

## ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : **ELECTRONIQUE .**

### PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية للعلوم الهندسية  
المكتبة  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE  
BIBLIOTHÈQUE

**ETUDE ET REALISATION**  
**D'UN REGULATEUR DE TEMPERATURE**  
**AVEC AMELIORATION DE SA**  
**DYNAMIQUE .**

Proposé par :

J-F. ALBERT

Etudié par :

ZAMZOUH-M  
HAMLA - B

Dirigé par :

T. SLUSZKIEWICZ



PROMOTION : **JANVIER 84**



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

—»0«—

وزارة التعليم والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement et de la Recherche Scientifique

—»0«—

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

—»0«—

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

—»0«—

PROJET DE FIN D'ETUDES  
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

**THEME**

**Etude et réalisation d'un Régulateur  
de Température avec  
Amélioration de sa Dynamique**



Proposé par :

Mr J.F. ALABERT

Dirigé par :

Mr T. SLUSZKIEWICZ

Réalisé par :

HAMLA Bachir

ZAHZOUH Messaoud

## Remerciements.

Nous remercions vivement Monsieur T. SLUSZKIEWICZ pour son aide et ses conseils judicieux tout au long de l'élaboration de ce travail. Nos remerciements vont également à Monsieur Jean-François Albert de nous avoir proposé ce sujet.

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

• Dédicaces •

A mon père

A ma mère

A mes frères surtout à Ahmed

A mes sœurs surtout à Samira

A ma famille

A tous mes amis (es)

H. Bachir

• Dédicaces •

A ma mère

A mon père

Avec toute mon affection .

A mon frère SOFIANE

A ma sœur SORAYA

A toute la famille

A tous mes amis .

- MESSAOUD -

~ Sommaire ~

CHAPITRE I : Présentation du travail.

- I. Introduction
- II. cahier de charge
- III. Position du problème
- IV. Domaine d'utilisation

CHAPITRE II : Etude théorique.

- I. Mode de régulation
- II. Chauffage et refroidissement des échantillons
- III. Capteur de température
- IV. Commande de processus

CHAPITRE III : Etude dynamique et stabilité.

- I. Identification du processus
- II. Etude de la stabilité du système

CHAPITRE IV : Amélioration du montage et choix des éléments.

- I. Interface pour programmeur
- II. 1 consigne  
2 régulateur  
3 réglage du décalage  
4 chauffage extérieur
- III. Calcul des éléments

CHAPITRE V : Réalisation Pratique.

- I. Essais sur la maquette

II. Description d'une expérience.

CHAPITRE: VI Documentation de la série.

I. Fonctionnement de la chaîne de régulation

II. Schéma électrique

III. Circuit imprimé

IV. Schéma d'implantation.

V. Vue de face.

VI. Nomenclature.

VII. Mise au point et principe d'utilisation du dispositif de mesure.

VIII. Construction de la série.



## • CHAPITRE I: Présentation du travail

### I. Introduction:

Le rôle de la régulation devient de plus en plus prépondérant, l'avantage que procure son utilisation est l'économie apportée dans l'exploitation des procédés.

La mesure de la température et le maintien de celle-ci à une valeur déterminée constitue un problème technique fondamental aussi bien dans le domaine de la recherche scientifique que dans celui de l'industrie.

Le principe de la régulation automatique est utilisé dans de nombreux domaines ( physique du corps solide, guidage des projectiles etc... ). L'électronique est, de toutes les techniques, celle qui a le plus contribué à l'évolution de la régulation.

Actuellement l'emploi de régulateurs numériques tend de plus en plus à se développer du fait qu'ils assurent une régulation sur la base d'algorithmes, et met à profit les possibilités du calcul numérique. Mais l'utilisation de régulateurs analogiques reste dominante car ils donnent des résultats acceptables.

## II. Cahier de charge: \*

- Le montage assure une régulation de température sur une plage de  $-160^{\circ}\text{C}$  à  $+160^{\circ}\text{C}$ .
- Réalisation de montées en température progressives avec des pentes de chauffe variant entre  $2^{\circ}\text{C}/\text{mn}$  et  $8^{\circ}\text{C}/\text{mn}$  jusqu'à un maximum.
- Maintien de ce maximum pendant une durée de palier variant de 1 mn à 4 mn.
- Réalisation des descentes en température avec des pentes de refroidissement variant de  $-50^{\circ}\text{C}/\text{mn}$  à  $-10^{\circ}\text{C}/\text{mn}$  jusqu'à un minimum.
- Maintien de ce minimum pendant une durée de palier variant de 0,5 mn à 1 mn.
- La précision (écart admissible entre température de mesure et température de consigne) doit être inférieure ou égale à  $0,5^{\circ}\text{C}$ .
- Utilisation avec capteurs de mesure de sensibilité  $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$  et  $1\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ .
- Réalisation d'interface pour l'appel II plus.

\* Fournit par l'institut de physique de L'USTHB.

### III Position du problème :

Le but de notre projet consiste à préparer une documentation complète pour une série de régulateurs répondants aux exigences du cahier de charge, et utilisables pour différents buts exemple: étude du comportement de matériaux diélectriques vis à vis de la température dans une enceinte à chauffage par résistance. Pour cela on a réalisé un régulateur de température permettant une action optimale.

Pour l'amélioration de ses caractéristiques, on a tenu compte des critères suivants:

- Stabilité.
- Précision.
- Flexibilité pour différents besoins de travaux pratiques.
- Composants disponibles.
- Facilité de multiplication.

Afin d'obtenir un contrôle adéquat on a réalisé un interface pour le micro-ordinateur apple II plus.

#### IV. Domaine d'application :

Le régulateur de température possède une large gamme d'utilisation aux laboratoires de physique ; Vu l'importance de la température et son maintien à une valeur constante dans le domaine de la physique.

Il permet de résoudre de nombreux problèmes certains d'entre eux sont :

- Le remplacement d'une opération manuelle.
- L'étude des constantes physiques des matériaux diélectriques en fonction de la température.
- Le contrôle des vitesses de montée ou de descente en température.
- La stabilisation de la température.

Le régulateur peut être aussi exploité dans les laboratoires de biologie, de chimie et de métallurgie puisque un bon nombre d'expériences nécessitent le maintien pendant de très longues périodes de la température d'un bain à une valeur constante ceci en une fraction de degré près.

#### Exemple d'utilisation :

Etude des caractéristiques d'un diélectrique en fonction de la température dans les laboratoires de l'USTHB: 14

Les diélectriques sont des matériaux présentant la propriété d'être des isolants électriques, ils se polarisent en présence d'un champ électrique.

L'échantillon est composé de différents groupements de charges (dipôles) chacun d'eux retrouve son état d'équilibre à une température bien précise.

on aura un phénomène de relaxation dans le matériau du fait du passage des groupements de charge d'un état non orienté vers un état stable.

Un courant de dépolarisation apparaît sous forme de pics correspondant aux différentes relaxations.

On soumet l'échantillon à un champ électrique à une température  $T_P$  pendant un intervalle de temps  $P_H$  afin d'orienter les dipôles de l'échantillon dans la même direction du champ électrique.

On refroidit cet échantillon jusqu'à son point de congélation qui correspond à  $T_0 = -160^\circ\text{C}$ .

On bloque ainsi toute possibilité de désorientation immédiate du dipôle, on maintient la température  $T_0$  pendant un intervalle  $P_B$  ensuite on fait croître linéairement la température. Dans la plupart des cas un même groupement de charge peut avoir plusieurs temps de relaxation.

Pour étudier cela, on fait appel à des techniques de décomposition de spectre complexe en une série de pics élémentaires à un seul temps de relaxation. Soit un pic du spectre situé à la température  $T_M$ .

On considère la zone:  $(T_M - \Delta T, T_M + \Delta T)$ , on soumet à nouveau l'échantillon à un champ électrique à la température:  $T = T_M - \Delta T + \Delta T$ , on maintient cette température constante durant l'intervalle de temps  $P_H$  (fig. V-5).

Ensuite la température est abaissée jusqu'à  $(T_M - \Delta T)$  celle-ci est maintenue constante pendant le temps  $P_H$ . De ce fait seuls les dipôles dont le

temps de relaxation est compris entre  $\tau_m(T_M - \Delta T + \Delta T)$  et  $\tau_m(T_M - \Delta T)$  seront affectés par le champ; par suite on refroidit jusqu'à  $T_0 = -160^\circ\text{C}$ .

Un travail analogue est effectué pour les autres bandes de température.

## CHAPITRE II : Etude théorique

### I. Modes de régulation :

#### 1. Définition :

Le régulateur est un dispositif qui permet de varier l'entrée du processus de manière que l'écart entre la grandeur d'entrée (consigne) et de sortie (mesure) soit le plus faible possible.

#### 2. Critères d'une régulation : [2]

Pour étudier une régulation d'un système, on se heurte à des conditions contradictoires qu'il est difficile de les satisfaire simultanément.

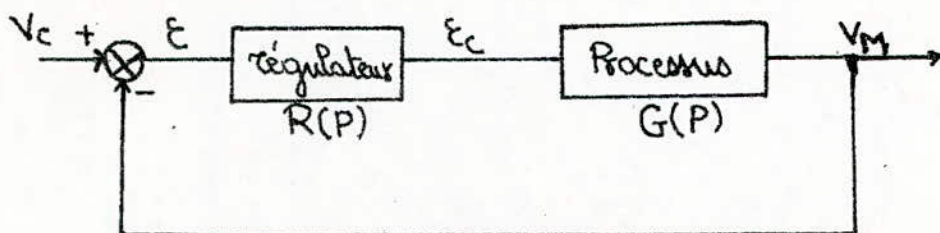
L'idéal c'est d'obtenir :

- une bonne stabilité.
- un bon amortissement.
- un temps de réponse très court.
- une bonne précision (écart permanent et transitoire faibles)

En pratique on essaye de réaliser un compromis donnant le meilleur résultat.

#### 3. Principe de régulation en boucle fermée :

Le schéma de la régulation en boucle fermée est le suivant :



$V_M$  : grandeur de mesure (régulée).

$V_c$  : grandeur de consigne.

$\varepsilon$ : écart entre la grandeur de mesure et la grandeur de consigne.

$R(P)$ : fonction de transfert du régulateur.

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

On approxime le modèle de BROIDA au processus: (CH3)

La fonction de transfert en boucle fermée est:  $F(P) = \frac{R(P) \cdot G(P)}{1 + R(P)G(P)}$

L'écart entre la grandeur de mesure et de consigne est:

$$\varepsilon(P) = V_c(P) - V_M(P)$$

Pour un échelon unité à l'entrée:

$$V_c(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \geq 0 \\ 0 & \text{si } t < 0 \end{cases}$$

L'écart devient:  $\frac{1}{P} \cdot \frac{1}{(1 + R(P)G(P))}$

L'écart permanent est:  $\varepsilon_0 = \lim_{P \rightarrow 0} P\varepsilon(P)$ .

#### 4. Différents régulateurs:

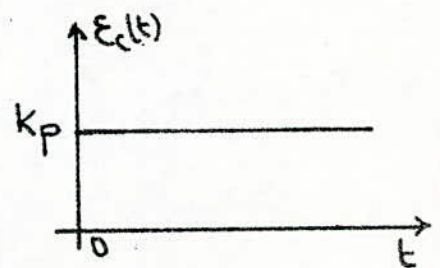
##### a) Régulateur P:

- Le signal de commande est proportionnel au signal d'erreur.

- L'écart:  $\varepsilon(P) = \frac{1}{P} \cdot \left( 1 + \frac{k_0 k_p \bar{e}^{TP}}{1 + TP} \right)^{-1}$

- L'écart permanent:  $\varepsilon_0 = \frac{1}{k_0 + k_p}$

- La réponse indicielle:  $\varepsilon_c(t) = k_p$



Remarque:

Plus  $K_p$  est grand, plus l'écart est petit mais  $K_p$  est limité par la stabilité.

on essaye de réaliser un compromis: stabilité - précision.

b) Régulateur I:

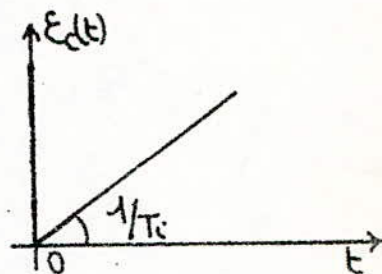
- Le signal de commande est identique à l'intégrale du signal d'erreur.

- La fonction de transfert est:  $R(P) = \frac{1}{T_i P}$  ( $T_i$ : constante de temps d'intégration)

- L'écart:  $E(P) = \frac{T_i P (1+TP)}{T_i P (1+TP) + K_0 e^{-T_0 P}}$

- L'écart permanent  $\epsilon_0 = \lim_{P \rightarrow 0} P E(P) = 0$

- La réponse indicielle:  $\epsilon_c(t) = \frac{t}{T_i}$



c) Régulateur PI:

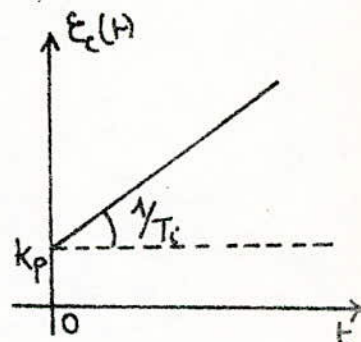
- Le signal de commande est proportionnel à la somme du signal d'erreur et de son intégrale.

- La fonction de transfert est:  $R(P) = K_p (1 + \frac{1}{T_i P})$  ( $K_p$ : sensibilité du régulateur)

- L'écart  $E(P) = \frac{T_i (1+TP)}{K_0 K_p e^{-T_0 P} (1+T_i P) + T_i P (1+TP)}$

- L'écart permanent:  $\epsilon_0 = \lim_{P \rightarrow 0} P E(P) = 0$

- La réponse indicielle  $\epsilon_c(t) = K_p (1 + \frac{t}{T_i})$





#### d) Régulateur PD:

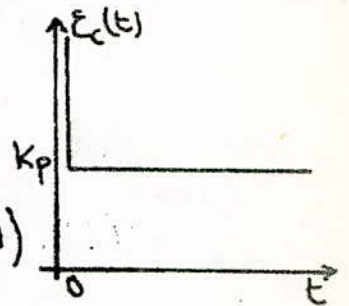
- On parle d'action PD quand le signal de commande est proportionnel à la somme du signal d'erreur et de sa dérivée.

- La fonction de transfert:  $R(P) = K_p (1 + T_d P)$  ( $T_d$ : coefficient de dérivation)

- L'écart:  $E(P) = \frac{1}{P} \cdot \frac{1}{1 + K_0 K_p (1 + T_d P)} \cdot \frac{e^{-\tau P}}{1 + TP}$

- L'écart permanent:  $\varepsilon_0 = \lim_{P \rightarrow 0} P E(P) = \frac{1}{1 + K_p K_0}$

- La réponse indicielle:  $\varepsilon_c(t) = K_p (1 + T_d \delta(t))$



#### e) Régulateur PID:

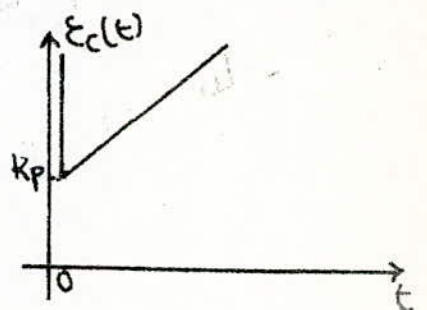
- Le signal de commande est proportionnel à la somme du signal d'erreur, de sa dérivée et son intégrale.

- La fonction de transfert:  $R(P) = K_p (1 + \frac{1}{T_i P} + T_d P)$

- L'écart  $E(P) = \frac{K_0 K_p (1 + T_d P + \frac{1}{T_i P}) \frac{e^{-\tau P}}{(1 + TP)}}{1 + [K_0 K_p + K_0 K_p (\frac{1}{T_i P} + T_d P)] \frac{e^{-\tau P}}{(1 + TP)}}$

- L'écart permanent:  $\varepsilon_0 = \lim_{P \rightarrow 0} P E(P) = 0$

- La réponse indicielle:  $\varepsilon_c(t) = K_p (\frac{t}{T_i} + 1 + T_d \delta(t))$



## 5. Comparaison des différents modes de régulation: 1%

Chacun des modes de régulation s'applique à des processus ayant certaines caractéristiques d'où: l'importance de l'étude du système à régler.

- La régulation PD donne le temps de stabilisation le plus faible, à cause de l'action dérivation.

L'écart maximal est le plus faible car la contribution de l'action dérivation permet de donner une valeur élevée à la sensibilité proportionnelle.

- La régulation proportionnelle donne un écart maximal plus grand que les régulateurs à action par dérivation en raison de l'absence de cette influence stabilisatrice.

L'écart permanent est également plus grand.

- La régulation PID donne un écart permanent nul grâce à l'action I, le temps de réponse s'établit entre celui d'un régulateur PI et d'un autre PD, l'adjonction de l'action I augmente le temps de réponse.

- La régulation PI ne produit aucun écart permanent, mais elle donne un temps de réponse assez grand.

## 6: Conclusion:

En considérant les résultats de la comparaison précédente et du fait que le système à régler possède une constante de temps dominante  $T$  et une petite constante de temps de retard  $\tau$  avec un temps de réponse assez grand (CH3). Notre choix s'est limité alors à un régulateur PI.

## II. CHAUFFAGE et REFROIDISSEMENT des ECHANTILLONS:

### 1. Généralités sur le chauffage: 131

En fonction du mode de transmission de l'énergie, les procédés électrothermiques sont souvent divisés en deux grandes catégories:

- chauffage indirect: la transmission de l'énergie se fait de la source de chaleur au corps à chauffer.
- chauffage direct: le corps à chauffer est parcouru par un courant électrique et est donc lui même le siège du dégagement de chaleur.

Répartition des procédés électrothermiques entre chauffage direct et indirect:

chauffage direct	chauffage indirect
<ul style="list-style-type: none"><li>- chauffage par conduction</li><li>- chauffage par induction électromagnétique</li><li>- chauffage diélectrique<ul style="list-style-type: none"><li>• haute fréquence</li><li>• hyperfréquence</li></ul></li><li>- chauffage par bombardement électronique</li><li>- chauffage par laser</li><li>- chauffage par arc</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>- chauffage indirect</li><li>- chauffage par rayonnement infrarouge</li><li>- chauffage par plasma</li></ul>

On distingue trois modes de transmission de chaleur :

### 1.1 chauffage par conduction :

La conduction thermique est la propagation de la chaleur de molécule en molécule dans un corps ou dans plusieurs corps contigus sans qu'il y ait mouvement du milieu.

L'analyse de la conduction est basée sur la loi de Fourier qui traduit la relation existant, en chaque point d'un corps entre le flux de chaleur et le gradient de température :  $\vec{D} = -\lambda \vec{G}$

$\vec{D}$  : vecteur densité de courant thermique (flux de chaleur par unité de surface).

$\vec{G}$  : gradient de température.

$\lambda$  : conductivité thermique, spécifique d'un matériau donné.

Cette expression peut se mettre, dans le cas d'un milieu à une dimension ou quand la température ne dépend que de l'une des coordonnées

sous la forme :  $\frac{d\Phi}{dS} = -\lambda \frac{d\theta}{dx}$

$\Phi$  : flux de chaleur en watts.

$\theta$  : température en degrés Celsius.

$S$  : surface d'échange en  $m^2$ .

$x$  : coordonnées du point considéré en mètre.

Le signe moins indique que l'écoulement se fait dans le sens des températures décroissantes.

La loi de Fourier permet d'étudier les problèmes de conduction thermique tant en régime permanent qu'en régime variable.

La conduction de la chaleur en régime variable intéresse essentiellement

Le chauffage d'une charge dans une enceinte, l'échauffement des parois de l'enceinte et la récupération de la chaleur.

L'équation générale s'écrit :  $\frac{\partial \theta}{\partial t} = \frac{\lambda}{c\gamma} \Delta \theta$

$c$ : chaleur spécifique.

$\gamma$ : masse volumique.

$\frac{\lambda}{c\gamma}$ : diffusivité thermique.

L'étude mathématique de ces régimes variables est assez complexe.

## 1.2 Chauffage par convection:

La convection caractérise la transmission de la chaleur du corps chaud au fluide dont les molécules sont en mouvement.

Deux types de convection sont généralement distingués:

- Convection naturelle dans laquelle le mouvement du fluide est provoqué par les différences de températures entre le solide et le fluide.
- Convection forcée, dans laquelle le mouvement du fluide est provoqué par un procédé mécanique indépendant des phénomènes thermiques.

Le flux de chaleur échangé entre un solide et l'ambiance à travers une surface de ce solide s'exprime par:

$$d\Phi = \alpha \cdot ds \cdot (T_a - T_s)$$

$T_a$ : température ambiante en °C.

$T_s$ : température de surface du solide en °C.

$\alpha$ : coefficient de convection en  $W/m^2 \cdot ^\circ C$

Nous voyons que la convection dépend de plusieurs facteurs (paroi, fluide .... etc).

### 1.3 Chauffage par rayonnement:

Le rayonnement consiste à l'émission de radiations calorifiques traversant l'espace environnant en échauffant le corps situé à proximité.

La transmission de chaleur par rayonnement entre les surfaces de deux solides obéit à la loi de Boltzmann exprimée par la relation:

$$\Phi = \epsilon.F.S.(T_1^4 - T_2^4) \quad (2.1)$$

$T_1$ : température de la surface émettrice en ( $^{\circ}\text{K}$ ).

$T_2$ : température de la surface réceptrice en ( $^{\circ}\text{K}$ ).

$\epsilon$ : coefficient mutuel de rayonnement dépendant des propriétés des surfaces.

$F$ : facteur d'angle de la surface réceptrice par rapport à la surface émettrice.

### 2. Constitution de la cavité de mesure en température existant au Laboratoire du diélectrique de l'USTHB:

La cavité (fig II 2) résonne à la fréquence:  $f = 9280 \text{ MHz}$

( $f$ : fréquence de l'onde électromagnétique traversant l'échantillon).

L'ensemble est monté dans une enceinte étanche, refroidie par immersion dans un vase Dewar contenant de l'azote ceci permet de descendre jusqu'à une température de:  $-160^{\circ}\text{C}$ .

Sur la partie latérale de la cavité est enroulée une résistance chauffante alimentée par un courant alternatif.

Le capteur est plongé dans la cavité à quelques millimètres de l'échantillon. Il est relié à un indicateur numérique de type: TN2AS.

Les éléments constituant la cavité sont:

1. Fenêtres étanches isolant la cavité dans une atmosphère d'azote gazeux.
2. Entrée d'azote gazeux.
3. joints étanches.
4. Porte échantillons.
5. Cappulaire contenant l'échantillon.
6. Capteurs (100  $\Omega$  Pt).
7. Résistance chauffante.
8. Vis de serrage.
9. Vase Dewar contenant de l'azote liquide.
- 10 - chemise étanche.

### 3.1 Echange thermique dans la cavité:

Dans notre cas on est en présence d'un chauffage indirect par résistance. Pour ce type de chauffage le transfert de chaleur se fait simultanément par convection et par rayonnement.

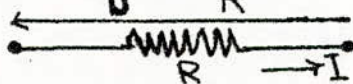
La cavité travaille dans le domaine des basses et moyennes températures ( $T < 600^\circ\text{C}$ ) le rayonnement est négligeable (Relation 2.1) et l'échange thermique s'effectue seulement par convection.

### 3.2 Principe de chauffage par résistance:

Le chauffage à résistance repose sur la loi de Joule.

La puissance électrique transformée en chaleur s'exprime par la

relation :  $P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$



Soit  $Q_1$  la quantité de chaleur fournie par unité de temps par la résistance à l'enceinte (fig II-1) ; le flux de chaleur dissipé dans la résistance de chauffage est :

$$Q_1 dt = Q_2 dt + Q_3 dt$$

Avec :  $Q_2$  : quantité de chaleur nécessaire pour élever la température de l'enceinte de  $dT = (T_2 - T_1)$ .

$T_2, T_1$  températures finale et initiale de l'enceinte en degré celsius.

elle s'exprime par :  $Q_2 = \frac{M dT}{dt}$  (2.2)

Avec  $M = \sum_{i=1}^n m_i c_i$  ,  $m_i$  : masse de la  $i^{\text{eme}}$  partie du matériau.

$c_i$  : chaleur spécifique relative à cette partie

Le flux de chaleur qui sort à travers les parois de l'enceinte pendant  $dt$

est :

$$Q_3 dt = \frac{T - T_0}{R_{th}} dt$$

$R_{th}$  : Résistance thermique de la cavité.

$T_0$  : température à la surface de la paroi de référence

$T$  : température de l'enceinte.

En remplaçant dans (2.2) on obtient :

$$Q_1 dt = (M \cdot dT) + \left( \frac{T - T_0}{R_{th}} \right) dt$$

$M$  et  $R_{th}$  varient en fonction de la température, l'équation n'est donc pas linéaire.

Par contre ces valeurs restent constantes autour d'un point de fonctionnement  $(T_0, T_{00})$ .

Linéarisons cette équation autour de ce point en prenant :

$$Q_1 = Q_0 + q, \quad T = T_0 + T_1, \quad T_0 = T_{00} + T_{01}$$

L'équation devient :  $Q_0 + q = M \cdot \left( \frac{dT_0}{dt} + \frac{dT_1}{dt} \right) + \frac{T_0 - T_{00}}{R_{th}} + \frac{T_1 - T_{01}}{R_{th}}$



Au point de fonctionnement  $M \cdot \frac{dT_0}{dt} = 0$  et  $Q_0 - \frac{T_0 - T_{a0}}{R_{th}} = 0$   
 En utilisant la notation opérationnelle :

$$Q(P) = M \cdot P \cdot T_1(P) + \frac{T_1(P) - T_a(P)}{R_{th}}$$

La fonction de transfert du processus s'écrit alors :

$$\frac{T_1(P)}{Q(P)} = \frac{R_{th}}{1 + M \cdot P R_{th}}$$

$T_1$  : grandeur de sortie.  
 $Q$  : grandeur d'entrée.

Donc autour d'un point de fonctionnement la fonction de transfert du processus est exprimé par une fonction de transfert d'un système par l'intermédiaire d'un capteur qui provoque un retard  $\tau$ , la fonction de transfert est donc :

$$\frac{T_1(P)}{Q(P)} = R_{th} \frac{e^{-\tau P}}{1 + M \cdot R_{th} P}$$

- Modèle simplifié de la cavité :

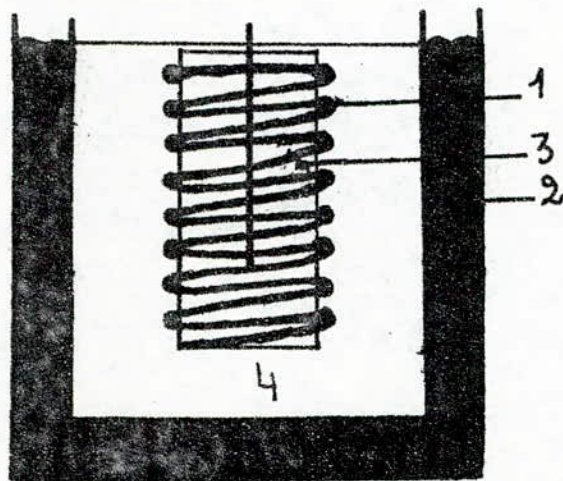


Fig II.1

1. résistance de chauffage .
2. Vase Dewar rempli de  $N_2$  liquide .
3. charge contenant l'échantillon à chauffer .
4. Azote gazeux .

### 3.3 Description du fonctionnement du système:

La température  $T$  affichée par le capteur doit suivre celle délivrée par la consigne  $T$ . En fonction de tout écart constaté le régulateur délivre un signal d'action qui agit sur la commande; on considère que la température initiale de l'enceinte est celle de l'azote:  $T_0 = -160^\circ\text{C}$ .

Si on veut réaliser une montée en température jusqu'à par exemple  $T_1 = 120^\circ\text{C}$ , on agit sur la consigne on obtient alors un écart; l'organe de commande délivre un courant  $I$  permettant le chauffage de l'enceinte ce qui provoque l'élévation de la température. on obtient la température  $T_1$  quand le courant atteint la valeur d'équilibre ( $I_{eq}$ ).

Pour réaliser une descente en température par exemple  $T_2 < 120^\circ\text{C}$  on règle la consigne jusqu'à l'obtention d'un courant  $I_2 < I_1$  tel que  $I_2$  correspond à l'équilibre à la température  $T_2$ .

Pour maintenir cette température constante pendant un certain temps on garde l'état précédent. on mesure les températures limites au bout de deux heures.

Si l'écart est supérieur à  $+0,23^\circ\text{C}$  ou inférieur à  $-0,27^\circ\text{C}$  (valeurs correspondantes à la saturation) la température de l'enceinte est respectivement:  $+15^\circ\text{C}$  ou  $-15^\circ\text{C}$ .

Les états transitoires sont très courts et correspondent aux instants pendant lesquels l'équilibre entre  $T_M$  et  $T_C$  n'est pas réalisé.

Donc le chauffage est assuré par variation de puissance dissipée dans la résistance de chauffage au moyen du courant de sortie du triac.

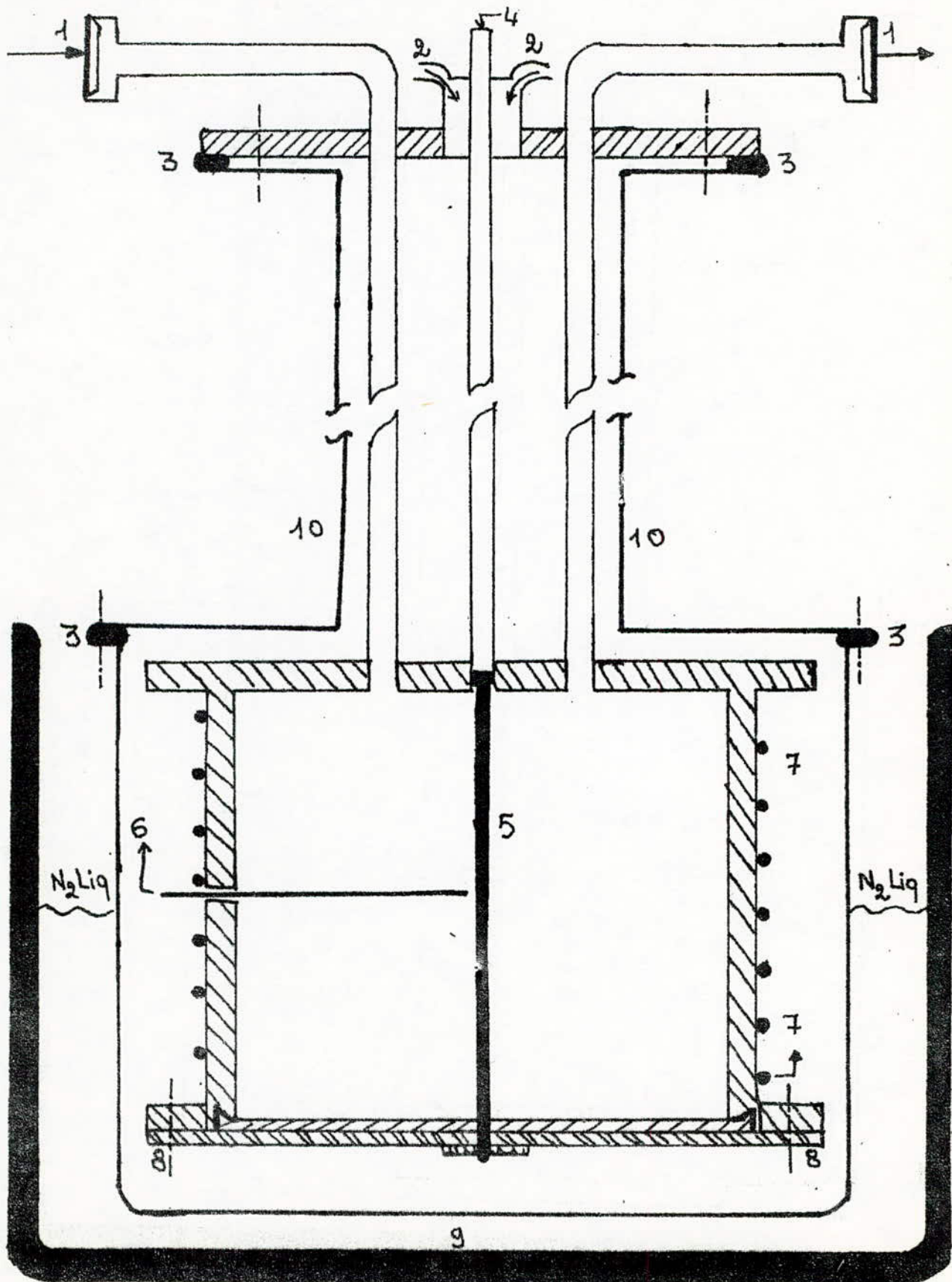


fig. 19  
 19

## II Capteur de température:

Le capteur constitue le premier élément d'une chaîne de régulation.

Il permet la transformation directe des variations de la grandeur à contrôler (température) en variations d'une grandeur électrique (tension ou courant) facile à traiter.

Le choix du capteur était déterminé par la gamme de température à couvrir, le temps de réponse, la vitesse de fluctuations du phénomène à mesurer et la situation d'implantation.

Dans notre cas on utilise comme capteur un thermomètre avec une sonde à résistance en platine.

Le fonctionnement stable, reproductible et fiable de ce capteur permet d'avoir un dispositif de mesure de qualité et assure une régulation très fine grâce à son inertie thermique faible.

Thermomètre numérique TN2AS (à thermocouple ou à résistance): 141

Il est préférable d'utiliser un thermomètre à résistance dans la chaîne de régulation du fait des avantages qu'il procure.

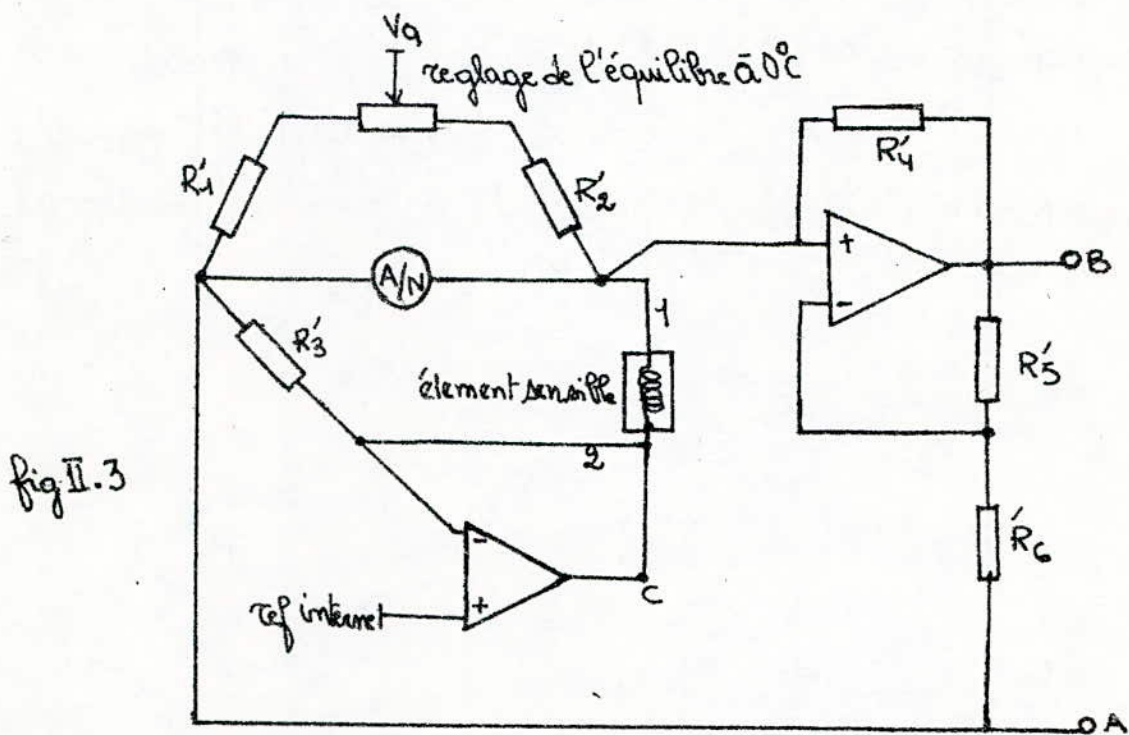
- Sensibilité: la sensibilité du TN2AS est supérieure à celle d'un thermocouple exemple: une sonde à résistance de platine de  $100 \Omega$  à  $0^\circ\text{C}$  traversée par un courant de  $1 \text{ mA}$  présente à ses bornes une tension de  $0,4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  alors pour un thermocouple (ex: Cuivre - Constantan) la sensibilité est au maximum de  $0,041 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ .

- Finesse: la finesse de l'appareil est d'autant meilleur que celui-ci perturbe moins le milieu dans lequel il est introduit.

Le capteur 100  $\Omega$  Pt est un thermomètre dont la résistance varie presque linéairement avec la température ; il permet la mesure de température pour de larges gammes entre  $-200^{\circ}\text{C}$  et  $+1000^{\circ}\text{C}$  avec une sensibilité de  $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$  à la sortie AB.

Les corrections et la linéarisation sont assurées par le montage TN2AS.

Son schéma de fonctionnement simplifié est le suivant :



A et B sorties analogiques

Une sonde platine reliée par 3 fils est incluse dans un pont de Wheatstone. Pour corriger l'erreur de linéarité de la sonde et du pont ; un courant de correction proportionnel à la valeur du déséquilibre du pont est injecté dans la sonde. La mesure du déséquilibre est effectuée à l'aide d'un convertisseur

analogique - numérique.

L'égalité des résistances de fil 1 et 2 permet d'éviter l'influence de la température ambiante sur le câble d'interconnexion entre capteur et dispositif TN2AS.

Un amplificateur opérationnel permet de tenir compte de la chute de tension dans les lignes 1 et 2 en imposant une tension au point bras du pont (point C), telle que la sensibilité soit conservée. La tension entre les points A et B est proportionnelle à la valeur de la température de la sonde.

• caractéristiques fonctionnelles :

- la précision intrinsèque de l'appareil est de 0,1% de la valeur lue  $\pm 0,05\%$  de la pleine échelle  $\pm \Delta\theta$  ( $\Delta\theta$  correspond à l'erreur de linéarisation).
- la résistance de ligne inférieure à 50  $\Omega$ .
- le coefficient de température de la sensibilité inférieur à  $100 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ .

#### IV Commande de processus:

##### 1. Commande de puissance:

###### 1.1 Introduction:

Les organes de commande, appelés souvent organes de réglage, ont un rôle d'interface entre les régulateurs et le système à régler.

Comme organes de sortie, ils ont essentiellement la tâche d'amplification en puissance, de sorte que les signaux de sortie des régulateurs à faible puissance, correspondant à la tension de commande à l'entrée des organes de commande, puissent intervenir sur le système à régler.

Selon la puissance de sortie des organes de commande, il existe différentes solutions pour la réalisation de ces organes.

Généralement on choisit des montages avec triac.

###### 1.2 Rappels sur le thyristor, le triac et l'UJT: 151

- Le Thyristor se compose de 4 couches p-n/p-n de Si.

Il peut être bloqué ou passant suivant l'instant d'amorçage (à la gachette) sous forme d'impulsions de faible puissance et courte durée.

On peut représenter un thyristor par 2 transistors complémentaires montés en cascade, en le coupant en cascade fig II.6

- Le Triac a le même principe qu'un thyristor, mais de plus il conduit dans les 2 sens, ce qui permet de donner un bon rendement en puissance.

La caractéristique de fonctionnement de ce composant est donnée par la figure (II.10).

• Le transistor unijonction (UJT) se comporte comme un interrupteur commandé en tension.

Il présente une très forte impédance d'entrée (sur l'émetteur) quand il est bloqué et une faible impédance d'entrée quand il est conducteur.

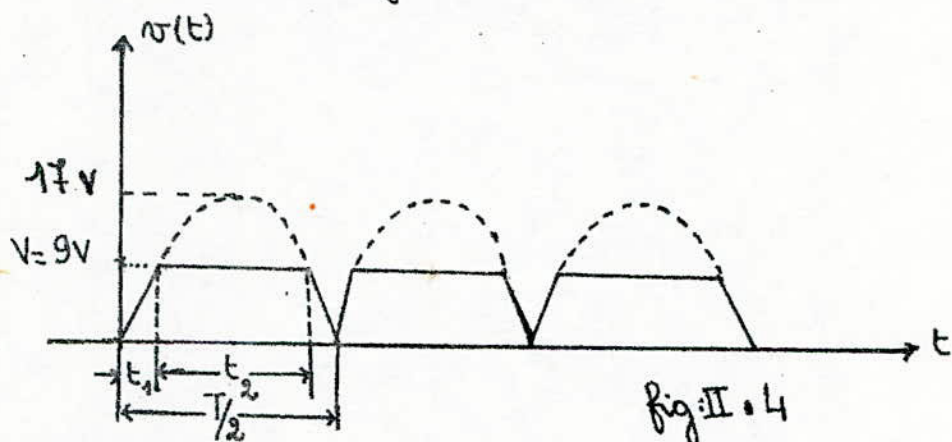
Le point précis où commence la conduction est appelé tension de pic:

$$V_p = V_D + \eta V_{BB} \quad V_D: \text{tension aux bornes de la diode D (figure)}$$

Son circuit équivalent et sa caractéristique de fonctionnement sont donnés par la figure

- Synchronisation de l'UJT:

Les transistors UJT ( $T_2$ ) et  $T_3$  sont polarisés à l'aide d'une tension trapézoïdale assurant la synchronisation avec l'alimentation.



L'angle de retard à la conduction est défini par  $\alpha$  tel que:

$$\pi \cdot \frac{2t_1}{T} \leq \alpha \leq \frac{T - 2t_1}{T} \cdot \pi$$

$t_1$  étant le temps de retard de conduction il correspond à:

$$v(t_1) = V \quad \text{tel que } v(t) = v_{\max} \sin \omega t$$

$$\text{d'où } t_1 = \frac{T}{2\pi} \cdot \text{arc sin} \left( \frac{V}{v_{\max}} \right)$$

$$t_1 = \frac{2 \cdot 10^{-2}}{2\pi} \text{ arc sin} \left( \frac{9}{12\sqrt{2}} \right) = 1,5 \text{ ms}$$

$$\text{Ainsi: } (28,8)^\circ \leq \alpha \leq (151,2)^\circ$$



## 2. Principe de la commande par angle de conduction :

On utilise une commande synchrone à triac par variation d'angle de conduction (voir la figure II.7).

Le principe consiste à retarder systématiquement l'instant de déclenchement du triac en introduisant un retard au moyen d'un circuit RC.

Pour chaque alternance le signal d'écart provoque l'allumage du triac avec un certain retard par rapport au passage à zéro de la tension aux bornes de la charge.

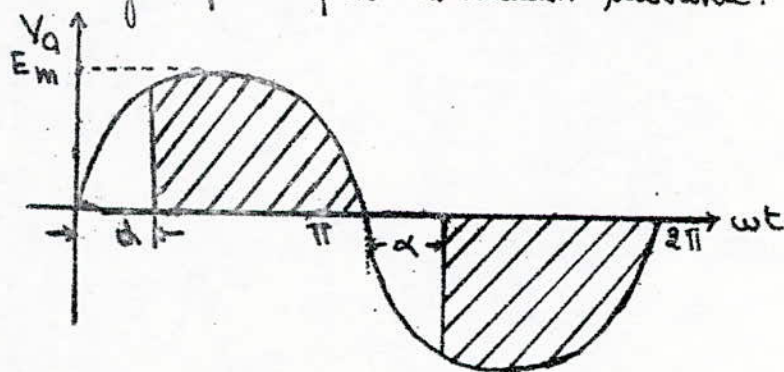
L'impulsion de déclenchement est toujours positive car on dispose d'une source de commande de puissance suffisante.

En fonction de ce déphasage la puissance efficace sur une alternance est donc plus ou moins importante.

Après l'amorçage le triac se comporte comme un interrupteur fermé parfait car sa chute de tension interne (0,1 V) est négligeable par rapport à la tension maximale d'alimentation et s'ouvre dès que la tension d'alimentation de la charge ( $V_a$ ) passe à zéro pour  $\theta = \pi$ .

$$V_a = E_m \sin \theta \quad (\theta = \omega t)$$

La valeur moyenne pendant une alternance de la tension aux bornes de la charge s'exprime par la relation suivante :



$$\bar{V}_a = \frac{E_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

quand le triac conduit on a  $P = R_{ch} I_{eff}^2$

La valeur efficace du courant pendant une alternance est:

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{E_{eff}^2}{R_{ch}^2} \sin^2 \theta d\theta = \frac{E_{eff}^2}{2\pi R_{ch}^2} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\theta) d\theta$$

$$I_{eff}^2 = \frac{E_{eff}^2}{R_{ch}^2} \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi} \right)$$

- si l'angle de conduction  $\alpha$  varie de 0 à  $\pi$  donc on fait varier l'intensité efficace de sa valeur maximale:  $\frac{E_m}{R_{ch}}$  à 0.

Donc la puissance fournie à la charge pendant une alternance:

$$P = R_{ch} I_{eff}^2 = \frac{E_{eff}^2}{R_{ch}} \left( \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{4\pi} \right)$$

on constate que  $P$  est fonction de l'angle d'allumage  $\alpha$ .

- Si :
- $\alpha = 0$  Alors  $P = \frac{E_{eff}^2}{2R_{ch}}$
  - $\alpha = \pi$  Alors  $P = 0$

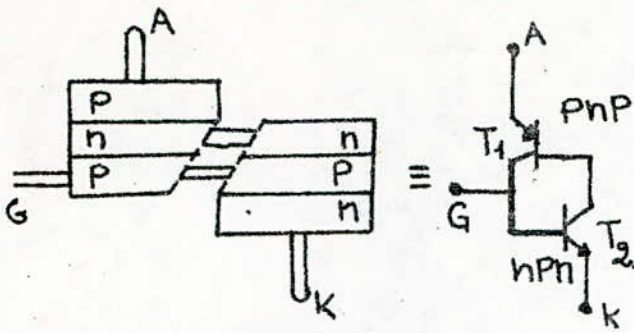
L'énergie fournie à la charge est proportionnelle à l'écart  $(V_c - V_m) = \epsilon$   
 $P_{moy} = K \epsilon$

3. Avantage de la commande à triac par variation d'angle de phase:  
 on l'utilise quand la variation doit avoir lieu avec une constante de temps relativement courte.

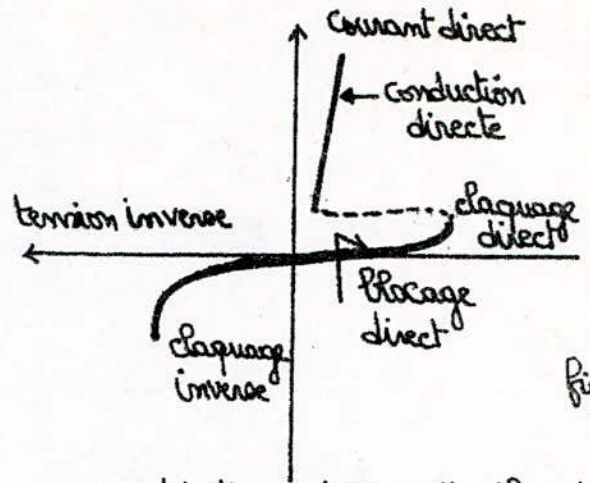
Cette méthode de commande est utilisée du fait qu'elle peut conduire à une grande précision.

Remarque:

L'utilisation de la synchronisation ne permet pas la conduction pendant la durée de l'alternance ce qui entraîne une erreur admissible si la valeur de  $V$  est faible.

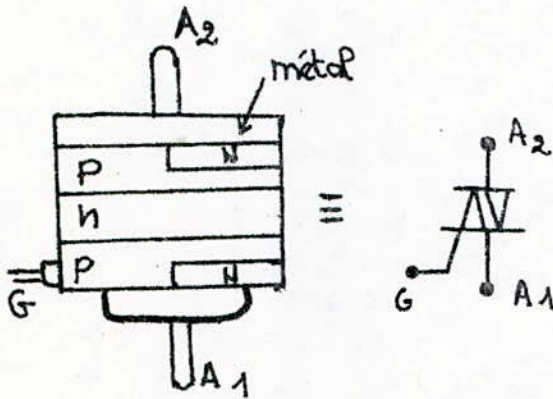


circuit équivalent à thyristor  
fig II.6

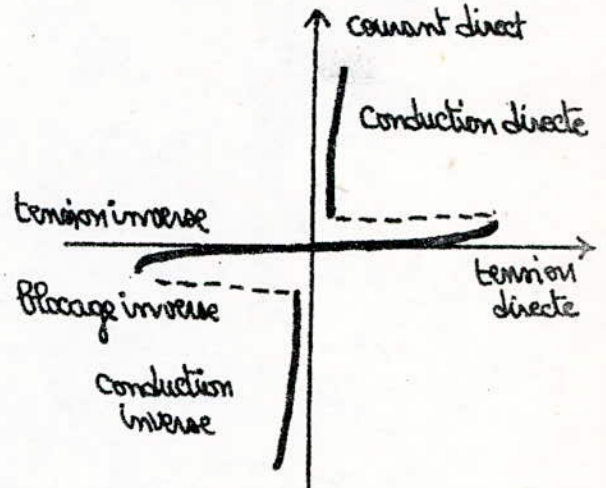


caractéristique statique d'un thyristor

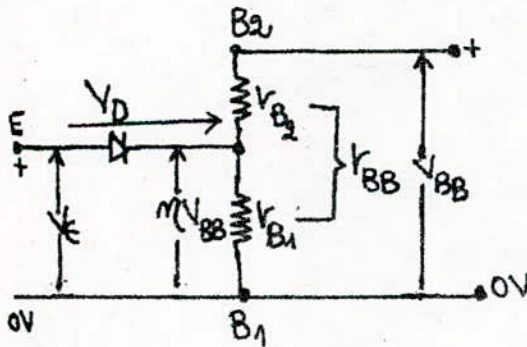
fig II.9



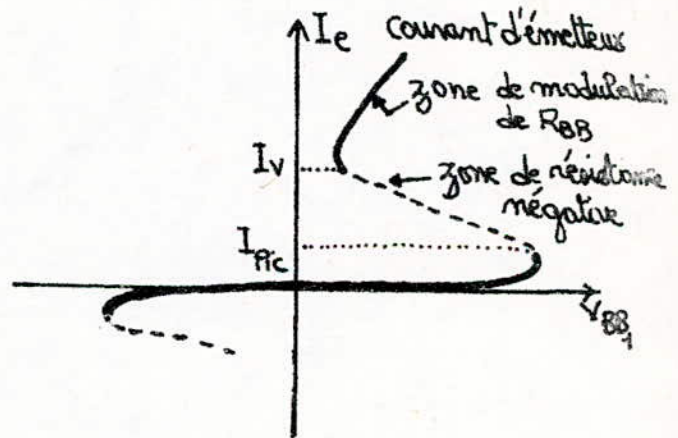
circuit équivalent du triac  
fig II.7



caractéristique d'un triac fig II.10



circuit équivalent de l'UJT  
fig II.8



caractéristique de l'UJT  
fig II.11

## CHAPITRE III: Etude dynamique et stabilité

### I. Identification du processus:

#### 1. Définition du processus: 161

C'est un ensemble de phénomènes physiques se produisant dans l'organe à contrôler au moyen d'une régulation.

Toute action qui consiste à produire, à transporter ou à faire un mélange de produits de chaleurs différentes est appelée « processus thermique ».

#### 2. L'Identification:

Pour pouvoir réaliser une régulation ayant des performances satisfaisantes, on doit connaître la structure et les paramètres qu'on se propose de piloter.

Pour atteindre cet objectif, on doit nécessairement franchir plusieurs étapes. La plus importante étant la modélisation.

Le modèle obtenu contient un certain nombre de paramètres dont on ignore les valeurs numériques et l'identification a pour but la détermination de ces paramètres.

L'identification permet de trouver la fonction de transfert représentative du processus pour l'introduire dans l'examen mathématique d'une boucle afin de bien choisir le régulateur.

#### 3. Méthodes d'identification:

Il existe plusieurs méthodes pour trouver les valeurs numériques des paramètres qui caractérisent le processus.

La précision de ces paramètres dépend de la méthode choisie.

Dans notre cas le système a une réponse aperiodique, alors on choisit la méthode d'identification de BROIDA.

### 3.1 Identification en boucle ouverte par la méthode de BROIDA: [6]

cette méthode consiste à décrire le comportement de la sortie du système en fonction du temps quand l'entrée est soumise à un échelon.

Suivant la méthode de Broida; la courbe du premier ordre passe par 2 points:  $(0,28; t_1)$  et  $(0,4; t_2)$  fig III.1

on calcule la constante de temps  $T'$ , le retard pur  $\tau'$  et le gain statique par les formules suivantes:

$$T' = 5,5(t_2 - t_1)$$

$$\tau' = 2,8t_1 - 1,8t_2$$

$$G_s = \frac{V_{max}}{V_e}$$

La transmittance en boucle ouverte est:  $G(P) = \frac{G_s e^{-\tau'P}}{1 + T'P}$

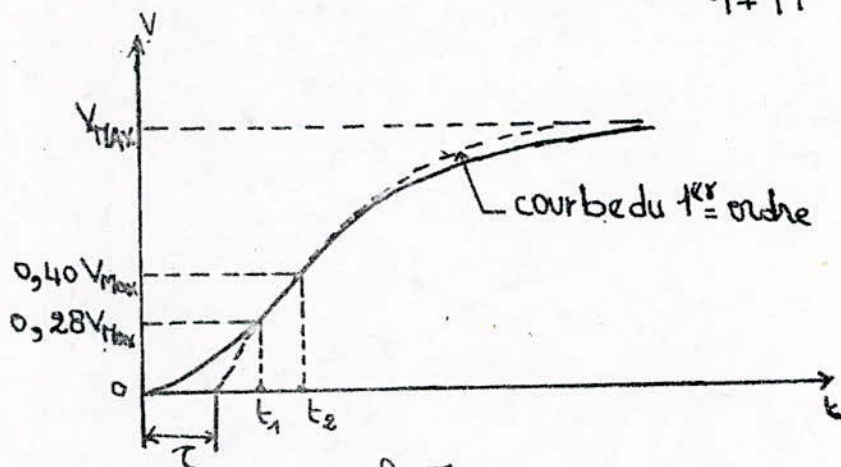


fig III.1

### Procédes:

On règle la tension d'alimentation de la charge à 15V à l'aide de l'alternostat.

On laisse la résistance se chauffer jusqu'à atteindre son régime permanent, ensuite on augmente la tension d'alimentation jusqu'à 20V ce qui correspond à l'application d'un échelon de 5V. on mesure la tension de sortie du processus aux bornes du capteur en fonction du temps.

Tableau des valeurs:

$t(\text{mn})$	0,5	1,2	1,7	2,2	2,9	3,2	3,7	4	4,5	5
$V_R(\text{Volts})$	0,12	0,15	0,2	0,26	0,35	0,42	0,53	0,56	0,68	0,68
$t(\text{mn})$	6,2	7	8	9	10	13	15	17	20	22
$V_R(\text{Volts})$	0,73	0,85	0,94	0,98	1,32	1,14	1,18	1,19	1,2	1,2

On calcule la constante de temps  $T'$ , le retard  $\tau'$  et le gain statique  $G_S$  par les formules précédentes:

on trouve:  $T' = 280$  secondes

$$\tau' = 55 \text{ secondes}$$

$$G_S = 0,22$$

pour  $t_1 = 158,1$  secondes et  $t_2 = 212,7$  secondes.

### Interprétation:

On constate que le régime permanent est atteint au bout de 22 mn ce qui confirme le fait que le système a un temps de réponse assez long presque égal à  $4,7 T'$ .

Les mesures sont effectuées à la température ambiante environ 25°C.

La tension de sortie maximale atteinte en régime permanent correspond à une température de  $120^{\circ}\text{C}$ .

La transmittance sera:  $G(P) = \frac{0,22 e^{-55P}}{1+280P}$

### 3.2 Identification en boucle fermée par la méthode de Poïda.

L'identification en boucle fermée permet d'éliminer les inconvénients de celle en boucle ouverte qui sont de deux types:

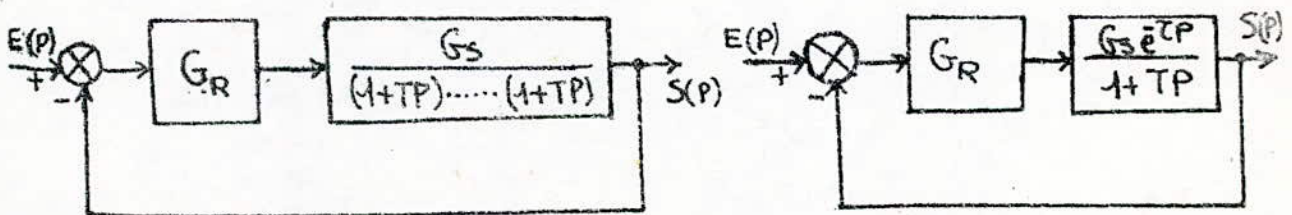
- toute identification est une approximation; lorsqu'on analyse le système dans le domaine fréquentiel, l'erreur due à l'approximation peut être localisée à la pulsation critique.

Or, les calculs de stabilité de boucle s'effectuent pour un déphasage  $= -\pi$  on a donc intérêt à être précis en identifiant, au voisinage de  $\varphi = -\pi$ .

- Lorsque le système est en boucle ouverte; la méthode nécessite la présence et l'attention constante de l'opérateur pour stabiliser le système et réagir contre toute perturbation éventuelle.

On calcule les paramètres du modèle de Poïda qu'aura la même période d'oscillation que le système à identifier en boucle fermée.

Schémas fonctionnels:



Système

Modèle de Poïda

$G_R$ : gain du régulateur

,  $E(p)$ : grandeur de consigne

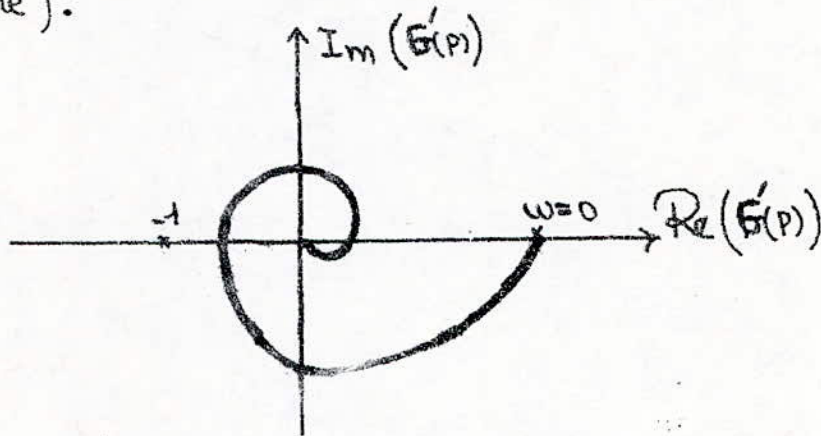
La fonction de transfert du système en boucle fermée :

$$G'(P) = \frac{S(P)}{E(P)}$$

avec  $S(P) = \frac{G_R G_S e^{-\tau P}}{1 + TP}$  ,  $E(P) = \frac{G_S G_R e^{-\tau P}}{1 + TP} + 1$

La stabilité du système dépend du terme  $\frac{G_S G_R e^{-\tau P}}{1 + TP}$  dont le module est :  $R = \frac{G_S G_R}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$  et l'argument  $\varphi = -\omega\tau - \arctg(\omega T)$

La représentation dans le plan complexe sera : (pour un système du 1<sup>er</sup> ordre).



Si  $G_R$  tend vers une valeur suffisamment élevée, le lieu de transfert passe par le point  $-1$  sur l'axe des réels et le système est alors en pompage d'où :

$$R = 1$$

$$\varphi = -\pi$$

La résolution du système d'équation : 
$$\begin{cases} \omega^2 T^2 + 1 - (G_R G_S)^2 = 0 \\ \omega\tau + \arctg(\omega T) - \pi = 0 \end{cases}$$

permet de déterminer  $T$  et  $\tau$ .



on trouve  $T = \frac{T_0}{2\pi} \sqrt{(G_R G_S)^2 - 1}$  (1)

$$\tau = \frac{T_0}{2\pi} \left( 1 - \frac{\arctg \sqrt{(G_R G_S)^2 - 1}}{\pi} \right) \quad (2)$$

Pratiquement pour trouver  $T$  et  $\tau$  on procède de la manière suivante:

- on applique un échelon à la sonde de 5V.
- on augmente le gain du régulateur jusqu'à obtenir le pompage,
- on note  $G_R$  ( $G_R = 7,50$ ).
- on mesure la période  $T_0$  ( $T_0 = 25'$ ).

Les résultats des mesures donnent en utilisant les formules 1 et 2.

$$T = 300 \text{ secondes}$$

$$\tau = 60 \text{ secondes}$$

$$G_S = 0,22 \text{ (I. 3.1)}$$

La fonction de transfert du processus est:  $G(P) = \frac{0,22 e^{-60P}}{1 + 300P}$

### Remarque:

On constate que les paramètres du processus obtenus par la méthode d'identification en boucle fermée sont plus corrects; car dans

ce cas on a tenu compte de la présence du régulateur.

Les paramètres sont déterminés plus rapidement qu'en boucle ouverte, leurs valeurs sont proches pour les deux méthodes.

# Courbe d'identification du processus

SEC: 10 cm  
y.f (t)

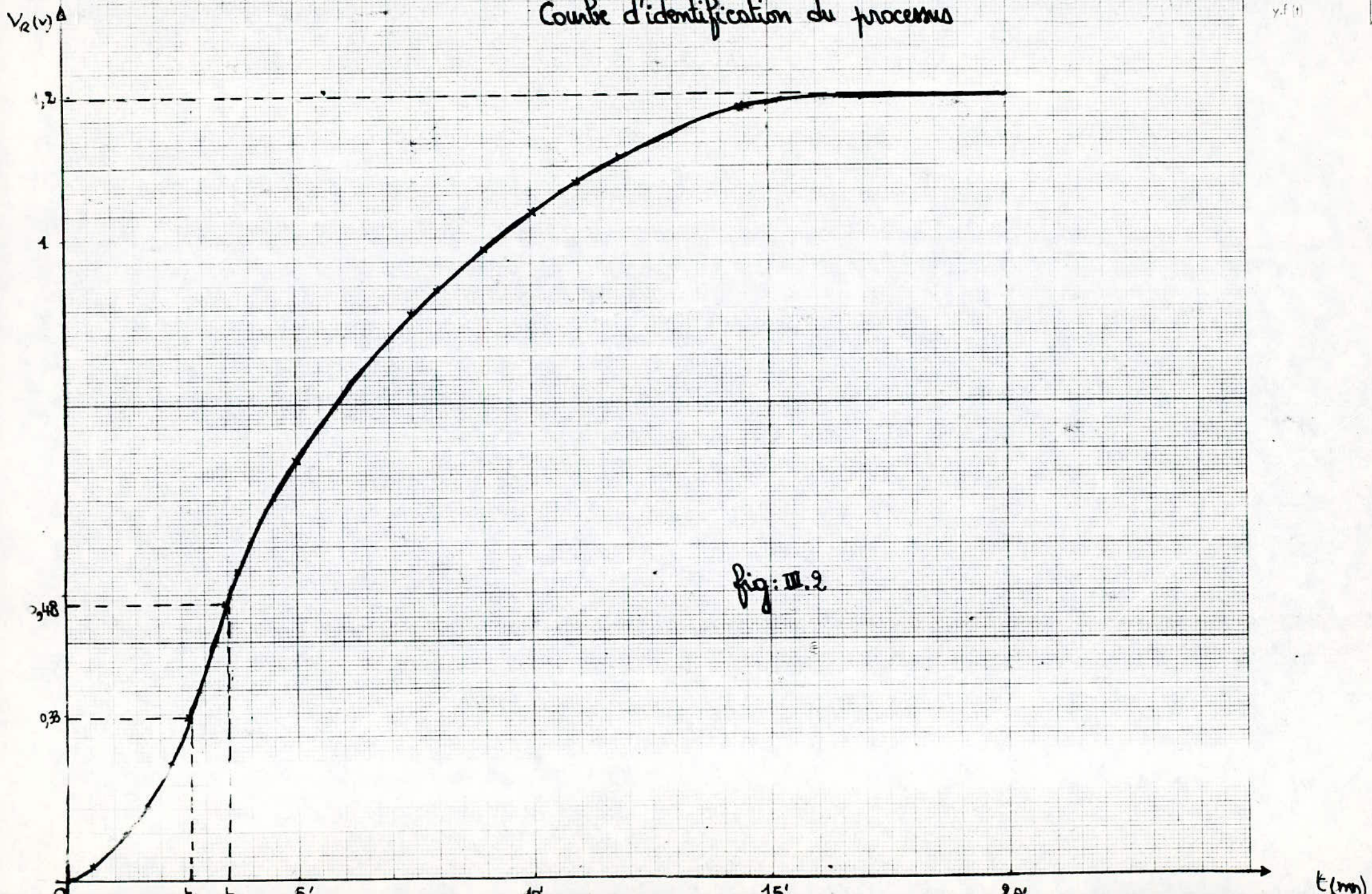


fig: III.2

## II. Etude de la stabilité du système:

### 1. Définition:

On dit qu'un système linéaire est stable lorsque, écarté de sa position d'équilibre, il tend à y revenir. Pour cela il faut et il suffit que tous les modes de ses régimes libres s'amortissent quand le temps croît.

Il ya plusieurs méthodes d'étudier la stabilité d'un système; la plus employée est la courbe amplitude phase (diagramme de Black).

L'amplitude est portée en ordonnée et la phase en abscisse.

### 2. Critère de stabilité: $|F|$

Un système asservi linéaire se trouve à la limite de stabilité si la réponse harmonique  $G(P)$  en boucle ouverte présente pour le module  $|G(P)| = 1$  une phase de  $-180^\circ$ .

En d'autres termes, le système sera dit stable dans ce plan, si en décrivant le lieu de transfert en boucle ouverte dans le sens des fréquences croissantes, on laisse le point critique  $(1, -180^\circ)$  à sa gauche.

### 3. Stabilité comme le régulateur:

Les paramètres du processus obtenus lors de l'identification sont:

$$\tau = 60 \text{ secondes}$$

$$T = 300 \text{ secondes}$$

$$G_s = 0,22$$

$$\text{La fonction de transfert est égale à: } \frac{G_s e^{-\tau P}}{1 + TP}$$

Le module :  $|G(P)| = \frac{1}{(1 + \omega^2 T^2)^{1/2}}$

Le déphasage  $\varphi = -\omega T - \arctg \omega T$

Tableau des valeurs:

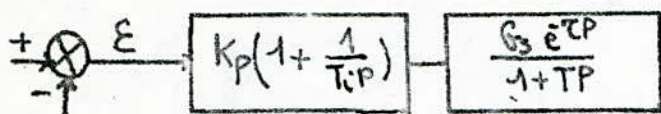
$\omega T (\text{rad})$	0	0,5	1	2	4	8	12	15
$ G_1  = \left  \frac{\bar{e}^{TP}}{1+TP} \right $	1	0,89	0,70	0,44	0,24	0,12	0,083	0,066
$\varphi (\text{degré})$	0	-32,2	-56,4	-86,2	-121,7	-174,4	-222,7	-258
$ G_2  = K_0 \left  \frac{\bar{e}^{TP}}{1+TP} \right $	0	6,02	4,9	3,08	1,68	0,84	0,58	0,46

En utilisant le graphique  $|G_1| = f(\varphi)$  on obtient la plage de stabilité pour  $1 \leq K_0 \leq 7$

Or  $K_c = K_p G_s$  ce qui donne la bande de proportionnalité du régulateur :  $4,54 \leq K_p \leq 31,8$

#### 4. Stabilité avec régulateur PI :

Soit le schéma fonctionnel du système en boucle ouverte :



Le gain en boucle ouverte est :  $G(P) = K_0 \left( 1 + \frac{1}{T_i P} \right) \left( \frac{\bar{e}^{TP}}{1 + TP} \right)$

En se référant à la caractéristique du régulateur PI fig III.5 et tenant compte des conditions de stabilité on choisit  $K_0 = 7$ .

A ce moment le rapport  $\frac{T_i}{T}$  qui donne la limite de stabilité est égale à 2.

$\frac{T_i}{\tau} \leq 2$  le système est stable.

$\frac{T_i}{\tau} > 2$  le système est instable.

Pour vérifier la stabilité du système avec le régulateur on fait même analyse que précédemment en prenant:

$$\frac{T_i}{\tau} = 1 \quad \text{d'où} \quad T_i = \tau = 60 \text{ secondes}$$

Tableau des valeurs:

$\omega T$ (rd)	0	0,5	1	2	4	8	12	15
$\left  1 + \frac{1}{T_i P} \right  \left  \frac{e^{-\tau P}}{1 + T_i P} \right $	$\infty$	9,03	6,69	4,18	2,38	1,14	0,68	0,42
$\varphi$ (degré)	-90	-116,6	-135,14	-154,5	-173,1	-206,5	-245,3	-276,4
$ G  = K_0 \left  1 + \frac{1}{T_i P} \right  \left  \frac{e^{-\tau P}}{1 + T_i P} \right $	$\infty$	63,23	46,88	28,31	15,99	8,68	5,56	3,42

Le graphique est représenté par la figure III.5

### Conclusion:

On remarque d'après la courbe fig III.5 que le système est stable et possède une marge de sensibilité satisfaisante pour:

$$4,54 \leq K_p \leq 31,8$$

$$T_i \leq 120 \text{ secondes}$$

La marge d'amortissement est de valeur:  $\varphi_m = 8^\circ$  pour  $T_i = 60$  secondes

Plus  $K_p$  augmente, plus l'écart ( $\varepsilon$ ) décroît mais le système présente des oscillations (instabilité).

L'étude de la stabilité a été effectuée par approximation du modèle de Poivre au système, expérimentalement en prenant le modèle réel on vérifie que la stabilité est maintenue pour les valeurs de  $K_p$  et  $T_i$  déterminés.

courbes de stabilité sans régulateur

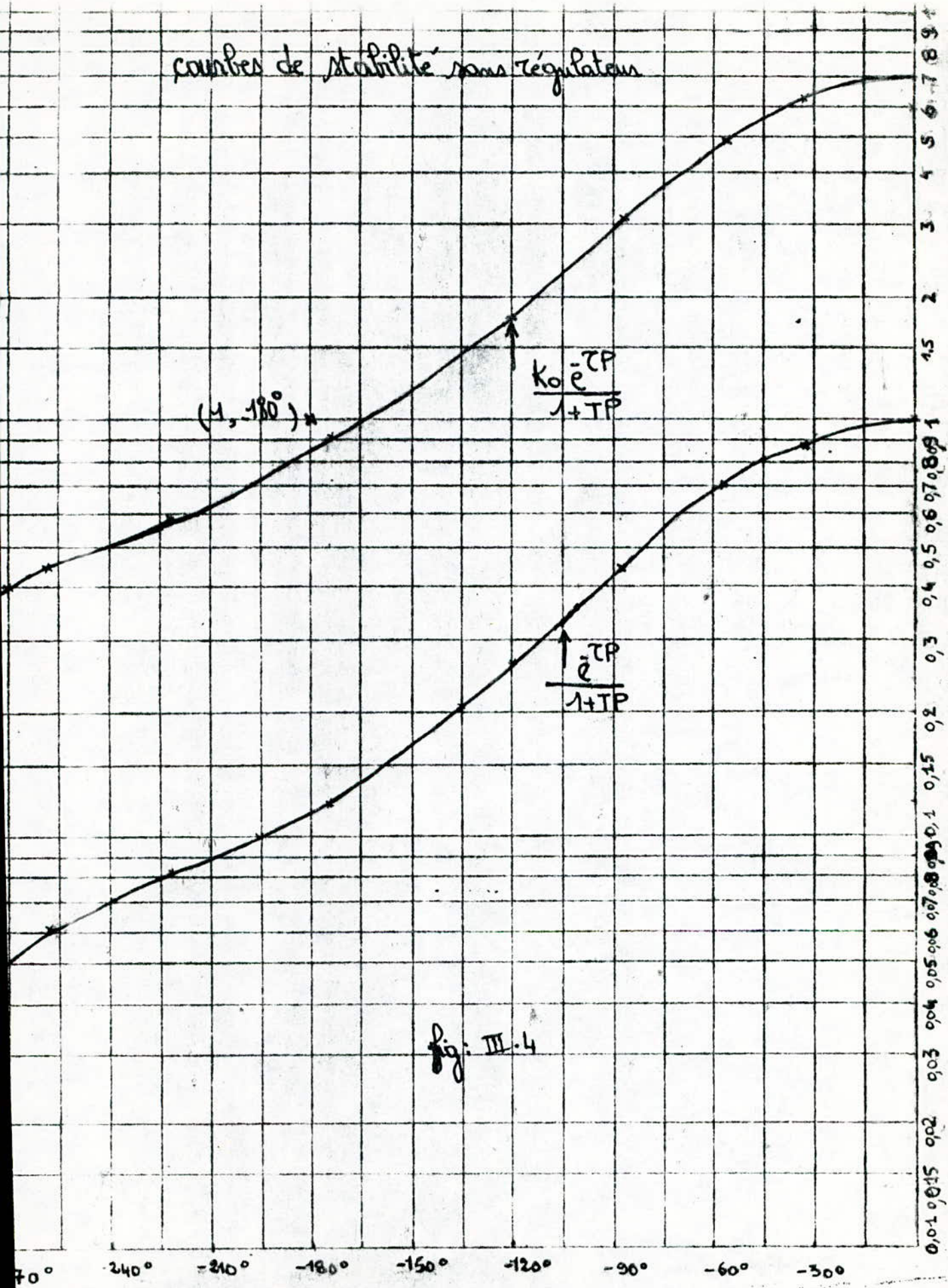


fig: III.4

- COURBE DE STABILITE -  
 ( Avec régulateur PI )

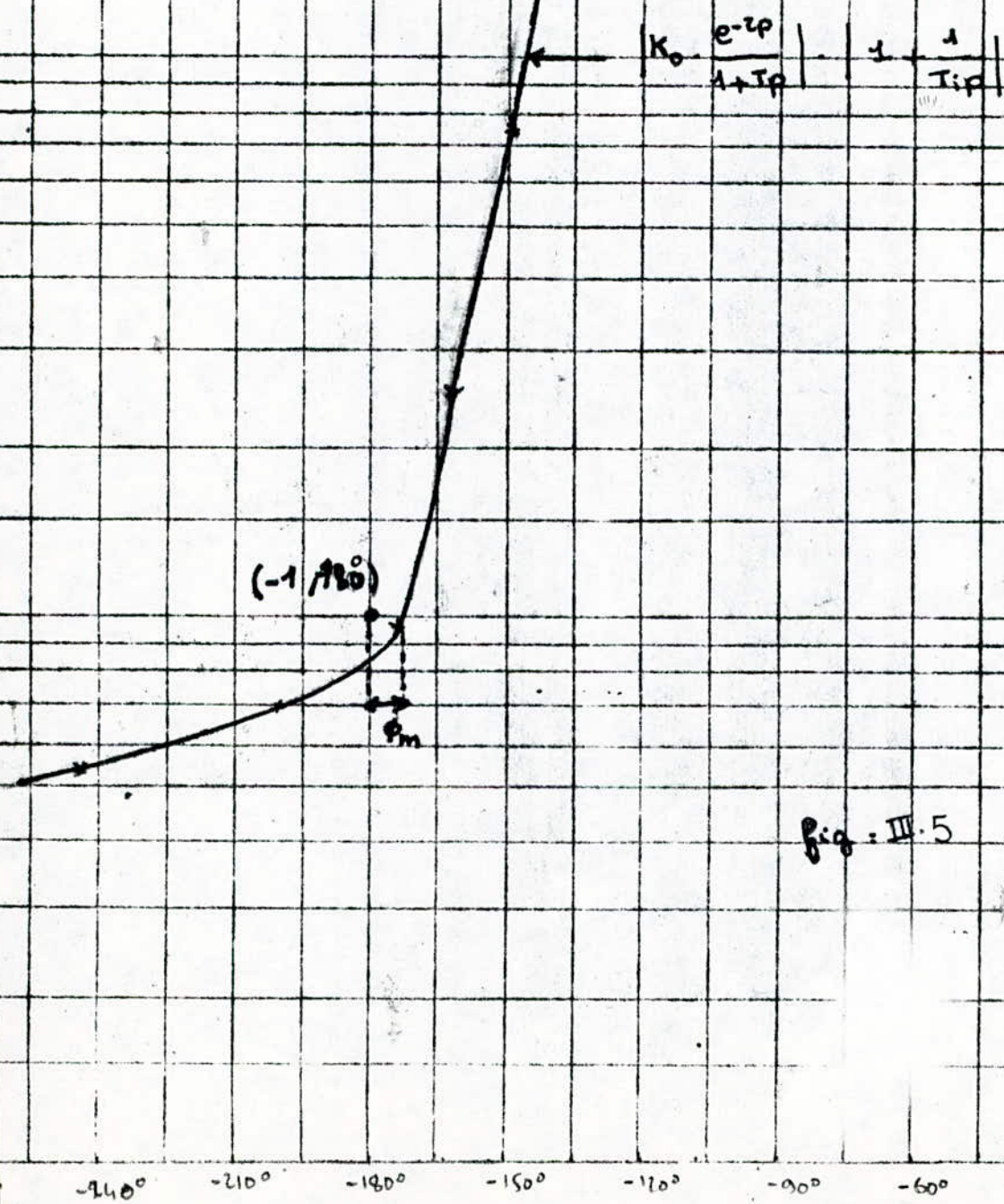


Fig : III.5





## CHAPITRE IV : Amélioration du montage et Choix des éléments

### I Interface pour programmeur : 181

L'utilisation d'une consigne manuelle nécessite une grande attention de la part de l'utilisateur et engendre des erreurs.

La réalisation d'un programmeur permet un contrôle optimal qui n'est pas réalisable avec un régulateur analogique et l'amélioration des performances de l'automatisation vue les avantages que procurent le micro ordinateur (souplesse, puissance...etc...).

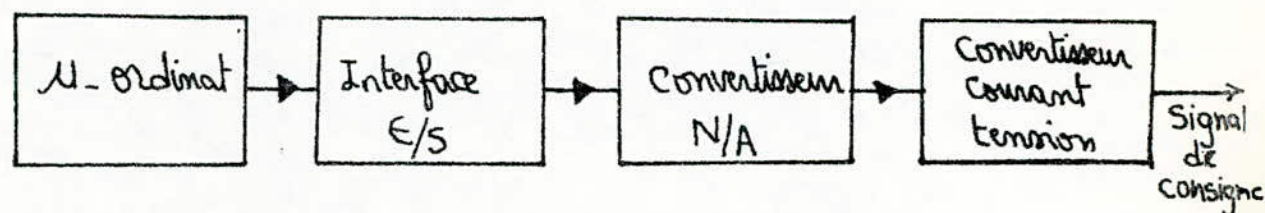
Dans notre cas la simulation des variations de température par programme donne des résultats précis et diminue les erreurs.

La consigne peut être élaborée à partir d'un programme contenu en mémoire.

Le programmeur permet de simuler les variations de température de consigne (exemple figure V.5) et les transmette sous forme de tensions analogiques au comparateur grâce à un interface numérique - analogique.

Dans le programme on introduit les paramètres de l'échantillon donné par le cahier de charge (exemple DN, DP, PH, PB et TP) (fig V.5).

Le synoptique suivant résume cette solution :



Dans cet étage de commande on utilise :

- Un interface d'entrée - sortie entre le microprocesseur et le périphérique réalisant ainsi la synchronisation de l'Apple II plus avec ce périphérique (exemple le PIA MC 682 de MOTOROLA).  
Le PIA peut être relié à un des connecteurs de l'Apple II plus, et ne nécessite aucun circuit d'adaptation autre qu'un éventuel décodage d'adressage.
- Un convertisseur numérique - analogique le MC 1408 de Motorola qui se compose d'un amplificateur de courant de référence, d'une échelle  $R-2R$  et de 8 commutateurs rapides. 191

Ce convertisseur reçoit une information numérique sous forme de 8 bits et la transforme en un signal analogique en délivrant à la sortie 4 un courant  $I$ , égal à la somme des courants circulant dans les résistances  $2R$  (voir figure III.2).

Son expression est la suivante :

$$I = \frac{V_{ref}}{2R} \left[ \sum_{i=1}^8 \frac{A_i}{2^i} \right] \quad A_i: \text{Bits du MC 1408}$$

La conversion en tension s'effectue grâce à un amplificateur opérationnel (CI 4) monté en convertisseur courant-tension (voir figure IV.1).

On note que les tensions aux points 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 sont respectivement  $\frac{V_{ref}}{2}$ ,  $\frac{V_{ref}}{4}$ ,  $\frac{V_{ref}}{8}$ ,  $\frac{V_{ref}}{16}$ ,  $\frac{V_{ref}}{32}$ ,  $\frac{V_{ref}}{64}$ ,  $\frac{V_{ref}}{128}$  et  $\frac{V_{ref}}{256}$ .

À la sortie du convertisseur courant-tension on recueille une tension

$$V = \frac{V_{ref}}{R} \cdot R_{22} \left[ \sum_{i=1}^8 \frac{A_i}{2^i} \right]$$

Celle-ci est maximale pour tous les  $A_i = 1$

$$V_{Max} = 0,0049 R_{22} \text{ avec } V_{ref} = 5V$$

Pour une température de consigne maximale ( $160^\circ C$ ) et une sensibilité du thermomètre de  $10 \text{ mV}/^\circ C$  on a une tension :

$$V_{Max} = 1,6 \text{ volts d'où } R_{22} = 322 \Omega \text{ (valeur normalisée)}$$

Comme la température varie entre  $+160^\circ C$  et  $-160^\circ C$  alors grâce à un transistor en commutation on peut obtenir une tension de même signe que la température qui lui est relative.

Suivant l'état bloqué ou saturé du transistor ( $T_{\beta}$ ) ; la tension  $V$  sera positive ou négative.

Le transistor ( $T_{\beta}$ ) est commandé par un bit du PIA.

Quand ce bit est égal à 1 le transistor ( $T_{\beta}$ ) sera bloqué ; la tension de sortie ( $V_{consigne}$ ) sera positive.

Quand ce bit est égal à 0 le transistor ( $T_{\beta}$ ) sera saturé ; la tension sera négative.

Remarque :

Pour l'utilisation du capteur de sensibilité  $1 \text{ mV}/^\circ C$  on prend  $R_{22} = 32,2 \Omega$ .

schéma électrique de l'interface pour programmeur

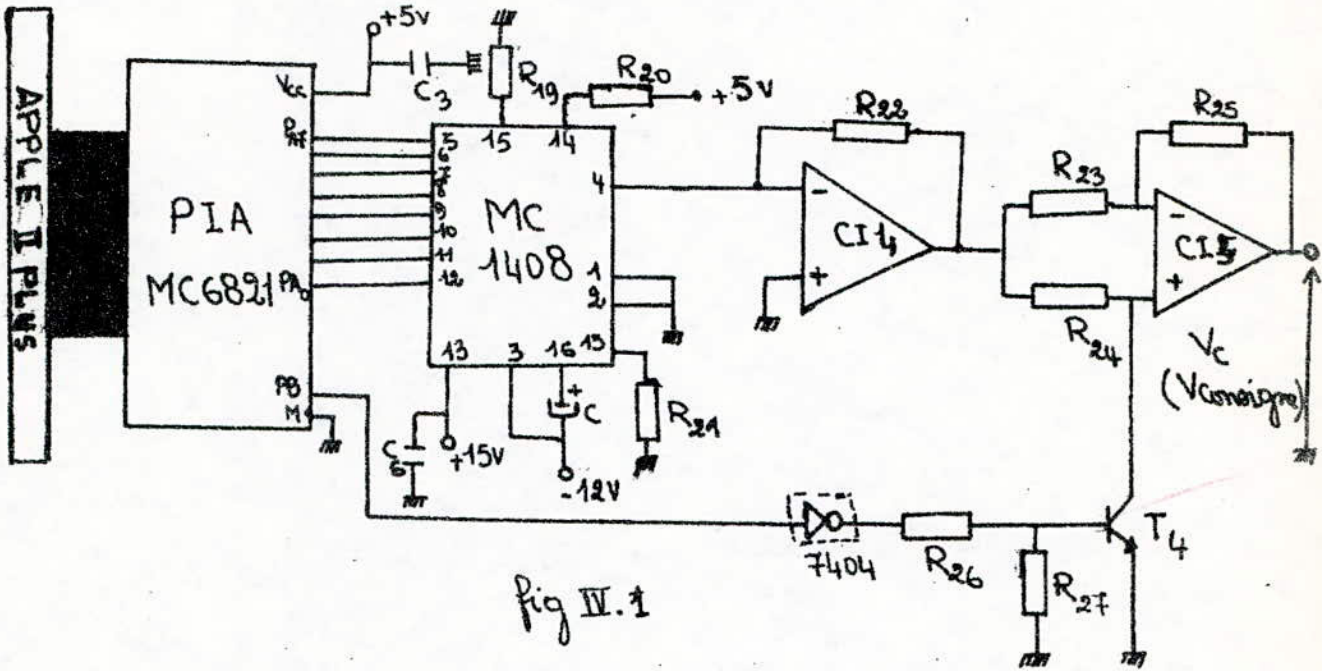
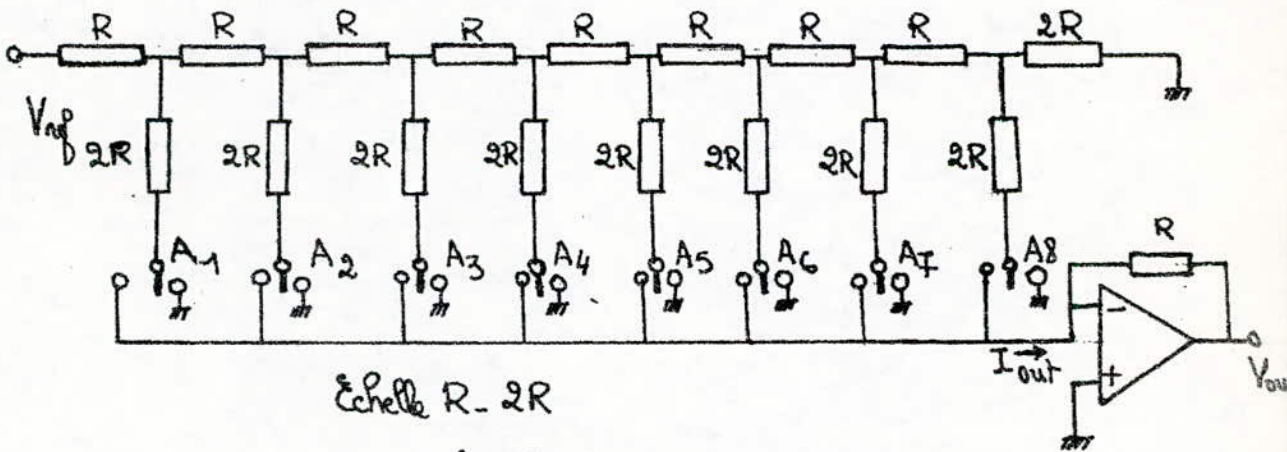


fig IV.1

Principe de la conversion



Echelle R-2R

fig IV: 2

## II. 1 organe de consigne :

on réalise un circuit permettant d'obtenir des tensions de consigne variant dans de larges gammes (fig. IV.3)

C'est une amélioration pour la chaîne de régulation du fait qu'il permet d'effectuer l'interchangeabilité des capteurs suivant la position d'un commutateur  $K_1$ .

Il se compose d'un amplificateur opérationnel monté en abaisseur. Suivant le choix de la résistance de contre réaction on peut obtenir diverses gammes de tension de référence.

Le gain de l'amplificateur est  $G_V = \frac{V_{\text{consigne}}}{V_e} = - \frac{R_2}{R_1}$  (1)

Le choix des éléments du circuit est effectué afin d'avoir une commodité sur l'affichage du potentiomètre  $P_1$ .

on prend par exemple une augmentation de  $0,5^\circ\text{C}$  correspond à l'avancement d'une position.

Le potentiomètre  $P_1$  alimenté par  $\pm 15\text{V}$  possède 999 positions, le  $0^\circ\text{C}$  correspond à la position 500.

Si on prend le capteur de sensibilité :  $10\text{ mV}/^\circ\text{C}$  la tension de consigne doit varier entre  $\pm 1,6\text{V}$  (correspondent à  $\pm 160^\circ\text{C}$ ).

Les positions du potentiomètre qui correspondent à ces températures limites sont : 820 pour  $+160^\circ\text{C}$  et 180 pour  $-160^\circ\text{C}$  et par conséquent la tension prélevée à l'entrée est  $V_{e\text{ max}} \approx 12,23\text{V}$

on choisit  $R_1 = 10\text{ k}\Omega$  la formule (1) donne  $R_2 \approx 1,22\text{ k}\Omega$

Pour compenser le courant de décalage à l'entrée on prend  $R_4 = R_1 // R_2$   
d'où  $R_4 \approx 1,22\text{ k}\Omega$

Pour le capteur de sensibilité  $1\text{ mV}/^\circ\text{C}$  la tension de consigne doit varier entre  $\pm 0,16\text{ V}$

En effectuant le même raisonnement on obtient  $R_3 = 0,122\text{ k}\Omega$ .

Remarques:

- L'utilisation d'un seul capteur permet d'obtenir deux gammes de température.
- L'emploi d'un potentiomètre en contre réaction donne diverses plages de température.

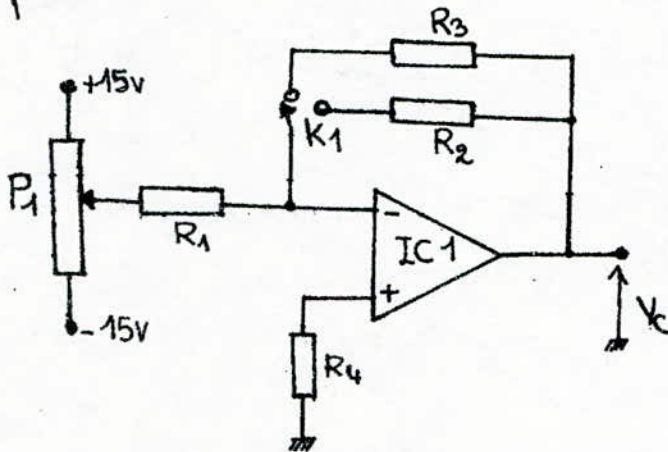


fig: IV.3

- La précision des résistances  $R_2$  et  $R_3$  est 3%, Alors l'exactitude sur les tensions de consigne est correcte.
- L'utilisation des température en degré Kelvin donne un rapport de résistance  $(\frac{R_2}{R_1})$  plus exacte.

## 2. Etage régulateur :

L'étage régulateur se compose d'un amplificateur opérationnel et d'un réseau de contre-réaction formé de résistances et capacité.

On utilise à l'entrée plus de l'amplificateur un circuit de compensation de décalage.

schéma du régulateur :

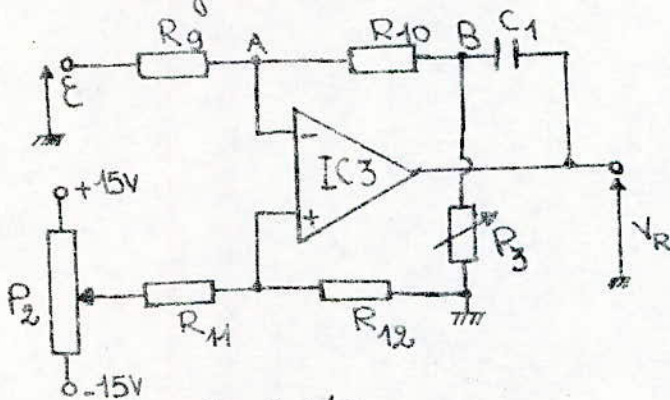


fig: II.4

Calcul des éléments de l'étage :

En considérant l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel comme infinie on peut écrire :

$$\frac{\mathcal{E} - V_A}{R_9} = \frac{V_A - V_B}{R_{10}} = \frac{V_B}{R_3} - C_1 \frac{d}{dt} (V_B - V_R)$$

sous forme opérationnelle on peut écrire :

$$V_B(p) \left[ \frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_3} + C_1 p \right] = C_1 p \cdot V_R(p) \quad \text{Avec } (V_A = 0).$$

$$\text{Donc } V_B(p) = \frac{C_1 p}{\frac{1}{R_{10}} + \frac{1}{R_3} + C_1 p} \quad V_R(p) = - \frac{R_{10}}{R_9} \mathcal{E}(p)$$

La fonction de transfert

$$R(p) = \frac{V_R(p)}{\mathcal{E}(p)} = - \frac{R_{10}}{R_9} \left( 1 + \frac{R_3 + R_{10}}{R_3 \cdot R_{10}} \cdot \frac{1}{C_1 p} \right)$$

En identification avec la transmittance  $R(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right)$

du régulateur PI on déduit :

$$K_p = \frac{R_{10}}{R_9} : \text{sensibilité proportionnelle du régulateur.}$$

$$T_i = \frac{R_{10} R_3}{R_9 + R_3} \cdot C_1 : \text{constante d'intégration.}$$

A partir de l'étude de la stabilité (CHIII) on a:

$$4,54 \leq K_p \leq 31,8$$

$$T_i \leq 120 \text{ secondes}$$

on fixe  $K_p = 30$ .

on choisit  $R_g = 100 \text{ k}\Omega$ .

$$C_1 = 100 \mu\text{F}.$$

on déduit  $R_{10} = K_p \cdot R_g = 3 \text{ M}\Omega$

$$T_i = \frac{P_3 R_{10}}{P_3 + R_{10}} \cdot C_1 \leq 120 \text{ secondes d'où } P_3 \leq 2 \text{ M}\Omega$$

on prend:

$$R_{10} = 3 \text{ M}\Omega.$$

$$P_3 = 2 \text{ M}\Omega \text{ (potentiomètre)}$$

Pour le circuit de compensation de décalage la plage de compensation est égale à:  $\pm 15 \frac{R_{12}}{R_{11}}$ .

on choisit une plage de compensation égale à  $\pm 2 \text{ V}$ .

$$\text{on prend: } P_2 = 10 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{11} = 220 \text{ k}\Omega.$$

$$\text{d'où: } R_{12} = 30 \text{ k}\Omega.$$



### II.3. Réglage du décalage du régulateur:

Comme l'amplificateur opérationnel réel n'est jamais idéal, sa tension de sortie n'est pas pratiquement nulle en l'absence de signal à l'entrée.

Les principales causes du décalage sont:

- La tension de faux zéro d'entrée (D.I.V.O)
- Taux de rejection en mode commun (C.M.R.R)
- Taux de rejection des tensions d'alimentation (P.S.R.R)
- Présence d'éléments accumulateurs d'énergie.

Pour minimiser ce décalage on a choisi des résistances de  $1\text{ k}\Omega$  et un condensateur de type isolé au mylar ; on utilise entre les bornes 1 et 5 de l'amplificateur un potentiomètre de  $10\text{ k}\Omega$ .

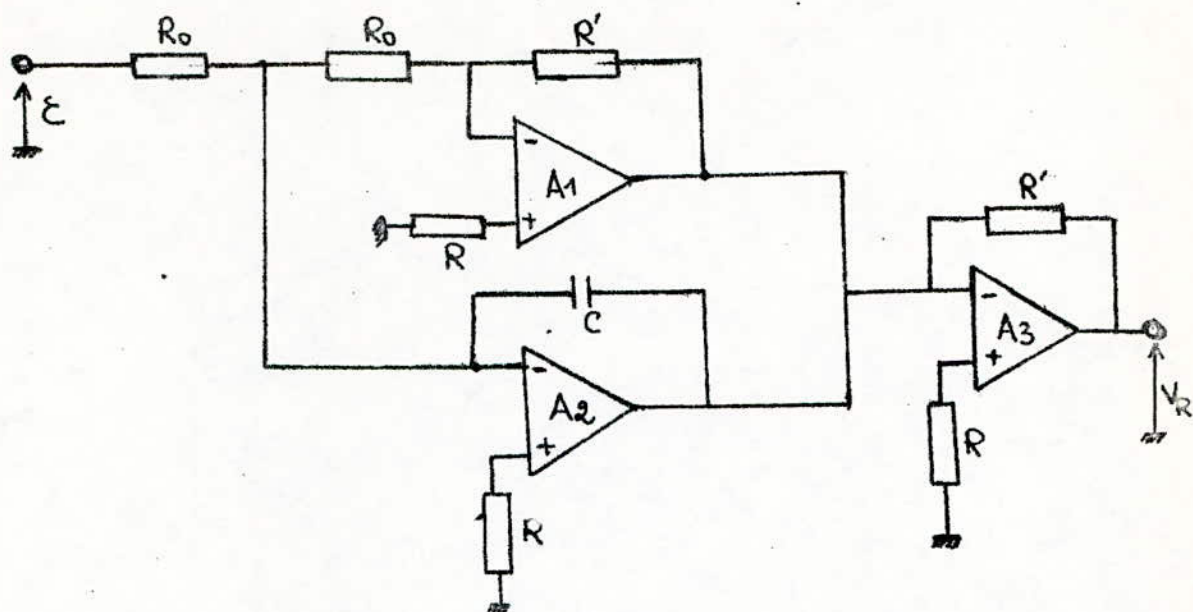
Pratiquement on a relevé un décalage à la sortie qui atteint la valeur  $0,01\text{ V}$  après presque 4 heures d'essais (valeurs moyennes pour divers essais).

Pendant les mesures on a vérifié que sa valeur est faible d'environ de  $\pm 2\text{ mV}$  relativement à la tension de sortie variable entre  $\pm 15\text{ V}$ .

Afin d'avoir des valeurs précises (décalage négligeable) on doit effectuer la remise à zéro après environ 2 heures d'utilisation à l'aide du circuit de compensation (fig II.4). 101

Une autre solution consiste à diviser les 2 actions du régulateur PI, la grandeur régulée est relevée à la sortie d'un sommateur.

Le circuit est représenté par la figure suivante:



## II. 4. Chauffage extérieur

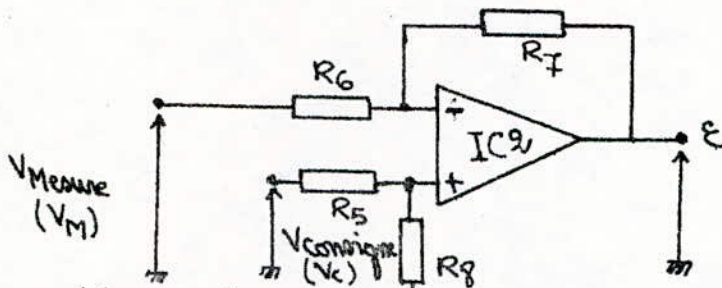
Il consiste en l'utilisation d'une autre résistance ( $R_{ch}$ ) de chauffage alimentée directement par la tension alternative 24V, Produisant ainsi une quantité de chaleur supplémentaire dans l'enceinte.

Elle peut dissiper une puissance égale à la moitié de celle dissipée par la résistance ( $R_{ch}$ ); ce qui permet de réaliser une montée en température rapidement avec un courant moyen ce qui allège la tâche du régulateur, améliorant ainsi la précision.

### III. calcul des éléments:

#### III.1. Le comparateur:

L'écart entre la tension de mesure et de consigne est obtenue par un amplificateur opérationnel représenté par le schéma suivant:



En négligeant les influences des impédances  $Z_i$ ,  $Z_{cm}$  et  $Z_o$  du gain  $A_0$  non infini:

$$-\frac{V_M}{R_6} + \frac{R_8(R_6 + R_7)}{(R_5 + R_8)R_6 R_7} V_C = \frac{E}{R_7}$$

Pour diminuer la dérive due aux courants d'entrée, les résistances placées en série avec les entrées doivent avoir des valeurs égales.

on prend:  $R_5 = R_6 = R_7 = R_8$

$$\text{Alors } E = (V_C - V_M)$$

Le comparateur fournit une tension (E) variant entre -1,6V et +1,6V.

on fixe:  $R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = 15\text{K}\Omega$  (précision 5%)

on choisit ces résistances de puissance égale à 1W.

#### III.2. Le Générateur de courant:

on choisit un transistor ( $T_1$ ) de type 2N2222 avec  $\beta = 100$  et

$$I_{Cmax} = 150\text{mA.}$$

Le coefficient de stabilité est:  $S = \frac{\delta I_C}{\delta I_{CBO}} = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \frac{R_{14}}{R_3 + R_{14}}}$

Une bonne stabilité exige un coefficient de stabilité égal à 2.

C'est à dire: 
$$\frac{R_{14}}{R_{35} + R_{14}} = \frac{1}{2}$$

d'où  $R_{35} = R_{14}$

Le transistor  $T_1$  est bloqué quand la jonction base - émetteur est polarisée en inverse; pour cela il faut que  $R_{13} \gg R_{35}$

on choisit  $R_{13} = 9 \text{ k}\Omega$

$R_{35} = 33 \Omega$

$R_{14} = 33 \Omega$

### III. 3. Le Générateur d'impulsion:

On utilise un UJT ( $T_2$ ) type 2N3980 dont les caractéristiques sont:

- résistance interne:  $R_{BB} = 4,7 \div 9,1 \text{ k}\Omega$

- rapport intrinsèque:  $\eta = 0,56 \div 0,75$

La résistance  $R_{15}$  est donnée par 
$$R_{15} = \frac{0,7 R_{BB}}{\eta V_{BB}} + \frac{1-\eta}{\eta} R_{16}$$

on choisit  $R_{16} = 100 \Omega$

Pour une tension d'alimentation ( $V_{BB}$ ) de 9V, une valeur normalisée de  $\eta = 0,8$  et  $R_{BB} = 5 \text{ k}\Omega$  on obtient  $R_{15} = 470 \Omega$ , une tension de pic  $V_p = 7,7 \text{ V}$  et une tension de vallée  $V_v = 1,5 \text{ V}$ .

$R_{16}$  fixe la durée ( $t$ ) de l'impulsion qui permet d'amorcer le triac.

$t$  est égale au temps de décharge de la capacité  $C_2$ .

$$t = R_{16} C_2 \ln \frac{V_p}{V_v}$$

$t = 16 \mu\text{s}$  pour  $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$  ce qui permet le déclenchement de l'UJT.

### III. 4. L'amplificateur de courant:

Un transistor ( $T_3$ ) monté en amplificateur de courant des impulsions permet d'avoir un courant suffisant pour déclencher le triac.

d'après le schéma équivalent (fig II.5) on a:

$$R_E \approx \frac{E_B - V_{BE}}{I_E}$$

Avec:

$$E_B = R_{16} \frac{V_P}{R_D + R_{16} + R_{B1}}$$

$R_B$ : résistance dynamique de la diode émetteur

$R_{B1}$ : résistance entre  $B_1$  et A (fig )

on fixe approximativement

$$R_D \approx R_{B1} = 150 \Omega \text{ d'ou:}$$

$$E_B = 1,92 \text{ V}$$

$$R_E = 47 \Omega \text{ pour } I_E = 30 \text{ mA}$$

$$R_E = R_{18} // R_G$$

$R_G$  (résistance de gâchette du triac) étant de l'ordre de 40  $\Omega$

on choisit  $R_{18} = 1 \text{ k}\Omega$  et  $R_{17} = 60 \Omega$

Pour que le courant  $I_E$  passe entièrement au triac et assure son déclenchement.

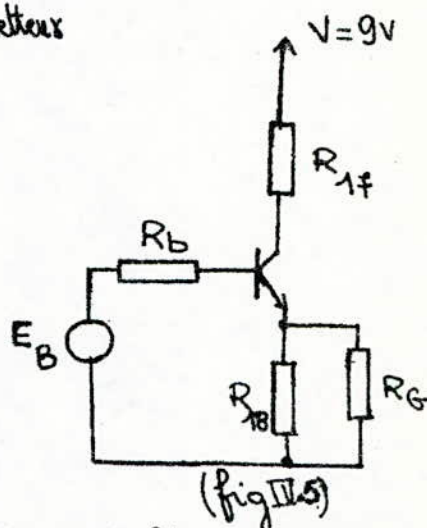
Le triac est de type TXAL 226B; ces caractéristiques essentielles sont:  
courant de gâchette d'amorçage:  $I_{GT} = 50 \text{ mA}$

tension d'amorçage par la gâchette:  $V_{GT} = 2,5 \text{ V}$

Pour que le triac soit conducteur il faut que:

$R_E I_{GT} \leq -V_{CEsat} - V_{GT}$ ,  $V_{CEsat}$ : tension résiduelle collecteur-émetteur du transistor  $T_3$  égale à 0,5 V; d'ou  $R_E < 60 \Omega$ .

ce qui vérifie le choix de  $R_{B1}$  et  $R_G$ .



### III.5 Alimentation:

Le montage de la chaîne de régulation nécessite deux alimentations:

- $+V_{cc}$  et  $-V_{cc}$  obtenues à l'aide d'une alimentation stabilisée symétrique
- $+V = 9V$  permettant la synchronisation de l'UJT et la commande du triac avec le secteur, elle est obtenue par écrêtage de la tension redressée à l'aide d'une diode zener.

L'utilisation d'un seul transformateur sans point milieu nécessite la réalisation de deux alimentations symétriques.

La tension à la sortie du premier pont de diodes est filtrée au moyen des capacités  $C_4$  et  $C_5$ , ensuite elle est stabilisée à l'aide de la diode zener (voir schéma du montage).

La tension crête au secondaire  $V = \sqrt{12} \cdot 2 = 17V$

on choisit:  $C_4 = C_5 = 1000 \mu F$

$R_{30} = R_{31} = 1,5 K\Omega$  de puissance 1W.

Les résistances  $R_{16}$  et  $R_{17}$  chutent la tension de  $V = 17V$  à  $V_{cc} = 15V$  et limitent le courant de base du transistor.

on utilise des diodes zener de type BZY 88C dont  $I_z = 12mA$  et  $V_z = 15V$

La tension à la base est:  $V_B = V_{cc} + V_{BE} \approx 15,6V$

d'où  $R_{28} = R_{29} = \frac{V - V_B}{I_z} \approx 120 \Omega$  (valeur normalisée)

Pour la 2<sup>ème</sup> alimentation ( $V = 9V$ ), on utilise  $R_{33}$  et  $R_{32}$  pour chuter la tension de  $17V$  à  $9V$  on

on prend  $R_{33} = 5600 \Omega$ , d'où  $I_{R_{33}} \approx 1,6 mA$

Alors  $R_{32} = \frac{V - V}{I_{R_{32}}} = 614 \Omega$

$R_{34}$  est la résistance équivalente entre la masse et  $V = 9V$ .

## CHAPITRE V. Réalisation pratique

### I. Essais sur la maquette:

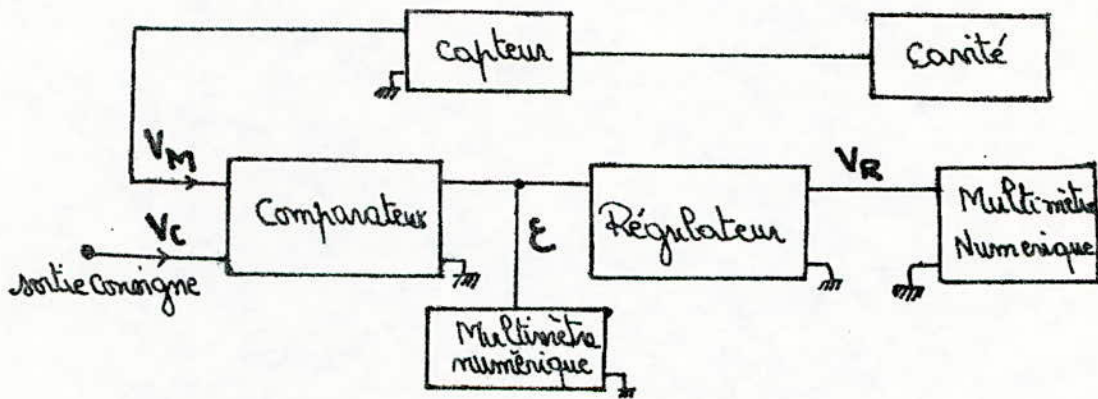
#### 1. Matériel utilisé:

- Alimentation stabilisée MC 4020c
- Oscilloscope PM 3231 PHILIPS
- Multimètre numérique PM 2522 PHILIPS
- Générateur basse fréquence GBT515CRC
- Thermomètre à affichage numérique TN 2AS (10 mV/°)
- Milliampèremètre Ferromagnétique

#### 2.1 Vérification de la linéarité du régulateur PI (au cours d'une montée en $T$ )

Schéma du montage:

Le schéma du montage permettant de relever des résultats expérimentaux sur le régulateur est le suivant:



#### Résultats expérimentaux:

La température de mesure  $T_m$  est affichée par le capteur.

La tension de référence ( $V_c$ ) est variée à l'aide du potentiomètre  $P_1$ .

On fait varier la tension de sortie du comparateur ( $E$ ) au moyen de  $P_1$  et on note la tension de sortie du régulateur ( $V_R$ ) à l'aide du multimètre.

Les résultats sont donnés par le tableau ci-dessous:

Tableau des valeurs:

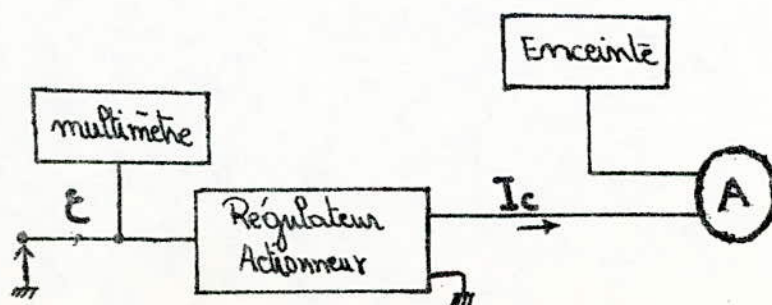
$T_m$ (°C)	20	23	25	27	30	32	34	37	39	40	42	45
$\mathcal{E}$ (mv)	-3	-2,7	-2	-1,5	-0,7	0	+1	+2	+2,6	3,2	3,6	4
$V_R$ (vol)	+14	+14	+12	+10	+5,5	0	-5	-11	-13	-14	-14	-14
$V_c$ (mv)	197,1	227,3	248	268,5	299,2	320,5	341	372	403,2	423,6	454,1	392,7

Interprétation:

- D'après la courbe représentative (figure I.1) de la réponse du régulateur en fonction de l'entrée, on constate que la plage d'erreur est de 5,9 mv (correspondant à  $\Delta T = 0,59^\circ\text{C}$ ) ce qui est admissible en tenant compte du cahier de charge.
- La linéarité est correcte dans le domaine de variations.
- L'écart mesuré à l'entrée du régulateur est pratiquement égal à la différence entre la tension de consigne et celle de mesure correspondant à  $T_m$ .

## 2.2 Caractéristique statique du montage: (courant - écart ( $\mathcal{E}$ ))

Le schéma du montage permettant de relever la caractéristique  $I_c = f(\mathcal{E})$  est le suivant:





### But:

La vérification de la précision, du fonctionnement de toute la chaîne de régulation et l'évaluation de la puissance dissipée aux bornes de la charge.

### Résultats expérimentaux:

En injectant différentes tensions à l'entrée du régulateur en agissant sur la consigne, on relève les différents courants qui passent dans la résistance de charge pour deux valeurs de l'alimentation de la charge. Tableau des valeurs:

$V_a = 36V$	$E(mV)$	-3,50	-1,50	-0,75	+0,25	+1,40	+2,50	+4,50	+5
	$I_c(A)$	0,04	0,5	0,9	1,8	2,40	2,7	2,9	2,9
$V_a = 24V$	$E(mV)$	-3	-1,6	-1	+0,25	+1	+1,75	+3,20	4,1
	$I_c(A)$	0,01	0,3	0,6	1,4	1,8	2,1	2,35	2,35

Les courbes sont représentées figure: V.3

### Interpretation:

d'après les graphes on distingue deux zones:

- une zone où le courant croît avec l'écart pour  $-2,7 < E < +3,7(mV)$ .
- une zone où le courant est constant pour  $E > +3,7 mV$  ou  $E < -2,7 mV$ .

L'augmentation de la tension d'alimentation de la résistance de chauffage ( $R_{ch}$ ) permet de croître la puissance maximale, mais on est limité par la tension admissible par  $R_{ch}$ .

### 2.3 Réponse harmonique:

Le schéma du montage est le même que celui de la figure seulement on remplace le capteur par un générateur basse fréquence.

Pout:

La réponse harmonique permet de déterminer le comportement du régulateur en présence d'une perturbation (un bruit par exemple). Elle permet aussi de vérifier les paramètres du régulateur.

Résultats expérimentaux:

On injecte à l'entrée du comparateur un signal sinusoïdal d'amplitude constante  $\mathcal{E}$ , on fait varier sa fréquence et on relève la tension de sortie du régulateur ( $V_R$ ).

L'amplitude de la tension à la sortie du comparateur est fixée à:  $\mathcal{E} = 2,5 \text{ mV}$

Tableau des valeurs:

$f$ (mHz)	0	0,2	0,6	1	1,2	1,6	2	7	10	100
$V_R$ (V)	0,25	0,21	0,15	0,10	0,08	0,065	0,062	0,060	0,060	0,060
$G_V = \frac{V_R}{\mathcal{E}}$	100	86	63	41	34	26	25	24	24	24

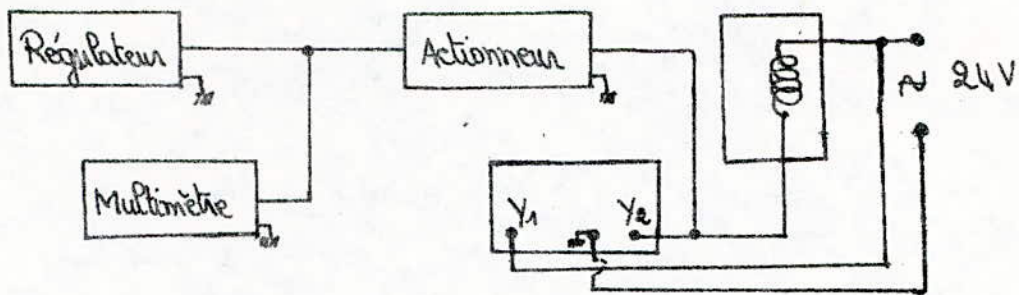
Interpretation:

Pour des fréquences élevées, la réponse se stabilise à une valeur constante égale à: 24V ce qui correspond à la composante proportionnelle.

• La courbe possède une fréquence de coupure à  $f_c \approx 1,8 \text{ mHz}$ .

## 2.4 Variation de l'angle de conduction en fonction de la tension de commande:

Le schéma du montage est représenté par la figure ci dessous.



Cet essai permet de connaître expérimentalement la caractéristique du dispositif de mesure  $\alpha = f(V_R)$   $\alpha$ : angle de retard à la conduction

Résultats expérimentaux:

on fait varier la tension de commande  $V_R$  en agissant sur la consigne.

on mesure le déphasage entre la tension d'alimentation de la résistance de chauffage en appliquant les 2 signaux aux 2 voies de l'oscilloscope.

Tableau des valeurs: (courbe représentée figure: V.2)

$V_R (V)$	+14	+10	+8	+4	-2	-4	-6	-8	-10	-14
$\alpha (^\circ)$	155°	122°	111°	94°	85°	80°	73°	67°	56°	27°

Interpretation:

on constate que l'angle de retard à la conduction croît avec la tension de commande ( $V_R$ ).

L'angle  $\alpha$  varie entre 27° et 155° ceci s'explique théoriquement par le fait que l'UJT ne conduit que durant  $t_1$  (CHII: §: 2-1)

2.5 oscillogrammes aux différents points du montage.

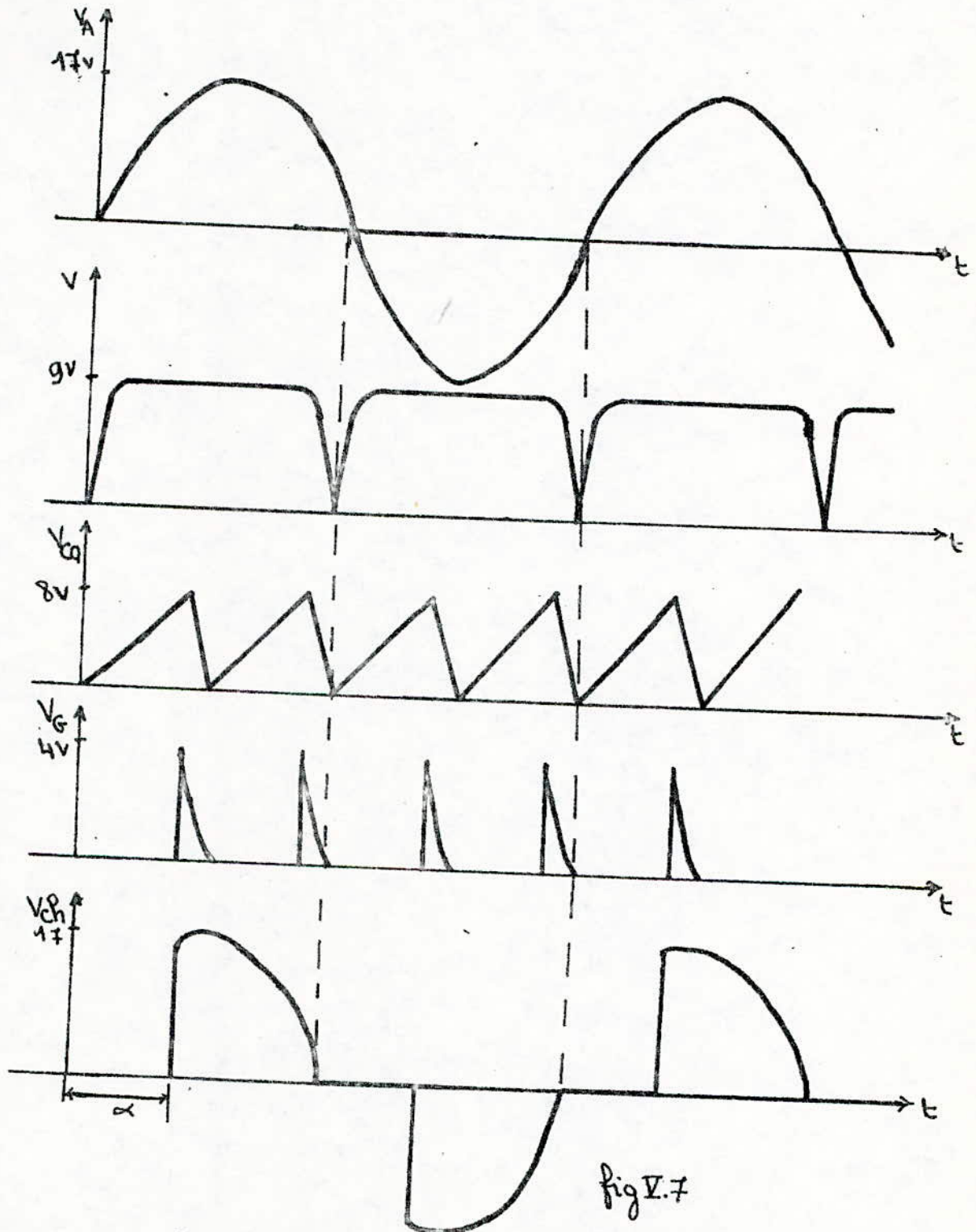


fig II.7

$V_A$ : tension d'alimentation (24VAC).

$V$ : tension d'alimentation de l'UJT.

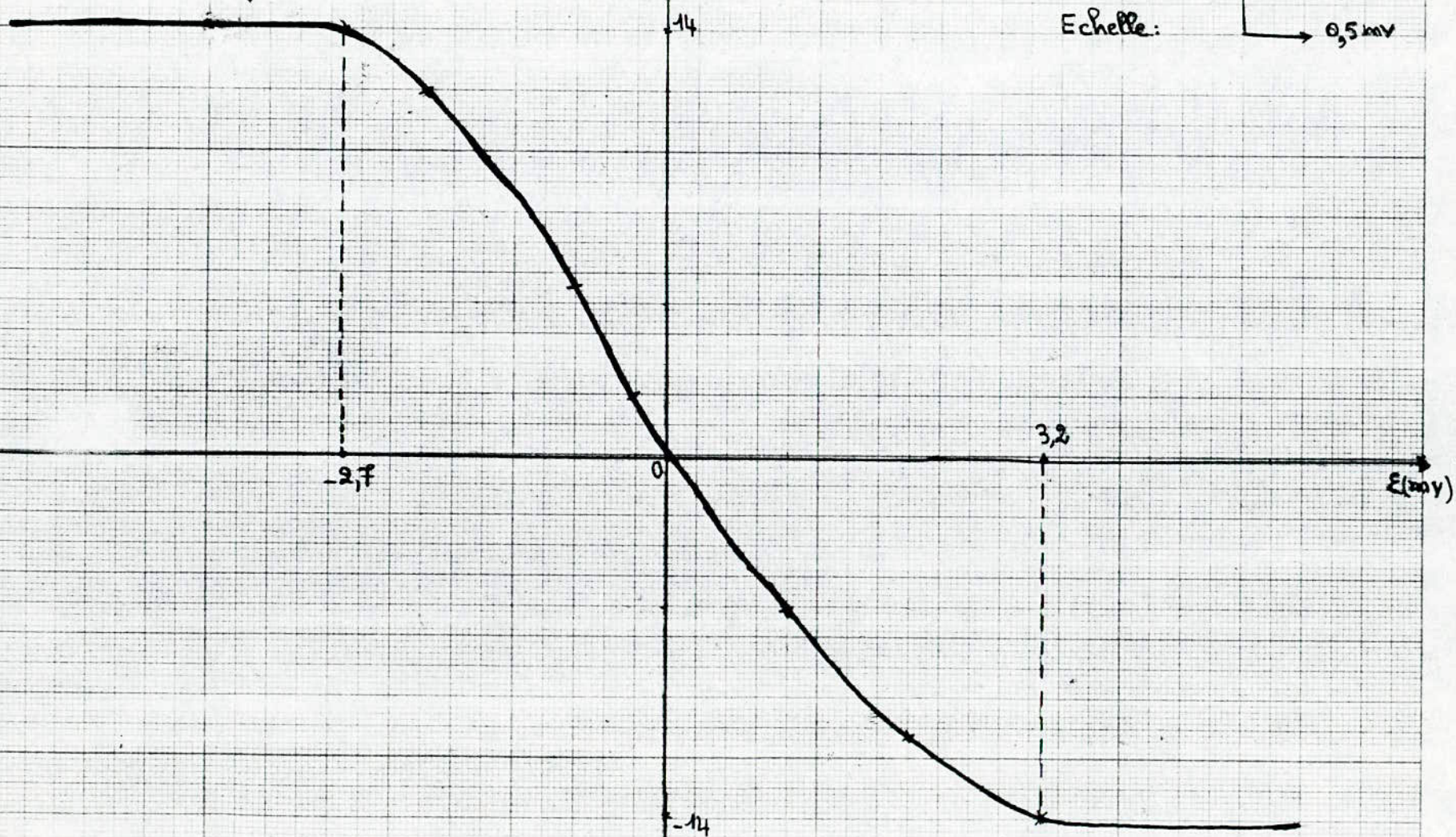
$V_{ch}$ : tension aux bornes de la charge.

$V_{c0}$ : tension aux bornes de la capacité

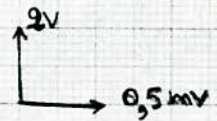
$V_G$ : tension à la gachette.

Réponse du régulateur:  $V_R = f(\varepsilon)$

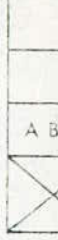
$V_R (V)$



Echelle:



POSITION 0  
DECALAGE  
FILTRE SUR  
SEC: 10 cm  
γ.f. 1)



D.  
Fig: I.1

# Caractéristique $\alpha = f(V_R)$

DECALAGE  
FILTRE SUR  
SEC: 10 cm  
y.f. 1)



Echelle:

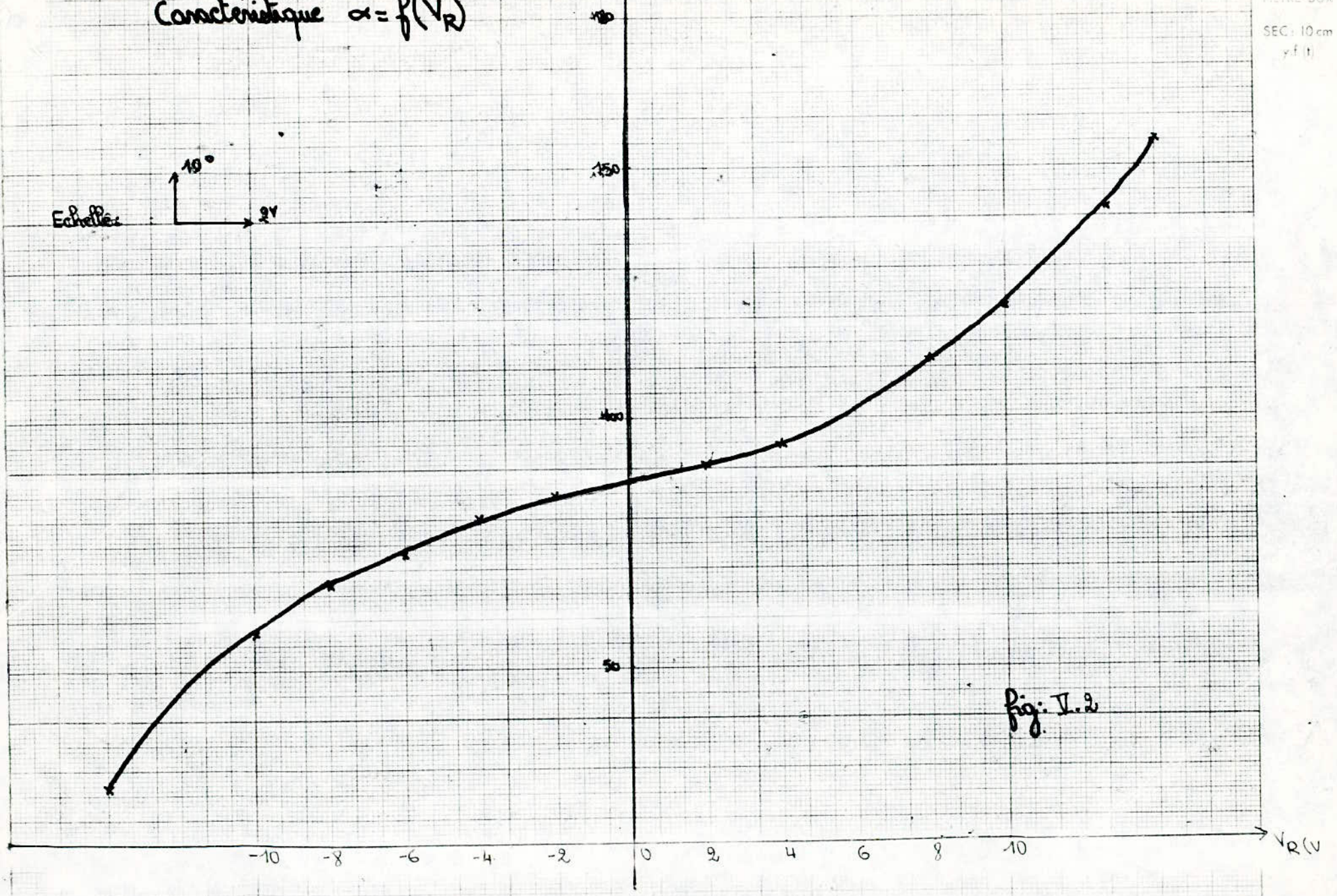
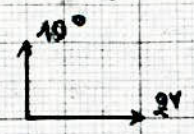


fig: I.2

33

Variations :  $I_c = f(\varepsilon)$

$V_A = 24V$

$V_A = 36V$

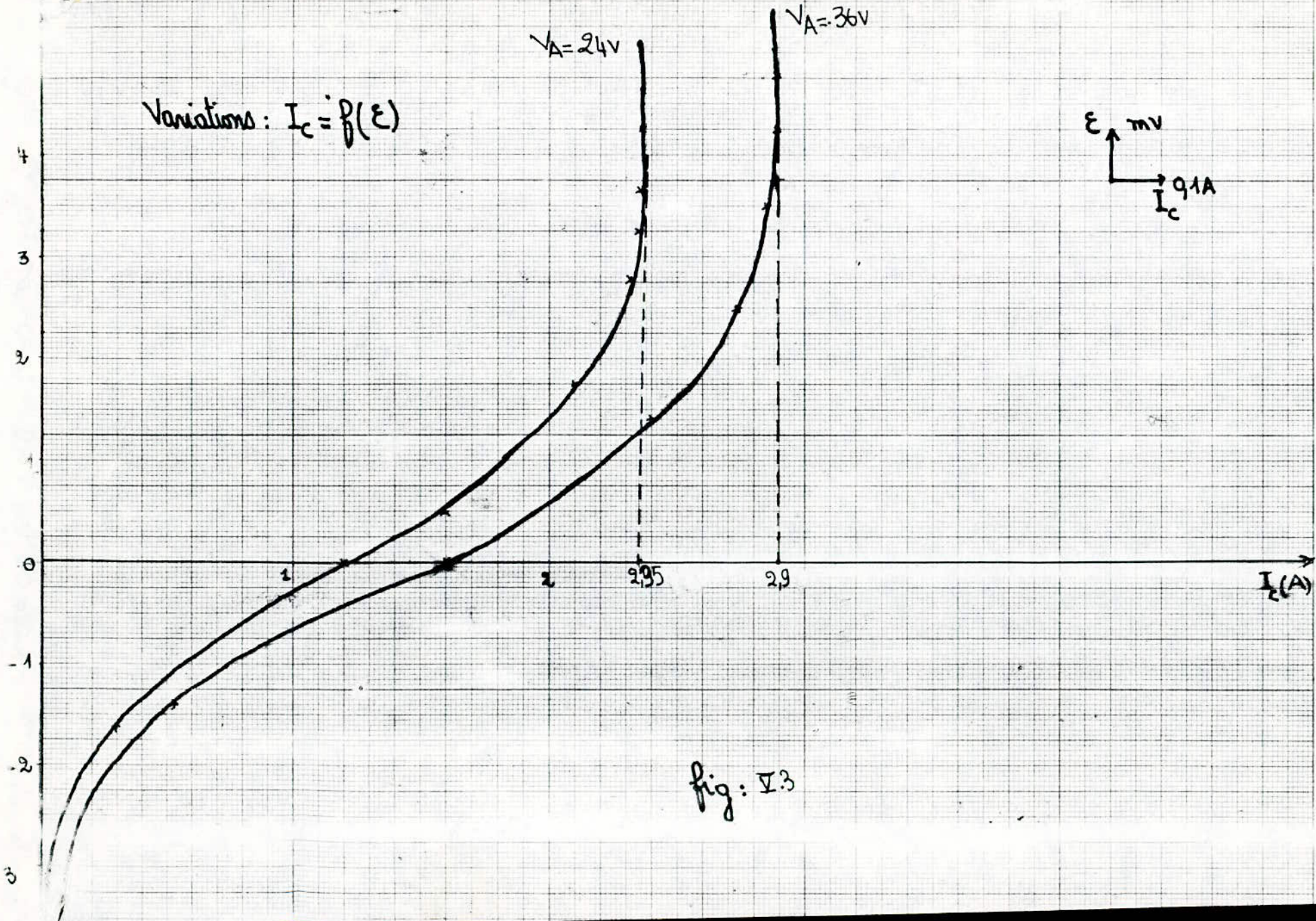
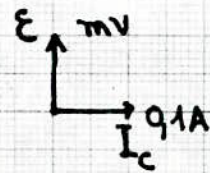


fig: V3

DATE: \_\_\_\_\_  
 ESSAIS N° \_\_\_\_\_  
 OPERATEUR: \_\_\_\_\_

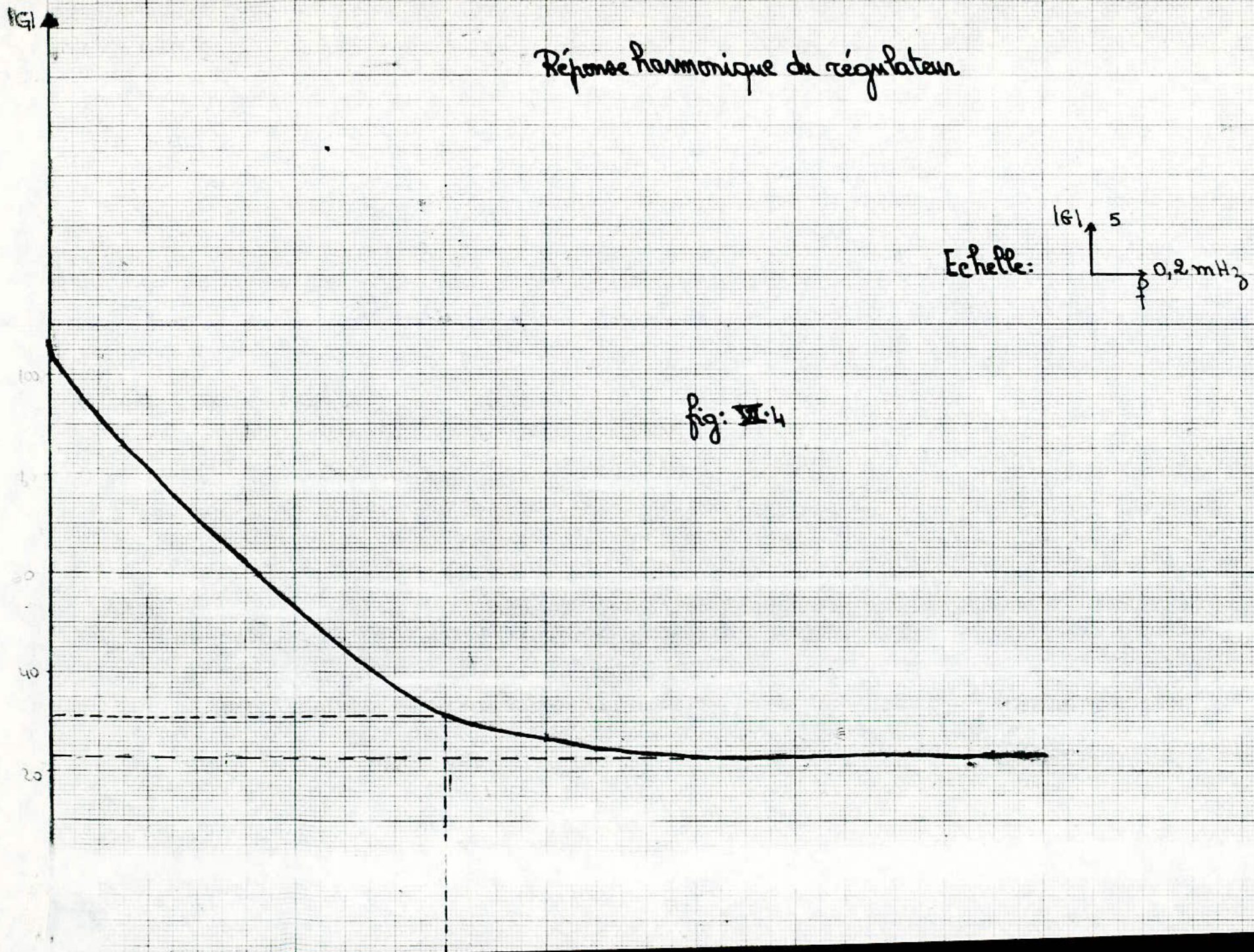
CONDITIONS D'ES

Y
XI-XI
A B
X

CALIBRE \_\_\_\_\_  
 POSITION 0 \_\_\_\_\_  
 DECALAGE \_\_\_\_\_  
 FILTRE SUR \_\_\_\_\_  
 SEC: 10 cm  
 y.f (t) \_\_\_\_\_

CALIBRE  
POSITION 0  
DECALAGE  
FILTRE SUR  
SEC: 10 cm  
y.f (t)

# Réponse harmonique du régulateur





## II. Description d'une expérience réalisée au Laboratoire de diélectrique de l'USTHB.

Le schéma du montage permettant l'étude du comportement des matériaux diélectriques en cavité hyperfréquence en fonction de la température est représenté (figure II-6)

L'expérience consiste à simuler les variations de la température de l'échantillon en fonction du temps suivant l'allure représentée (figure II-5) afin de déterminer les différents groupements de l'échantillon grâce à leur température de relaxation. (détails au CHI: 4).

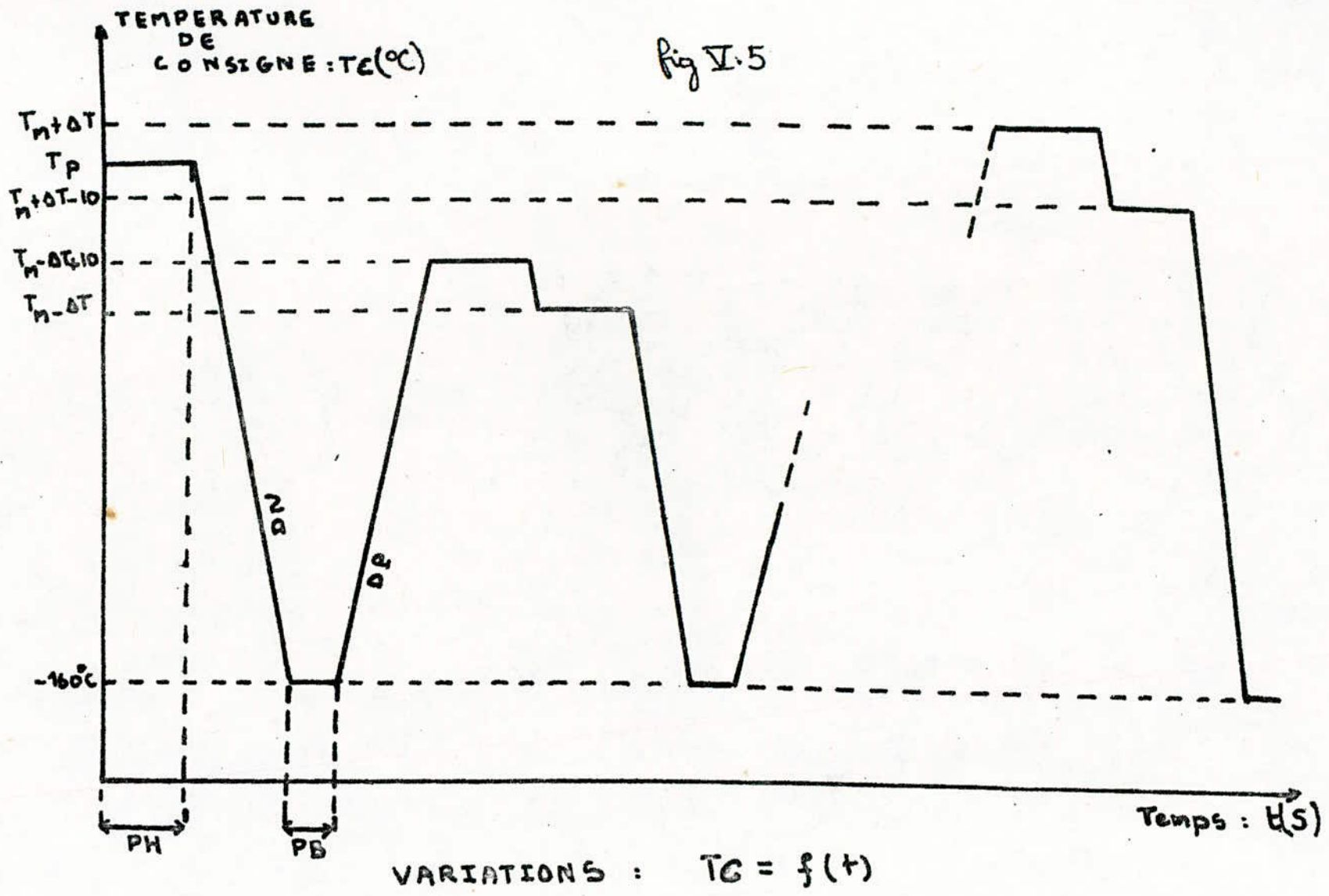
La chaîne de régulation permet de réaliser cette simulation avec une précision (erreur d'environ de  $0,5^{\circ}$ ). On peut l'améliorer encore plus en utilisant le programmeur pour l'organe de consigne.

Expérimentalement l'erreur ne dépasse pas  $0,5^{\circ}$  pour les paliers en température mais il est difficile de la maintenir du même ordre pour les montées et descentes en température.

La vérification des vitesses de montées en température expérimentalement donne des résultats proches du cahier de charge.



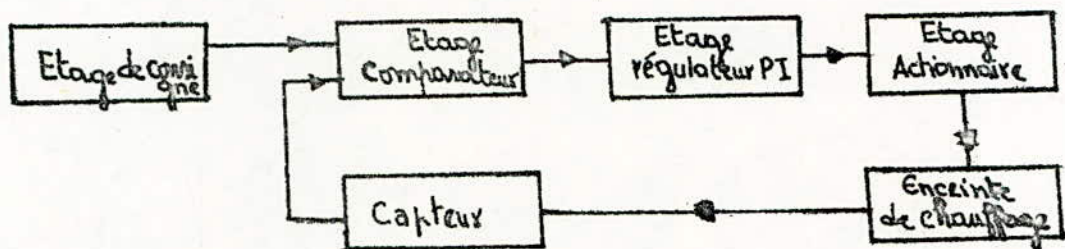
67



## CHAPITRE III: Documentation de la serie

### I. Fonctionnement de la chaîne de régulation:

Le synoptique de la chaîne de régulation est représenté par la figure suivante:



Le montage assure une régulation de :  $-150^{\circ}\text{C}$  à  $+150^{\circ}\text{C}$ .

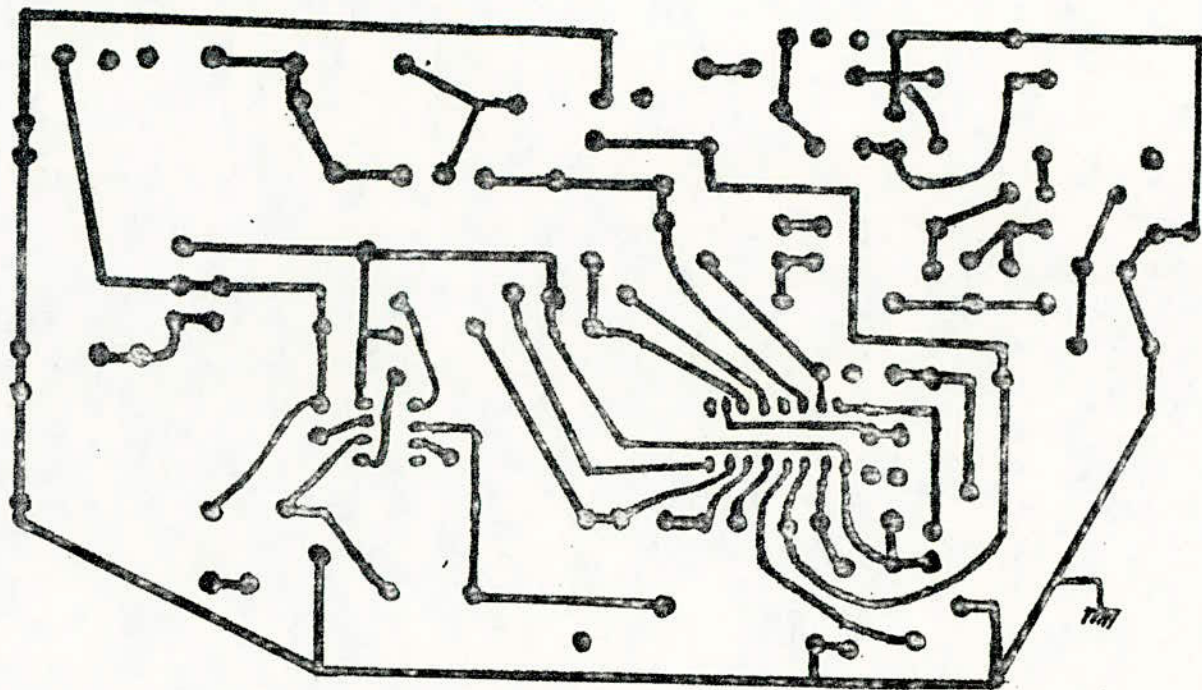
La température de fonctionnement est fixée par le potentiomètre  $P_1$ .

On oppose à la tension du capteur celle de la consigne (équivalente à la température désirée).

La différence entre ces deux tensions est obtenue à la sortie du circuit intégré IC2; elle est ensuite amplifiée puis intégrée par le circuit IC3. Cet amplificateur commande l'oscillateur à transistor UJT ( $T_2$ ) par l'intermédiaire d'un générateur de courant ( $T_1$ ), celui-ci charge la capacité ( $C$ ) qui se décharge dans l'UJT quand la tension à ses bornes atteint  $V_{pic}$ .

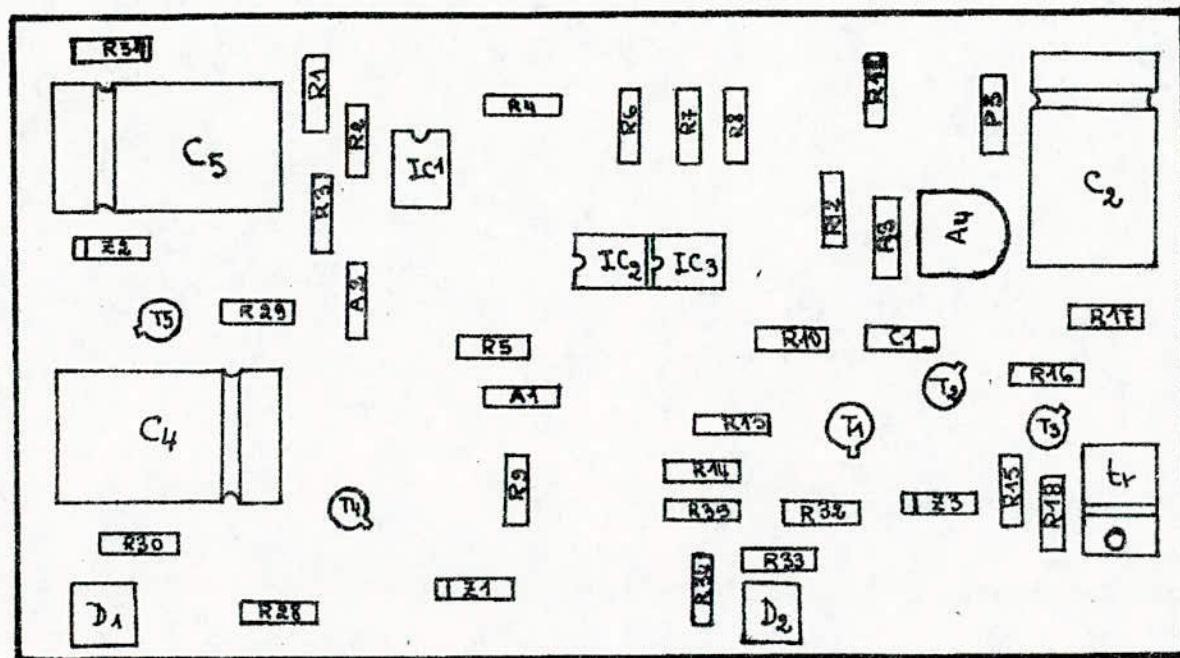
L'impulsion ainsi obtenue, amplifiée par  $T_3$  rend conducteur le triac. Le courant à la sortie du triac assure le chauffage de l'échantillon dans l'enceinte.

L'alimentation de l'oscillateur à UJT et la commande du triac sont obtenues à partir d'une tension trapézoïdale.



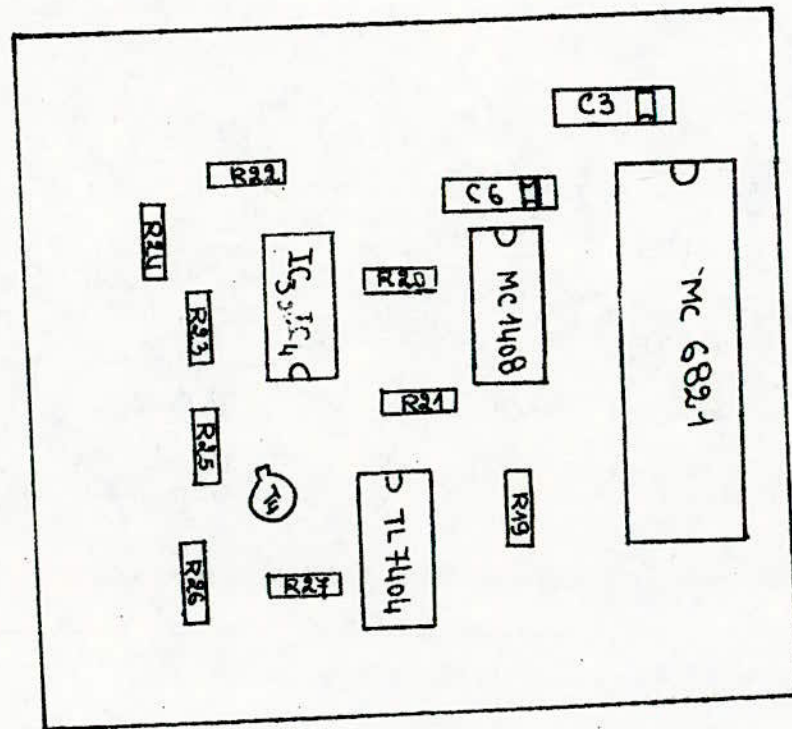
69

Circuit imprimé  
(chaîne de régulation avec consigne manuelle)



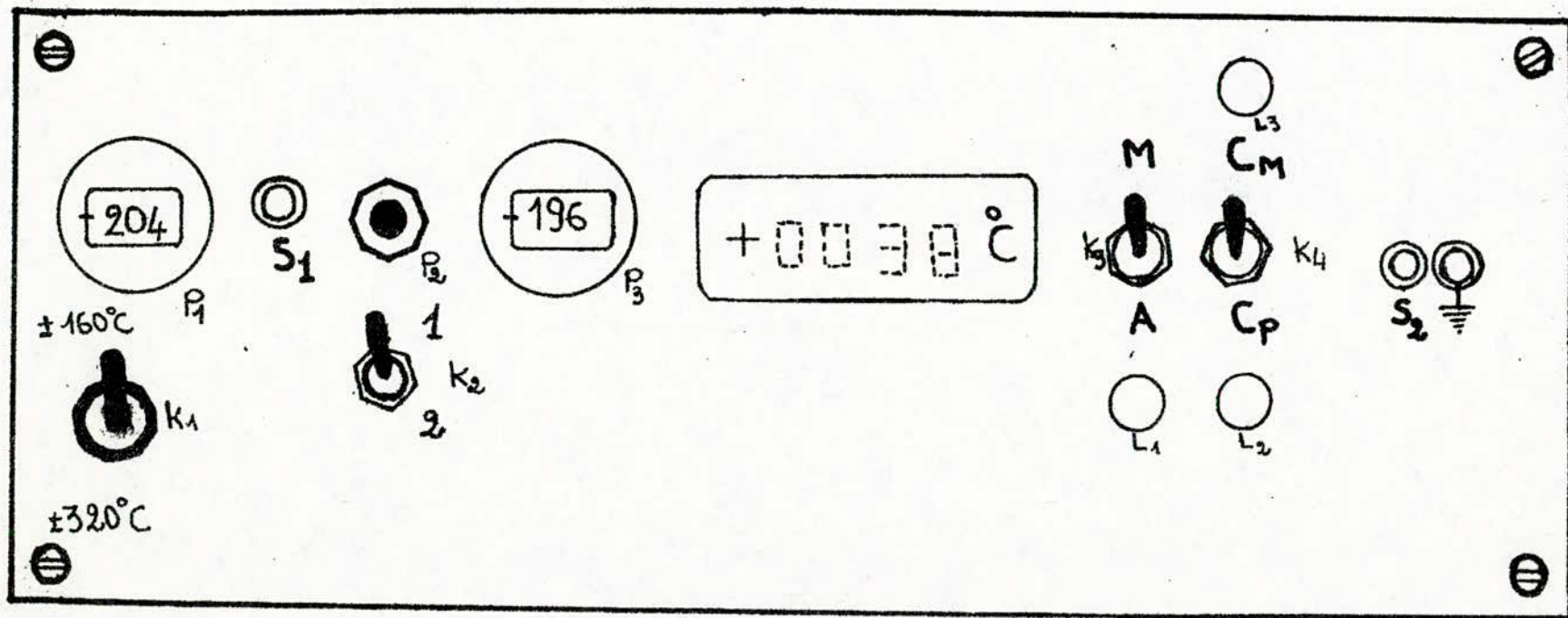
70

Schéma d'implantation



71

schéma d'implantation de l'étage de consigne programmable



Vue de face



## V. Nomenclature:

Resistances (0,5w)	$R_{23} : 10K\Omega$	Triodes:
$R_1 : 10K\Omega$	$R_{24} : 10K\Omega$	$Z_3 : BZY46C (10v)$
$R_2 : 1,2K\Omega$	$R_{25} : 10K\Omega$	$Z_2 : BZY46C (15v)$
$R_3 : 0,12K\Omega$	$R_{26} : 5K\Omega$	$Z_1 : BZY46C (15v)$
$R_4 : 1,22K\Omega$	$R_{27} : 5K\Omega$	Potentiometres:
$R_5 : 15K\Omega$	$R_{28} : 120\Omega$	$P_1 : 10K\Omega$
$R_6 : 15K\Omega$	$R_{29} : 120\Omega$	$P_2 : 10K\Omega$
$R_7 : 15K\Omega$	$R_{30} : 1,5K\Omega (1w)$	$P_3 : 2M\Omega$
$R_8 : 15K\Omega$	$R_{31} : 1,5K\Omega (1w)$	$A_1 : 50K\Omega$
$R_9 : 100K\Omega (1w)$	$R_{33} : 5,6K\Omega (1w)$	$A_2 : 50K\Omega$
$R_{10} : 3M\Omega (1w)$	$R_{35} : 33\Omega$	$A_3 : 50K\Omega$
$R_{11} : 220K\Omega (1w)$	Capacités:	$A_4 : 10K\Omega$
$R_{12} : 30K\Omega (1w)$	$C_1 = 100\mu F$	Divers:
$R_{13} : 9K\Omega$	$C_2 = 0,1\mu F$	tr: triac TXAL 226D
$R_{14} : 33\Omega$	$C_4 = 1000\mu F$	$D_1, D_2$ ponts de diodes B80C 1500
$R_{15} : 470\Omega$	$C_5 = 1000\mu F$	$IC_6 : MC 6821$ Motorola
$R_{16} : 100\Omega$	Transistors	$IC_7 : MC 1408$ Motorola
$R_{17} : 60\Omega$	$T_1 : AC 132$	Transformateur 220/24, 5A
$R_{18} : 1K\Omega$	$T_2 : 2N3980$	
$R_{19} : 1K\Omega$	$T_3 : 2N2222$	
$R_{20} : 1K\Omega$	$T_5 : BC 1098$	
$R_{21} : 1K\Omega$	$T_6 : 2N2907A$	
$R_{22} : 322\Omega$		

VI.

Mise au point et principe d'utilisation du dispositif de mesure.  
Cette partie traite des données pratiques utiles à qui souhaite réaliser, concrètement l'appareil proposé ou l'utiliser correctement.

a. Vérification du fonctionnement:

Pour cela on connectera à la place de la charge par exemple une lampe de 100W. on alimentera en alternatif et on vérifie que la lampe s'allume. Si ce n'est pas le cas on vérifie les sondes, seuls causes possibles de panne excepté bien sur la possibilité de trouver un composant défectueux.

b. Précautions à prendre avant l'utilisation:

quelques points importants doivent être respectés avant toute opération de mise au point ce sont:

- Vérification de l'alimentation (Allumage de la Led 1).
- Vérification du fonctionnement du thermomètre TN2AS.
- S'assurer que l'interrupteur  $K_2$  est ouvert (position 1)
- Vérification de la position du commutateur  $K_1$  pour le choix de la gamme de température.

c. utilisation et réglage:

- choix de la consigne à l'aide du commutateur  $K_4$ .
  - Allumage de la Led rouge correspond à la consigne programmable.
  - Allumage de la Led verte correspond à la consigne manuelle.
- Remise à zéro à l'aide du potentiomètre  $P_3$ :
  - Débrancher le capteur.
  - Mettre  $S_1$  à la masse ( $K_2$  en position 1).

- Mesure de  $S_2$ .

• Réglage de la constante de temps d'intégration:

- Introduire un signal carré à la sortie  $S_1$  de très basse fréquence, d'amplitude  $\pm V$ .

- Ajuster le potentiomètre  $P_2$  si la réponse présente des oscillations.

• affichage d'une valeur de la consigne à l'aide du potentiomètre  $P_1$  suivant l'échelle:  $0,5^\circ\text{C}$  correspond à une position de  $P_1$ .

### VIII. Construction de la série:

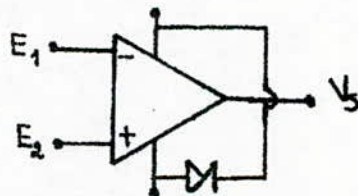
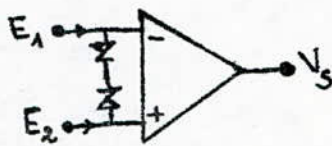
Le choix de la construction de la série dépend d'un grand nombre de considérations d'ordre technique et économique ( puissance électrique nécessaire, nature du traitement à effectuer, prix de revient des éléments etc.... ).

certaines précautions doivent être prises en compte pour la réalisation:

- Protection contre les surtensions:

Pour protéger les amplificateurs opérationnels contre les risques de surtensions accidentelles on utilise des diodes Zener comme l'indique la

figure:

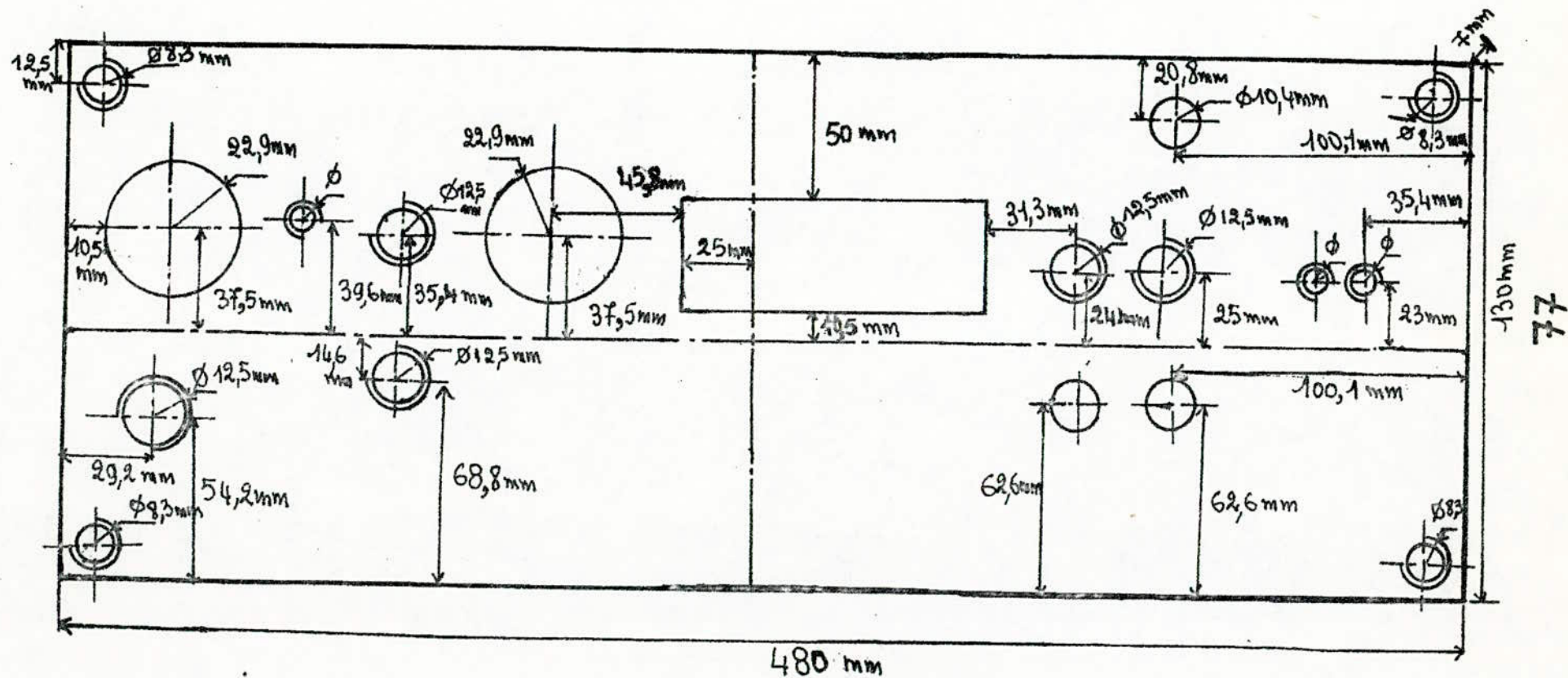


- Le choix du triac dépend de la puissance dissipée dans la résistance chauffante. [11]

puissance dissipée dans la résistance	triac utilisé
$\leq 4 \text{ Kw}$	WT 78D
$\leq 5 \text{ Kw}$	2W 5274
$\leq 0,1 \text{ Kw}$	TXAL

Le Régulateur de la série se présentera sous la forme d'un boîtier standard de norme RACK 19 pouce comportement sur la face avant:

- un afficheur de la température de mesure (TN2AS).
- Un bouton de réglage de la consigne avec affichage (P<sub>1</sub>)
- Un bouton de réglage de la constante de temps d'intégration (P<sub>3</sub>)
- quatre interrupteurs:
  - K<sub>3</sub>: Marche - arrêt
  - K<sub>1</sub>: choix de la gamme de température.
  - K<sub>4</sub>: sélection de la consigne (programmable - manuelle).
  - K<sub>2</sub>: Mise à zéro de la consigne.
- trois voyants lumineux.



77

Cotation de la vue de face.

## Conclusion:

Le travail qu'on a effectué constitue une contribution au développement du Laboratoire de diélectrique de L'USTHB.

Le dispositif qu'on a conçu présente des performances acceptables.

Au cours de cette étude on a essayé de rendre la réalisation opérationnelle et performante mais les circonstances ne nous ont pas permis de faire certaines expériences.

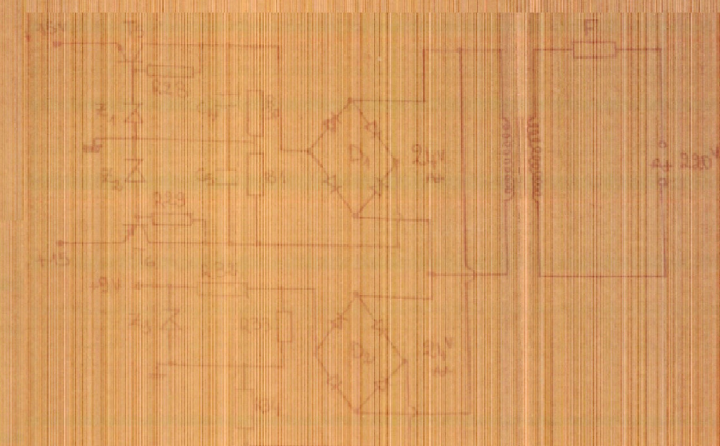
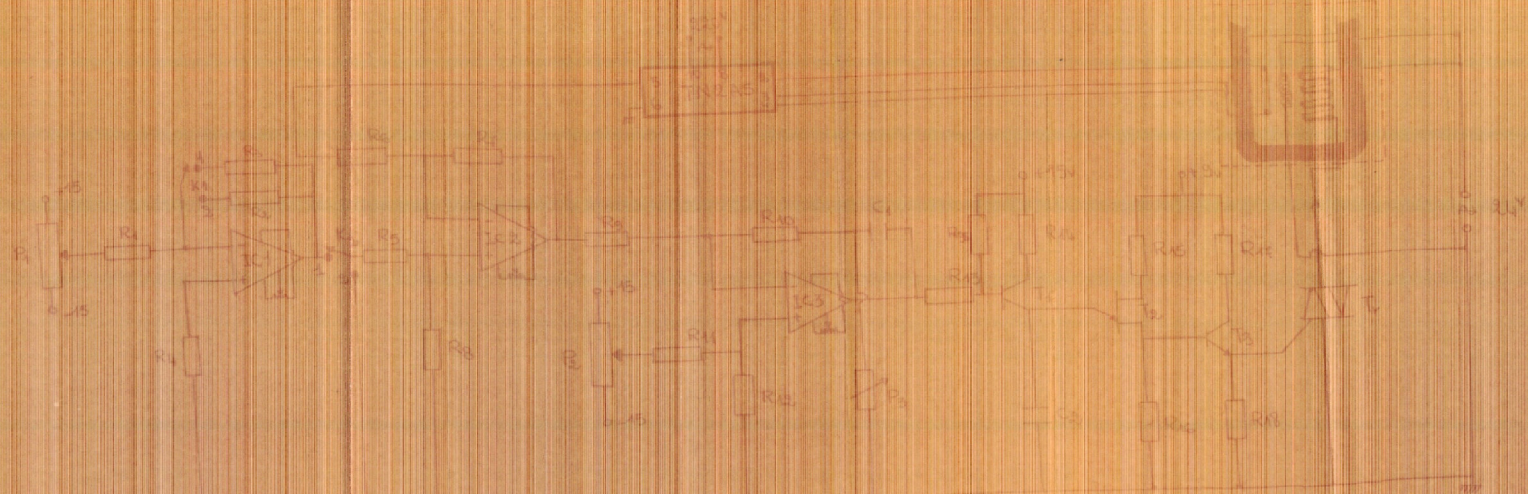
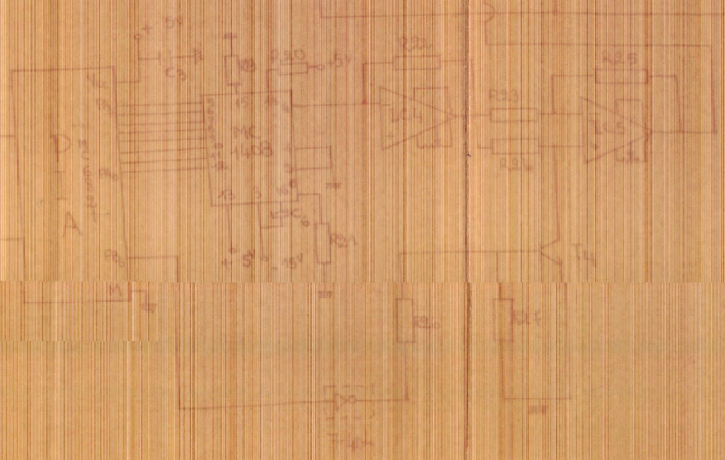
Nous avons présenté quelques résultats d'analyse qui ont donné une bonne confirmation entre les courbes théoriques et pratiques. on peut estimer que les paramètres trouvés sont suffisamment précis pour permettre une régulation avec exactitude en tenant compte de l'interchangeabilité des capteurs.

Pour terminer nous souhaitons que le travail que nous avons accompli rende service aux instituteurs de physique.

- Bibliographie -

- 11) Thèse de magister (Spécialité: Matériaux diélectriques)..... A. Bouari.
- 12) Régulation automatique industrielle ..... D.P. EKMAN.
- 13) Electrothermie industrielle ..... Ed. dumod, Maurice Orfénil.
- 14) AOIP mesures (notice d'utilisation d'un TN2AS).
- 15) 110 études pratiques à thyristors et triacs .... Ed. Eyrolles, F. Milbrant.
- 16) Technique de la régulation industrielle ..... Ed. Eyrolles, D. Bindeleux.
- 17) Electronique de réglage et de commande ..... Ed. Dumod, H. Bühler.
- 18) Etude et réalisation d'un programmeur de température : Projet de fin d'études, G. Nardis.
- 19) Pratique de l'électronique ..... Ed. Masson, M. Aumiaux.
- 101 Electronique brèves ..... Radio-plan N° 419.
- 111 Thyristors et triacs ..... Editions Radio, H. Lilen.

micrograd



Schema circuit