

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

U S T H B

30/83

lea

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية
FILIÈRE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

المكننة

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHÈQUE

REALISATION PRATIQUE

D'UN REGULATEUR DE TEMPERATURE

1983

Proposé par :

PHILLIPE SINTES

Etudié par :

HADEF El-Hadi

BOUHELIT Aissa



UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

U S T H B

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

FILIERE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

REALISATION PRATIQUE

D'UN REGULATEUR DE TEMPERATURE

Proposé par :

PHILLIPE SINTES

Etudié par :

HADEF El-Hadi

BOUHELIT Aissa

rrr
cc
r
REMERCIEMENTS.

Nous remercions vivement Monsieur P. SINTES de nous avoir proposé ce sujet et de nous avoir guidé dans notre travail.

- Nos remerciements sont également destinés aux personnes qui nous ont aidés lors de la réalisation de cet appareil .

Mrs DJAHIL Farid - FERAT Slimane.
Mr BENAFIA Boualem Responsable des laboratoires
C.F.S. SO.NA.CO.ME.
Mrs SETAIHI Saïd - CHEKHAB Ziad
Mrs HADDAD Med Cherif/ MESSAT Habib
Melle LAHOUAZI Aïcha - Secrétaire à la SO.NA.CO.ME.
Mr. NOUACER Ahmed : Chef de département Mécanique.des fluides.
Mr. TOUKAL Belkacem
Mr. ASSAS Ali

- Notre profonde gratitude va à tous ceux qui ont contribué à notre Formation.

- Nous remercions enfin tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

A. BOUCHELIT.

E. HADEF.

DEDICACES

~ A ma mère

~ A mon père

~ A mes frères et sœurs.

ROUMELIT AISSA
(El Yari)

DEDICACES

- A la mémoire de ma mère

- A mon père Ali

- A mon frère Abdelwahab.

- A ma femme Sabrina

HADEF EL-NABI

(Abdelaziz)

//

 O M M A I R E.

CHAPITRE I. :

- I.1 - Introduction. :
- I.2 - Position du problème. :
- I.3 - Généralités sur la régulation. :

CHAPITRE II. :

DIFFÉRENTS MODES DE RÉGULATION. :

- II.1.1 - Action proportionnelle. :
- II.1.2 - Action intégrale. :
- II.1.3 - Action P. D. :
- II.1.4 - Action P.I. :
- II.1.5 - Action P I D. :
- II.2 - Comparaison des différents modes de régulation. :
- II.3 - Tableau récapitulatif. :

CHAPITRE III. :

CAPTEURS DE MESURE. :

- III.0 - Capteurs de température. :
- III.1 - Les C.T.F. :
- III.2 - Les thermocouples. :
- III.3 - Réponse dynamique du thermocouple. :

CHAPITRE IV. :

RÉALISATION PRATIQUE. :

- Étude des différents éléments du régulateur. :

CHAPITRE I

- Introduction. :
- Position du Problème. :
- Généralités sur la régulation. :

IA

INTRODUCTION.

- La mesure d'une température et le maintien de celle-ci à une valeur bien déterminée, constitue un problème technique fondamental, aussi bien dans le domaine de la recherche que dans le secteur industriel.

- Un exemple. : Un bon nombre d'expériences dans le domaine biologique nécessitent le maintien, pendant de très longues périodes, de la température d'un bain, à une valeur constante ceci à une fraction de degré près.

- Un autre exemple. Nous est fourni par le développement des films - couleur, qui exige que d'importantes quantités d'air soient maintenues à une température invariable.

- Ces exemples pourraient être multipliés tant ce problème de réglage de température est fréquent.

- Isoler ne suffit pas : il faut compenser toute perte de chaleur par un apport, ^{ou} ~~ou~~ contraire refroidir pour équilibrer tout apport de chaleur.

.../...

I.2.



POSITION DU PROBLEME

Le but de notre travail est de réaliser un régulateur de température pouvant travailler sur une plage allant de la température ambiante jusqu'à 200° CELSIUS, avec une précision de 0,5 degré CELSIUS avec affichage numérique de la température du milieu auquel nous voulons maintenir sa température fixe

.../...

I.3 - RÉGULATION. :

I.3.1 - Principe de la régulation. :

Le principe de la Régulation consiste à utiliser une retroaction pour faire fonctionner un mécanisme de commande comme le schématise la figure ci-dessous :

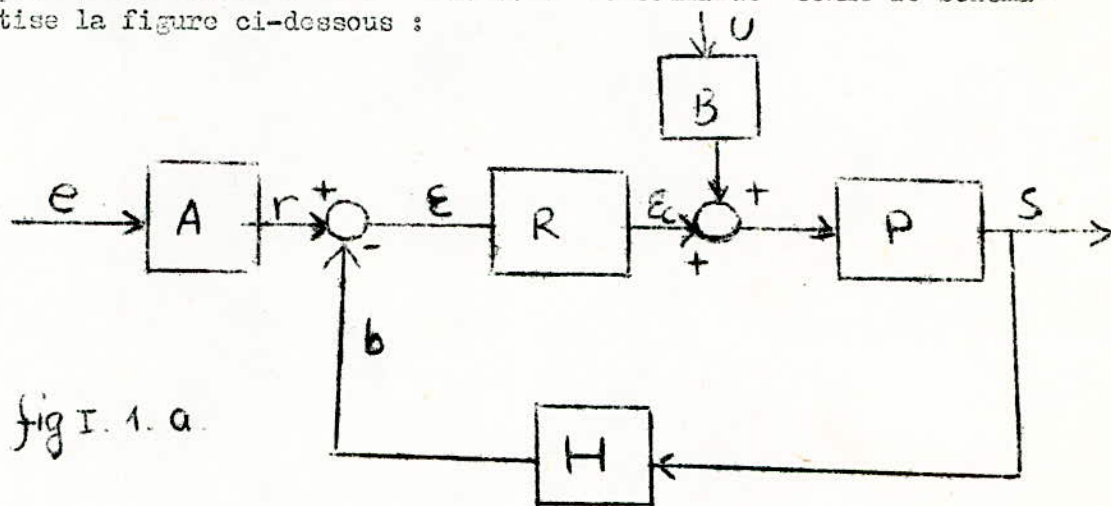


fig I. 1. a.

Schéma fonctionnel d'une régulation automatique.

- | | |
|-------------------------------------|---------------------------------------|
| e : Valeur prescrite. | A : Élément d'entrée. |
| r : Grandeur de référence. | R : Élément de régulation. |
| ε : Signal de correction. | H : Élément de réaction. |
| ε _c : Grandeur réglante. | B : Élément de charge (perturbation). |
| S : Grandeur réglée. | P : Processus (Élément du système). |
| b : Grandeur de réaction. | |
| u : Grandeur de charge. | |

I.3.2 - Définition d'un système régulé. :

- Un système régulé est un système asservi travaillant à entrée de commande constante (ou variant par paliers de réglage), destiné à réaliser l'égalité de la commande et de la sortie, c'est à dire maintenir la sortie constante quelles que soient les perturbations.

I.3.3 - Caractéristiques d'un régulateur. :

- Le dispositif de réglage automatique est un système bouclé comportant une chaîne d'action et une chaîne de réaction.
- Les deux fonctions de puissance et de précision sont attribuées respectivement à la chaîne d'action et la chaîne de réaction.

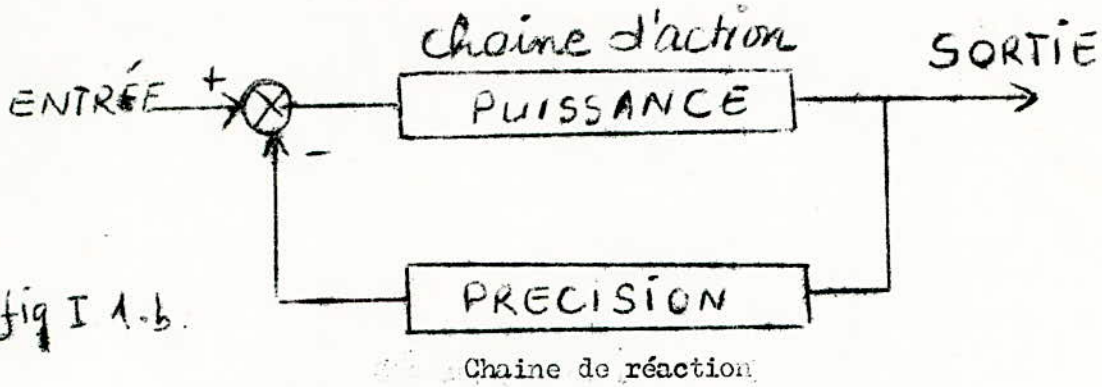


fig I 1. b.

Éléments fondamentaux des systèmes asservis.

- Les systèmes asservis de commande possèdent un certain nombre d'éléments que l'on retrouve dans tous les systèmes bouclés : ce sont les capteurs, l'actionneur et les organes de traitement de l'information.

- a) - Le capteur. : Organe de transformation d'une grandeur physique en une autre.
 Dans le cas le plus général, un système asservi comporte deux capteurs qui ont pour rôle d'élaborer à partir des grandeurs d'entrée et de sortie du système 2 grandeurs de même nature aisément comparables dont la différence constitue l'écart.
- b) - Actionneur. : c'est l'élément qui commande le système à asservir. Il travaille souvent à puissance élevée.
- c) - Organes de traitement de l'information. :

La grandeur d'entrée d'un système asservi permet de commander avec une faible énergie des procédés qui mettent en jeu des puissances élevées et il existe toujours dans ces systèmes un amplificateur de puissance.

Il faut signaler encore l'existence, dans un système asservi, d'un correcteur, dispositif généralement placé dans la chaîne directe, qui permet d'améliorer les performances du système.

3.4 - Fonctions de transfert. :

- Fonction de transfert d'un système asservi.



La relation qui lie l'entrée $e(t)$ et la sortie $s(t)$ est une équation différentielle linéaire à coefficients constants.

On peut définir une fonction de transfert $H(P)$ telle que :

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{S}{E} (p)$$

Le gain statique de cette fonction de transfert est $H(0)$ (c'est à dire $\omega = 0$)

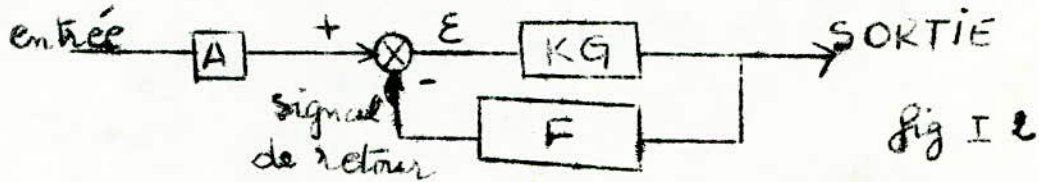
Remarque : On suppose que notre système est décrit par une équation différentielle linéaire à coefficients constants, cette hypothèse sera vérifiée à la fin de cette étude.

- Lieu de transfert. :

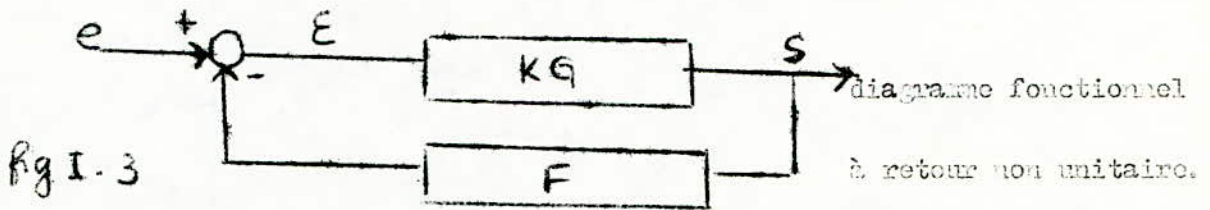
- La représentation géométrique des points d'affixe $H(j\omega)$ gradué en ω constitue le lieu de transfert.

- Diagramme fonctionnel. :

- l'étude d'un système asservi nécessite la représentation fonctionnelle (diagramme fonctionnel) du système en question.



Si la grandeur physique d'entrée ne nécessite pas une conversion en une autre grandeur, dans ce cas l'organe A est à supprimer, l'entrée ^{est} appliquée directement au détecteur d'écart.



Si en outre le signal de retour est de même nature que le signal de sortie, ce dernier est comparé directement au signal d'entrée, le système est à retour unitaire et peut-être représenté par le schéma fonctionnel suivant. :

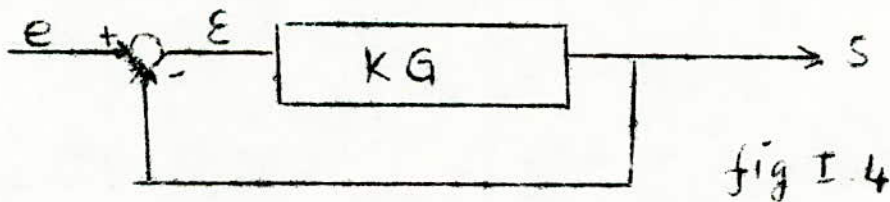


diagramme fonctionnel à retour unitaire.

Fonction de transfert du système de la figure I.3.

$$\frac{S(p)}{E(p)} = \frac{K G(p)}{1 + K G(p) F(p)}$$

Fonction de transfert du système de la figure I.4.

$$F = 1 \quad \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{K G(p)}{1 + K G(p)}$$

I.3.5 - Introduction de perturbations. :

Si $d(t)$ est une perturbation qui s'introduit dans la chaîne conformément au schéma ci-dessous

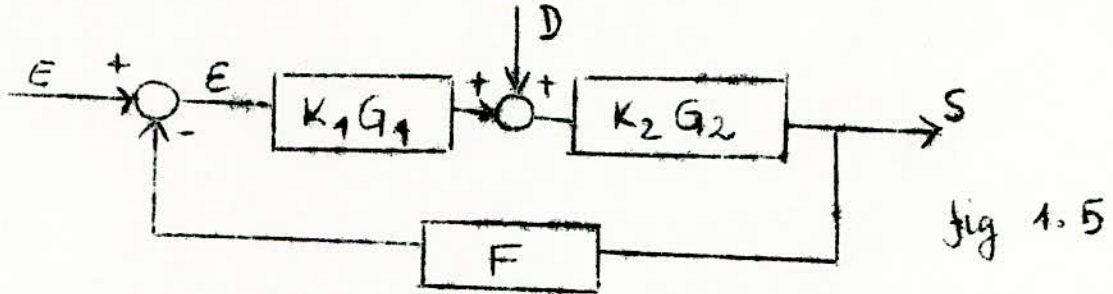


fig 1.5

$$S(p) = K_1 G_1(p) \cdot K_2 G_2(p) \cdot E(p) + K_2 G_2(p) \cdot D(p)$$

$$E(p) = E(p) - F(p) S(p)$$

On en déduit : (I)
$$S = \frac{K_1 G_1 K_2 G_2}{1 + K_1 G_1 K_2 G_2 F} E + \frac{K_2 G_2}{1 + K_1 G_1 K_2 G_2 F} D$$

de même : (II)
$$E(p) = \frac{1}{1 + K_1 G_1 K_2 G_2 F} E(p) - \frac{F K_2 G_2}{1 + K_1 G_1 K_2 G_2 F} D$$

d'après la relation (II), on voit qu'on a :

- a) - Un terme lié à la commande, c'est à dire au fonctionnement du système suiveur.
- b) - Un terme dû à la présence d'une perturbation, présent dans le fonctionnement en système régulé pur ($E = 0$) et qu'on l'écrit souvent sous la forme d'une fonction de transfert régulateur.

$$E(p) = - \frac{F K_2 G_2}{1 + K_1 G_1 K_2 G_2 F} D(p)$$

Donc un système asservi est à la fois un système suiveur et un système régulé, et que ses performances doivent être envisagées sous ce double aspect.

L'idéal serait que les deux fonctions de transfert erreur/commande (asservissement proprement dit) et erreur/perturbation soient nulles.

.../...

1.3.6 - Les différents types de régulateurs :

On distingue essentiellement deux types de régulateurs :

- Les régulateurs discontinus.
- Les régulateurs continus.

. Les régulateurs discontinus. :

Ces régulateurs agissent d'une façon intermittente c. a. d ils envoient des impulsions dès que le signal de mesure dépasse la consigne et les stoppent dans le cas contraire.

Ces régulateurs se subdivisent en trois types :

- Régulateur tout-ou-rien
 - Régulateur tout-ou-peu
 - Régulateur plus ou-moins (ou à trois positions).
- { à deux positions }

. Les régulateurs continus. :

Ces régulateurs sont caractérisés par des grandeurs d'action de nature continue.

Le réglage par action continue est seule capable de s'appliquer aux processus complexes.

Par la suite nous allons étudier les caractéristiques des régulateurs continus P, I, PD, PI, PID.

CHAPITRE II.

-- Différents modes de régulation. :

- CHAPITRE DEUX -

LES DIFFERENTS MODES DE REGULATION -

II.1--- RAPPELS . :

II.1.1 - Action proportionnelle . :

II.1.1.a - Définition . :

- On parle d'action proportionnelle lorsque le signal de commande $\epsilon_c(t)$ est proportionnel au signal d'erreur $\epsilon(t)$.

II.1.1.b - Fonction de transfert . :



Fig II.1 - schéma fonctionnel d'un régulateur proportionnel.

II.1.1.c - Réponse incielle (échelon unité).

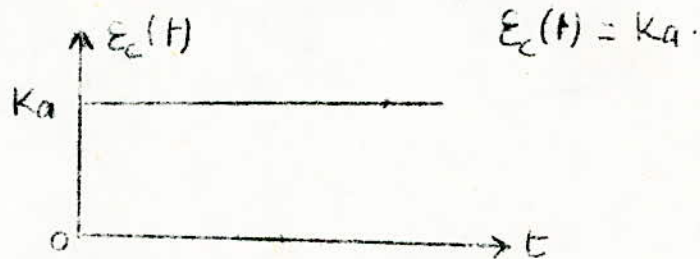
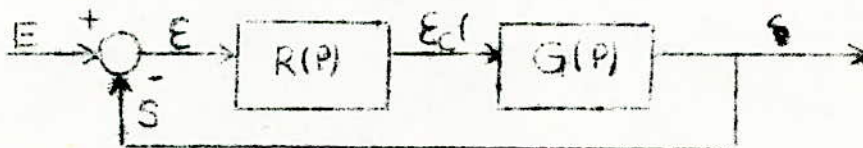


Fig II.2 - Réponse indicielle d'un régulateur proportionnel

II.1.1.d - Erreur statique . :

Soit le système asservi suivant . :



$R(P)$ est la fonction de transfert du régulateur.

$G(P)$ fonction de transfert du processus.

$$\text{soit } G(P) = \frac{B}{(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)}$$

dans notre cas $R(P) = K_a$

$$E(P) = \frac{(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)}{K_a B + (1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)} \cdot \frac{1}{P}$$

Par définition l'erreur statique est la limite de $P E(P)$ quand P tend vers zéro.

$$\lim_{P \rightarrow 0} P E(P) = \frac{1}{1 + K_a B}$$

II.1.1.c - Observation.

On voit que la diminution de l'écart permanent est obtenue en augmentant la sensibilité proportionnelle, mais on ne peut l'augmenter indéfiniment vu le dilemme stabilité précision.

II.1.2. - Action intégrale. :

1.2.a - Définition. :

- On parle d'action intégrale lorsque le signal de commande est proportionnel à l'intégrale du signal d'erreur.

1.2.b - Fonction de transfert. :

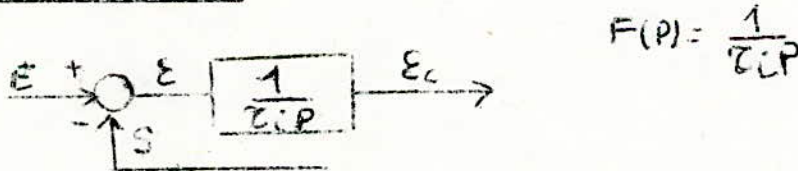


Fig. II.3 - Schéma fonctionnel d'un régulateur intégral.

1.2.c - Réponse indicielle. :

- Si le système est soumis à un échelon unitaire on a la réponse suivante. :

$$E_c(t) = \frac{1}{\tau_i} t$$

.../...

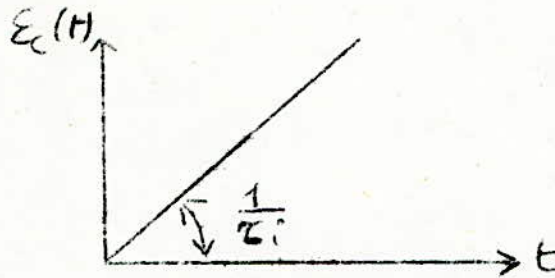


Fig 4 Réponse unitaire du régulateur I

1.2.d - Erreur statique. :

$$E(P) = \frac{(1 + T_{i1} P) (1 + T_{i2} P)}{B + T_c P (1 + T_{i1} P) (1 + T_{i2} P)}$$

$$\lim_{P \rightarrow 0} P E(P) = 0$$

1.2.c - Observation. :

d'après le résultat trouvé ci-haut, ce mode de régulation annule l'erreur statique.

II.1.3— Action proportionnelle et dérivée. :

1.3.a - Définition. :

On appelle action proportionnelle et dérivée lorsque le signal de commande $E_c(t)$ est proportionnel à la somme du signal d'erreur et sa dérivée.

1.3.b - Fonction de transfert. :

La fonction de transfert de ce régulateur est la suivante :

$$F(P) = K_a (1 + T_d P)$$

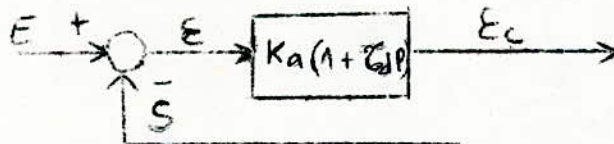


Fig II.5 Schéma fonctionnel d'un régulateur P D

1.3.c - Réponse indicielle. :

$$E_c(t) = K_a (1 + T_d \delta(t))$$

$\delta(t)$ est l'impulsion de dirac.

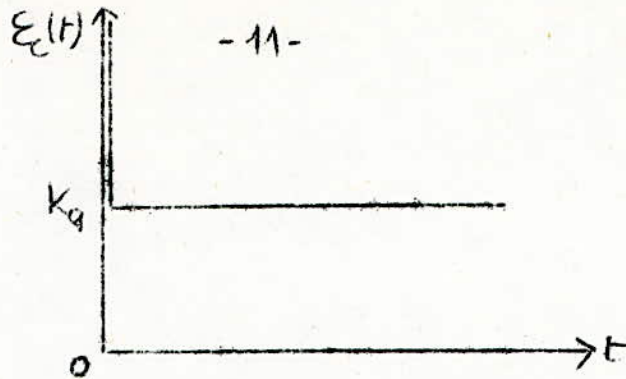


Fig II.6 réponse unitaire d'un régulateur P D

1.3.d - Erreur statique. :

$$E(P) = \frac{1}{P} \frac{(1 + z_1 P)(1 + z_2 P)}{(1 + z_3 P)(1 + z_4 P) + K_a B(1 + z_5 P)}$$

$$\lim_{P \rightarrow 0} P E(P) = \frac{1}{1 + K_a B}$$

1.3.e - Observation. :

On remarque qu'il y a un écart permanent.

III.4 - Action proportionnelle et intégrale. :

1.4.a - Définition. :

On parle d'action proportionnelle et par intégration lorsque le signal de commande $E_c(t)$ est proportionnel à la somme du signal d'erreur et son intégrale. :

1.4.b - Fonction de transfert. :

La fonction de ce régulateur est la suivante. :

$$P(P) = K_a \left(1 + \frac{1}{T_i P} \right)$$

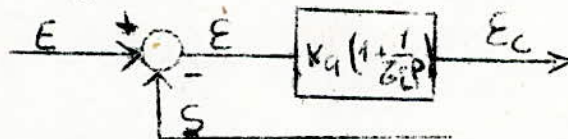


Fig II.6 - Schéma fonctionnel d'un régulateur. P I

1.4.c - Réponse indicielle. :

$$E_c(t) = K_a \left(1 + \frac{t}{T_i} \right)$$

Le graphe de cette fonction est le suivant

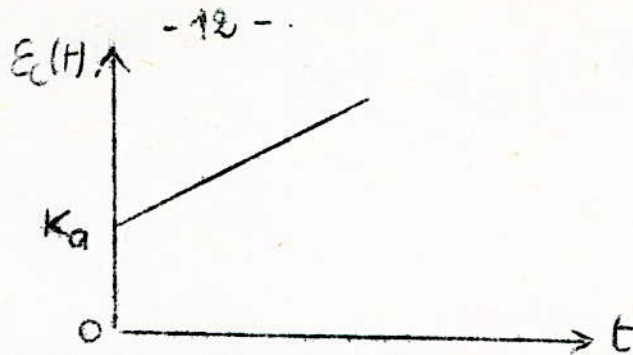


Fig II.7 réponse indicielle d'un PI

1.4.d - Erreur statique. :

$$E(P) = \frac{(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P)}{P(\tau_i(1 + \tau_1 P)(1 + \tau_2 P) + K_a B(1 + \tau_i P))}$$

$$\lim_{P \rightarrow 0} P E(P) = 0$$

$$P \rightarrow 0$$

1.4.e - Observation. :

Ce mode de régulation annule l'erreur statique.

II.1.5 - Action proportionnelle intégrale et dérivée. :

1.5.a - Définition. :

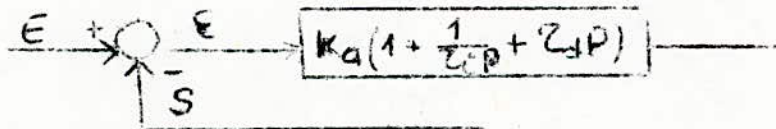
On parle d'action proportionnelle intégrale et dérivée lorsque le signal de commande $E_c(t)$ est proportionnel à la somme du signal d'erreur $E(t)$, sa dérivée et son intégrale.

1.5.b - Fonction de transfert. :

$$F(P) = K_a \left(1 + \frac{1}{\tau_i P} + \tau_d P \right)$$

OU bien :

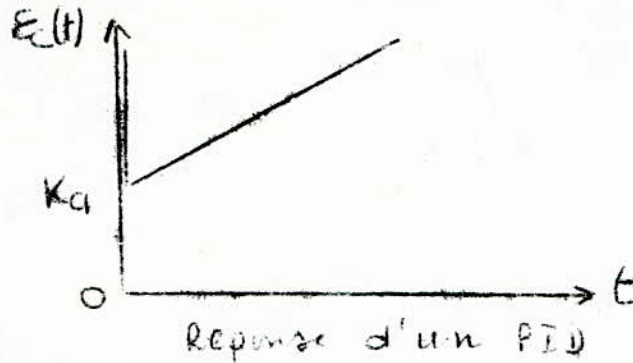
$$F(P) = K_a \left(\frac{\tau_i P + 1 + \tau_i \tau_d P^2}{\tau_i P} \right)$$



1.5.c - Réponse indicielle. :

$$E_c(t) = K_a \left(\frac{t}{\tau_i} + 1 + \tau_d \delta(t) \right)$$

.../...



1.5.d - Erreur statique. :

$$\varepsilon(P) = \frac{K_a (1 + z_1 P) (1 + z_2 P)}{(1 + z_1 P)(1 + z_2 P) K_a P + K_a B (z_1 P + z_2 z_d P^2 + 1)}$$

$$\lim_{P \rightarrow 0} P \varepsilon(P) = 0$$

$$P \rightarrow 0$$

1.5.e - Observation. :

d'après le résultat trouvé ci-haut, l'erreur statique est nulle.

Remarque. :

Pour la démonstration des formules utilisées dans ce chapitre et pour plus de précision voir :

- Régulation automatique industrielle "D.P ECKMAN" de la page 64 à la page 79.

et le projet de fin d'étude : régulation analogique dans l'industrie simulation d'un cas pratique " B.DERKAOUI et A.MADANI"

II/2 - COMPARAISON DES DIFFERENTS MODES DE REGULATION. :

- La régulation P.D. donne le dépassement le plus petit et le temps de réponse le plus court mais par contre une erreur de position excessive.

- La régulation PI donne un temps de réponse assez grand, mais ne produit aucune erreur de position.

- La régulation P donne une erreur de position plus grande que celle donnée par la régulation P.D. (due au manque de l'action stabilisatrice de D)

La régulation PID donne un dépassement assez petit (due à l'action du dérivateur), l'erreur de position est éliminée due à l'action de l'intégration, le temps de réponse s'établit entre celui d'un régulateur PI et d'un régulateur P.D.

- Dans ce qui suit nous allons donner un tableau récapitulatif de tous les modes de régulation étudiés, dans ce chapitre.

TYPE D'ACTION	ACTIONS EXACTES		ACTIONS APPROCHÉES	
	Réponses indicielles	Transmittances	Réponses indicielles	transmittances.
P		K_0		
I		$\frac{1}{\tau_i P}$		$\frac{1}{1 + \tau P}$
PI		$\frac{K_0 + K_0 \tau_i P}{\tau_i P}$		$\frac{A' + B' P}{1 + \tau P} \quad (\tau > \frac{B'}{A'})$
PD	Irréalisable.	$K_0 (1 + \tau_d P)$		$\frac{K_0 + \tau_d K_0 P}{1 + \tau P} \quad (\tau < \tau_d)$
PID	irréalisable.	$\frac{K_0 (\tau_i \tau_d P^2 + \tau_i P + 1)}{\tau_i P}$		$\frac{K_0 (\tau_i \tau_d P^2 + \tau_i P + 1)}{P (1 + \tau P)}$ $(\tau < \sqrt{\tau_i \tau_d})$
				$\frac{K_0 (\tau_i \tau_d P^2 + \tau_i P + 1)}{(1 + \tau_1 P) (1 + \tau_2 P)}$ $(\tau_1 < \sqrt{\tau_i \tau_d} < \tau_2)$

CC CHAPITRE III.

- Captours de mesure.

- Pour conduire une opération, un système de commande a besoin d'informations sur la situation actuelle du système à régler, caractérisée par des paramètres physiques, chimiques ou autres. Ces informations sont fournies par des capteurs de mesure. Comme elles sont généralement traitées par un montage électronique, le capteur est en fait un convertisseur de précision transformant la grandeur physique mesurée (température, pression,...) en une grandeur électrique corrélée (tension, fréquence, phase, ...)

- Toute opération de commande est donc basée sur une mesure, et la précision relative exigée de cette mesure peut-être élevée. Les capteurs sont donc conçus pour produire la plus grande variation possible à la sortie pour une variation donnée à l'entrée. Comme tout dispositif de mesure de qualité, ils doivent avoir un fonctionnement stable, reproductible et fiable.

.../...

- CAPTEURS DE TEMPERATURE -

- Parmi les capteurs de température qu'on rencontre souvent, on peut citer :

1 - Les CTN : (Résistances à coefficient de température négatif)

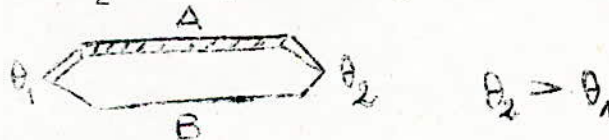
Ce sont des composants électriques dont la valeur ohmique de la résistance diminue quand la température augmente, aux températures ambiantes la variation relative de la résistance est de l'ordre de 3 % à 6 % par degré Célcius.

2 - Les thermocouples :

En plus de la thermistance (CTN) déjà citée on utilise dans notre étude comme capteur de température un thermocouple.

2.1 - Principes Généraux des thermocouples :

- Le thermocouple est une application de l'effet Seebeck. Deux conducteurs différents de matériaux homogènes A et B soudés et dont les soudures sont portées à des températures θ_1 et θ_2 sont parcourues par un courant.



Toute coupure de ce circuit fermé créera une force électromotrice (f-e-m) entre les deux extrémités de coupure, quelque soit l'endroit de la coupure.



Fig III 1



Fig III 2

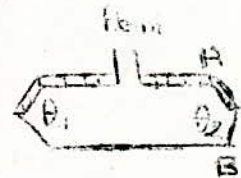


Fig III 3

.../...

Remarque :

Si on effectue la même expérience avec des matériaux parfaitement homogènes aucun courant n'apparaît dans le circuit.

Conclusion. :

L'intensité du courant circulant dans le circuit fermé dépend de :

- a) De la nature des matériaux en présence (A et B).
- b) de la différence des températures (θ_1 et θ_2)
- c) du niveau moyen des températures atteint

$$e = f(A, B, \theta_1, \theta_2).$$

En choisissant l'endroit de coupure à l'une des soudures nous obtenons un thermocouple apte à délivrer une différence de potentiel telle que

$$V = K (\theta_2 - \theta_1)$$

K : est le pouvoir thermo-électrique du couple AB, il n'est pas constant et dépend de la température.

Il est à noter qu'un troisième conducteur homogène C placé en série avec les conducteurs A et B ne modifie pas la f.e.m. Si les soudures de ce conducteur avec le circuit sont à la même température.

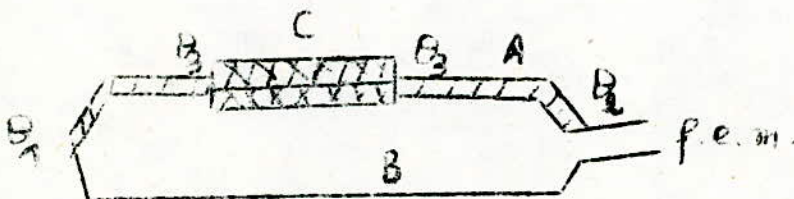
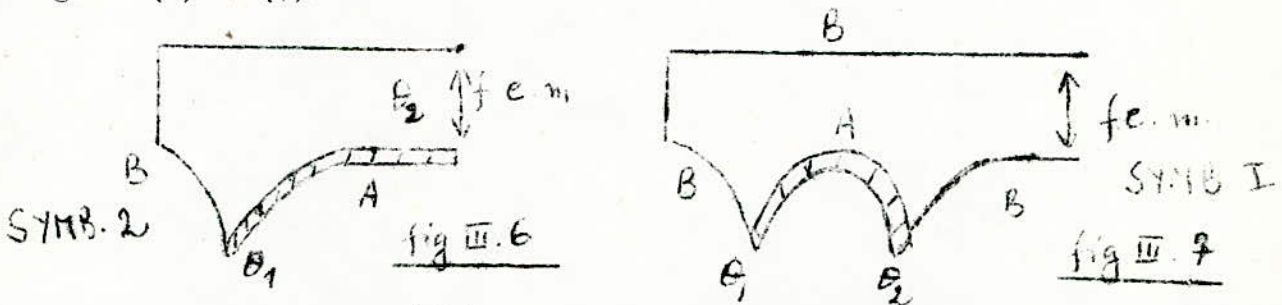


fig. III 4

Il faut aussi noter que deux conducteurs constitués d'un même matériau et soudés aux extrémités du thermo-couple ne modifie pas le f.e.m du thermocouple, si les extrémités sont deux à deux à la même température, car ils sont alors le siège d'une f.e.m qui s'opposent et par la suite leur somme est nulle.



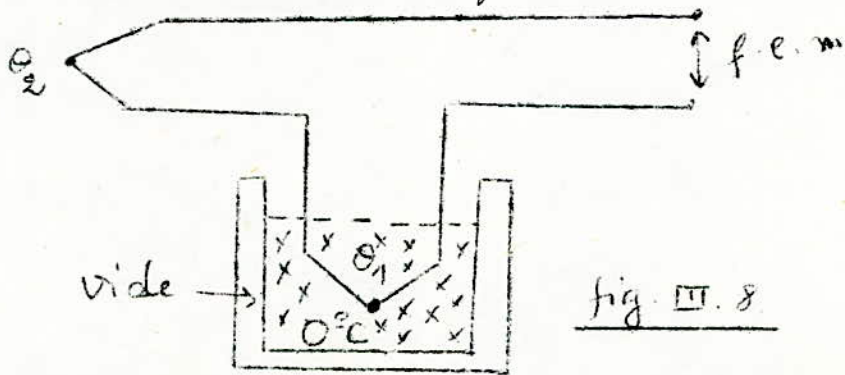
- Les figures (1) et (2) peuvent se présenter respectivement par les figures (6) et (7).



Le symbole de la figure (7) montre qu'un thermocouple comprend normalement une jonction de référence encore appelée soudure froide (même que celle-ci puisse être à plusieurs centaines de degrés), et l'autre jonction de mesure encore appelée soudure chaude.

- La mesure de la f.e.m fournit une différence de température aussi il est impératif de connaître la température de la jonction de référence.

Les tables d'étalonnage des thermocouples sont généralement établies en prenant $0^{\circ} C$ comme température de référence. Cette dernière peut-être obtenue par le vase de DEWAR, sorte de bouteille thermos avec la glace et dans laquelle est plongée la soudure froide.



Le 2^{ème} symbole prend comme température de référence, la température commune aux deux bornes où se fait la mesure. Dans ce cas une correction est nécessaire. Cette correction est facilitée par le fait que la fem entre zéro degré et θ_2 degré est : $E_{\theta_2}^{\theta_2} = E_{\theta_1}^{\theta_1} + E_{\theta_1}^{\theta_2}$

$E_{\theta_1}^{\theta_1}$ est la fem recueillie lorsque la jonction de référence est à zéro degré et la jonction de mesure est à θ_1 même définition pour $E_{\theta_1}^{\theta_2}$, la mesure donnera $E_{\theta_1}^{\theta_2}$ la lecture d'une table d'étalonnage donnera $E_{\theta_1}^{\theta_1}$ et il suffira de faire la somme algébrique de ces deux tensions.

- Dans notre cas, la compensation de la soudure froide s'effectue à l'aide d'un circuit électronique dont le rôle est d'injecter dans le circuit pyrométrique une tension égale à la fem que fournirait le thermocouple à la température de raccordement.

I.2.2

- De plus les thermocouples sont généralement loin de la chaîne de mesure. Pour ne pas prolonger les conducteurs des matériaux A et B sur des centaines de mètres ce qui serait onéreux, la tension aux bornes du thermocouple est amenée à la chaîne de mesure par deux conducteurs dont le choix des matériaux dépend des constituants du thermocouple.

Ces deux conducteurs forment ce qui est désigné par câble de compensation et qui est une application du principe des matériaux intermédiaires (Fig III.5)

Un cable de compensation ne fonctionnent que dans une certaine plage de température.

11.2.3 - Principaux couples de matériaux utilisés.

- * Chromel - Alumel jusqu'à + 800°C 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.
- * Fer - Constantan " " + 600°C 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- * Cuivre - Constantan " " + 200°C 54 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- * Platine - Platine rhodié de + 200°C à 1400°C 13 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Le couple est choisi en fonction de sa gamme de température, de sa sensibilité et dans une moindre mesure de sa linéarité. Le fer-Constantan est le plus linéaire le cuivre constantan est le moins linéaire ; cette non linéarité peut-être corrigée par un circuit électronique de caractéristique non linéaire (c'est un linéarisateur).

Dans l'expression d'un couple le premier matériau choisi est de façon à ce que la f.e.m soit positive pour :

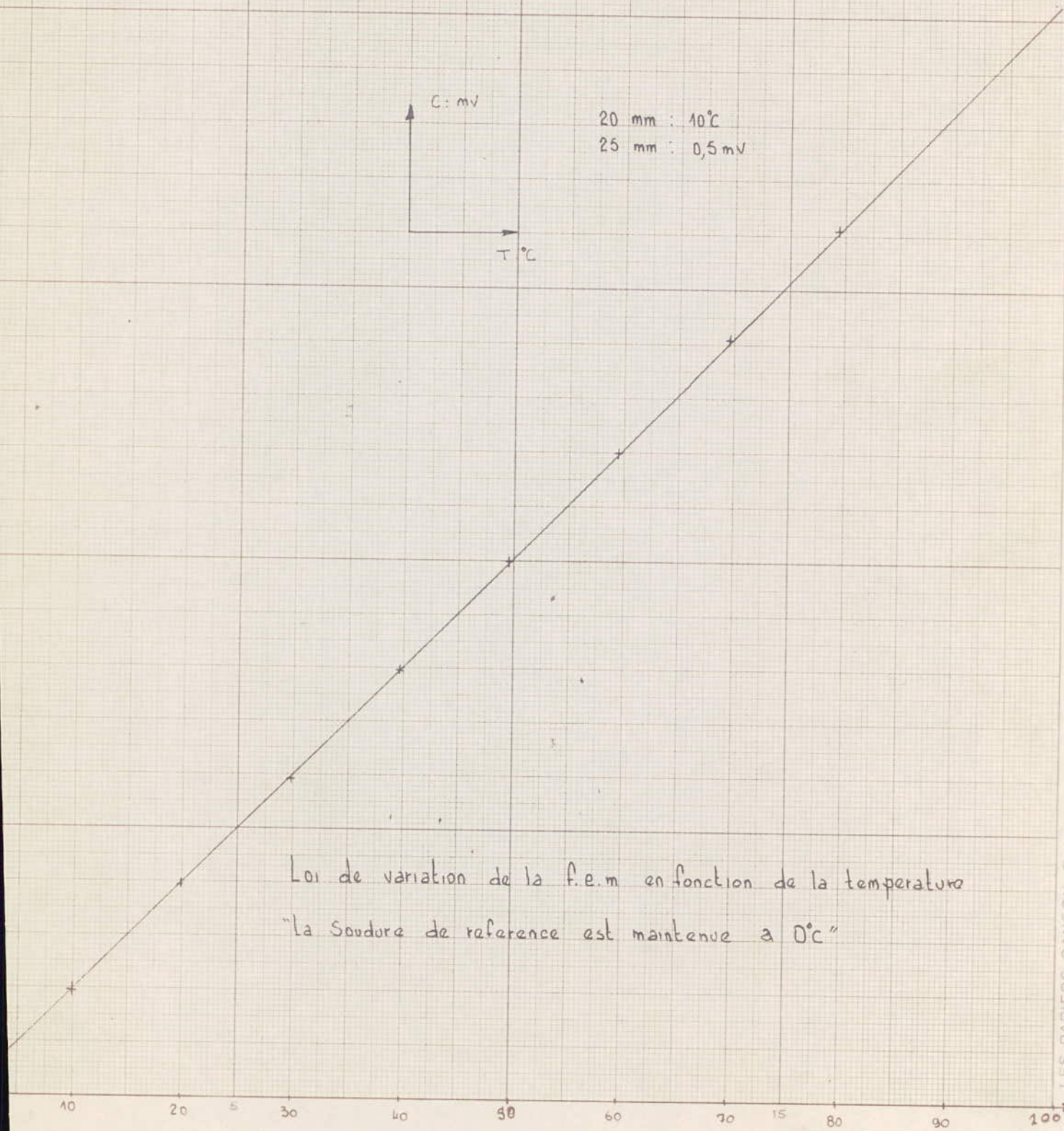
$$\theta_1 = 0^\circ\text{C} \quad \theta_2 \text{ POSITIF}$$

Thermocouple utilisé. :

Le thermocouple utilisé est un thermocouple en chromel - alumel son pouvoir électrique est 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Sa caractéristique est tracée sur la page qui suit .:

Thermocouple au chromel-alumel (K)



Loi de variation de la f.e.m en fonction de la temperature
"la soudure de reference est maintenue a 0°C"

La vitesse avec laquelle un thermocouple répond à la variation de la température de son environnement et l'équilibre de la température du thermocouple dépendent essentiellement des conditions de transfert de chaleur entre le thermocouple et le milieu dans lequel est plongé. En effet la conversion de l'énergie thermique en énergie électrique est instantanée et la réponse dynamique est pratiquement fonction de ces échanges de chaleur et de la capacité thermique de la soudure chaude.

Dans notre cas la soudure chaude est non protégée.

En négligeant les pertes, l'équation de transfert est :

$$hS[\theta_H - \theta_C] = \rho C \frac{d\theta_C}{dt}$$

H : coefficient de transfert de chaleur entre le milieu et le thermocouple.

S : Surface d'échange.

θ_H : Température du milieu

θ_C : Température de la fonction.

ρ : Masse volumique du thermocouple.

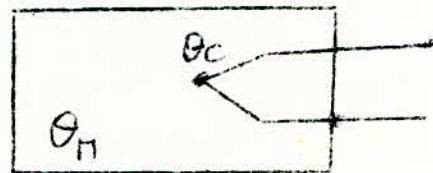
V : Volume/

C : Chaleur spécifique du thermocouple.

$$\rho C V / hS = \tau$$

$$\frac{d\theta_C}{dt} - \frac{1}{\tau} [\theta_H - \theta_C] = 0$$

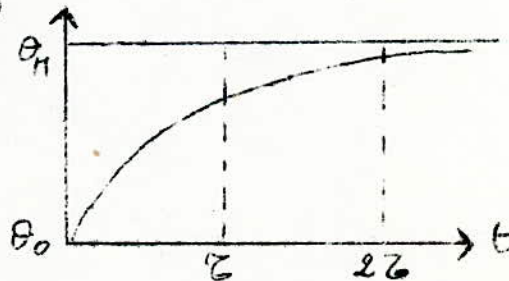
$$\frac{\theta_C}{\theta_H}(P) = \frac{1}{1 + \tau P}$$



Si l'on prend à l'instant t_0 un thermocouple à la température θ_0 et si on le plonge dans un fluide dont la température est θ_H .

La température du thermocouple atteindra, au bout d'un temps

$t = \tau$ 63,2 % de $\Delta\theta$



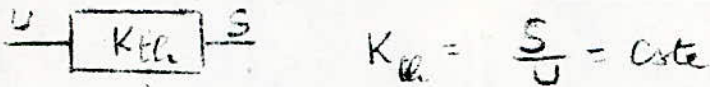
.../...

Pour accroître la rapidité de réponse, on doit réduire la constante de temps τ , ce qui ne peut être obtenu qu'en réduisant le produit ρV et de choisir C faible (matériaux).

L'accroissement de S facilite également les échanges thermiques.

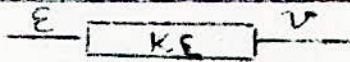
H : Varie suivant la nature et la vitesse du fluide.

Fonction de transfert de l'ampli du thermocouple.



$$K_{\theta} = \frac{S}{U} = \text{cte}$$

Fonction de transfert de l'ampli d'erreur proprement dit/



$$K_{\epsilon} = \frac{V}{E} = \text{cte}$$

Générateur de déclenchement du triac.

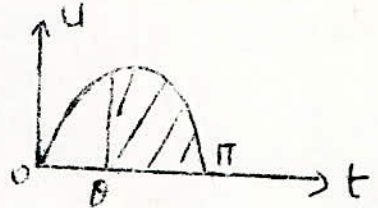
La tension moyenne fournie à la charge pendant une demi période.

$$U_{\text{moy}} = \frac{2}{T} \int_{\theta}^{\pi} V_m \sin \omega t \, dt$$

$$U_{\text{moy}} = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos \theta] \quad (2)$$

$$\theta = 0 \Rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{2V_m}{\pi}$$

$$\theta = \pi \Rightarrow U_{\text{moy}} = 0$$



Compte tenu de la relation (2) on voit apparaître une non linéarité.

Car l'énergie fournie à la charge est proportionnelle à θ

$$P_{\text{moy}} = K_{\theta} \theta$$

On peut contourner cette difficulté, car l'énergie fournie à la charge est proportionnelle à l'erreur

$$\text{d'où : } P_{\text{moy}} = K_{\epsilon} E$$

.../...

CHAPITRE IV.

- Réalisation pratique. :

REALISATION PRATIQUE :

Dans ce chapitre nous allons étudier tous les éléments de notre montage.

IV.I. - L'amplificateur du thermocouple :

Cette partie se divise en deux, il y a l'amplificateur du thermocouple proprement dit et l'amplificateur de la somme de la tension délivrée par le pont et la tension délivrée par le thermocouple amplifiée.

IV.I.1 - L'amplificateur du thermocouple :

Comme on l'a déjà vu en a $E_0^{\theta_2} = E_0^{\theta_1} + E_{\theta_1}^{\theta_2}$

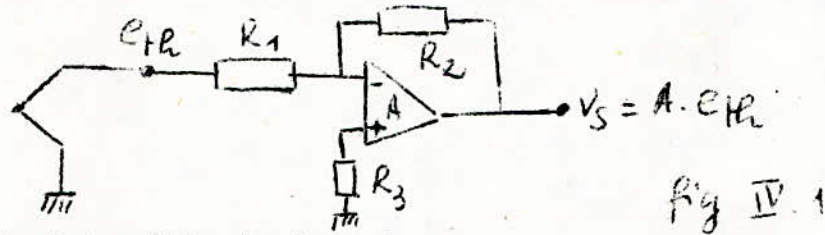
dans notre cas la température de référence est la température commune aux deux bornes où se fait la prise de la tension délivrée par le thermocouple, le gain de cet amplificateur est de 50.

Remarque :

La tension fournie par le thermocouple est $E_{\theta_1}^{\theta_2}$ ($\theta_1 = \theta$ ambiante)

$G = 50$ cette valeur du gain sera justifiée par la suite.

Le montage utilisé est le montage classique suivant :



IV.I.1.a- Calcul des éléments du montage :

On veut un gain de 50 et on sait que le gain de ce montage

$$\text{est : } \frac{V_s}{E_{\theta_1}^{\theta_2}} = - \frac{R_2}{R_1} \quad \left| - \frac{R_2}{R_1} \right| = 50$$

choisissons $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ donc $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$

R_3 est choisie de telle façon que $R_3 = R_1 // R_2$ $R_3 = 983 \Omega$

mais cette valeur n'est pas normalisée on prend $R_3 = 1 \text{ K}\Omega$

donc : $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$

$R_2 = 50 \text{ K}\Omega$

$R_3 = 1 \text{ K}\Omega$

.../...

Remarque :

En réalité R_2 n'est pas exactement $50\text{ K}\Omega$, elle est une résistance de 47 K plus un ajustable de 10 K pour ajuster finement le gain à 50 .

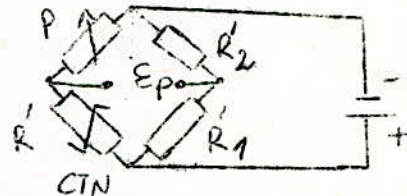
IV.I. 2. Le pont :

Comme il est indiqué ci-haut le thermocouple fournit une tension $E = K(\theta_2 - \theta_1) = E_0^2$ ou θ_1 est la température ambiante et θ_2 la température à mesurer il est visible que pour avoir la tension E_0^2 il faut ajouter algébriquement à E_0^2 une tension égale à E_0^1 .

C'est-à-dire mettre en série avec la tension E_0^2 du thermocouple une tension E_0^1 . Si on prend une petite pile de F. E. M. E_0^1 on résoud le problème, mais la température ambiante n'est pas constante, donc il faut utiliser une tension qui varie avec celle-ci, cette tension est délivrée par la tension de déséquilibre d'un pont où dans l'une de ses branches est insérée une thermistance. Ce pont est équilibré à 0°C .

Dès que la température devient différente de zéro degré il y a une tension qui apparaît.

Le montage est le suivant.



On a pris comme valeur des résistances les valeurs suivantes :

$$R_1 = R_2 = 1\text{ K}$$

P est un potentiomètre de 100Ω (pour avoir $E_p = 0\text{V}$ à 0°C)

R' qui est la CTN est égale à $7,5\Omega$ à 0°C

la formule de la tension de déséquilibre est la suivante

$$E_p = \frac{E(R_1 R_2 - P R')}{(R_1 + P)(R_1 + R_2)}$$

Comme $R_1 = R_2 = R'$

$$E_p = \frac{E R (R' - P)}{2R(R' + P)} = \frac{E R'}{2(P + R')}$$

en a $E = 15\text{V}$

IV.I. 2.1 - Tableaux de mesures et graphe :

$T_a\text{ }^\circ\text{C}$	7,5	8,6	9,1	10,2	12,2	14,6	16,5	16,9	17,1	17,7	18,5
E_p (mV)	8,7	12,3	14,4	17,2	23,6	29,6	34,6	35,7	36,1	37,4	39,2

ξ_P est la tension de déséquilibre du pont :

18,8	19,3	19,6	21	21,7	22	22,7	23,4	23,6	24	25	26
40,5	41,3	41,6	45	46,2	47	47,8	50,1	50,9	52,7	54,6	56,6

27,2	28	28,4	29,2	30,2	31,3	32	32,7	33,5	34	35,5	35,9
58	58,8	59	60	61,6	63,1	64,2	65,3	66,3	67	68,9	69,5

36,5	37,2	38,2	39	39,5	40,5	40,6
70	71	71,7	72,9	72,9	74	74,3

Le graphe est tracé sur la feuille suivante :

Remarque :

Le courant qui traverse la CTN est de 20 mA et varie très peu avec la température.

On remarque qu'entre 12°C et 32°C on a une courbe linéaire, la température ambiante varie en générale autour de 20°C donc on est sur la partie linéaire de la courbe

La pente de cette courbe est : $\frac{58 - 35,7}{28 - 16,9} = 2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

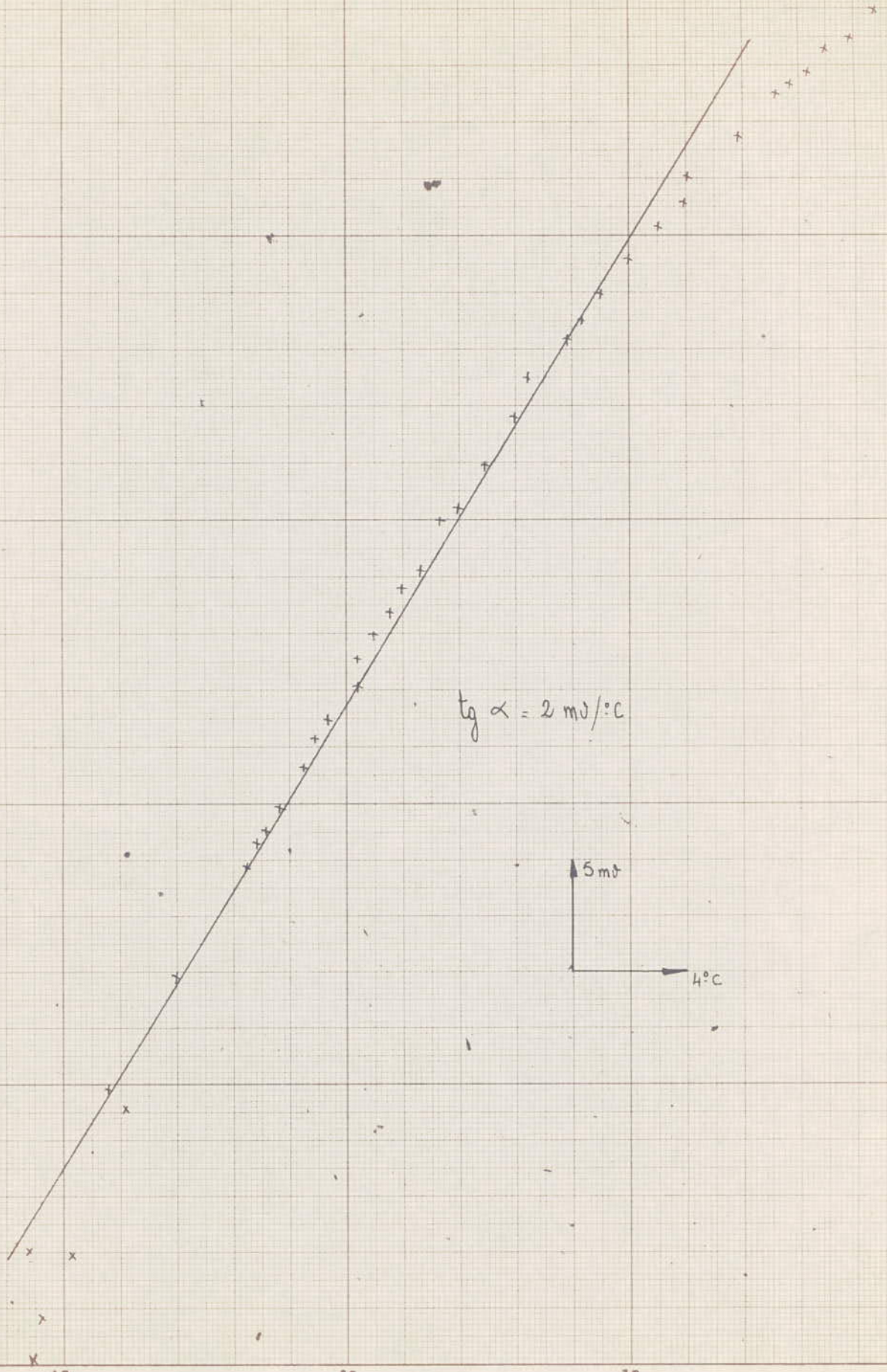
Il est évident que pour sommer la tension de déséquilibre du pont ξ_P et la tension délivrée par le thermocouple il faut qu'elles aient la même pente, or la pente de ξ_P est de 2 mV/°C et la pente de E_{Th} est de 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ donc il faut multiplier la pente 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ par $\frac{2 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-5}} = 50$

d'où la justification de l'amplificateur de (gain 50)

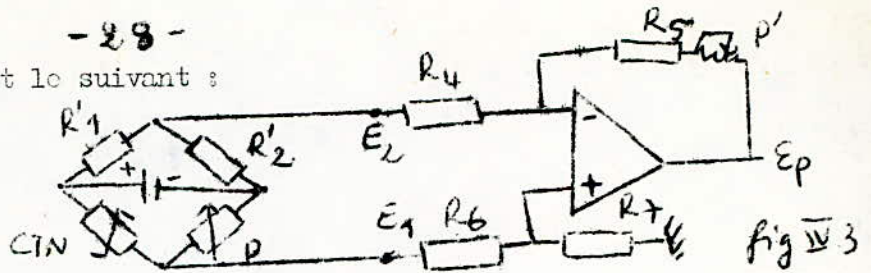
E_{Th} = tension thermocouple.

Remarque :

Avant de faire la sommation il est impératif de sortir du pont sur un amplificateur différentiel sinon la résistance R_2 sera court-circuité le gain de l'amplificateur différentiel est de 1.



Le schéma du montage est le suivant :



Le gain de l'amplificateur différentiel est $R_4 = R_6$ et $R_5 = R_7$

$$V'_S = E_P = \frac{R_5}{R_4} (E_2 - E_1)$$

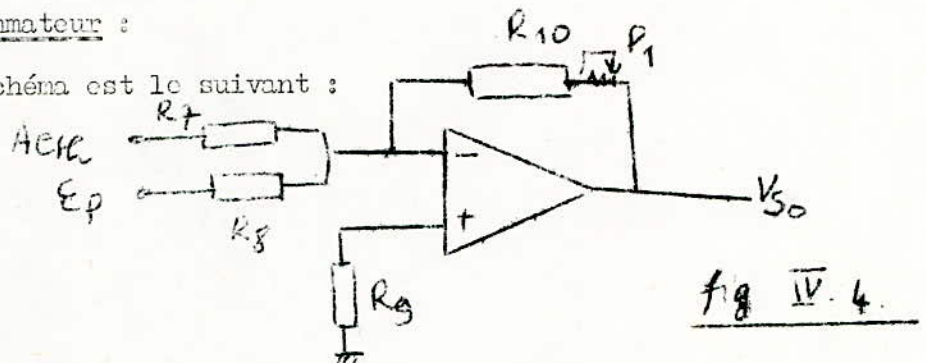
On veut avoir un gain de 1 $\Rightarrow R_5 = R_4$

On prend $R_5 = R_4 = 1 \text{ K} = R_6 = R_7$

Le potentiomètre sert à ajuster exactement le gain à 1 (en réalité $R_5 = 820 \Omega$)

IV.I. 3 - Le sommateur :

Son schéma est le suivant :



$$V_{50} = -R_{10} \left[\frac{AE1R}{R_7} + \frac{E_P}{R_8} \right]$$

On veut que $V_{50} = -(AE1R + E_P)$

donc $R_7 = R_{10} = R_8 = R$

On prend $R = 1 \text{ K}$

$$R_9 = (R_7 // R_8) // R_{10} \quad R_9 = \left(\frac{1}{0,5} + 1 \right)^{-1} = 333 \Omega$$

On prend $R_9 = 0,33 \text{ K}\Omega$ valeur normalisée.

Remarque :

On a tracé la courbe $V_{50} = e$ en fonction de la température en a trouvé les 2 courbes suivantes dont les pentes sont respectivement $1,92 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ et $1,93 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ théoriquement on doit trouver $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ mais vu les erreurs expérimentales ces résultats sont satisfaisants.

IV.I. 3.1 - Tableaux de valeurs :

T °C	44	48	52	57	65	68	72	81,5	86	90	95
e _{mV}	348	355	362,2	375	388,4	397	403	412,1	424	431,7	439,4

T ₀ °C	100	105	110	116	121	133	138	147
e _(mV)	450,8	461	470,4	479	501,2	522,2	532,6	548,5

T ₀ °C	153	159	166	172	183	186	190	203
e _(mV)	562,1	572	585,2	595	618,4	621,2	628,6	655,1

$t_{gx} = 1,93 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$
T ambiante = 24 °C

Remarque :

L'expérience précédente est faite dans une étuve (enceinte thermostatée) 2ème expérience (toujours dans une étuve).

IV.I. 3.2 - Tableaux des valeurs et courbe :

T (°C)	39	42	44,5	50	55	61	63,5	66	70	75	86	90
e _(mV)	340,7	343,5	345,8	353,6	364,0	374,2	376,2	381,7	398	498	418,6	427,5

94	98	100	106	112	120	126	131	140	145	153	161	164
435,3	445	447	457,6	468,2	482	492,7	503,5	521	531	546,2	562,3	570,5

170	174	182	186	190	195	201
531,4	592,1	603,2	611,5	619,8	628,8	640,1

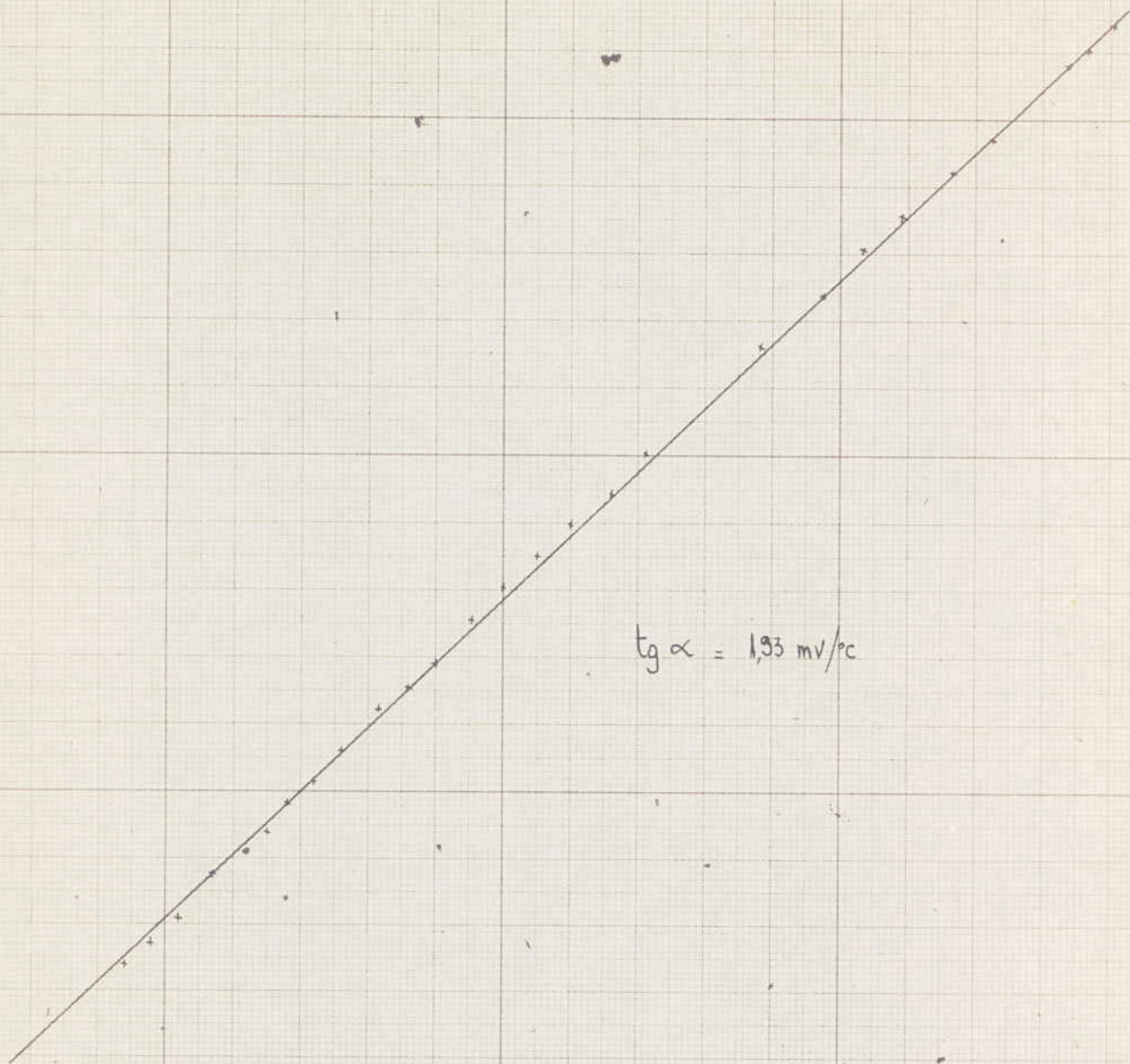
$t_{gx} = \frac{581,4 - 388,8}{170 - 70} = 1,92 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$

Le courant passant dans la CTN est de 20 mA

La température ambiante est de 21 °C

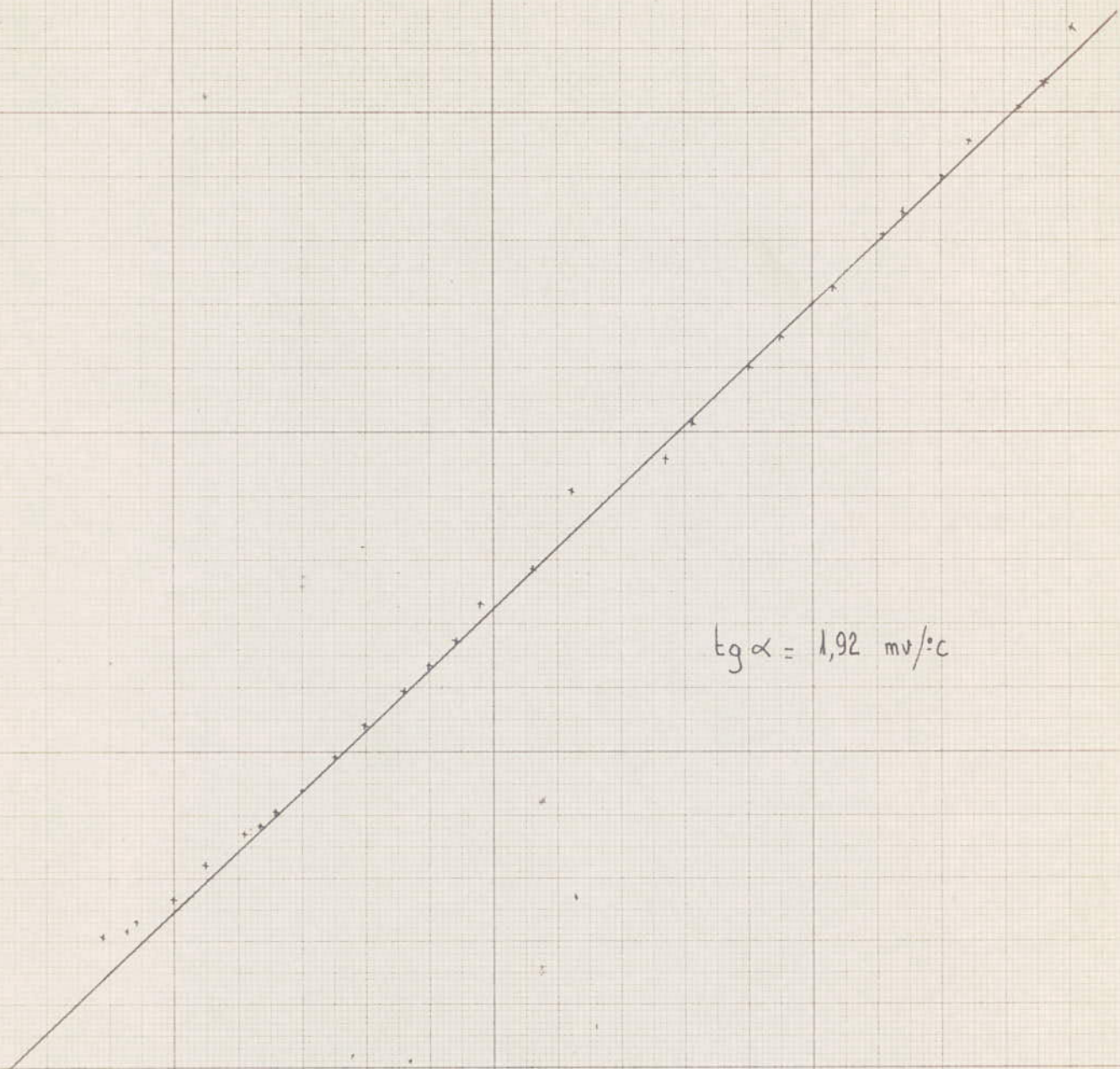
La courbe est tracée dans la feuille qui suit.

2^e Experience dans une etuve



$$\text{tg } \alpha = 1,33 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$$

1^o Expérience dans une étuve



$$\text{tg } \alpha = 1,92 \text{ mv}/^{\circ}\text{C}$$

50

100

150

200

T (°C)

IV.1.4. - Amplificateur de la somme. :

Pour elever le niveau de la tension somme à l'ordre de 2 V environ à 50°c on multiplie cette somme par 20 encore c'est à dire on utilise un amplificateur de gain 20 (en tout l'amplificateur de la tension du thermocouple est de 1 000)

$$A_{th} = 1000$$

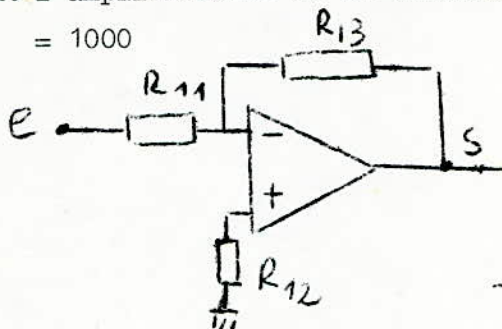


fig IV.5

$$\frac{S}{e} = -\frac{R_{13}}{R_{11}} = -20$$

Si on prend $R_{11} = 10 \text{ K}$

on a $R_{13} = 18 \text{ K} + 4,7 \text{ K}$ variable.

$$R_{12} = R_{11} // R_{13} = 6,66 \text{ K}$$

on prend $R_{12} = 6,8 \text{ K}$ (valeur normalisée)

IV.1.5 - Tension de référence. :

Le schéma qui nous fournit une tension de référence réglable est le suivant :

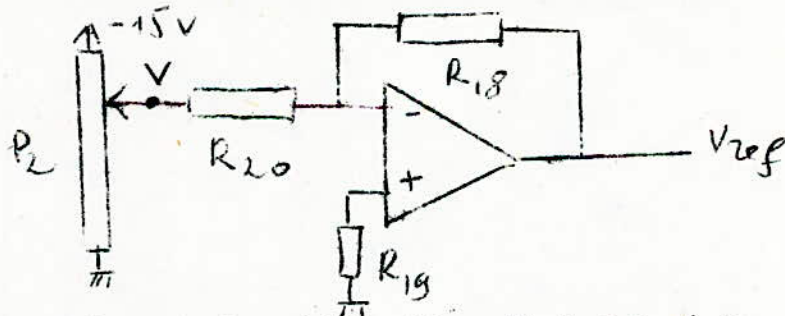


fig IV.6

On veut que le gain de cette ampli soit de 0,5 (attenuation)

$$\text{d'où } \frac{V_{ref}}{V} = -\frac{R_{18}}{R_{20}} \approx -\frac{1}{2} \quad 2 R_{18} = R_{20}$$

si on choisit $R_{18} = 10 \text{ k}\Omega$

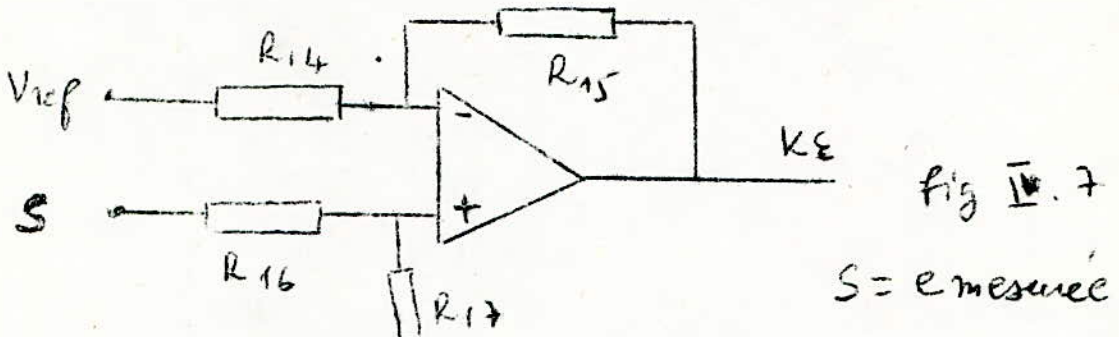
on a $R_{20} = 20 \text{ k}\Omega$

$$R_{19} = R_{18} // R_{20} = 6,66 \text{ k}\Omega$$

on prend $R_{19} = 6,8 \text{ K}$ (valeur normalisée)

IV.1.6. - L'Amplificateur de différence. :

Le schéma de principe est le suivant



$$-V_{ref} \cdot \frac{1}{R_{14}} + S \frac{R_{17}(R_{15} + R_{14})}{(R_{16} + R_{17})R_{14}R_{15}} = \frac{KE}{R_{15}}$$

Si on fait $R_{14} = R_{16}$

et $R_{17} = R_{15}$

on a :

$$KE = \frac{R_{15}}{R_{14}} [S - e_{ref}]$$

On veut pour écart de $0,5^{\circ}\text{C}$ avoir une tension d'erreur KE de 3V (-3V)

d'après les calculs déjà fait on a $0,5^{\circ}$ qui correspond à $0,5$
 $0,5 \cdot 40 \cdot 10^{-6} \cdot 1000 = 2,062 \text{ V} = 20 \text{ mV}$

pour avoir 3V il faut que $\frac{R_{15}}{R_{14}}$ soit égal à : $\frac{3 \cdot 10^3}{20} = 150$

on prend : $R_{15} = 330 \text{ K}\Omega$

d'où $R_{14} = \frac{330}{150} = 2,2 \text{ K}\Omega$

donc finalement les valeurs des résistances de l'ampli de différence sont :

$$R_{14} = R_{16} = 2,2 \text{ K}\Omega$$

$$R_{17} = R_{15} = 330 \text{ K}\Omega$$

Circuit du déclenchement du triac

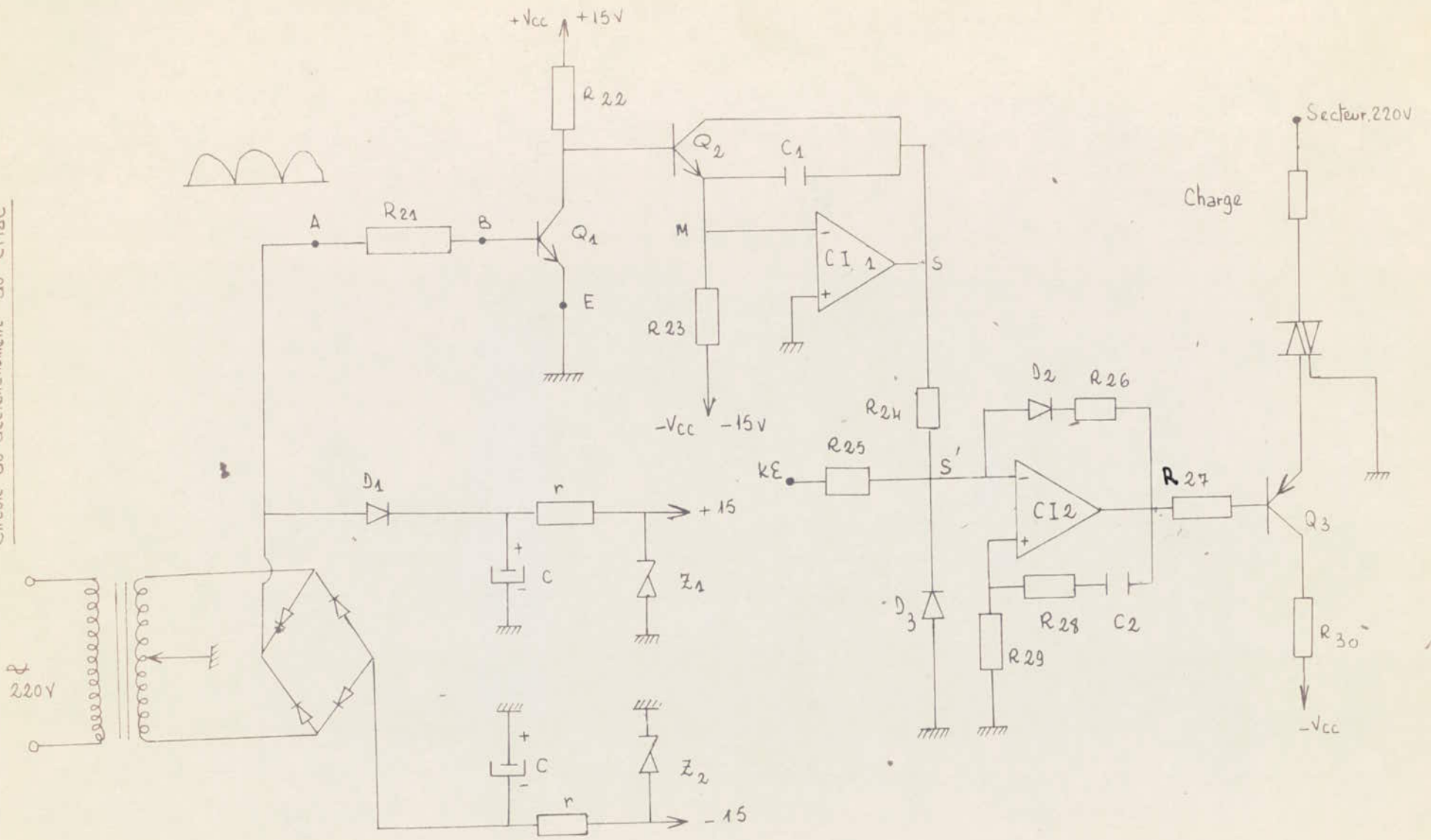


fig IV .8.

IV.2.1. - Fonctionnement du montage. :

- Ce montage permet de déclencher un (ou plusieurs) triac au point 0. L'amplificateur CI.1, monté en intégrateur fournit une rampe linéaire dont l'amplitude peut être réglée à l'aide de la résistance (Potentiomètre) R23. La diode D1 isole la commande du transistor Q1 du circuit d'alimentation.

Q1 est saturé en dehors du passage au point zéro, ainsi Q2 peut décharger la capacité C1 au point zéro. La sortie CI.1 peut commander de nombreux circuits de déclenchement, dont un seul est mentionné sur la figure. La tension en dent de scie (0 à 3V) est sommée à la tension de commande K.E (0 à - 3 V) par l'amplificateur CI.2. Au début de la dent de scie, la tension de sortie CI.2 est la tension positive (V+) et le transistor Q3 est bloqué, il n'y a pas de courant de commande dans le triac. Quand la tension en dent de scie augmente le potentiel de l'entrée inverseuse de CI.2 finit par atteindre zéro volt et la sortie CI.2 tend alors à faire décroître, l'effet de la capacité C2 tend alors à faire décroître l'entrée + de CI.2 dont la sortie S' sera portée rapidement vers la tension de saturation - V. A cet instant, les diode D2 ET D3 conduisent à travers R26, assurant ainsi une tension - V_D sur l'entrée - de CI.2. Alors Q3 conduit assurant ainsi la conduction du triac. Le potentiel sur l'entrée + de CI.2 alors négatif, tend vers - V_D, quand cette tension est atteinte, la sortie de CI.2 remonte vers V+ et le cycle recommence jusqu'à la fin du demi-période.

IV.2.2. - Calcul des éléments du montage. :

- La tension de ~~multiplication~~ polarisation des circuits intégrés $\mu A 741$ et des transistors est de : $\pm 15 V$.

IV.2.2.a - Calcul des résistances de polarisation des transistors. :

a) - Résistances de polarisation des transistors du générateur de rampe.

Q1 étant saturé, Q2 bloqué.

- Conditions de saturation de Q1

Pour que Q1 soit saturé il faut que

$$\beta > \frac{I_C}{I_B}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE sat}}{R_{22}}$$

$$I_B = \frac{V_A - V_{BE}}{R_{21}}$$

$$\beta > \frac{V_{CC} - V_{CE sat}}{R_{22}} \cdot \frac{R_{21}}{V_A - V_{BE}}$$

$$\beta (V_A - V_{BE}) R_{22} > (V_{CC} - V_{CE sat}) R_{21}$$

Le transistor étant un 2 N 1 711. Ses caractéristiques sont :

$$\beta_{\min} = 100$$

$$\beta_{\max} = 300$$

$$I_{C\max} = I_{C\text{ sat}} = 150 \text{ mA}$$

$$V_{CE\text{ sat MAX}} = 1,5 \text{ V}$$

Dans le cas défavorable, on prend $\beta = \beta_{\min}$.

$$\beta_{\min} (V_A - V_{BE}) R_{22} = (V_{CC} - V_{CE\text{ sat}}) R_{21}$$

$$\text{On prend } V_{BE} = 1 \text{ V et } V_{CE\text{ sat}} = 1,5 \text{ V}$$

Le transistor étant au silicium

$$V_A = 17 \text{ V crête la valeur moyenne est de } 10,82 \text{ V}$$

$$100(10,82 - 1) R_{22} > (15 - 1,5) R_{21}$$

$$992 R_{22} > 13,5 R_{21}$$

Si on prend $R_{21} = 100 \text{ K}\Omega$ on a *l'inégalité* suivante :

$$992 R_{22} > 1350$$

$$R_{22} > \frac{1350}{992}$$

$$R_{22} > 1,371 \text{ K}\Omega$$

On prend la valeur normalisée de $R_{22} = 10 \text{ K}\Omega$

$$\text{donc on a : } R_{21} = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R_{22} = 10 \text{ K}\Omega$$

IV.2.2.b - Calcul de la fréquence de la dent de scie. :

- Au point A la tension a la forme dessinée sur la figure 8 c'est à dire redressement double alternance.

A chaque alternance Q2 se sature et se bloque, se sature au passage de la tension à zéro (pendant un temps très court) et se bloque ailleurs et quand le transistor Q2 est bloqué la capacité C1 se charge à travers R23 et quand Q2 est saturé elle se décharge donc à chaque alternance du secteur correspond une période de la dent de scie, donc à une période du secteur correspondent 2 périodes de la dent de scie comme la fréquence du secteur est de 50 HZ.

La fréquence de la dent de scie est de 100 HZ.

$$f = 100 \text{ HZ}$$
$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100} = 10 \text{ ms.}$$

IV.2.2c - Calcul de la capacité C1 et de la résistance R23

$$C1 \frac{d(Vs' - V_M)}{dt} = \frac{V_M - (-V_{cc})}{R23}$$

M est une masse virtuelle $V_M = 0$

$$C1 \frac{dVs'}{dt} = \frac{V_{cc}}{R23}$$

$$\left(C' = 0 \right) \quad dVs' = \frac{V_{cc}}{R23} \frac{dt}{C1} \quad Vs' = \frac{V_{cc}}{R23 C1} t + C'$$

Comme le temps de décharge de la capa est très faible devant le temps de charge on considère que le temps de charge est la période de la dent de scie.

on a pris $Vs' = 5v$ $\Rightarrow \frac{15}{R23 C1} T$

$$R23 C1 = \frac{15}{3} \cdot 10 \cdot 10^{-3}$$

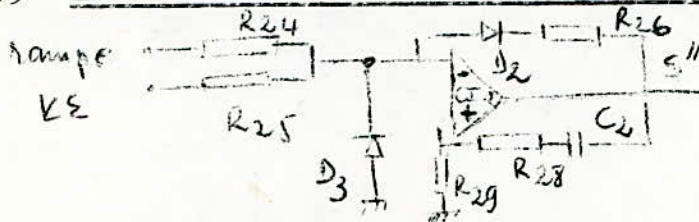
prenons par exemple $C1 = 1,47 \text{ nF}$ et calculons R23

.../...

$$R_{23} = \frac{1510^2}{14710^9 \cdot 3} = 340 \text{ K}$$

On prend une résistance normalisé de 330 K avec un ajustable de 20 K pour pouvoir bien ajuster l'amplitude de la dent de serie à 3V.

IV.2.3 - LE SOMMATEUR DU SIGNAL DE COMMANDE ET DE LA RAMPE. :



On a en réalité un sommateur amplificateur;
On prend :

$$R_{26} = 22 \text{ K}$$

$$R_{24} = R_{25} = 10 \text{ K}$$

C_2 sert à diminuer le potentiel de la borne (+) de CI.2

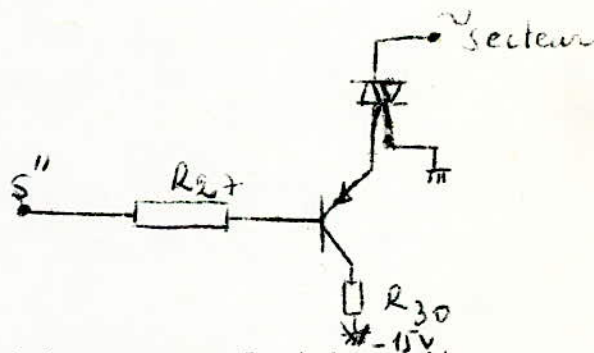
Il faut que $\tau = (R_{28} + R_{29})C_2 \ll T$ (T = Période de la dent de scie.)

$$\text{Si on prend } \tau = \frac{T}{200}$$

$$\text{et } R_{28} = R_{29} = 4,7 \text{ K}$$

$$\text{on a } C_2 = 4,7 \text{ n F}$$

IV.2.4 - LE DECLENCHEUR DU TRIAC PROPREMENT DIT :



R_{30} fixe le courant de déclenchement du triac pour que le triac soit conducteur il faut que : $R_{30} I_{GT} \leq 15 - V_{CE \text{ sat}} - V_{GT}$

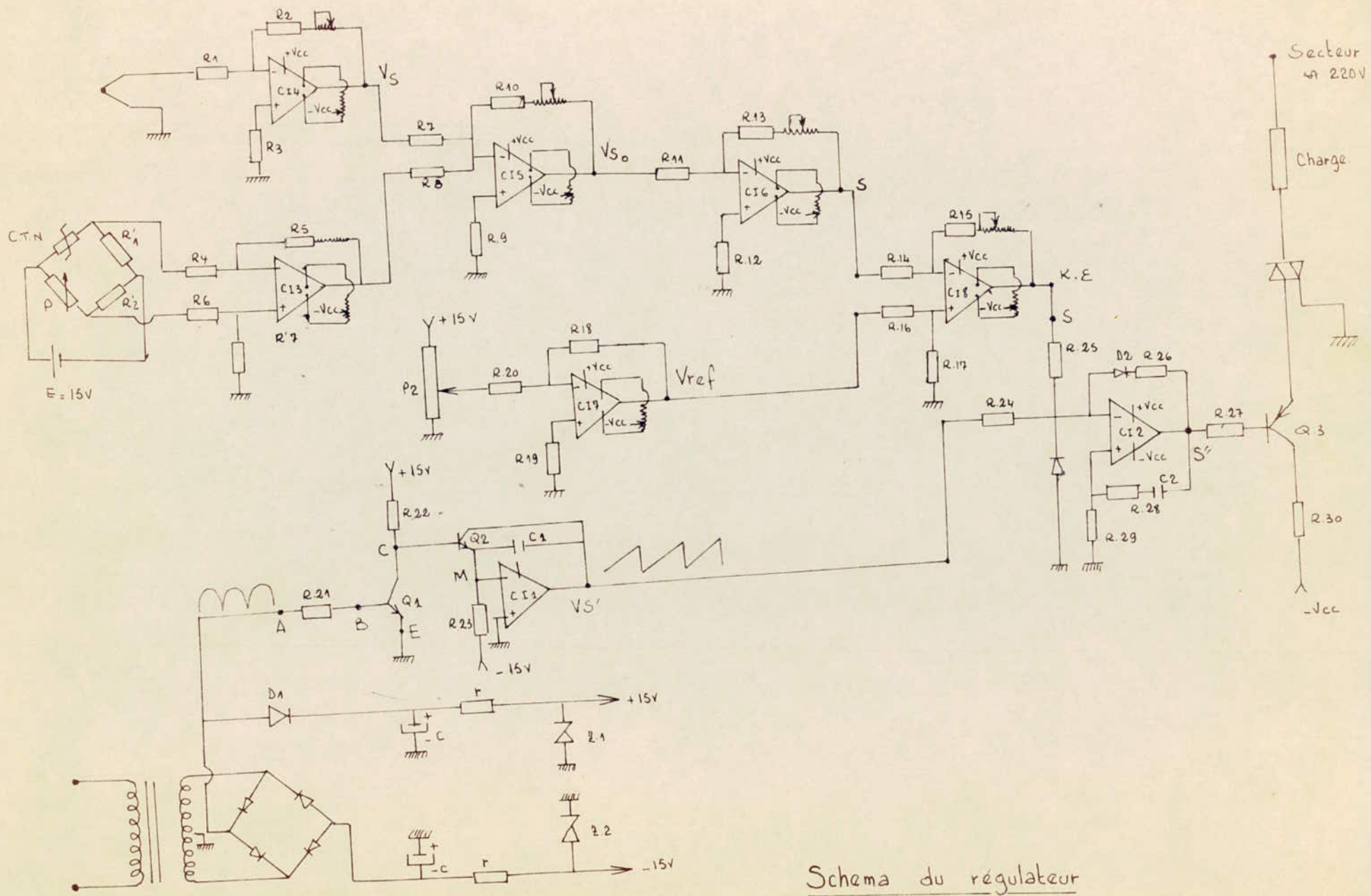
$V_{CE \text{ sat}}$ = tension résiduelle collecteur émetteur du transistor 0,5 V

V_{GT} = tension maximale de déclenchement = 2,5 V.

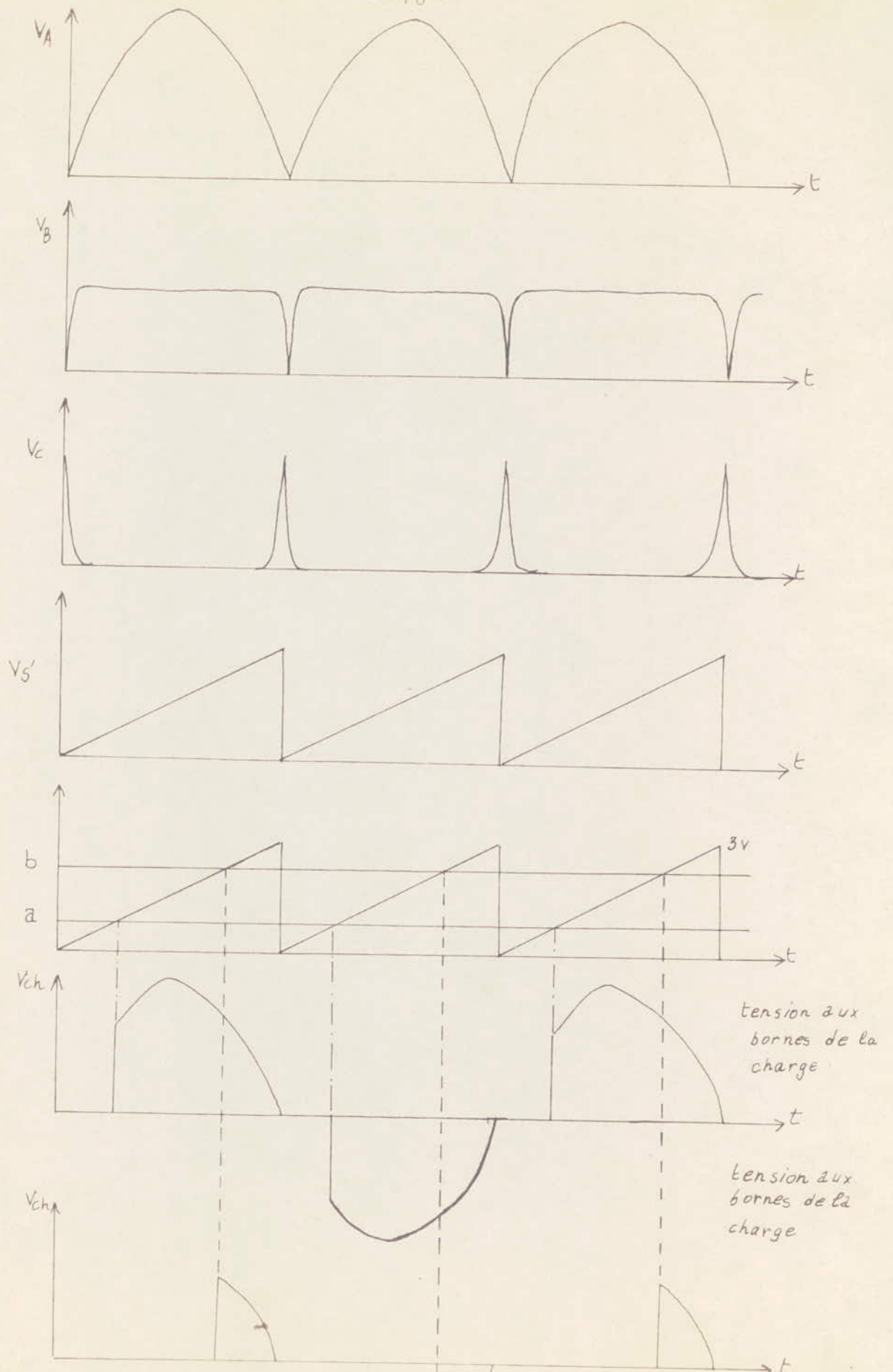
I_{GT} = Courant maximale de déclenchement = 50 mA

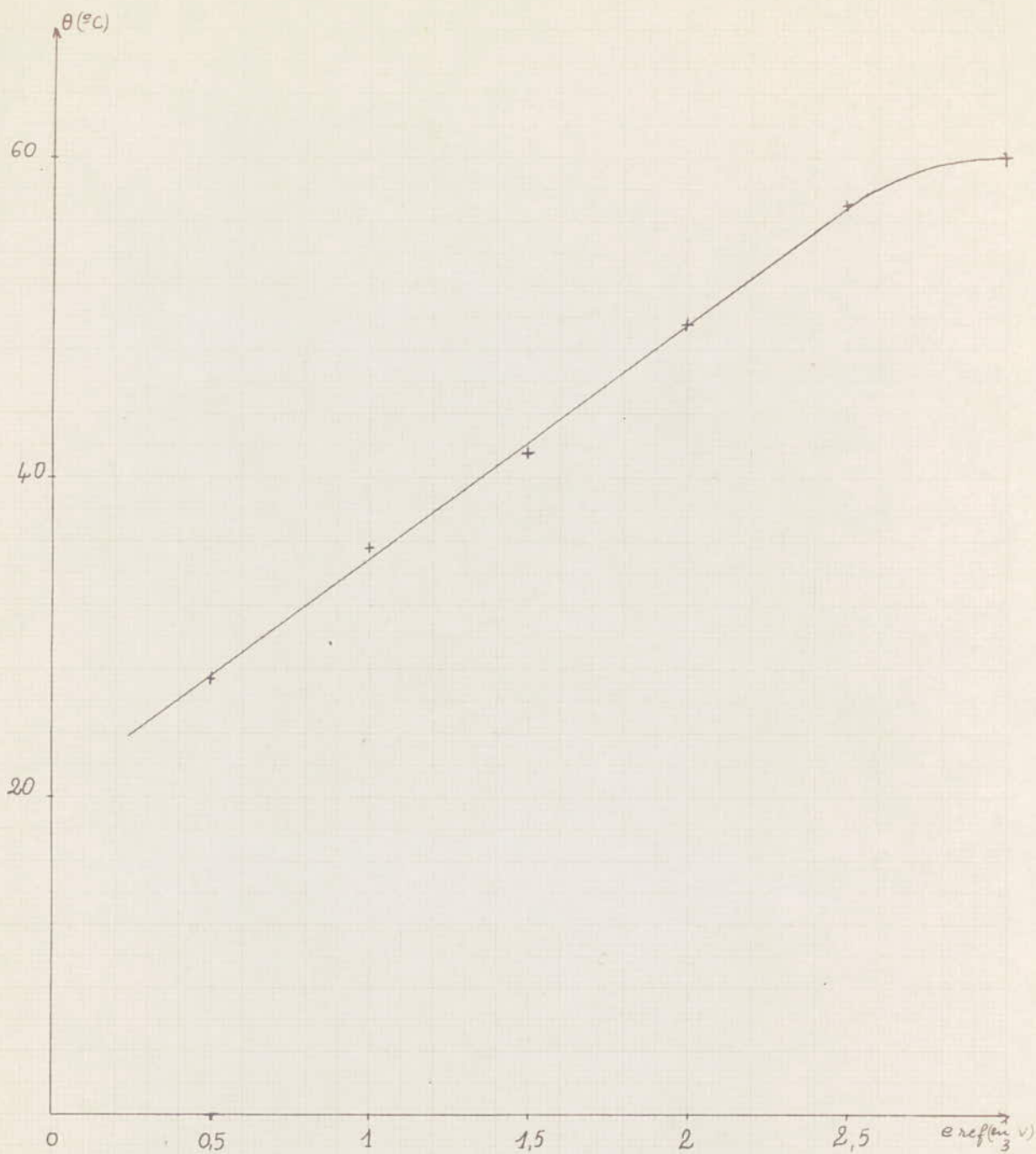
$$R_{30} \leq 240 \Omega$$

$$\text{on prend } R_{30} = 220 \Omega$$



Schema du régulateur





COURBE D'ETALONNAGE DU REGULATEUR

Étalonnage du régulateur

Tableau des valeurs

e_{ref} (en V)	-0,5	-1	-1,5	-2	-2,5	-3
$\theta^{\circ}C$	27,8	35,8	41,5	49,75	57,2	60,1

e_{ref} = tension de référence

$\theta^{\circ}C$ = température correspondante

Notre essai a été réalisé pour une tension de référence de -2,1V [50°C].

on a atteint la valeur finale au bout de 120s et les 63,5% de cette dernière au bout de 54s

la valeur finale est obtenue à $\pm 0,3^{\circ}C$

CONCLUSION. :

Le but de notre étude a été de réaliser un simple prototype de régulateur de température; si ce prototype doit être utilisé dans l'industrie, il est impératif de songer à l'interchangeabilité des éléments (capteurs) il faut prévoir plusieurs entrées dont chacune sert à utiliser un type bien défini de thermocouple (Fer-constantan chromel - Alumel ; platine - platine Rodiée ect...). et pour ça il faut utiliser plusieurs amplificateurs qui ont la même sortie et dont le gain de chacun des amplificateurs dépend du pouvoir thermo-électrique du thermocouple en question.

Il est à noter aussi que lors de cette étude, il n'a pas été fait de calcul de précision concernant l'ensemble du système, nous avons supposé qu'à chaque élément correspond une fonction propre sans aucune interaction entre l'élément en question et les autres parties du montage, et les calculs qui ont été faits sont guidés par la recherche de la précision désirée.

Nous avons voulu aussi afficher numériquement la température du milieu où se trouve le thermocouple mais nous ^{n'avons} pas pu nous procurer un afficheur numérique.



BIBLIOGRAPHIE.

- Technologie et calcul pratique des S.A P. NASLIN
Edition 1968. - Dunod -
- Théorie et calcul des asservissements linéaires J.CH.GILL
P.DECAULNE , M.PELEGRIN - Dunod Paris 1971 -
- Régulation automatique industrielle D.P. ECKMAN
- Amplificateurs et comparateurs M. AUMIAUX
- Revues toute l'électronique.
- Projet de fin d'étude "Régulation analogique dans l'in-
dustrie simulation d'un cas pratique : B. BERKAOUI
A. MADANI