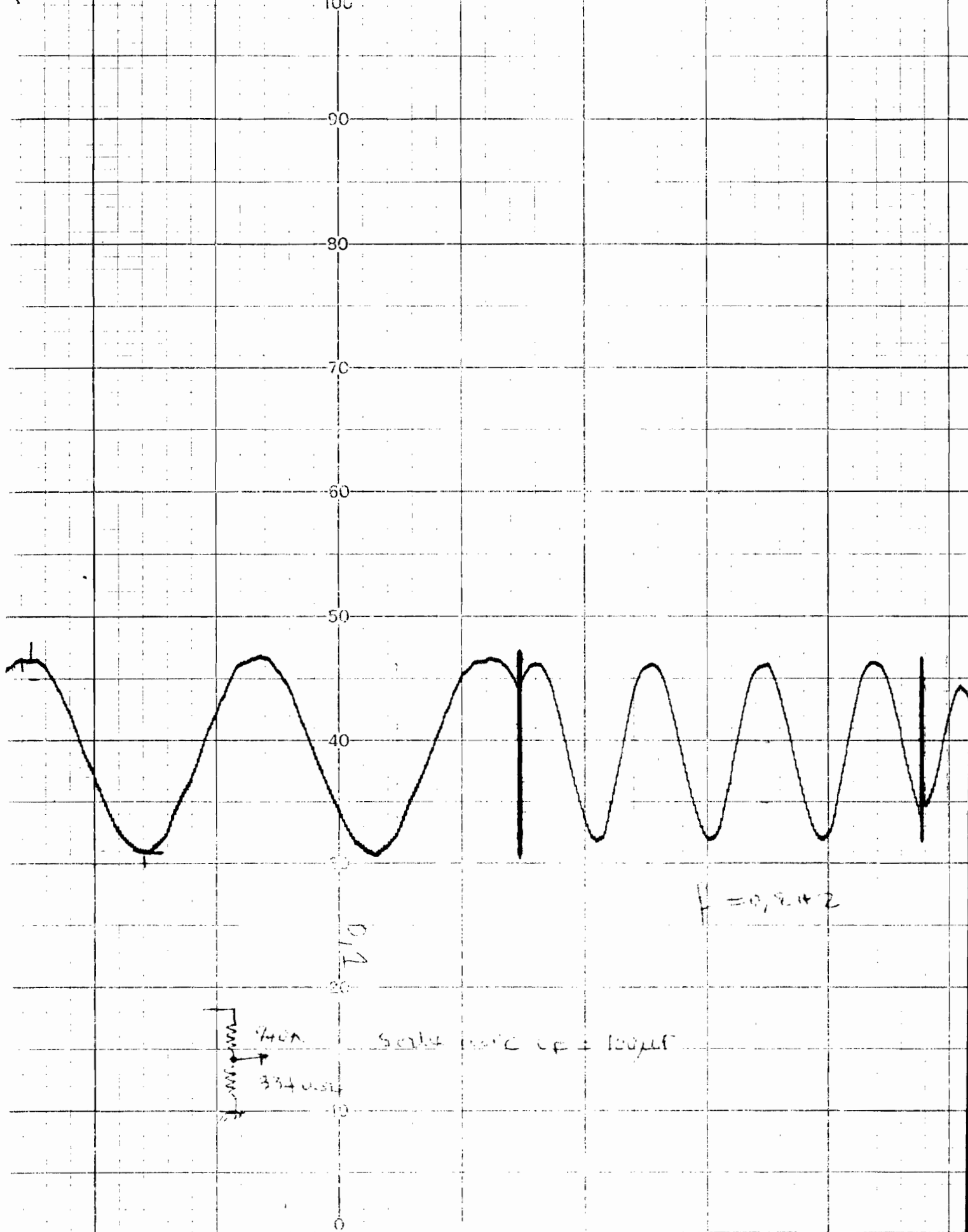


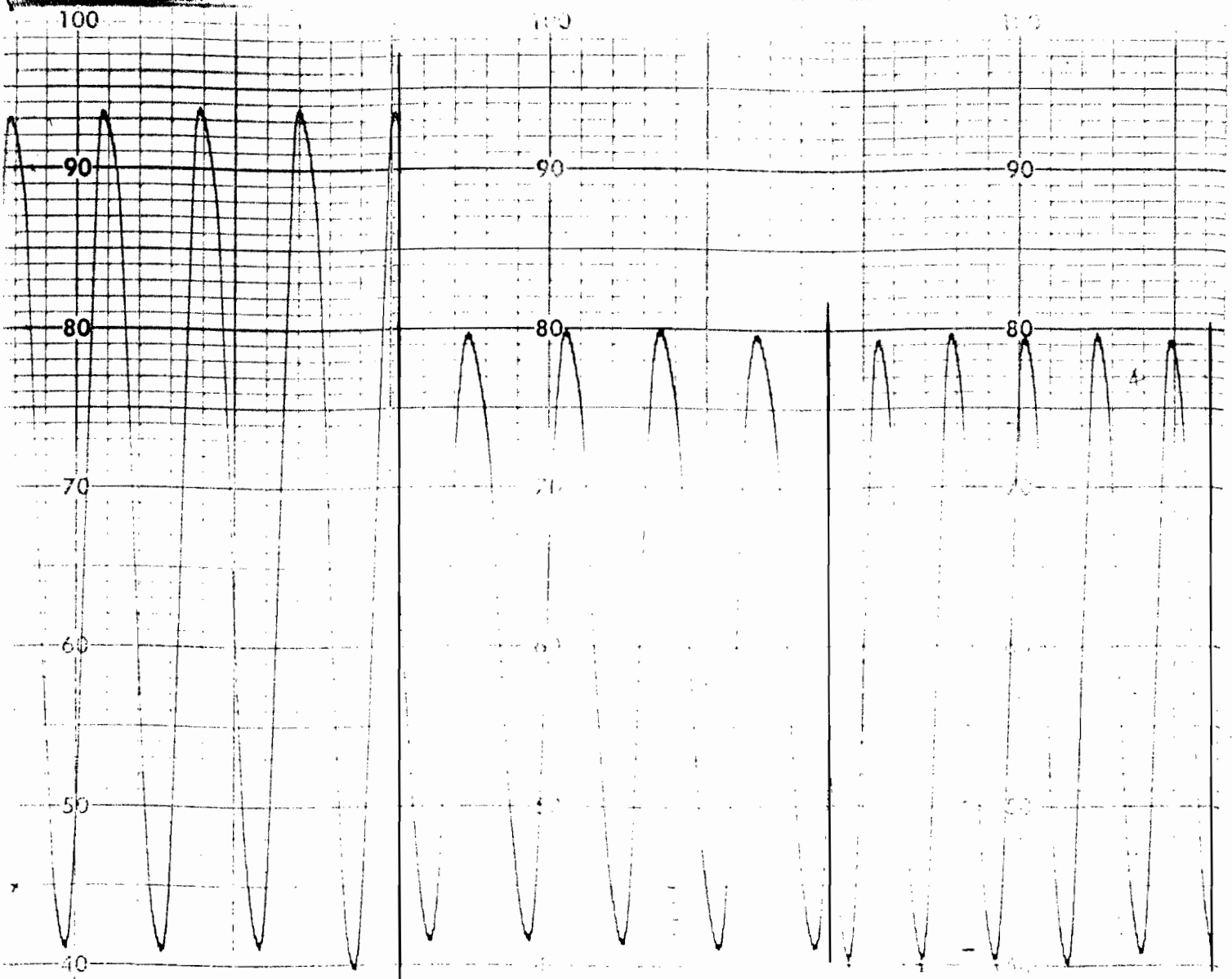


$f = 0.4$
 $T = 2.5$
 Amplitude 1.5
 Phase 0
 Equation



$f = 0.667$
 $T = 1.5$

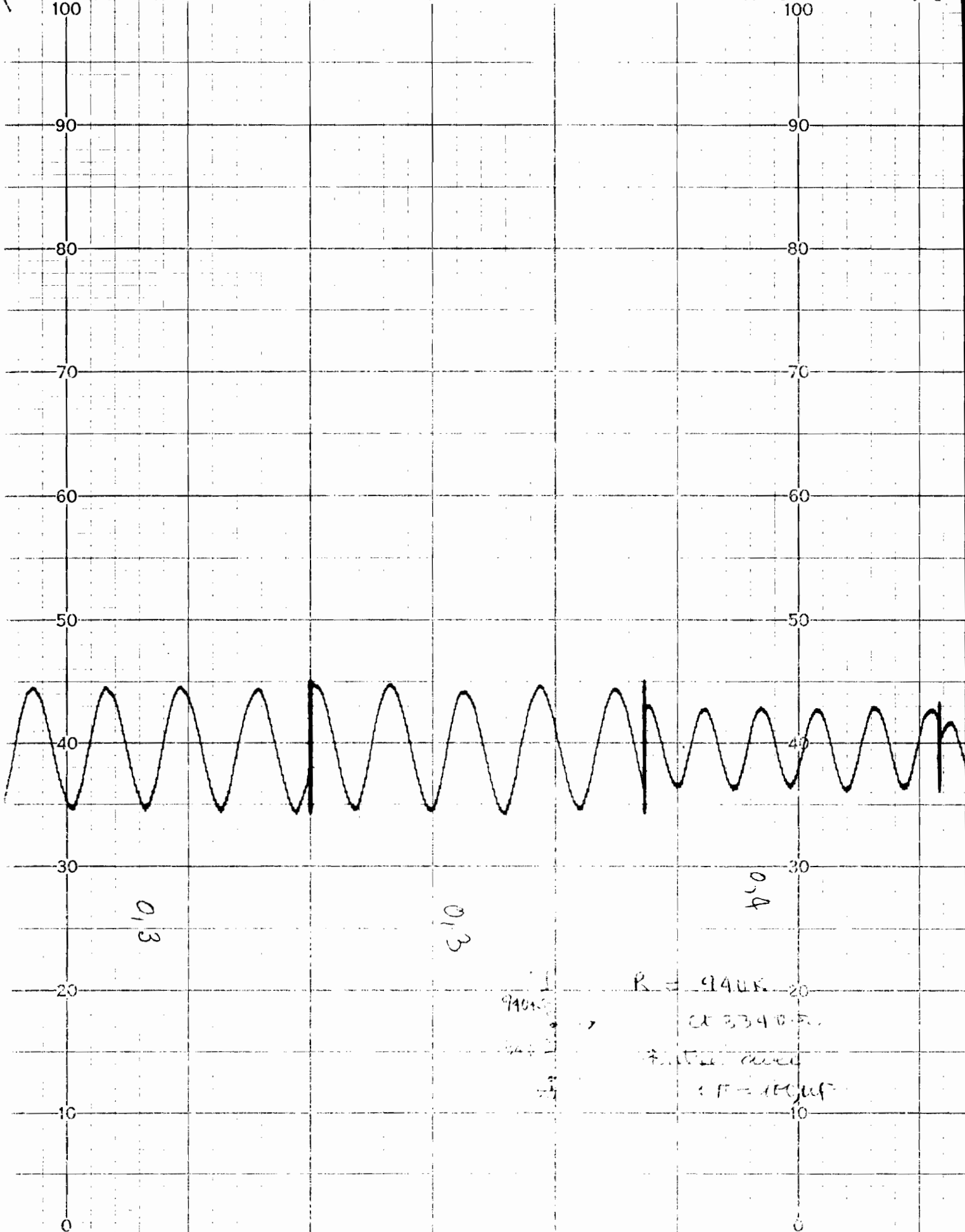


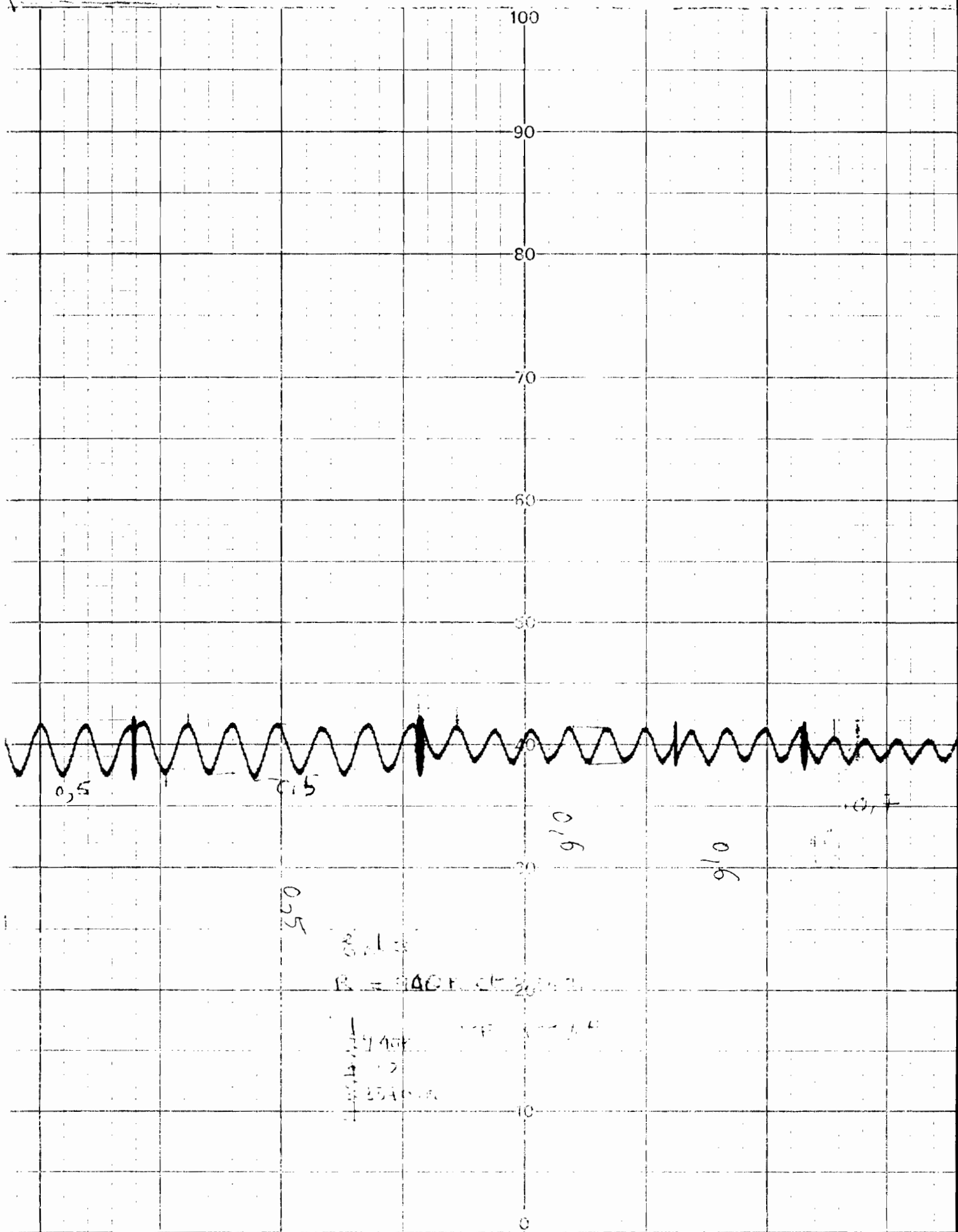


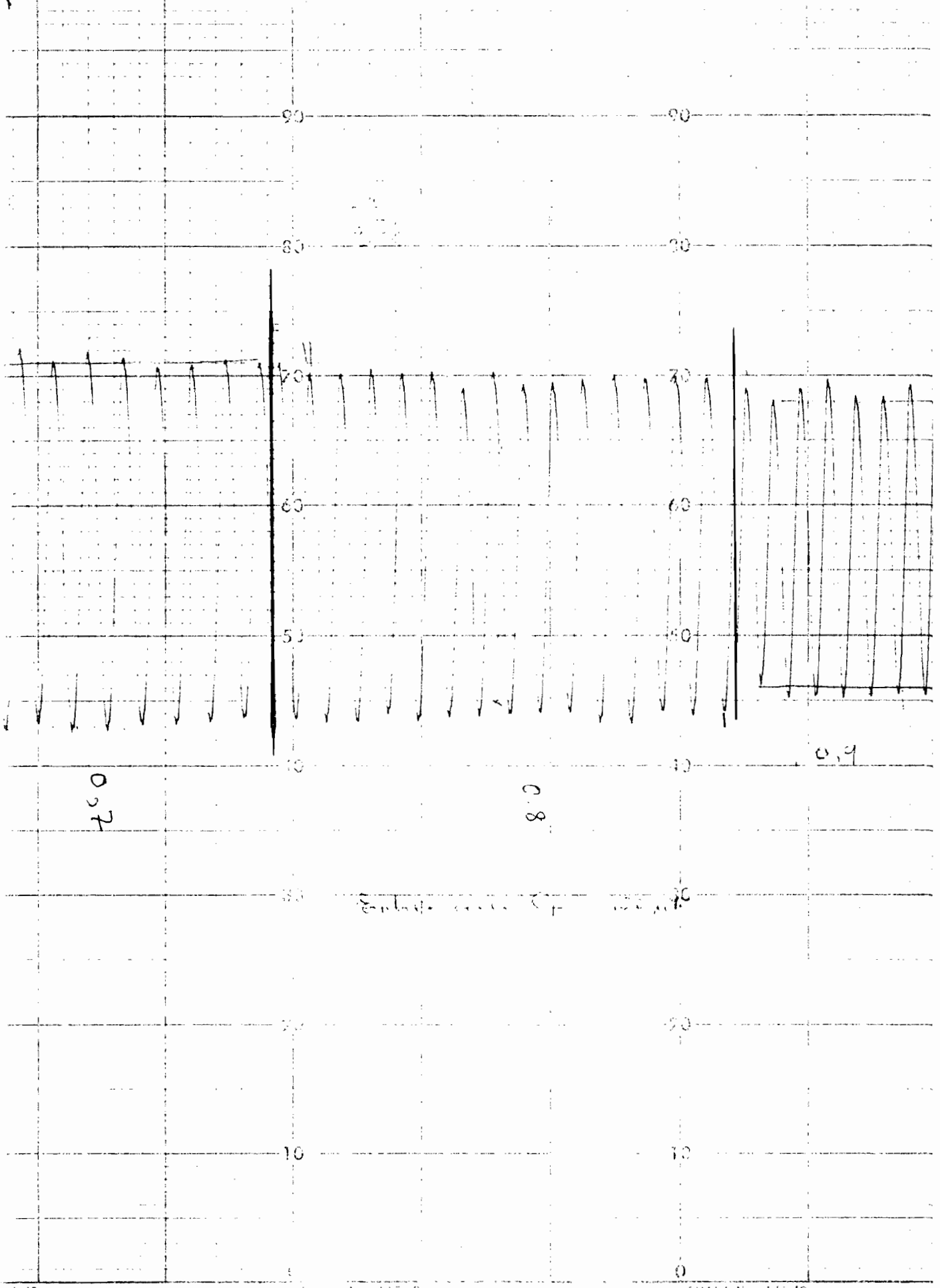
$f = 0,112$
 0,3 H
 330 Ω
 150 K

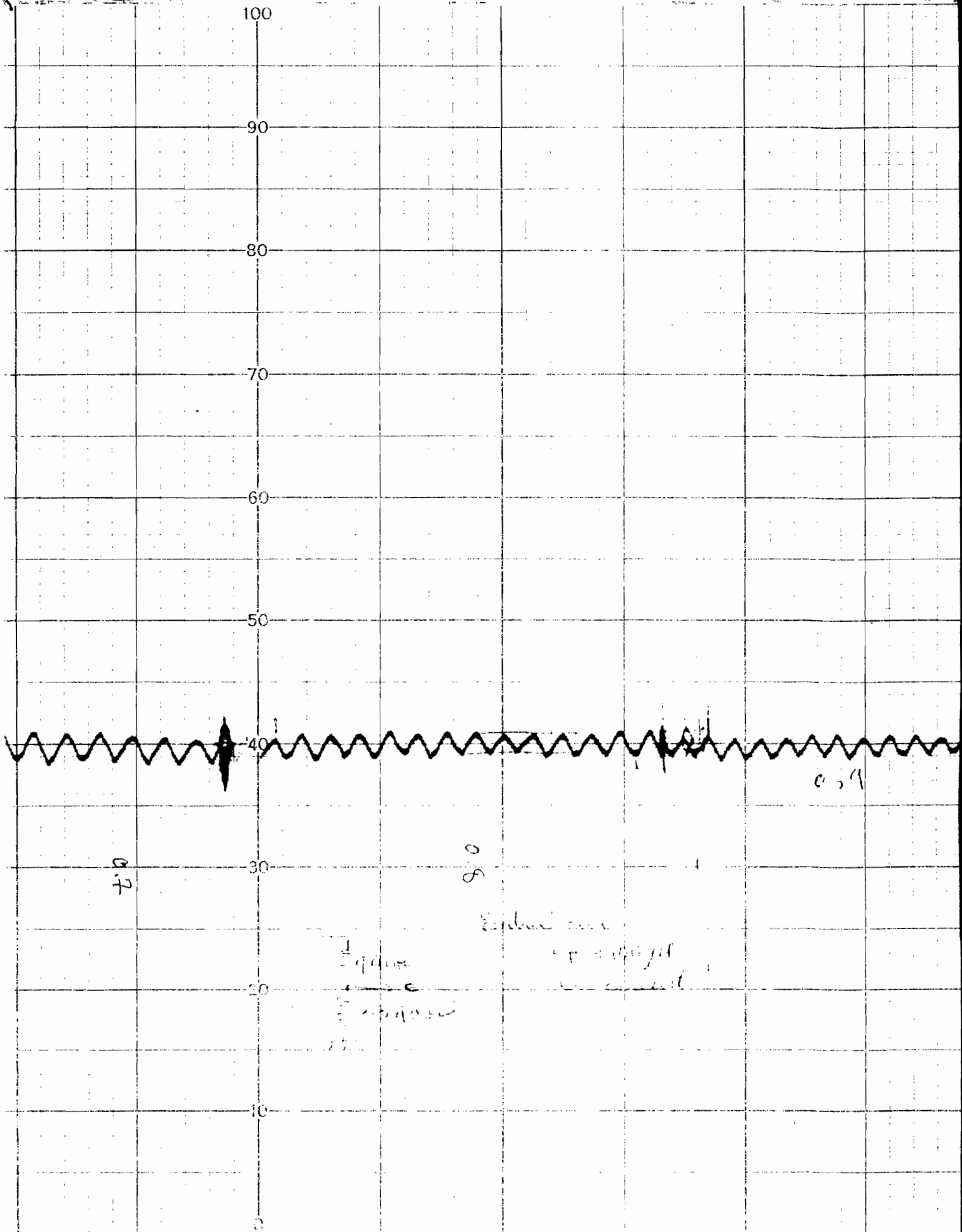
$f = 0,112$
 0,3
 220 Ω
 150 K

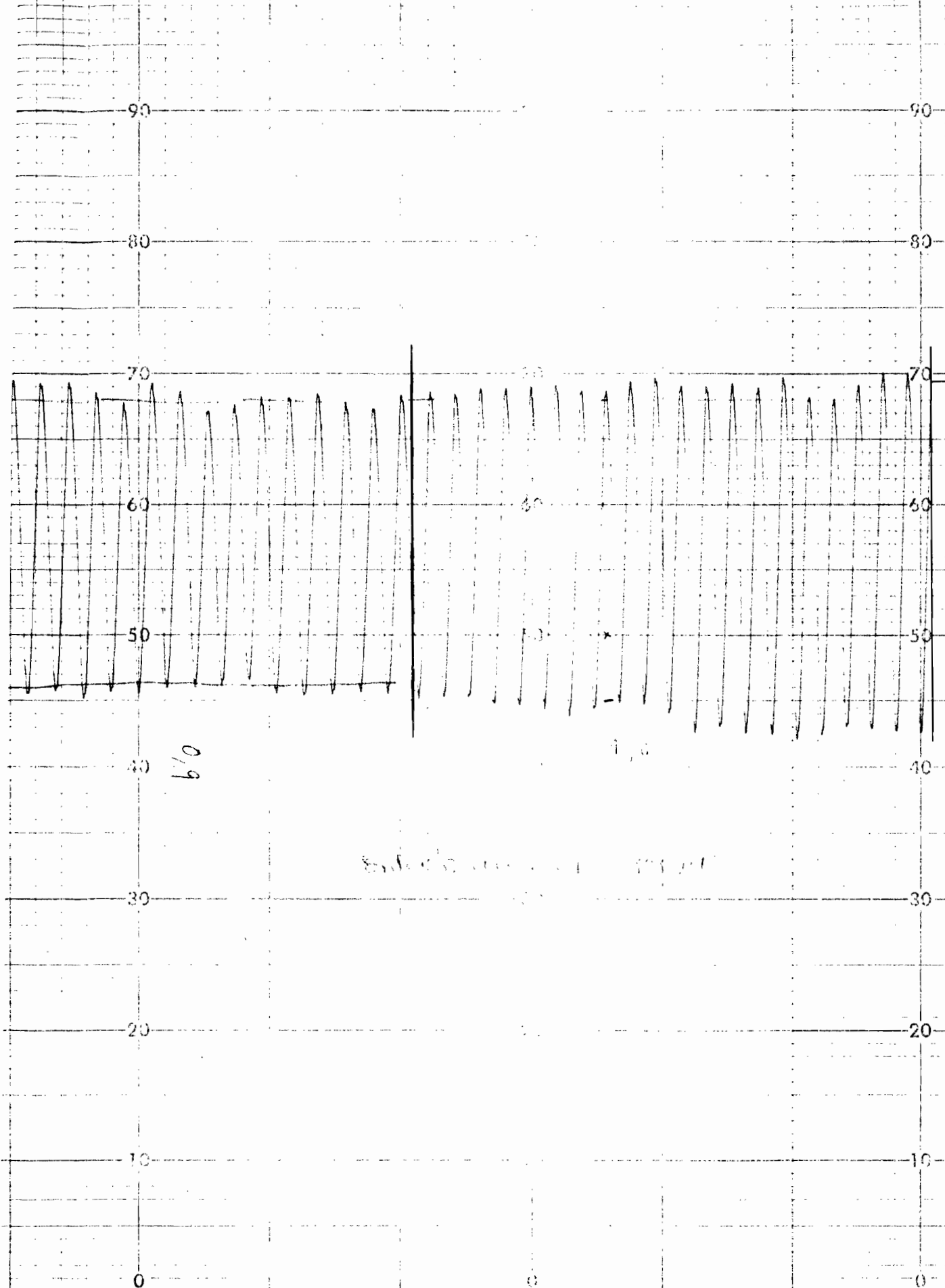
0,4
 220
 150





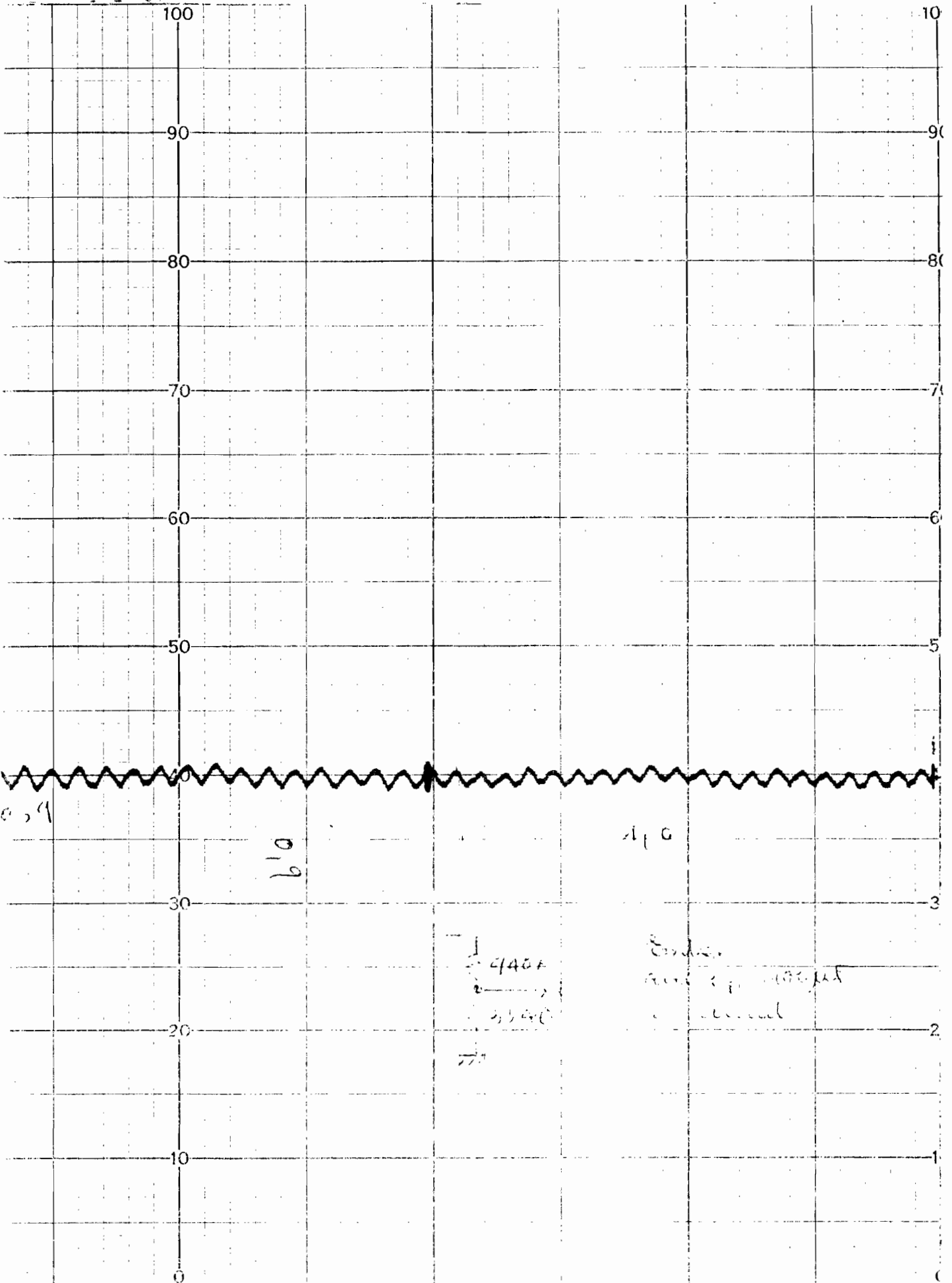






69

Subacute myocardial infarction



0.54

610

410

1-4400
2-4400
3-4400
4-4400
5-4400
6-4400
7-4400
8-4400
9-4400
10-4400
11-4400
12-4400
13-4400
14-4400
15-4400
16-4400
17-4400
18-4400
19-4400
20-4400
21-4400
22-4400
23-4400
24-4400
25-4400
26-4400
27-4400
28-4400
29-4400
30-4400
31-4400
32-4400
33-4400
34-4400
35-4400
36-4400
37-4400
38-4400
39-4400
40-4400
41-4400
42-4400
43-4400
44-4400
45-4400
46-4400
47-4400
48-4400
49-4400
50-4400
51-4400
52-4400
53-4400
54-4400
55-4400
56-4400
57-4400
58-4400
59-4400
60-4400
61-4400
62-4400
63-4400
64-4400
65-4400
66-4400
67-4400
68-4400
69-4400
70-4400
71-4400
72-4400
73-4400
74-4400
75-4400
76-4400
77-4400
78-4400
79-4400
80-4400
81-4400
82-4400
83-4400
84-4400
85-4400
86-4400
87-4400
88-4400
89-4400
90-4400
91-4400
92-4400
93-4400
94-4400
95-4400
96-4400
97-4400
98-4400
99-4400
100-4400

Index
and
annual