

49/84

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**SUJET**

ETUDE ET REALISATION D'UN  
REGULATEUR ANALOGIQUE  
A STRUCTURE VARIABLE

Proposé par :  
M<sup>rs</sup> M. BETTAYEB  
CHARGE DE RECHERCHE

Etudié par :  
NADIA NAITATMANE  
ABDALLAH LADJAL

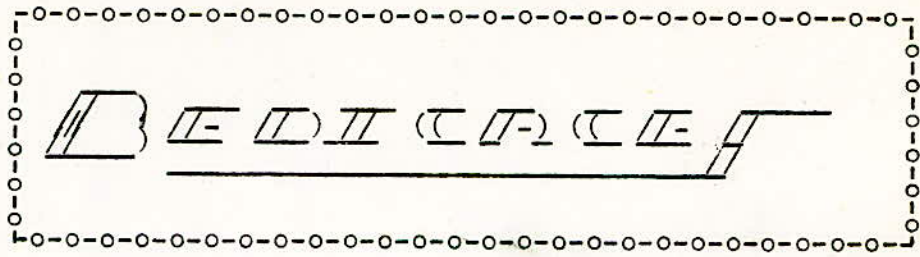
Dirigé par :  
M<sup>rs</sup> M. BETTAYEB



PROMOTION :

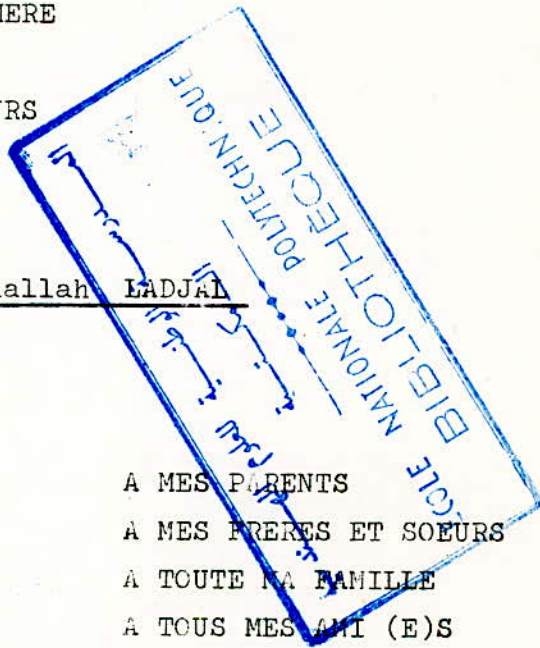
JAN 84

ELECTRONIQUE



A MON PERE ET A MA MERE  
A MES GRAND-PARENTS  
A MON FRERE ET A MES SOEURS  
A MES ONCLES ET TANTES  
A TOUS MES AMI (E)S

Abdallah LADJAL




A MES PARENTS  
A MES FRERES ET SOEURS  
A TOUTE MA FAMILLE  
A TOUS MES AMI (E)S

NADIA



-o-

 E M E R C I E M E N T S

-o-

Nous remercions très vivement notre promoteur Monsieur M. BETTAYEB, chargé de recherche au C.E.N. et responsable du laboratoire "Instrumentation et contrôle", de nous avoir proposé ce sujet et de nous avoir guidés dans notre travail.

Nous tenons à remercier en particulier MM. SAICHI B. ET A.Z. ABDALLAH KHODJA pour leur aide et conseils qu'ils nous ont prodigués tout au long de cette étude et qui nous ont été très profitables.

Nous remercions aussi Mr. M. REZIG, responsable du magasin, et tous les membres du laboratoire I.C. pour leurs encouragements.

Nos remerciements vont aussi aux responsable du C.D.C.E. qui nous ont prix en charge pour l'élaboration de notre projet de fin d'études.

Nous remercions également Mrs HAMIDOU EL-HADDI ET NAITATMANE DJAMEL qui se sont occupés de la frappe et du tirage de ce projet.

Que tous ceux qui ont contribué à notre formation trouvent dans ces quelques mots l'expression de notre profonde gratitude.

# § S O M M A I R E §

| <u>CHAPITRE I : GENERALITES</u>                                 | <u>PAGES</u> |
|---|--------------|
| I.1 INTRODUCTION .....  | 1            |
| I.2 BUT DU PROJET.....  | 1            |
| I.3 BOUCLE DE REGULATION.....                                   | 2            |
| I.3.1 Présentation.....   | 2            |
| I.3.2 Fonctionnement.....                                       | 2            |
| I.3.3 Classification des régulateurs.....                       | 3            |
| I.4 REGULATEURS CONTINUS .....                                  | 3            |
| I.4.1 Actions du régulateur .....                               | 3            |
| <u>CHAPITRE II : REGULATEURS ANALOGIQUES A ACTIONS P,I ET D</u> |              |
| II.1 RAPPEL SUR LA STABILITE ET LA PRECISION D'UN SYSTEME       | 10           |
| II.1.1 Stabilité .....  | 10           |
| II.1.2 Précision .....  | 10           |
| II.2 ETUDE DES REGULATEURS P,PI,PD,PID .....                    | 11           |
| II.2.1 Régulateur P .....                                       | 11           |
| II.2.2 Régulateur PI .....                                      | 12           |
| II.2.3 Régulateur PD .....                                      | 13           |
| II.2.4 Régulateur PID .....                                     | 14           |
| II.3 CLASSIFICATION DES REGULATEURS CONTINUS .....              | 15           |
| II.3.1 Type série .....   | 15           |
| II.3.2 Type parallèle .....                                     | 15           |
| II.3.3 Type mixte .....   | 16           |
| II.4 RELATIONS ENTRE PARAMETRES DES DIFFERENTS TYPES .....      | 16           |
| II.5 TABLEAU RECAPITULATIF .....                                | 20           |
| <u>CHAPITRE III : PROPOSITION DU SCHEMA DU REGULATEUR</u>       |              |
| III.1 SCHEMA ELECTRIQUE GENERAL D'UN REGULATEUR .....           | 21           |
| III.2 ETUDE DE QUELQUES EXEMPLES DE REGULATEURS .....           | 21           |
| III.2.1 Régulateur P .....                                      | 21           |
| III.2.2 Régulateur PI .....                                     | 21           |
| III.2.3 Régulateur PD .....                                     | 24           |
| III.2.4 Régulateur PID .....                                    | 26           |
| III.3 SCHEMA DE BASE DU REGULATEUR PROPOSE .....                | 28           |
| III.3.1 Synoptique .....  | 28           |
| III.3.2 Intégration .....                                       | 28           |
| III.3.3 Réseau électrique du régulateur continu .....           | 28           |
| III.3.4 Schéma de base .....                                    | 28           |



|  | <u>PAGES</u> |
|--|--------------|
| III.3.2 Interprétation .....                           |              |
| III.3.3 Schéma électrique du régulateur pratique ..... | 30           |
| III.3.4 Conclusion .....                               | 34           |

#### CHAPITRE IV : REALISATION

|   |    |
|---|----|
| IV.1 SYNOPTIQUE DU SCHEMA COMPLET .....                 | 35 |
| IV.2 ETUDE DES DIFFERENTS BLOCS .....                   | 35 |
| IV.2.1 Consigne .....                                   | 35 |
| IV.2.2 Comparateur .....                                | 36 |
| IV.2.3 Affichage analogique .....                       | 37 |
| IV.2.4 Commande automatique avec zone morte .....       | 39 |
| IV.2.5 Régulateur .....                                 | 44 |
| IV.2.6 Limiteur .....                                   | 45 |
| IV.2.7 Filtre passe-bas à bande passante variable ..... | 46 |
| IV.2.8 Détection de la saturation .....                 | 49 |
| IV.2.9 Alimentation .....                               | 50 |
| IV.3 SCHEMA ET CABLAGE .....                            | 53 |
| IV.4 PRESENTATION DU BOÎTIER .....                      | 58 |

#### CHAPITRE V : TESTS ET RESULTATS

|                        |    |
|------------------------|----|
| V.1 ALIMENTATION ..... | 60 |
| V.2 REGULATION .....   | 60 |
| V.3 ZONE MORTE .....   | 61 |

|                         |    |
|-------------------------|----|
| <u>CONCLUSION</u> ..... | 62 |
|-------------------------|----|

#### ANNEXE

C H H F I I F E N  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

(G) E N E R A L I T E S  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-





## II - 1 INTRODUCTION

La régulation est une nécessité de la vie moderne.

Au départ la régulation automatique était destinée à la libération de l'homme dont la puissance, la rapidité, et en général le rendement étaient fort réduits. A l'heure actuelle, la régulation est un facteur de progrès permettant d'obtenir des produits de qualité croissant de plus en plus rapidement avec des tolérances toujours meilleures et une économie d'énergie par suite d'une meilleure exploitation du procédé.

Parallèlement aux chaînes de régulation pneumatiques traditionnelles, se développent les chaînes de régulation électroniques.

## II - 2 BUT DU PROJET.

L'objet principal du sujet qui nous a été proposé, est l'étude et la réalisation d'un régulateur continu muni:

- D'un dispositif de commutation pour changement de structures P, PD, PI, PID permettant à l'utilisateur le choix de la correction qui convient le mieux à sa régulation.
- D'une commande automatique avec zone morte: Lorsque l'écart est très faible, le régulateur étant insensible, le système à réguler n'est pas perturbé.

- D'une consigne commutable INTERNE/EXTERNE.

La consigne interne est fixée par un bouton de réglage tandis que la consigne externe est variable dans le temps et peut-être programmable.

- D'un limiteur: Suivant le processus à régler, l'opérateur est amené à changer la courbante de temps d'intégration. Comme l'action intégrale croit indéfiniment, nous devons prévoir un limiteur avec seuil variable.

### FILTRE PASSE BAS A BANDE PASSANTE VARIABLE

Ce filtre est nécessaire pour réduire le bruit aux fréquences élevées

- Affichage analogique de l'écart.

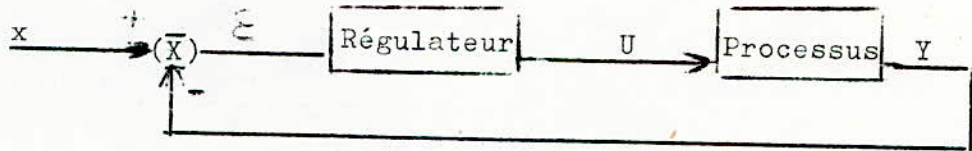
La lecture de la valeur de l'écart donne une idée bien précise sur la façon dont se déroule la régulation. Plus l'écart est faible plus la régulation est meilleure.

## II-3 BOUCLE DE REGULATION (5)

### II-3-1 PRESENTATION

Pour bien comprendre la régulation du système, il est indispensable de connaître la constitution sous la forme la plus simple, d'une chaîne de régulation ainsi que les grandeurs fondamentales qui la caractérisent.

Fig 1



X: Grandeur d'entrée ou valeur de la consigne.

Y: Grandeur régulée ou grandeur de sortie.

$\varepsilon$ : L'erreur appelée habituellement l'écart.

U: Grandeur réglante qui est la grandeur de sortie de régulateur.

### II-3-2 FONCTIONNEMENT

Un signal d'entrée  $x$  ou signal de consigne est appliqué au système de façon à commander la sortie de ce dernier.

La présence des perturbations empêche cette sortie "d'obéir" aux lois qui lui sont dictées par le signal de consigne.

Pour pallier à cet inconvénient, il a été prévu une contre réaction destinée à informer l'entrée de l'état pris par la sortie du système.

La consigne est comparée à la grandeur mesurée.

L'amplitude et le signe du signal généré à la sortie du comparateur, nous renseignent continuellement sur la manière dont s'écarte la mesure de la consigne.

L'écart traité suivant un algorithme de correction, détermine le signal de commande  $U$ .

Les paramètres de réglage sont choisis de façon à obtenir les variations optimales du signal de sortie pour rétablir l'équilibre entre la mesure et la consigne.

Le régulateur permet à l'aide de circuits spéciaux d'obtenir les performances en précision et en stabilité de la boucle de régulation.



REMARQUES

\* Quand la grandeur de mesure n'est pas exploitable par le régulateur, on prévoit l'insertion d'un capteur dans la chaîne capable d'assurer la conversion de la grandeur de mesure en une grandeur électrique.

\* Certains éléments, non indispensables à la régulation peuvent être inclus dans la boucle. Ils assurent généralement des fonctions de sécurité, de surveillance...etc.

Citons par exemple:

- Des enregistreurs qui permettent la connaissance de l'état des mesures à chaque instant.
- Des sécurités qui évitent les accidents lorsque la régulation est défaillante.

1.3.3. CLASSIFICATION DES REGULATEURS

Suivant le type de la commande, nous pouvons distinguer deux types de régulateurs qui sont:

1.3.3.1. REGULATEURS CONTINUS

Un système de régulation est dit continu, si toutes les grandeurs qui le caractérisent sont de nature continue.

L'information que représentent ces grandeurs est disponible à chaque instant et peut prendre toutes les valeurs possibles entre deux limites.

1.3.3.2. REGULATEURS DISCONTINUS

Dans ce cas, le réglage s'opère par impulsions. Il existe différents régulateurs discontinus.

- Régulateur " tout ou rien" ( ou à 2 positions)
- Régulateur " plus ou moins" ( 3 positions)
- Régulateur " tout ou peu"

Dans notre étude, nous nous limitons aux régulateurs continus.

1.4. REGULATEURS CONTINUS

Les régulateurs continus sont des correcteurs linéaires conçus pour modifier notablement la fonction de transfert d'un système asservi dans un domaine de fréquences bien précis dans le but d'améliorer certaines caractéristiques principales du système bouclé.

1.4.1 ACTIONS DU REGULATEUR (3-7)

Les principaux régulateurs continus utilisés en pratique sont les suivants: P, PI, PD, PID.

Pour étudier ces quatre types de régulateurs, il est nécessaire de définir les différentes actions qui les constituent c'est à dire P, I, et D, PRÉCISER leur comportement, donner leur interconnexion harmonique ainsi que leur domaine d'application.

### I-4.1.1 DEFINITIONS

#### I-4.1.1.1 ACTION PROPORTIONNELLE

C'est une correction qui fait varier librement et de façon continue l'écart elle est caractérisée par la relation qui suit:

$$d = K_p \cdot e + C$$

$K_p$  étant la sensibilité proportionnelle

Qu'est-ce que la sensibilité proportionnelle?

On la définit comme étant la variation de la grandeur réglée  $U$  correspondant à une variation unitaire de l'écart

Par définition, la bande proportionnelle est donnée par:

$$K_p = \frac{100}{K_p} (\%)$$

$K_p$  permet le réglage de l'action proportionnelle afin d'avoir un système plus souple. L'action proportionnelle est en général réglable de quelques pour cent à 200 ou 300%

#### REMARQUE:

La constante  $C$  est la constante de remise à zéro manuelle.

Pour  $C = 0$ , le régulateur n'est autre qu'un amplificateur à gain réglable.

#### FONCTION DE TRANSFERT

Nous avons vu précédemment que:

$$U(t) = K_p \cdot E(t) \text{ pour } e = e$$

#### Forme Opérationnelle

$$U(p) = K_p \cdot E(p) \Rightarrow \frac{U(p)}{E(p)} = K_p$$

$$K(p) = K_p$$



REPONSE LIMITEE...

Pour cela, il suffit d'appliquer un échelon unité à l'entrée du régulateur  $P$ .  
par définition

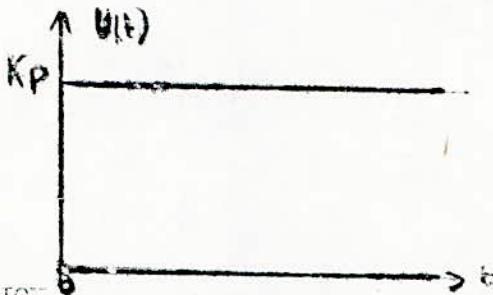
$$e(t) = 0 \text{ pour } t < 0$$

$$= 1 \text{ pour } t \geq 0$$

d'après la transformée de Laplace.

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

$$U(p) = K_p \frac{1}{p} \text{ d'où } \boxed{U(t) = K_p \text{ pour } t \geq 0}$$

INTÉGRATION

La régulation  $p$  est franche et immédiate puisque un échelon unité est accompagné d'un saut de position de l'organe de contrôle aussi rapide que le permet la technologie

I-1.1.1.2 ACTION INTÉGRABLE

Elle permet l'intégration du signal de l'écart. L'équation qui la représente est la suivante:

$$U(t) = K_I \int_0^t \varepsilon(\tau) dt + e^t$$

FORME OPERATIONNELLE pour  $e^t = 0$

$$U(p) = \frac{K_I}{p} \cdot E(p)$$

Si nous appelons  $K_I = \frac{1}{T_I} \Rightarrow U(p) = \frac{1}{T_I} \cdot E(p)$

FORME DE TRANSFERT

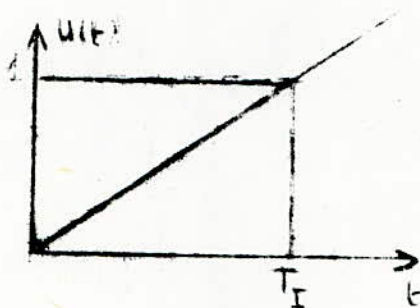
$$R(p) = \frac{U(p)}{E(p)} \Rightarrow \boxed{R(p) = \frac{1}{T_I p}}$$

## REGULATION I

$$S(p) = \frac{1}{p}$$

$$U(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{1}{p} \rightarrow U(p) = \frac{1}{p^2}$$

D'où  $u(t) = \frac{1}{T_I^2} t$  avec  $T_I$  constante d'intégration.



pente de la droite:  $\frac{1}{T_I}$

## CONCLUSION

La régulation I démarre lentement pour devenir finalement plus énergique. Elle intervient constamment pour éliminer tout écart résiduel. On dit qu'elle est statiquement supérieure.

### Définition de la constante de temps.

La constante d'intégration est définie comme étant la durée de la variation d'une unité de la grandeur réglée produite par une unité de variation de l'écart.

### 14.1.1.3 FONCTION D'IVUEE

C'est une correction capable de délivrer un signal proportionnel à la dérivée qui lui est appliqué à une constante près.

Elle est représentée par l'équation ci-dessous:

$$U(t) = K_D \frac{dE}{dt}$$

### REMARQUE:

Quand l'écart ne varie pas ( $E=0$  ou constant)  $U(t)$  est nul ce qui explique d'ailleurs que cette action corrective ne puisse être employée seule, puisqu'elle ne corrige pas un écart constant.  $U(t)$  est maximal quand l'écart varie le plus rapidement.

### FONCTION DE TRANSFERT

$$U(t) = K_D \frac{dE}{dt} \quad \text{quand } e^{st} = 0.$$



FORME OPÉRATIONNELLE

$$U(s) = K_D P \varepsilon(s)$$

$$R(s) = \frac{U(s)}{\varepsilon(s)} = K_D P$$

Présents  $K_D = Td$ : constante de dérivation

$$R(s) = Td P$$

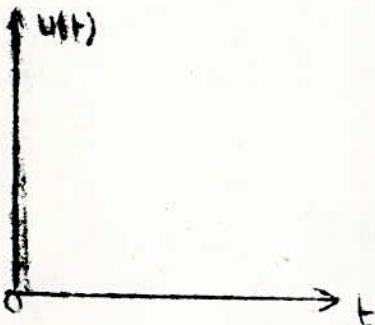
RÉPONSE INDICIELLE

$$U(s) = Td P \varepsilon(s)$$

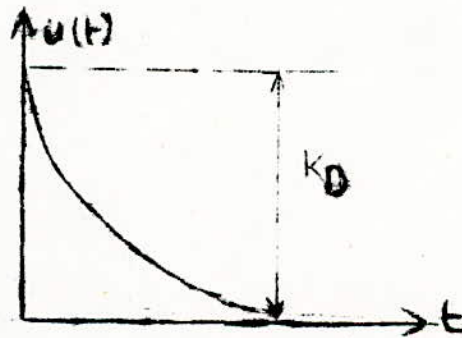
$$= Td P \times \frac{1}{s}$$

$$U(s) = Td$$

d'où  $U(t) = Td \delta(t)$



cas théorique



cas pratique

CONCLUSION

La réponse indicelle théorique est un pic de hauteur infinie, d'épaisseur nulle (temps), échelon de DIRAC de surface proportionnelle à  $K_D$  qui correspond au front raide de l'échelon unité. En pratique, le pic devra être plus ou moins pointu, la hauteur varie avec  $K_D$  et la bande passante du régulateur.

DÉFINITION DE LA CONSTANTE DE DÉRIVATION

C'est la grandeur de l'avance de l'action de régulation, exprimée en unité de temps.

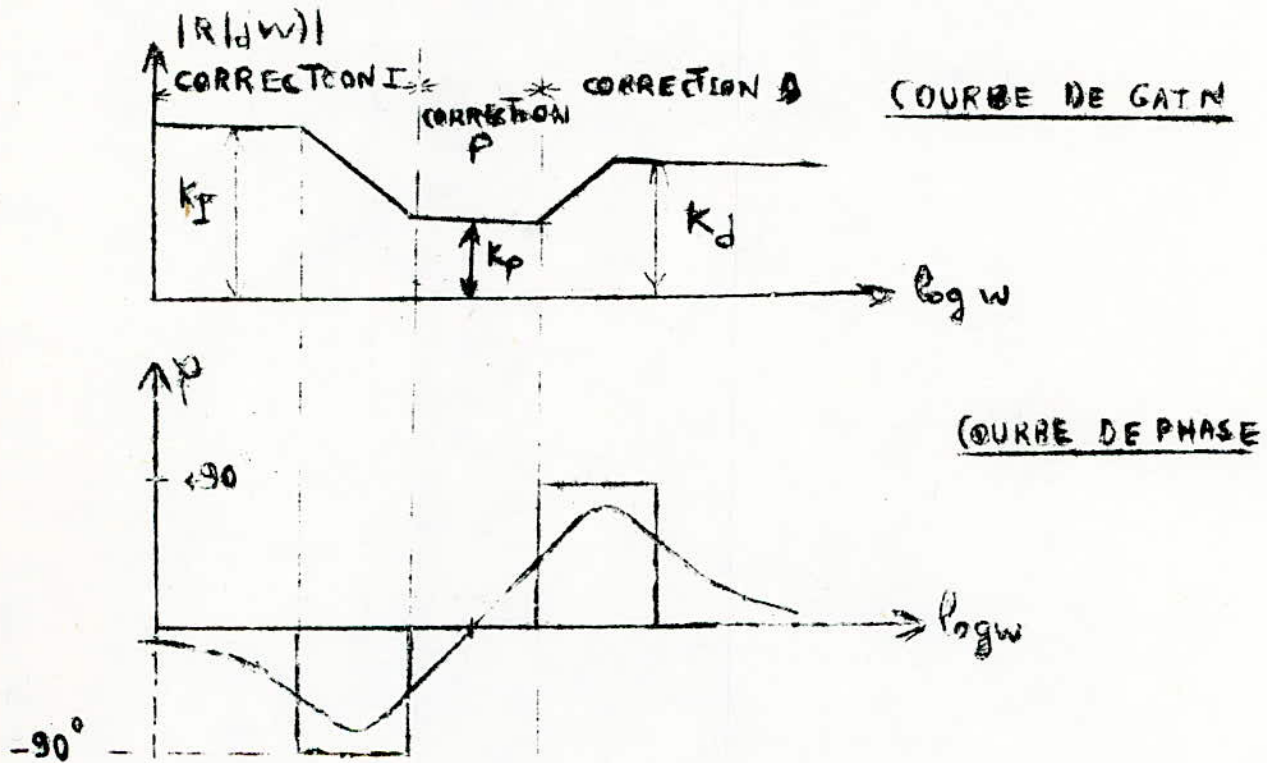
L'action dérivée réduit le temps de réponse donc améliore la stabilité du processus.

### I.4.1.2 INTERPRÉTATION HARMONIQUE DES ACTIONS P, I et D (6)

Les actions P, I, D sont introduites dans un système pour corriger la fonction de transfert de ce dernier, quand il est soumis à des perturbations.

De cette manière, elles fournissent un gain et une phase convenables pour assurer la stabilité dans une bande de fréquence bien déterminée.

La figure 2 ci-dessous interprète le comportement de chaque correction.



$K_I$ : Gain maximal de la correction intégrale ( théoriquement infinie

$K_P$ : Gain maximal pour l'action proportionnelle.

$K_D$ : Gain maximal de la correction D (théoriquement infini)

D'après les courbes de la fig 2, nous pouvons voir que l'action intégrale se manifeste dans la zone des basses fréquences et a pour but essentiel de fournir du gain, ce gain est atténué de  $20\text{dB/déc}$ . Cette correction introduit également un retard de phase.



L'action proportionnelle apporte un gain qui demeure constant dans un certain intervalle de fréquence.

Le rôle de la correction D consiste en fait à fournir de l'avance de phase. Elle compense une atténuation trop rapide occasionnée par le processus de réglage.

#### I.1.1.3. DOMAINES D'UTILISATION DES CORRECTIONS. (12)

La fonction de transfert du processus de réglage détermine et limite le domaine de chaque action.

Pour un processus non intégrateur ou statique, l'action I sera utilisée si l'on cherche simplement à annuler l'erreur permanente.

Si une condition est imposée au temps de réponse, une action dérivatrice devra être introduite ( processus d'ordre 2 )

Dans le cas où l'atténuation du processus à régler n'atteint pas -20dB/déc dans un large intervalle de fréquences, l'action proportionnelle peut corriger correctement le système.

C H A P I T R E III  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

REGULATEURS ANALOGIQUES  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

CTIONS PIET D.  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-



## II.1 RAPPEL SUR LA STABILITE ET LA PRECISION D'UN SYSTEME (2 - 4 - 6)

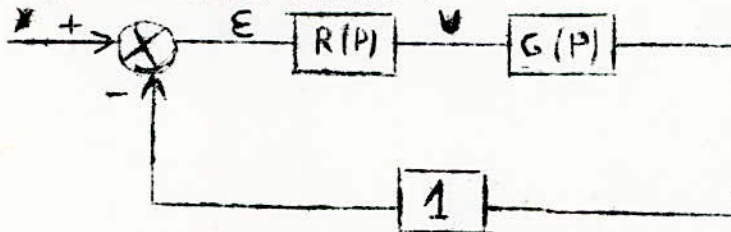
La stabilité et la précision sont deux caractéristiques essentiels d'un système bouclé.

### II.1.1 Définition de la stabilité

Un système dynamique est dit stable relativement à une trajectoire lorsque de faibles perturbations appliquées au système entraînent de faibles écarts par rapport à cette trajectoire.

#### Condition de stabilité

Soit le système bouclé suivant :



Fonction de transfert  $F(p)$

$$U = R$$

$$E = X - Y \quad (a)$$

$$Y = GU = GR E \Rightarrow E + \frac{Y}{RG} \quad (b)$$

$$(a) \text{ et } (b) \Rightarrow \frac{Y}{RG} + Y = X$$

$$F(p) = \frac{Y}{X}$$

$$F(p) = \frac{RG}{1 + RG} \quad (c)$$

$(1 + RG) = 0$  est appelée équation caractéristique de  $F(p)$

Le système est stable si l'équation  $(1 + RG) = 0$  ne possède pas de racines à partie réelle positive ou nulle.

$$1 + RG = 0 \Rightarrow RG = -1 \Leftrightarrow \begin{cases} |RG| = 1 \\ \text{Arg}(RG) = \pi \end{cases}$$

### II.1.2 Précision

L'étude de la précision est en somme celle de l'erreur elle-même.

Un système est précis si l'écart entre la valeur réelle et la valeur ordonnée est négligeable.

Par définition l'erreur permanente est :

$$E_0 = \lim_{t \rightarrow \infty} E(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p E(p)$$

La précision statique d'un système dépend :

- de l'ordre du pôle à l'origine de la fonction de transfert en boucle ouverte.
- du gain  $K$  de la boucle ouverte.

Remarque :

Les deux critères stabilité - précision sont en général opposés .

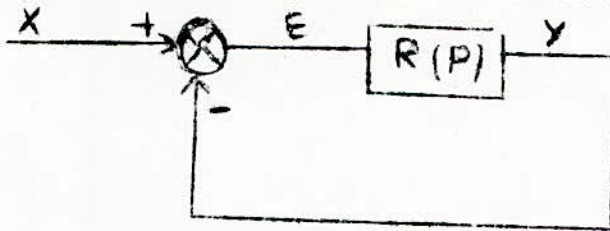
En effet, l'augmentation du gain de la boucle ouverte pour améliorer la précision permanente, entraîne souvent une diminution de la stabilité relative du système fermé. Ces exigences contradictoires sont connues sous le nom de dilemme stabilité - précision

## II.2 ETUDE DES STRUCTURES P , PI , PD , PID ; (3-6)

### II.2.1 Régulateur P

#### Stabilité en boucle fermée

Le schéma de principe d'un régulateur en boucle fermée



D'après l'équation (a)

$$\frac{Y}{X} = \frac{R G}{I + R G}$$

$$G = I$$

$$\frac{Y}{X} = \frac{R}{I + R}$$

Pour l'action proportionnelle  $R(p) = K_p$

$$\boxed{\frac{Y}{X} = \frac{K_p}{I + K_p}}$$

Précision:

$$\varepsilon = X - Y$$

$$= X - \varepsilon R$$

$$\varepsilon(p) = \frac{X(p)}{I + R(p)}$$

Pour une entrée échelon  $X(p) = \frac{I}{p}$

$$\varepsilon_0 = \lim_{p \rightarrow 0} p \varepsilon(p) = \frac{I}{I + R(p)}$$

$$\boxed{\varepsilon_0 = \frac{I}{I + K_p}}$$



Pour éviter le compromis entre la stabilité et la précision,  $K_p$  est choisi égale à 0,5 en pratique, ce qui présente un inconvénient car les erreurs dues aux perturbations restent grandes.

### II.2.2 Régulateur PI

La régulation proportionnelle et la régulation par intégration sont souvent combinées pour obtenir les avantages de la stabilité inhérente à la régulation P et l'élimination de l'écart permanent due à la régulation par intégration.

#### Equation générée par le régulateur

$$U(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt + C$$

#### Forme opérationnelle

$$\begin{aligned} \text{Si } C_i = 0 \quad U(p) &= K_p \varepsilon(p) + \frac{K_i}{p} \varepsilon(p) \\ &= K_p \left[ I + \frac{K_i}{K_p} \frac{I}{p} \right] \varepsilon(p) \end{aligned}$$

Posons  $\frac{K_i}{K_p} = K_i = \frac{I}{T_i}$   $T_i$  : constante d'intégration

donc 
$$U(p) = K_p \left[ I + \frac{I}{T_i p} \right] \varepsilon(p)$$

La fonction de transfert du régulateur sera :

$$R(p) = K_p \left[ I + \frac{I}{T_i p} \right]$$

#### Stabilité

$$R(j\omega) = K_p \left[ I - \frac{j}{T_i} \right]$$

Le régulateur PI est stable à la limite si :

$$|R(j\omega_0)| = I \Leftrightarrow K_p \sqrt{I + \frac{I}{T_i^2}} = I$$

$$K_p^2 \left[ I + \frac{I}{T_i^2 \omega_0^2} \right] = I$$

$$\frac{K_p^2}{T_i^2 \omega_0^2} = I - K_p^2 \quad \text{d'où}$$

$$\omega_0 = \frac{K_p}{T_i \sqrt{I - K_p}} \quad (*)$$

La relation (\*) donne la fréquence d'oscillations du régulateur PI en boucle fermée, introduites par l'action intégrale.

Les paramètres  $K_p$ ,  $T_i$  sont respectivement les paramètres de réglage de la proportionnalité et de l'intégration.

Précision :

$$\varepsilon(p) = \frac{X(p)}{1 + R(p)}$$

$$X(p) = \frac{I}{p}$$

$$R(p) = K_p \left[ 1 + \frac{I}{T_i p} \right]$$

$$= \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{I}{p} \frac{1}{1 + K_p + \frac{K_p}{T_i p}} = 0$$

$$\boxed{\varepsilon_0 = 0}$$

L'écart permanent est annulé par l'action intégrale.

### II.2.3 REGULATEUR PD

L'action proportionnelle assure la stabilité tandis que l'action dérivée améliore la régulation en réduisant le temps de réponse .

Equation du régulateur

$$u(t) = K_p \varepsilon(t) + K_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} + c_2$$

Forme opérationnelle

$$c_2 = 0 \Rightarrow U(p) = K_p \varepsilon(p) + K_d p \varepsilon(p)$$

$$= K_p \left[ 1 + \frac{K_d}{K_p} p \right] \varepsilon(p)$$

Posons  $\frac{K_d}{K_p} = K_d = T_d$  constante de dérivation

Fonction de transfert

$$R(p) = K_p [1 + T_d p]$$

Stabilité

$$R(j\omega) = K_p (1 + j T_d \omega)$$

$$|R(j\omega_0)| = 1 \Leftrightarrow K_p \sqrt{1 + T_d^2 \omega_0^2} = 1$$

$$K_p^2 (1 + T_d^2 \omega_0^2) = 1$$

$$K_p^2 \cdot T_d^2 \omega_0^2 = 1 - K_p^2$$

$$\boxed{\omega_0 = \frac{\sqrt{1 - K_p^2}}{K_p T_d}}$$

$$\text{Arg } R(j\omega_0) = \text{Arctg}(T_d \omega_0) = \pi = \text{Arctg } 0$$

comme  $T_d \neq 0$  donc  $\omega_0 = 0 \Rightarrow \boxed{K_p = 1}$  condition limite de la stabilité

Précision :

$$\mathcal{E}(p) = \frac{I}{p} \cdot \frac{I}{I + K_p(I + T_d p)} = \frac{I}{p} \cdot \frac{I}{(I + K_p + K_p T_d p)}$$

$$\mathcal{E}_0 = \lim_{p \rightarrow 0} p \mathcal{E}(p) = \frac{I}{I + K_p}$$

L'action dérivée n'annule pas l'écart permanent.

II.2.4 Régulateur PID :

Il regroupe les trois corrections, proportionnelle, intégrale, et dérivée. L'action P augmente la précision dynamique. L'emploi d'une correction I permet l'annulation de l'écart mais au prix d'un accroissement du temps de réponse d'où l'adjonction d'une action D qui tend à stabiliser le système

Equation du régulateur

$$u(t) = k_p \mathcal{E}(t) + k_i \int_0^t \mathcal{E}(t) dt + k_d \frac{d\mathcal{E}(t)}{dt} + c_3$$

Forme opérationnelle

pour  $c_3=0$

$$U(p) = K_p \left[ I + \frac{I}{T_i p} + T_d p \right] \mathcal{E}(p)$$

$$R(p) = K_p \left[ I + \frac{I}{T_i p} + T_d p \right]$$

Stabilité

$$|R(j\omega_0)| = I \Leftrightarrow \left| K_p \left( I + j \left( T_d \omega_0 - \frac{I}{T_i \omega_0} \right) \right) \right| = I$$

$$K_p = \frac{I}{\sqrt{I + \left( T_d \omega_0 - \frac{I}{T_i \omega_0} \right)^2}}$$

$$\text{Arg } R(j\omega_0) = \text{Arctg} \left( T_d \omega_0 - \frac{I}{T_i \omega_0} \right) = \text{Arctg } 0$$

$$T_d \omega_0 = \frac{I}{T_i \omega_0}$$

$$\boxed{\omega_0 = \frac{I}{\sqrt{T_i \cdot T_d}}}$$

Précision :

$$\mathcal{E}(p) = \frac{I}{p} \cdot \frac{I}{I + K_p \left( I + \frac{I}{T_i p} + T_d p \right)}$$

$$= \frac{T_i}{T_i p + K_p (T_i p + I + T_d \cdot T_i p^2)}$$

$$\mathcal{E}_0 = \lim_{p \rightarrow 0} p \mathcal{E}(p) = 0$$

$$\boxed{\mathcal{E}_0 = 0}$$



### II.3 CLASSIFICATION DES REGULATEURS CONTINUS (I - II)

Le but de cette étude est l'analyse et la comparaison des trois types de régulations :

- série
- parallèle
- mixte

L'intérêt portera sur les avantages ou les inconvénients que peut offrir pour l'utilisateur tel type de régulateur plutôt qu'un autre . .

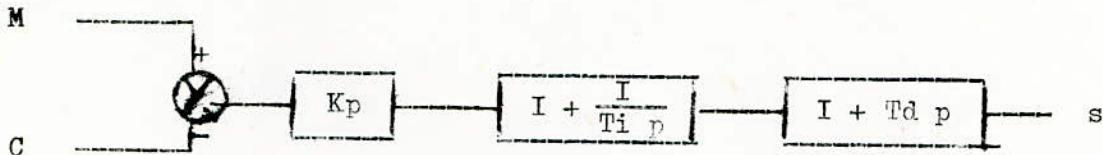
Notons que l'expression de la fonction de transfert des régulateurs permet leur classification.

Pour comparer les différents types , nous considérons le cas général d'un régulateur PID.

#### II.3.1 Régulateur PID type série

Les actions P, I, et D sont montées en cascade.

Schéma fonctionnel



La fonction de transfert du régulateur est :

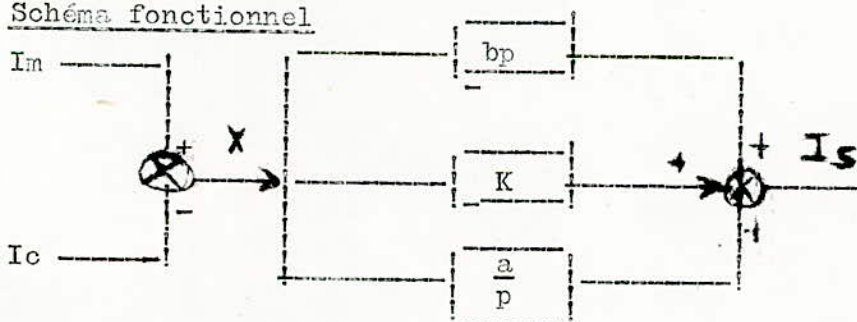
$$R(p) = K_p \left[ I + \frac{I}{T_i p} \right] \left[ I + T_d p \right]$$

Nous pouvons déjà conclure qu'il y a une dépendance entre les paramètres  $T_i$ ,  $T_d$ ,  $K_p$ .

#### II.3.2 Régulateur PID type parallèle

Les actions P, I, et D sont montées en parallèle

Schéma fonctionnel



Fonction de transfert

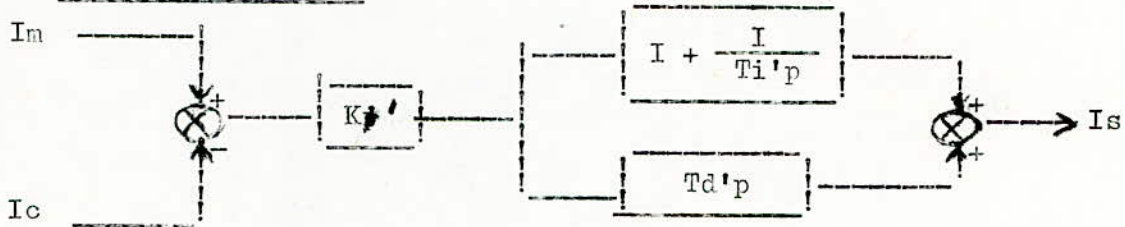
$$R(p) = K + \frac{a}{p} + bp$$

Remarque : Le problème d'interaction des paramètres est résolu.

### II.3.3 Régulateur PID type mixte

L'association des trois actions se fait par la combinaison des deux structures précédentes.

Schéma fonctionnel



Fonction de transfert

$$R(p) = K_p' \left( I + \frac{I}{T_i'p} + T_d'p \right)$$

### II.4. RELATIONS ENTRE PARAMETRES DES DIFFERENTS TYPES

Supposons que l'opérateur est en possession de paramètres d'un certain type de régulateur alors qu'il est en présence d'un autre type de régulateur. Avant tout réglage cet opérateur doit effectuer un calcul pour pouvoir utiliser convenablement le régulateur en question d'où l'intérêt principal de l'existence des différentes relations.

#### II.4.I Transformation Série → Parallèle

$$\text{Série : } R(p) = K_p \left( \frac{T_d p + I}{T_i p} \right) (I + T_d p)$$

$$\text{Parallèle : } R(p) = K + \frac{a}{p} + bp$$

Problème : détermination des paramètres a, b, k en fonction de  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  connus de sorte que les sorties des régulateurs soient identiques pour toute entrée  $x(t)$

Identifions les équations ci-dessus:

$$K_p \left( I + \frac{I}{T_i p} \right) (I + T_d p) = K + \frac{a}{p} + bp$$

$$K_p \left( I + T_d p + \frac{T_d}{T_i} + \frac{I}{T_i p} \right) = K + \frac{a}{p} + bp$$

d'où les relations de passage

$$\boxed{K = K_p \left( I + \frac{T_d}{T_i} \right)} \quad (1)$$

$$\boxed{a = \frac{K_p}{T_i}} \quad (2)$$

$$\boxed{b = T_d \cdot K_p} \quad (3)$$

#### Conclusion:

Le passage Série - parallèle ne pose aucun problème car aucune condition n'est imposée pour trouver les différents paramètres.

### II.4.2 Transformation Série → Mixte

Egalisons les relations relatives aux deux types

$$K_p \left( 1 + \frac{T_d}{T_i} + \frac{I}{T_{ip}} + T_{dp} \right) = K_p' \left( 1 + \frac{I}{T_{i'p}} + T_{d'p} \right)$$

Problème: détermination de  $K_p'$ ,  $T_{i'}$ ,  $T_{d'}$  en fonction de  $T_i$ ,  $T_d$ ,  $K_p$

Par identifications:

$$K_p' = \frac{K_p(T_i + T_d)}{T_i} \quad (1')$$

$$\begin{aligned} \frac{K_p}{T_i} = \frac{K_p'}{T_{i'}} &\Rightarrow T_{i'} = \frac{K_p'}{K_p} T_i \\ &= \frac{K_p(T_i + T_d)}{T_i \cdot K_p} \cdot T_i \end{aligned}$$

$$T_{i'} = T_i + T_d \quad (2')$$

$$\begin{aligned} K_p'; T_{d'} = K_p \cdot T_d &\Rightarrow T_{d'} = \frac{K_p}{K_p'} T_d \\ &= K_p \cdot T_d \cdot \frac{T_i}{K_p(T_i + T_d)} \end{aligned}$$

$$T_{d'} = \frac{T_i \cdot T_d}{T_i + T_d} \quad (3')$$

Remarque :

Les paramètres  $K_p'$ ,  $T_{i'}$ ,  $T_{d'}$  sont calculés sans contrainte.

### II.4.3 Transformation Mixte → Série

Problème: détermination des paramètres  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  du régulateur série en fonction des paramètres  $K_p'$ ,  $T_{i'}$ ,  $T_{d'}$  du régulateur mixte.

Nous avons trouvé dans (II.4.2) les relations (1'), (2'), (3')

$$(1') \Rightarrow T_i \cdot K_p' = K_p(T_i + T_d) \quad (\alpha)$$

$$(2') \Rightarrow T_{i'} = T_i + T_d \quad (\beta)$$

$$(3') \Rightarrow T_i \cdot T_d = T_{d'}(T_i + T_d) \quad (\gamma)$$

$T_i$  et  $T_d$  sont solutions de l'équation:

$$X^2 - S'X + P' = 0 \quad \text{avec} \quad S' = T_{i'} = T_i + T_d$$

$$P' = T_{i'} \cdot T_{d'} = T_i \cdot T_d$$

$$X_1 = \frac{T_{i'} + \sqrt{T_{i'}^2 - 4 T_{i'} \cdot T_{d'}}}{2} = T_i$$

$$X_2 = \frac{S' - \sqrt{S'^2 - 4 P'}}{2}$$

$$X_2 = \frac{T_{i'} - \sqrt{T_{i'}^2 - 4 T_{i'} \cdot T_{d'}}}{2} = T_d$$



$$(\infty) \Rightarrow T_i \cdot K_p' = K_p (T_i + T_d) = T_i' \cdot K_p \Rightarrow K_p = \frac{T_i}{T_i'} K_p'$$

$$\Rightarrow \boxed{K_p = \frac{K_p'}{2} \left( 1 + \sqrt{1 - 4 \frac{T_d'}{T_i'}} \right)}$$

Remarque 1 :

La plus petite valeur de  $K$  a été attribuée à  $T_d$  et cela parce que l'on sait que l'action dérivée favorise le bruit.

Remarque 2 :

La transformation mixte - série ne peut avoir lieu que si la condition  $1 > 4 \frac{T_d'}{T_i'}$  est vérifiée.

#### II.4.4 Transformation Mixte $\rightarrow$ Parallèle

Problème: détermination de  $K$ ,  $a$ ,  $b$  en fonction de  $K_p'$ ,  $T_i'$ ,  $T_d'$

Identifions les transmittances:

$$K + \frac{a}{p} + bp = K_p' \left( 1 + \frac{1}{T_i' p} + T_d' p \right)$$

d'où les relations :

$$\boxed{K = K_p'} \quad (a')$$

$$\boxed{a = \frac{K_p'}{T_i'}}$$

$$\boxed{b = K_p' T_d'} \quad (c')$$

#### II.4.5 Transformation Parallèle - Série

Problème: il consiste à déterminer  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  en fonction de  $K$ ,  $a$ ,  $b$

$$K_p \left( 1 + \frac{T_d}{T_i} + \frac{1}{T_i p} + T_d p \right) = K + \frac{a}{p} + bp$$

$$K_p \left( 1 + \frac{T_d}{T_i} \right) = K \Rightarrow T_i + T_d = \frac{K \cdot T_i}{K_p}$$

$$\frac{1}{T_i} = \frac{a}{K_p} \Rightarrow T_i = \frac{K_p}{a}$$

$$T_i + T_d = \frac{K}{K_p} \cdot \frac{K_p}{a} \Rightarrow \boxed{T_i + T_d = \frac{K}{a}} \quad (\alpha)'$$

D'après les relations (2) et (3) du paragraphe II.4.1, nous pouvons écrire :

$$\left. \begin{array}{l} T_i = \frac{K_p}{a} \\ T_d = \frac{b}{K_p} \end{array} \right\} \Rightarrow T_i \cdot T_d = \frac{K_p}{a} \cdot \frac{b}{K_p}$$

$$\boxed{T_i \cdot T_d = \frac{b}{a}} \quad (\beta)'$$

Les valeurs de  $T_i$  et  $T_d$  sont solutions de l'équation:

$$X^2 - SX + P = 0 \quad \text{avec} \quad S = T_i + T_d = \frac{K}{a}$$

$$P = T_i \cdot T_d = \frac{b}{a}$$

$$= \frac{K^2}{a^2} - 4 \frac{b}{a}$$

$$X_1 = \frac{K - \sqrt{K^2 - 4ab}}{2a} = T_d$$

$$X_2 = \frac{K + \sqrt{K^2 - 4ab}}{2a} = T_i$$

$$T_i = \frac{K_p}{a} \Rightarrow K_p = a \cdot T_i$$

$$K_p = \frac{K + \sqrt{K^2 - 4ab}}{2}$$

Remarque :

La transformation parallèle - série ne peut exister que pour la condition  $K^2 > 4ab$ , ce qui présente un inconvénient de la structure parallèle.

#### II.4.6 Transformation Parallèle - Mixte

Problème : calcul de  $K_p'$ ,  $T_i'$ ,  $T_d'$  en fonction de  $K$ ,  $a$ ,  $b$

$$K_p' = K$$

$$(b') \Rightarrow T_i' = \frac{K_p'}{a} \quad \text{ou}$$

$$T_i' = \frac{K}{a}$$

$$(c') \Rightarrow T_d' = \frac{b}{K_p'} \quad \text{ou}$$

$$T_d' = \frac{b}{K}$$

Td.58. TABLEAU RECAPITULATIF

| TRANSFORMATION | SERIE   | PARALLELE  | MIXTE  |
|----------------|---|--|--|
| SERIE          |   | $K = K_p \left( I + \frac{T_d}{T_i} \right)$ $a = \frac{K_p}{T_i}$ $b = T_d \cdot K_p$ | $K_p' = \frac{K_p (T_i + T_d)}{T_i}$ $T_i' = T_i + T_d$ $T_d' = \frac{T_i \cdot T_d}{T_i + T_d}$ |
| PARALLELE      | $K_p = \frac{K + \sqrt{K^2 - 4ab}}{2}$ $T_i = \frac{K + \sqrt{K^2 - 4ab}}{2a}$ $T_d = \frac{K - \sqrt{K^2 - 4ab}}{2a}$ <p>-condition imposées:</p> $K^2 > 4 a b$  |  | $K_p' = K$ $T_i' = \frac{K}{a}$ $T_d' = \frac{b}{K}$   |
| MIXTE          | $K_p = \frac{K_p'}{2} \left( I + \sqrt{I - 4 \frac{T_d'}{T_i'}} \right)$ $T_i = \frac{T_i' + \sqrt{T_i'^2 - 4 T_i' T_d'}}{2}$ $T_d = \frac{T_i' - \sqrt{T_i'^2 - 4 T_i' T_d'}}{2}$ <p>condition imposées:</p> $I > 4 \frac{T_d'}{T_i'}$ | $K = K_p'$ $a = \frac{K_p'}{T_i'}$ $b = K_p' T_d'$                                     |  |

Conclusion générale

- L'avantage du série est la facilité de passage au parallèle et au mixte tandis que son inconvénient réside dans le fait que les différents paramètres de réglage dépendent les uns des autres.
  - Les actions séparées du parallèle apportent un intérêt important puisqu'une modification de l'action P est sans effet sur les actions I, D et inversement.
- L'inconvénient est présent si l'on veut passer au série car une relation liant les trois paramètres est imposée.
- Le mixte est un type intermédiaire aux deux précédents. Dans la condition de passage mixte → série, le paramètre  $K_p'$  n'intervient pas.



U H H F II T T F F III  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

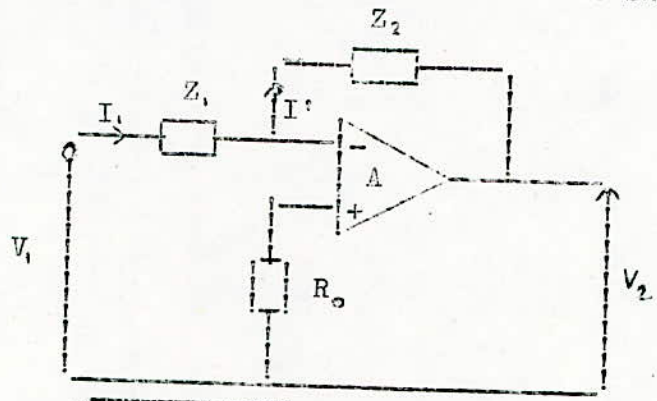
F ROPOSITION U CHEMA  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

U F EGULATEUR  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

III.1 SCHEMA ELECTRIQUE GENERAL D'UN REGULATEUR (I)

La technique des amplificateurs opérationnels (voir ANNEXE) donne une souplesse indéniable à la réalisation des circuits électroniques permettant dans notre étude la réalisation d'ensembles de régulation où l'on peut agir à volonté sur des actions P, I ou D.

Le schema général d'un régulateur est le suivant:



$$\frac{I}{R_0} = \frac{I}{Z_1} + \frac{I}{Z_2} \quad \text{pour annuler le courant de polarisation}$$

Remarque

L'amplificateur est considéré à gain élevé (MC I74I) ce qui simplifie le calcul de la fonction de transfert.

Toute approximation faite :

$$\frac{V_2}{V_1} = - \frac{Z_2}{Z_1}$$

Le choix des impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  nous permet d'avoir les différentes actions :

- Action P :  $Z_1 = R_1$  ;  $Z_2 = R_2$
- Action I :  $Z_1 = R_1$  ;  $Z_2 = C_1$
- Action D :  $Z_1 = C_2$  ;  $Z_2 = R_2$

lorsque les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  sont constituées par une combinaison de résistances et de capacités, il est possible d'obtenir les différents montages des régulateurs PI, PD et PID utilisés en pratique.

III.2 ETUDE DE QUELQUES EXEMPLES DE REGULATEURS ( - 7 - II)

III.2.1 Régulateur PI

Citons quelques exemples

Exemple I (fig. I page 22)

$$Z_1 = R_1 \quad ; \quad Z_2 = R \text{ et } C \text{ en série}$$

Figure 1

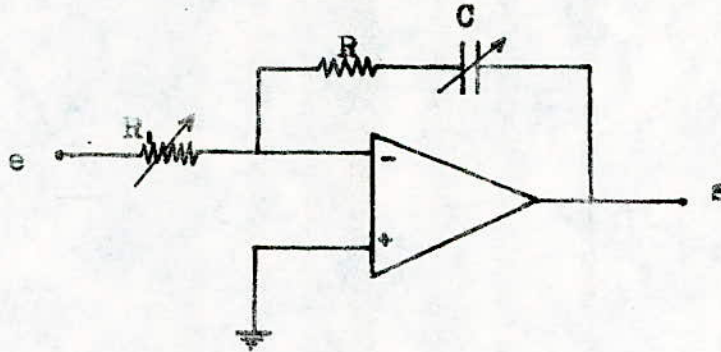


Figure 2

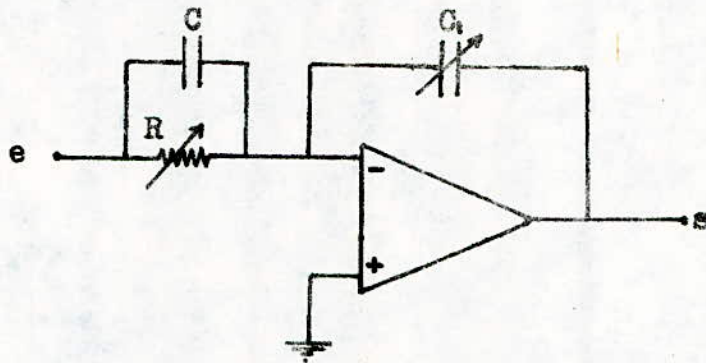


Figure 3

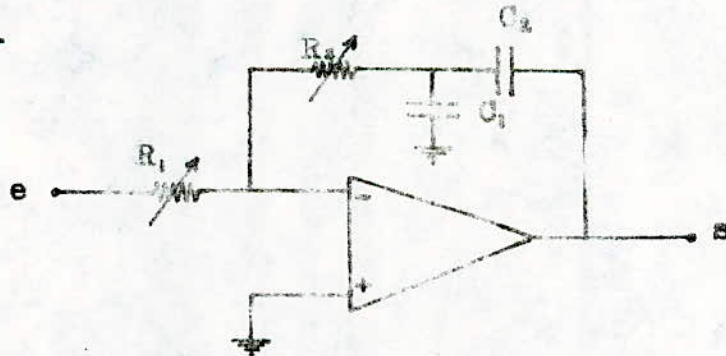
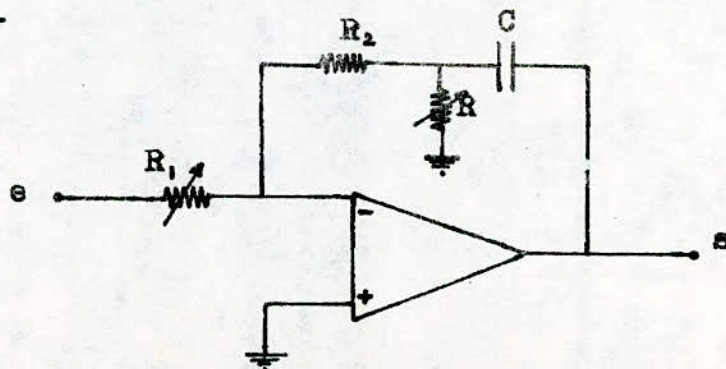


Figure 4





Fonction de transfert

$$R(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = - \frac{R}{R_1} \left( I + \frac{I}{R C p} \right)$$

Paramètres

$$K_p = \frac{R}{R_1}$$

$$T_i = R C$$

Réglage

Le réglage de  $K_p$  se fait par la variation de  $R$ , et celui de la constante d'intégration  $T_i$  grâce à  $C$

Exemple 2 (fig. 2 page 22)

$$Z_1 = R // C$$

$$Z_2 = C_1$$

Fonction de transfert

$$R(p) = - \frac{C}{C_1} \left( I + \frac{I}{R C p} \right)$$

Paramètres

$$K_p = \frac{C}{C_1}$$

$$T_i = R C$$

Réglage

Action proportionnelle :  $C_1$

Action intégrale :  $R$

Exemple 3 (fig. 3, page 22)Fonction de transfert

$$R(p) = - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{C_1 + C_2}{C_2} \left( I + \frac{I}{R_2(C_1 + C_2)p} \right)$$

Paramètres

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{C_1 + C_2}{C_2}$$

$$T_i = R_2(C_1 + C_2)$$

Réglage

Action proportionnelle :  $R_1$

Action intégrale :  $R_2, C_1$  ou  $C_2$

Remarque

Toute variation de l'action intégrale affecte l'action proportionnelle ce qui présente un inconvénient du montage.

Exemple 4 (fig. 4 ; page 22)

Fonction de transfert

$$R(p) = - \frac{R_2}{R_1} \left( I + \frac{R_2 + R}{R_2 R} \cdot \frac{I}{C} \frac{I}{p} \right)$$

Paramètres

$$K_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_i = \frac{R_2 \cdot R}{R_2 + R} C$$

Réglage

Action proportionnelle : R<sub>1</sub>

Action intégrale : R

### III.2.2 Régulateur PD

Exemple I (fig. 5 ; page 25)

Fonction de transfert

$$R(p) = - \frac{R + R_2}{R_1} \left( I + \frac{R_2 R_1}{R + R_2} C p \right)$$

Paramètres

$$K_p = \frac{R + R_2}{R_1}$$

$$T_d = \frac{R_2 R_1}{R + R_2} C$$

Réglage

Action proportionnelle : R<sub>1</sub>

Action dérivée : C

Exemple 2 (fig. 6 ; page 25)

Fonction de transfert

$$R(p) = - \frac{C'}{C} ( I + RCp )$$

Paramètres

$$K_p = \frac{C'}{C}$$

$$T_d = RC$$

Réglage

Action proportionnelle : C,

Action dérivée : R

Exemple 3 (fig. 7 ; page 25)

Fonction de transfert

$$R(p) = - \frac{R'}{R} ( I + RCp )$$

REGULATEURS PD

Figure 5

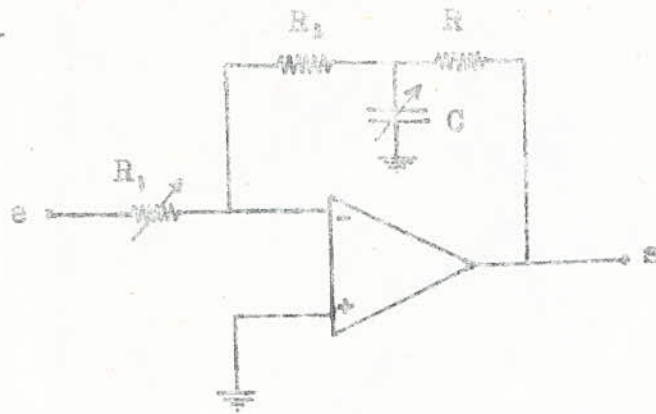


Figure 6

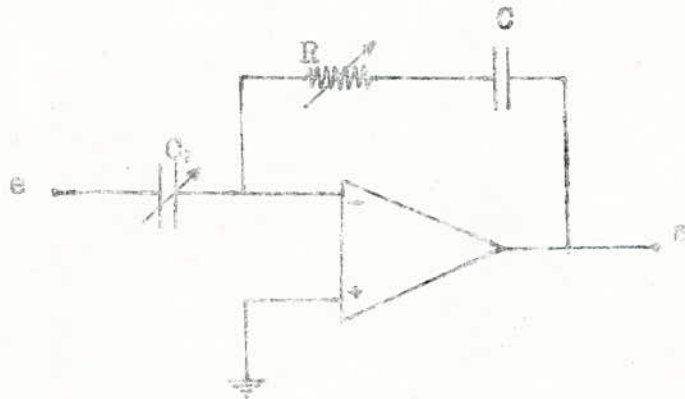
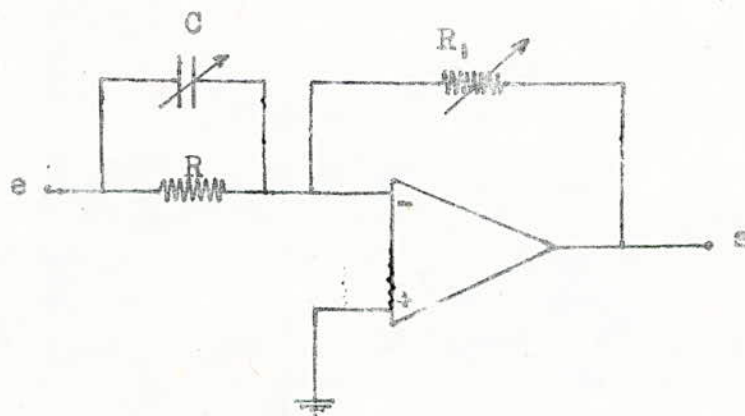


Figure 7





Paramètres

$$K_p = \frac{R_1}{R}$$

$$T_d = R C$$

Réglage

Action proportionnelle :  $R_1$

Action dérivée :  $C$

III.2.3 Régulateur FID ( I seul amplificateur )

Exemple I (fig. 8 ; page 27)

Fonction de transfert

$$R(p) = \frac{R_2}{R_1} \left( I + \frac{I}{R_2 C_2 p} \right) ( I + R_1 C_1 p )$$

Paramètres

$$K_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_i = R_2 C_2$$

$$T_d = R_1 C_1$$

Réglage

Les paramètres sont dépendants. En effet une variation de  $K_p$  entraîne celle de  $T_i$  ou  $T_d$ .

Remarque

Il est possible aussi d'obtenir les différentes actions PI, PD, FID avec deux ou trois amplificateurs opérationnels.

Dans ce qui suit nous étudierons le cas d'un FID.

Exemple I (fig. 9 ; page 27) : type parallèle

Fonction de transfert

$$R(p) = - \left( \frac{R_2}{R_1} + \frac{I}{R_3 C_1 p} + R_4 C_2 p \right)$$

Paramètres

$$K_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_i = R_3 C_1$$

$$T_d = R_4 C_2$$

Réglage

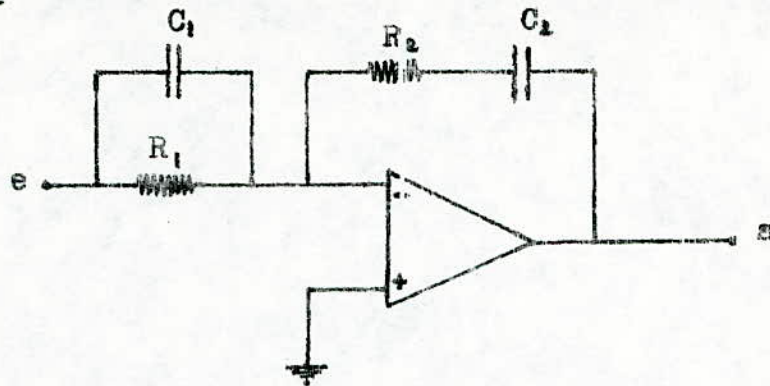
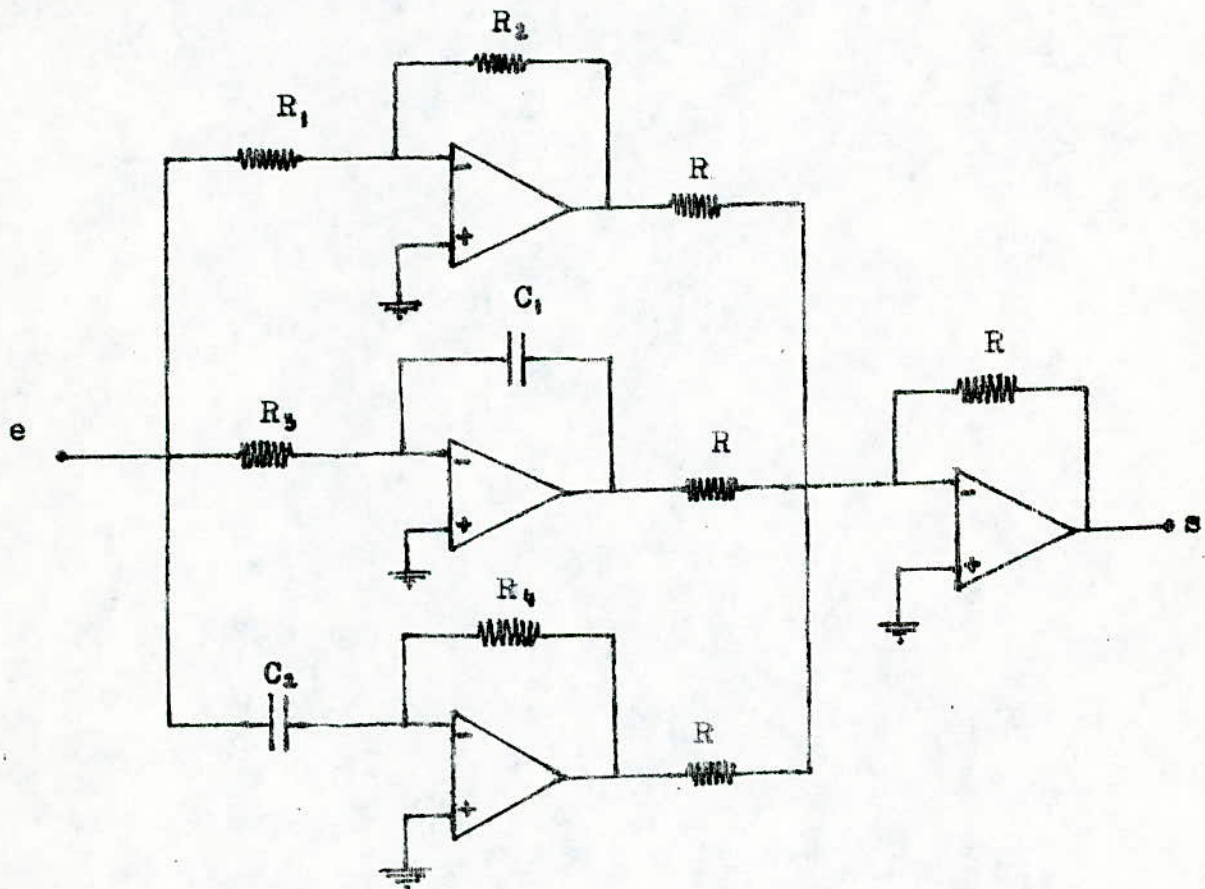
Action proportionnelle :  $R_2$  ou  $R_1$

Action intégrale :  $R_3$

Action dérivée :  $R_4$

indépendance totale des paramètres.

## REGULATEURS PID

Figure 8 : avec un seul amplificateur operationnelFigure 9 : TYPE PARALLELE

Exemple 2 (fig. 10 ; page 29) : type mixte

Fonction de transfert

$$R(p) = \frac{R_1 R_2 + R_4 R_3}{R_2 R_3} \left( 1 + \frac{R_1}{(R_1 R_2 + R_3 R_4)} \frac{1}{C_1 p} + \frac{R_4 R_2 R_3 C_2 p}{R_1 R_2 + R_3 R_4} \right)$$

Paramètres

$$K_p = \frac{R_1 R_2 + R_3 R_4}{R_2 R_3}$$

$$T_i = \frac{R_1 R_2 + R_3 R_4}{R_2} C_1$$

$$T_d = \frac{R_4 \cdot R_2 \cdot R_3}{R_1 R_2 + R_3 R_4} C_2$$

Réglage

Les paramètres  $K_p$ ,  $T_i$ ,  $T_d$  dépendent les uns des autres.

Exemple 3 (fig. 11 ; page 29) : type série

Fonction de transfert

$$R(p) = \frac{R_4}{R_3} \left( \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2} \right) \left( 1 + \frac{1}{R_1 C_1 + R_2 C_2} \frac{1}{p} + \frac{R_1 C_1 R_2 C_2}{R_1 C_1 + R_2 C_2} p \right)$$

Paramètres

$$K_p = \frac{R_4}{R_3} \left( \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2} \right)$$

$$T_i = R_1 C_1 + R_2 C_2$$

$$T_d = \frac{R_1 C_1 R_2 C_2}{R_1 C_1 + R_2 C_2}$$

Réglage

Action proportionnelle :  $R_4$  ou  $R_3$

Action intégrale :  $R_1$  ou  $R_2$

Action dérivée :  $R_1$  ou  $R_2$

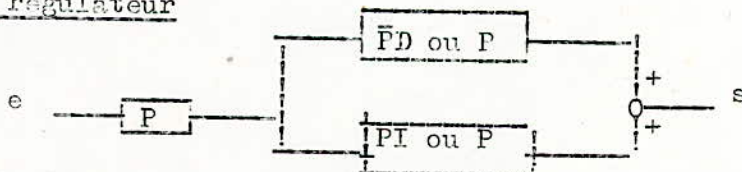
cette structure (série) présente l'inconvénient qui est:  $K_p$  varie avec  $T_i$  et  $T_d$ .

### III.3 SCHEMA DE BASE DU REGULATEUR PROPOSE

#### III.3.1 Choix du régulateur type mixte

Notre choix a été basé sur le critère suivant: le montage doit assurer au régulateur le changement de comportement, c'est à dire le passage d'un PID à un PI, PD, ou P.

#### III.3.2 Synoptique du régulateur



Interprétation : Le régulateur qui permet d'avoir les quatre structures P, PI, PD, PID est réalisé par un élément commutable d'un comportement P à un comportement PD monté en parallèle avec un second élément commutable d'un PI à P, les 2 éléments sont en série avec un élément P. (non intérêt



Figure 10: TYPE MIXTE

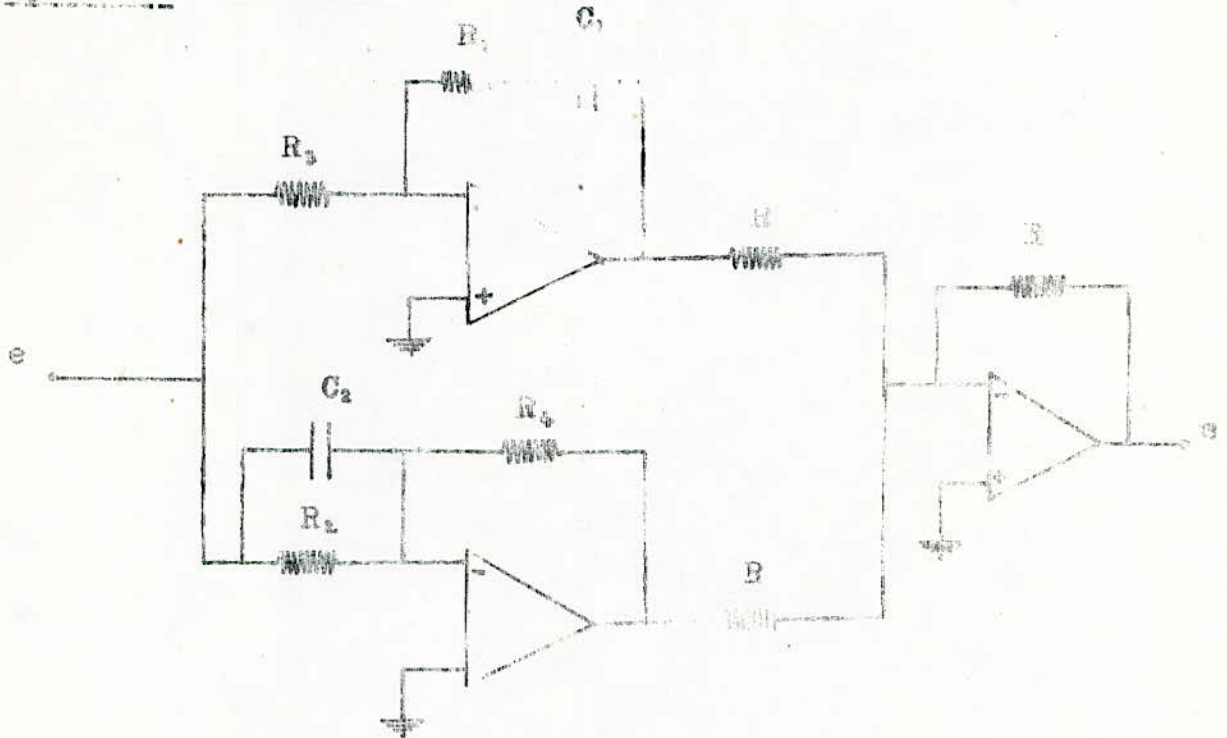
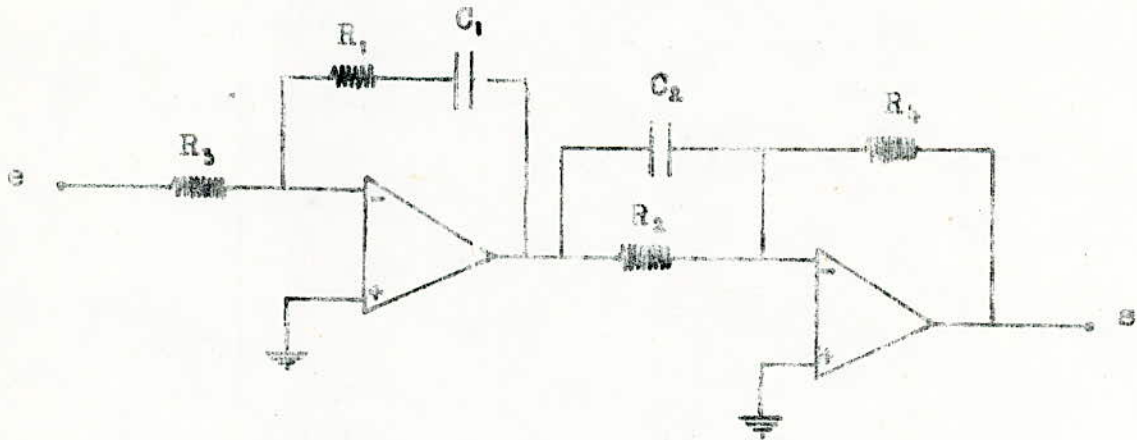
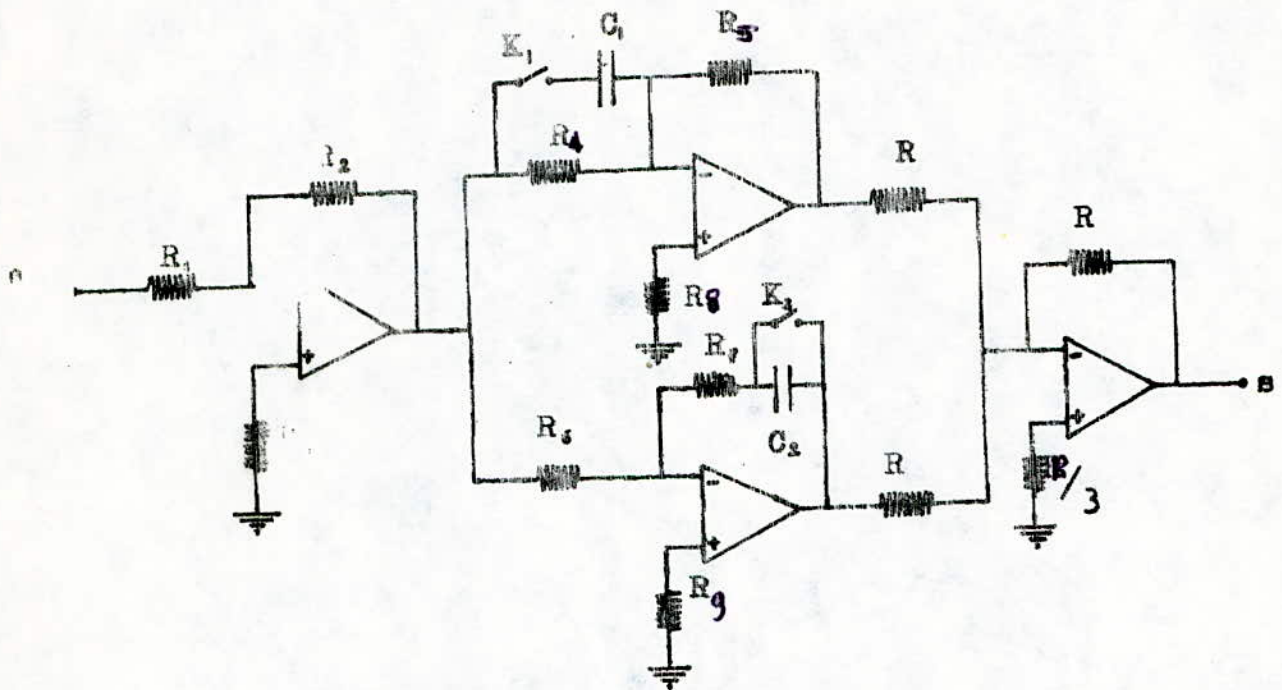


Figure 11: TYPE SERIE



### III.3.3 SCHEMA ELECTRIQUE DU REGULATEUR PRACTIQUE



Suivant la position des interrupteurs  $K_1$ ,  $K_2$ , nous pouvons avoir les quatre structures.

Dressons le tableau qui résume les différentes positions :

| $K_1 \backslash K_2$ | Ouvert | Fermé |
|----------------------|--------|-------|
| Ouvert               | PI     | P     |
| Fermé                | PID    | PD    |

#### III.3.3.I REGULATEUR PI

-Schéma du montage : voir page suivante

-Fonction de transfert :

$$\frac{s}{e} = K_1 \left[ K_2 + K_3 \left[ I + \frac{I}{T_1 P} \right] \right]$$

$$\text{avec: } K_1 = \frac{R_2}{R_1} ; K_2 = \frac{R_5}{R_4} ; K_3 = \frac{R_7}{R_6}$$

$$T_1 = R_7 C_2$$

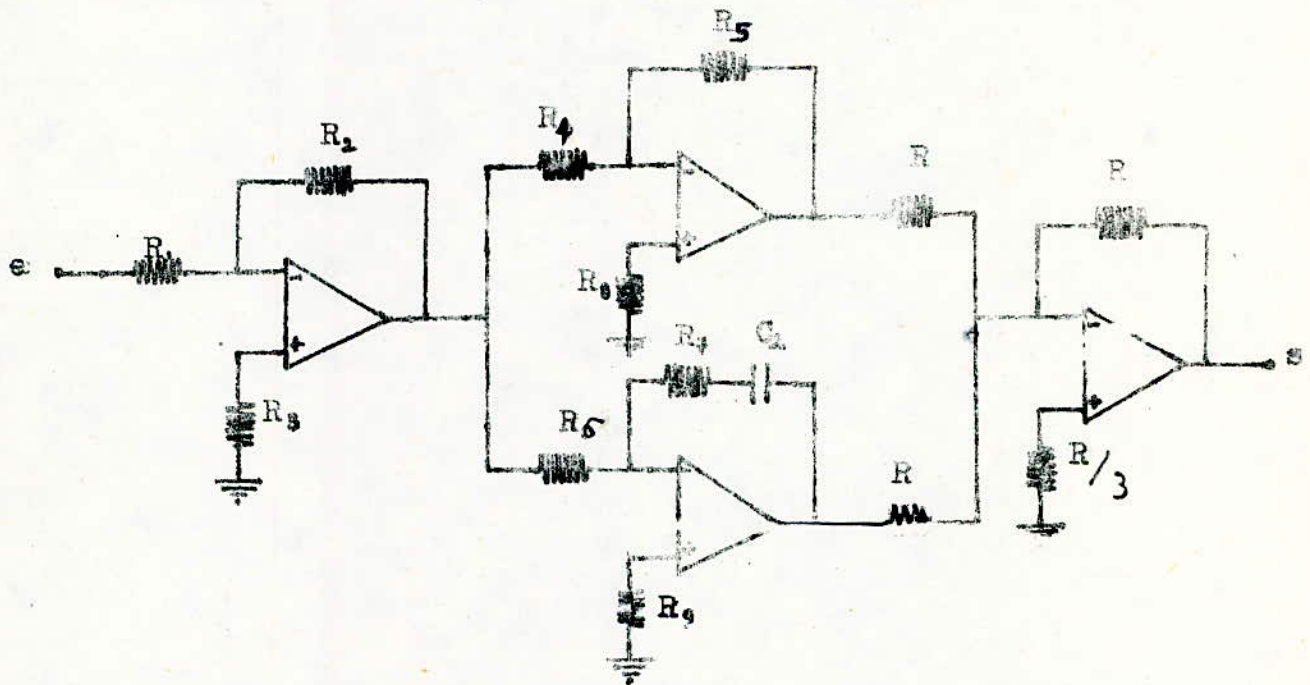
$$R(p) = K_1 (K_2 + K_3) \left[ I + \frac{K_3}{K_2 + K_3} \frac{I}{T_1 p} \right]$$

$$R(p) = K_p \left[ I + \frac{I}{T_1' p} \right]$$

Parametres:

$$K_p = K_1 (K_2 + K_3)$$

$$T_1' = \frac{K_2 + K_3}{K_3} T_1$$



Regulateur PI

### III.3.3.2 REGULATEUR P

-Schéma du montage : voir page suivante

-Fonction de transfert :

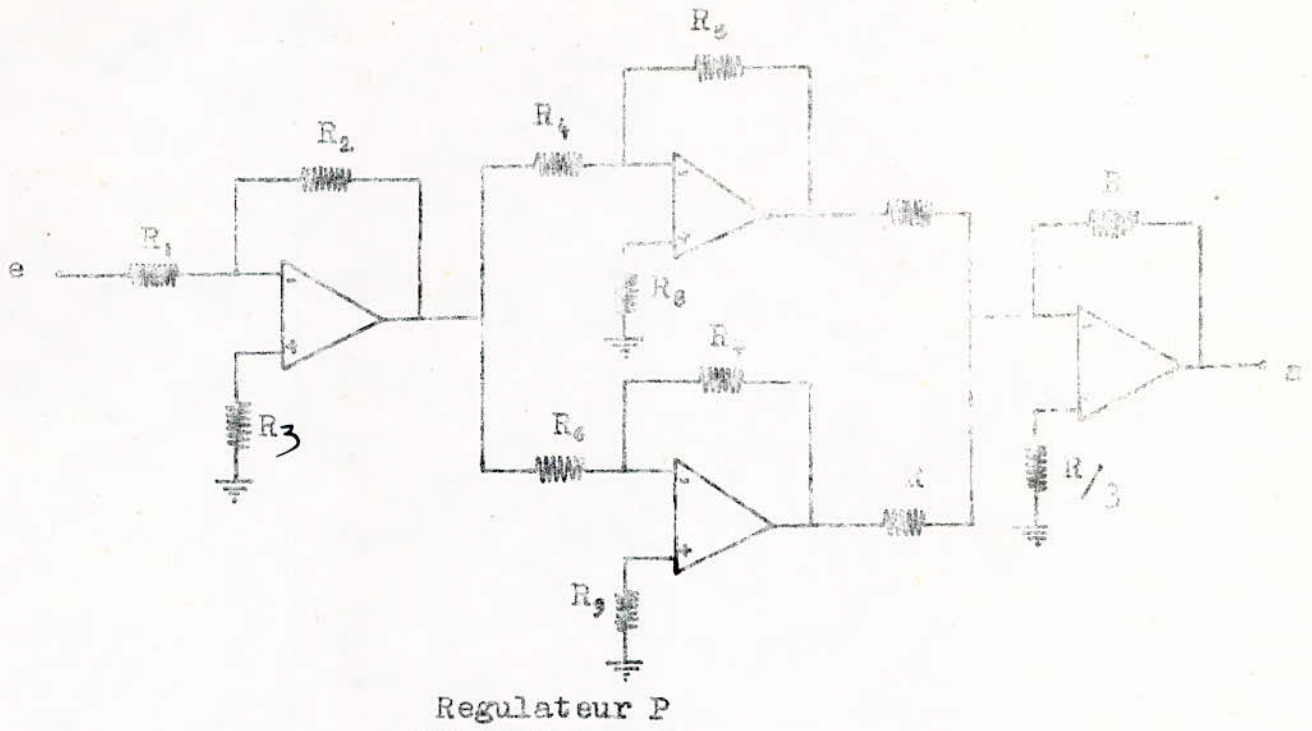
$$\frac{s}{e} = K_1 (K_2 + K_3)$$

$$R(p) = K_1 (K_2 + K_3)$$

-Parametre :

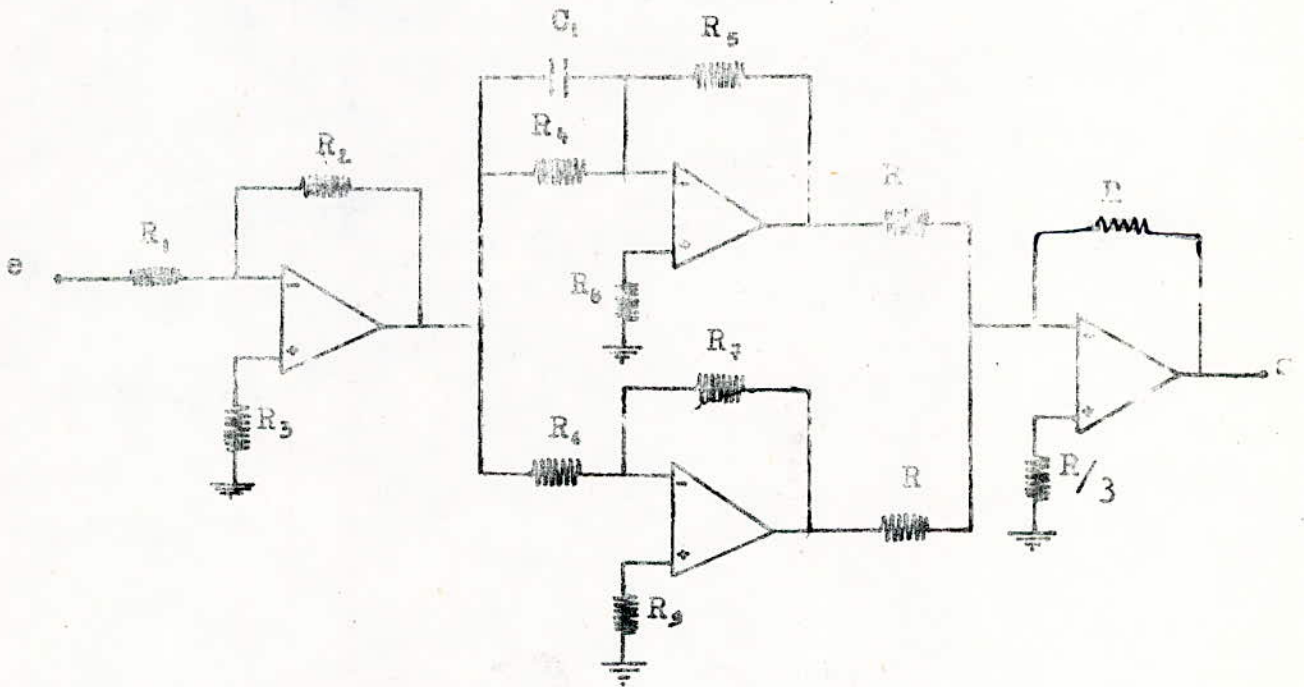
$$K_p = K_1 (K_2 + K_3)$$





III.3.3.3 REGULATEUR PD

-Schéma du montage :



-Fonction de transfert :

$$\frac{e}{e} = K_1 \left[ K_2 \left[ 1 + T_d \cdot p \right] + K_3 \right]$$

$$= K_1 \left( K_2 + K_3 + T_d \cdot p K_2 \right)$$

$$T_d = R_5 C_1$$

$$\frac{s}{e} = K_1 (K_2 + K_3) \left[ I + \frac{T_d K_2}{K_2 + K_3} p \right]$$

$$R(p) = K_p \left[ I + T_d' p \right]$$

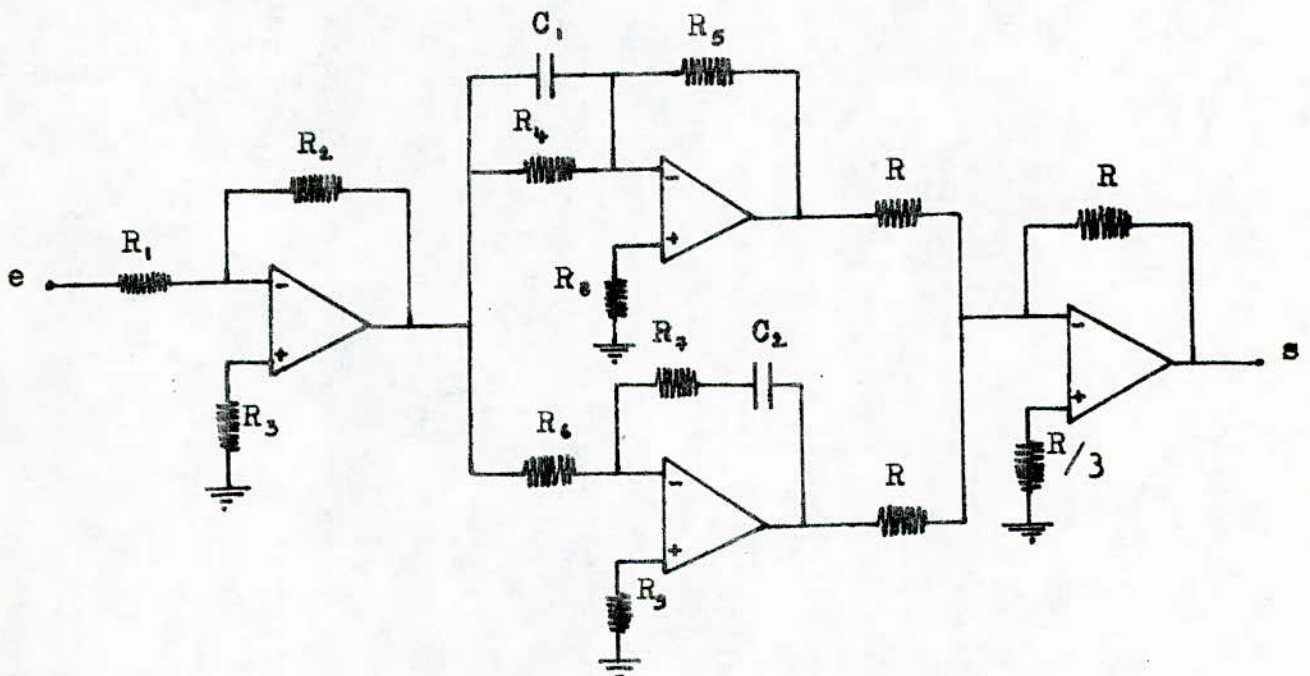
-Parametres :

$$T_d' = \frac{T_d K_2}{K_2 + K_3}$$

$$K_p = K_1 (K_2 + K_3)$$

### III.3.3.4 REGULATEUR PID

-Schéma du montage :



-Fonction de transfert :

$$\frac{s}{e} = K_1 \left[ K_2 \left( I + T_d p \right) + K_3 \left( I + \frac{I}{T_1 \cdot p} \right) \right]$$

$$= K_1 \left[ K_2 + K_3 + K_2 T_d p + \frac{K_3}{T_1 \cdot p} \right]$$

$$= K_1 (K_2 + K_3) \left[ I + \frac{K_2}{K_2 + K_3} T_d \cdot p + \frac{K_3}{(K_2 + K_3) T_1 \cdot p} \right]$$

$$R(p) = K_p \left[ I + T_d' p + \frac{I}{T_1' \cdot p} \right]$$

-Paramètres :

$$K_p = K_1 K_2 + K_3$$

$$(I) \quad T_d' = \frac{K_2}{K_2 + K_3} T_d$$

$$T_I' = \frac{K_2 + K_3}{K_3} T_I$$

Remarque :

Les trois paramètres  $K_p, T_d', T_I'$  sont fortement interdépendants car toute variation de l'une des résistances  $R_1, R_2, R_3, R_4$  ( $C_1$  et  $C_2$ ) étant fixés) affecterait en même temps  $K_p, T_d', T_I'$ . Pour éviter ce phénomène, il est nécessaire de prendre:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} = 1 \quad \text{c'est à dire} \quad K_2 = K_3$$

Le système (I) devient:

$$K_p = 2K_1 K_2 = 2 \frac{R_2}{R_1} \frac{R_3}{R_4} = 2 \frac{R_2}{R_1}$$

$$T_d' = \frac{1}{2} T_d = \frac{1}{2} R_1 C_1$$

$$T_I' = 2T_I = 2 R_4 C_2$$

Les nouveaux paramètres ne dépendent plus les uns des autres.

Réglage:

Action proportionnelle :  $R_2$  (intérêt de la présence de  $R_1$  pour l'action P)

Action intégrale :  $R_4$

Action dérivée :  $R_1$

III.3.4 CONCLUSION

Le choix de la structure et de la disposition des éléments présente deux avantages essentiels:

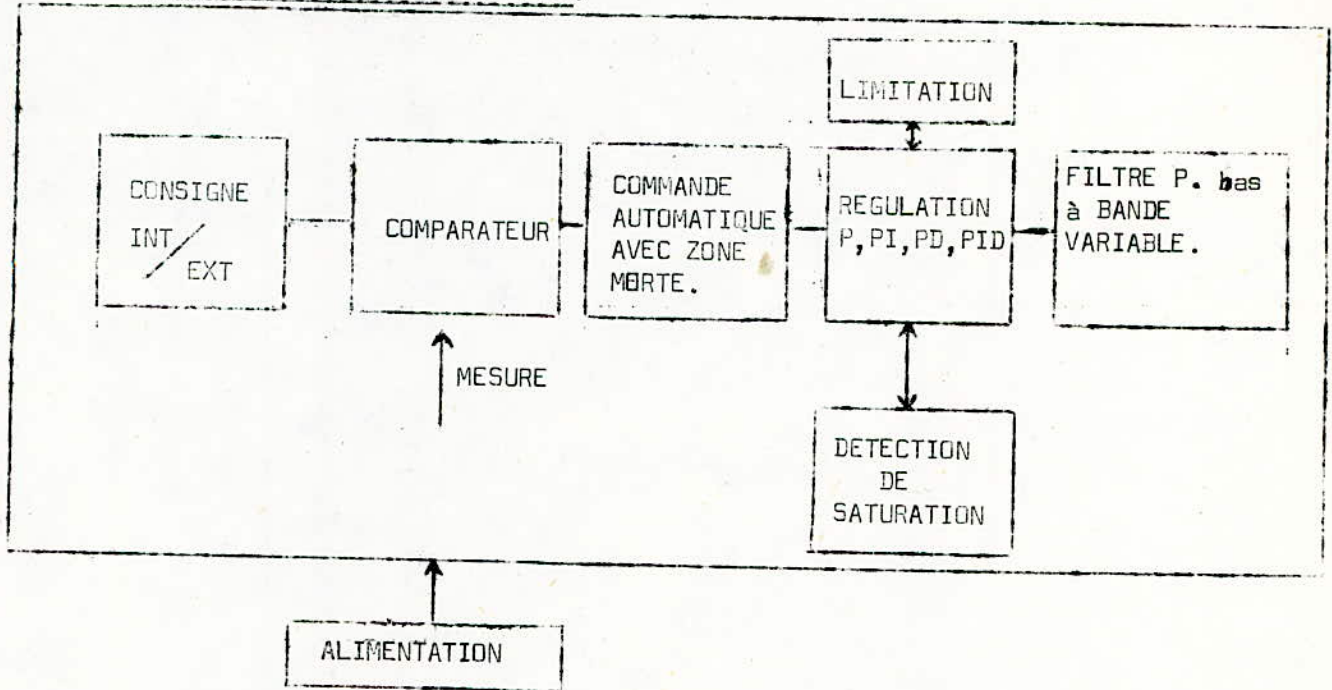
-L'indépendance des différents paramètres: c'est à dire que lors d'une modification de la constante de proportionnalité  $K_p$  ( $T_I', T_d'$ ) les constantes d'intégration  $T_I'$  ( $K_p, T_d'$ ) et de dérivation  $T_d'$  ( $K_p, T_I'$ ) ne sont pas affectées.

-La graduation pour le domaine de proportionnalité, pour la durée de la correction  $T_I'$  et pour la constante de réglage  $T_d'$  est valable pour tout comportement P, PI, PD, PID.



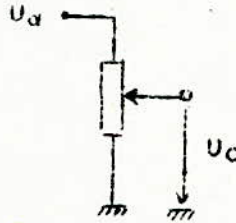
CHAPTER IV  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

REALISATION  
-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

IV - 1. SYNOPTIQUE DU SCHEMA COMPLET.IV - 2. ETUDE DES DIFFERENTS BLOCS.IV. 2.1 - CONSIGNE ( 8 )IV - 2.1.1 - CONSIGNE INTERNE.

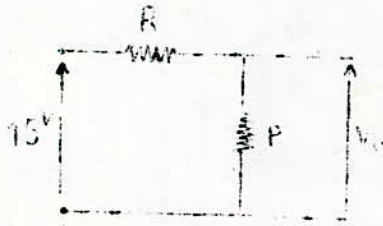
L'élément capable de délivrer une tension continue ajustable est le potentiomètre. Le réglage se fait manuellement

Shéma représentatif.



La tension de consigne  $U_c$  peut être variée de 0 à  $U_a$  où  $U_a$  est la tension continue d'alimentation.

Calcul des éléments :



On veut  $0 \leq V_a \leq 10^V$

$$V_a = \frac{P}{P + R} 15 = 10^V$$

$$15 P = 10P + 10R$$

$$5P = 10R$$

$$R = \frac{5P}{10} = \frac{P}{2}$$

Pour  $P_{max} = 100 \text{ k}\Omega$ , on a  $R = 50 \text{ k}\Omega$

#### IV- 2.1.2 CONSIGNE EXTERNE.

Notre régulateur possède aussi bien une consigne interne qu'une consigne externe. La nécessité de cette dernière s'impose lorsqu'on est en présence d'un processus dont le fonctionnement doit varier dans le temps. Un microprocesseur peut, par exemple, donner une consigne variable à partir d'un programme pré établi.

Le transfert de consigne interne à consigné externe et vice versa s'effectue à l'aide d'un commutateur.

#### IV - 2.2. COMPARATEUR ( 10 )

Le comparateur reçoit à son entrée deux signaux (mesure et consigne).

A sa sortie il délivre la différence que l'on appelle erreur ou plus généralement écart.



Schéma du montage :



Un tel montage est capable de délivrer une tension de sortie proportionnelle à la différence entre les deux signaux d'entrée. En considérant que l'amplificateur est idéal, nous retrouvons la relation suivante.

$$= \left[ \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right] \cdot \left[ \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right] \cdot \epsilon_1 \quad (*)$$

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} = 1$$

et l'expression (\*) devient :

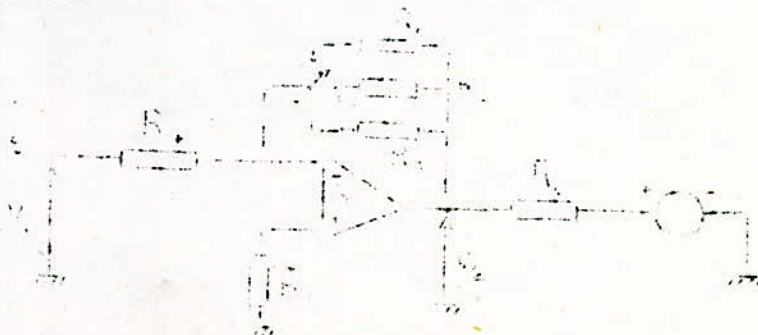
$$\epsilon_2 = \epsilon_1 \cdot \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

choix des éléments :

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 100 \text{ K}\Omega$$

#### IV - 2.3. Affichage analogique de l'écart.

Schéma du montage :



Nous sommes en présence d'un amplificateur à gain variable, Ce qui permet la sélection du calibre.

Le mieux est toujours le meilleur.

En plaçant le **commutateur** dans les positions 1, 2 ou 3 nous avons respectivement les calibres  $10^V$ ,  $1^V$ ,  $0,1^V$ .

Pour cela, nous choisissons.

$$R_1 = 1K \Omega$$

$$R_2 = 10K \Omega$$

$$R_3 = 100K \Omega$$

$$R_4 = 1K \Omega$$

Comme  $\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon = \text{mesure} - \text{consigne.} \\ -10^V < \varepsilon < +10^V \end{array} \right.$

et nous savons aussi que la sensibilité maximale du galvanomètre (à zéro central) est de  $1 \text{ m A}$ , nous devons ajouter une résistance  $R_5$  en série avec le galvanomètre.

$$\left. \begin{array}{l} 1 \text{ m A} \longrightarrow 20^V \\ 0,5 \text{ m A} \longrightarrow 10^V \end{array} \right\} \Rightarrow R_5 = \frac{10}{0,5} \cdot 10^3 = 20 \text{ K} \Omega$$

$$R_5 = 20 \text{ K} \Omega$$

Choix des éléments.

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

$$R_2 = 10 \text{ K} \Omega$$

$$R_3 = 100 \text{ K} \Omega$$

$$R_4 = 1 \text{ k} \Omega$$

$$R_5 = 20 \text{ K} \Omega$$

$$R_5 = 1 \text{ K} \Omega$$

#### IV - 2.4. COMMANDE AUTOMATIQUE AVEC ZONE MORTE.

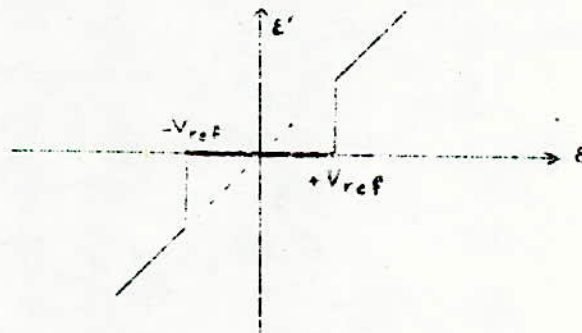
Pour une plage bien déterminée où l'écart est faible ( $\leq 10\%$  de sa valeur maximale), certains processus ne nécessitent pas une correction. Aussi la présence d'un régulateur dans la chaîne provoque des perturbations dans les processus. Afin d'éviter tout risque de détérioration, un module inséré entre le comparateur et le régulateur oblige ce dernier à ne fonctionner qu'à partir d'une certaine référence imposée au départ. La zone morte est l'intervalle où le régulateur est au repos.

#### PRINCIPE D'OBTENTION DE LA COMMANDE.



Le signal  $\varepsilon'$  doit être tel que :

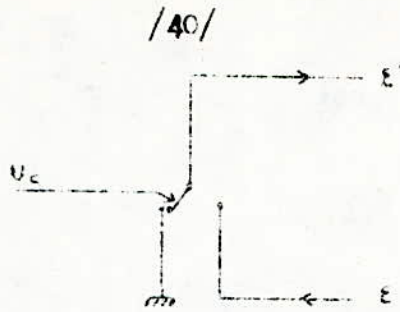
$$\begin{aligned} \varepsilon' &= \varepsilon && \text{si } |\varepsilon| > V_{\text{ref}} \\ \varepsilon' &= 0 && \text{si } -V_{\text{ref}} < \varepsilon < V_{\text{ref}} \end{aligned}$$



La plage de  $-\varepsilon_{\text{ref}}$  à  $+\varepsilon_{\text{ref}}$  est la zone morte.

Pour obtenir une telle fonction, on utilisera un relais à double position dont le principe est le suivant :





La tension de commande de  $U_c$  va être obtenue à partir d'un comparateur représenté si-dessous :

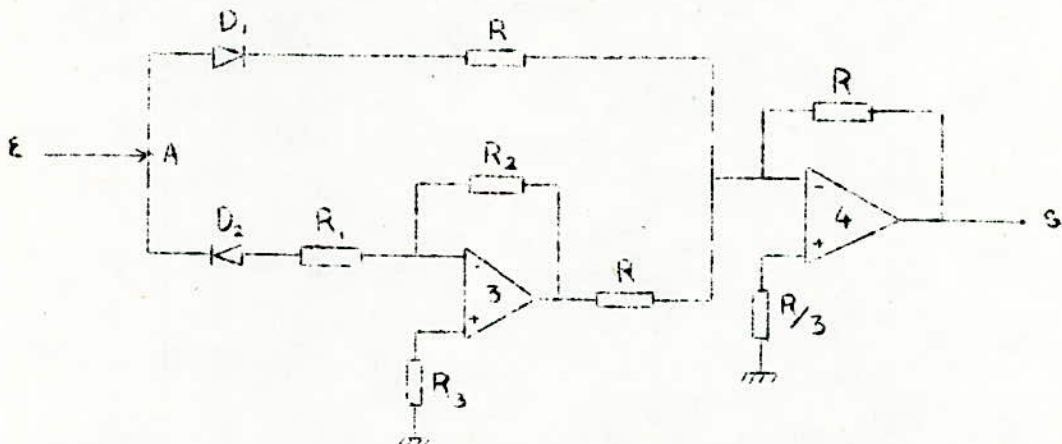


Le gain de l'amplificateur opérationnel est grand. Il suffit d'une très faible variation de la tension différentielle d'entrée pour que le signal de sortie passe à l'une des tensions d'alimentation de l'amplificateur.

$$U_c = \begin{cases} -15\text{V} & \text{si } \varepsilon > V_{\text{ref}} \\ +15\text{V} & \text{si } \varepsilon < V_{\text{ref}} \end{cases}$$

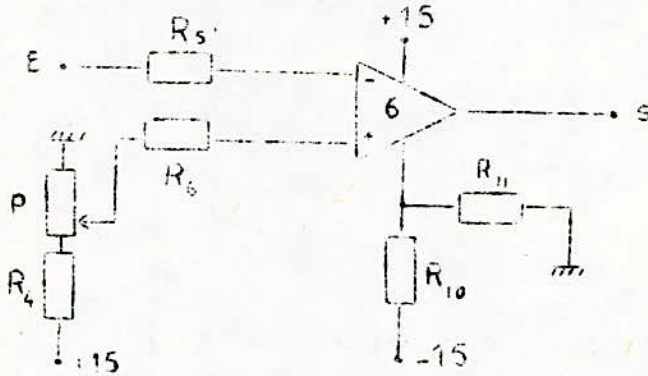
Le signal  $\varepsilon$  est amené à changer de signe  $[-10\text{V} < \varepsilon < 10\text{V}]$ . Pour ne pas utiliser un double comparateur on redressera, avant d'attaquer le comparateur, le signal  $\varepsilon$ .

Le circuit de redressement à double alternance est le suivant :



Le signal arrive en A. Les composantes positive et négative sont respectivement sélectionnées par les diodes redresseuses  $D_1, D_2$ . L'amplificateur opérationnel (3) inverse la tension présente à son entrée. A la sortie du sommateur (ANNEXE) on récupère un signal double alternance négatif d'où l'emploi d'un autre inverseur.

Le comparateur a un courant de sortie trop faible pour commander le relais, Un transistor T, servira à l'adaptation de puissance entre le relais et le comparateur.

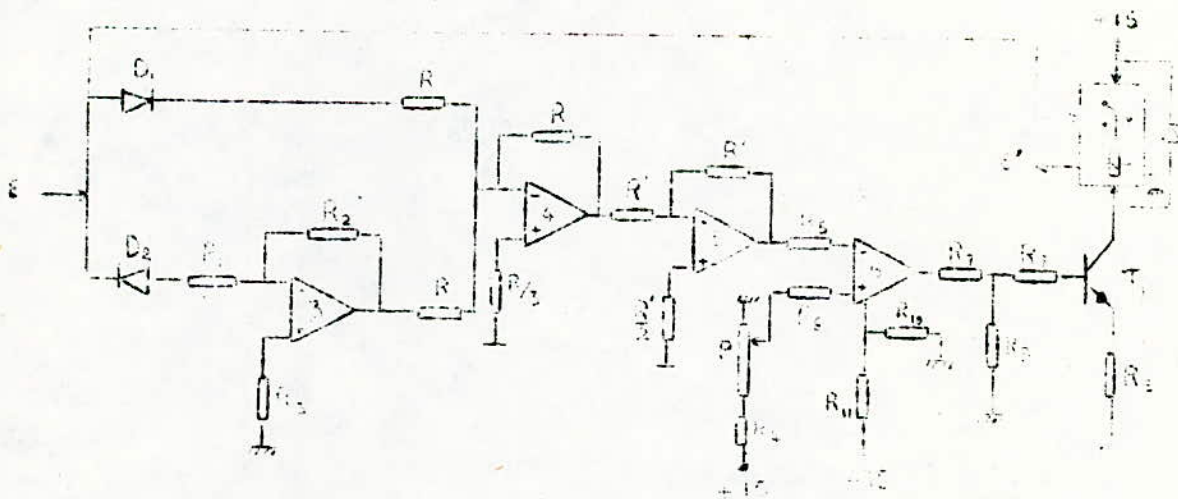


Comme son fonctionnement l'indique, le comparateur doit basculer entre  $0^V$  et  $15^V$  quand la borne (4) est à la masse et (7) à  $15^V$ . Or ce n'est pas le cas en pratique. En effet nous avons constaté un basculement de  $3$  à  $15^V$ . Nous avons alors appliqué une tension de  $-3^V$  à la borne (4) à partir d'un point diviseur  $R_{10}$ ,  $R_{11}$  pour qu'il y ait compensation.

Rôle des résistances  $R_5$ ,  $R_6$  :

Elles jouent le rôle d'adaptateurs d'impédances pour que l'amplificateur soit attaqué en courant.

Schema complet :



CALCUL DES DIFFERENTS ELEMENTS.

Ampli 3 inverseur.

$$R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_1 \parallel R_2 = 50 \text{ k}\Omega$$

Ampli 4 sommateur.

$$R = 100 \text{ k}\Omega$$

Ampli 5 inverseur.

$$R' = 1 \text{ k}\Omega$$

Ampli 6 comparateur.

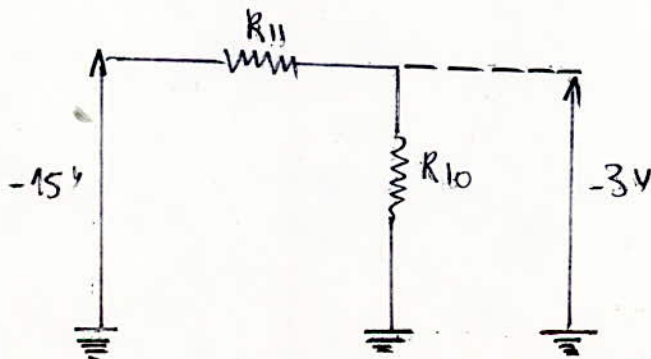
$$R_5 = R_6 = 10 \text{ k}\Omega$$

$V_{\text{ref}} = 1 \text{ V}$  est ramenée à partir de l'alimentation  $+15 \text{ V}$  à travers le potentiomètre  $P$  et la résistance  $R_4$

$$1 = 15 \frac{P}{R_4 + P}$$

$$R_4 + P = 15P \Rightarrow R_4 = 14P$$

On choisit  $P = 1 \text{ k}\Omega$  donc  $R_4 = 14 \text{ k}\Omega$   
max

Calcul de  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ 



$$\frac{R_{10}}{R_{10} + R_{11}} (-15V) = -3V$$

$$5 \quad R_{10} = R_{11} + R_{11}$$

$$4 \quad R_{10} = R_{11}$$

$$\text{Prenons } \begin{array}{l} R_{10} = 1,2 \text{ k}\Omega \\ R_{11} = 4,8 \text{ k}\Omega \end{array}$$

Calcul de  $R_7$ ,  $R_8$ ,  $R_9$

L'amplificateur de courant utilisé est le transistor 2N 2222 (NPN). Il possède un gain en courant  $\beta = 50$ .

Le courant nécessaire pour actionner le relais est de 5 mA

$$I_C = 5 \text{ mA} \Rightarrow I_E = I_C \quad I_B = \frac{5 \text{ mA}}{50} = 0,1 \text{ mA}$$

$$\underline{I_B = 0,1 \text{ mA}}$$

Le transistor  $T_1$  à conduit à partir de la tension 6,6V que l'on obtiendra par un pont diviseur  $R_7 - R_8$

$$6,6V = \frac{R_8}{R_7 + R_8} \cdot 15V$$

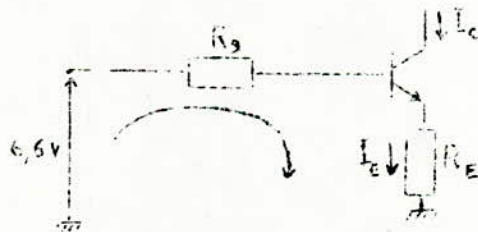
$$R_7 = 1,27 R_8$$

$$\approx 1,3 R_8$$

$$\text{Si } R_8 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 = 13 \text{ k}\Omega$$

$R_9$



$$6,6 - R_9 I_E - R_E I_E - V_{BE} = 0$$

$$R_9 = \frac{6,6 - R_E I_E - V_{BE}}{I_B}$$

$$= \frac{6,6 - 5 - 0,6}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_9 = 10 \text{ k}\Omega$$

IV - 2.5. REGULATEUR.

Nous avons trouvé dans le chapitre IV les paramètres de réglage suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = \frac{2 R_2}{R_1} \cdot \underbrace{\frac{R_5}{R_4}}_{=1} = \frac{2 R_2}{R_1} \\ T_d' = \frac{1}{2} R_4 C_1 \\ T_i' = 2 R_7 C_2 \end{array} \right.$$

CONDITION NECESSAIRE.

$$\boxed{\frac{R_5}{R_4} = \frac{R_1}{R_5} = 1}$$

Pour maintenir les rapports égaux à 1, nous avons été conduits à utiliser les potentiomètres doubles de valeur 1 M $\Omega$ .

Les valeurs que l'on désire obtenir sont les suivantes :

$$\begin{array}{l} K_p = 0,5 \div 50 \\ T_d' = 0 \div 100 \text{ s} \\ T_i' = 0 \div 100 \text{ s} \end{array}$$

Calcul des capacités.

$$* \frac{1}{2} R_4 C_1 = T_d'$$

$$C_1 = \frac{2 T_d'}{R_4}$$

$$C_1 = \frac{2 \times 100}{10^6}$$

$$\boxed{C_1 = 200 \mu\text{F}}$$

$$* 2 R_7 C_2 = T_1'$$

$$C_2 = \frac{T_1'}{2 R_7}$$

$$C_2 = \frac{100}{2 \times 10^6}$$

$$C_2 = 50 \mu F$$

Calcul des éléments relatifs au réglage de  $K_p$

$$K_p = 2 \frac{(P + R_2)}{R_1}$$

$P$  est mise en série avec la résistance variable  $R_2$  afin d'éviter le cas

limite  $x_p = \frac{1}{K_p} \rightarrow \infty$

$$R_2 = 0 \Leftrightarrow 0,5 = \frac{2 P}{R_1} \quad (1)$$

$$R_2 = 250 \text{ k} \rightarrow 50 = 2 \frac{(P + 250)}{R_1} \quad (2)$$

(1) et (2) donnent  $P = 2,5 \text{ k}\Omega$  et  $R_1 = 5,1 \text{ K}\Omega$

SOMMATEUR

$$R = 100 \text{ k}\Omega$$

IV - 2.6. LIMITEUR ( 16 - 8 )

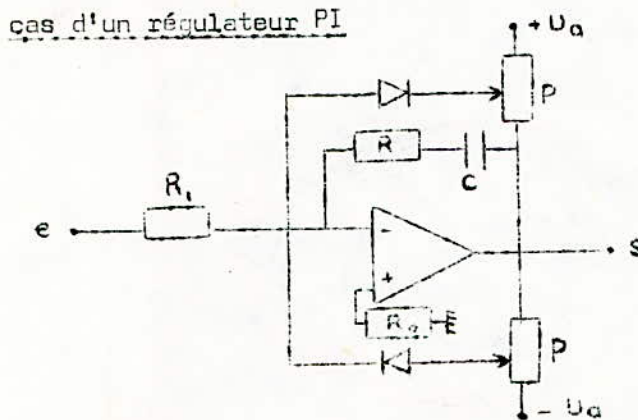
En présence de l'action intégrale, on est amené à prendre des précautions pour que le niveau du signal de sortie reste dans un certain intervalle, de façon à limiter à des valeurs admissibles le temps de réponse  $d_0$  à l'inversion du signal d'entrée, temps qui dépend de la valeur de la constante de temps d'intégration et de la nouvelle valeur de l'écart.



Le dit intervalle étant fixé compte tenu des positions extrêmes de l'organe réglé. Il est toujours possible de limiter le niveau du signal de sortie, par exemple à une valeur seuil grâce à une diode polarisée à seuil prédéterminé.

#### MONTAGE.

Lorsque les condensateurs sont présents dans une contre réaction d'un amplificateur opérationnel (c'est le cas des régulateurs PI, PID) le réseau limitateur doit être disposé comme le montre le schéma suivant :



En fonctionnement normal, les limiteurs sont inopérants et n'interviennent que lors d'une surcharge des circuits aval.

#### Choix de potentiomètre.

$$P < R_1$$

$P_{max}$  1 K potentiomètre double.

P Limite la tension de sortie à une valeur inférieure à la tension maximale pouvant être délivrée par l'amplificateur.

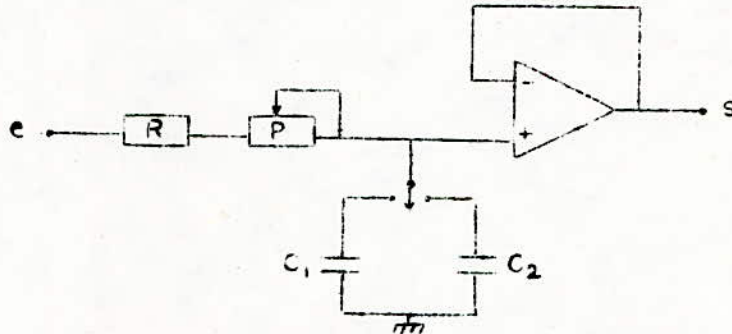
#### IV - 2.7. FILTRE PASSE - BAS A BANDE PASSANTE VARIABLE (12)

La correction D ne peut fournir de l'avance de phase qu'au prix d'une amplification du gain.

Ce gain est d'autant plus important que l'on désire se rapprocher de l'avance de phase maximale que peut procurer le régulateur ( $90^\circ$  pour le P.I.D.).

L'existence d'un gain important aux fréquences élevées constitue l'inconvénient majeur de la correction D : Ce gain entraîne en effet l'amplification de tout bruit présent dans la chaîne de régulation. La présence d'un bruit imposera l'adjonction d'un filtre passe - bas. Comme nous désirons élargir au maximum le domaine d'application de notre régulateur, le choix s'est porté sur un filtre à bande passante variable.

Schéma du montage.



L'amplificateur opérationnel monté en suiveur est nécessaire afin d'éviter une charge sur le circuit R C par les organes alimentés par la tension S .

Fréquence de coupure.

La fréquence de coupure est définie comme la fréquence pour laquelle le signal de sortie diminue de 3 dB par rapport au signal d'entrée.

Elle varie à l'aide d'un potentiomètre P. Pour plus de commodité au niveau de l'échelle, nous avons divisé la plage de variation de la fréquence de coupure, en deux gammes et cela par une commutation de C<sub>1</sub> à C<sub>2</sub>.

Formule générale.

$$f = \frac{1}{2 \pi (R + P) C}$$

Calcul des éléments.

Bande voulue : 100 Hz                      10 000 Hz

Choix des gammes.

$$\text{gamme 1} \quad 100 \text{ Hz} \quad 1000 \text{ Hz} \quad : C_1$$

$$\text{gamme 2} \quad 1000 \text{ Hz} \quad 10\,000 \text{ Hz} \quad : C_2$$

Le problème consiste à déterminer  $R$ ,  $P$ ,  $C_1$  et  $C_2$  qui répondent aux relations suivantes :

$$F_1 \text{ min} = \frac{1}{2\pi (R+P) C_1} = 100 \text{ Hz}$$

$$F_1 \text{ max} = \frac{1}{2\pi R C_1} = 1000 \text{ Hz}$$

$$F_2 \text{ min} = \frac{1}{2\pi (R+P) C_2} = 1000 \text{ Hz}$$

$$F_2 \text{ max} = \frac{1}{2\pi R C_2} = 10\,000 \text{ Hz}$$

1ère constatation.

$$F_2 \text{ max} = 10 F_1 \text{ max}$$

$$\frac{1}{2\pi R C_1} = 10 \frac{1}{2\pi R C_1} \rightarrow \boxed{C_1 = 10 C_2} \quad (1)$$

2ème constatation.

$$F_1 \text{ max} = F_2 \text{ min} \quad (\text{continuité})$$

$$\frac{1}{2\pi R C_1} = \frac{1}{2\pi (R+P) C_2}$$

$$R C_1 = (R+P) C_2$$

Remplaçons  $C_1$  par sa valeur indiquée par (1)

$$10 R C_2 = (R+P) C_2$$

$$10 R = R + P$$

$$\rightarrow \boxed{P = 9 R}$$



On choisit

$$P = 100 \text{ K}\Omega$$

$$R = \frac{100}{9} = 11,1 \text{ K}\Omega$$

$$C_1 = 14,7 \text{ mF}$$

$$C_2 = 1,47 \text{ mF}$$

Le choix des valeurs normalisées attribuées à  $C_1$  et  $C_2$  nous impose  $R = 10,83 \text{ K}\Omega$

#### IV - 2.8. DETECTION DE LA SATURATION.

Le correcteur P.I.D que nous voulons réaliser est à base d'amplificateurs opérationnels.

Comme les paramètres de réglage  $K_p'$ ,  $T_i'$ ,  $T_d'$  varient avec le processus à traiter ils peuvent entraîner la saturation des ces derniers ( 14V ) lorsque l'écart est grand (ce qui n'est pas toujours le cas).

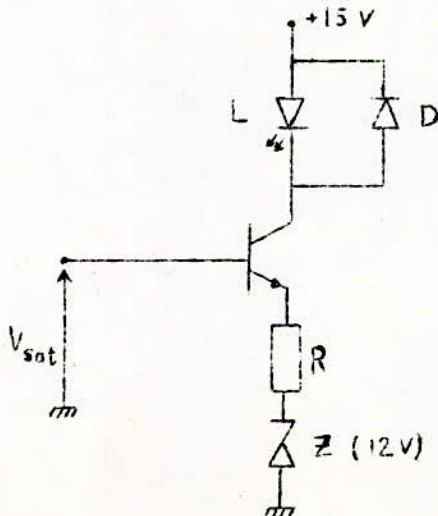
On prévoit alors des L.E.DS qui indiquent à l'utilisateur la ~~saturation des~~ amplificateurs relatifs aux actions proportionnelle, intégrale, dérivée et sommation.

Les L.E.DS possèdent les limites d'utilisation qu'il faut bien respecter.

En ce qui concerne leur bon fonctionnement, elles doivent être polarisées en direct pour émettre de la lumière. Pour un bon choix de courant, la ~~diode~~ allumée est bien visible pour un éclairage ambiant habituel.

Comme on ne dispose pas de courant suffisant (sortie de l'ampli) pour allumer la L.E.D, on l'insère dans le circuit collecteur d'un transistor.

Le montage correspondant est le suivant :



Remarques :

1. Il est indispensable de mettre en série avec la led une résistance de protection.
2. La Zener servira de référence.
3. Il ne faut pas oublier de prendre en considération la tension inverse maximale de la LED, et c'est pour ce motif qu'une diode est placée "tête bêche" sur la LED: la tension inverse de celle-ci ne dépassera jamais la tension directe de la diode.

Calcul de la résistance.

Tout se passe comme si la résistance R est à l'émetteur.

$$V_{sat} - V_{be} - V_z = R I$$

$$R = \frac{V_{sat} - V_{BE} - V_z}{I}$$

$$R = \frac{14 - 0,8 - 12}{12} = 100 \Omega$$

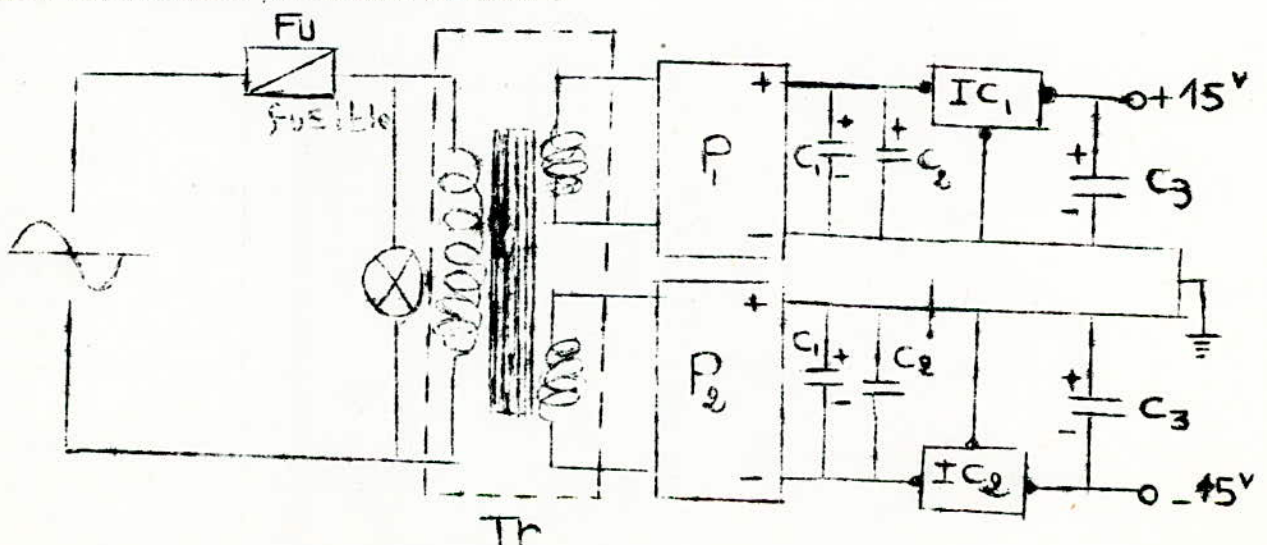
$$R = 100 \Omega$$

IV - 2.9. ALIMENTATION. (15)

Le schéma complet de notre régulateur a été réalisé par des amplificateurs opérationnels et des transistors qui nécessitent une source d'alimentation continue.

L'alimentation capable de répondre à cette nécessité est une alimentation stabilisée de  $\pm 15V$ .

Elle est réalisée par le schéma suivant :

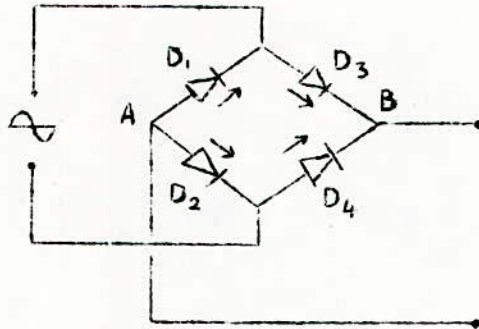


PRINCIPE ET FONCTIONNEMENT.

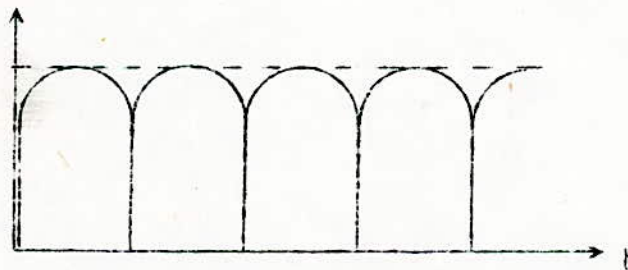
Une alimentation stabilisée doit fournir du courant continu à partir du secteur 220 V.

Un transformateur, qui a deux enroulements secondaires à point milieu, abaisse la tension 220V à la tension nécessaire et délivre à sa sortie deux tensions sinusoïdales en opposition de phase ( $\pm 15V$ ). Le redressement des tensions alternatives, existant aux bornes du secondaire, se fait par un **pont** de diodes redresseur double alternance.

L'explication que nous allons donner, concerne la tension positive 15 V. Le même principe est adopté par la tension négative. Soit le **pont** de diodes  $P_1$  :



Les diodes  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  et  $D_4$  laissent passer le courant électrique dans un sens, le sens direct, celui de leur conduction. Le courant que délivre le **pont** n'est pas **rigoureusement continu**. Il présente des ondulations dues à la fréquence du secteur.

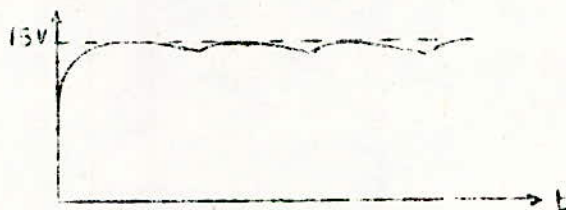


Aussi convient-il de le réguler, avant qu'il n'alimente les appareils.

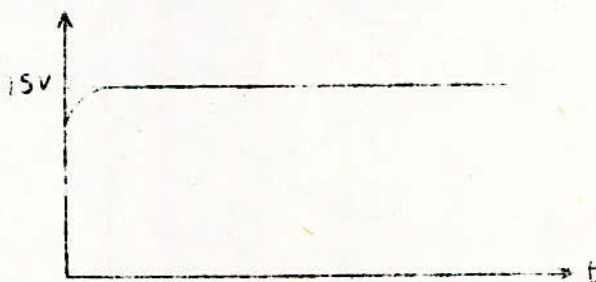


Pour atténuer l'ondulation de la tension à la sortie du point redresseur, un condensateur  $C_1$  de forte capacité ( 2200  $\mu F$  ) est placé entre les points A et B.

Ce dernier se charge pendant les crêtes de tension pour restituer, pendant le "creux" la charge électrique emmagasinée. Le courant disponible est alors moins ondulé.



L'amélioration de la stabilisation est obtenue par l'utilisation d'un régulateur capable de fixer la tension au potentiel voulu.



Les condensateurs  $C_2$  et  $C_3$  sont nécessaires à l'emploi des régulateurs ( I  $C_1$  - I  $C_2$  ) de tension. Leurs valeurs sont indiquées par le constructeur.

Remarque :

Comme protection contre les surcharges, un fusible est ajouté au primaire du transformateur.

Ce fusible, choisi selon le courant de charge nominal, doit supporter le courant d'enclenchement du transformateur.

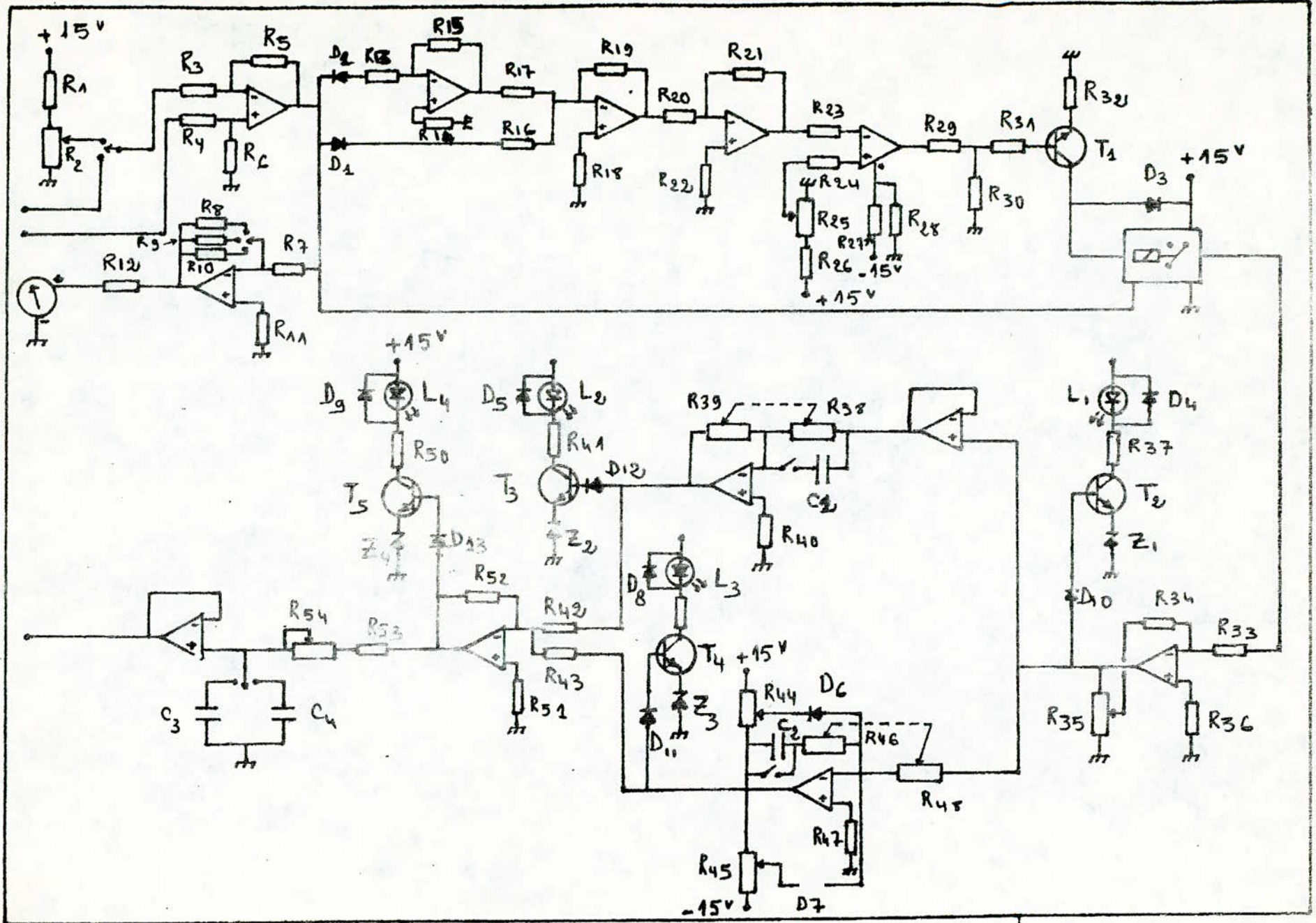
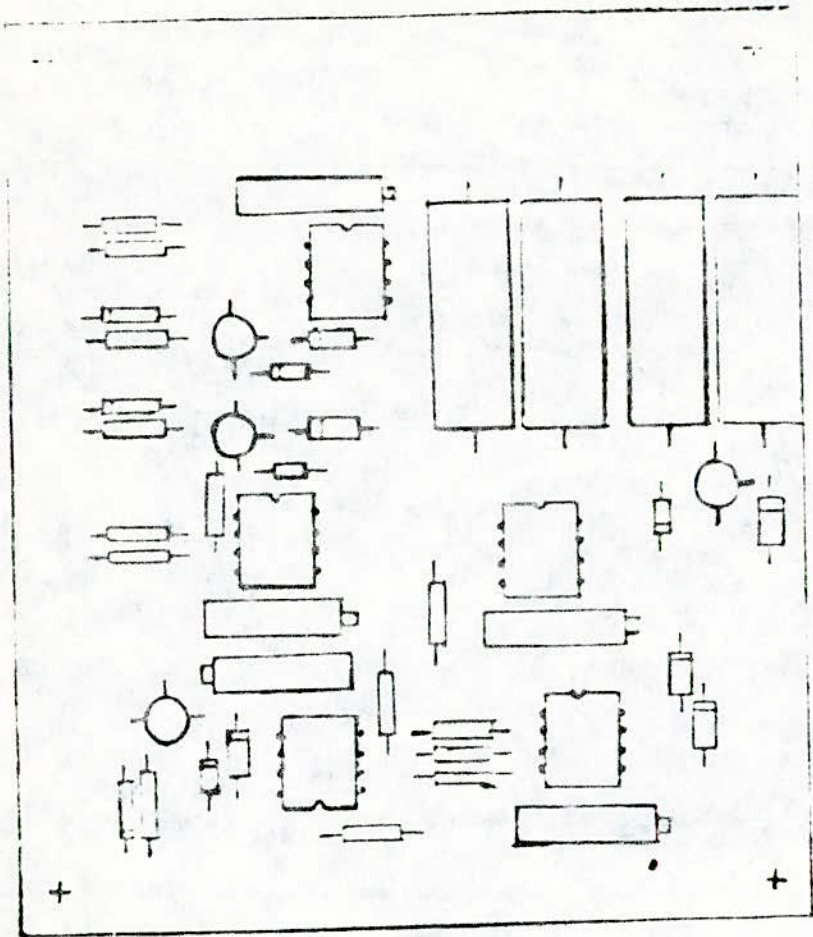
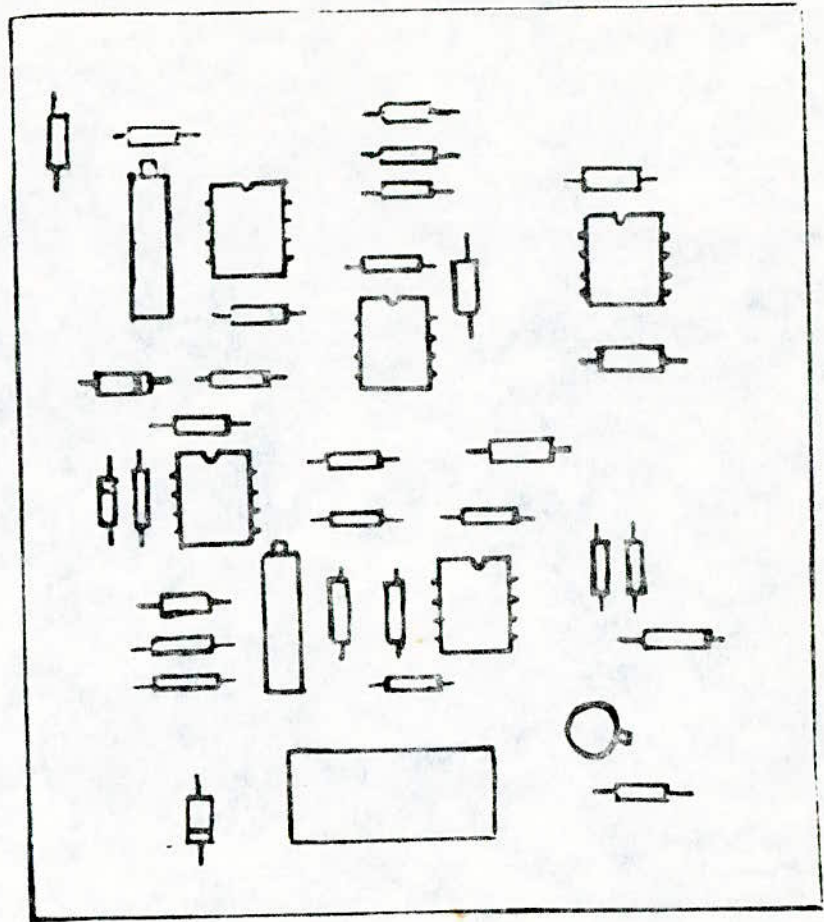


SCHÉMA COMPLET DE LA RÉALISATION

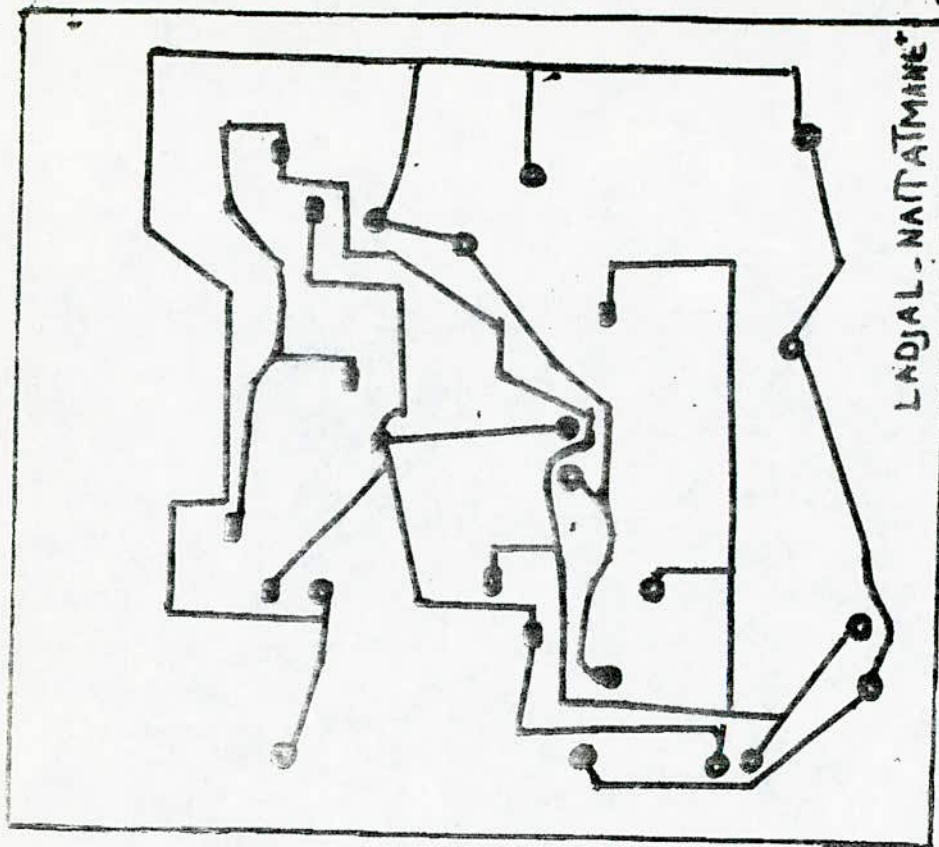


-REGULATION-

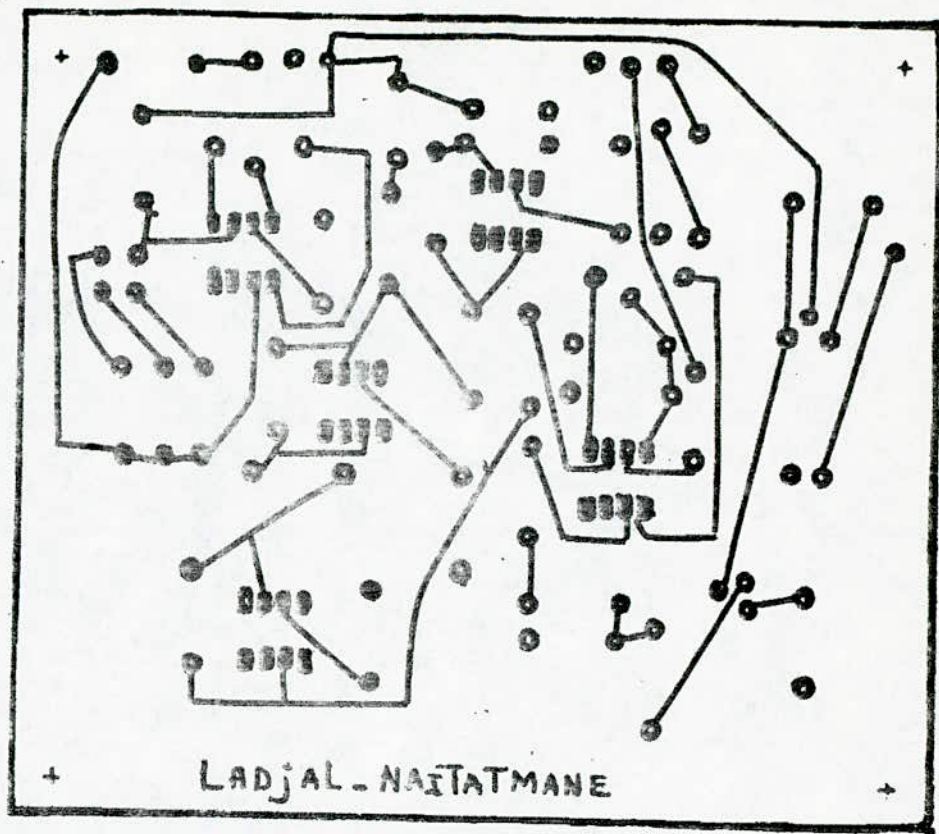


-ZONE MORTE-





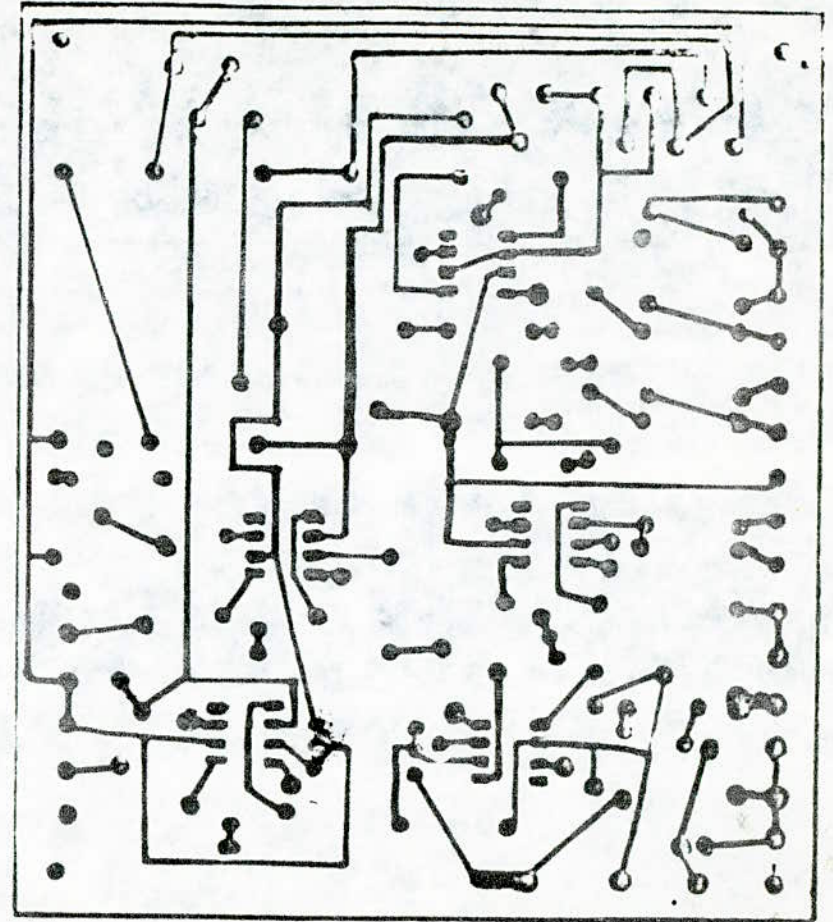
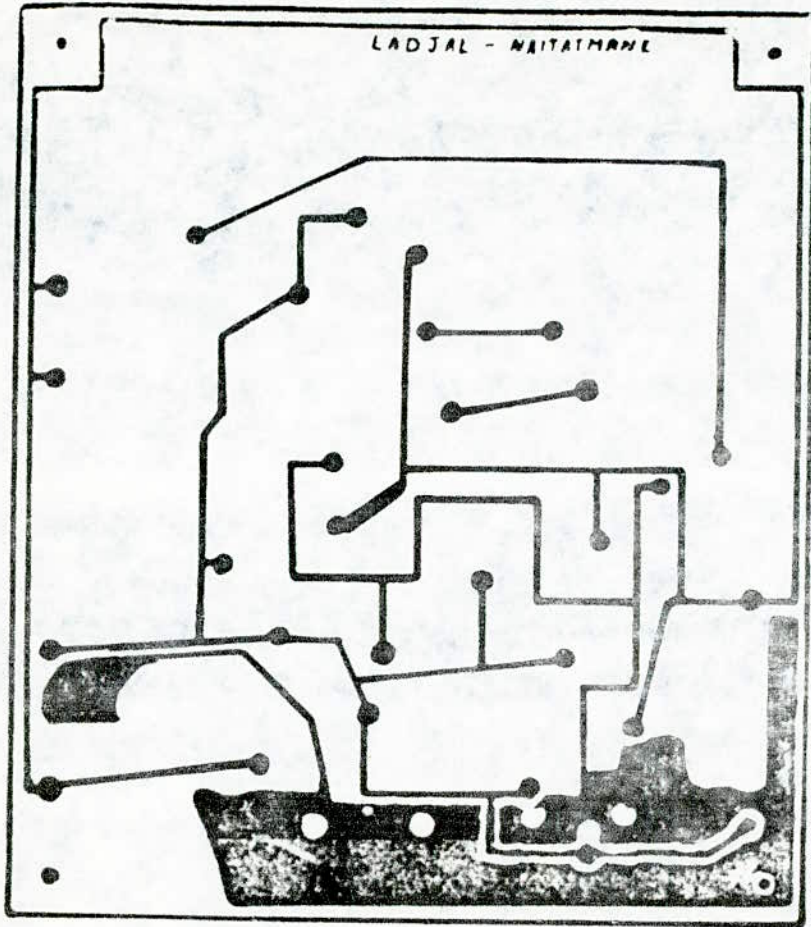
LADJAL - NAÏTATMANE



LADJAL - NAÏTATMANE

155/

-ZONE MORTE-

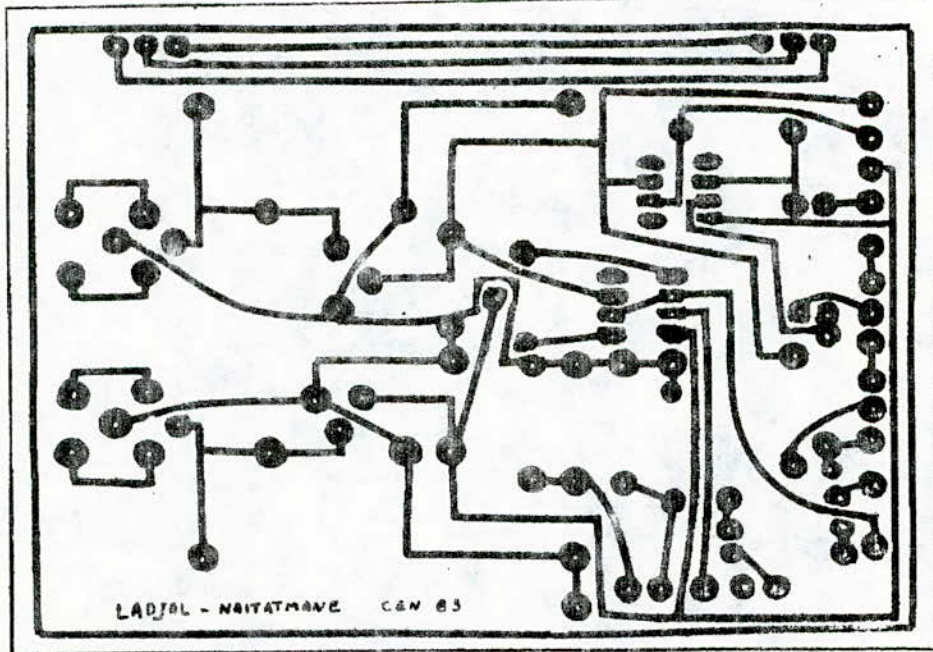
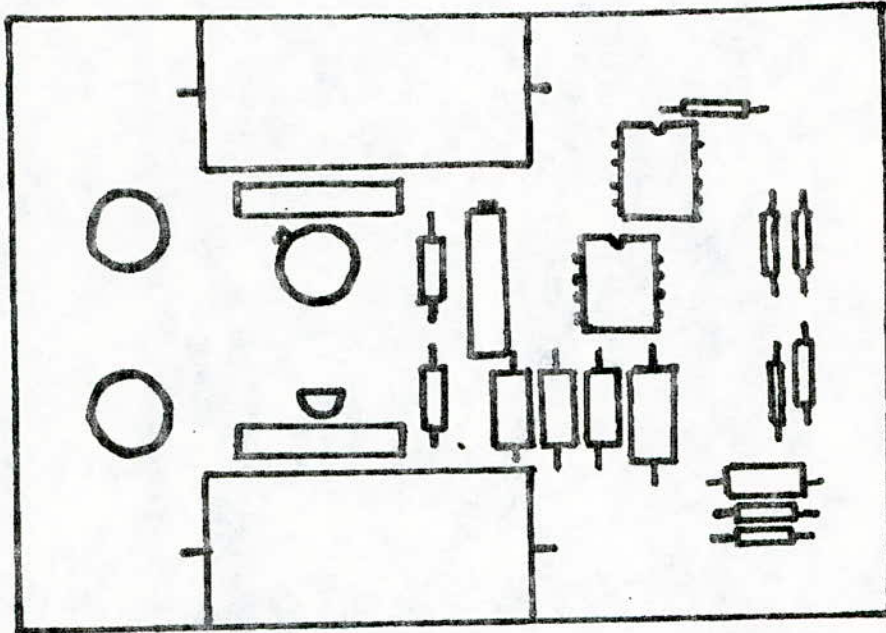


/56/

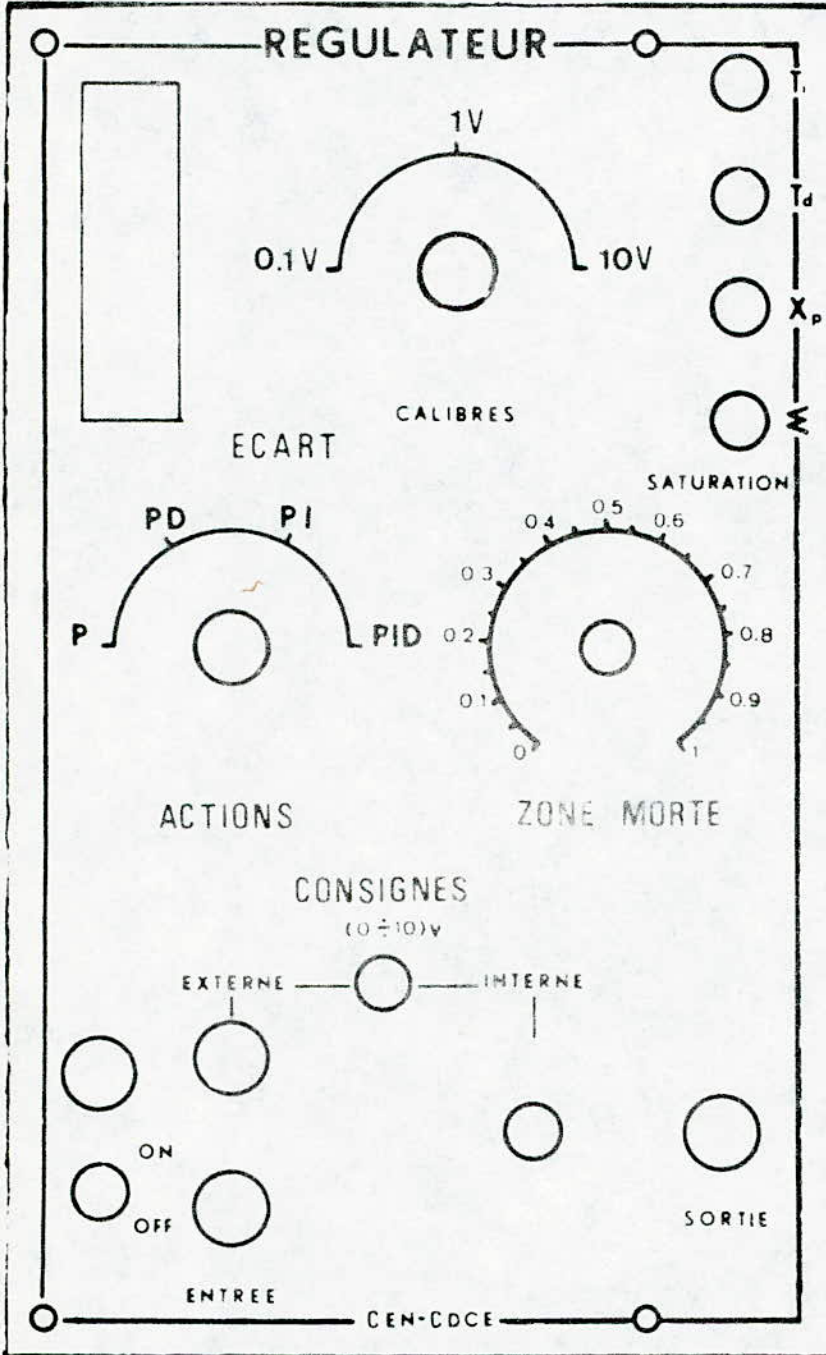
-REGULATION-

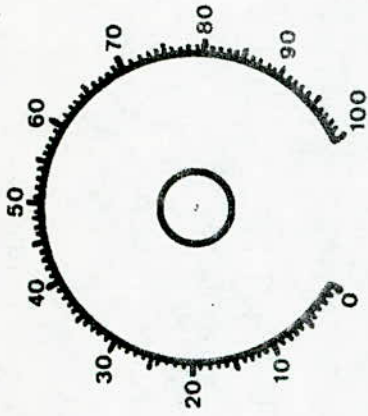


# ALIMENTATION STABILISEE

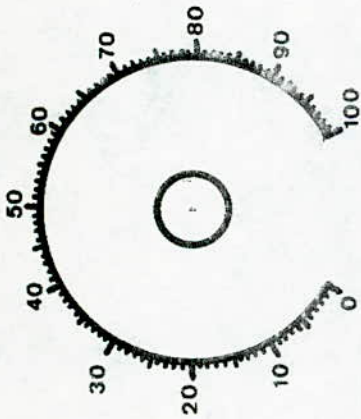




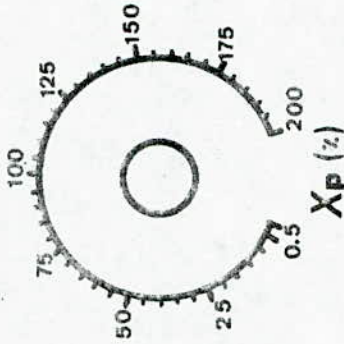




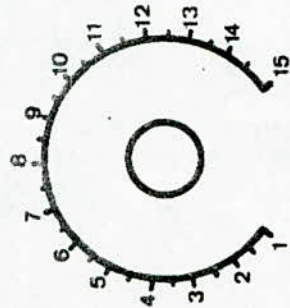
$T_d$   
(SECONDE)



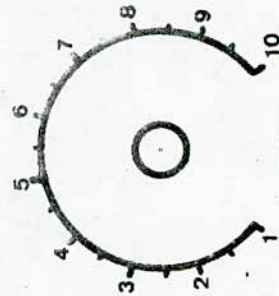
$T_i$   
(SECONDE)




$X_p$  (%)





VOLT  
LIMITEUR



KHZ  
X0.1 X1  
FILTRE

C H A P I T R E 

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-

 E S T S   E T    R E S U L T A T S

-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-o-



Le matériel que nous avons utilisé pour effectuer tous les tests est le suivant :

- Une alimentation stabilisée PE 15 2 DC
- Un générateur de fonctions I MHz - 20 MHz (PM 5134)
- Un oscilloscope 466 (PM TEKTRONIX)
- Un multimètre PW 2517 E (Philips)

Notre réalisation a été présentée sur trois cartes (voir cablage page qui sont :

### V.1 ALIMENTATION

Nous avons relevé les différentes tensions en tous les points importants de l'alimentation, en partant de l'entrée du transformateur ( $220^V$ ) jusqu'à arriver à la sortie des régulateurs de tensions ( $\pm 15^V$ ).

Les résultats obtenus sont compatibles avec la théorie (CH. IV)

### V.2 REGULATION

La réalisation de cette carte a été retardée par la non disponibilité des :

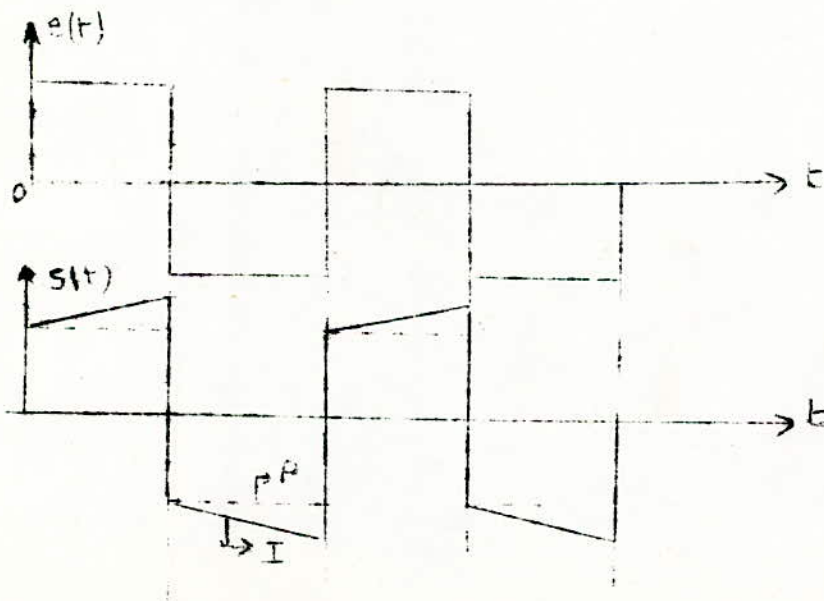
- potentiomètres doubles (1 M $\Omega$ )
- condensateurs non polarisés (100  $\mu$ F)

Pendant le test la réponse de l'action dérivée étant peu perceptible sur l'oscilloscope, son réglage devenait délicat.

Après application de divers signaux délivrés par le générateur (signaux carrés, triangulaires, sinusoïdaux) à l'entrée du régulateur, nous avons relevé les signaux correspondants à sa sortie.

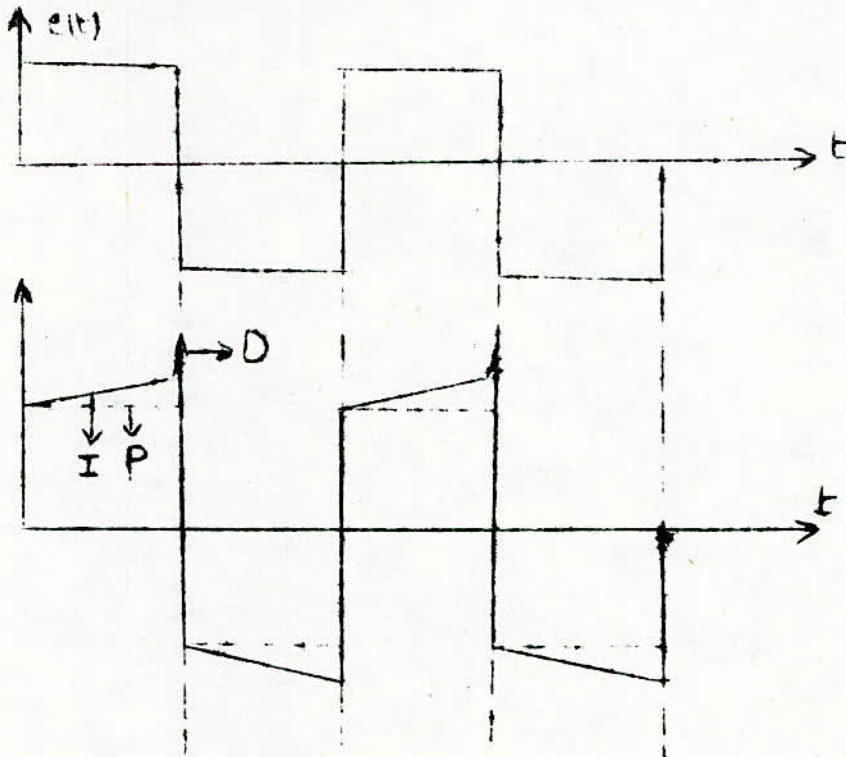
Les réponses des régulateurs PI, PID à un signal carré sont les suivants :

#### V.2.1 REPONSE DU REGULATEUR PI



INTERPRETATION :

Le signal carré est intégré : quand  $e(t) = a = \text{cte}$   $s(t) = \alpha' at + \beta a$   
 $\alpha'$  et  $\beta$  étant les paramètres de réglage du PI

V.2.3 REPOSE DU REGULATEUR PIDINTERPRETATION :

Ce graphe correspond bien à une réponse d'un régulateur PID à un signal carré, mais l'action dérivée n'est pas bien observable.

V.3 ZONE FORTE :

Cette carte a fonctionné parfaitement. En effet, dès que la tension de référence est dépassée, la sortie présente une tension égale à la tension d'entrée.

## § CONCLUSION §

Le régulateur réalisé dans ce projet peut être utilisé dans diverses applications de commande de processus.

Notre système peut réguler tous les processus dont les paramètres de régulation sont tels que :

$$0.5 \leq Kp \leq 50$$

$$0 \leq Td \leq 100s$$

$$0 \leq Ti \leq 100s$$

Une fois le processus choisi, les paramètres sont introduits par l'utilisateur au moyen de boutons de réglage prévus à cet effet.

Notre système comporte aussi un filtre passe-bas de bande passante variable (100 Hz ÷ 10 KHz) capable de rejeter les bruits aux hautes fréquences.

Ce régulateur présente l'avantage d'une lecture analogique rapide de l'écart.

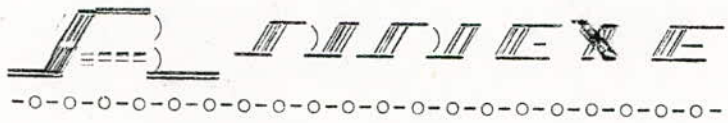
D'autre part, l'utilisateur a le choix de la structure P, PD, PI, PID qui convient le mieux à sa régulation, et cela par un dispositif de commutation qui ne fait pas intervenir les paramètres de réglage.

Possédant sa propre alimentation, le système réalisé est autonome.

Du fait de la présence d'une zone morte, de largeur réglable par l'opérateur, tout risque de détérioration du processus à traiter, aux faibles valeurs de l'écart est éliminé.

Ayant une conception modulaire, des extensions du système sont toujours possibles par adjonction d'une ou plusieurs cartes supplémentaires. Il est ainsi possible de rajouter de nouvelles actions telle que, par exemple, la racine carrée élargissant ainsi le domaine d'application de notre régulateur.

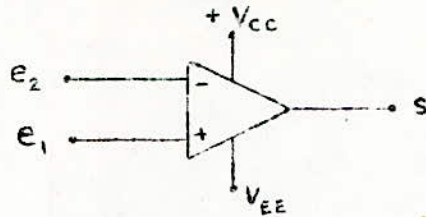




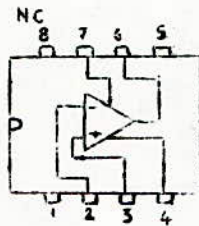
## ANNEXE

### L'amplificateur operationnel MC 174I

#### Schema symbolique d'un amplificateur operationnel



#### BROCHAGE:



#### Annulation de la tension d'offset

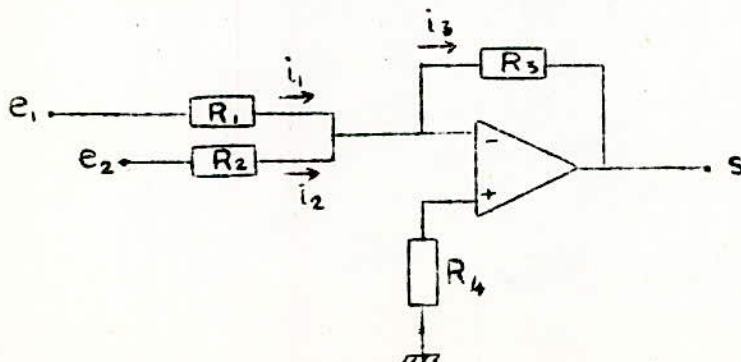
L'annulation de cette tension est obtenue par le réglage d'un potentiomètre (10 K $\Omega$ ) dont on branche les extrémités entre les broches (1) et (5) tandis que le curseur est relié à la borne négative de l'alimentation (broche 4).

Le réglage consiste à mettre les bornes d'entrée à la masse, puis faire varier le potentiomètre jusqu'à obtention d'une tension nulle à la sortie.

#### Compensation du courant de polarisation

Il faut que la valeur équivalente des résistances connectées aux entrées (-) et (+) soit la même pour chaque entrées.

#### Schéma d'un amplificateur sommateur



Loi des nœuds

$$\frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} = - \frac{s}{R_3}$$

le choix  $R_1 = R_2 = R_3 = R$  donne  $s = - (e_1 + e_2)$

$R_1 = R_2 // R_3 = \frac{R}{3}$  (compensation du courant de polarisation)

### CARACTERISTIQUES :

- Gain de tension en B.O : 100 dB
- Impédance d'entrée : 1 M $\Omega$
- Impédance de sortie : quelques centaines d'ohms
- Courant de polarisation : 100 nA
- Domaine d'utilisation de l'alimentation :  $\pm$  15 v
- Tension d'entrée maximale : 14v
- Tension de sortie maximale :  $\pm$  15 v
- Tension d'offset : 2 mV
- Taux de réjection en mode commun CMRR : 90 dB
- Consommation : 50 mW
- Vitesse de variation de sortie (Gain 1) : 0,5 V/s
- Températures de service : -55° - 125 C

### LISTE DES COMPOSANTS RELATIVE AU SCHEMA COMPLET DU REGULATEUR

#### -CIRCUITS INTEGRES

I2 amplificateurs opérationnels du type MC 174I

#### -TRANSISTORS

T<sub>1</sub> à T<sub>3</sub> : 2N 2222

#### -DIODES

D<sub>1</sub> à D<sub>3</sub> : 1N 4005

#### -ZENER 12 V

Z<sub>1</sub> à Z<sub>1</sub> : BZX 85C

#### -LEDS

L<sub>1</sub> à L<sub>1</sub> : CQY 40 (rouge)

#### -CONDENSATEURS NON POLARISES

C<sub>1</sub> : 200  $\mu$ F (2 condensateurs de 100  $\mu$ F 25/30 V en parallèle)

C<sub>2</sub> : 100  $\mu$ F (2 condensateurs de 100  $\mu$ F en parallèle)



C<sub>2</sub>: 50 µF (2 condensateurs de 100 µF en série)

C<sub>3</sub>: 14,7 nF (10 nF + 4,7 nF)

C<sub>4</sub>: 1,47 nF (1 nF + 0,47 nF)

### -RESISTANCES

|                          |                          |                           |                            |
|--------------------------|--------------------------|---------------------------|----------------------------|
| R <sub>1</sub> : 50,1 KΩ | R <sub>13</sub> : 100 KΩ | R <sub>24</sub> : 10 KΩ   | R <sub>31</sub> : 100 Ω    |
| R <sub>2</sub> : 100 KΩ  | R <sub>14</sub> : 14 KΩ  | R <sub>25</sub> : 50,1 KΩ | R <sub>40</sub> : 5,1 KΩ   |
| R <sub>3</sub> : 100 KΩ  | R <sub>15</sub> : 100 KΩ | R <sub>27</sub> : 4,7 KΩ  | R <sub>41</sub> : 100 Ω    |
| R <sub>5</sub> : 100 KΩ  | R <sub>16</sub> : 100 KΩ | R <sub>28</sub> : 1,2 KΩ  | R <sub>42</sub> : 100 KΩ   |
| R <sub>6</sub> : 100 KΩ  | R <sub>17</sub> : 100 KΩ | R <sub>29</sub> : 13 KΩ   | R <sub>43</sub> : 100 KΩ   |
| R <sub>7</sub> : 1 KΩ    | R <sub>18</sub> : 33 KΩ  | R <sub>30</sub> : 10 KΩ   | R <sub>47</sub> : 5,1 KΩ   |
| R <sub>8</sub> : 1 KΩ    | R <sub>19</sub> : 100 KΩ | R <sub>31</sub> : 10 KΩ   | R <sub>49</sub> : 100 Ω    |
| R <sub>9</sub> : 10 KΩ   | R <sub>20</sub> : 1 KΩ   | R <sub>32</sub> : 1 KΩ    | R <sub>50</sub> : 100 Ω    |
| R <sub>10</sub> : 100 KΩ | R <sub>21</sub> : 1 KΩ   | R <sub>33</sub> : 5,1 KΩ  | R <sub>1</sub> : 33 KΩ     |
| R <sub>11</sub> : 1 KΩ   | R <sub>22</sub> : 0,5 KΩ | R <sub>34</sub> : 2,5 KΩ  | R <sub>52</sub> : 100 KΩ   |
| R <sub>12</sub> : 20 KΩ  | R <sub>23</sub> : 10 KΩ  | R <sub>35</sub> : 2,2 KΩ  | R <sub>53</sub> : 10,83 KΩ |

### -POTENTIOMETRES AXE LONG

Simple :

- R<sub>2</sub>: 100 KΩ
- R<sub>25</sub>: 1 KΩ
- R<sub>35</sub>: 250 KΩ
- R<sub>4</sub>: 100 KΩ

Double :

- R<sub>13</sub>-R<sub>30</sub>: 1 MΩ
- R<sub>14</sub>-R<sub>48</sub>: 1 MΩ
- R<sub>15</sub>-R<sub>45</sub>: 1 KΩ

### -POTENTIOMETRES A VIS

8 potentiomètres de valeur 10 kΩ (réglage de l'offset)

### -COMMUTATEURS

- 2 commutateurs : 1 circuit 2 positions (Filtre & Consigne)
- 1 commutateur : 1 circuit 3 positions (Calibre)
- 1 commutateur : 2 circuits 4 positions (les actions)

### -RELAIS

1 relais 12V MHY IRTS



- II) Etude et comparaison des régulateurs  
à actions "Parallèle" et "Série"  
Revue Automatismes (Janvier 1971)
- I2) M. MENAHEM Sur la correction par dérivation  
multiple en régulation industrielle  
Automatismes (Novembre 1964)
- I3) M. MEHENNI Régulateur PID à action continu  
Projet de Fin d'Etudes 1976
- I4) D. DJERMOUN Etude des structures des régulateur continu  
Projet de Fin d'Etudes 1977
- I5) L. WERNER Introduction to control engineering and  
linear control systems



## //--) L I M E N T A T I O N

- I Fusible (220<sup>V</sup> , 0.5 A)
- I Lampe témoin
- I Interrupteur marche - arrêt
- I Transformateur (220<sup>V</sup> — 2 15<sup>V</sup>)  
I = 0.5 A  
Pn = 12 VA
- 2 Ponts de diodes type I008 90M
- 2 Condensateurs 2200 uF , 25<sup>V</sup> (Polarisés)
- 2 Condensateurs 0.27 uF
- I Régulateur de tension 15<sup>V</sup> : 78M15 C
- I Régulateur de tension 15<sup>V</sup> : 79LI5 C
- 2 Condensateurs polarisés 0.1 uF.