

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

13/88

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

2ex

## ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : GENIE MECANIQUE

### PROJET DE FIN D'ETUDE

#### SUJET

**Mise au point d'un  
Simulateur de Processus PCS 327  
et d'un Processus  
Thermique PT 326**

Proposé par :

Madame ROBL

Etudié par :

B. HACHI

Y. BELHADJ

Dirigé par :

Madame ROBL

Promotion : Janvier 1988

E.N.P. - 10, Avenue Hacén Badi - EL-HARRACH (Alger)

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

»O«

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

»O«

المدرسة الوطنية المتقدمة للتحريات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

»O«

DEPARTEMENT : GENIE MECANIQUE

## *PROJET DE FIN D'ETUDE*

SUJET

**Mise au point d'un  
Simulateur de Processus PCS 327  
et d'un Processus  
Thermique PT 326**

Proposé par :

Madame ROBL

Etudié par :

B. HACHI

Y. BELHADJ

Dirigé par :

Madame ROBL

Promotion : Janvier 1988

Ministere de l'enseignement et de la recherche scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Mécanique

Promotrice : M<sup>de</sup> Robl ever

Etudiant : HACHI Belkacem

Belhadj Yahia

المدرسة الوطنية متعددة التقنيات

دائرة الهندسة الميكانيكية

الموجهة: السيدة روبل

المرشدة: حاشوا بلقاسم

بلحاج يحيى



ملخص

الموضوع = يمثل هذا المشروع في اعداد دراسة حول جهاز مظهر السيرور PCS327  
مجال الاجابات الديناميكية لعدة متغيرات خطية بالاطافة الى تطبيق  
نمط قيادي نسبي، عن طريق التكامل، و الاستقارة  
بالاطافة الى سيرورة حرارية PT 326 تسمح بليجاد شروط ضبط الحرارة في الافرن  
العالية، المسخات، والظمة التكييف الهوائي كل هذا من اجل تحسين الدقة والاستقرار

### Summary

Subject: The study in the simulator process PCS327 is to look for dynamics reply for plural linear action and the application of the control proportional mode, integrate action, derivative action. And a Heatedly process PT326, who permit to find the Heate Controller conditions was existed in the blast-furnaces, the boilers, air conditioning systems is to improve the performance.

### Resume

Sujet: l'étude entreprise dans ce projet utilise un simulator PCS327 ayant des reponses dynamiques d'une multiplicité de processus lineaires et l'application de mode de commande proportionnelle par integration, par derivation.  
Un processus thermique PT326 qui permet de trouver les conditions de regulation de temperature existent dans les hauts-fourneaux, les chaudières, les systèmes de conditionnement d'air afin d'améliorer les performances en stabilité et précision.

# REMÈRCIEMENTS



Nous tenons à remercier tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique qui ont contribué à notre formation d'ingénieur et en particulier ceux du département de Génie Mécanique qui nous encouragent et nous aident de leur mieux. Nous reitérons nos remerciements à notre promotrice M<sup>de</sup> ROBL ever pour ses conseils et son suivi constant.

Nous exprimons notre vive reconnaissance àux:  
- M<sup>r</sup> AKSASS - responsable du matériel au niveau du département d'électronique pour leur sympathique assistance matériel.

- M<sup>r</sup> BOUCHRITE

- M<sup>r</sup> MADANI pour son aide technique et matériel.

Que tous ceux qui ont contribué de loin ou de près à la mise en forme de ce projet trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

# DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce modeste travail en signe de reconnaissance à ma mère, pour ses sacrifices consentis à mon égard et ses encouragements à mon père pour son soutien moral et matériel tout le long de mes études.

à mes frères et sœurs, à tous les amis

HACHI Belkacem.

---

---

Je dédie ce modeste travail en signe de reconnaissance.

- À la mémoire de mon père
- À ma mère
- À mes frères et sœurs et à toute la famille et tous les amis

BELHADI Yahia

# TABLE DES MATIÈRES

Introduction

## PREMIERE PARTIE Généralités



### Chapitre I - Notion de système asservis

1.1	Définition générale du système asservis	3
1.2	Composition d'une chaîne de régulation	3
1.3	Classification des systèmes de commande	3
1.3.1	Système de commande en boucle ouverte	3
1.3.2	Système de commande en boucle fermée	4

### Chapitre II - Methodes générales de la dynamique lineaires

2.1	Performances d'un système de commande	5
2.1.1	Reponse en régime définitif	5
2.1.2	Réponse à des entrées typiques	6
2.1.3	Régime transitoire	6

### Chapitre III - Fonction et lieux de transfert des systemes asservis

3.1	Fonction de transfert d'un système asservis	7
3.2	Relations fondamentales	7
3.3	Introduction des perturbations	8

### Chapitre IV - Stabilité des systèmes asservis

4.1	Criteres de stabilité	9
4.1.1	Critere du revers dans le plan de Nyquist	9
4.1.1	Critere du revers dans le plan de Bode	9

### Chapitre V - Critere d'amortissement

5.1	application aux polynomes normaux à amortissement réglable	10
5.1.1	Seconde ordre	10
5.1.2	Ordre supérieure	10

## Chapitre VI - Principe de la simulation des processus

6.1	Définition	12
6.1	Différentes modèles d'un système	12
6.2.1	Modèle analogique	12
6.3	Amplificateur opérationnel	12
6.4	Circuit de calcul analogique	12
6.4.1	Circuit additionneur	12
6.4.2	Circuit intégrateur	13
6.4.3	Circuit de dérivation	13
6.4.4	Circuit de dérivation et proportionnelle	14
6.4.5	Circuit proportionnel et intégrale	14

### DEUXIEME PARTIE

#### Le simulateur de processus PCS327

## Chapitre VII - Description générale du PCS327

7.1	Introduction	15
7.2	Description fonctionnelle	16
7.2.1	Processus simulé	16
7.2.2	Régulateur simulé	16
7.2.3	Unité non-linéaire	17
7.3	Détermination de la fonction de transfert du processus	19

## Chapitre VIII - Travaux au laboratoire

8.1	Manipulation N° 1	20
8.2	Manipulation N° 2	23
8.3	Manipulation N° 3	27
8.4	Manipulation N° 4	35
8.5	Manipulation N° 5	43
8.6	Manipulation N° 6	48

### TROISIEME PARTIE

#### Le Processus thermique PT326

## Chapitre IX - Description générale du PT326

9.1	Introduction	53
9.2	Description fonctionnelle du PT326	53
9.2.1	Processus	53
9.2.2	Détecteur de température	53
9.2.3	Mesure de la température	53
9.2.4	Le Comparateur	54
9.2.5	Circuit de commande	54
9.2.5.1	Commande continue	54
9.2.5.2	La commande par tout ou rien	54
9.2.6	Regulateur proportionnel	55



### Chapitre X. Travaux au laboratoire

10.1	Manipulation N° 1	57
10.2	Manipulation N° 2	63
10.3	Manipulation N° 3	67
10.4	Manipulation N° 4	72
10.5	Manipulation N° 5	78

### QUATRIEME PARTIE

#### Couplage de PCS327 et PT326

### Chapitre XI. Compensation du regulateur

11.1	Manipulation 6	83
------	----------------	----

Conclusion	85.
------------	-----



## Introduction

Le processus recouvre un terme général qui est employé pour décrire tout phénomène physique ou chimique d'échanges de pression, de température, de vitesse d'un fluide, l'évolution d'une réaction chimique, le niveau de liquide dans un réservoir, ect....

Le problème de la commande de processus consiste à faire correspondre les caractéristiques du régulateur (régulateur à triple action) à celles du matériel en vue d'obtenir le comportement global requis.

La théorie des systèmes asservis est constituée étant que discipline technique destinée à analyser des systèmes de commande pratique de processus.

Le système asservis doit posséder deux qualités tel que la précision et la stabilité qui sont difficile à réaliser simultanément, l'étude de la stabilité et la précision peut se faire à la connaissance des transmittances en boucle fermée, et en boucle ouverte.

Alors il est très utiles de faire appel à la fonction de transfert qui donne la relation entre le signal de sortie et le signal d'entrée d'un système à régler.

# CHAPITRE I

## Notion générale du système asservis

### 1.1 définition

Un système asservis ou à régulation est un système dont le fonctionnement est régi par les écarts de son comportement effectif ou instantané par rapport à son comportement assigné.

### 1.2 Composition d'une chaîne de régulation

Une chaîne de régulation comprend généralement (fig-12 -) :

- Un dispositif d'affichage de la valeur de consigne
- Un comparateur suivi d'un transmetteur.
- Un correcteur.
- Un correcteur-amplificateur.
- Un organe de réglage (servomoteur, vanne, ect...)

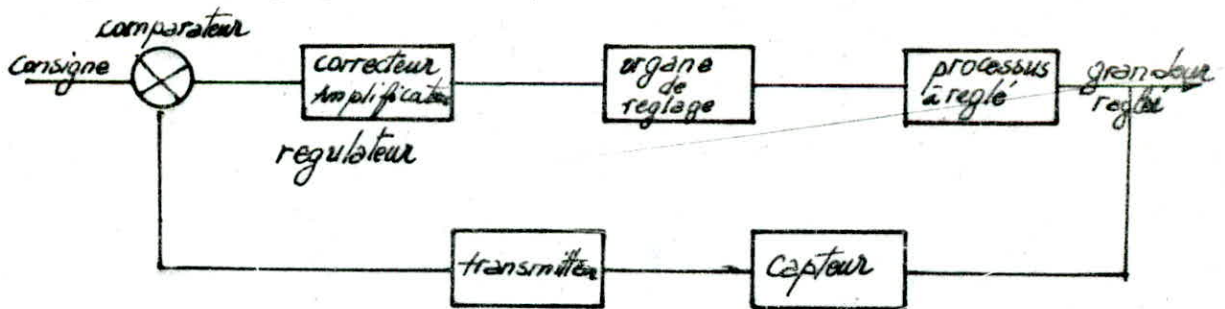


Fig. 12 -

### 1.3 Classification des systèmes commandés

#### 1.3.1 Système de commande en boucle ouverte.

Un système où le signal de commande est indépendant de signal de sortie

Exemple : 1 - Soit une manivelle, reliée par l'intermédiaire de différents couples.

d'engrenages, à une arbre qui porte une pièce mécanique; on dit que le calage de la manivelle commande celui de la pièce mécanique

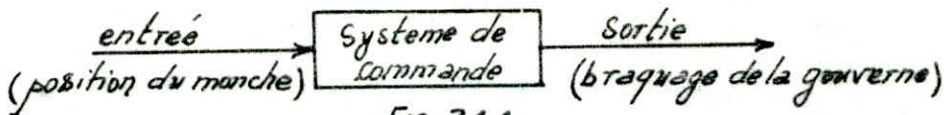


Fig. 3.1.1.

### 1.2.3 Système de commande en boucle fermée.

C'est un système où le signal de commande dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie.

Exemple.2: soit un système thermique suivant, donné par le schéma suivant.

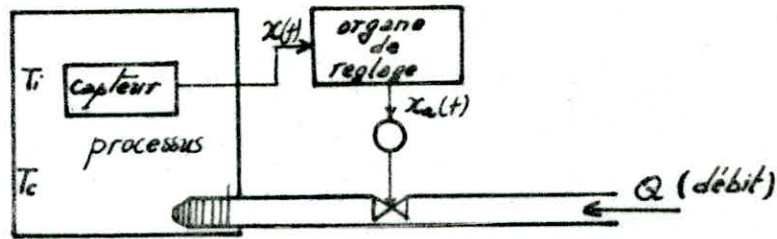


Fig. 1.3.2a

dont le schéma synoptique suivant.

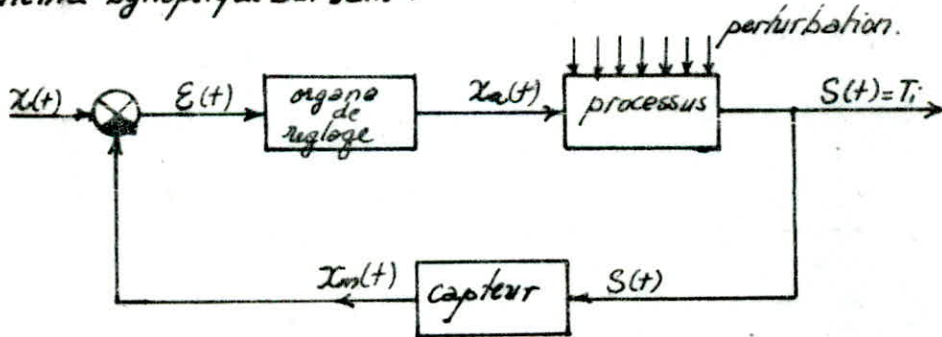


Fig. 1.3.2b

avec

$$E(t) = x(t) - x_m(t) \quad (\text{l'erreur})$$

## CHAPITRE II

### Méthodes générales de dynamique linéaire

#### 2.1 Performances d'un système de commande

##### 2.1.1 Réponse à des entrées typiques

Les entrées (commande et perturbation) auxquelles sont soumis les systèmes asservis. Ces entrées typiques sont au nombre de quatre : échelon, rampe, impulsion et fonction harmonique.

A) Echelon: C'est une fonction nulle pour  $t < 0$ , égale à une constante  $e_0$  pour  $t > 0$  (fig. -). on la note:  $e(t) = e_0 u(t)$ , ou  $u(t)$  est une fonction échelon unité

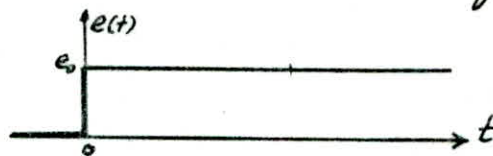


Fig. 2.1.A-

B) Rampe : C'est une fonction nulle pour  $t < 0$ , de pente constante  $a$  pour  $t > 0$  (fig. -). on la note:  $e(t) = at u(t)$ .

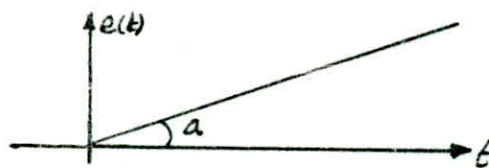


Fig. 2.1.B.

C) Entrée Harmonique: C'est une fonction sinusoïdale du temps donnée par:

$$e(t) = e_0 \sin(\omega t + \phi) u(t) \quad (2.C)$$

où

$e_0$ : Amplitude (unité)

$\omega$ : pulsation (rad/A)

$\phi$ : la phase à l'origine (rad)

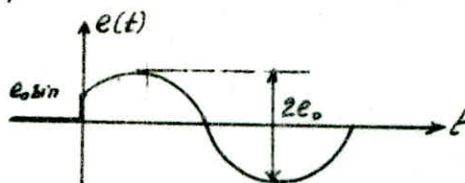


Fig. 2.1.C.

### 2.1.2 Réponse en régime définitif.

Soumis à une entrée de l'un des types précédents, le système finit en général par présenter une sortie appartenant aussi à un de ces types soit  $S_f(t)$ . on dit alors qu'il a atteint son régime définitif, ou permanent. Si, en régime permanent, la sortie diffère de l'entrée, on dit qu'il y a une erreur (écart).

$$E_f = e - S_f \quad (2.1)$$

Exemple : Cas d'une entrée échelon, l'erreur définitive s'appelle l'écart statique ou erreur de position (fig. -)

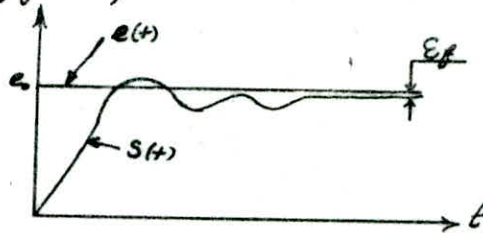


Fig. 2.1.2 - erreur de position

### 2.1.3 Régime transitoire.

Lorsqu'un système soumis à un des essais définis, il lui faut en règle générale un certain temps pour atteindre son régime permanent pendant ce temps on dit qu'il est en régime transitoire, qui est caractérisé par l'amortissement et la rapidité. donc pour qu'un système soit suffisamment amorti, on prescrira que son dépassement ne doit pas excéder un certain pourcentage de la valeur définitive de  $S(t)$ . et qu'il soit suffisamment rapide. s'exprime en stipulant que le temps de réponse soit suffisamment court, le temps au bout duquel la réponse du système atteint à 5% près sa valeur finale pour une excitation unitaire. (fig. -)

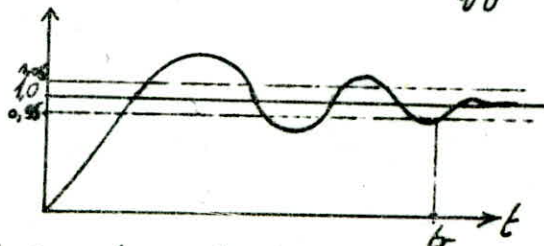


Fig. 2.1.3 temps de réponse à  $\pm 5\%$

### CHAPITRE III.

## Fonction et lieux de transfert des systèmes asservis

### 3.1 Fonction de transfert

Soit un système asservi réalisant la commande d'une grandeur de sortie  $s(t)$  par une entrée ou grandeur de commande  $e(t)$ . (fig - 3.1 -)

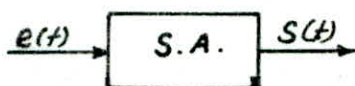


Fig. 3.1.

disons la relation lie  $e(t)$  et  $s(t)$  est une equation différentielle lineaire à coefficients constants, on peut définir une fonction de transfert:

$$H(p) = \frac{S}{E}(p) \quad (3.1)$$

cette fonction possède un gain statique  $H(0)$ .

### 3.2 Relations fondamentales.

- Cas d'un retour unitaire: on rappelons  $S(p)$  et  $E(p)$ , sortie et entrée du système, et  $\mathcal{E}(p) = E(p) - S(p)$ . l'erreur et  $K.G(p)$  la fonction de transfert en boucle ouverte avec  $K$ : gain en boucle ouverte du système asservis.

on écrit:

$$S(p) = K.G(p) \cdot \mathcal{E}(p) \quad (3.2)$$

$$\mathcal{E}(p) = E(p) - S(p) \quad (3.3)$$

donc la fonction de transfert en boucle fermée, lie par la fonction de transfert en boucle ouverte donnée par la relation suivante:

$$H(p) = \frac{K.G(p)}{1 + K.G(p)} \quad (3.4)$$

et par élimination de  $S(p)$  on a

$$\mathcal{E}(p) = \frac{1}{1 + K.G(p)} E(p) \quad (3.5)$$

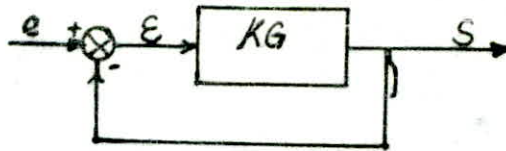


Fig. 3.2. Asservissement à retour unitaire.

### 3.3 Introduction des perturbations.

Si  $Z(p)$  est une perturbation qui s'introduit dans la chaîne conformément au schéma de la figure. - on en déduit :

$$S(p) = \frac{K_1 G_1 \cdot K_2 G_2}{1 + K_1 G_1 \cdot K_2 G_2} E(p) + \frac{K_2 G_2}{1 + K_1 G_1 \cdot K_2 G_2} Z(p) \quad (3.6)$$

De même, on a.

$$E(p) = \frac{1}{1 + K_1 G_1 \cdot K_2 G_2} E(p) - \frac{K_2 G_2}{1 + K_1 G_1 \cdot K_2 G_2} Z(p) \quad (3.7)$$

La relation ( ) montre que l'erreur se compose de deux termes :

a) un terme lié à la commande, au fonctionnement du système comme système suiveur.

b) un terme lié à la présence d'une perturbation, présent dans le fonctionnement en système régulé pur ( $E=0$ ) et qu'on écrit souvent sous la forme d :

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

c'est l'expression qualitative du fait, qu'un système asservi est à la fois un système et un système régulé et que ses performances doivent être envisagées sous ce double aspect.

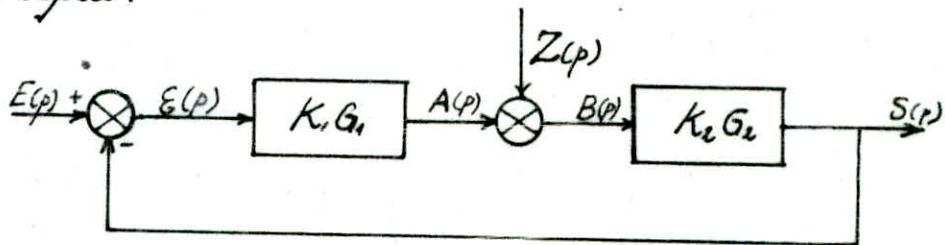


Fig. 3.3.

## CHAPITRE IV.

### Stabilité

D'après la théorie générale de la stabilité linéaire, un système asservi linéaire à retour unitaire est stable si son équation caractéristique

$$KG(p) + 1 = 0 \quad (4-1)$$

a tous ses zéros situés dans la moitié gauche du plan complexe.

#### 4.1 Critères de stabilité

##### 4.1.1 Critère de révers dans le plans de Nyquist

Le lieu de Nyquist en boucle ouverte  $KG(p) = T(p)$  d'un système asservi à pour point critique. A(-1) (fig. -)

- Si le lieu de  $T(j\omega)$  se trouve à gauche de A(-1), le système est stable
- Si " " " " " " à droite de A(-1), " est instable.
- Si " " " " " " passe par A(-1) le système est juste oscillant.

##### 4.1.2 Critère de révers dans le plan de Bode

Un système asservis est stable, si à la pulsation  $\omega_{co}$  pour laquelle, on a  $|T(j\omega)| = 0 \text{ db}$ , le déphasage de la réponse en fréquences en boucle ouverte  $T(j\omega)$  est supérieur à  $180^\circ$  (fig. -).

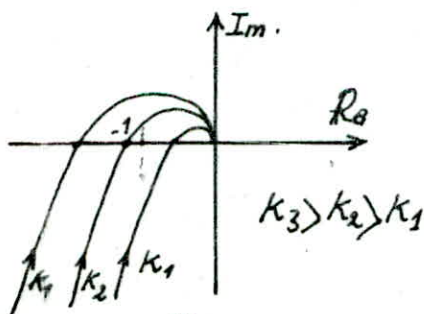


Fig. 4.1.1.

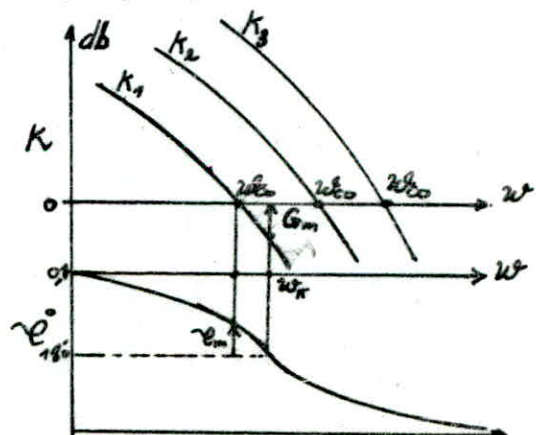


Fig. 4.1.2



## CHAPITRE V.

### Critère d'amortissement.

#### 5.1 Application aux polynomes normaux.

en considérant la transmittance du second ordre.

$$5.1.1 \text{ Seconde ordre: } H_0(p) = \frac{a_0'}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2} \quad (5.1)$$

quand peut mettre sous la forme Canonique.

$$H_0(p) = \frac{a_0' \omega_0^2 / a_0}{\omega_0^2 + 2\xi \omega_0 p + p^2} \quad (5.2)$$

- a)  $\xi = 1$  (amortissement Critique), C'est la plus petite valeur de  $\xi$  donnant une réponse indiciale aperiodique; sans dépassement.
- b)  $\xi = 0.7$  Cette valeur est considérée comme optimale pour le réglage de nombreux instruments, elle donne à la réponse indiciale un dépassement de 5%.
- c)  $\xi = 0.5$  on choisit cette valeur lorsqu'on désire accélérer le dépassement de la réponse indiciale au prix d'un dépassement plus important 15%.

le facteur d'amortissement  $\xi$  est lié aux coefficients du polynôme caractéristique par la relation suivante  $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{a_1^2}{a_0 a_2}}$  . (5.3)

on considérons maintenant la transmittance suivante :

$$5.1.2 \text{ Ordre supérieur: } H_1(p) = \frac{a_0'}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n} \quad (5.4)$$

avec analogie au système du second ordre, définissant les rapports suivants

$$\alpha_1 = \frac{a_1^2}{a_0 a_2} ; \alpha_2 = \frac{a_2^2}{a_2 a_3} ; \dots \alpha_n = \frac{a_n^2}{a_{n-1} a_{n-2}} \quad (5.5)$$

on peut calculer à partir des pulsations caractéristiques :

$$\omega_0 = \frac{a_0}{a_1} ; \omega_1 = \frac{a_1}{a_2} ; \dots \omega_n = \frac{a_n}{a_{n+1}} \quad (5.6)$$

$$\text{on a effet: } \alpha_1 = \frac{\omega_1}{\omega_0} ; \alpha_2 = \frac{\omega_2}{\omega_1} ; \dots \alpha_n = \frac{\omega_n}{\omega_{n-1}} \quad (5.7)$$

a) pour une même valeur de  $\alpha$  et pour  $N > 2$ , les diverses réponses indicielles sont assez peu dispersées, et présentent des dépassements à peu près égaux.

b) pour une même valeur de  $N$  et diverses valeurs de  $\alpha$ , on obtient des réponses indicielles présentant un dépassement d'autant plus grand que  $\alpha$  est plus petit.

Le dépassement  $D$ , exprimé en %, est lié à  $\alpha$  par la formule empirique suivante.

$$\log(D\%) = 4,8 - 2\alpha \quad (5.8)$$

Le temps de montée de la réponse indicielle que nous considérons comme temps de réponse est donné par:  $t_r = 2,2/\omega_0$ , (5.9)

La pente maximale de la réponse indicielle est donnée par:

$$E = 0,8 \frac{a_0'}{a_0} \omega_0 \frac{100+D}{100} \quad (5.10)$$

qui est égale à l'amplitude maximale de la réponse indicielle.

1) soit la transmittance:  $H_1(p) = \frac{a_0' + a_1'p}{a_0 + a_1p + a_2p^2 + \dots}$  avec  $\frac{a_0'}{a_1} = \omega_0'$  .....

Les formules précédentes sont encore valables, à condition d'y remplacer,  $\alpha$  par  $\alpha_c$ .

( $\alpha$  équivalent) et  $\omega_0$  par  $\omega_{0c}$  ( $\omega_0$  corrigé) qui ont donné par les formules suivantes

$$\alpha_c = 1,5 + \frac{\omega_0'^2}{4\omega_0'} (\alpha - 1,5) \quad (5.11)$$

$$\frac{1}{\omega_{0c}} = \frac{1}{\omega_0} - \frac{1}{2\omega_0'} \quad (5.12)$$

2) soit la transmittance:  $H_2(p) = \frac{a_0' + a_1'p + a_2'p^2}{a_0 + a_1p + a_2p^2 + \dots}$

avec:  $\omega'^2 = \frac{a_0'}{a_2'}$ ; et  $4\xi'^2 = \frac{a_1'^2}{a_0'a_2'}$ ; et les valeurs de  $\alpha_c$  et  $\omega_{0c}$  sont alors données.

$$\alpha_c = 1,5 + \frac{1}{16\xi'^2} \cdot \frac{\omega_0'^2}{\omega_0'^2} (\alpha - 1,5) \quad (5.13)$$

$$\frac{1}{\omega_{0c}} = \frac{1}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_0'} \quad (5.14)$$

si  $\alpha_c$  à une valeur supérieur à  $\alpha$  donné, en remplaçant,  $\alpha_c$  par  $\alpha_c$  donnée:

$$\alpha_{c1} = 1,5 + 4 \frac{\omega_0'^2}{\omega_0'^2} (\alpha - 1,5) \quad (5.15)$$

$$\alpha_{c2} = 1,5 + 16 \cdot \xi'^2 \cdot \frac{\omega_0'^2}{\omega_0'^2} (\alpha - 1,5) \quad (5.16)$$

Principe de la simulation  
des processus

6.1 Définition La simulation dans les systèmes asservis, consiste à remplacer les parties mécaniques par les circuits électriques équivalents avec de préférence l'analogie force-intensité puis à représentes l'ensemble sous la forme d'une maquette sur laquelle on peut effectuer des essais électriques.

6.2 Différents modeles d'un systeme.

6.2.1 Modèle analogique : on utilise des modeles analogiques constitués de resistances, Capacités, diodes, amplificateur operationnels, choisis et reliés de façon à ce que leur fonctionnement soit traduit par un systeme d'equation identique à celui du systeme propose.

6.3 Amplificateur operationnel.

C'est un element qui fait effectuer les principales operations mathematique telque, l'addition, la soustraction, l'elevation à une puissance. et integration et derivation.

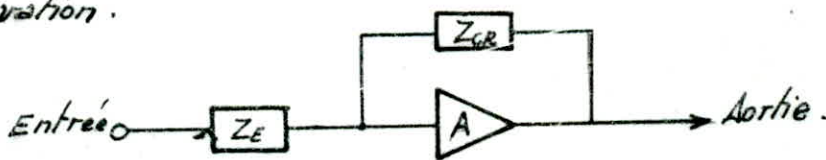


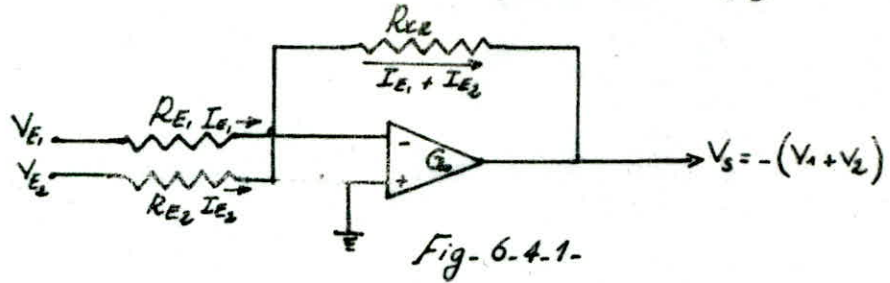
Fig-6.3.

avec  $Z_E, Z_{CR}$  : Impedances (resistance, Condensateur ...)

6.4 Circuits de calcul analogique .

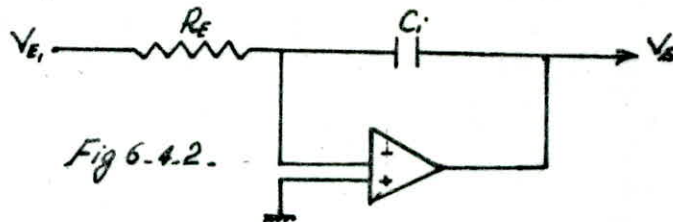
6.4.1 Circuit additionneur : le circuit additionneur comprend deux resistances  $R_{E1}$  et  $R_{E2}$  (resistances d'entrée) qui sont égales entre elles et à la resistance de contre-reaction  $R_{CE}$ , application des tensions  $V_{E1}$  à l'entrée  $E_1$  et  $V_{E2}$  à l'entrée  $E_2$ , le courant qui traverse  $R_{E2}$  est egale à  $I_{E1} = V_{E1}/R_{E1}$

et celui qui traverse  $R_2$  est  $I_{E2} = V_{E2}/R_{E2}$ . Comme l'indique la figure suivante.



$$R_{CE} = R_{E1} = R_{E2} \quad ; \quad V_S = -R_{CE} \left( \frac{V_1}{R_{E1}} + \frac{V_2}{R_{E2}} \right) \quad (6.1)$$

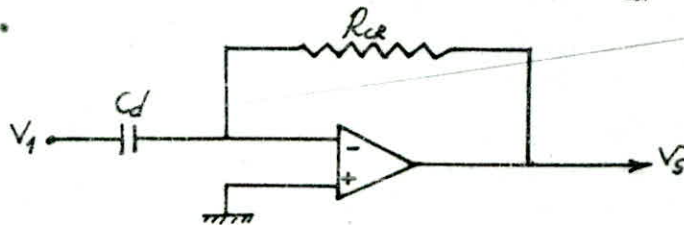
6.4.2 Circuit integrateur: la solution d'équation différentielle dans un calculateur analogique le courant  $V_i/R_E$  qui traverse la résistance  $R_E$  d'entrée doit être égale à celui qui traverse le condensateur  $C_i$ .



on a d'après cet schéma:  $\frac{V_{E1}}{R_E} = -C_i \frac{dV}{dt} \Rightarrow dV_S = -\frac{V_{E1}}{R_E C_i} dt$ .

$$V_S = -\frac{1}{R_E C_i} \int_0^t V_{E1} dt = \frac{1}{T_i P} V_i \quad (6.2)$$

6.4.3 Circuit dérivateur: En intervertissant les positions du condensateur et de résistance d'un intégrateur nous passons au montage dérivateur, le courant qui traverse le condensateur  $C_d$  est donné:  $i_c = C_d \frac{dV_i}{dt}$



$$V_S = -i_c R_{CE} = -R_{CE} C_d \frac{dV_i}{dt} = T_{dP} V_i$$

$$V_S = T_{dP} V_i \quad (6.3)$$

### 6.4.4 Circuit de dérivation et proportionnelle

La fonction de dérivation peut être associée à la fonction proportionnelle, il suffit de placer une résistance  $R_1$  en parallèle avec le condensateur d'entrée.

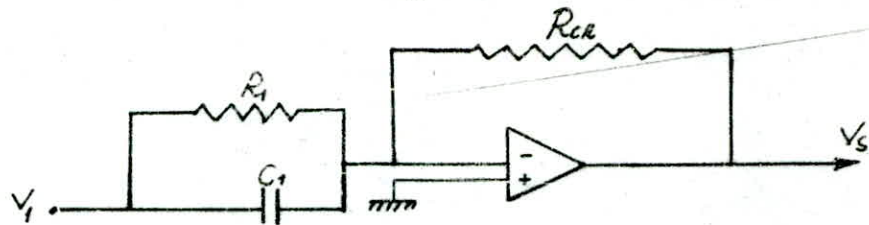


Fig-6.4.4-

$$V_s = \frac{R_{ce}}{R_1} (1 + \tau_{dp}) V_1 \quad (6.4)$$

### 6.4.5 Circuit proportionnelle et intégrale

En plaçant une résistance  $R_{ce}$  en série avec le condensateur d'intégration transforme le montage intégrateur en fonction proportionnelle et intégration.

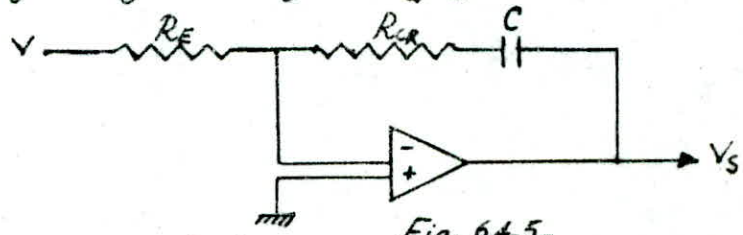


Fig-6.4.5-

$$V_s = \frac{R_{ce}}{R_E} \left(1 + \frac{1}{\tau_p}\right) V_1 \quad (6.5)$$

# **2<sup>eme</sup> = PARTIE**

LE SIMULATEUR DE PROCESSUS

PCS 327

## CHAPITRE VII.

## Description générale de PCS 327.

## 7.1 Introduction.

Le simulateur de commande de processus PCS327 est un simulateur, analogique spécialisé qui utilise des amplificateurs asservis de circuits intégrés disposés de manière à permettre d'enseigner les principes des méthodes de commande de processus au niveau des techniciens aussi bien que des technologues.

Le nombre des interconnexions réglables ainsi que la gamme des fonctions non-linéaires donne au simulateur une souplesse d'emploi suffisante pour permettre l'étude détaillée des réponses dynamiques d'une multiplicité de processus linéaires, et non linéaires et l'application de modes de commande proportionnelle, par intégration, et par dérivation, à deux positions, à trois positions (avec ou sans chevauchement) et bien d'autres encore pour améliorer les performances.

Le simulateur peut être utilisé à grande vitesse à des fins d'observation par oscilloscope ou à faible vitesse pour observation d'enregistreur sur appareil de mesure ou sur papier, la sélection de la vitesse étant obtenue par des commandes indépendantes sur le processus et le régulateur, quand le régulateur est réglé pour emploi à faible vitesse, il est utilisable pour l'application de la commande à triple action au moniteur de processus Feedback PT326.

## 7.2 Description fonctionnelle de PCS 327

La figure. - montre l'agencement du panneau. Un interrupteur de mise en circuit-hors circuit avec lampe témoin est monté sur le côté gauche du boîtier. La gamme de déviation totale de tous les signaux d'entrée et de sortie est de  $\pm 10V$ . L'appareil comporte les éléments suivants:

### 7.2.1 Processus simulé

Le processus comporte les éléments suivants, dont chacun peut être ajouté à un processus ou éliminé d'un processus par l'emploi de fils volants.

- un retard de constante de temps de 10 ms ou 1A.

- deux retards de constantes de temps de 10 ms ou 1A

- deux retards par intégrations de 10 ms ou 1A.

Les deux retards / Intégrateurs convertibles par un interrupteur à bascule.

- un retard de parcours (transport) de constante de temps de 10 ms ou 1A sélectionné par un interrupteur à bascule.

- Un inverseur

La gamme de fréquence utile du retard de parcours est de 0 à 30 Hz (10ms) ou 0 à 0,3 Hz (1A)

### 7.2.2 Régulateur simulé

Le régulateur comporte les éléments suivants:

- un comparateur qui reçoit d'une part la valeur mesurée d'une variable, provenant du processus et d'autre part une certaine valeur déterminée affichable. Il délivre ensuite le signal d'erreur. La valeur déterminée



est affichable manuellement qui peut être visualisé sur un galvanomètre à zéro central et également superposer à un niveau de signal extérieur de perturbation.

- deux galvanomètres superposés; permettent ainsi la mesure comparative des valeurs de trois variables.
- une commande d'action par intégration réduit dans le temps d'action par intégration dont une gamme varie de - 250 à 5 ms ou 25 à 0,5 A.
- une commande d'action par dérivation réduit dans le temps par dérivation dont une gamme de: 0 à 20 ms ou 0 à 2 A
- une commande de bande proportionnelle qui est proportionnelle au signal de commande qui passe par cette commande dont une gamme varie de 200 à 4 % correspond au constante de gain varie de 0,5 à 25.

### 7.2.3 Unité non-linéaire.

L'unité non-linéaire se trouve situé entre la sortie du régulateur et, l'entrée du processus et possède un commutateur à cinq positions. Sont;

- fonctionnement en linéaire.
- fonctionnement avec limites variables symétriquement de  $\pm 5$  à 100%
- fonctionnement avec seuil variable symétriquement de 0 à  $\pm 100\%$
- fonctionnement avec jeu; variable symétriquement de 0 à  $\pm 100\%$ .
- fonctionnement avec simulation de relais à 2 et 3 paliers avec ou sans sortie; du seuil et de dépassement (chevauchement).

Ces éléments à pour des caractéristiques suivantes:

..Pente en linéaire : égale à 1.

- Reglage des limite : de 0,5 à 10v.

- Reglage du seuil (zone morte) de: 0 à 10 v.

- Reglage de niveau de depassement (chevauchement) de: 0 à 20.

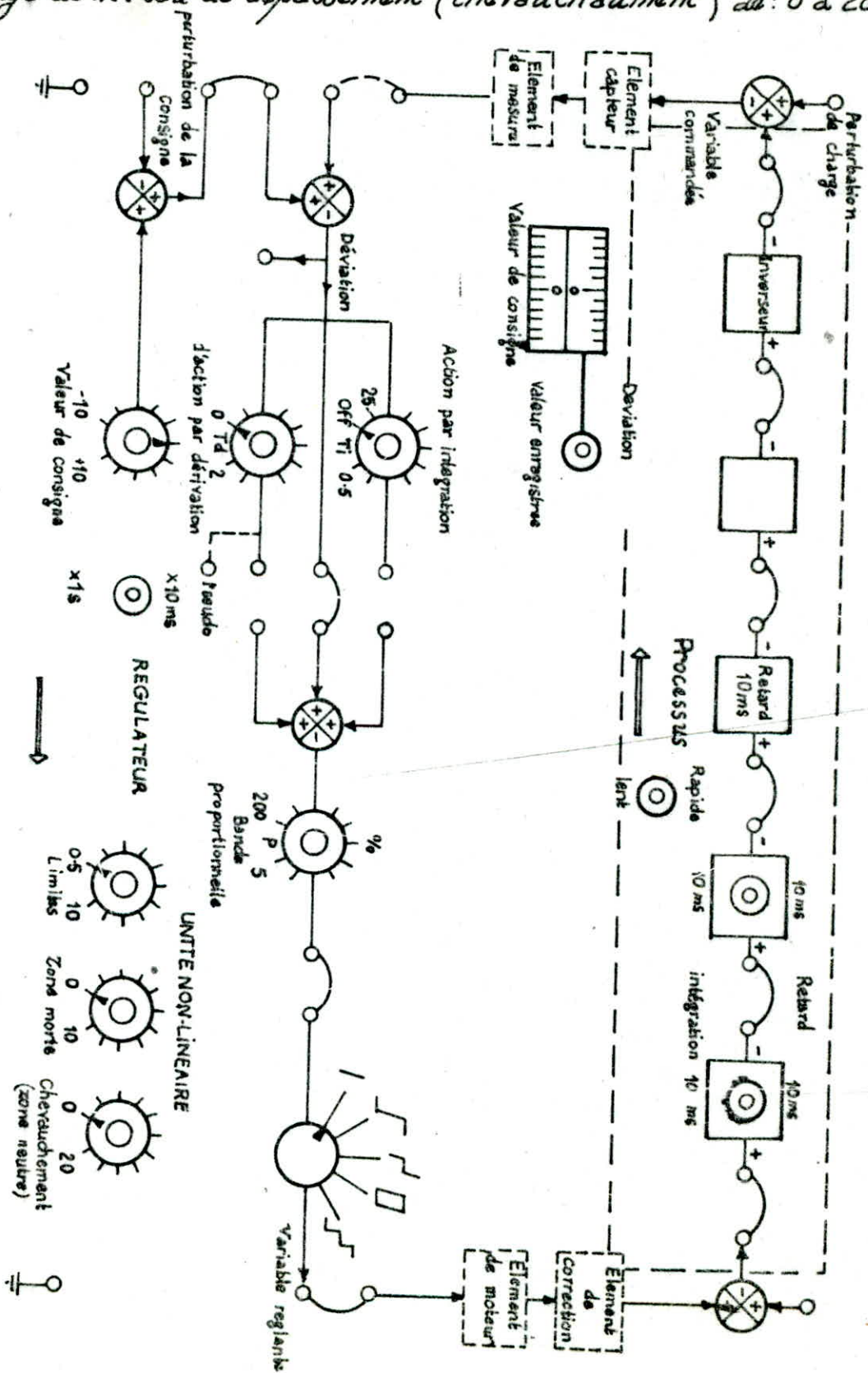


Fig. 7.

### 7.3 Détermination de la fonction de transfert du processus,

Le processus comporte des éléments quand peut connecter par les fils volants. notre expérience consiste à étudier les :

1<sup>er</sup> Cas

Le processus contient trois retards de constantes de temps de 1A. Chaque retard peut mettre sous la forme de transformée de Laplace suivante.

$$G_1(p) = \frac{1}{1 + T_1 p} \quad \text{telque } T_1 = 1A. \quad (7.1)$$

Les trois retards indiqués par la figure. dont la fonction de transfert suivante.

$$G(p) = \frac{1}{(1 + p)^3} \quad (7.2)$$

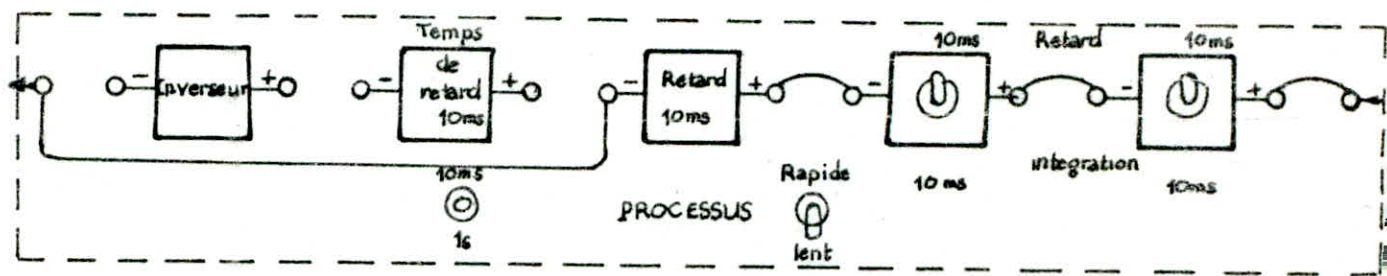


Fig-7.3.

2<sup>er</sup> Cas

Le processus contient trois retards de constantes de temps de 10.mA(0,01A) chaque retard peut mettre sous la forme de transformée de Laplace.

suivante :  $G_2(p) = \frac{1}{(1 + 0,01p)^3}$  avec  $T_2 = 0,01A$ .

Les trois retards indiqués par la figure. dont la fonction de transfert suivante.

$$G(p) = \frac{1}{(1 + 0,01p)^3} \quad (7.3)$$

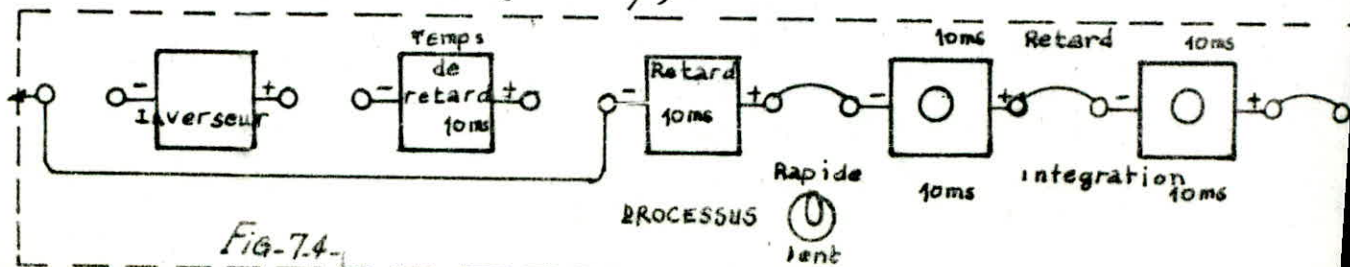


Fig-7.4.

Travaux au laboratoire

8.1 Manipulation N°1

8.1.1 But de la manipulation.

dans cette expérience on met en évidence la commande proportionnelle simple en boucle ouverte.

8.1.2 Mise en oeuvre

en raccordant le panneau comme indique à la fig. - le processus est indiqué par la figure - -

en utilisant la commande de la valeur de consigne. lorsque l'appareil de mesure de la valeur enregistrée indique n'importe quelle valeur prescrite en notant les lectures relatives des appareils de mesure de la valeur enregistrée et de la valeur de consigne.

après ces opérations on applique une petite perturbation de valeur constante de 1.5 V.C.C à la prise de perturbation de charge, en notant les changements dans les lectures d'appareils de mesures.

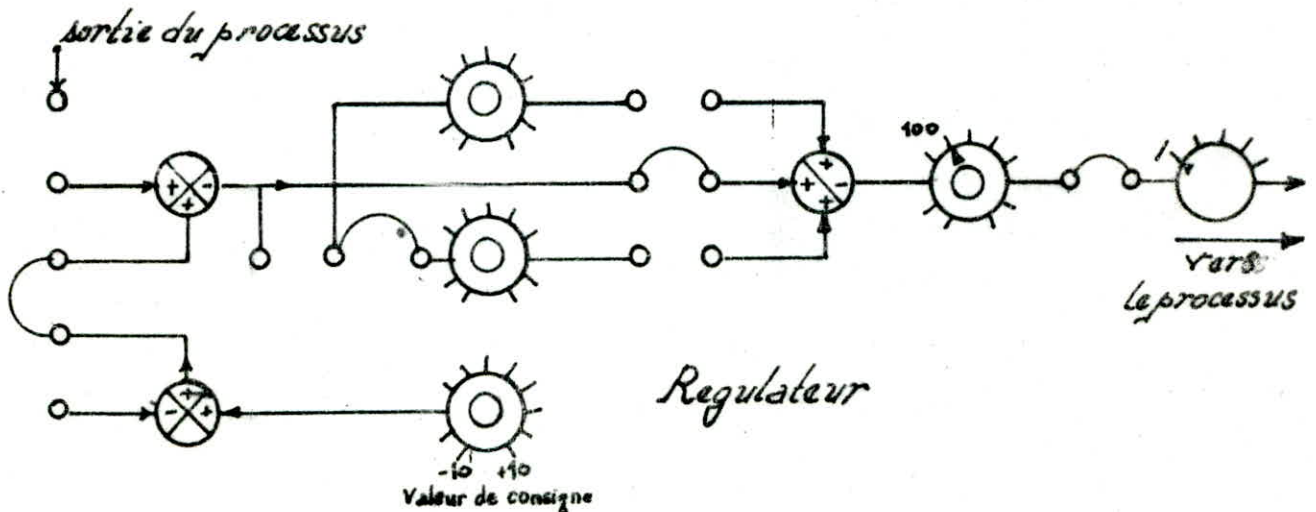


Fig-8.1 -

### 8.1.3 Resultats experimentaux.

	sans perturbation de charge					avec perturbation de charge.				
Valeur de Consigne	0	2	5	8	10	0	2	5	8	10
Valeur enregistrée	0	1.5	4.5	6.8	8	1.5	3.5	6	8	10

tableau - 1 -

### 8.1.4 Interprétation.

en donnant la fonction de transfert du processus indiquée par la figure.

$$G(p) = \frac{1}{(1+p)^3}$$

Cette fonction est représentée dans le schéma fonctionnel suivant:

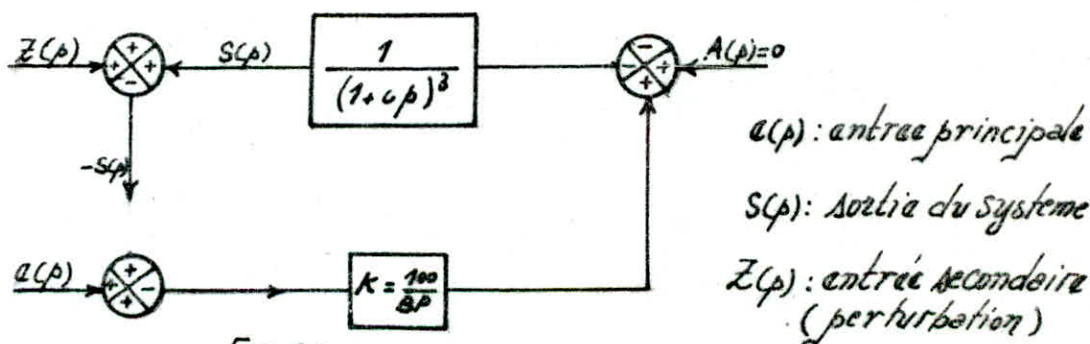


Fig-8.14.

La fonction de transfert du système est la suivante:

$$S(p) = \frac{K}{(1+p)^3} a(p) + Z(p) \quad \text{avec } K=1$$

a)  $Z(p)=0$  : La réponse du système à un échelon de  $a(t) = e_0 1(t)$  ( $a(p) = \frac{e_0}{p}$ ) déterminer par suite.

$$S(p) = \frac{e_0}{p(1+p)^3} = -e_0 \left[ \frac{1}{p} - \frac{1}{(1+p)^3} + \frac{1}{(1+p)^2} - \frac{1}{1+p} \right] \quad (8.2)$$

La transformée inverse donnée par Laplace de  $S(p)$  est donnée par :

$$S(t) = -e_0 [1 - t^2 e^{-t} - t e^{-t} - e^{-t}] \quad (8.3)$$

La valeur finale est  $S_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} S(t) = -e_0$

b)  $e(p) = 0$  la relation (8.1) devienne ;  $S(p) = -Z(p)$

La réponse du système à un échelon de  $Z(p) = -\frac{Z_0}{p}$ , donnée par  $s(t)$ :

$$S(t) = -Z_0 \cdot 1(t)$$

donc d'après ces deux points la réponse totale due à la perturbation de charge s'écrit  $S(t) = -e_0 [1 - t^2 e^{-t} - t e^{-t} - e^{-t}] - Z_0 \cdot 1(t)$

Comme  $Z_0 = 1.5 \text{ V}$  (constant) on peut écrire encore.

$$S(t) = -e_0 [1 - t^2 e^{-t} - t e^{-t} - e^{-t}] - 1.5$$

La réponse  $S(t)$  prend des valeurs différentes, pour différentes valeurs de  $e_0$  (V) à chaque instant donné.

La valeur finale de la réponse prend la valeur  $S_f$  quand  $t$  tend vers l'infini tel que on a :  $S_f = \lim_{t \rightarrow \infty} S(t) = -e_0 - 1.5 \text{ (V)}$  (8.4)

La relation (8.4) indique, que la valeur finale  $S_f$  varie quand on varie  $e_0$  (V) et qu'elle prend des valeurs plus grandes que  $e_0$  (V);

Remarque: d'après la forme de  $s(t)$  (exponentielle), la valeur enregistrée varie moins vite que la valeur de consigne. C.à.d le temps de changement de la valeur enregistrée est due aux retards intervenus dans le processus.

Les résultats expérimentaux obtenus pour les valeurs enregistrées avec perturbation de charge sont supérieures à la valeur de consigne donnée et chaque fois, on augmente la valeur de consigne, la valeur enregistrée devient plus proche d'elle, jusqu'à la valeur de consigne  $e_0 = 10 \text{ V}$ , la valeur enregistrée prend la valeur  $S_f = 10 \text{ V}$ .

Conclusion: tant que les conditions de services restent constantes, la valeur enregistrée le restera, mais si la charge est perturbée, il ne peut y avoir aucune action de correction tant que l'opérateur n'aura pas changé la valeur de consigne.

## 8.2 MANIPULATION N°2

But de la manipulation.

dans cette expérience on met évidence la commande proportionnelle en boucle fermée.

### 8.2.2 Mise en oeuvre.

en réglant toutes les commutateurs et les commandes indiquées par la figure - le processus est indiqué par la figure -

le commutateur de l'appareil de mesure étant à la valeur enregistrée, on procédant aux réglages de la commande de la valeur du consigne qui permet de noter les changements correspondants sur l'appareil de mesure de la valeur enregistrée.

en repétant l'opération on appliquons à la prise de perturbation de charge une tension environs +1,5 v.cc. qui nous font noter les changements produits dans les compteurs de la valeur de consigne et l'erreur.

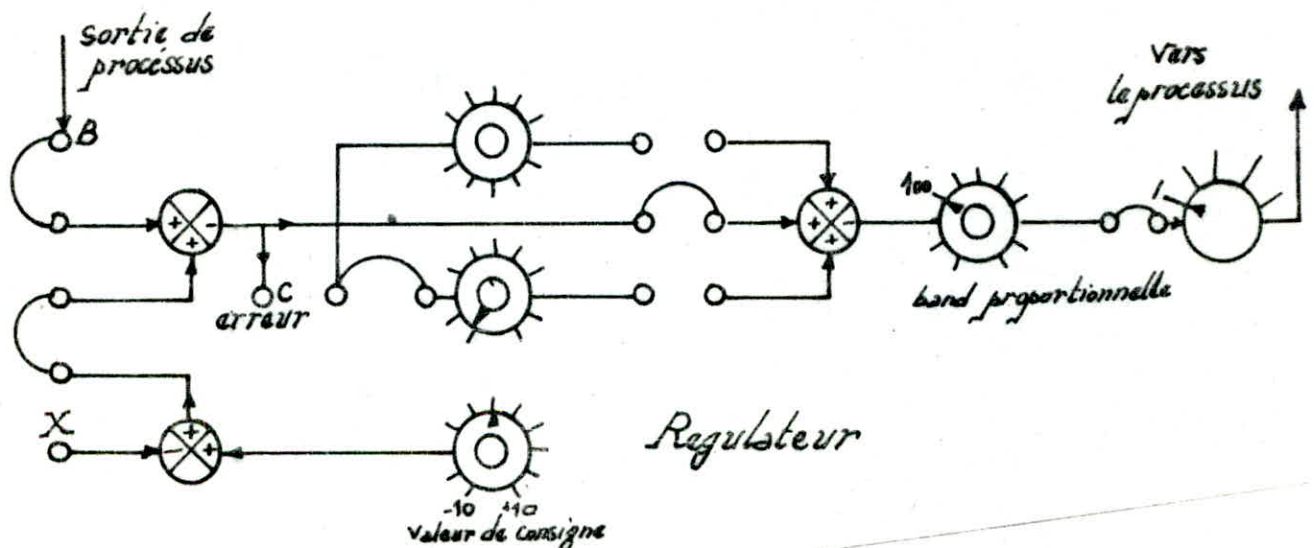


Fig. 82.

## 823 Résultats expérimentaux.

	sans perturbation de charge					avec perturbation de charge				
Valeurs de consigne (V)	0	2	5	8	10	0	2	5	8	10
Valeurs enregistrées (V)	0	1	2,5	4	4,9	0,75	1,8	3,5	4,8	5,5
Erreur (V)	0	1	-2,5	-4	-5,1	0,75	-0,2	-1,5	-3,5	-4,5

Tableau . 2.

### 8.24 Interprétation

le processus est toujours indiqué par la figure -7.3- dont la fonction de transfert, la suivante:

$$G(p) = \frac{1}{(1+p)^3}$$

cette fonction représentée dans le schéma fonctionnel du système en boucle fermée, donné par la figure suivante.

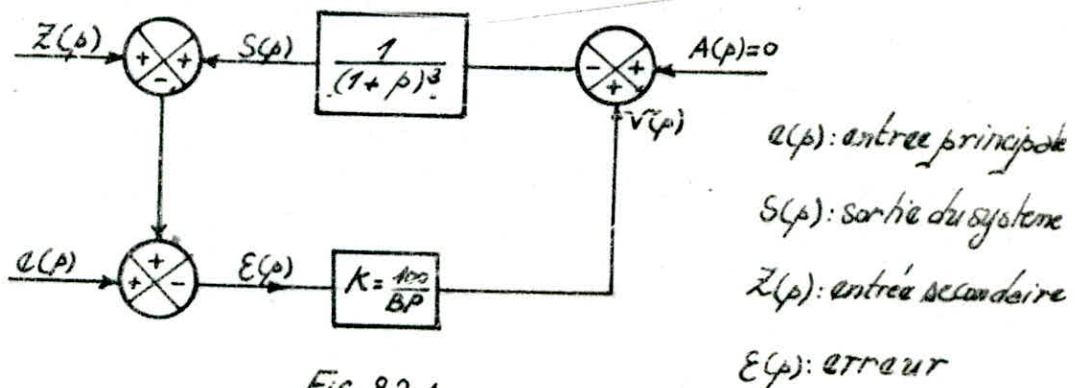


FIG. 8.2.4.

$$S(p) = \frac{1}{(1+p)^3} E(p) \quad \text{et} \quad E(p) = S(p) - a(p) \quad \text{avec } K=1$$

d'où la fonction de transfert.

$$S(p) = \frac{G(p)}{1+G(p)} a(p) - \frac{G(p)}{1+G(p)} Z(p) \quad (8.4)$$



a)  $Z(p) = 0$  la fonction ~~est~~ devient :  $S(p) = \frac{G(p)}{1 + G(p)} e(p) = \frac{1}{p^3 + 3p^2 + 3p + 2} e(p)$   
 La réponse à un échelon de  $e(t) = e_0 1(t)$  ( $e(p) = \frac{e_0}{p}$ ) est la suivante.

$$S(p) = \frac{e_0}{p(p^3 + 3p^2 + 3p + 2)} \quad (8.5)$$

$$S(p) = \frac{e_0}{p(p+2)(p^2+p+1)} = 0,5 \frac{e_0}{p(p/2+1)(p^2+p+1)} \quad (8.6)$$

La transformée inverse de  $S(p)$  est donnée par Laplace sous forme d'un tableau

tel que. 
$$S(t) = 0,5 e_0 \left( 1 - \frac{T \omega_0^2}{1 - 2T\xi \omega_0 + T^2 \omega_0^2} e^{-\frac{t}{T}} + \frac{e^{-\xi \omega_0 t} \sin(\omega_0 \sqrt{1 - \xi^2} t - \Phi)}{\sqrt{(1 - \xi^2)(1 - 2T\xi \omega_0 + T^2 \omega_0^2)}} \right)$$

avec :

$$\Phi = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{-\xi} + \operatorname{arctg} \frac{T \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2}}{1 - T \xi \omega_0}$$

$$T = 0,5 \text{ A} ; \xi = 0,5 ; \omega_0 = 1 \text{ rad/A} \Rightarrow \Phi = -30^\circ$$

il devient :

$$S(t) = 0,5 e_0 \left( 1 - 0,33 e^{-\frac{t}{0,5}} + 1,33 e^{-0,5t} \sin(0,86t + 30) \right) \quad (8.7)$$

la valeur finale  $S_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} S(t) = 0,5 e_0$ . avec différentes valeurs de  $e_0(V)$   
 en considérant maintenant la fonction de transfert due à l'erreur ( $E(p)$ ).

$$E(p) = \frac{-1}{1 + G(p)} e(p) = -\frac{(1+p)^3}{p^3 + 3p^2 + 3p + 2} e(p) \quad (8.8)$$

la réponse de  $E(t)$  à un échelon de  $e(t) = e_0 1(t)$  ( $e(p) = \frac{e_0}{p}$ ) est.

$$E(p) = \frac{-(1+p)^3}{p(p^3 + 3p^2 + 3p + 2)} e_0 \quad (8.9)$$

la transformée inverse de  $E(p)$  est donnée par Laplace. tel que on a.

$$E(t) = -0,5 e_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{0,5}} + 1,34 e^{-0,5t} \sin(0,86t + 30) \right)$$

la valeur finale  $E_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} E(t) = -0,5 e_0$ . pour les différentes valeurs de  $e_0(V)$

b) les deux termes dus à la présence d'une perturbation dans le fonctionnement en système régulé ( $a=0$ ) et qu'on écrit souvent sous la forme d'une fonction de transfert régulateur.

et 
$$S(p) = -\frac{G(p)}{1 + G(p)} Z(p) \quad (8.10)$$

$$E(p) = \frac{1}{1 + G(p)} Z(p) \quad (8.11)$$

dans notre cas la perturbation est une fonction d'échelon constante donnée par

$$Z(t) = Z_0 \cdot 1(t) \quad (Z(p) = \frac{Z_0}{p}) \quad \text{où } Z_0 = 15 \text{ V.}$$

La valeur finale:  $S_0 = \lim_{p \rightarrow 0} p S(p) = + \frac{Z_0}{2}$  avec  $Z_0 = 15 \text{ V} \Rightarrow S_0 = 0,75 \text{ V.}$

et La valeur finale:  $E_0 = \lim_{p \rightarrow 0} p E(p) = + \frac{Z_0}{2}$  avec  $Z_0 = 15 \text{ V} \Rightarrow E_0 = +0,75 \text{ V.}$

-d'après a) et b), la valeur finale due au perturbation de charge prend la forme suivante:  $S_f = 0,5e_0 + 0,75 \text{ (V)}$ , d'après cette expression, la valeur finale est une fonction de  $e_0$ . C.à.d pour une valeur donnée au consigne, la valeur enregistrée prend une valeur inférieure de ( $E_0$ ). de même, la valeur finale de l'erreur due à la perturbation de charge.

Sera déterminé par:  $E_f = -0,5e_0 + 0,75 \text{ (V)} \dots \dots \dots (ii)$

La relation (ii) nous permet de dire que, lorsque la valeur de consigne  $e_0 \text{ (V)}$  augmente, l'erreur permanente diminue.

Ces résultats théoriques sont concordés avec l'expérimentaux.

telque on remarque bien que pour chaque valeur donnée au consigne, l'erreur permanente prend une valeur assez faible qu'elle a précédé.

### 8.2.5. Conclusion:

Quand on effectue un changement dans la valeur de consigne, la valeur enregistrée change aussi mais moins vite, et n'est pas la même que la valeur de consigne, et à chaque valeur de consigne correspond une erreur appréciable, et quand on applique une perturbation la valeur enregistrée et l'erreur varient, telque se dernier leur effet nuit au bon fonctionnement de l'appareil.

## 8.3 MANIPULATION. N°3.

## 8.3.1 But: manipulation

dans cette expérience on met en évidence la réponse du système de commande proportionnelle.

## 8.3.2 Mise en oeuvre

en réglant tous les commutateurs et les commandes de l'appareil comme est indiqué par la figure 72. le processus est indiqué par la figure 73. en appliquant à la prise de perturbation de la valeur de consigne (X) un signal carré de 5V de fréquence crête à crête de 10 Hz. une fois ces perturbations sont appliquées en représentant à tour de rôle sur un oscilloscope le signal d'entrée et de la sortie à partir du point B.

après ça en commutant l'appareil de commande sur la prise de l'erreur à partir du point C.

en répétant tous les essais ci-dessus avec un pourcentage de bande proportionnelle réglé à 50% et à 5%.

## 8.3.3 Résultats expérimentaux

	Nombre de dépassement	Valeur finale (V)	temps de réponse (s)	Valeur de 1 <sup>er</sup> dépassement (V)	temps du 1 <sup>er</sup> dépassement (s)
Sortie $s(t)$ $K=1$ (BP=100%)	2	2,5	6,6	1,8	1,46
Sortie $s(t)$ $K=2$ (BP=50%)	3	3,2	8,56	1,9	1,93
Sortie $s(t)$ $K=20$ (BP=5%)	8	4,7	9,2	3,2	1,06

Tableau - 3 -

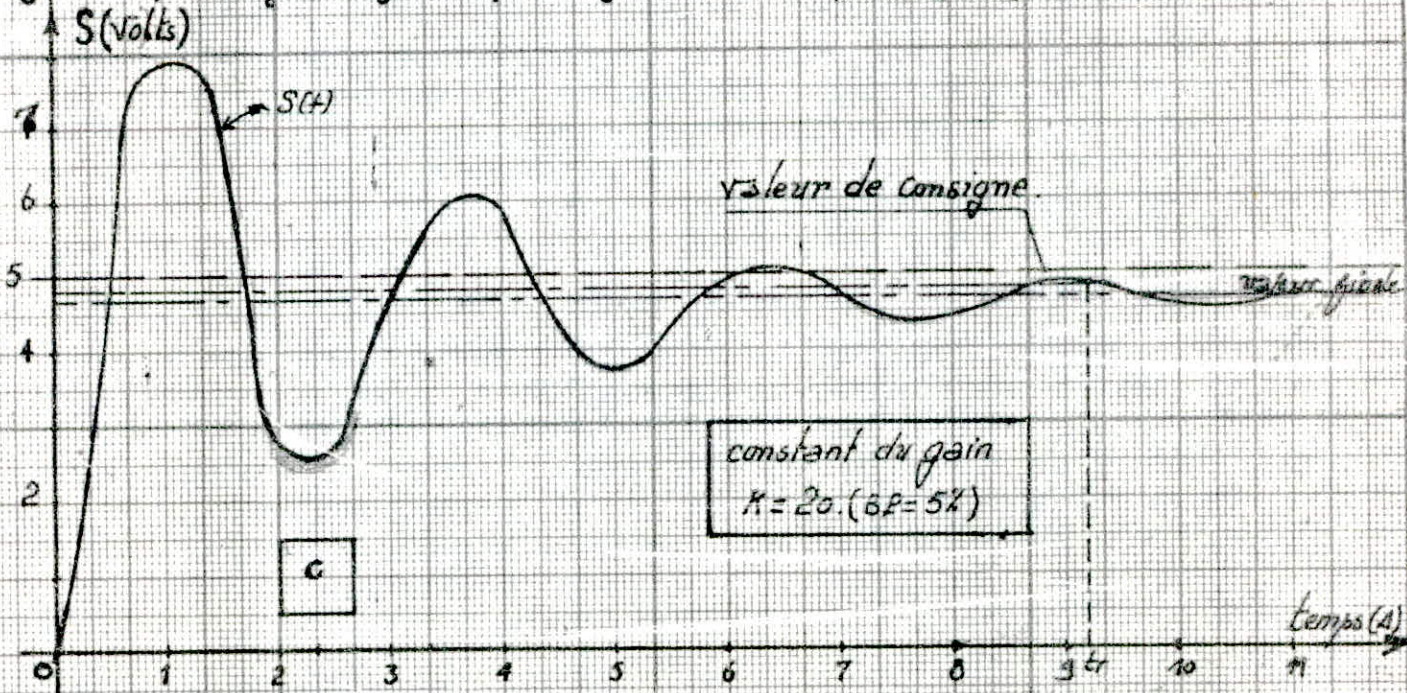
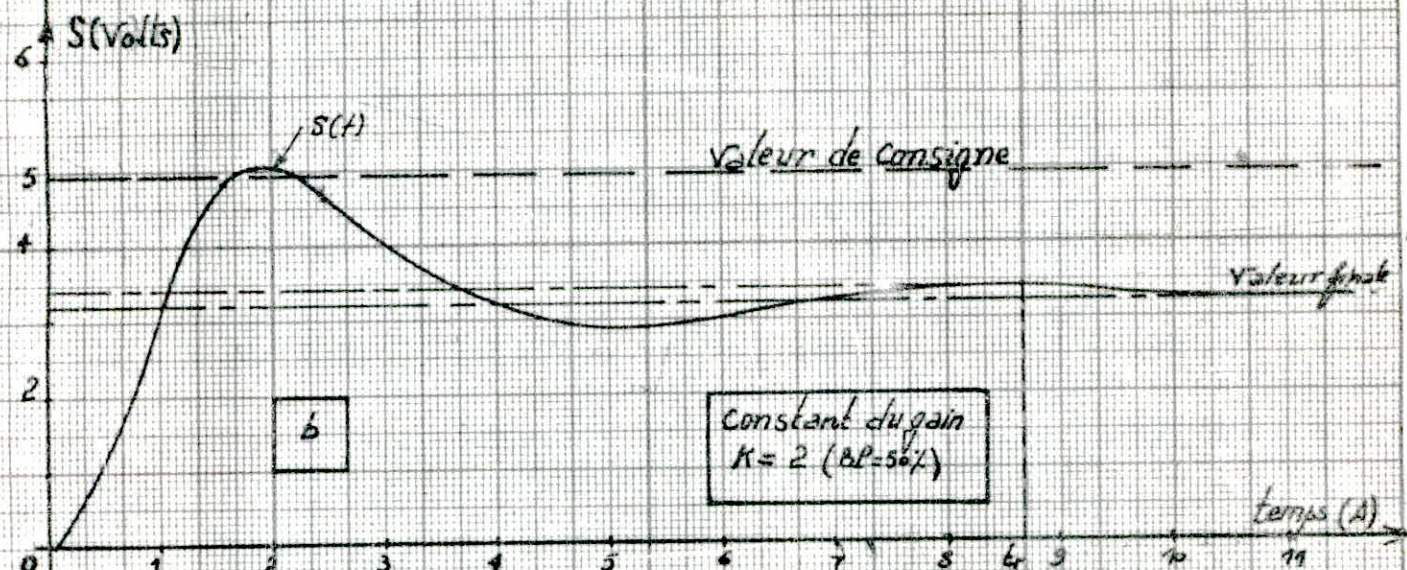
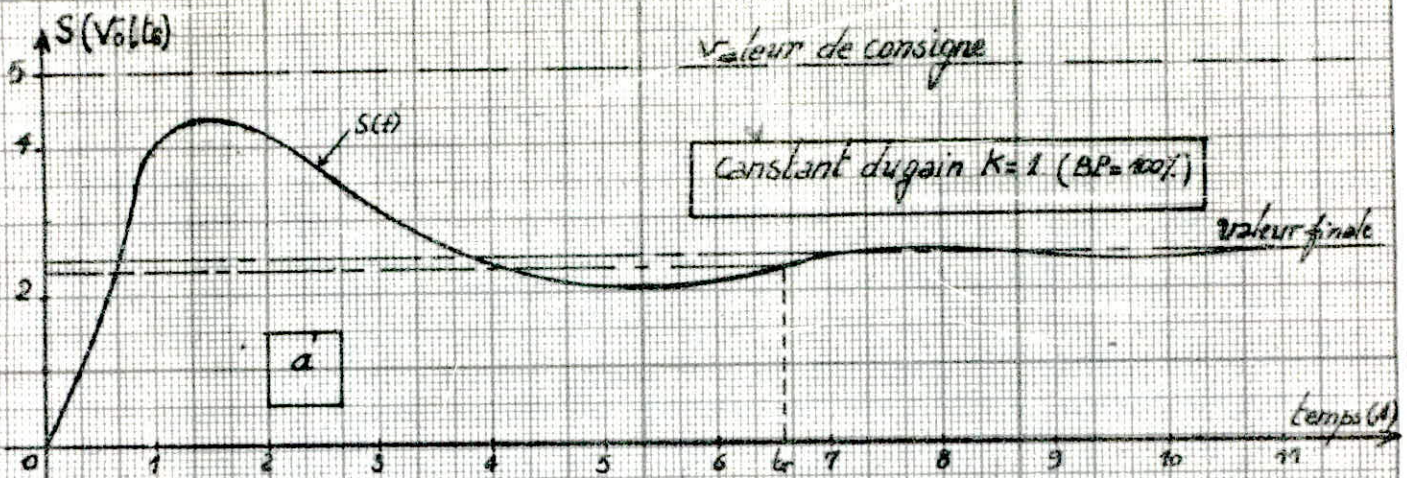


Fig-8.3: Caractéristique de sortie à une entrée échelon aux constantes de gain: a)  $K=1$ ; b)  $K=2$ ; c)  $K=20$

### 8.3.4 Interprétation

le processus contient trois retards de constantes de temps égale à 1A.  
dont la fonction de transfert donne par.

$$G(p) = \frac{1}{(1+p)^3} \quad \text{avec } T=1A.$$

Le schéma fonctionnel du système en boucle fermée est donnée par la fig  
2002-8.34-

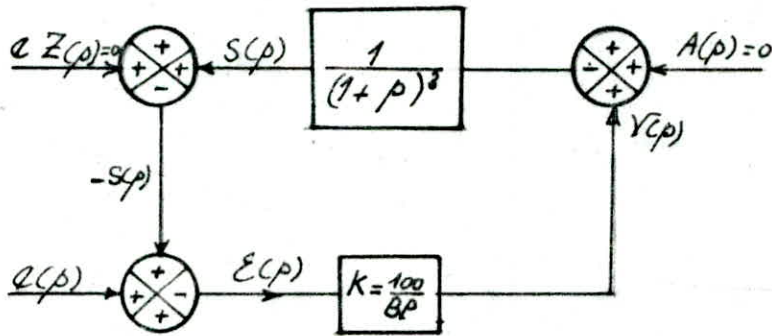


Fig-8.34.

$$S(p) = -\frac{K}{(1+p)^3} E(p) \quad \text{et} \quad E(p) = S(p) - e(p).$$

La fonction du transfert en boucle fermée est la suivante.

$$S(p) = \frac{K G(p) e(p)}{1 + K G(p)} = \frac{K}{p^3 + 3p^2 + 3p + K} e(p).$$

et

$$E(p) = -\frac{1}{1 + K G(p)} e(p) = -\frac{(1+p)^3}{p^3 + 3p^2 + 3p + K} e(p). \quad (8.12)$$

La réponse à un échelon de  $e(t) = e_0 1(t)$  [ $e(p) = \frac{e_0}{p}$ ] est la suivante.

a)  $K=1$ .  $S(t)$  a été déterminée à l'expérience précédente.

$$S(t) = 0,5 e_0 \left( 1 - 0,33 e^{-\frac{t}{2}} + 1,33 e^{-0,5t} \sin(0,86t + 30^\circ) \right) \quad (8.13)$$

avec un facteur d'amortissement  $\xi = 0,5$  et une pulsation propre  $\omega_0 = 1 \text{ rad/A}$

et une pulsation amortie  $\omega = 0,86 \text{ rad/A}$  et une période de 0,5 A.

Le temps de réponse est donné par la formule suivante :  $t_r = \frac{3}{\omega \xi}$ . (8.14)

$$t_r = \frac{3}{0,5 \cdot 1} = 6 \text{ A}.$$

Le nombre de dépassements est donné par la formule suivante :

$$N = \frac{t_r}{T} = \frac{3}{2\pi\xi} \sqrt{1 - \xi^2} \quad (8.15)$$

La valeur finale  $S_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} s(t) = 0,5 \times 5 = 2,5 \text{ V}$ .

La valeur finale  $E_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = -0,5 \times 5 = -2,5 \text{ V}$ .

b)  $K=2$       $S(p) = \frac{2 e_0}{p^3 + 3p^2 + 3p + 3} a(p) = \frac{0,66 a(p)}{(0,44p + 1)(0,75p^2 + 0,557p + 1)} \quad (8.16)$

La réponse à un échelon de  $a(t) = e_0 1(t)$  est donnée par la transformée inverse de Laplace :

$$s(t) = 0,66 e_0 \left( 1 - 0,2577 e^{-\frac{t}{8,133}} + e^{-0,38t} \sin(0,999t + 415) \right) \quad (8.17)$$

avec un facteur d'amortissement  $\xi = 0,32$ , et une pulsation propre  $\omega_0 = 1,25$

$\omega_0 = 1,1526 \text{ rad/s}$  et une pulsation amortie de  $\xi$  :  $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \xi^2} = 1,09 \text{ rad/s}$

Le temps de réponse  $t_r = \frac{3}{\omega_0 \xi} = \frac{3}{0,32 \cdot 1,1526} = 8,133 \text{ s}$ .

Le nombre de dépassements  $N = \frac{3}{2\pi\xi} \sqrt{1 - \xi^2} =$

La valeur finale  $S_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} s(t) = 0,66 \cdot 5 = 3,3 \text{ V}$ .

La valeur finale  $E_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 1,7 \text{ V}$

c)  $K=20$       $S(p) = \frac{20}{p^3 + 3p^2 + 3p + 21} a(p) = \frac{0,95}{(0,269p + 1)(0,1767p^2 + 0,1272p + 1)} a(p)$

La réponse à un échelon de  $a(t) = e_0 1(t)$  est :

$$s(t) = 0,95 e_0 \left( 1 - 0,337 e^{-\frac{t}{3,72}} + 0,9 e^{-0,36t} \sin(2,35t + 46,27) \right) \quad (8.18)$$

avec un facteur d'amortissement  $\xi = 0,1513$  et une pulsation  $\omega_0 = 2,38 \text{ rad/s}$

et une pulsation amortie  $\omega = 2,35 \text{ rad/s}$ .

Le temps de réponse  $t_r = \frac{3}{\omega_0 \xi} = \frac{3}{2,38 \cdot 0,1513} = 8,34 \text{ s}$ .

La valeur finale  $S_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} s(t) = 0,95 \cdot 5 = 4,75 \text{ V}$ .

La valeur finale  $E_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0,05 \cdot e_0 = 0,25 \text{ V}$ .

ou  $E_0 = \lim_{p \rightarrow 0} \varepsilon(p) = \frac{e_0}{21} = 0,25 \text{ V}$ .

## 8.35 Étude de la stabilité.

La stabilité du système est donnée par la fonction de transfert en boucle ouverte tel que  $T(p) = \frac{K}{(1+p)^3}$  dont le module et l'argument donnés par les relations suivantes:

$$A(\omega) = \frac{K}{\sqrt{(1+\omega^2)^3}} \quad \text{et} \quad \varphi = -3 \operatorname{arctg} \omega.$$

d'après Nyquist le système devient instable pour certain valeur donnée au constant du gain. tel que la condition suivante présente:

$$A(\omega) = \frac{K}{\sqrt{(1+\omega^2)^3}} = 1 \quad \text{--- (1)}$$

et

$$\varphi(\omega) = -3 \operatorname{arctg} \omega = -180. \quad \text{--- (2)}$$

on veut résoudre un système d'équation à 2 inconnues. de  $K$  et  $\omega$ .

or on a :  $\omega = \operatorname{tg} \frac{\pi}{3} = 1,73 \operatorname{rad/s}$ .

$$K = \sqrt{(1+\omega^2)^3} = 8.$$

donc d'après le diagramme de Nyquist le point critique  $(-1, 0)$  correspond aux  $K=8$ , et  $\omega = 1,73 \operatorname{rad/s}$ . le système devient oscillant.

en généralisant pour  $K \geq 8$  le système devient oscillant.

a)  $K=2$ . d'après le diagramme de Bode et Nyquist on a la valeur de marge du gain et la marge de phase.

$$\Delta G_m = -12 \operatorname{db}, \quad \Delta \varphi_m = -72^\circ$$

avec la pulsation de coupure  $\omega_{co} = 0,76 \operatorname{rad/s}$ ; et  $\omega_{\pi} = 1,7 \operatorname{rad/s}$

b)  $K=20$ . or d'après les diagrammes de Bode et Nyquist (fig. 8.5.3):

$$\Delta G_m = 8 \operatorname{db}; \quad \text{et} \quad \Delta \varphi_m = -24^\circ$$

avec la pulsation de coupure  $\omega_{co} = 2,5 \operatorname{rad/s}$  et  $\omega_{\pi} = 1,7 \operatorname{rad/s}$ .

ou  $\Delta G_m$ : marge du gain et  $\Delta \varphi_m$ : marge de phase.

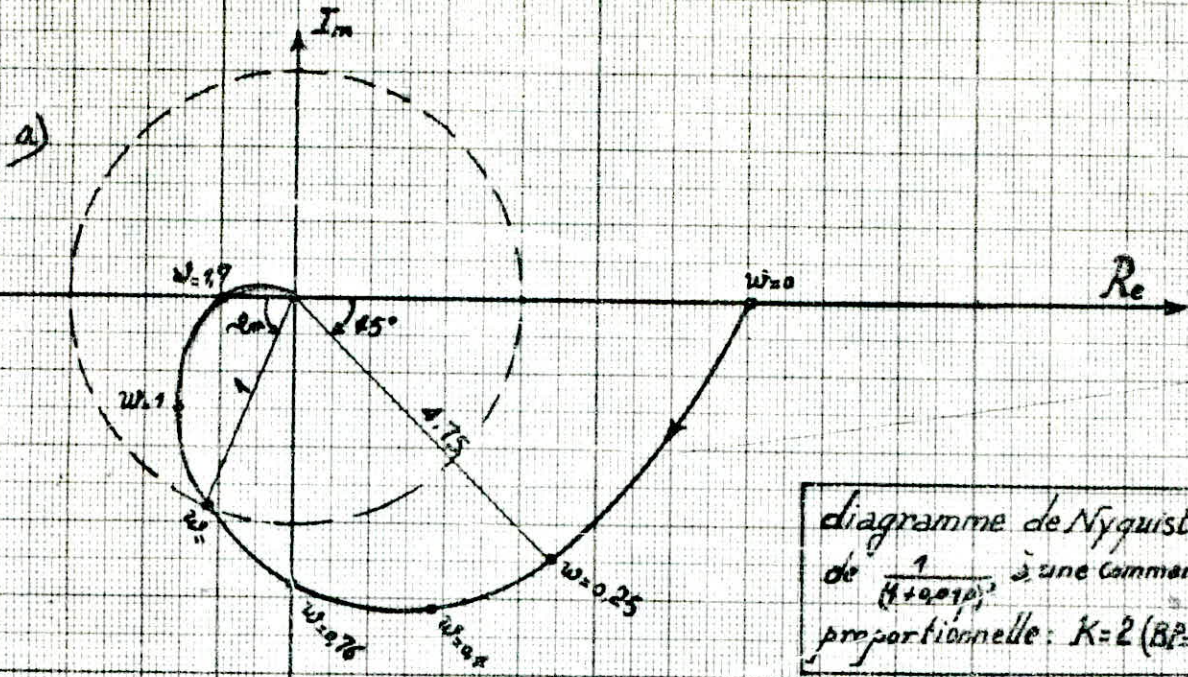


diagramme de Nyquist  
de  $\frac{1}{(1+0.01p)^2}$  à une commande  
proportionnelle:  $K=2$  (BP=50%)

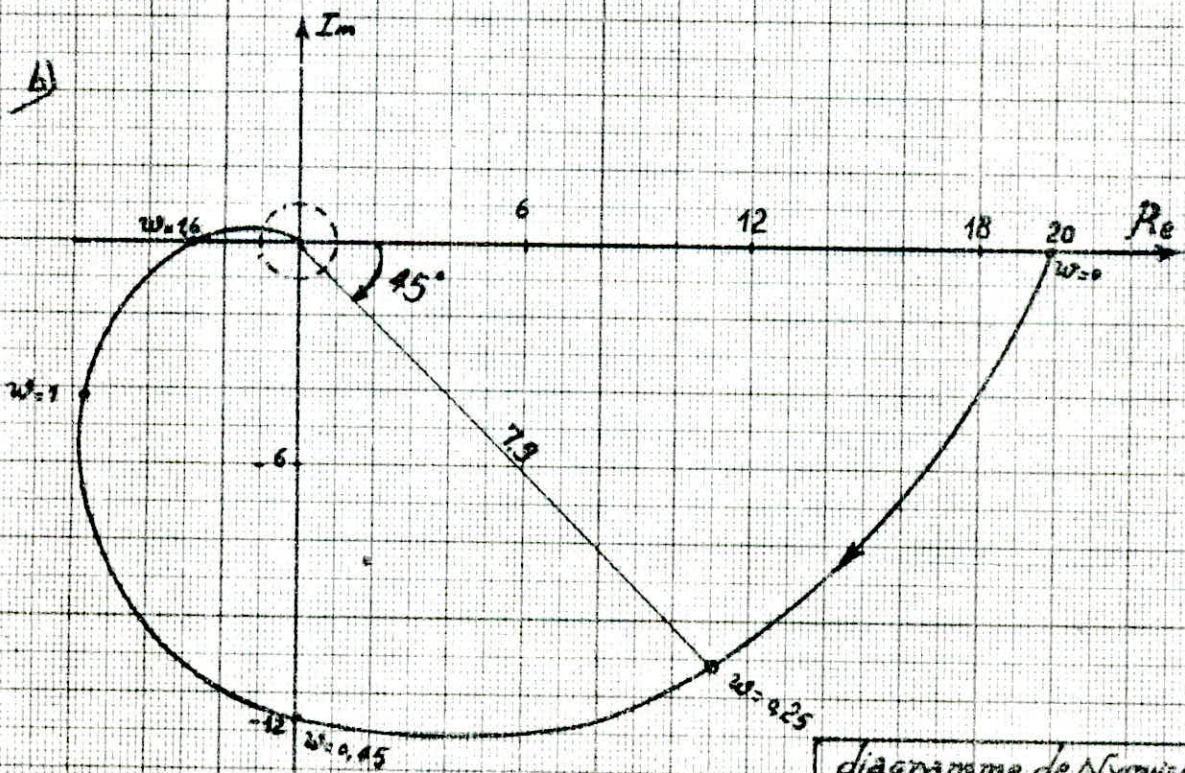
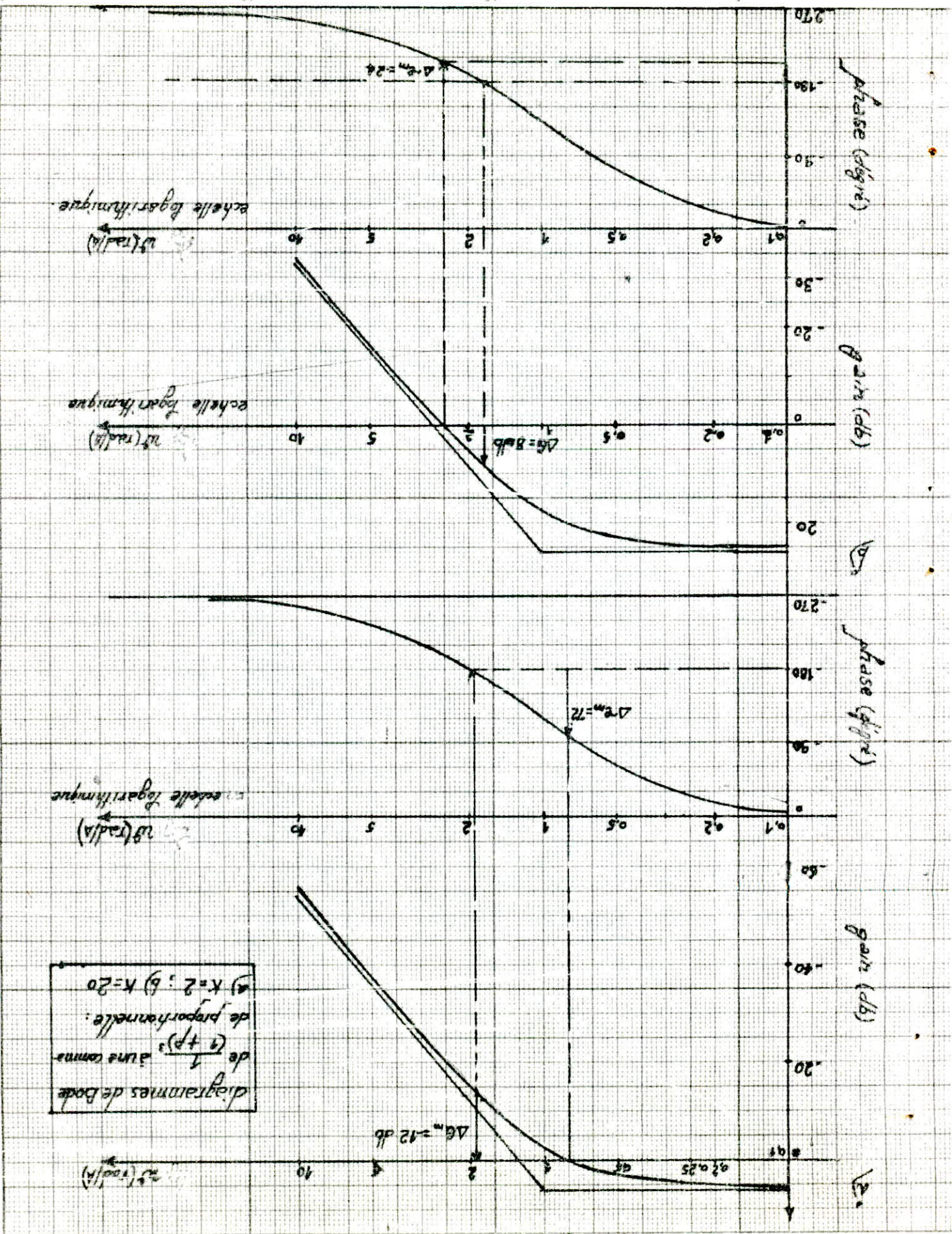


diagramme de Nyquist  
de  $\frac{1}{(1+0.01p)^2}$  à une commande  
proportionnelle de  $K=20$  (BP=51%)

FIG. 8.3.5-





Le système comporte le processus à trois ratards de 1A et leur régulateur définit par le terme de la bande proportionnelle, dont la réponse, prend la forme sinusoidale amortie, caractériser par leur coefficient d'amortissement et la pulsation d'amortissement et la valeur finale et le temps de réponse, pour chaque valeur donnée au gain. Car pour  $K=1$  la réponse à une valeur finale  $S_0=2.5V$  et une erreur devient importante de 2,5V. et un temps de réponse  $t_r=6A$ . et pour,  $K=2$ ; la réponse à une valeur finale  $S_0=3.3V$ . et une erreur de 1,7V. et un temps de réponse  $t_r=8,13A$ ; et un facteur d'amortissement,  $\xi=0,32$ . et pour  $K=20$  valeur importante du gain; la réponse, prend une valeur importante de 4,75V. qui est plus proche de la valeur de consigne 5V. et l'erreur devient 0,25V. plus proche de zéro, et un temps de réponse  $t_r=8,3A$ . et un facteur d'amortissement  $\xi=0,1513$

on remarque d'après ces trois valeurs données au constante du gain, le système répond comme étant; une augmentation. de la valeur finale et le temps de réponse, et diminution d'erreur permanente à zéro. et d'après la stabilité donnée par Bode et Nyquist le système devient; pour  $K=2$  stable telque la marge du gain  $\Delta G_m = -12 \text{ db}$  correspond où  $\Delta G_m = -0,5 < -1$ ; et une marge de phase  $\Delta \varphi_m = -72^\circ > -45^\circ$ ; et pour  $K=20$  le système devient instable telque la marge du gain  $\Delta G_m = 8 \text{ db}$ . correspond à  $-2,5 > -1$ ; et une marge de phase  $\Delta \varphi_m = -24^\circ < -45^\circ$ .

### 8.37 Conclusion

dans cette expérience, la sensibilité du système est définie en terme de bande proportionnelle qui est la gamme des valeurs de l'erreur qui oblige la sortie du régulateur à couvrir tout son domaine de réglage, ainsi lorsque l'on réduit la bande proportionnelle, autrement dit le gain du système ayant augmenté, l'erreur permanente diminue et le système se stabilise avec la valeur finale, beaucoup plus proche de la valeur de consigne, mais afin de réduire à zéro l'erreur permanente, l'augmentation du gain provoque l'instabilité du système.

on conclue donc qu'il existe un niveau de gain intermédiaire doit être utilisé de façon à maintenir la stabilité du système. mais ce ci donne une réponse assez faible, un certain dépassement avec un erreur permanente considérable.

### 8.4 MANIPULATION N°4

#### 8.4.1 But de la manipulation.

cette expérience met en évidence à introduire dans l'amplificateur principal, un signal, fourni par un intégrateur, pour donner une sortie, en augmentation constante, pour une entrée de valeur permanente.

#### 8.4.2 Mise en oeuvre.

en effectuant le montage de commande et des commutateurs indiqués, par la figure -8.4 - le processus est indiqué par la figure -7.4. (page 19) en appliquant à la prise de perturbation de la valeur de consigne un signal carré d'amplitude 5V, crête à crête à 1.0Hz, et en reliant l'entrée et la sortie de l'appareil à l'oscilloscope, et en réglant la bande proportionnelle à la valeur 50%, et en faisant surveiller la prise-A de l'erreur à l'oscilloscope, après avoir réduire lentement la commande d'action par intégration, jusqu'à ce que l'erreur tombe à zéro. puis en reliant la prise-B. (sortie de l'intégrateur) à l'oscilloscope. après, ces opérations; en réduisant la commande d'action par intégration à la valeur 10 (0,1 A), et en faisant même comme précédemment.

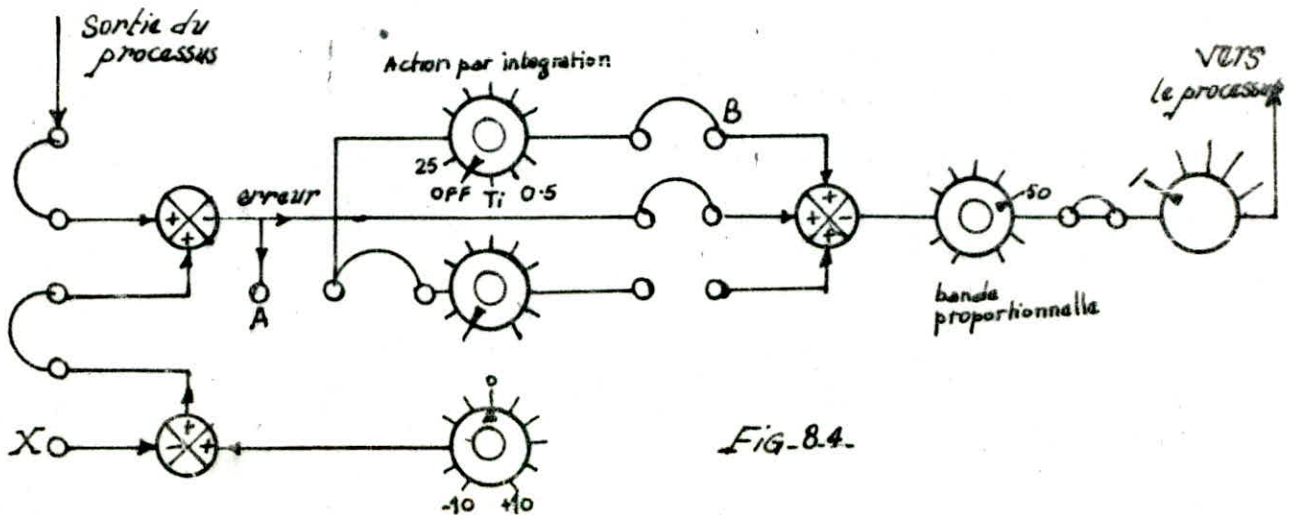


Fig-8.4.

6  $E$  (Volts)

Caractéristique de l'erreur au temps d'intégration  $T_i = 0,03A$

temps de réponse:  $t_r = 0,16A$

$E(t)$

Temps (A)

7  $S$  (Volts)

Caractéristique de la sortie au temps  $T_i = 0,03A$

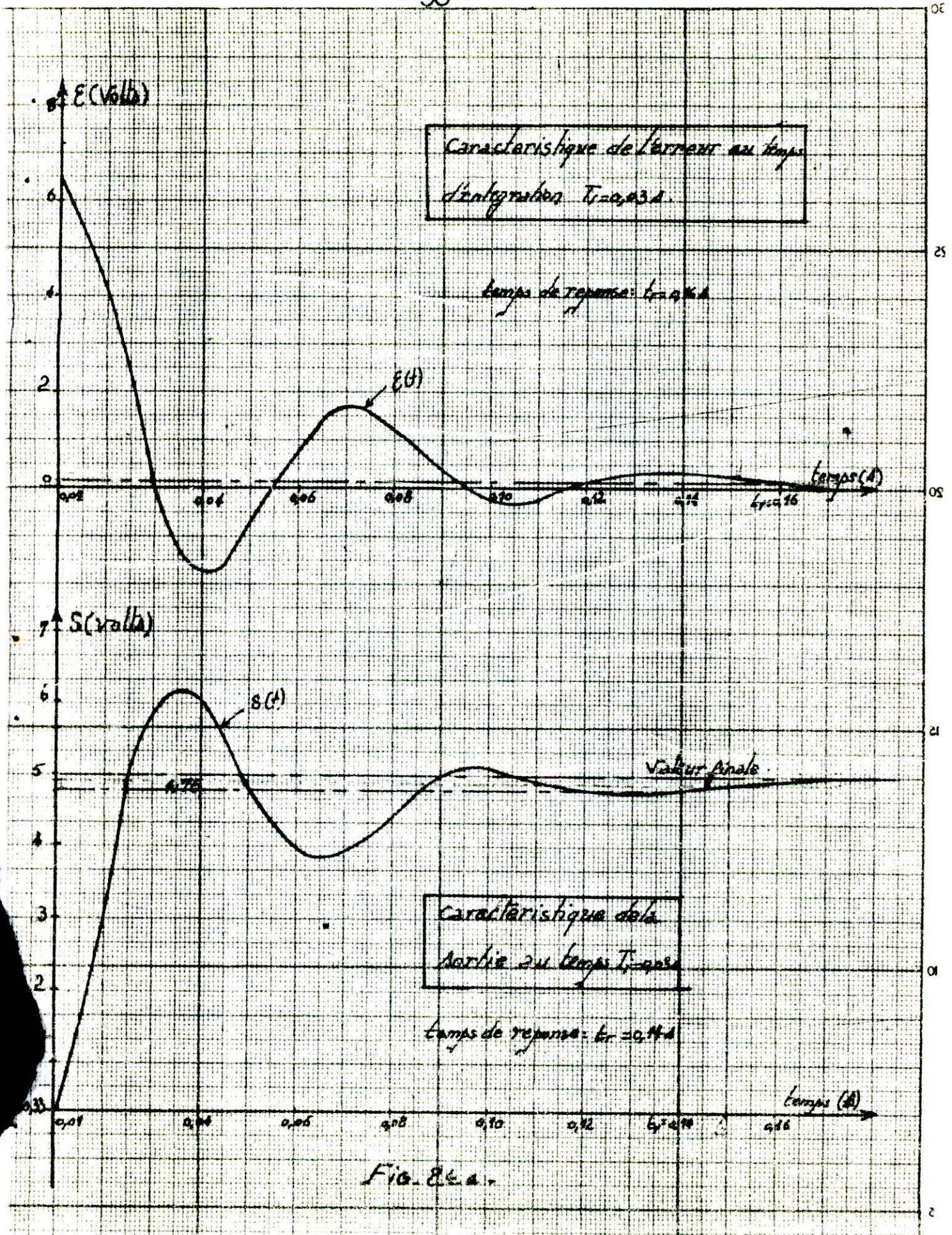
temps de réponse:  $t_r = 0,14A$

$S(t)$

valeur finale

Temps (A)

Fig. 84 a.



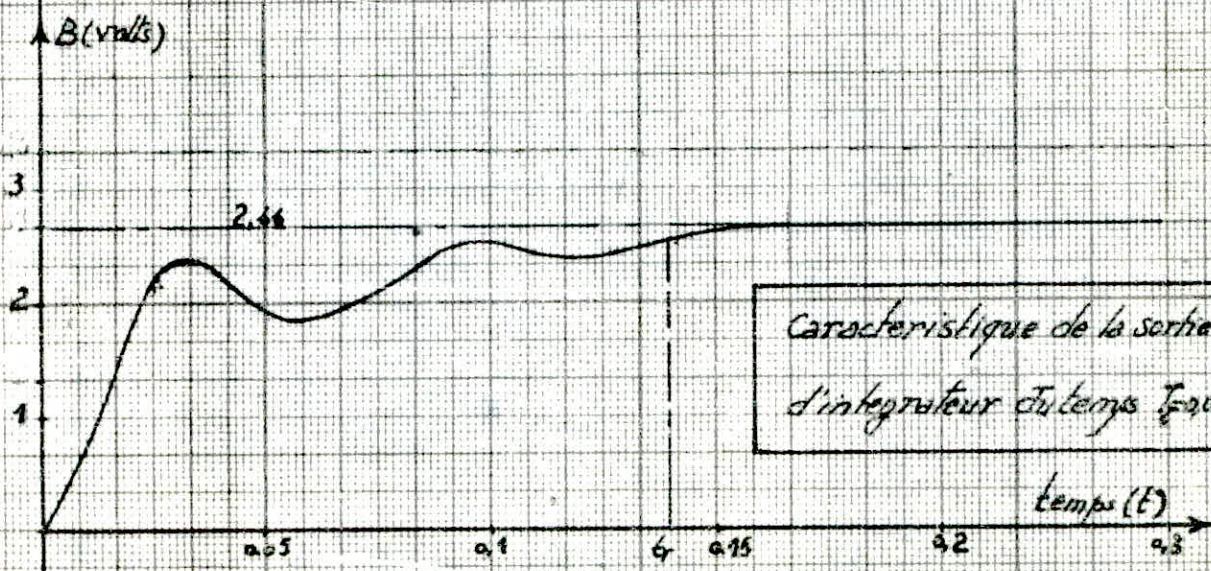
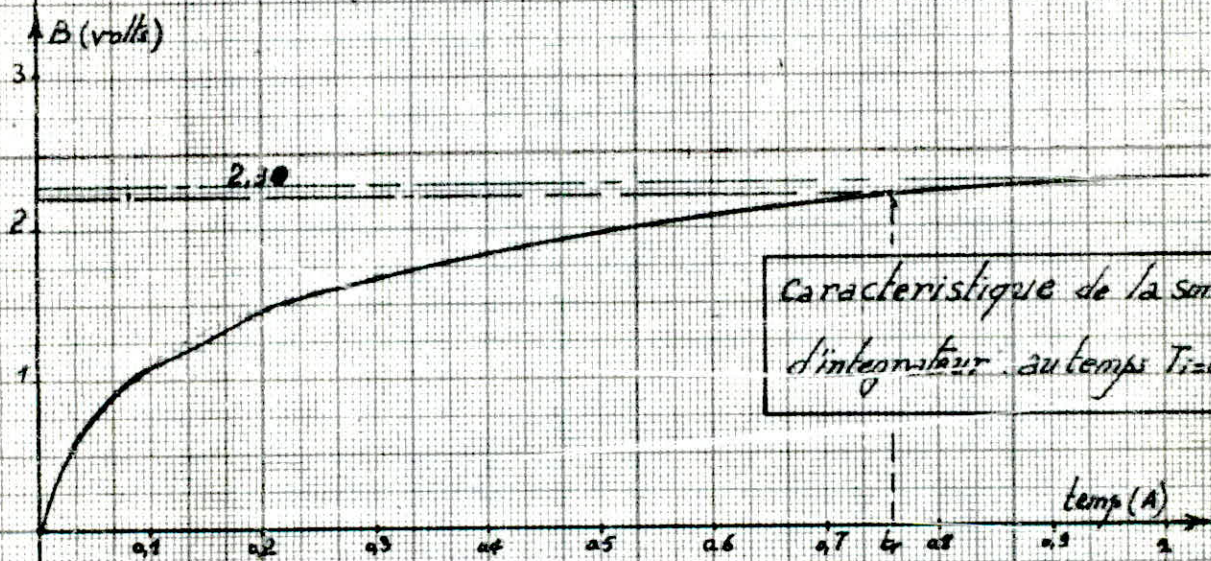
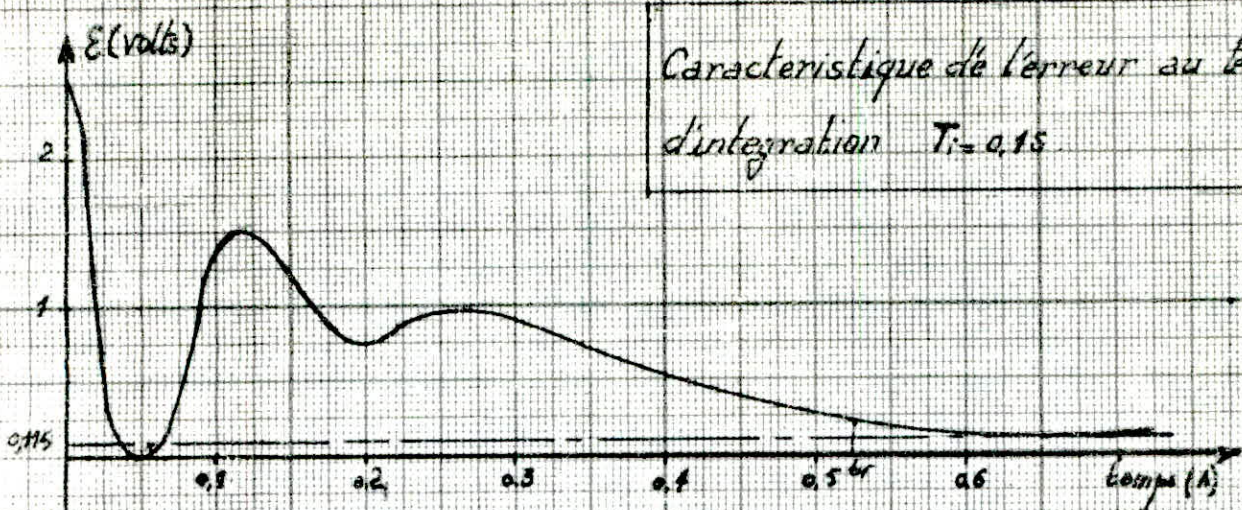


FIG. 84-b.

### 8.4.3 Résultats expérimentaux

temp(A)	temps d'integration $T_i=0,03A$				temps d'integration $T_i=0,1A$			
	N <sup>bre</sup> de dépassement	Valeurs finale (V)	temps de réponse (s)	écart entre consigne	N <sup>bre</sup> de dépassement	Valeurs finale (V)	temps de réponse (s)	écart entre consigne
La sortie (V)	4	5	0,14	0	1	0,115	0,525	4,885
L'erreur (V)	4	0	0,16	5	1	0,115	0,525	4,885
Sortie d'intégrateur.	-	2,66	0,14	2,34	-	2,30	0,76	2,7

Tableau - 4 -

### 8.4.4 Interprétation

Le processus donné par la fig-74- à trois retards de 10ms. dont la fonction de transfert donnée par :

$$G(p) = \frac{1}{(1+0,01p)^3}$$

Le système comporte le processus et son régulateur. représenté par le schéma fonctionnel suivant.

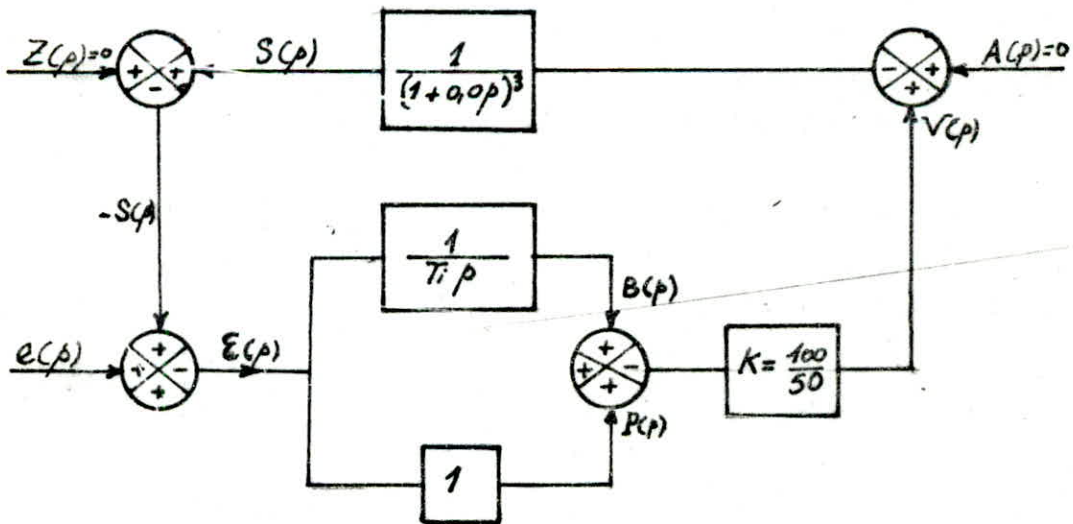


FIG-8.4.4.

on déterminons la fonction de transfert comme suite :

$$S(p) = - \left[ K \left( 1 + \frac{1}{T_i p} \right) E(p) \right] \cdot G(p) \text{ et } E(p) = S(p) - a(p)$$

Soit

$$S(p) = \frac{K(1 + T_i p)}{T_i p (1 + 0,01p)^3 + K(1 + T_i p)} a(p) \quad (8.19)$$

L'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée est.

$$D(p) = 10^{-6} p^4 + 3 \cdot 10^{-4} p^3 + 3 \cdot 10^{-2} p^2 + (1+K)p + \frac{K}{T_i}$$

d'après la stabilité donnée par Routh. décrit les conditions suivantes.

$10^{-6}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$\frac{K}{T_i}$
$3 \cdot 10^{-4}$	$1+K$	$0$
$X$	$Y$	$0$
$Z$	$0$	$0$

telque  $X = 10^{-6}(8-K)$  ;  $Y = 3 \cdot 10^{-4} \frac{K}{T_i}$  ; et  $Z = 10^{-6}((8-K)(1+K) - 9 \cdot 10^{-2} \frac{K}{T_i})$   
 donc il faut que :  $X > 0 \Rightarrow K < 8$  ; et  $Z > 0 \Rightarrow T_i > \frac{9 \cdot 10^{-2} \cdot K}{(8-K)(1+K)}$  (i)  
 en partant de ces conditions ; telque on prendrons  $K=2$  (BP=50%)  $\Rightarrow T_i > 0,014$

Soit  $T_i = 0,03$  A. le temps où l'erreur est nulle

d'où la fonction de transfert d'origine :

$$S(p) = \frac{66,66 (1 + 0,03p)}{10^{-6} p^4 + 3 \cdot 10^{-4} p^3 + 3 \cdot 10^{-2} p^2 + 3p^2 + 66,66} e(p) \quad (8.20)$$

ou.  $D(p) = 10^{-6} p^4 + 3 \cdot 10^{-4} p^3 + 3 \cdot 10^{-2} p^2 + 3p^2 + 66,66$  . (8.21)

on applique le Critère d'amortissement donnée par le chapitre I. on a :

Les Coefficients Caractéristiques :  $a_0 = 66,66$  ;  $a_1 = 3$  ;  $a_2 = 3 \cdot 10^{-2}$  ;  $a_3 = 3 \cdot 10^{-4}$  et  $a_4 = 10^{-6}$

Les pulsations Caractéristiques :  $w_0 = \frac{a_0}{a_1} = 22,22$  ;  $w_1 = \frac{a_1}{a_2} = 100$

$w_2 = 100$  ; et  $w_3 = 300$  ;  $w_0' = \frac{66,66}{1,9938} = 33,33$

Les facteurs d'amortissements :  $\alpha_1 = \frac{w_2}{w_0} = 4,5$  ;  $\alpha_2 = \frac{w_3}{w_1} = 3$  ;  $\alpha_3 = 3$

on choisit  $\alpha = 3$  . telque la valeur de  $\alpha_e$  doit être inférieure de 3 . telque :

on a :  $\alpha_e = 1,5 + \frac{w_0'}{4w_0} (\alpha - 1,5) = 2$  . qui est inférieur à 3 .

donc.  $\frac{1}{w_{0c}} = \frac{1}{w_0} - \frac{1}{2w_0'} = 0,03$  . telque  $w_{0c}$  : pulsation corrigée de  $w_0$  .

le temps de montée du premier dépassement est donné par la formule suivante :



$$t_m = 2,2 / \omega_{dc} = 2,2 \cdot 0,03 = 0,066 \text{ s.}$$

le premier dépassement donné en pourcentage donné par la formule:

$$\log(D\%) = 4,8 - 2\alpha = 0,8 \Rightarrow D = 6,3\%$$

la pente maximale de la réponse en échelon donnée par:

$$E = 0,8 \frac{a_0}{a_n} \omega_0 \frac{100+D}{100} = 19$$

on considérons maintenant, la fonction de transfert de l'intégrateur, on a

$$B(p) = \frac{1}{T_i p} E(p)$$

pour une entrée permanente, de l'erreur, à un temps d'intégration, l'intégrateur, a une valeur finale importante; or pour  $T_i = 0,03 \text{ s}$ , l'erreur prend une valeur permanente de  $\sim 0,001 \text{ V}$  très petite, on a  $B_0 = 2,66 \text{ V}$ . et pour  $T_i = 0,1 \text{ s}$ , on a  $E_0 = 0,115 \text{ V}$ . et  $B_0 = 2,30 \text{ V}$ .

### 8.4.5 Étude de la stabilité

soit la fonction de transfert du système en boucle ouverte donnée par:

$$T(p) = \frac{k}{T_i} \frac{1 + T_i p}{p(1 + 0,01p)^3} \quad \text{avec } p = j\omega. \quad (8.22)$$

le module et la phase de  $T(j\omega)$  sont donnés par les deux relations suivantes.

$$A(\omega) = \frac{k}{T_i} \frac{(1 + T_i^2 \omega^2)^{1/2}}{\omega (1 + 0,01^2 \omega^2)^{3/2}} \quad (8.22a)$$

et

$$\varphi(\omega) = \text{arctg } T_i \omega - 3 \text{arctg } 0,01 \omega - \text{arctg } \frac{1}{\omega}. \quad (8.22b)$$

a)  $k=2$  (BP=50%) ;  $T_i = 0,03 \text{ s}$ , on traçons les deux courbes, du gain et du phase données par Bode - fig-84- et on nous obtiendrons la marge du gain et du phase :

$$\Delta G_m = -8 \text{ db} \quad \text{et} \quad \Delta \varphi_m = 45^\circ 30'$$

et d'après le diagramme de Nyquist donnée par la figure-84a- on a:

le lieu de transfert coupe l'axe  $180^\circ$  à la valeur  $-0,4$  et  $\omega_x = 133,35 \text{ rad/s}$ .

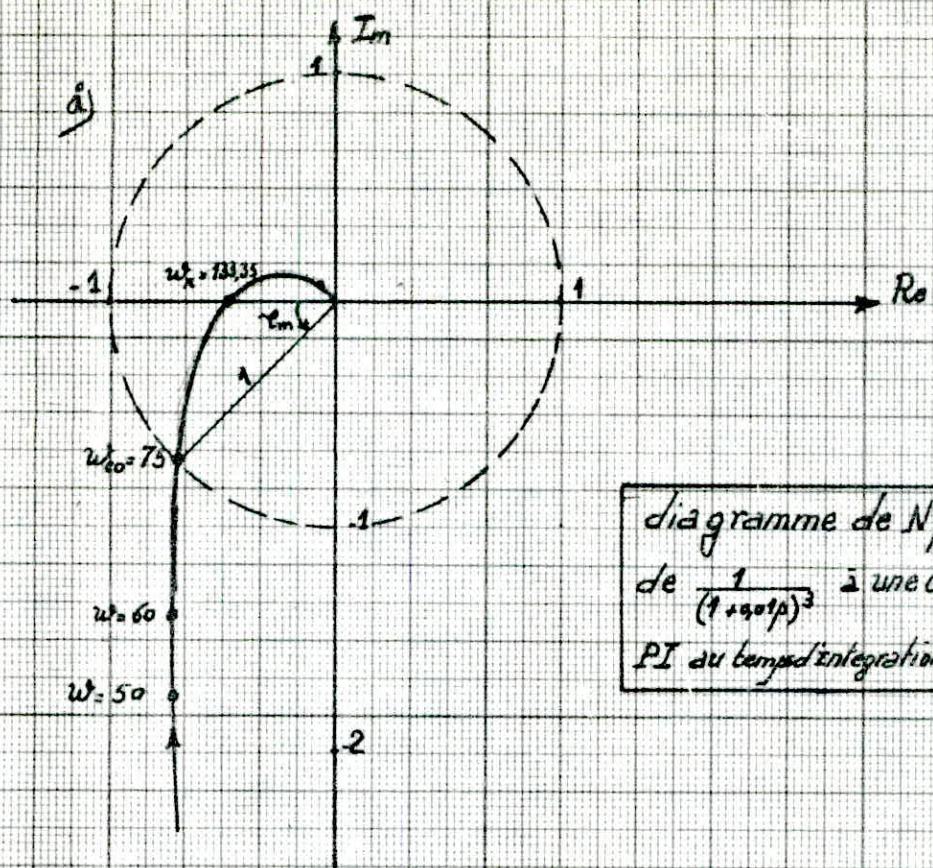


diagramme de Nyquist  
 de  $\frac{1}{(1+0.01p)^3}$  à une commande  
 PI au temps d'intégration  $T_i=0.03s$

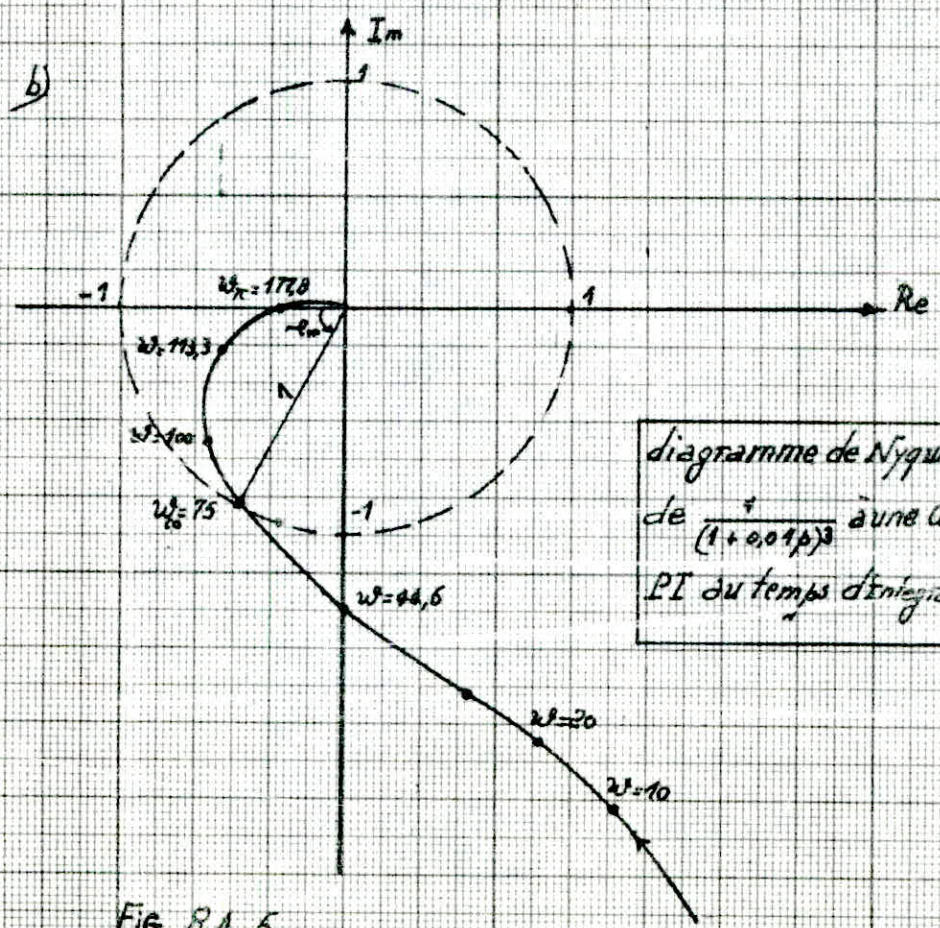


diagramme de Nyquist  
 de  $\frac{1}{(1+0.01p)^3}$  à une commande  
 PI au temps d'intégration  $T_i=0.1s$

Fig. 8.4-5.

b)  $K=2$ . et  $T_i=0,1A$ . les deux courbes de Bode données par la figure-85. nous donnent : une marge de gain  $\Delta G_m = -12,5 \text{ db}$ ; et une marge de phase,  $\Delta \varphi_m = 61^\circ 48'$ ; et d'après le diagramme de Nyquist donné par la fig-84. le lieu de transfert coupe l'axe  $180^\circ$  à  $-0,24$  et  $\omega_{\pi} = 177,82 \text{ rad/s}$ .

L'introduction du terme d'intégration dans l'amplificateur principal, examine certaines caractéristiques, qu'on a déterminées, expérimentalement et théoriquement, tel que au temps  $T_i=0,03A$ , l'erreur devient  $0,075=0$  le terme par intégration a une valeur importante  $2,66V$ . et la sortie du système devient plus proche de la valeur de consigne.  $4,925V$ . avec quatre dépassements et un facteur d'amortissement  $\alpha=2$ . et un temps de réponse  $t_r=0,13A$ , mais pour  $T_i=0,1A$  plus grand, tel que la relation- i - vérifie, on a une erreur importante de  $0,115V$ . et le terme d'intégration prend une valeur assez faible  $2,30V$ . on remarque donc que pour un terme d'intégration grand. c.à.d le temps d'intégration plus petit, l'erreur devient nulle, et même pour la stabilité :  $T_i=0,03A$  le système devient stable et  $T_i=0,1A$ . le système devient stable mais plus que  $T_i=0,03A$ .

#### 8.4.7 Conclusion

le terme par intégration améliore la performance du système à certains égards tel que il est possible par un réglage approprié de la sortie de l'intégrateur de réduire à zéro l'erreur permanente, mais un terme par intégration, trop élevé (temps  $T_i$  plus petit) met le système en état d'oscillation. et le temps de réponse devient importante.

## 8.5 MANIPULATION N°5

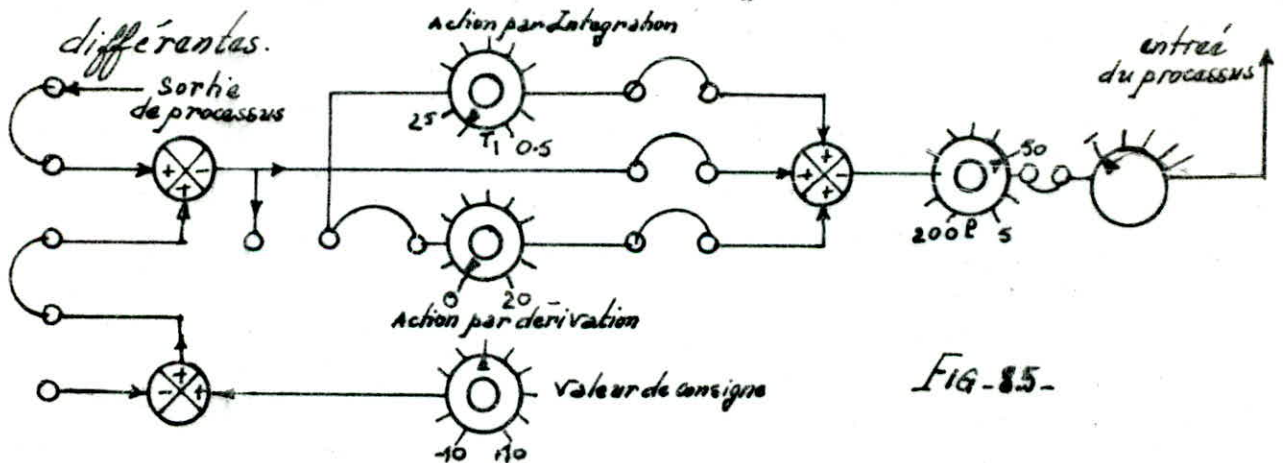
### 8.5.1 But de la manipulation

Cette expérience met en évidence la commande proportionnelle, par intégration et par dérivation..PID.

### 8.5.2 Mise en oeuvre

en réglant toutes les commandes et les commutateurs indiqués par la figure 8.5. le processus est indiqué par la figure 7.1.

en appliquant à la prise de perturbation de la valeur de consigne un signal carré de 5V et une fréquence de 1.0 Hz, et en ajustant l'action par intégration jusqu'à ce que la l'erreur permanente devienne nulle, en augmentant lentement la commande d'action par dérivation, à des valeurs ;



### 8.5.3 Résultats expérimentaux.

l'erreur au temps d'intégration $T_i = 0,03$ s, et $K=2$										
temps de dérivation $T_d$	temps de réponse	Nbre de dépass	Amplitude de dépassement $\Delta n(V)$				temps de dépassement en (A)			
$T_d = 0$	0,2925	4	1,2	1	0,3	0,2	0,05	0,1	0,175	0,271
$T_d = 0,002$	0,1875	2	0,7		0,5		0,0625		0,1375	
$T_d = 0,0065$	0,06	—	—		—		—		—	

Tableau 5 -

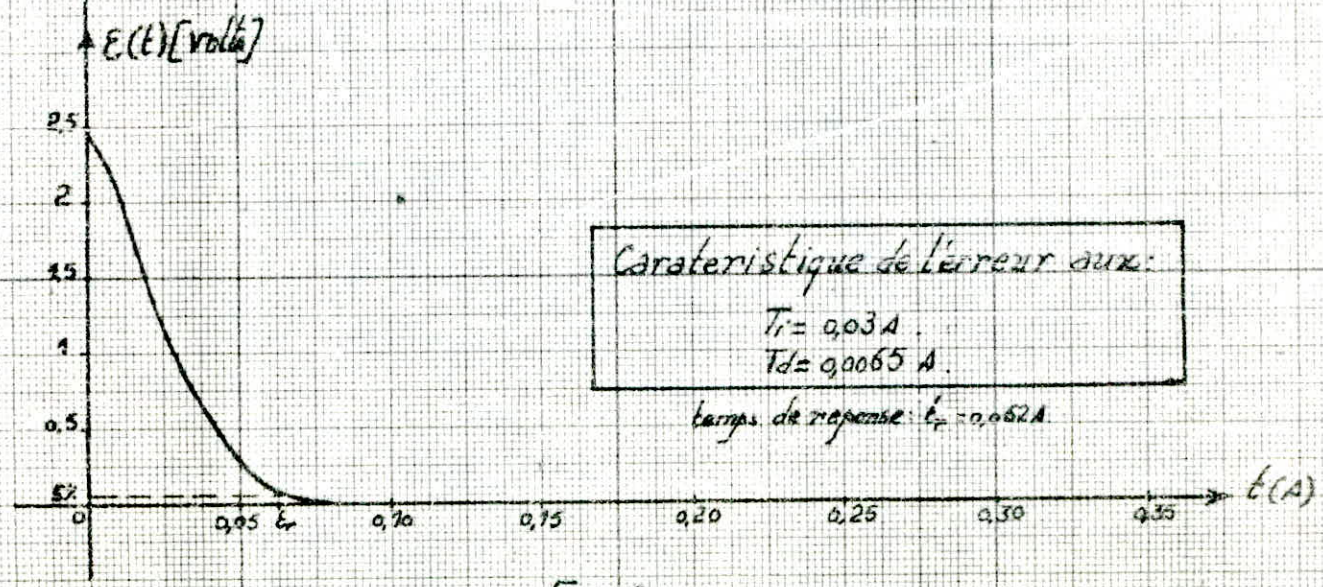
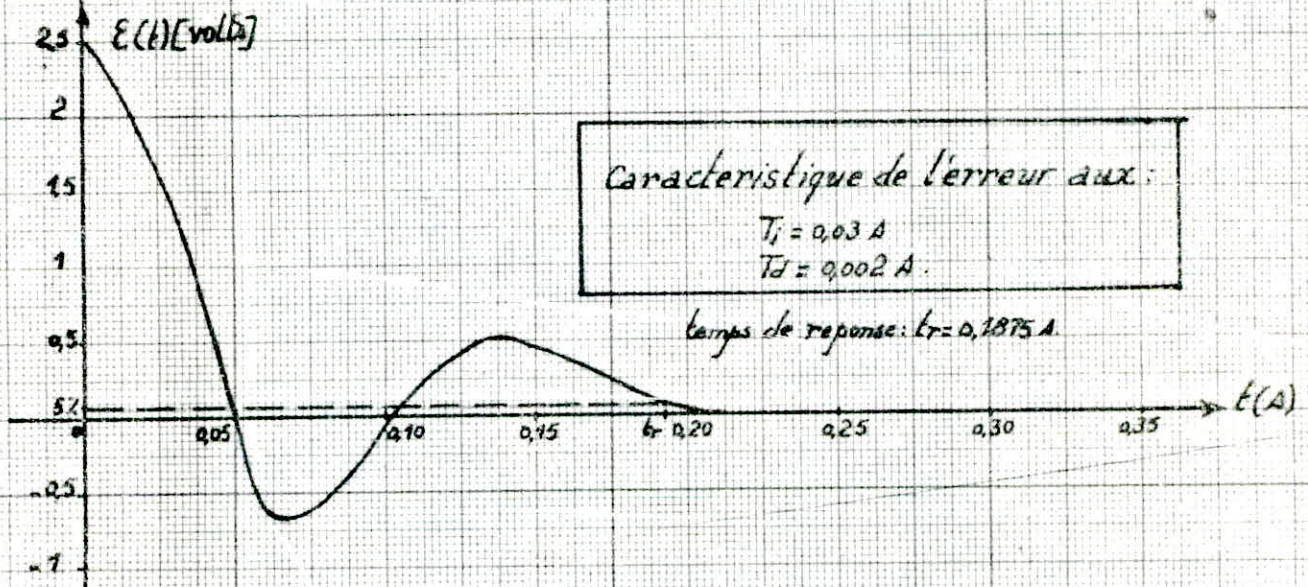
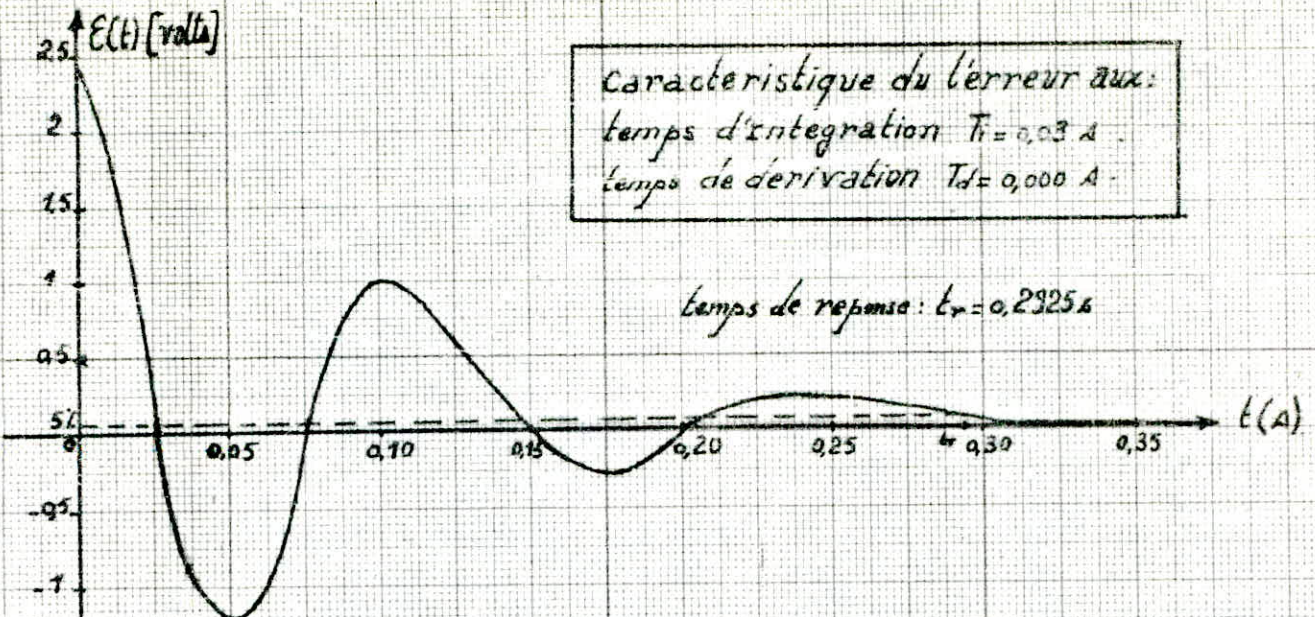


Fig. 8.5.3

8.5.4 Interprétation.

Le processus dont la figure 8.4 a pour fonction de transfert  $G(p)$ , représenté dans le schéma fonctionnel indiqué par la figure 8.5.4.

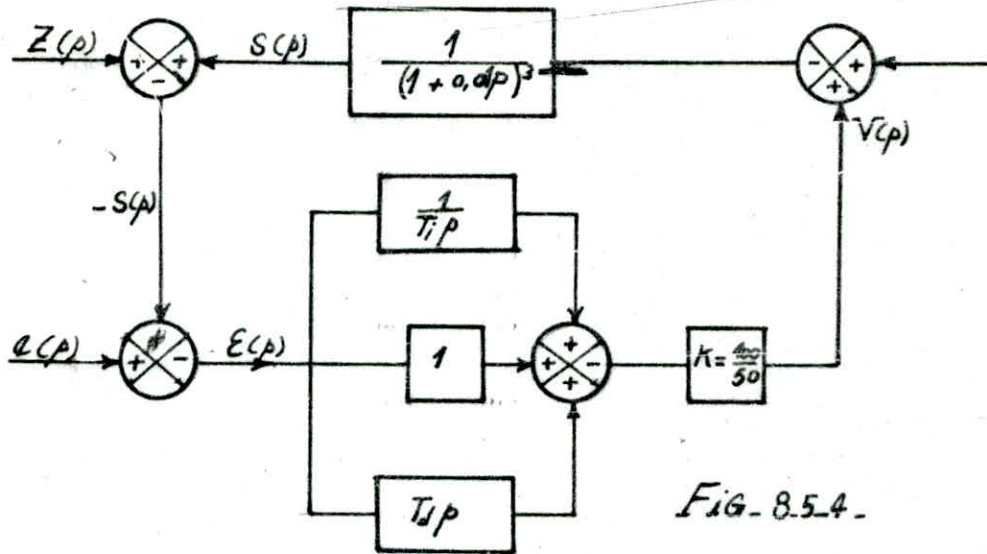


Fig. 8.5.4.

La fonction de transfert du système en boucle fermée donnée par suite.

$$R(p) = \frac{V(p)}{E(p)} = \frac{100}{50} \left( 1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p \right) \quad (8.23)$$

et

$$S(p) = -G(p) \cdot R(p) \cdot E(p) \text{ et } E(p) = S(p) - e(p)$$

d'où.

$$S(p) = \frac{R(p) \cdot G(p)}{1 + R(p) \cdot G(p)} e(p) \quad (8.24)$$

Le régulateur dont la fonction de transfert  $R(p)$  vérifie les conditions suivantes:

$$R(p) = \frac{100}{50} \frac{1 + T_i p + T_i T_d p^2}{p} \text{ on pose } p = j\omega \quad (8.25)$$

$$R(j\omega) = 2 \frac{1}{j\omega} (1 + j\omega\alpha)(1 + j\omega\beta) \quad (8.26)$$

avec

$$\alpha = \frac{2T_d}{1-X} \text{ et } \beta = \frac{2T_d}{1+X} \text{ tel que } X = \sqrt{1 + \frac{4T_d}{T_i}}$$

pour que  $X$  soit réel, donc il faut que  $1 - \frac{4T_d}{T_i} > 0 \Rightarrow T_i > 4T_d$ .

pour  $X=0 \Rightarrow T_i = 4T_d$ ,  $\alpha = \beta = 2T_d$  on a  $R(j\omega) = 2 \frac{1}{j\omega} (1 + j\omega 2T_d)^2$ .

nous supposons la fonction de transfert du régulateur sous la forme suivante.

$$R(p) = \frac{A + Bp + Cp^2}{p} \quad (8.27)$$

La fonction de transfert du système :  $H(p) = \frac{S(p)}{a(p)} = \frac{A + Bp + Cp^2}{A + (1+B)p + (C + 3 \cdot 10^{-2})p^2 + 3 \cdot 10^{-4}p^3 + 10^{-6}p^4}$

L'équation caractéristique :  $D(p) = A + (1+B)p + (C + 3 \cdot 10^{-2})p^2 + 3 \cdot 10^{-4}p^3 + 10^{-6}p^4$ .

d'après le critère d'amortissement donné par V - on trouve :

les coefficients caractéristiques :  $a_0 = 84,299$  ;  $a_1 = 2,7549$  ;  $a_2 = 3 \cdot 10^{-4}$  ;  $a_3 = 0,042$ .

d'où :  $\omega_0 = 30,6$  ;  $\omega_1 = 65,5$  ;  $\omega_2 = 140,2$  ;  $\omega_3 = 300$  ;  $\omega_0' = 48 \text{ rad/s}$ .

le facteur d'amortissement :  $\alpha_c = 2,14 = \alpha$  (corrige)

et  $\frac{1}{\omega_{oc}} = \frac{1}{\omega_0} - \frac{1}{2\omega_0'} = 0,0222 \Rightarrow \omega_{oc} = 45 \text{ rad/s}$

on obtient :  $B + 1 = 2,7549 = a_1 \Rightarrow B = 1,7549$

$$A = a_0 = 84,299 \quad \text{et} \quad C = a_2 - 3 \cdot 10^{-2} = 0,01206$$

d'où la fonction de transfert :  $R(p) = \frac{84,3 + 1,7549p + 0,01206p^2}{p} \quad (8.28)$

on identifiant cette fonction avec celle donnée en fonction de  $T_i$  et  $T_d$ .

on trouve :  $B = K = 1,7549$  ( $BP = 57\%$ ) ; et  $\frac{K}{T_i} = 84,299 \Rightarrow T_i = 0,028 \text{ A}$ .

et  $T_d K = 0,0128 \Rightarrow T_d = \frac{0,0128}{1,7549} = 0,0073 \text{ A}$ .

le temps de réponse :  $t_r = 2,2 / \omega_{oc} = 0,05 \text{ A}$ .

Dépassement donné en pourcentage :  $D\% = 0,033 = 3,3\%$ .

ces résultats vérifient la condition  $T_i > 4T_d \Leftrightarrow 0,028 > 0,026$ .

### 8.5.5 Étude de la stabilité

la fonction de transfert en boucle ouverte :  $T(j\omega) = 2 \frac{1 + T_i p + T_i T_d p^2}{p(1 + 0,01p)^3} \quad (8.29)$

a)  $T_d = 0,0065 \text{ A}$  et  $T_i > 0,026$ . ( $T_i = 0,03 \text{ A}$ )

$$A(\omega) = 10^3 \frac{\sqrt{(1 + (0,003\omega)^2)(1 + (0,02\omega)^2)}}{\omega \cdot \sqrt{(1 + (0,01\omega)^2)^3}} \quad (\text{Module}) \quad (8.30a)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg 0,003\omega + \arctg 0,02\omega - 3\arctg 0,01\omega - 90 \quad (\text{phase}) \quad (8.30b)$$

d'après les diagrammes de Bode donnés par la fig. - nous donnons.

une marge de gain  $\Delta G_m \approx 0$  le système devient comme étant un processus du deuxième ordre.

b)  $T_d = 0,002$ . ( $T_i = 0,03A$ ) ;  $T_i > 4 \cdot 0,002 = 0,008A$  on a

$$A(\omega) = \frac{10^3 \sqrt{(1+(0,023\omega)^2)(1+(0,002\omega)^2)}}{\omega \cdot \sqrt{(1+(0,01\omega)^2)^3}} \quad (8.31a)$$

$$\varphi(\omega) = \text{arctg } 0,023\omega + \text{arctg } 0,002\omega - 3 \text{arctg } 0,01\omega - 90. \quad (8.31b)$$

d'après les diagrammes de Bode on assure, une marge de gain  $\Delta G_m = -3\text{db}$  et une marge de phase.  $\Delta \varphi_m =$

Le processus, régler par le régulateur PID examine certain remarques. tel que pour un temps d'intégration  $T_i = 0,03A$  et des valeurs données, au temps de dérivation on a que pour  $T_d = 0$ , l'erreur permanente devient nulle, et un temps de réponse  $t_r = 0,2925A$ , importante et un nombre de dépassements  $N = 4$ . ; et pour  $T_d = 0,002A$ , l'erreur permanente reste à zero; le temps de réponse  $t_r = 0,1875A$ , et deux dépassements seulement et pour  $T_d = 0,0065A$  important, l'erreur permanente reste à zero; le temps de réponse  $t_r = 0,05A$  plus petit et avec zero dépassements. Ces résultats expérimentaux à été vérifiés théoriquement avec quelque incertitude seulement. le système devient stable dans tous les cas qui vérifie  $T_i > 4T_d$ .

Conclusion: La commande d'action par dérivation n'a aucun effet sur l'erreur permanente mais réduit le temps de réponse (le nombre d'oscillation dominées). donc un régulateur P.I.D donne au processus à trois retards un bon réglage.



## 8.6 MANIPULATION N°6

### 8.6.1 But de la manipulation

dans cette expérience on met en évidence la réponse du système en fréquence à boucle ouverte.

### Mise en œuvre

en réglant toutes les commandes et les commutateurs, indiqués par la figure -8.1 - le processus est indiqué par la figure -7.4 -

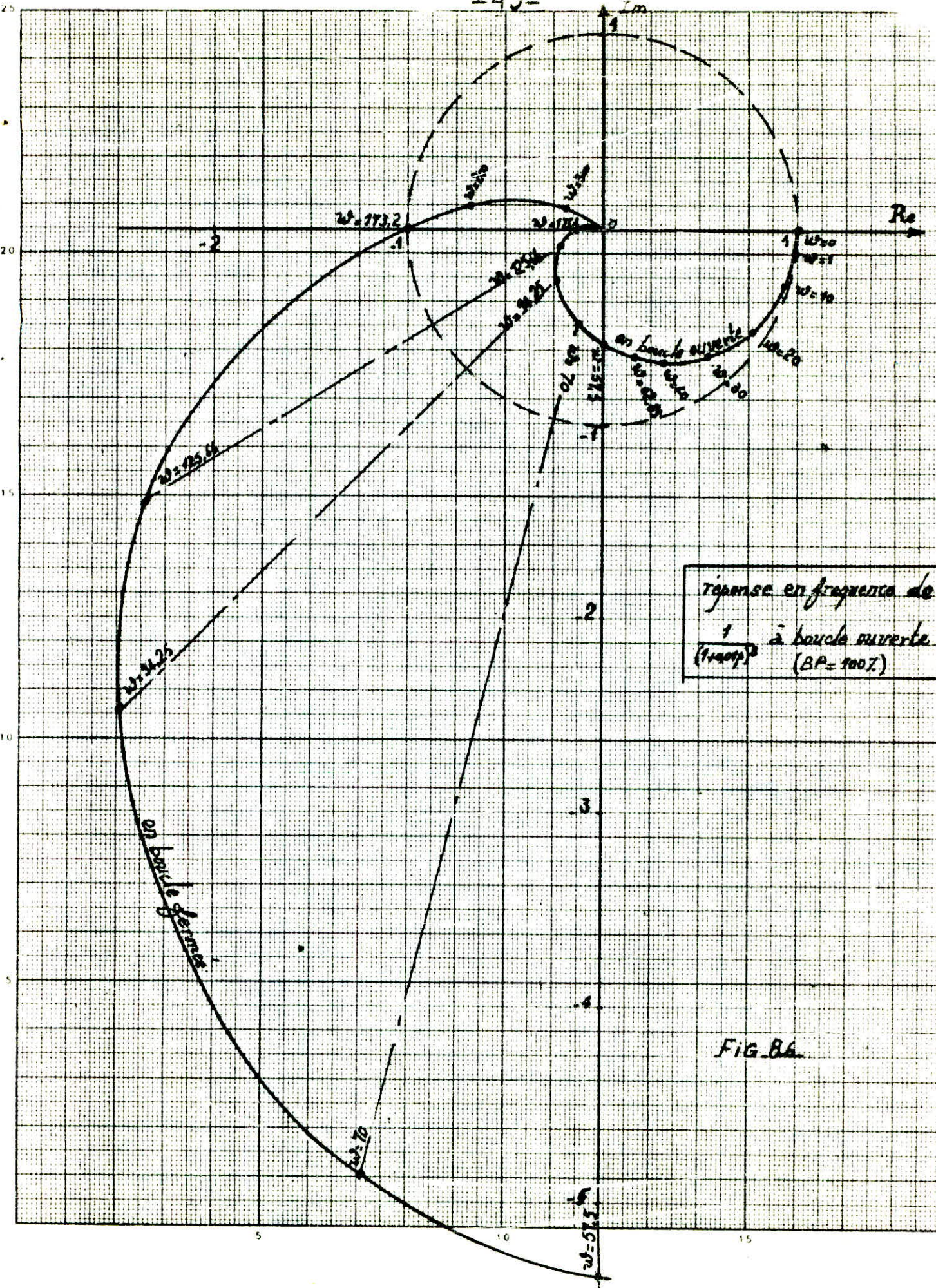
en reliant l'entrée et la sortie de l'appareil aux voies de l'oscilloscope après avoir appliqué à la prise de perturbation de la valeur de consigne, un signal sinusoïdale, d'amplitude de 5V. crête-à-crête de 10 à 40. Hz; en mesurant pour chaque fréquence l'amplitude entre l'entrée et la sortie, et le décalage de phase; en enlevant, le signal d'entrée, et en fermant le boucle; et en réduisant la bande proportionnelle - c.à.d on accroît le gain; jusqu'à ce que en déplaçant légèrement la commande de la valeur de consigne, c.à.d. le système se met en oscillation continue.

### 8.6.3 Résultats expérimentaux

a)

fréquences Hz	10	15	20	25	30	35	40
pulsations rad/A	62,83	94,25	125,66	157,00	188,49	219,91	251,33
Amplitude $A_o = \frac{S_o}{e_o}$	0,6250	0,3560	0,2250	0,1549	0,1028	0,0708	0,0492
$T_o - T_s = \Delta T$ (s)	0,0232	0,0240	0,0241	0,01917	0,01609	0,0156	0,0142
$\varphi$ (degré)	83°34'	129°55'	154°27'	172°30'	173°50'	196°38'	204°54'

Tableau - 6 - a.



réponse en fréquence de  
 $\frac{1}{(1+ap)^3}$  à boucle ouverte  
 (BP = 100%)

FIG. 86

b)

bande proportionnelle BP%	Constante du gain $K_0$	periode d'oscillation $T_0$ (A)	pulsation d'oscillation $\omega_0$ (rad/s)	frequence d'oscillation $f_0$ (Hz)
12,5	8	0,0362	173,2	27,6

Tableau. 6 - b.

### 8.6.4 Interprétation

Le processus et le régulateur dont la fonction de transfert indiquée par la figure - 8.6.4 - représentée dans le schéma fonctionnel suivant.

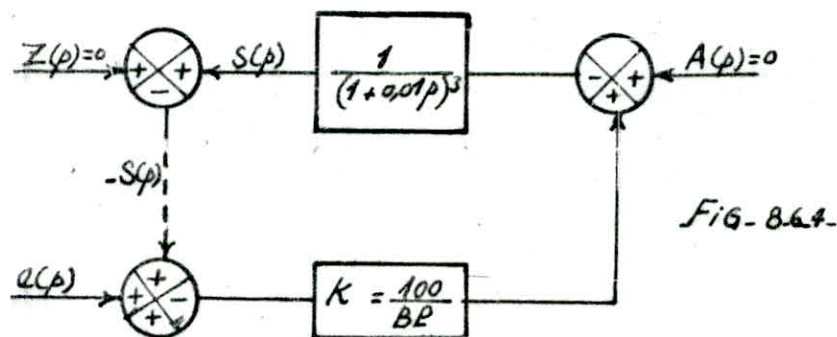


Fig- 8.6.4.

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par.

$$S(p) = \frac{K}{(1 + 0,01p)^3} \cdot e(p) \quad (8.36)$$

L'entrée du système est une fonction sinusoïdale dont la forme suivante.

$$e(t) = e_0 \sin \omega t \quad (8.37)$$

donc la sortie est une fonction sinusoïdale de la forme suivante.

$$s(t) = s_0 \sin(\omega t + \varphi) \quad (8.38)$$

avec  $e_0$ : Amplitude d'entrée en volts ;  $s_0$ : Amplitude de sortie en volts

$\varphi$ : déphasage entre l'entrée et la sortie ;  $\omega$ : pulsation d'excitation

de la fonction de transfert on peut déterminer l'équation différentielle

du système, tel que on remplaçant  $p$  par  $\frac{ds}{dt}$  ;  $p^2 = \frac{d^2s}{dt^2}$  ;  $p^3 = \frac{d^3s}{dt^3}$ .

il devient :  $10^{-6} \frac{d^3s}{dt^3} + 3 \cdot 10^{-4} \frac{d^2s}{dt^2} + 3 \cdot 10^{-2} \frac{ds}{dt} + s(t) = e_0 \sin \omega t \quad (8.39)$

Comme  $\sin \omega t$  : partie imaginaire de  $e^{j\omega t}$  ; et  $\sin(\omega t + \varphi)$  de  $e^{j(\omega t + \varphi)}$   
 en est conduit à remplacer dans l'équation différentielle précédente, on a :

$$S_0 e^{j\varphi} (1 - 3 \cdot 10^{-4} \omega^2 + j\omega \cdot 10^{-2} (3 - 10^{-4} \omega^2)) = K e_0. \quad (8.40)$$

$$\frac{S_0}{e_0} e^{j\varphi} = \frac{K}{1 - 3 \cdot 10^{-4} \omega^2 + j\omega (3 - 10^{-4} \omega^2) \cdot 10^{-2}} \quad (8.41)$$

on donc :  $A(\omega) = \frac{K}{\sqrt{(1 - 3 \cdot 10^{-4} \omega^2)^2 + \omega^2 (3 - 10^{-4} \omega^2)^2 \cdot 10^{-4}}} \quad (8.42a)$

$$\varphi(\omega) = - \operatorname{arctg} \frac{\omega (3 - 10^{-4} \omega^2) \cdot 10^{-2}}{1 - 3 \cdot 10^{-4} \omega^2}. \quad (8.42b)$$

La pulsation de coupure de lieu de transfert en boucle ouverte est déterminé d'après la condition suivante.  $\varphi(\omega) = -180^\circ$ . d'où  $\omega_{180} = 173 \frac{1}{\text{s}}$   
 et  $\omega_{180} = 0 \text{ rad/s}$ . on tire donc  $A(\omega_{180}) = 0,125 \cdot K$ .

$$A(\omega_{180}) = K.$$

Comme le système à une entrée sinusoïdale. on à  $K=1$  le système a pour

gain de coupure.  $G = -0,125$  ; correspond une fréquence.  $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$

Soit  $f_0 = \frac{173}{2\pi} = 27,5 \text{ Hz} \Rightarrow T_0 = 0,0363 \text{ s}$ .

Le système en boucle fermée, commandée par le gain  $K$ . la valeur qui il faut au système pour le met en oscillation. est déterminé d'après la relation suivante :  $0,125 \cdot K = 1$  ou  $G \cdot K = 1 \Rightarrow K = \frac{1}{0,125} = 8$   
 la valeur où le système devient instable.

entraçant le diagramme de Nyquist à partir des résultats expérimentaux. donné par la figure. 86. on à lieu de transfert coupe l'axe de  $180^\circ$  à un gain de  $-0,12$ . a une fréquence  $f = 27 \text{ Hz}$ , donc l'atténuation en boucle fermée :  $K = \frac{1}{0,12} = 8,33 \approx 8$ . donc comme  $G = -0,12 < -1$ . le système devient, stable. et le système devient instable pour  $K=8$ .

tous ces résultats, sont obtenues expérimentalement indiquées par la figure en tableau - 66 -

### 8.6.6 Conclusion

pour un ensemble d'entrées, sinusoïdales, on peut déterminer une constante de gain, où le système devient stable. mais pour ce gain donné au système en boucle fermée le système entre juste en oscillation. donc la réponse en fréquence détermine la performance du système de point de vue de la stabilité, quand peut éviter en boucle fermée.

# **3<sup>eme</sup> PARTIE**

LE PROCESSUS THERMIQUE

PT 326

## CHAPITRE X

### Description générales de PT326.

#### 9.1 Introduction

L'appareil d'étude d'un processus PT 326 permet de retrouver les conditions de régulation de température (courant d'air chaud), existant dans les hauts-fourneaux; les chaudières industrielles; les systèmes de conditionnement d'air.

#### 9.2 Description fonctionnelle de PT 326

L'air est aspiré de l'atmosphère par une pompe, centrifuge qui le souffle sur une source de chaleur traverse l'enceinte cylindrique, puis est rejeté à nouveau dans l'atmosphère. Le processus consiste à élever la température de l'air soufflé, dans l'enceinte à la valeur désirée et le rôle du matériel de contrôle incorporé est de mesurer la température de l'air.

##### 9.2.1 Procédus

Le phénomène à étudier est d'échauffement, d'une veine d'air, dans l'enceinte thermique tubulaire; cet air est chauffé à une température désirée comprise entre la température ambiante et  $60^{\circ}\text{C}$ .

##### 9.2.2 Détecteur de la température

Une sonde dont on a fixé une thermistance à son extrémité, peut être introduire dans la veine d'air dans n'importe lequel des trois points de mesures, qui sont situés respectivement à 28 mm, et 140 mm, et 279 mm. de la source de chaleur.

##### 9.2.3 Mesure de la température.

la sonde a thermistance constitue d'un des bras, d'un montage en pont fonctionnant en courant continue

#### 9.2.4 Comparateur

un amplificateur monte en sommateur compare la temperature mesuree, fournie par le pont de mesure a celle qui a ete affichee.

#### 9.2.5 Circuit de commande.

Dans l'appareil le montage est realise de telle facon que le circuit de commande puisse etre connecte, soit a la commande continue, soit a la commande par tout ou rien.

##### 9.2.5.1 Commande continue

###### a) Commande interne

Cette commande donne seulement une action proportionnelle; elle est reglee au moyen du bouton "proportionnel. band"

###### b) Commande externe

On peut connecter l'entree du circuit de commande de mode de fonctionnement precedent, et lui substituer une entree fournie par le simulateur de commande de processus PCS.327. Le simulateur offre la possibilite d'etudier l'action des commandes, proportionnelle plus integrale, et proportionnelle plus derivation, et proportionnelle plus integrale et plus derivee.

##### 9.2.5.2 Commande par tout ou rien

Quand le circuit de commande est connecte sur la commande tout ou rien, le mode de fonctionnement "proportionnel. band" est neutralise



et le système répond alors aux commandes manuelles suivantes:

a) maximum de la chaleur

Cette commande manuelle permet d'appliquer à la source de chaleur une puissance électrique réglable de 15 à 80 Watts pendant un temps déterminé.

b) Seuil de la température.

Si les seuils de température, sont à zéro, la tension de sortie du circuit de commande détermine la puissance électrique qui est fournie à la source de chaleur, celle-ci oscille entre deux valeurs, une valeur maximale et une valeur minimale, selon les résultats de la commande tombant au dessous ou montant au dessus de la température désirée.

### 9.2.6 Régulateur proportionnel

L'action proportionnelle est un mode de régulation dans lequel il y a une relation continue entre la valeur de l'écart et la grandeur réglante. La bande proportionnelle est équivalente à l'inverse de la sensibilité proportionnelle "K" qui est la variation d'une unité de l'écart.

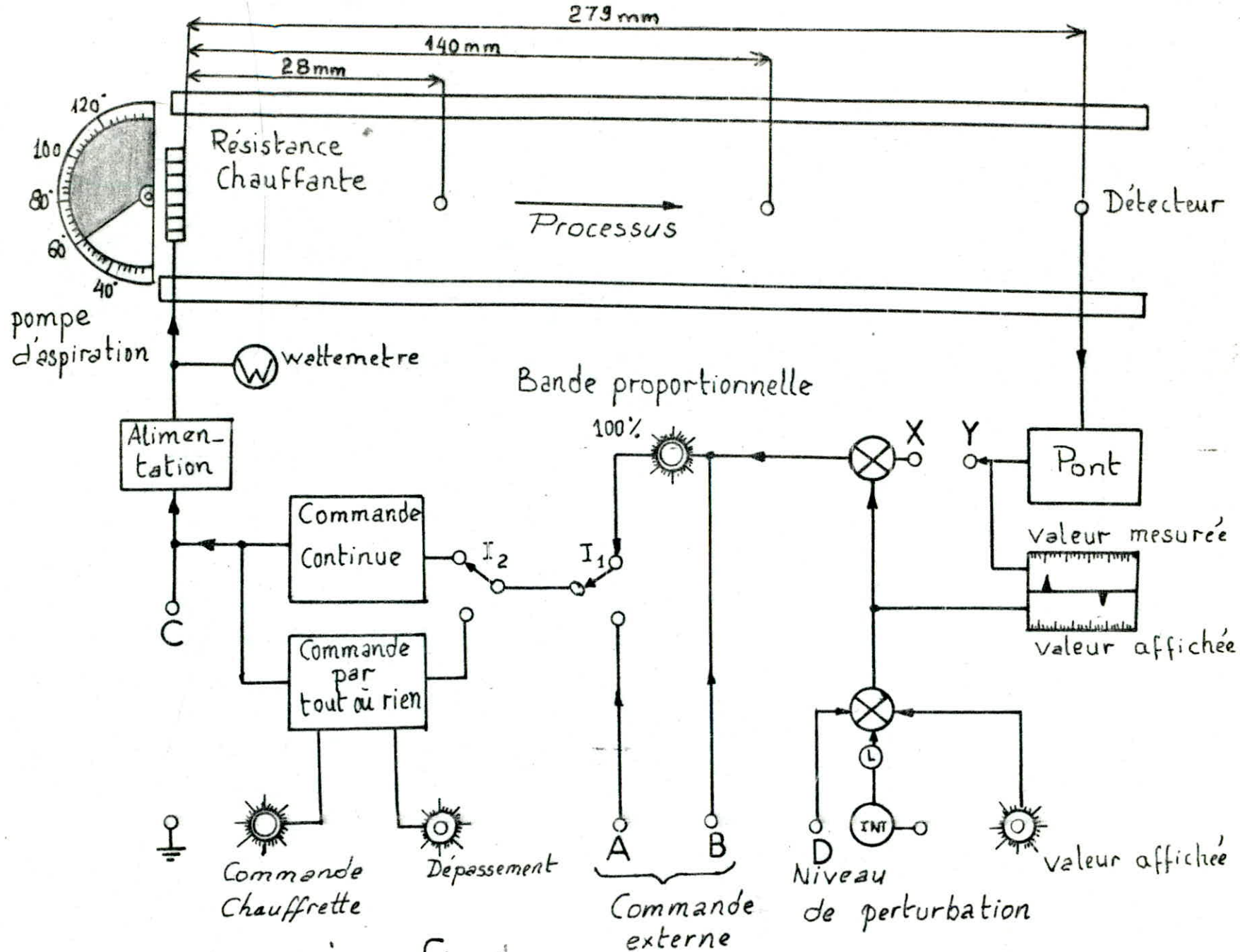


Fig-9.

## CHAPITRE X

### Travaux au laboratoire

#### 10.1 Manipulation N°1

##### 10.1.1 Objet de la manipulation

une modification du déroulement d'un processus agit sur un dispositif de détection après un intervalle de temps qui dépend de la vitesse du processus et de la distance entre le point de variation et celui de détection. Cet intervalle de temps est le rapport de la distance à la vitesse, ou encore, retard de propagation, il est donné par  $\tau = \frac{\text{distance}}{\text{vitesse}}$

##### 10.1.2 Mise en oeuvre

Pour mener à bien cet essai de processus il faut faire une commande en chaîne ouverte avec le régulateur réglé à 100% de bande proportionnelle. après manoeuvré l'interrupteur "Commande Continue"

on établit les connexions et on positionne les interrupteurs comme le montre la figure - 9 -

Affichons une température de 30°C à l'aide du bouton valeur affichée.

Réglons l'ouverture du volet de la pompe 40° la sonde est placée au point, 27,9 cm. Comme dans la figure - 9 -

On utilise un générateur de tension carrée affichons les valeurs suivantes. tension carrée de 2 volts et la fréquence  $f = 0,1$  Hz que l'on branchera à la borne "D"

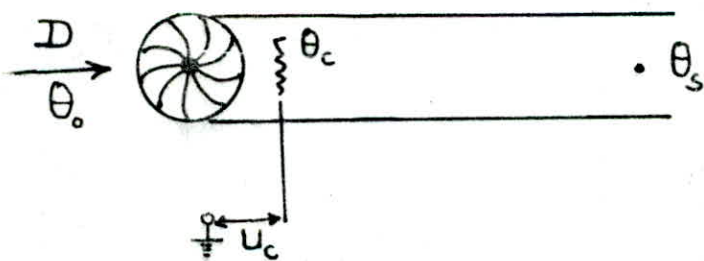
##### 10.1.3 Résultats expérimentaux

Un oscilloscope est nécessaire pour visualiser les signaux délivrés par les températures affichées et mesurées que l'on branchera à la borne "y".

- La température mesurée qui sera observée sur l'oscilloscope aura la forme montrée sur la figure - 10.1.7

a - En réponse à l'échelon unitaire, la température mesurée, commence à échanger au bout d'un temps égal à 0,2 s. environ, ce temps représente le retard de propagation, distance / vitesse; pour la distance de l'emplacement de la sonde au point 27,9 cm et débit correspond à l'ouverture du volet de la pompe à 40.

#### 10.1.4 Détermination de l'équation différentielle du processus,



- $\theta_0$ : température ambiante
- $\theta_c$ : " de Consigne (à l'affich)
- $\theta_e$ : " de soufflage (d'entrée)
- $\theta_s$ : " mesurée (de sortie)
- D: débit massique de l'air dans l'enceinte en (Kg/A).

L'enceinte parcourue par l'air de chaleur massique "C" et de débit massique "D" on suppose que l'enceinte est parfaitement calorifugée le bilan thermique s'écrit.

$$Q dt - DC(\theta_s - \theta_0) dt = M d\theta_s \quad (10.1)$$

- avec.
- Q: puissance électrique (Kg/A)
  - M: Capacité calorifique (KJ/A)
  - C: chaleur massique d'air (KJ/Kg.C)

On divise les deux termes de l'équation (10.1) par DC  $\Rightarrow$  l'équation (10.1) devient :

$$\frac{Q(t)}{DC} + \theta_o(t) = \frac{M}{DC} \frac{d\theta_s(t)}{dt} + \theta_s(t) \quad (10.2)$$

Lorsque le régulateur reçoit une commande proportionnelle, son sortie est directement proportionnel à la température d'entrée, alors la puissance de chauffage.  $Q = K \theta_c$ ; avec  $K$ , la sensibilité proportionnelle du régulateur.

$$\frac{K \theta_c(t)}{DC} + \theta_o(t) = \frac{M}{DC} \frac{d\theta_s(t)}{dt} + \theta_s(t) \quad (10.3)$$

on pose  $\frac{M}{DC} = T(A)$  est la constante de temps du processus.

Le long de l'enceinte l'air se propage avec une vitesse  $v$ . Alors le signal reçu à la sortie est en retard de propagation par rapport au signal d'entrée, ce retard est donné par.  $\tau = \frac{x}{v}$ .

$$T \frac{d\theta_s(t+\tau)}{dt} + \theta_s(t+\tau) = \frac{K}{DC} \theta_c + \theta_o. \quad (10.4)$$

### 10.1.5 Calcul de la transmittance et schéma fonctionnel

soit  $F(p) = \mathcal{L}f(t) \Rightarrow$  alors  $\mathcal{L}f'(t) = p \mathcal{L}f(t) = p F(p)$ .

on désigne par " $\mathcal{L}$ " la transformée de Laplace, d'où l'équation (10.4) sera :

$$T p e^{\tau p} \theta_s(p) + e^{\tau p} \theta_s(p) = \frac{K}{DC} \cdot \theta_c(p) + \theta_o(p). \quad (10.5)$$

$$\theta_s(p) = \frac{\frac{K}{DC} e^{-\tau p}}{1 + T p} \theta_c(p) + \frac{e^{-\tau p}}{1 + T p} \theta_o(p). \quad (10.6)$$

or on obtient le schéma fonctionnel suivant :

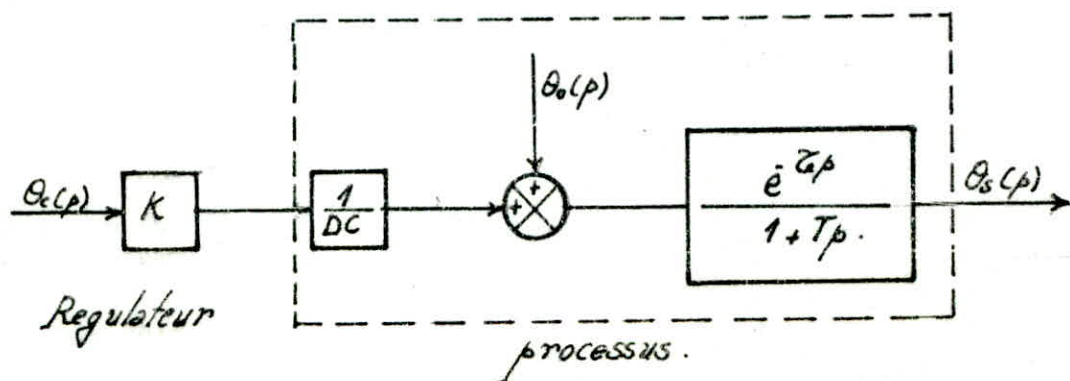


Fig. 10.1.5.

on rappelle que  $\theta_c(p)$  c'est l'entrée principale, et  $\theta_o(p)$  l'entrée perturbatrice (entrée secondaire).

a) Transmittance due aux variations de l'entrée principale ( $\theta_o(p) = 0$ )

$$H(p) = \frac{\theta_s(p)}{\theta_c(p)} = \frac{k/DC e^{-\tau p}}{1 + Tp} \quad (10.7)$$

b) Transmittance due à l'entrée perturbatrice ( $\theta_c(p) = 0$ )

$$G(p) = \frac{\theta_s(p)}{\theta_o(p)} = \frac{e^{-\tau p}}{1 + Tp} \quad (10.8)$$

### 10.1.6 Réponse en temps due aux variations de l'entrée principale

Dans la condition " $\tau$  suffisamment petite" signifie qu'on peut se limiter aux termes du premier degré en  $\tau$  dans le développement en série de  $e^{-\tau p}$

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{1 + \tau p} &= 1 - \tau p + \frac{(\tau p)^2}{2} \\ e^{-\tau p} &= 1 - \tau p - \frac{(\tau p)^2}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow e^{-\tau p} = \frac{1}{1 + \tau p} \quad (10.9)$$

d'où

$$H(p) = \frac{k}{DC} \frac{e^{-\tau p}}{1 + Tp} = \frac{k/DC}{(1 + Tp)(1 + \tau p)} \quad (10.10)$$

ou

$$\theta_s(p) = H(p) \cdot \theta_c(p) = \frac{k/DC}{(1 + Tp)(1 + \tau p)} \theta_c(p) \quad (10.11)$$

pour une entrée échelon  $\theta_c(t) = \theta_0 1(t)$  ( $\theta_c(p) = \frac{\theta_0}{p}$ ) on a :

$$\theta_s(p) = \frac{k/DC \cdot \theta_0}{p(1 + Tp)(1 + \tau p)} \quad (10.12)$$

et encore

$$\theta_s(p) = \frac{k}{DC} \left[ \frac{1}{p} + \frac{\tau^2}{T - \tau} \cdot \frac{1}{1 + \tau p} - \frac{T^2}{T - \tau} \cdot \frac{1}{1 + Tp} \right] \theta_0$$

la transformée inverse de Laplace de  $S(p)$  est :

$$S(t) = \theta_0 \frac{k}{DC} \left[ 1 - \frac{1}{T - \tau} (\tau e^{-t/\tau} - T e^{-t/T}) \right] \quad (10.14)$$

### 10.1.7 Détermination T et $\tau$

Réponse en temps

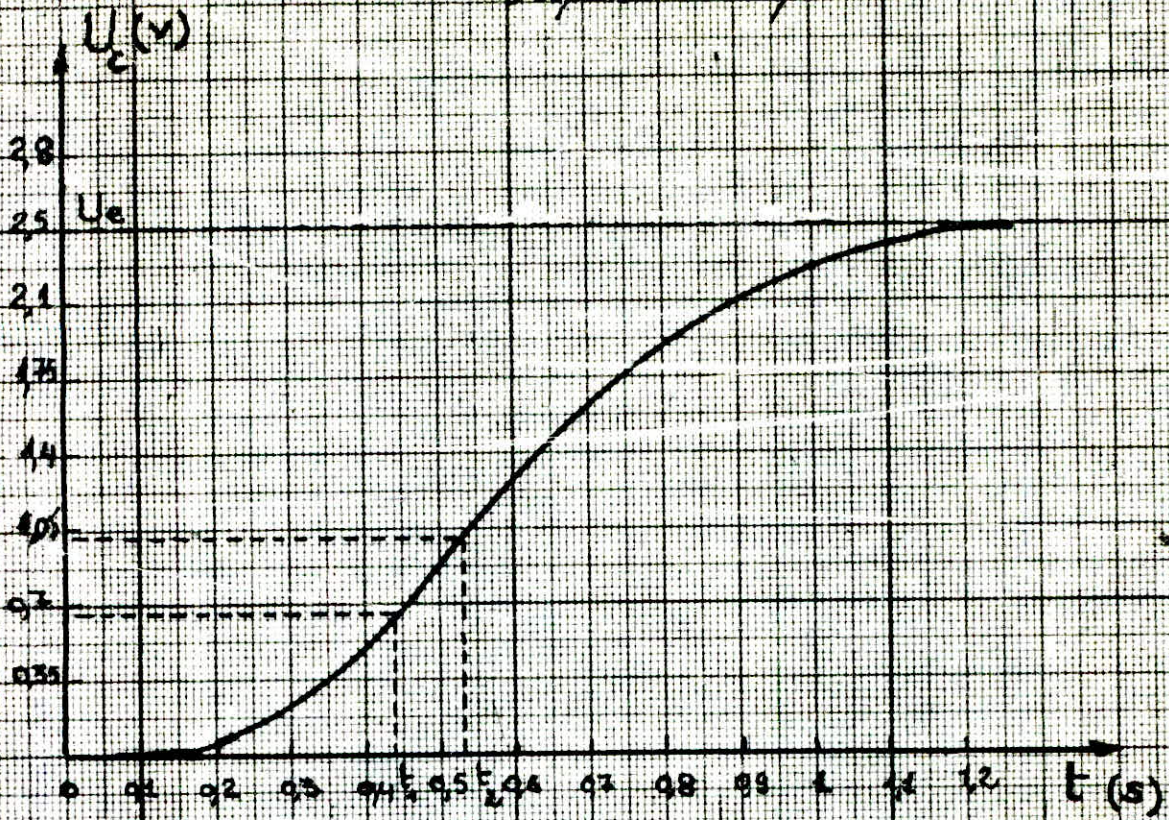


Fig. 10.1.7.

$$T = 5.5 (t_2 - t_1)$$

$t_1 = 0.44 \text{ s}$	$t_2 = 0.54 \text{ s}$
------------------------	------------------------

$$\tau = 2.8 t_1 - 1.8 t_2$$

Soit  $T = 0.55 \text{ (s)}$

$$\tau = 0.25 \text{ (s)}$$

La méthode de Broïda convient bien pour la détermination de la transmittance approchée des processus à réponse aperiodique à partir de leur réponse indicielle, soit  $U_e$  l'amplitude de la variation en unite de la variable modifiée. on trace les horizontaux  $0,4 \cdot U_e$  et  $0,28 U_e$ . on fait projeter les points d'intersections avec la reponse sur l'axe du temps on trouve  $t_1 = 0,44 A$  et  $t_2 = 0,54 A$ . d'ou la formule de Broïda:

voir fig-10.1.7-  $T = 5,5(t_2 - t_1)$  soit  $T = 0,55 A$  (10.15)

$$\tau = 2,8 t_1 - 1,8 t_2 \text{ soit } \tau = 0,26 A. \quad (10.16)$$

or on:

$$H(p) = \frac{K/DC \cdot e^{-\tau p}}{1 + 0,55 p} \quad (10.17)$$

### 10.1.8 Etude de la stabilité

Un systeme lineaire est stable a la condition necessaire et suffisante que tous les poles de sa fonction de transfert aient leur partie reelle, negative: on a donc  $1 + 0,55 p = 0 \Rightarrow p = -\frac{1}{0,55} + 0j$ .

donc le pole a une partie reelle negative. donc on dit que le systeme est stable. en boucle ouverte.

### 10.1.9 Conclusion

La reponse du systeme à une variation d'un echelon de temperature est influencée par deux retards de constantes de temps  $T$  et  $\tau$ .

- le premier retard, et le retard de propagation " $\tau$ " est egale au rapport de la distance. à la vitesse. de l'air, il est independant de la forme du signal d'entrée.

- le deuxieme, est le retard de transfert " $T$ ", qui modifie la forme du signal reçu. Le dernier s'appelle, la constante, de temps du processus



## 10.2 Manipulation N°2

### 10.2.1 Objet

Il s'agit de déduire les relations entre les grandeurs, suivantes:  
- température affichée, puissance de chauffage, température de l'air...

### 10.2.2 Mise en œuvre

effectuons les connexions et plaçons les interrupteurs comme le montre la figure. 9.

- Régions l'ouverture du volet de la pompe à 40°.
- Ajustons à 100% le bouton de la bande proportionnelle.
- plaçons la sonde de température au 27,9 cm.

On relie les bornes "X" et "Y" sur le pupitre, le système sera en boucle fermée, et on branche un wattmètre comme l'indique la fig. 9. et on utilise deux voltmètres branchés, l'un d'eux entre la borne "Y" et la masse et l'autre entre la borne "B" et la masse.

### 10.2.3 Résultats expérimentaux

Affichons successivement au bouton de consigne des échelons de tension jusqu'à 10 volts on effectue les lectures des grandeurs correspondantes : - puissance de chauffage, - température de l'air dans l'enceinte (à l'aide d'un thermomètre placé à proximité de la sonde); - tension  $U_B$  affichée à B.

on trace les graphes typiques de puissance en fonction de la tension et la température en fonction de la puissance données par la fig. 10.23 a et la fig 10.23 b

Puissance $P$ (w)	10	12	16	23,5	33,5	40,5	48	53
tension $U_a$ (volts)	1	2	3	4	5	6	7	8
température $\theta_s$ (°C)	20,5	24,5	29,0	37,5	49,5	60,0	70,0	72,5

Tableau-10.2.

### 10.24 Interprétation

on relie les bornes "x" et "y", le système devient fermé dont la fig-9.

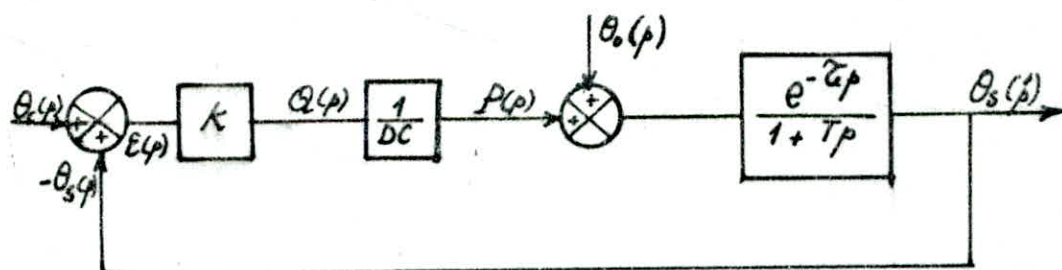


Fig. 10.2.4. a

l'action proportionnelle et un mode de régulation dans lequel il y a une relation linéaire continue entre les valeurs de l'écart et la grandeur réglante. soit :

$$Q = K\varepsilon = P - q \quad \text{or} \quad P = K\varepsilon + q \quad (10.18)$$

avec.

$P$ : puissance électrique "grandeur réglante"

$K$ : sensibilité proportionnelle

$\varepsilon$ : écart de température.

$q$ : constante de puissance.

d'où on a :

$$\left(\frac{Q}{DC} + \theta_0\right) \frac{e^{-\tau_p p}}{1 + T_p p} = \theta_s(p) \quad (10.19)$$

a. Détermination de  $\theta_f$  en fonction de la puissance.

La valeur finale de  $\theta_{sp}$  est :  $\theta_{sp} = \lim_{p \rightarrow 0} p \theta_s(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{e^{-\tau_p p}}{1 + T_p p} \left(\frac{\theta_0(p)}{DC} + \theta_0(p)\right)$   
pour des entrées en échelon de puissance et de la perturbation de température

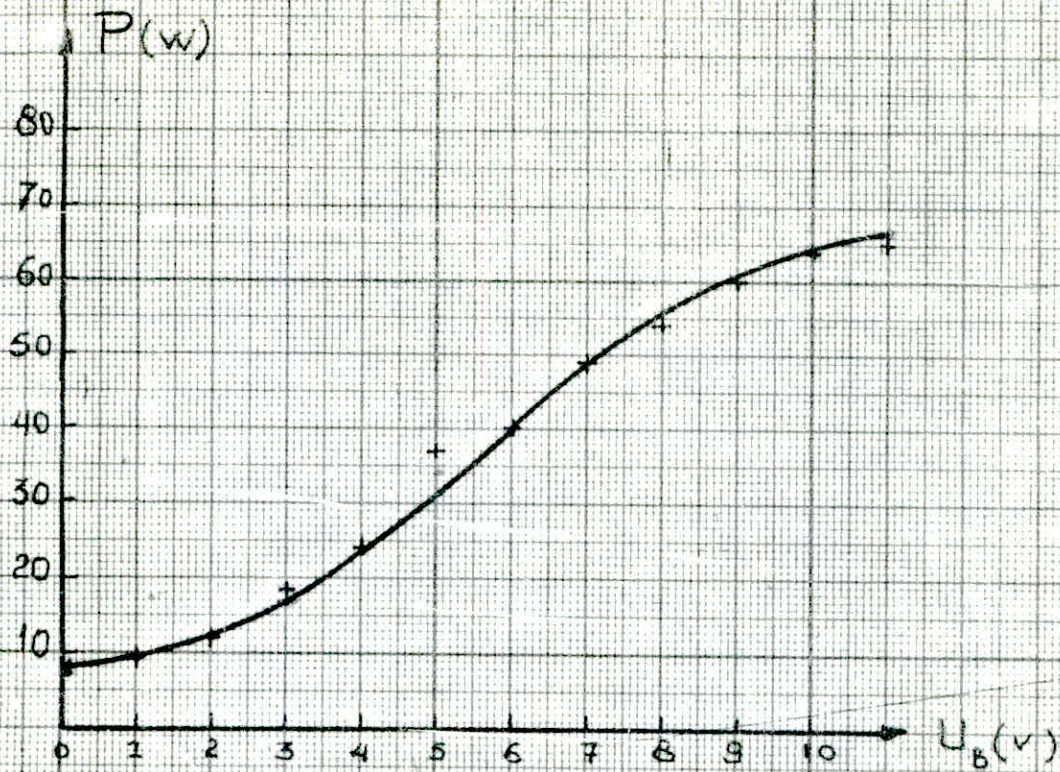


Fig-10.2.3a-

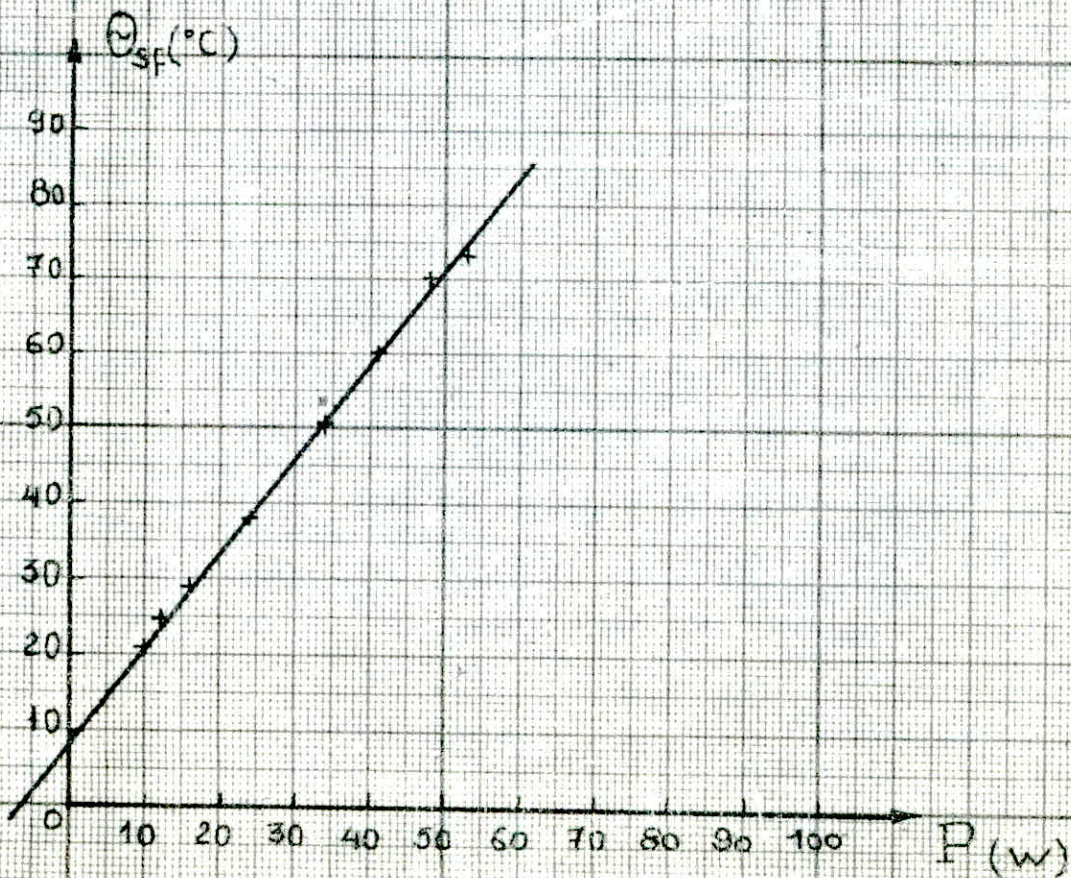


Fig-10.2.3b-

respectivement :  $Q(p) = \frac{Q_0}{p}$  et  $\theta_0(p) = \frac{\theta_0}{p}$ .

on a donc : 
$$\theta_s = \lim_{p \rightarrow 0} p \left[ \frac{Q_0}{DC} + \theta_0 \right] \frac{e^{-\tau p}}{p(1+Tp)} = \frac{Q_0}{DC} + \theta_0 \quad (10.20)$$

$\theta_s(p)$  . c'est une fonction linéaire avec  $1/DC$ , sa pente ; tel que on a trouvé.

$DC = 0,8 \text{ w/c}$  et  $q = 7 \text{ w/c}$  . d'après les formules

Suivantes :  $Q_0 = kE_0 = P - q$  . et  $\theta_s = \frac{1}{DC} P - \frac{q}{DC} + \theta_0 \quad (10.21)$

avec  $\theta_0 = 18^\circ$  . température ambiante

b. Détermination de la puissance en fonction de la tension.

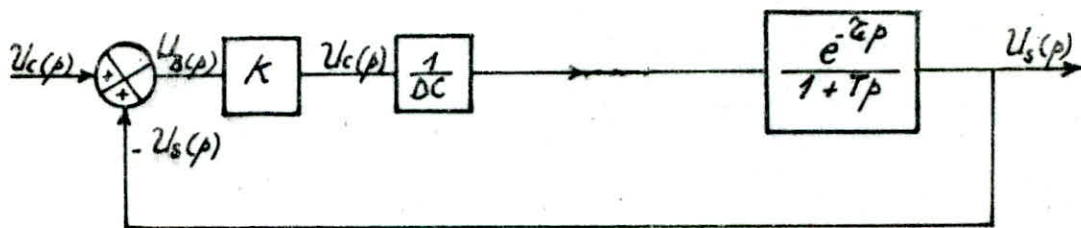


FIG. 10.2A. b

$U_c = k U_B + U_0$  . tension de commande.

on a donc la puissance électrique.

$$P = \frac{U_c^2}{R} = \frac{(k U_B + U_0)^2}{R} \quad (10.22)$$

pour  $k = 1$  ( $Bp = 100\%$ ) d'où .

$$P = \frac{(U_B + U_0)^2}{R}$$

avec  $R = R_0(1 + a \Delta\theta_R)$  où  $R_0$  : constante . et  $\Delta\theta_R$  : variation

de la résistance au niveau de la résistance chauffante . "variation due au dilatation de la résistance" . et  $a$  : constante dépend du matériau

de la résistance . pour  $U_B = 0 \Rightarrow P = \frac{U_0^2}{R}$  (graphiquement  $P_0 = 8 \text{ w}$ )

### 10.3 Manipulation N°3

#### 10.3.1 Objét

Lors que le régulateur reçoit une commande proportionnelle son signal de sortie est directement proportionnel à l'écart de température, la relation existant entre l'écart de température et la sortie du régulateur s'exprime comme étant la "bande proportionnelle"

#### 10.3.2 Mise en œuvre

Effectuons les connexions et positionnons les interrupteurs comme montre la figure. 9.

on ferme la boucle, en reliant "X avec Y", et on ouvre le volet de la pompe à 40, et la sonde sera placéé au point 27,9 cm.

On branche un voltmètre au point B et un wattmètre branché comme l'indique la fig-9. ; et on applique à l'aide d'un générateur de tension carré, d'amplitude de 2,5 v. et une fréquence de 1,0 Hz, et ajustons pas à pas la bande proportionnelle (% BP) de 200% à 30%, et en effectuant la lecture des écarts de température et de la puissance de chauffage à chaque pas.

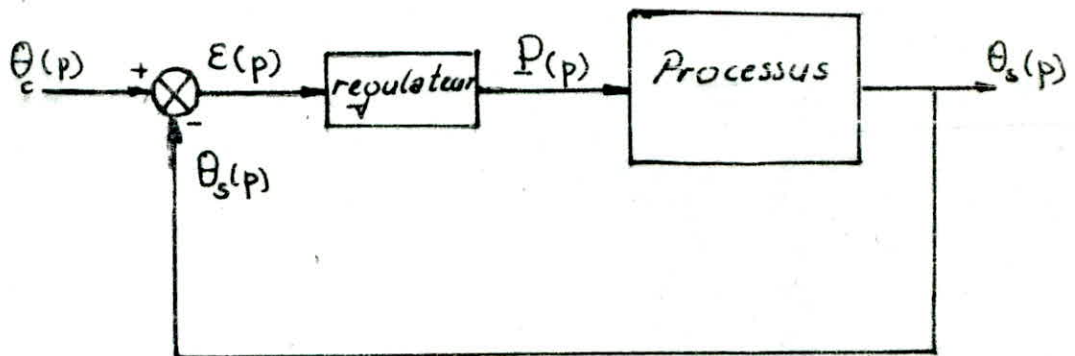


fig: 10.3.2

### 10.3.3 Resultats experimentaux

BP %	$U_0$ (v)	$U_y$ (v)	$\theta_c$ (°C)	$\theta_s$ (°C)	$\varepsilon$ (°C)	P (w)
200	11,5	2,3	47	30	17	14
150	13,3	2,9	"	31	16	16,5
100	10,5	4,0	"	35	12	19
75	8,9	4,8	"	36,5	10,5	20
50	6,6	5,8	"	39	8	22
35	5	6,6	"	41	6	23,5
30	4,1	6,9	"	41,5	5,5	24,5

Tableau-10-3.3

de cet tableau, on trace les deux graphes correspondants :

- a) puissance en fonction de la bande proportionnelle (BP%), figure-10.33.a
- b) l'écart de température  $\varepsilon = \theta_c - \theta_s$  en fonction de BP% figure-10.33.b

### 10.3.4 Interprétation

a. Calcul de l'écart statique.

soit le schéma fonctionnel suivant :

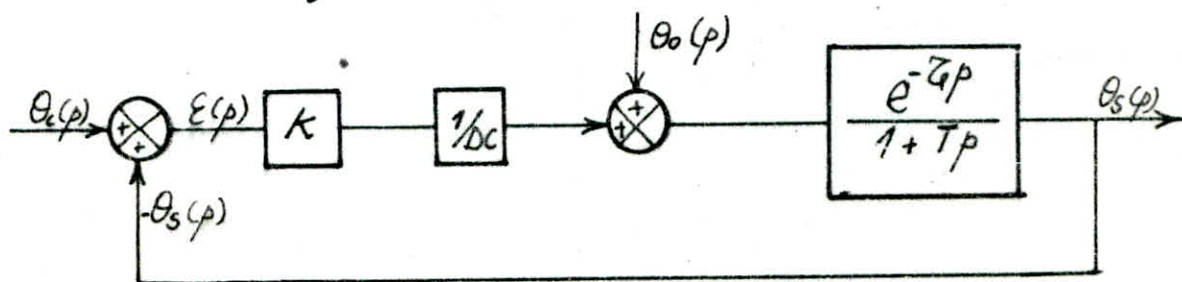


Fig.10.34.

La fonction de transfert du système est la suivante :

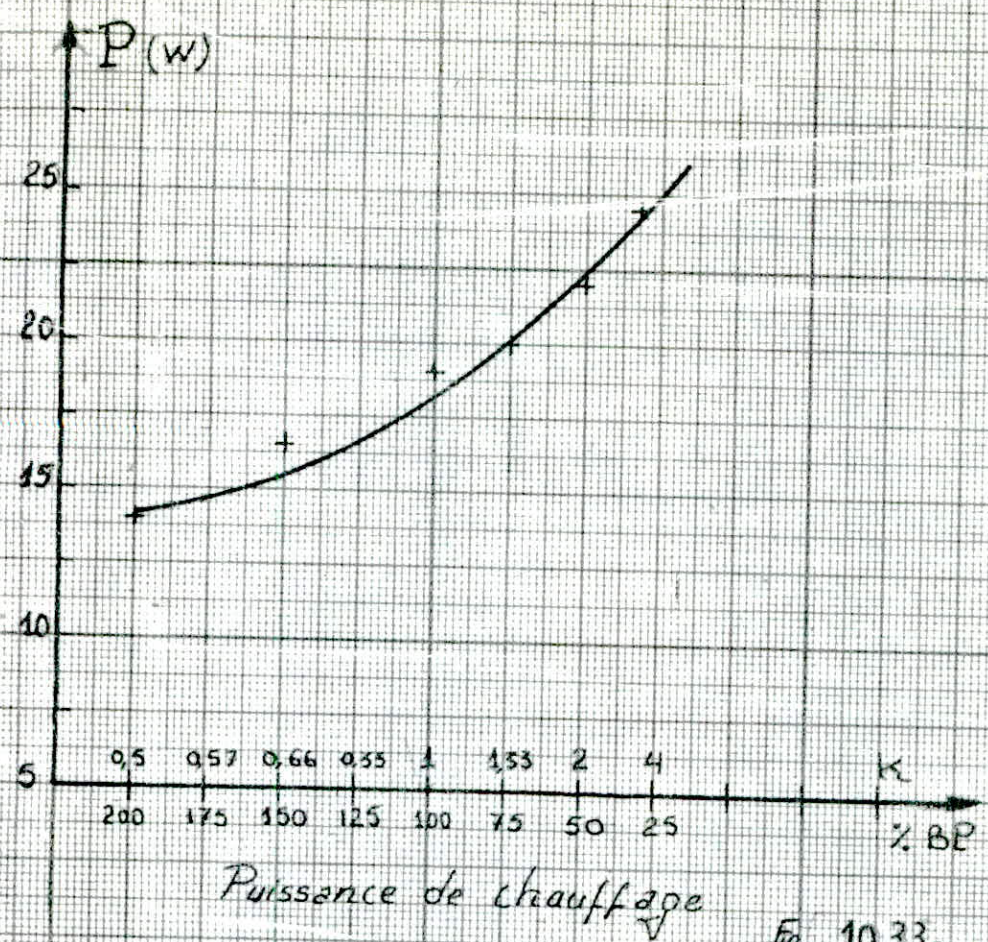


Fig. 10.33a

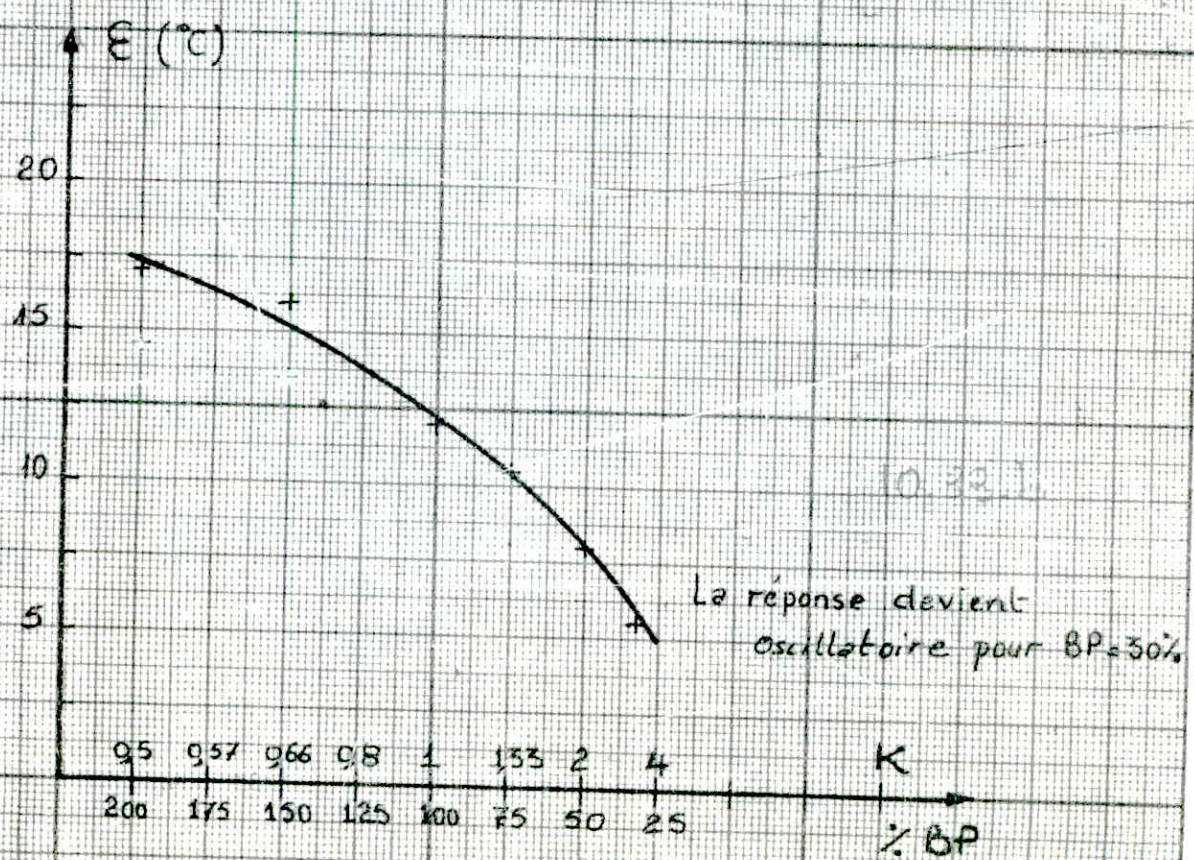


Fig. 10.33b - Ecart de température

$$\left[ \mathcal{E}(p) \frac{K}{DC} + \theta_0(p) \right] \frac{e^{-\tau p}}{1+Tp} = \theta_s(p) \quad \text{avec } \mathcal{E}(p) = \theta_c(p) - \theta_0(p).$$

on remplace  $\theta_s(p) = \theta_c(p) - \mathcal{E}(p)$  dans cette fonction de transfert, il devient:

$$\mathcal{E}(p) = \frac{\theta_c(p)}{1 + \frac{K/DC \cdot e^{-\tau p}}{1+Tp}} - \frac{e^{-\tau p} \theta_0(p)}{\left(1 + \frac{K/DC \cdot e^{-\tau p}}{1+Tp}\right)(1+Tp)} \quad (3)$$

L'équation (3) en boucle fermée montre qu'il ya deux causes directes d'écart:

1. Variations de la valeur de consigne  $\theta_c$  ( $\theta_0(p)=0$ ): l'équation (3) devient:

$$\mathcal{E}_c(p) = \frac{1}{1 + \frac{K}{DC} \cdot \frac{e^{-\tau p}}{1+Tp}} \theta_c(p) \quad (10.24)$$

la réponse de l'écart à un échelon de ( $\theta_c = \theta_0 \cdot 1(t)$ ) ( $\theta_c(p) = \frac{\theta_0}{p}$ ) à une

valeur finale donnée par:  $\mathcal{E}(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \mathcal{E}(p) = \frac{\theta_0}{1 + K/DC}$ ; quand  $t \rightarrow \infty$

2. Ecart due aux variations de la valeur perturbatrice ( $\theta_c(p)=0$ ):

d'où on a:

$$\mathcal{E}_b(p) = - \frac{e^{-\tau p}}{(1+Tp) \left(1 + \frac{K}{DC} \cdot \frac{e^{-\tau p}}{1+Tp}\right)} \theta_0(p) \quad (10.25)$$

Du point de vue de la régulation automatique, on s'intéresse généralement à la partie de l'écart due aux variations de la grandeur perturbatrice, pour une valeur de consigne; l'écart final due à un échelon de  $\theta_0(t)$  avec  $\theta_0(t) = \theta_0 \cdot 1(t)$  ( $\theta_0(p) = \frac{\theta_0}{p}$ ) est donné par, la relation suivante:

$$\mathcal{E}_b(\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \mathcal{E}_b(p) = - \frac{\theta_0}{1 + K/DC}$$

pour une température ambiante,  $\theta_0 = 18^\circ\text{C}$  et un débit D. Constant

"DC" = 0,8 W/°C, quand on augmente K (on diminue. %BP) on remarque bien que l'écart diminue et augmente quand K diminue. donc l'écart total.

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_c(\infty) + \mathcal{E}_b(\infty).$$

$$\mathcal{E} = \frac{\theta_0}{1 + K/DC} - \frac{\theta_0}{1 + K/DC} = \frac{\theta_c - \theta_0}{1 + K/DC} \quad (10.26)$$



b. Puissance de chauffage:  $P = K \varepsilon(\infty) + q$ .

avec  $\varepsilon(\infty)$ : l'écart de température en (°C)

$K$ : sensibilité du régulateur (W/°C)

$q$ : une puissance constante " est déjà calculer au 2<sup>ème</sup> expe.

$$q = 7 \text{ W}$$

d'où 
$$P = K \varepsilon(\infty) + q = \frac{K}{1 + K/DC} (\theta_e - \theta_0) + q \quad (10.27)$$

- Comparaison des valeurs expérimentales avec celles de la théorie.

pour cela, on formant le tableau suivant, donnant quelque valeurs théorique.

1.BP	K(W/°C)	$\varepsilon(\infty)$ (°C)	P(W)
200	0,50	19,75	16,00
100	1,00	12,88	19,88
75	1,33	10,87	21,50
50	2,00	8,28	23,60
30	3,33	5,60	25,70

Tableau. 10.34.

dont les formules suivantes :

$$\varepsilon(\infty) = \frac{47 - 18}{1 + K/0,8}, \text{ et } P = K \cdot \varepsilon(\infty) + 7.$$

avec:  $\theta_e = 47^\circ\text{C}$  température de consigne.

$\theta_0 = 18^\circ\text{C}$  température ambiante.

$q = 7 \text{ W}$  puissance constante.

$DC = 0,8 \text{ W/°C}$  capacité calorifique.

10.35 Conclusion: La réponse du processus à la température perturbatrice.

ainsi que le régime permanent ultérieure dépendent du taux de bande proportionnelle. quand le taux diminue l'écart de température diminue aussi, mais la réponse à la perturbation devient d'avantage oscillatoire jusqu'à finalement, devenir instable. On remarque bien que la réponse entre en oscillation pour la valeur de  $\%BP = 30$ .

## 10.4. Manipulation N°4

### 10.4.1 Objet

Une perturbation du processus provoque une modification de la température asservie. la perturbation, peut concerner les éléments annexes du processus dans le processus thermique, les perturbations, dont l'origine vient des éléments annexes, peuvent être provoquées par des variations du débit de la veine d'air, ou la température de l'air ambiante.

Dans cette manipulation on note la réponse aux effets des variations de grandeurs de la perturbations de débit d'air.

### 10.4.2 Mise en œuvre

Effectuons les connexions et positionnons les interrupteurs comme le montre la figure 9. et plaçons un voltmètre entre la borne "c" et la masse pour contrôler la tension de commande, affichons une température de  $50^{\circ}\text{C}$  à l'aide du bouton de consigne.

un débit correspond à l'ouverture du volet à 40, en reliant "X" avec "Y" la boucle est fermée.

10.4.3 Résultats expérimentaux

1. A partir des grandeurs affichées on ouvre brusquement le volet de la soufflerie de 40 à 60 "la bande proportionnelle à 100%". on doit noter une décroissance de la température mesurée dans l'enceinte; mais également une augmentation du signal de commande pour compenser l'effet de la perturbation. on répète pour des %BP de 200% et 30%.

	%BP=200		%BP=100		%BP=30	
	volet		volet		volet	
	40	60	40	60	40	60
$U_c$ (V)	0,1	0,3	0,8	2,4	5,4	11,5
$U_y$ (V)	2,14	1,2	4	3	7,2	5,9
$\theta_e$ (°C)	50	50	50	50	50	50
$\theta_{sf}$ (°C)	30	25	35	31	44	39
$E_{\infty}$ (°C)	20	25	15	19	6	11

Tableau. 10.4 (1)

2.

Affichons un taux de bande proportionnelle à 50%, puis on fait varier le volet de la soufflerie par bonds, depuis 20 jusqu'à 140, puis on répète l'essai en chaîne ouverte (en détachant la connexion "X-Y" en donnant ces résultats sous forme d'un tableau - 10.4.2

boucle fermée					boucle ouverte				
vôlet (°)	$U_c (v)$	$U_y (v)$	$\theta_e (°C)$	$\theta_{sf} (°C)$	vôlet (°)	$U_c (v)$	$U_y (v)$	$\theta_e (°C)$	$\theta_{sf} (°C)$
40	1,5	6,4	50	41	20	11,5	13,4	50	80
60	5,5	5,4	50	38	40	11,5	10,6	50	55
80	9	4,6	50	36	60	11,5	7,2	50	43
100	11,1	4,0	50	34	80	11,5	5,6	50	38
120	11,4	3,5	50	33	100	11,5	4,6	50	36
140	11,5	3,1	50	31	120	4,0	4,0	50	34,5
160	11,5	2,8	50	30	140	11,5	3,4	50	32,5

Tableau. 10.4(2).

### 10.4.4 Interprétation

1. boucle ouverte.

a. température de l'enceinte.

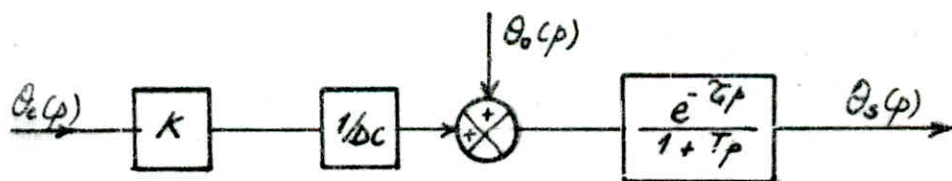


Fig. 10.44.a

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par.

$$\theta_s(p) = \left( \frac{K}{DC} \theta_e(p) + \theta_0(p) \right) \frac{e^{-\tau p}}{1 + T_p} \quad (10.28)$$

pour des entrées échelons  $\theta_0(p) = \frac{\theta_0}{p}$  et  $\theta_e(p) = \frac{\theta_e}{p}$ ; par le théorème de la valeur finale de  $\theta_s(p)$  on a :

$$\theta_{sf} = \lim_{p \rightarrow 0} p \theta_s(p) = \frac{K}{DC} \theta_e + \theta_0.$$

pour  $K=2$  (BP= 50%) et  $\theta_e = 50^\circ C$ . et  $\theta_0 = 18^\circ C \Rightarrow \theta_{sf} = \frac{100}{DC} + 18 (°C)$

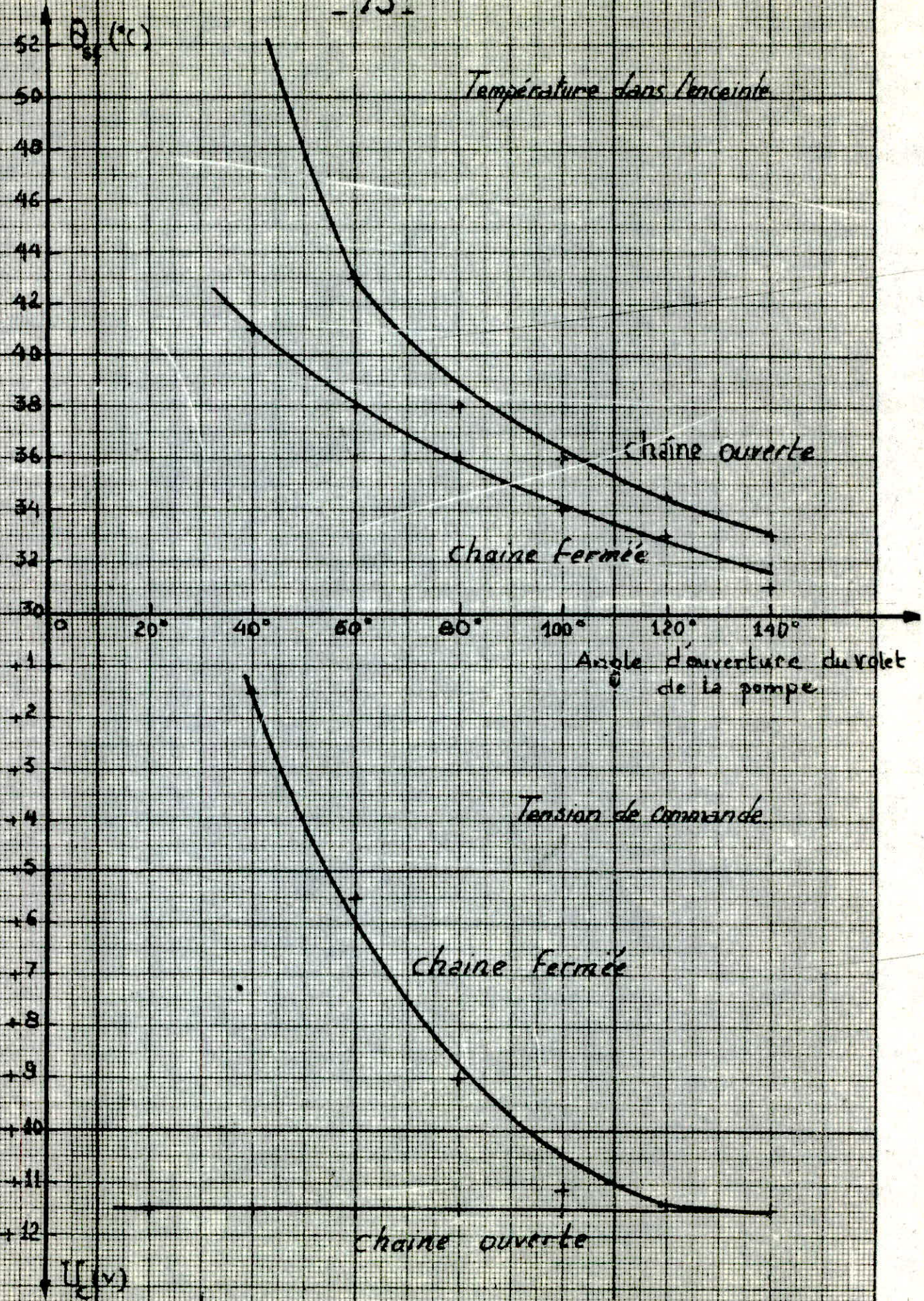


Fig. 10.4.

b. tension de commande.

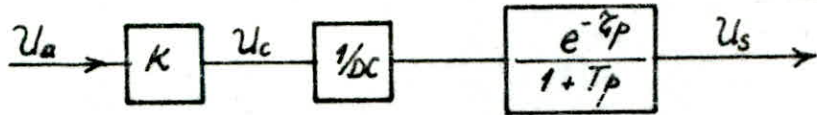
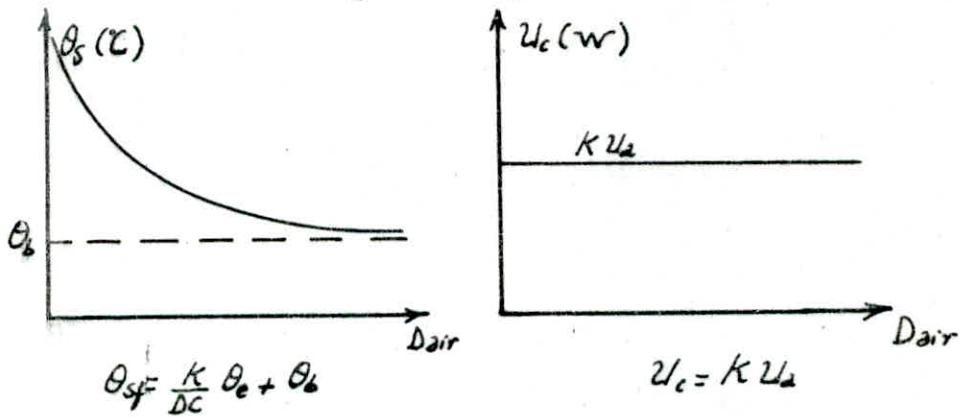


Fig. 10.4.4.b.

$U_c = K U_a$  avec  $U_a$ : tension de consigne.

On remarque bien que la tension de commande ne dépend pas du débit en boucle ouverte,

on trace l'allure de la fonction de température dans l'enceinte en fonction du débit et de la tension de commande en fonction du débit, on trouve les mêmes allures de la partie expérimentale.



2. boucle fermée.

1. température de l'enceinte:

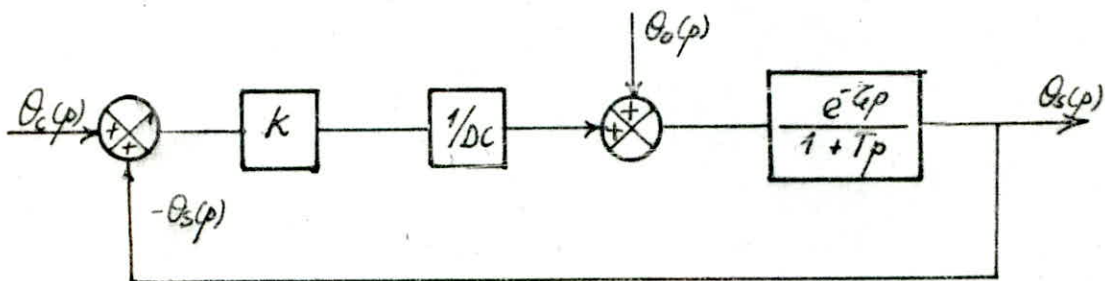


Fig. 10.4.4(2).

$$\theta_s(p) = \left[ \frac{k}{DC} \varepsilon(p) + \theta_0(p) \right] \frac{e^{-\tau p}}{1+Tp} \quad (10.29)$$

$$\varepsilon(p) = \theta_c(p) - \theta_s(p) \quad (10.30)$$

la réponse du système à un échelon de  $\theta_c(p) = \frac{\theta_0}{p}$  et  $\theta_0(p) = \frac{\theta_0}{p}$ , est :

$$\theta_s(p) = \frac{k/DC \theta_0}{p \left( 1 + \frac{k/DC \cdot e^{-\tau p}}{1+Tp} \right)} + \frac{e^{-\tau p}}{p(1+Tp) \left( 1 + \frac{k/DC e^{-\tau p}}{1+Tp} \right)} \theta_0 \quad (10.31)$$

la valeur finale de  $\theta_s(p)$  donnée pour  $p \rightarrow 0$  de  $p \theta_s(p)$ . ( $t \rightarrow \infty$ )

on a : 
$$\theta_{sf} = \lim_{p \rightarrow 0} p \theta_s(p) = \frac{k/DC \theta_0 + \theta_0}{k/DC + 1} \quad (10.32)$$

b. tension de commande.

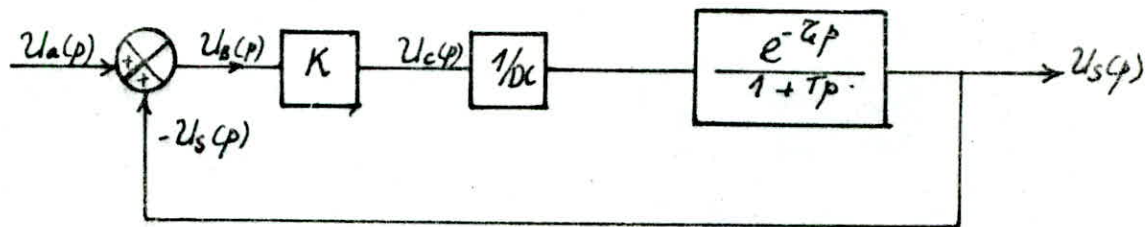


FIG. 10.4.4.(1b).

$$U_c(p) = K U_B(p) \quad \text{avec} \quad U_B(p) = U_a(p) - U_s(p).$$

$$U_s(p) = \left[ \frac{k}{DC} U_B(p) \right] \frac{e^{-\tau p}}{1+Tp} \quad (10.33)$$

$$U_B(p) = \frac{U_a(p)}{1 + \frac{k}{DC} \cdot \frac{e^{-\tau p}}{1+Tp}} \quad (10.34)$$

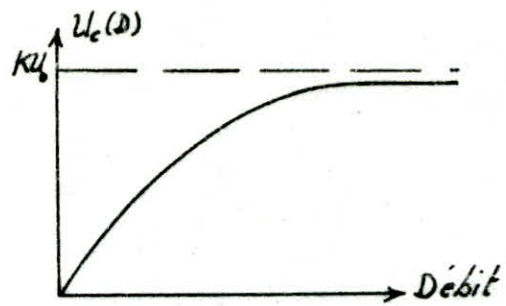
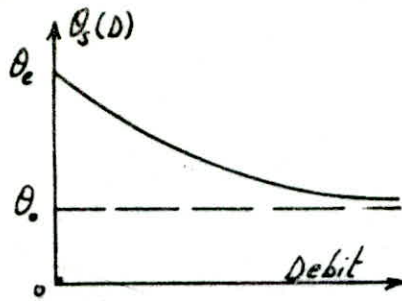
d'où.

$$U_c(p) = K \frac{1}{1 + \frac{k}{DC} \cdot \frac{e^{-\tau p}}{1+Tp}} U_a(p) \quad (10.35)$$

pour une entrée de tension échelon  $U_a(p) = \frac{U_0}{p}$ .

$$U_c(\infty) = U_{cf} = \lim_{p \rightarrow 0} p U_c(p) = \frac{K U_0}{1 + k/DC} \quad (10.36)$$

en boucle fermée:



Remarque: Dans la pratique on peut pas assurer un débit nul mais on peut se limiter a un débit assez faible.

#### 10.4.5 Conclusion:

On boucle fermée on note une décroissance de la température mesurée dans l'enceinte, et également de même on remarque une augmentation du signal de commande (la tension de commande  $U_c$ ) pour comparer l'effet de la perturbation.



## 10.5 Manipulation N°5

### 10.5.1 Objét

Pour une boucle de commande ouverte, on applique à l'entrée un signal sinusoïdal et on mesure l'amplitude et la phase du signal de sortie, on peut rassembler suffisamment d'information pour évaluer la stabilité du système en chaîne fermée. Les résultats obtenus peuvent être portés sur un diagramme du Nyquist ou sur le diagramme de Bode. Le principe, est de trouver la fréquence particulière pour laquelle le retard de phase est de  $180^\circ$  et mesurer le gain qui lui correspond.

### 10.5.2 Mise en œuvre

Cette manipulation sera faite en chaîne ouverte, en affichant une température de  $35^\circ\text{C}$  et en neutralisant la commande de la bande proportionnelle, puis on injecte un signal d'entrée sinusoïdal. Effectuons les connexions et positionnons les interrupteurs comme l'indique la fig. 10-5

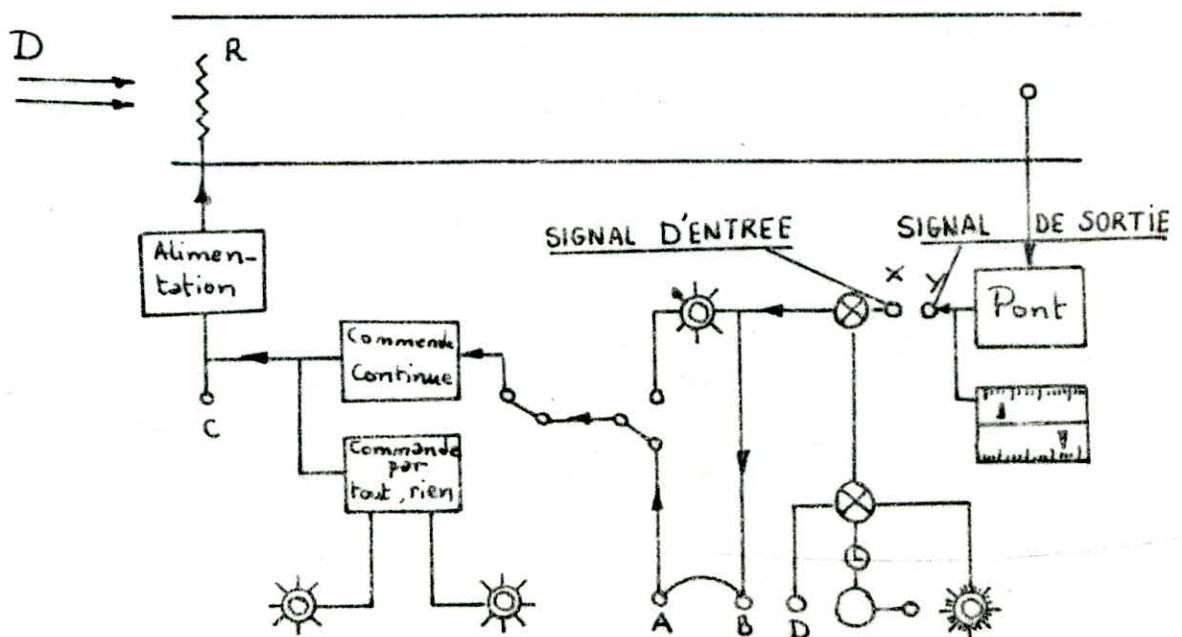


Fig. 10.5-

à l'aide d'un générateur choisissons une tension sinusoidales, d'amplitude de 2 volts et une fréquence de 10Hz, on branche la sortie à la borne X sur le pupitre de l'appareil. un oscilloscope sera branché à la borne X par la voie  $y_1$  et la voie  $y_2$  sera branché par la borne y de l'appareil.

### 10.5.3 Résultats expérimentaux.

Sur une gamme de fréquences de 0,1 Hz jusqu'à 2 Hz, on mesure l'amplitude et le déphasage du signal de sortie par rapport au signal d'entrée. on désigne par X et Y l'amplitude du signal de sortie et d'entrée successivement et on désigne par  $\varphi$  le déphasage entre les deux signaux

$F$ (Hz)	X (v)	Y (v)	Y/X	$\Delta T$ (s)	$\varphi = 360 \Delta T f$ (°)	$20 \log(Y/X)$
0,1	2	2,26	1,13	-0,8	-28°	1,06
0,3	2	1,71	0,85	-0,7	-74°	-1,41
0,5	2	1,20	0,6	-0,6	-106°	-4,43
0,8	2	0,83	0,41	-0,5	-144°	-7,74
1,0	2	0,70	0,35	-0,46	-166°	-9,1
1,1	2	0,58	0,29	-0,45	-178°	-10,8
1,2	2	0,52	0,26	-0,44	-190°	-11,7
1,3	2	0,48	0,24	-0,42	-200°	-12,4
1,5	2	0,45	0,22	-0,40	-220°	-13,15
1,8	2	0,4	0,20	-0,38	-246°	-14
2,0	2	0,34	0,18	-0,37	-266°	-14,9
2,5	2	0,28	0,14	-0,34	-306°	-17
3,0	2	0,20	0,10	-0,33	-360°	-20

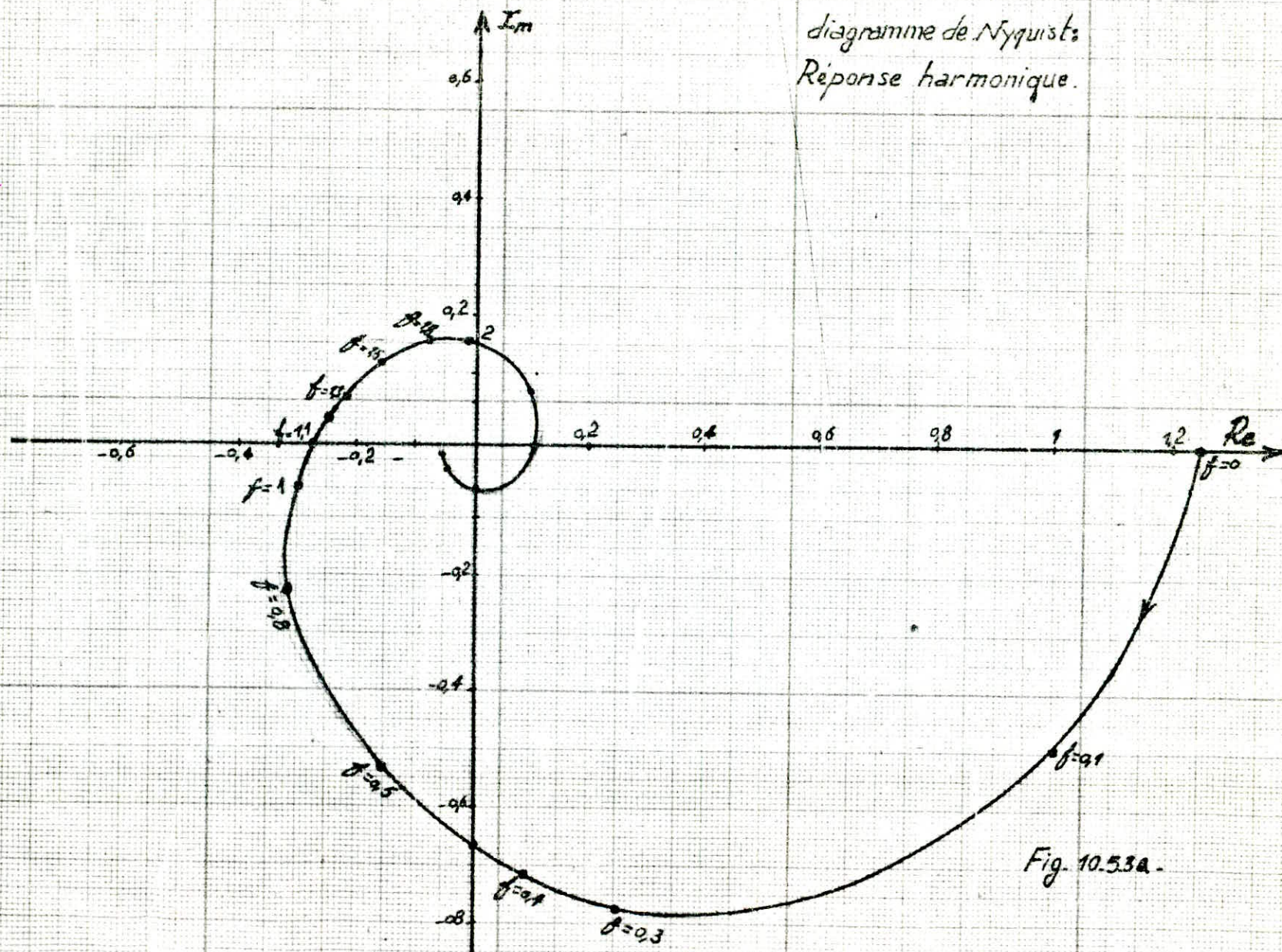
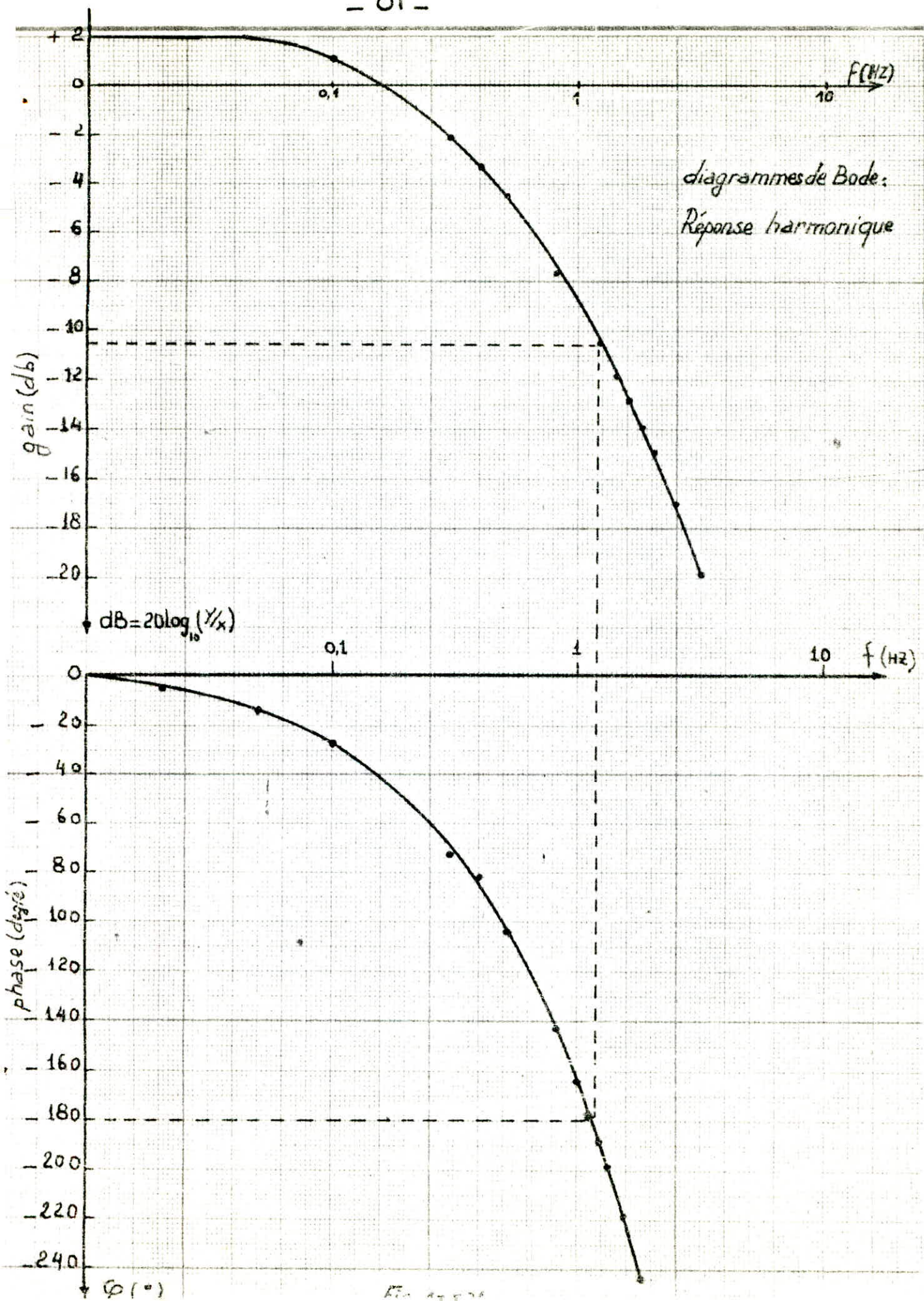


Fig. 10.53a.



Le signe (-) désigne bien que le signal de sortie est en retard de phase par rapport au signal d'entrée.

Quand le retard de phase  $\varphi = -180^\circ$ , le gain statique du système vaut ;  $G = 0,3$  (-10,5 db), soit  $y/x = 0,3$  pour une fréquence de 1,1 Hz, ainsi on obtient les oscillations entretenues pour ;  $K \times 0,3 = 1 \Rightarrow K = 3,33$ . d'où on obtient  $BP = \frac{100}{3,33} = 30\%$ . (valeur de la bande proportionnelle.)

### 10.4.6 Interprétations de résultats

soit la fonction de transfert du système en boucle ouverte donnée par.

$$H(p) = 1,22 \frac{e^{-0,25p}}{1 + 0,56p} \quad (10.37)$$

$$H(j\omega) = 1,22 \frac{e^{-0,25j\omega}}{1 + 0,56j\omega} \quad \text{avec } \omega = 2\pi f \text{ (f: la fréquence)}$$

$H(j\omega)$  à pour module, et phase, données par les expressions suivantes:

$$A(\omega) = \frac{1,22}{\sqrt{1 + 0,31\omega^2}} = \frac{1,22}{\sqrt{1 + 12,4 f^2}} \quad (10.38a)$$

$$\varphi(\omega) = -0,25\omega - \arctg 0,56\omega = -32f - \arctg 3,52 f. \quad (10.38b)$$

de cette dernière expression on détermine la fréquence de coupure dans laquelle la phase se trouve à  $180^\circ$ . d'où par itération  $f = 1,132 \text{ Hz} \approx 1,1 \text{ Hz}$

d'où  $A(\omega_c) = A(f_c) = 0,2968 = 0,30$ .

donc le gain du système est donné par  $G = 0,2968 = 0,30$ .

### 10.5.7 Conclusion: Réglage du régulateur :

réglant le taux de la bande proportionnelle "BP" à la valeur de courant de réponse harmonique  $BP = 30\%$ . pour cette valeur le système rentre juste en oscillation en boucle fermée. si on augmente la sensibilité  $K$  du régulateur c. a d. en diminue  $BP < 30\%$  le système devient instable et l'inverse vrais.

# **4<sup>eme</sup> PARTIE**

COUPLAGE DE PCS327 AVEC PT326

(Régulateur de PCS 327 et Procéssus de PT326)

## CHAPITRE XI

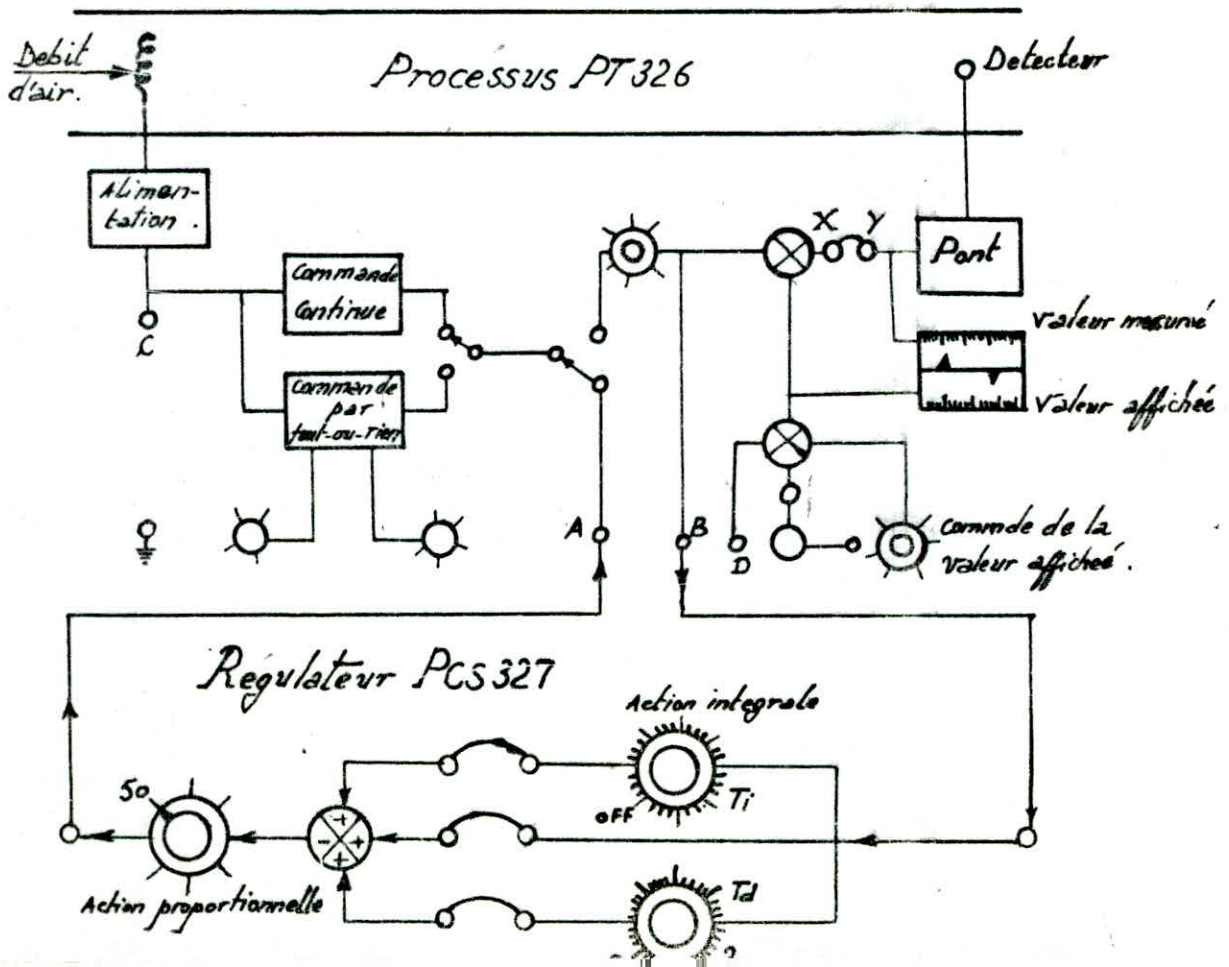
### Compensation du régulateur

#### 11.1 Objet

Dans cette manipulation, l'appareil d'étude de processus PT326 est utilisé avec le régulateur de processus PCS327, qui produit, les signaux de Compensation, proportionnel, plus intégral, et plus dérivé. on désire de calculer les divers réglages d'une compensation PID, pour laquelle, obtiendra une réponse plus rapide avec un décalage nul.

#### 11.2. Mise en œuvre

Effectuons les connexions et positionnons les interrupteurs comme le montre la figure 11.1. avec la température affichée 40°C, et l'ouverture du volet à 40°



### 11.3 Résultats expérimentaux

Pour les bons réglages, on peut procéder de la manière suivante.

1. Tourner les boutons "action par intégration" sur la position OFF et "action par dérivation" à zéro.
2. Réduisons la bande proportionnelle "BP" jusqu'à l'apparition des oscillations en notant la valeur de BP% ( $P_0$ ) et la période d'oscillation ( $T_0$ ) dont les valeurs:  
 $P_0 = 30\%$  et  $T_0 = 0,9A$ .
3. on fixe la bande proportionnelle "BP" à la valeur  $P = 2.P_0 = 60\%$ .
4. on réduisons la valeur de l'action par intégration; jusqu'à ce que la réponse devienne égale à l'entrée c.a.d. l'erreur résiduelle devienne nul. soit  $T_i = 1A$ .
5. on augmente la valeur de l'action par dérivation pour que la réponse donne au système une meilleure performance (rapidité et meilleur dépassement) soit  $T_d = 0,1A$ . on donne le tableau récapitulatif de ses résultats:

Bande proportionnelle BP%	temps d'intégration $T_i$ (A)	temps de dérivation $T_d$ (A)
60	1	0,1

tableau-11.3

### 11.4 Interprétation

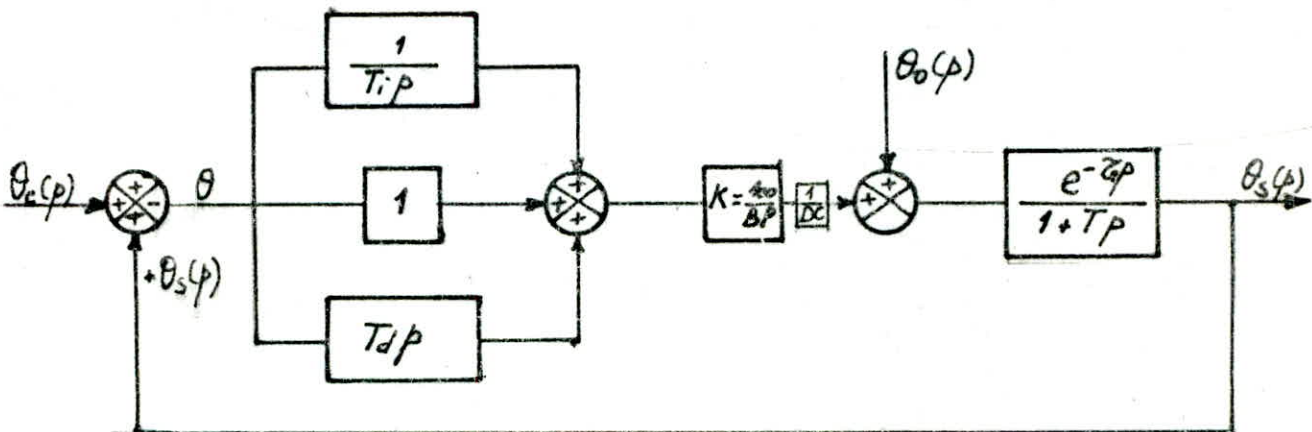


Fig-11.4



en donnant la fonction du transfert au regulateur suivante.

$$R(p) = \frac{100}{60} \frac{1 + T_i p + T_i T_d p^2}{p} \text{ , on pose } p = j\omega.$$

d'ou on obtient:

$$R(p) = \frac{1,66}{\alpha\beta} \frac{1}{j\omega} (1 + j\omega\alpha)(1 + j\omega\beta).$$

avec.

$$\alpha = \frac{2T_d}{1-X} \text{ et } \beta = \frac{2T_d}{1+X} \text{ . tel que } X = \sqrt{1 - \frac{4T_d}{T_i}}$$

pour X soit reel, don il faut que  $1 - \frac{4T_d}{T_i} > 0 \Rightarrow T_i > 4T_d$ .

or pour  $X=0 \Rightarrow T_i = 4T_d$ ,  $\alpha = \beta = 2T_d$ . (les valeurs limites).

en considerant maintenant pour un calcul verifieatif, la transmittance

du regulateur suivante :

$$R(p) = \frac{A + Bp + Cp^2}{p} \text{ . avec A, B, et C . Constantes}$$

d'ou la fonction du transfert du systeme en boucle fermee, donnee par H(p):

$$H(p) = \frac{\frac{A + Bp + Cp^2}{p} * \frac{e^{-\zeta p}}{1 + Tp}}{1 + \frac{A + Bp + Cp^2}{p} * \frac{e^{-\zeta p}}{1 + Tp}}$$

avec une developpement limite de  $e^{-\zeta p}$ , a la 2<sup>eme</sup> ordre, on obtient.

$$H(p) = \frac{A + Bp + Cp^2}{A + (B+1)p + (C+T+C)p^2 + (\frac{\zeta^2}{2} + \zeta T)p^3 + \frac{T\zeta^2}{2}p^4}$$

l'equation caracteristique du systeme est la suivante: on remplace,  $\zeta$  et  $T$ .

$$D(p) = A + (B+1)p + (0,81+C)p^2 + 0,17p^3 + 0,0175p^4$$

on se base sur les equations du chapitre V (5,6). on obtient les pulsations caracteristiques suivantes:

$$\omega_3 = \frac{a_3}{a_4} = \frac{0,17}{0,0175} = 9,71 \text{ rad/s ; et les autres pulsations, sont obtenues.}$$

par divisions sur le facteur d'amortissement  $\alpha = 17$ . d'ou

$$\omega_2 = \frac{\omega_3}{\alpha} = 5,7 \text{ rad/s ; } \omega_1 = \frac{\omega_2}{\alpha} = 3,36 \text{ rad/s , } \omega_0 = \frac{\omega_1}{\alpha} = 197 \text{ rad/s}$$

Les coefficients caracteristiques sont:

$$a_2 = a_3 * \omega_2 = C + 0,81 = 0,97 \Rightarrow C = 0,16.$$

$$a_1 = \omega_1, a_2 = B+1 = 3,25 \Rightarrow B = 2,25.$$

$$a_0 = \omega_0 a_1 = A = 6,4.$$

et d'après les formules empiriques données au chapitre(V) on trouve.

$$\omega_0'^2 = \frac{a_0'}{a_2} = 40 \text{ et } \xi'^2 = \frac{a_1'^2}{4a_0'a_2} = 1,225.$$

on vérifie que la valeur de  $\alpha_e$  est inférieure à  $\alpha$  imposé ( $\alpha = 1,7$ ).

$$\alpha_e = 1,6$$

la pulsation corrigée est donnée par la formule empirique suivante.

$$\frac{1}{\omega_{oc}} = \frac{1}{\omega_0} - \frac{1}{\omega_0'} = 0,35 \text{ rad/A} \Rightarrow \omega_{oc} = 2,857 \text{ rad/A}.$$

le temps de montée du premier dépassement est donné par:

$$t_r = 2,2/\omega_{oc} = 0,77 \text{ A. (qui nous considérons comme}$$

temps de réponse).

le premier dépassement de la réponse est donné par:

$$\log(D\%) = 4,8 - 2 \cdot \alpha_e \Rightarrow D = 39,8\% \approx 40\%.$$

la transmittance du régulateur PID devienne:

$$R_{cp} = \frac{6,4 + 2,25p + 0,16p^2}{p} = 1,22 K \left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p\right).$$

par identification on obtient les valeurs du deuxième terme.

$$K = 1,85 \text{ (BP} = 54\%)$$

$$T_i = 0,35 \text{ A et } T_d = 0,07 \text{ A.}$$

autrement dit que pour  $T_i = 0,35 \text{ A}$  on a  $T_d = 0,07 \Rightarrow T_i > 4T_d$ .

Les valeurs théoriques obtenues jusqu'à maintenant concordent un peu avec les valeurs trouvées expérimentalement et ça due au développement de  $\tilde{e}^{2p}$  au 2<sup>ème</sup> ordre, autrement dit le développement de  $\tilde{e}^{2p}$  au ordre supérieur de 2<sup>ème</sup> ordre donnera des valeurs beaucoup plus proches de l'expé.

Conclusion: le Régulateur PID donne au système un bon réglage telque la précision et la stabilité et le temps réponse sera réduite.

## COCLUSION

- L'écart permanent existe toujours dans le cas d'une commande proportionnelle, il dépend du taux de la bande proportionnelle, si on diminue trop la bande proportionnelle (on augmente le gain du système) l'écart réduit à un point où le système devient instable, et pour une valeur donnée au gain intermédiaire, le système devient stable, et l'erreur permanent devient assez faible.

A l'aide d'une régulation PID, l'augmentation du temps d'action par dérivation améliore les performances en stabilité et précision, on fait les divers réglages d'une composition PID, laquelle donnera une réponse plus rapide avec l'erreur permanente nulle.

## BIBLIOGRAPHIE

- 1 - Daniel. DINDELEUX - Regulation industrielle - Eyrolles
- 2 - J.C. Gille - Dynamique de la commande lineaire -  
Dunod
- 3 - R. PRUDHOMME - Automatique - Tome I et II
- 4 - P. NASLIN - Technologie et calcul pratique des  
systemes asservis - Dunod
- 5 - J.C. GILLE - Theorie et calcul des asservissements -  
Dunod
- 6 - Manuels de la firme Feedback  
- Le simulateur de processus PCS 327  
- Le processus thermique PT326
- 7 - Cours de la regulation industrielle "Fen 153"

