

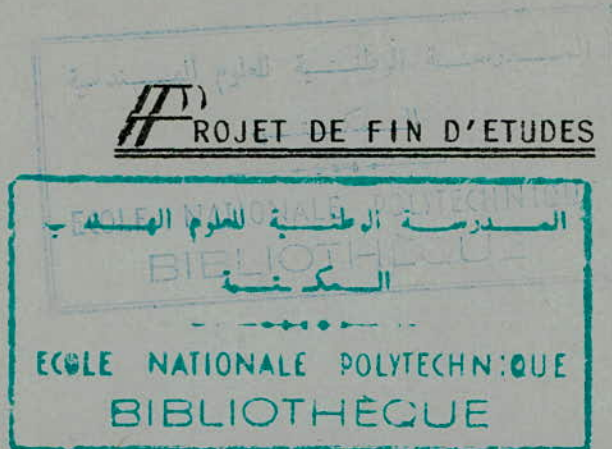
45/82

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

LICENSIE D'INGENIEUR EN ELECTRONIQUE

1ed



SUJET: REGULATION ELECTRONIQUE POUR FOURS ELECTRIQUES

CHAUFFAGE PAR RESISTANCES

PROPOSE PAR :

T. S L U Z K I E W I C Z
PROFESSEUR A L'E.N.P.A.-

ETUDIE PAR :

M. O U L D - D R I S
A. H A C H O U R ***

PROMOTION JUIN 1982

Remerciements.



Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur
T. SLUSZKIEWICZ, Professeur à L'ENPA, pour sa sollicitude
et les conseils qu'il nous a prodigué tout au long
de cette étude.

TABLE DES MATIERES:

1. INTRODUCTION.

2. CHAPITRE I: FOURS ELECTRIQUES:

I. Généralités sur Les fours électriques

1. Introduction.

2. Comparaison entre fours électriques et four à Combustible

3. Différentes sortes de chauffages d'un four électrique.

4. Régulation électronique.

II Fours à résistances:

1. Présentation du four électrique à chauffage par résistance existant au département des Mines et Métallurgie de l'ENPTA.

2. Principe de chauffage par résistances.

3. Paroi cylindrique Composite.

4. Transmission de la chaleur dans le four à résistance.

5. Régulation.

3. CHAPITRE II: CAPTEUR de La température:

I. Introduction

II. Thermomètres à éléments thermoélectriques.

1. Définition

2. Compensation de soudure froide.

3. Inertie des couples thermoélectriques.

4. Choix du capteur de température.

4. CHAPITRE III. Identification:

I. Généralités

1. Notion de systèmes

2. Processus

3. Méthode d'identification

II Identification de notre processus.

1. Analyse simplifiée du phénomène se produisant à l'intérieur du four.

2. Méthodes d'identification des processus aperiodiques.

3. Identification en boucle ouverte des systèmes stables aperiodiques.

III Identification en boucle fermée par la méthode de Broïda

1. Le gain statique G_s connu

2. Le gain statique G_s inconnu.

5. CHAPITRE IV. Régulateurs:

I Généralités sur les régulateurs

1. Constituants d'un régulateur

2. Types de régulateurs

3. Régulation classique continue.

II Etude de la régulation du système identifié.

1. Régulateur par correcteur proportionnelle

2. Régulation par correcteur PD approchée

3. Régulation par correcteur PI approchée

4. Régulation par correcteur PID

5. Choix du régulateur.

6. CHAPITRE V: Réalisation pratique:

I. Rappels sur quelques composants utilisés dans la commande électronique.

1. Thyristor
2. Triac
3. Transistor Unijonction : UJT

II. Réalisation pratique.

1. Fonction du montage.
2. Synchronisation
3. étude du comparateur - amplificateur -
4. Circuit de déclenchement du triac par UJT.
5. Générateur de courant.
6. Potentiomètre donnant la consigne C_0 .
7. Nomenclature.

7. Conclusion.

Introduction

Les contrôles permettent la mesure des facteurs régissant un processus, l'enregistrement plus ou moins continu des mesures et la fixation de ces facteurs à la valeur optimale par la régulation automatique.

Les contrôles se sont imposés particulièrement dans les applications thermiques: A l'heure actuelle, plus personne ne concevrait de construire des centrales thermiques ou des fours métallurgiques sans les munir d'appareillage de contrôle et de régulation.

En ce qui concerne particulièrement notre étude, il nous est proposé de réaliser un dispositif de régulation de la température de l'enceinte du four électrique à chauffage par résistance, existant au département des mines et métallurgie de l'ENPA.

CHAPITRE I : Fours électriques.

I. Généralités sur Les Fours électriques.

1. Introduction :

De nombreux progrès ont été accomplis en chauffage industriel et les opérations thermiques se sont considérablement diversifiées (traitements thermiques, cuisson, polymérisation, séchage, fusion...)

Les fours à résistances, fours à arc et fours à induction ont permis le développement d'applications qui constituent ce que l'on peut appeler l'électrothermie traditionnelle : leur champ préférentiel d'applications a été l'élaboration, le formage et le traitement thermique des métaux. Mais progressivement, l'évolution technologique a rendu utilisables industriellement les phénomènes suivants :

- Hystérésis diélectrique
- Plasma
- Bombardement électronique
- Laser.

2. Comparaison entre fours électriques et fours à combustibles : [8]

Dans le cas du chauffage électrique il y a plusieurs transformations d'énergie, dans le cas des fours à combustibles il n'y a qu'une transformation d'énergie. Donc il y a plusieurs causes de pertes dans le cas du four électrique contre seulement une cause de pertes dans le cas du four à combustible (voir figure:1).

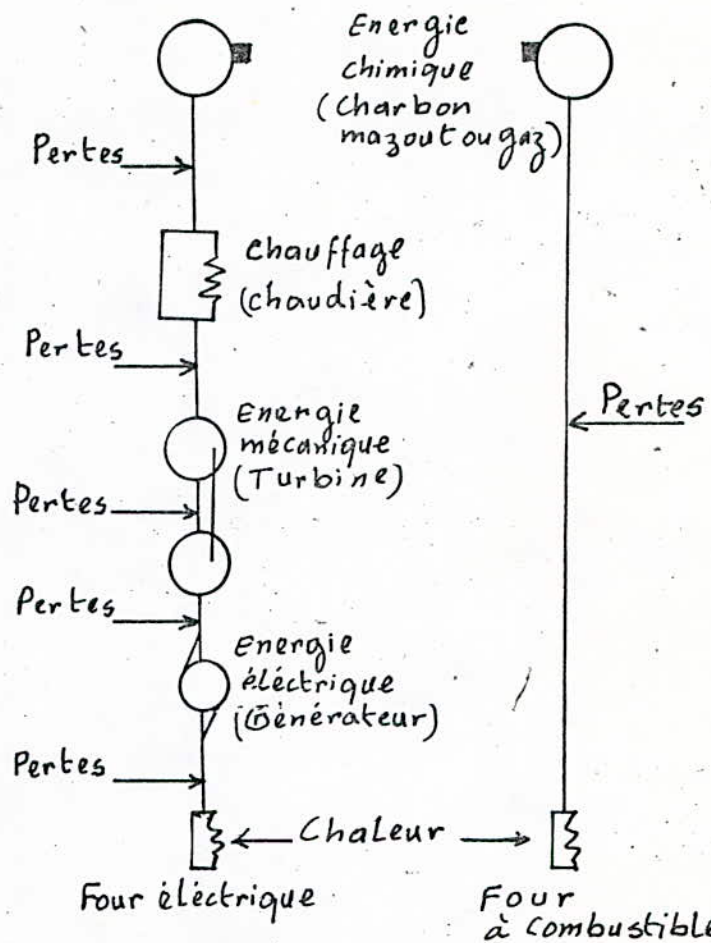


Fig. 1: Comparaison entre le flux de l'énergie dans un four à combustible et dans un four électrique.

Au delà des simples considérations de coût et de disponibilités qui justifient l'utilisation de l'électricité à des fins thermiques dans les processus industriels, l'électrothermie doit toutefois une grande partie de son développement aux caractéristiques spécifiques de cette forme d'énergie : — Aptitude à une localisation précise de l'effet thermique.

- Densité de puissance élevée
- Qualité élevée des produits élaborés
- Facilité de mesure, de contrôle et de régulation
- Limitation de la pollution et amélioration des conditions de travail.

Une des propriétés remarquable de l'électricité comme source d'énergie thermique est le fait qu'elle soit mobilisable sous des formes très diverses.

Le rendement du four électrique est relativement élevé, ce qui le rend souvent déjà plus économique que le four à combustible.

3. Différentes sortes de chauffage d'un four électrique. [2]

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

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

Nous, nous avons à étudier un four électrique à chauffage indirect par résistances.

Répartition des procédés électrothermiques entre chauffage direct et indirect:

chauffage direct	chauffage indirect
<ul style="list-style-type: none"> - Chauffage par conduction. - Chauffage par induction électromagnétique. - Chauffage par arc. - Chauffage diélectrique: <ul style="list-style-type: none"> • haute fréquence • hyper fréquence (micro-ondes). - Chauffage par bombardement électronique. - Chauffage par Laser. 	<ul style="list-style-type: none"> - Chauffage indirect par résistances. - Chauffage par rayonnement infrarouge. - Chauffage indirect par arc. - Chauffage par plasma.

Le tableau ci-dessus donne la liste des différentes technologies électrothermiques.

4. Régulation électronique:

Traditionnellement, la régulation des procédés électrothermiques était fondée sur des systèmes de régulation électromécaniques.

Ces systèmes assuraient généralement un contrôle du processus de chauffage plus fin que celui obtenu en chauffage par combustibles.

Des composants électroniques se sont progressivement substitués aux composants électromécaniques pour assurer des fonctions

comme la comparaison et l'amplification des signaux ; mais le circuit de commande du passage du courant continu dans la plupart des cas a à comprendre un contacteur électromécanique dont l'inertie est très supérieure à celle des éléments électroniques du système de régulation. Dans les fours à résistances l'alimentation des éléments chauffants se fait généralement par l'intermédiaire de contacteurs électromécanique et la variation de puissance est assurée par des systèmes du type "tout ou rien" (mise sous ou hors tension des résistances) ou "tout, peu, rien" (passage du montage en triangle à un montage en étoile des résistances, puis mise hors tension des résistances). Le développement des contacteurs statiques représente une innovation majeure en matière de régulation puisqu'il permet de définir des systèmes de contrôle du chauffage entièrement électroniques. Ces contacteurs statiques sont constitués par des associations de thyristors et triacs assurant une modulation de la puissance appelée au niveau d'une période du courant alternatif (régulation par angle de phase) ou de quelques périodes (régulation par trains d'ondes). Associés à des capteurs de température à faible inertie thermique, ces systèmes assurent une régulation fine de la température.

II. Fours à résistances :

1. Présentation du four électrique à chauffage par résistance existant dans le laboratoire du département Mines et Métallurgie de L'ENPA:

C'est un four à tube type prolabo d'enroulements, sans régulateurs, alimentation entre deux fils.

- Tension d'alimentation : 220V ν .

- Tube chauffant : ϕ , diamètre intérieur : 60mm
L, longueur : 600mm

- Encombrement : l, largeur : 230mm
L', longueur : 650mm
h, hauteur : 370mm.

La température maximale que peut atteindre ce four est de 1000°C.

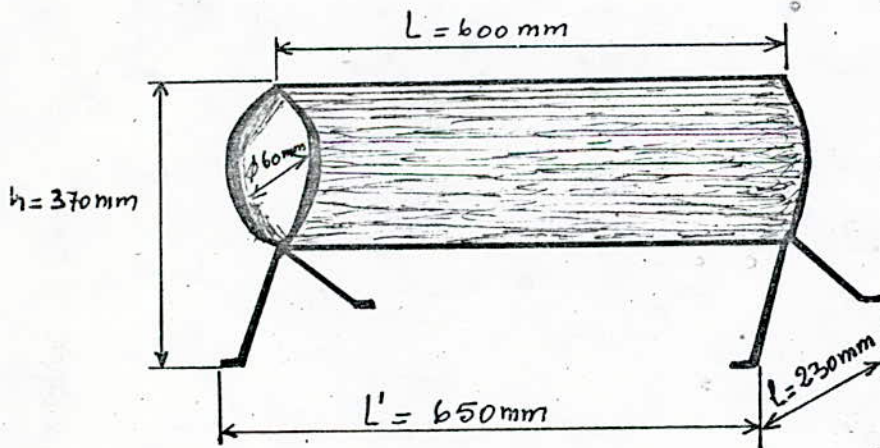


Fig.2: Four à tube type prolabo avec son support.

2. Principe de chauffage par résistances :

Le chauffage du four à résistances repose sur la Loi de Joule.

La puissance électrique transformée en chaleur s'exprime par

la relation :

$$P = U \cdot I = R \cdot I^2 = \frac{U^2}{R}$$

P en Watts (W)

U en volts (V)

I en Ampères (A)

R en ohms (Ω)

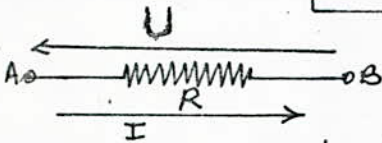


Fig.3 : Principe de chauffage par résistance.

La Loi d'Ohm traduit la relation entre la tension, la résistance et l'intensité :

$$U = R \cdot I$$

Si une même puissance électrique est utilisée pendant un temps t , l'énergie électrique transformée en chaleur a pour

valeur :

$$Q = P \cdot t = R \cdot I^2 \cdot t$$

Q en Joules (J)

t en secondes (s)

Cette relation suppose que les différentes grandeurs physiques soient constantes, dans le cas contraire, il faut déterminer l'énergie émise par l'expression :

$$Q = \int_0^t U \cdot I \, dt$$

Un récepteur alimenté sous une tension alternative U et traversé par un courant I déphasé d'un angle φ par rapport à U absorbe une puissance active P égale à $UI \cos \varphi$.

U et I moyennes quadratiques (valeurs efficaces) de la tension et de l'intensité pendant une période.

Dans notre cas on a une résistance alimentée sous une tension égale à 220V. Donc l'intensité et la tension sont pratiquement

en phase dans cette résistance électrique.

$$P = UI$$

D'après la Loi d'Ohm $U = RI$ on aura: $P = RI^2$.

Nous mesurons à l'aide d'un ohmmètre la résistance électrique du four à froid, nous trouvons $R \approx 30 \Omega$.

À l'aide d'un ampèremètre nous mesurons l'intensité du courant circulant dans cette résistance, nous trouvons $I \approx 7,4 \text{ A}$ (sous la tension d'alimentation de la résistance égale à 220 V).

$$\text{D'où } P \approx 30 \cdot (7,4)^2$$

$$P \approx 1643 \text{ W}$$

L'enroulement judicieux de la résistance sur le tube dans le four permet d'obtenir une assez bonne homogénéité de température.

3. Paroi cylindrique composite : [2]

Dans le cas de deux surfaces cylindriques concentriques indéfinies de rayon r_1 et r_2 , maintenues respectivement aux températures θ_1 et θ_2 , le flux de chaleur par unité de longueur s'exprime par :

$$\phi = 2\pi\lambda \frac{\theta_1 - \theta_2}{\ln(r_2/r_1)} \quad \text{avec } \lambda = \text{conductivité thermique,} \\ \text{spécifique d'un matériau donné.}$$

La résistance thermique par unité de longueur du tube est alors :

$$R_{th} = \frac{\ln(r_2/r_1)}{2\pi\lambda}$$

Pour un tube cylindrique composite comprenant n couches,

l'expression du flux thermique par unité de longueur devient alors :

$$\phi = \frac{\theta_1 - \theta_{n+1}}{R_{th}}$$

$$\text{avec: } R_{th} = \sum_{i=1}^{n+1} \frac{\ln(r_{i+1}/r_i)}{2\pi\lambda_i}$$

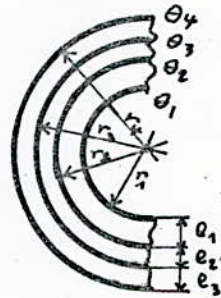


Fig. 4. Flux de chaleur dans une paroi cylindrique composite.

L'évolution de la température à l'intérieur d'une couche de rang i est donnée

$$\text{par: } \theta_r = \theta_i - \frac{\theta_i - \theta_{i+1}}{R_{th}} \cdot \frac{\ln(r/r_i)}{2\pi\lambda_i}$$

$$\text{Soit: } \theta_r = \theta_i - \frac{\theta_i - \theta_{i+1}}{R_{th} \cdot S} \cdot \frac{e}{\lambda_i} \quad \text{avec } S = \frac{2\pi(r-r_i)}{\ln(r/r_i)} \quad \text{et } e = r - r_i$$

4. Transmission de La chaleur dans Le four à résistances:

Le chauffage se fait par transmission de chaleur entre la résistance et la charge, mais les parois jouent également un grand rôle, puisqu'elles réémettent la majeure partie de l'énergie reçue de la résistance chauffante.

4.1 Transfert de chaleur par conduction:

La conduction thermique conditionne:

- La transmission d'énergie à l'intérieur de la charge et l'égalisation de sa température.
- Les pertes thermiques par les parois du four.

4.2 Transfert de chaleur par convection:

La convection est une perte de chaleur par transmission d'un corps chaud au fluide qui l'entourne et que cet échauffement met en mouvement.

4.3 Transfert de chaleur par rayonnement:

Le rayonnement consiste en l'émission de radiations calorifiques traversant l'air environnant en échauffant les corps situés à proximité.

4.4 Echange thermique global dans un four à résistances:

En pratique, le transfert de chaleur se fait simultanément par rayonnement et convection, le fluide assurant la convection étant l'air ou l'atmosphère particulière régnant dans le four.

Le rayonnement occupe toujours une place importante.

Au-delà de 600°C le rayonnement devient prépondérant. Pour des températures supérieures, le rayonnement intervient pour plus de 90% dans le flux thermique reçu par la charge, que ce flux lui parvienne directement des résistances ou lui soit transmis par réflexion sur les parois du four.

5. Régulation:

Les systèmes de régulation actuels assurent une bonne précision de température.

5.1 Constitution d'un système de régulation:

Un système de régulation comprend essentiellement :

- Un ou plusieurs détecteurs de température qui mesurent la température du four (ou des résistances) et la transforment en une grandeur électrique équivalente.
- Un comparateur qui compare la grandeur mesurée à une grandeur de référence (consigne) en donnant un signal d'écart ε . La grandeur de référence peut varier dans le temps selon un programme déterminé.
- Un système de commande et de variation de la puissance.

Le signal d'écart ε est appliqué à l'organe correcteur qui règle l'énergie électrique absorbée par le four.

La commande de l'alimentation électrique des résistances fait appel soit à des contacteurs électromécaniques classiques, soit à des contacteurs statiques (Thyristors, Triacs...).

5.2 Dispositifs de variation de la puissance:

Les moyens pour faire varier la puissance dégagée dans le four peuvent résulter d'une action sur la valeur de la tension ou des résistances. Des systèmes de commande entièrement électroniques (commande statique à thyristors, triacs) permettent en outre de contrôler facilement la puissance par une action au niveau même de la sinusoïde du courant en modulant le nombre d'alternances admises

Dans la charge ou en n'y injectant que des portions variables de chaque alternance.

— Action sur la valeur de la tension :

En faisant varier la tension grâce à un rhéostat, une inductance, ou un autotransformateur on peut modifier la puissance.

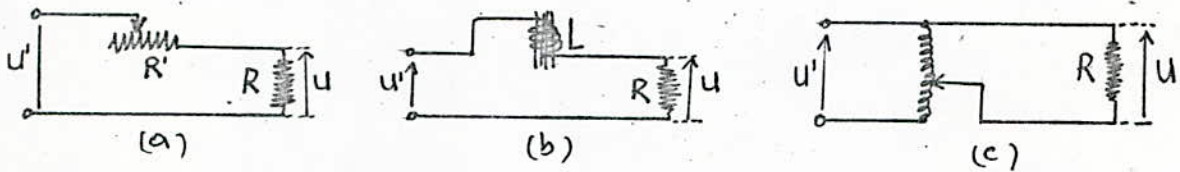


Fig. 5: Variation de la tension ; avec : (a) rhéostat, (b) inductance variable, (c) autotransformateur.

— Régulation à thyristors ou triacs :

Les thyristors ou triacs jouent le rôle de contacteurs statiques dont le temps de réponse très inférieur à la période du courant alternatif fourni par le réseau de distribution de l'électricité (secteur). Ces composants permettent une modulation continue de la puissance injectée dans les résistances. Il existe deux principaux modes de commande par thyristors ou triacs :

• La commande par trains d'ondes :

La commande se fait par paquets d'alternances entières. Une base de temps T correspondant à un nombre entier d'alternances doit être choisie. En fonction du signal délivré par le régulateur, le système de commande des thyristors ou triacs ne laisse passer dans la charge qu'un nombre entier d'alternances inférieur ou égal à celui caractérisant la base de temps. Le temps de conduction et le taux d'utilisation de la puissance varient avec la valeur du signal émis par le régulateur.

• La commande par angle de phase :

Le principe général de la commande en angle de conduction consiste à retarder systématiquement l'instant du déclenchement en introduisant une constante de temps, obtenue en général au moyen d'un circuit RC (Le condensateur c , en se chargeant à travers la résistance R , retarde le moment où le courant d'amorçage est atteint).

Ce mode de commande, qui permet de découper les alternances, peut conduire à une bonne précision de la température puisque son temps de réponse est très court. En revanche, ce système engendre des parasites (création d'harmoniques) provenant d'une variation brutale de l'intensité à l'amorçage des thyristors ou triacs et la variation de la puissance n'est pas linéaire avec le courant de commande. Pour éliminer ces harmoniques de rang élevé introduits par le découpage de l'onde d'alimentation, on insère des filtres antiparasites dans le circuit de commande par angle de phase.

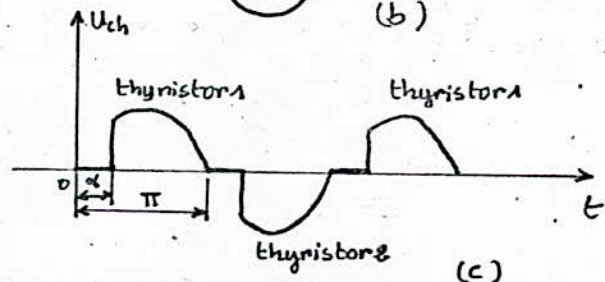
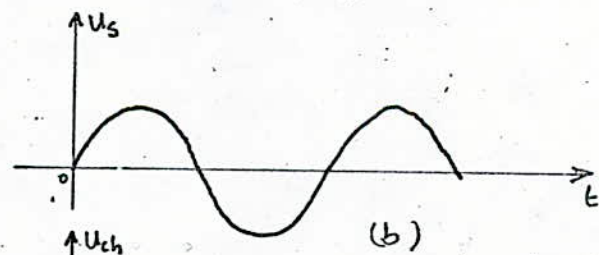
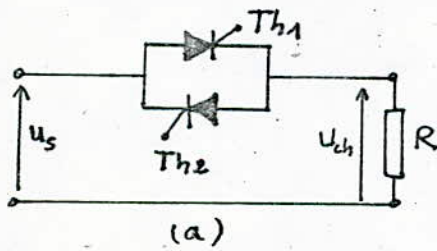


Fig. 6: Principe d'un contacteur statique à thyristors d'commande par angle de phase ;

(a) alimentation d'une charge résistive par contacteur statique à thyristors ;

(b) représentation de la tension d'alimentation U_s ;

(c) retard à l'amorçage des thyristors avec une charge résistive .

CHAPITRE II : Capteurs de température :

I. Introduction

L'échelle internationale pratique de température de 1968 (E IPT-68) : La troisième conférence générale des poids et mesures a défini, en 1967, l'échelle internationale pratique de température (E IPT-68) de telle façon qu'une température mesurée dans cette échelle soit la meilleure approximation possible à cette date de la température thermodynamique. Cette échelle remplace l'E IPT de 1948, amendée en 1960.

Les unités restent le Kelvin (K), le degré Celsius ($^{\circ}\text{C}$) avec

la relation : $T_{68} = t_{68} + 273,15$.

L'E IPT est matérialisée par des points fixes et des lois d'interpolation ou d'extrapolation.

Jusqu'à $630,74^{\circ}\text{C}$, l'interpolation est fournie par le thermomètre à résistance de platine. De $630,74$ à $1064,43^{\circ}\text{C}$ on utilise la f.e.m d'un couple thermoélectrique platine rhodié 10% - platine pour matérialiser l'échelle grâce aux points de solidification de l'argent ($961,93^{\circ}\text{C}$) et de l'or ($1064,43^{\circ}\text{C}$).

Détecteur de température :

Un détecteur de température sert à mesurer la température et la transformer en une grandeur électrique équivalente.

Dans notre cas nous avons besoin d'un thermocouple pour mesurer la température de l'enceinte du four. Donc l'étude sur les capteurs de température nous la limiterons exprès ; cette étude se portera seulement sur les couples-thermoélectriques.

II. Thermomètre à éléments thermoélectriques :

1. Définition: Un couple thermoélectrique est un générateur électrique à faible résistance interne et la mesure des températures se ramène à la mesure de différence de potentiel comprise entre quelques μV et quelques mV .

Puisque la f.e.m thermoélectrique dépend de la température de la soudure froide, il importe que celle-ci soit connue et fixée avec une précision suffisante pour qu'il n'y ait là aucune cause d'erreur sensible.

2. Compensation de soudure froide.

a. Utilisation du point 0°C réalisé avec le mélange d'eau pure et de la glace fondante.

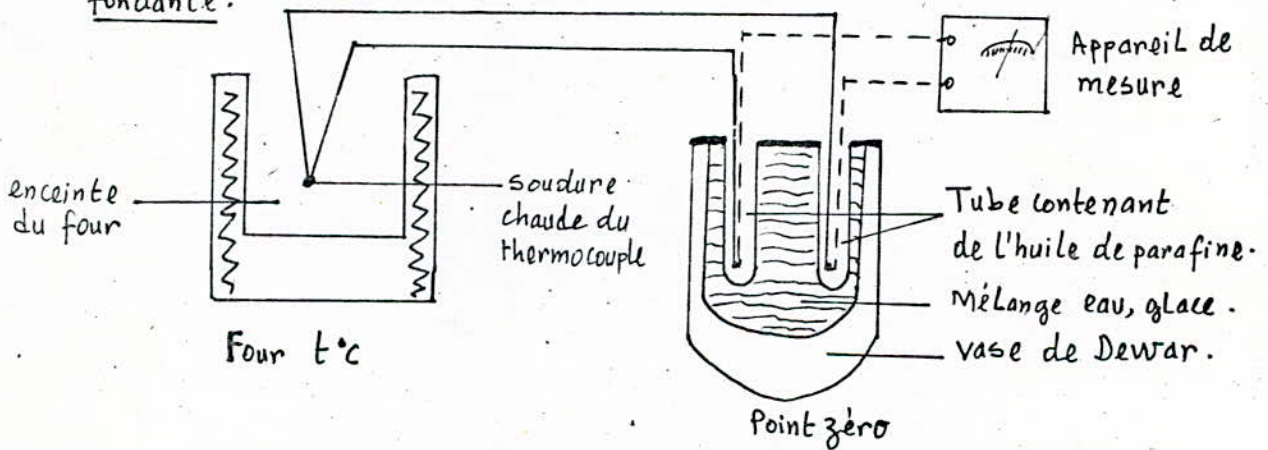


Fig. 1: Couple thermoélectrique, montage avec soudure froide 0°C .

b. Utilisation d'une température déterminée au moyen d'un autre capteur, un thermomètre à mercure par exemple.

Pour calculer ce que serait la f.e.m du couple si sa soudure froide était à 0°C , il faut ajouter à la f.e.m mesurée celle que produirait le couple si la soudure chaude était à $t^\circ\text{C}$ et sa soudure froide à 0°C .

C. Utilisation des fils compensateurs.

Cette méthode consiste à relier les éléments du couple thermoélectrique à l'appareil de lecture ou de régulation par des fils de deux métaux ou alliages appelés fils compensateurs.

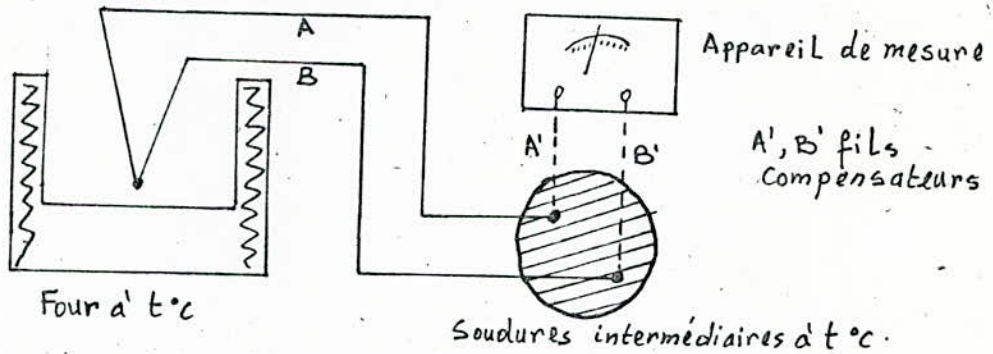


Fig. 2: Couples thermoélectriques, montage avec fils Compensateurs.

Pour qu'ils n'introduisent aucune erreur, il est nécessaire que la f. e. m du couple formé avec ces éléments compensateurs A' et B' soit égale à celle du couple principal A et B lorsque sa soudure chaude est à $t^\circ\text{C}$ et sa soudure froide à 0°C .

3. Inertie des couples thermoélectriques. [7]

Le capteur possède une certaine inertie thermique. Lors de la montée en température du four, il n'indique donc la température réelle de l'enceinte du four qu'avec un certain retard et cette erreur est d'autant plus importante que la densité de puissance est élevée.

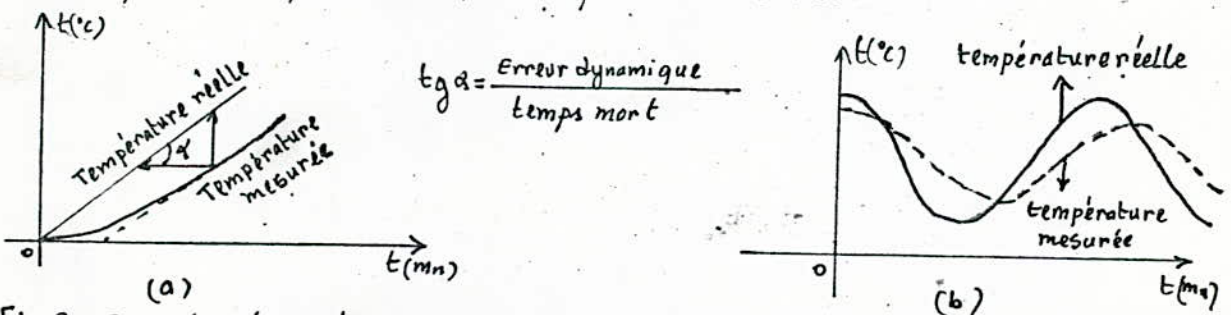


Fig. 3. Exemples de courbes montrant: (a) Le temps mort et l'erreur dynamique d'un thermocouple, (b) Le retard de la température mesurée sur la température réelle d'une enceinte d'un four.

$$t_{g\alpha} = \frac{\text{Erreur dynamique}}{\text{temps mort}}$$

4. Choix du capteur de température.

Le capteur de température constitue le premier élément d'une chaîne de mesure ou de régulation. Il doit être à la fois sensible à sa mesure et adapté à sa valeur. Pour le choix d'un capteur de température on se base essentiellement sur les critères suivants :

- Gamme de température à couvrir ;
- Temps de réponse du capteur ;
- Considérations d'encombrement de poids ou d'environnement de l'élément sensible.

Les thermocouples satisfont ces critères malgré qu'ils ont une courbe de réponse non linéaire (pour les températures élevées), une durée de vie limitée, une influence du milieu ambiant sur le couple thermoélectrique, des problèmes d'étanchéité et d'inertie chimique de la gaine...

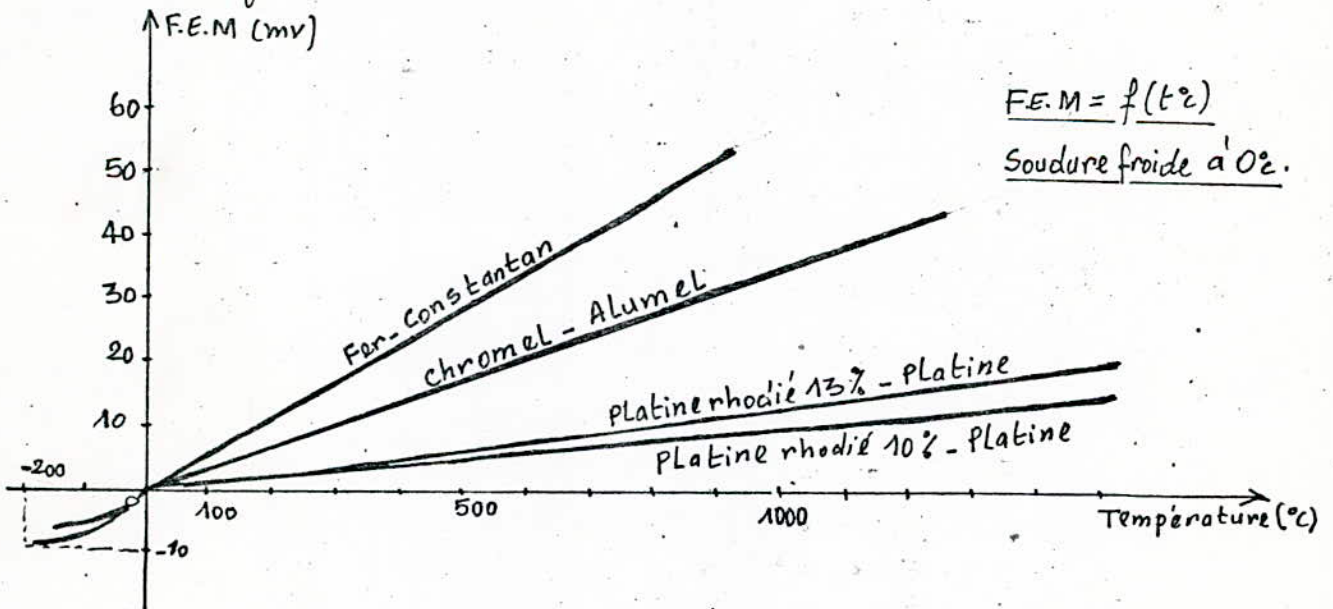


Fig. 4 Réponses en température des principaux thermocouples (qu'on peut utiliser).

Les couples thermoélectriques Les plus couramment employés sont ceux à

- Fer - constantan jusqu'à une température de 900°C ;
- Chromel - alumel jusqu'à une température de 1200°C ;
- Platine rhodié - platine jusqu'à une température de 1700°C .

Pour répondre aux exigences d'un service industriel, Les thermocouples doivent :

- Développer une force électromotrice aussi grande que possible, fonction de la température,
- être suffisamment durables,
- être interchangeables.

Pour Les mesures industrielles et de grande précision on utilise principalement Les couples platine rhodié - platine ; exemple : Le thermocouple platine rhodié 10% - platine peut assurer un service continu au voisinage de 1300°C pendant 2 ans sans dévier de plus de 3°C .

Donc notre choix se portera sur Les thermocouples chromel - alumel et platine rhodié - platine.

Dans notre cas nous avons utilisé Le thermocouple Pt.Rh 10% - Pt car c'est Le seul que nous avons trouvé au Laboratoire .

Caractéristiques de ce thermocouple :

- Ses propriétés thermoélectriques sont stables dans le domaine des hautes températures .
- Couramment utilisé pour les mesures de très haute précision, et employé pour La définition de l'échelle internationale de température entre 600 et 1100°C .

Tableau de référence des f.e.m en mv du thermocouple Pt-Rh 10%-Pt.
Les jonctions de référence sont prises à 0°C.

°C	mv	°C	mv	°C	mv	°C	mv	°C	mv
0	0,000	320	2,499	540	5,635	960	9,111	1280	12,897
20	0,113	340	2,685	660	5,842	980	9,340	1300	13,138
40	0,235	360	2,872	680	6,050	1000	9,570	1320	13,378
60	0,364	380	3,061	700	6,260	1020	9,802	1340	13,618
80	0,500	400	3,251	720	6,471	1040	10,035	1360	13,858
100	0,643	420	3,442	740	6,683	1060	10,269	1380	14,098
120	0,792	440	3,635	760	6,897	1080	10,505	1400	14,337
140	0,946	460	3,829	780	7,112	1100	10,741	1420	14,576
160	1,106	480	4,024	800	7,329	1120	10,979	1440	14,815
180	1,269	500	4,221	820	7,547	1140	11,217	1460	15,054
200	1,436	520	4,419	840	7,766	1160	11,456	1480	15,292
220	1,607	540	4,618	860	7,987	1180	11,695	1500	15,530
240	1,780	560	4,818	880	8,209	1200	11,935	⋮	⋮
260	1,956	580	5,020	900	8,432	1220	12,175	⋮	⋮
280	2,135	600	5,224	920	8,657	1240	12,416	⋮	⋮
300	2,316	620	5,429	940	8,883	1260	12,657	1769	18,695

CHAPITRE III : Identification.

But de l'identification: Pour bien choisir le régulateur, il est impératif de connaître la fonction de transfert représentative du processus.

Avant de passer à l'identification de notre processus, nous allons rappeler quelques notions sur les systèmes.

I. Généralités:

1. Notion de systèmes:

a. Définition: On appelle "système" un ensemble d'organes tels que instruments, appareillages réunis et interconnectés entre eux afin de mener à bien une tâche définie.

b. Constitution: La tâche définie est toujours un travail effectué par un processus. La qualité du travail peut-être suivie en observant l'évolution des grandeurs déterminantes (température, débit de puissance...). Alors il convient de régler ces grandeurs déterminantes qu'on appelle "grandeurs réglées". Pour cela on agit sur une grandeur dite réglante en la dosant plus ou moins selon que la valeur de la grandeur réglée est plus ou moins éloignée de la valeur qu'elle devait avoir et qu'on appelle "consigne".

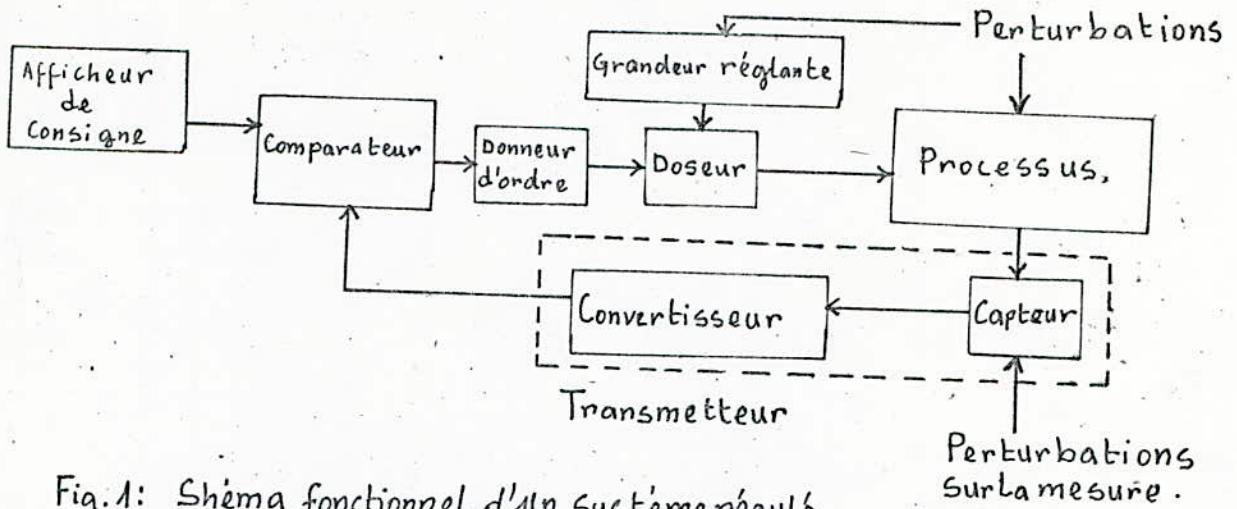


Fig. 1: Schéma fonctionnel d'un système régulé.

2. Processus:

a. Définition: Le processus est un ensemble de phénomènes (électriques magnétiques...) se produisant dans l'organe à contrôler, au moyen d'une régulation qui doit être conçue en tenant compte de l'environnement c'est à dire des perturbations.

b. Modèle mathématique:

Considérons le cas des processus à une seule grandeur réglante et une seule grandeur réglée qu'on désignera respectivement par entrée (e) et sortie (s) (voir fig. 2)

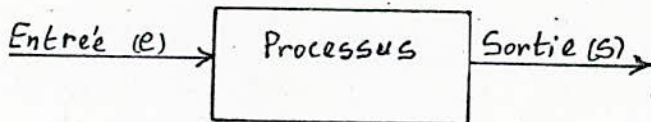


Fig. 2.

Il existe en général une relation mathématique d'ordre n entre l'entrée (e) et la sortie (s).

Cette relation est :

$$f\left(e, s, t, \frac{ds}{dt}, \frac{d^2s}{dt^2}, \dots, \frac{d^ns}{dt^n}\right) = 0 \quad (1)$$

Cependant on peut ne connaître qu'en partie la relation (1), voir pas du tout, et souvent même si on la connaît entièrement on ne sait pas la résoudre pour n'importe quelle entrée $e(t)$; en particulier quand la relation (1) n'est pas linéaire.

Ainsi on aura recours à la détermination d'un modèle imparfait pouvant néanmoins résoudre le problème de la conduite automatique du processus; cette détermination peut se faire grâce aux méthodes d'identification.

3. Méthodes d'identification : modèle de conduite. [3]

a. Définition (donnée par Zadeh en 1962):

L'identification d'un système est la détermination sur la base de la connaissance des entrées et des sorties de ce système, d'un modèle mathématique, appartenant à une classe de modèles donnés, ce dernier soumis aux mêmes signaux test, étant alors équivalent au système donné.

b. Classification des méthodes d'identification.

La différence qui existe entre les divers schémas d'identification réside en principe que sur le choix de la classe des modèles, des signaux (test) d'entrée et du critère.

— Choix de la classe des modèles: C'est le choix de l'ensemble des modèles à l'intérieur duquel nous chercherons le modèle équivalent au système réel.

Les différentes classes de modèles permettent de distinguer les méthodes d'identification paramétriques et non paramétriques.

Dans les méthodes non paramétriques nous avons :

- Les méthodes permettant de calculer la réponse impulsionnelle en utilisant le théorème de convolution ou les fonctions de corrélation.
- Les méthodes déterminant la fonction de transfert fréquentielle valable dans l'hypothèse de linéarité, stationnarité et ergodicité.

Quant aux méthodes paramétriques, elles présupposent le choix d'une classe de modèles caractérisés par un ensemble de paramètres. Il faut donc déterminer le vecteur paramètre qui minimise le critère choisi.

- Choix des signaux test : Les entrées test sont généralement des signaux sinusoidaux, des échelons, un bruit blanc, une séquence binaire ou ternaire pseudo-aléatoire.
- Choix du critère d'équivalence : Le critère est basé sur la ressemblance des réponses indicielles, elles mêmes caractérisées par des points particuliers et des tangentes ou asymptotes en ces points.

II. Identification de notre processus:

1. Analyse simplifiée du phénomène se produisant à l'intérieur du four. [4]

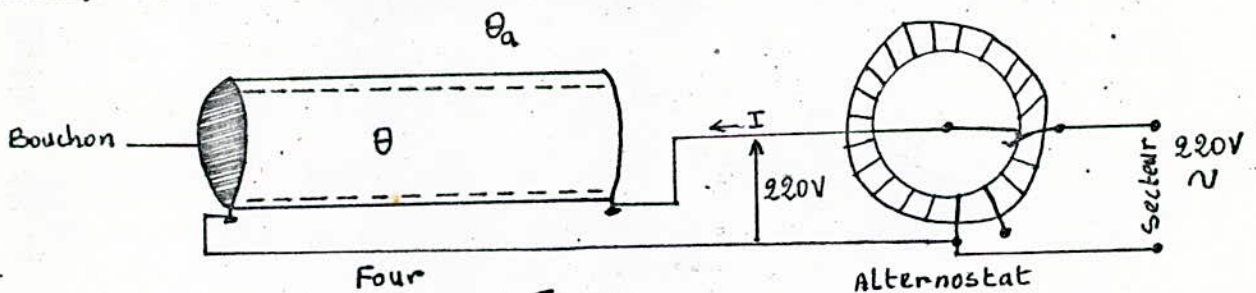


Fig. 3.

θ , température à l'intérieur de l'enceinte du four;

θ_a , température ambiante;

I , intensité efficace du courant circulant dans la résistance.

Soit Q la quantité de chaleur fournie par unité de temps par la résistance à l'enceinte du four; $Q = RI^2$ (1)

Entre un instant t et $t+dt$ l'énergie consommée est $Q \cdot dt$.

$$Q \cdot dt = M \cdot d\theta + \frac{\theta - \theta_a}{R_{th}} \cdot dt \quad (2)$$

Avec: $M = \sum_{i=1}^n m_i c_i$ et $m_i =$ masse de la $i^{ème}$ partie (matériau) du four
 $c_i =$ chaleur spécifique relative à ces parties.

$R_{th} =$ résistance thermique du four

$\frac{\theta - \theta_a}{R_{th}} \cdot dt =$ flux de chaleur qui sort à travers la paroi composite du four

$M \cdot d\theta =$ chaleur nécessaire pour la température du four de $d\theta$.

Divisons l'expression (2) par la quantité dt , nous obtenons:

$$Q = M \frac{d\theta}{dt} + \frac{\theta - \theta_a}{R_{th}} \quad (3)$$

M et R_{th} varient en fonction de la température, l'équation (3) n'est donc pas linéaire. Par contre ces valeurs restent pratiquement constantes autour d'un point de fonctionnement ($Q_0, \theta_0, \theta_{a0}$):

linéarisons l'équation (3) autour de ce point de fonctionnement.

$$Q = Q_0 + q; \quad \theta = \theta_0 + \theta; \quad \theta_a = \theta_{a0} + \theta_a$$

L'équation (3) devient:

$$Q_0 + q = M \frac{d(\theta_0 + \theta)}{dt} + \frac{(\theta_0 + \theta) - (\theta_{a0} + \theta_a)}{R_{th}}$$

$$Q_0 + q = M \frac{d\theta}{dt} + M \frac{d\theta_0}{dt} + \frac{\theta - \theta_a}{R_{th}} + \frac{\theta_0 - \theta_a}{R_{th}}$$

Au point de fonctionnement on a : $Q_0 - \frac{\theta_0 - \theta_{a0}}{R_{th}} = 0$ et $M \frac{d\theta_0}{dt} = 0$.

Donc nous obtenons :

$$q = M \frac{d\theta}{dt} + \frac{\theta - \theta_a}{R_{th}} \quad (4)$$

En notation opérationnelle l'équation (4) devient :

$$q(p) = Mp \theta(p) + \frac{\theta(p) - \theta_a(p)}{R_{th}}$$

Dont le schéma fonctionnel est le suivant :

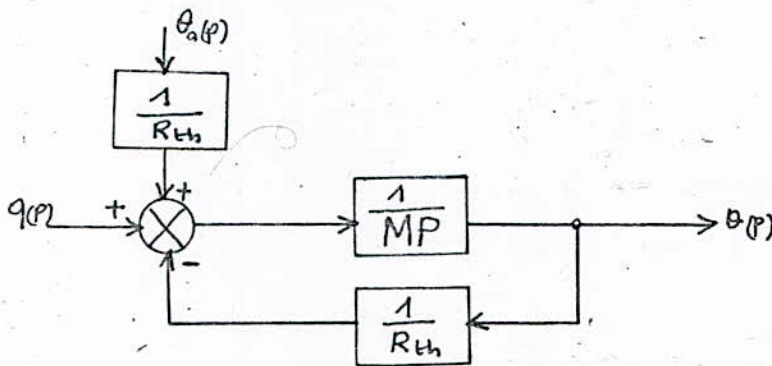


Fig. 4.

La fonction de transfert vis à vis de l'entrée $q(p)$ est :

$$\frac{\theta(p)}{q(p)} = \frac{\frac{1}{Mp}}{1 + \frac{1}{Mp} \cdot \frac{1}{R_{th}}}$$

$$\frac{\theta(p)}{q(p)} = \frac{1}{Mp + \frac{1}{R_{th}}}$$

$$\boxed{\frac{\theta(p)}{q(p)} = \frac{R_{th}}{1 + Mp \cdot R_{th}}} \quad (5)$$

L'équation (5) nous montre qu'autour d'un point de fonctionnement la fonction de transfert du processus est approximée par une fonction de transfert du premier ordre de la forme :

$$F.T = \frac{K_1}{1 + T_1 P} \quad \text{avec: } K_1 = \text{constante réelle}$$

$$T_1 = \text{constante de temps}$$

En général on n'a accès à la grandeur réglée que par l'intermédiaire d'un transmetteur qui transforme celle-ci en un signal électrique normalisé. Dans notre cas nous utilisons un thermocouple ; il nous faut alors insérer la fonction de transfert du thermocouple dans le schéma fonctionnel de la Fig. 4.

La réponse du processus à un échelon de puissance est apériodique et présente un retard pur

2. Méthode d'identification des processus apériodiques:

La réponse à un échelon d'un modèle linéaire peut toujours se mettre sous la forme d'une somme d'exponentielles pour $t > 0$.

$$R(t) = E \longrightarrow S(t) = E \left(1 - \sum_{i=1}^n K_i e^{-\frac{t}{\tau_i}} \right) ; \quad n = \text{ordre du modèle}$$

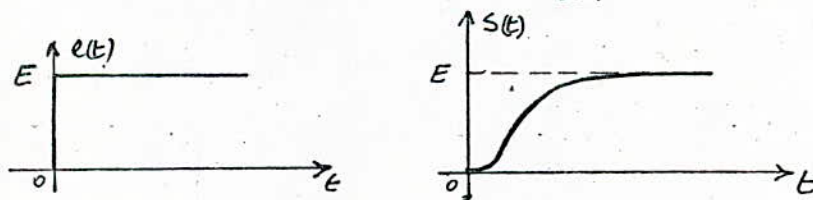


Fig. 5

La fonction de transfert d'un tel modèle est :

$$\frac{K_1}{1 + \tau_1 P} \cdot \frac{K_2}{1 + \tau_2 P} \dots \dots \frac{K_n}{1 + \tau_n P} \quad (\text{c'est à dire qu'il faut } 2n \text{ paramètres})$$

Les méthodes d'identification cherchent à réduire ce nombre au maximum (1, 2 ou 3 paramètres au plus).

L'idée directrice est qu'une réponse aperiodique est peu différente d'une réponse du premier ordre de constante de temps T mais retardée d'un temps mort τ .

$$F(p) = \frac{K \cdot e^{-\tau p}}{1 + Tp}$$

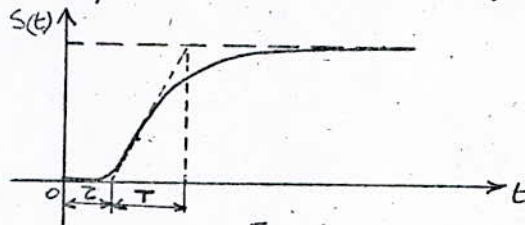


Fig. 6.

En effet $e^{-\tau p}$ peut être développé en série de Taylor :

$$e^{-\tau p} = 1 - \tau p + \frac{\tau^2 p^2}{2!} - \dots + \frac{\tau^n p^n}{n!} + \dots$$

En comparant ce développement avec celui du binôme :

$$\left(1 + \frac{\tau p}{N}\right)^N = 1 + \tau p + \frac{N(N-1)}{2N^2} \tau^2 p^2 + \dots + \frac{N(N-1)\dots(N-n+1)}{N^n \cdot n!} \tau^n p^n + \dots + \frac{\tau^N p^N}{N^N}$$

Quand N tend vers l'infini, le coefficient de p^n tend vers $\frac{\tau^n}{n!}$ d'où une transmittance d'ordre N très grand, de constante de temps unique et égale à $\frac{\tau}{N}$, est équivalente à la transmittance

$$e^{-\tau p} \approx \frac{1}{\left(1 + \frac{\tau p}{N}\right)^N}$$

3. Identification en boucle ouverte des systèmes stables aperiodiques :

Notre processus ayant une réponse aperiodique et un retard τ .

Nous pouvons alors l'identifier par un modèle de Broïda qui consiste à approximer une fonction du n^{ieme} ordre à une fonction du premier ordre affecté d'un retard pur.

3.1 Identification par la méthode de Broïda: [1]

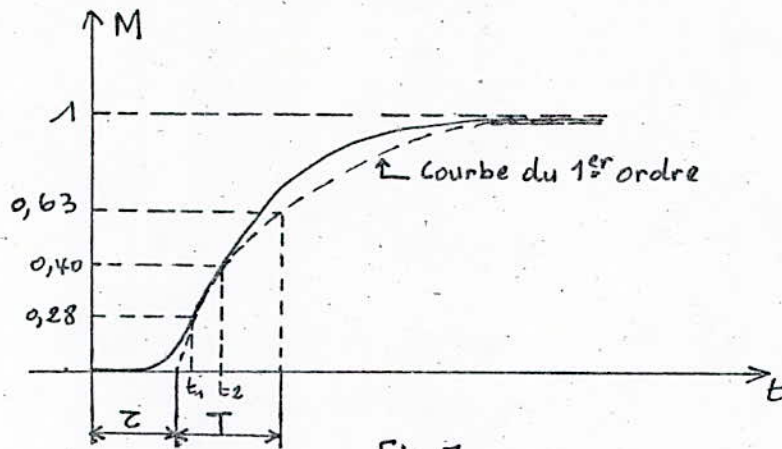


Fig. 7.

La courbe du premier ordre passe par deux points, situés sur la courbe enregistrée, ayant pour ordonnées 0,28 et 0,40.

Ces deux points déterminent deux temps t_1 et t_2 .

On calcule facilement la constante de temps T et le retard pur τ

par les formules suivantes :

$$T = 5,5(t_2 - t_1) \quad (6)$$

$$\tau = 2,8 t_1 - 1,8 t_2 \quad (7)$$

3.2 Application de la méthode de Broïda:

Nous mesurons l'intensité de courant qui circule dans la résistance chauffante pour les différentes valeurs de la tension d'alimentation;

Tableau de mesures:

$V(V)$	220	180	140	110
$I(A)$	7,4	6,0	4,5	3,8

Nous réglons la tension d'alimentation à l'aide de l'alternostat à 140V ce qui correspond à 37% de la puissance maximale (La puissance maximale est fournie sous la tension $U = 220V$, elle est égale à RI_{max}^2 , avec $I_{max} = 7,4A$).

Nous laissons le four chauffer sous la tension de 140V jusqu'à atteindre son régime permanent. A ce moment là nous augmentons la tension d'alimentation jusqu'à 180V ce qui correspond à l'application d'un échelon unité de 29%.

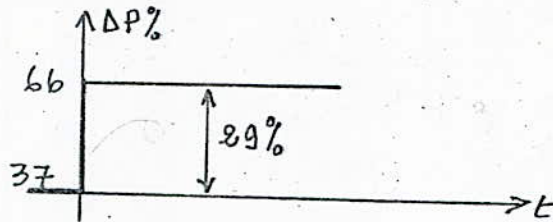


Fig. 8.

La réponse enregistrée est celle de la fig. 9.

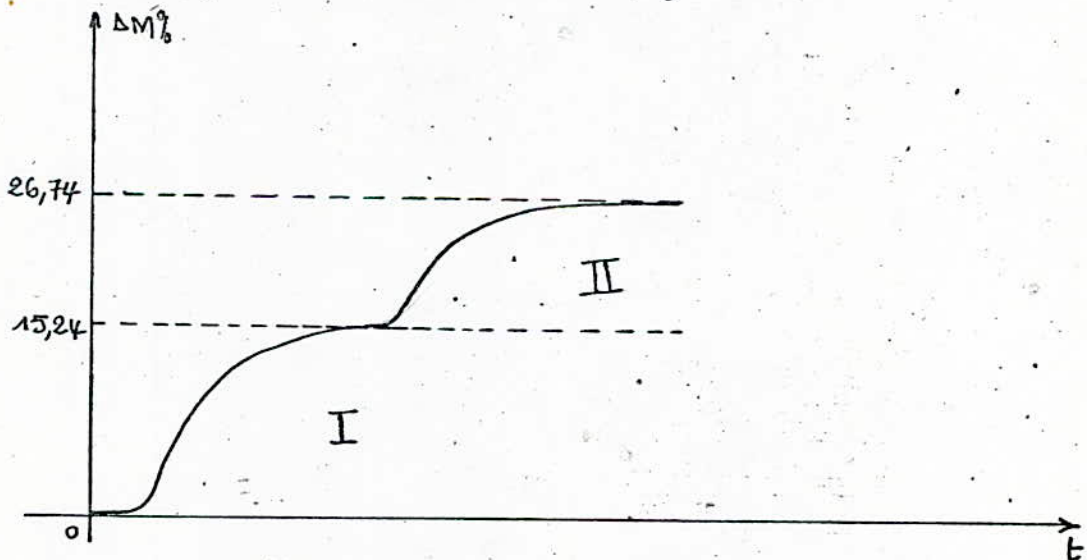


Fig. 9.

Nous nous intéresserons à la partie II de la courbe enregistrée pour calculer la constante de temps T et le retard pur τ .

La partie II de la fig. 9 est représentée par la fig. 10.

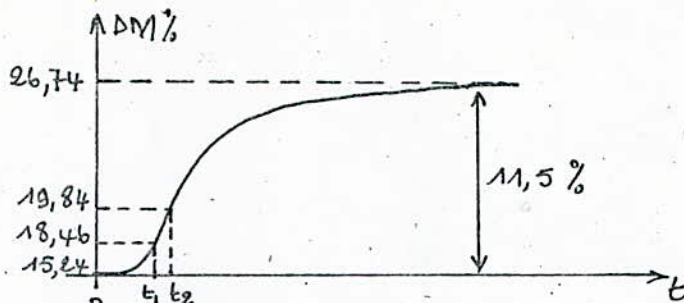


Fig. 10.

Cette réponse présente un point d'inflexion et un retard pur à l'origine.

Pour le calcul de $\Delta M\%$ on a utilisé un thermocouple normalisé qui est

Le platine rhodié 10% - platine : 0 mV (0°C) \longrightarrow 0%

18,695 mV (1769°C) \longrightarrow 100%

Le temps t_1 correspondant à l'ordonnée 0,28 ΔM est égal à : 7,2 mn

Le temps t_2 correspondant à l'ordonnée 0,40 ΔM est égal à : 11,1 mn

Donc nous calculerons facilement la constante de temps T

et le retard τ à l'aide des formules (6) et (7) du 3.1.

Nous trouvons : $T \approx 1300$ s et $\tau \approx 11$ s

Nous calculons le gain statique $G_s = \frac{\Delta M}{\Delta P}$

$$G_s = \frac{11,5}{29}, \quad G_s \approx 0,4$$

La fonction de transfert du processus accessible (four + thermocouple) est identifiée :

$$F(p) = \frac{0,4 e^{-11p}}{1 + 1300p} \quad (8)$$

IL est intéressant de réaliser un simple régulateur proportionnel et de faire une réidentification en boucle fermée par la méthode de Broïda pour améliorer la précision des paramètres T , z et G_s .

III Identification en boucle fermée par la méthode de Broïda: [1]

1. Le gain statique G_s connu:

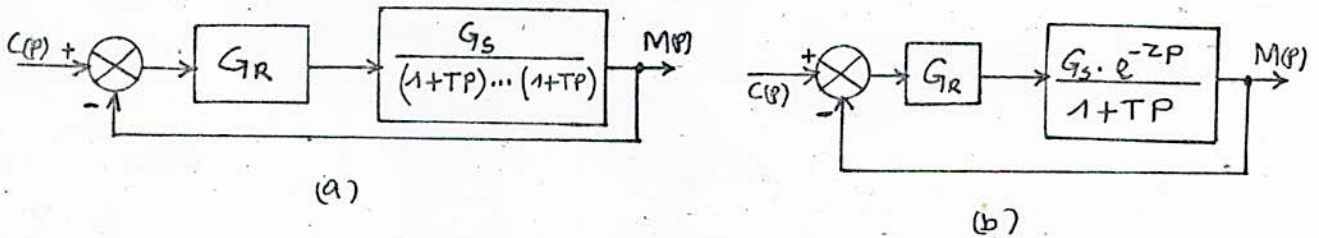


Fig. 11. schémas fonctionnels (a) système et (b) modèle de Broïda. Calculons les paramètres du modèle de Broïda qui aura la même période de pompage (oscillation) que le système à identifier en boucle fermée; La fonction de transfert du système bouclé de la fig. 11 (b) est:

$$\frac{M(p)}{C(p)} = \frac{G_R G_s \cdot e^{-zP}}{1 + TP} \cdot \frac{1}{1 + \frac{G_R G_s e^{-zP}}{1 + TP}} \quad (3)$$

Le dénominateur de l'équation (3) est de la forme: $D(p) = 1 + H(p)$ avec $H(p) = \frac{G_R G_s \cdot e^{-zP}}{1 + TP}$; La stabilité du système dépend de $D(p)$ et plus précisément de $H(p)$; remplaçons l'opérateur "P" par $j\omega$:

$$H(j\omega) = \frac{G_R G_s e^{-j\omega z}}{1 + j\omega T} \quad \text{et } H(j\omega) \text{ aura: pour module } R = \frac{G_R G_s}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$$

et pour argument $\varphi = -\omega z - \arctg(\omega T)$

Représentons le lieu de transfert $H(j\omega)$ dans le plan complexe :

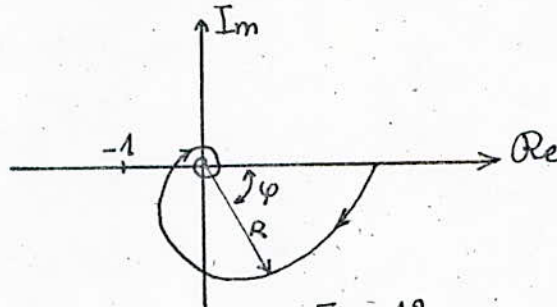


Fig. 12.

$R = \frac{G_R G_S}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$; Si G_R tend vers une valeur suffisamment élevée, le lieu de transfert passe par le point -1 sur l'axe des réels et le système est alors en pompage.

Le module aura pour valeur l'unité : $R = 1$, et l'argument aura pour valeur $-\pi$: $\varphi = -\pi$. Nous allons résoudre un système d'équations à 2 inconnues : τ et T ;

$$\begin{cases} \omega^2 T^2 + 1 - (G_R G_S)^2 = 0 & (10) \\ \omega \tau + \text{arctg}(\omega T) - \pi = 0 & (11) \end{cases}$$

L'équation (10) nous donne la valeur de T .

$$T = \frac{\sqrt{(G_R G_S)^2 - 1}}{\omega} \Rightarrow T = \frac{T_0}{2\pi} \cdot \sqrt{(G_R G_S)^2 - 1} \quad (12); \text{ avec } T_0 = \text{période d'oscillation}$$

L'équation (11) nous donne la valeur de τ .

$\tau = \frac{\pi - \text{arctg}(\omega T)}{\omega}$, remplaçons T par sa valeur dans cette équation

nous obtenons :

$$\tau = \frac{T_0}{2} \left(1 - \frac{\text{arctg}(\sqrt{(G_R G_S)^2 - 1}}{\pi} \right) \quad (13)$$

Donc pour identifier le système à l'aide du modèle de Broïda

- Augmenter G_R jusqu'à obtenir le pompage ;
- Mesurer la période T_0 et calculer $G_R G_S$;
- En déduire T et τ d'après les formules (12) et (13).

2. Le gain statique G_s inconnu:

Recherche de G_s : Le schéma fonctionnel de La fig 11(b) a pour fonction de transfert l'équation (9).

Donnons un échelon unité sur $C(p)$; $C(p) = U(p)$

Appliquons le théorème des conditions limites; nous obtenons le régime permanent.

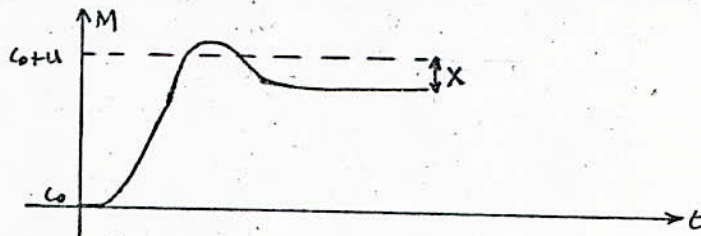


Fig. 13.

La fig. 13 suppose que les conditions initiales sont: Mesure $M(p) =$ consigne $C(p)$ en régime permanent.

$$X = C - M$$

$$X = U - U \cdot \frac{G_R G_S}{1 + G_R G_S} = \frac{U}{1 + G_R G_S} \Rightarrow \boxed{G_S = \frac{U - X}{G_R \cdot X}} \quad (14)$$

Connaissant U , G_R et X on calcule G_S à l'aide de la formule (14).

Puis à l'aide des formules (12) et (13) on calcule facilement

les paramètres du système.

CHAPITRE. IV : Régulateurs :

I. Généralités sur Les régulateurs.

1. Constituants d'un régulateur.

Le régulateur est un organe dont le rôle est d'assurer le contrôle et la commande du processus. Son entrée est la mesure m (pratiquement le signal de la grandeur réglée) et sa sortie est l'action sur la grandeur réglante.

La mesure m est comparée à la consigne c par le comparateur qui délivre un "signal d'écart" $e = c - m$. En fonction de la valeur de cet écart le régulateur élabore un signal de réglage destiné à l'organe de dosage de la grandeur réglante.

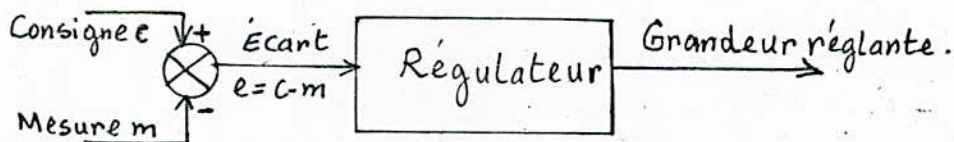


Fig. 1.

2. Types de régulateurs.

On peut classer les régulateurs de plusieurs manières :

- Par nature des signaux véhiculés : électriques, pneumatiques, hydrauliques, mécaniques ...
- Par nature des organes réglants : relais, contacteurs, unités de puissance statiques, servomoteurs, servovannes ...
- Par la forme du signal de la grandeur de réglage, ce qui permet de distinguer deux classes :
 - Les régulateurs à signal de sortie

discontinu dont la sortie est un signal digital codé binaire pour les régulateurs numériques ou un signal digital modulé en période et rapport cyclique (ou en rapport cyclique seul) pour les régulateurs typiquement discontinus.

• Les régulateurs à signal de sortie continu qu'on appelle aussi régulateurs à signaux analogiques.

3. Régulation continue classique.

S'il n'y avait pas de perturbations, il suffirait de graduer directement les divers régimes de l'actionneur en valeurs correspondantes prises par la mesure. Un tel système est dit de simple commande.

Pour des exigences plus serrées sur la précision des travaux effectués par le processus, on ne peut généralement plus ignorer les perturbations même faibles. Il faut compléter la "commande" du processus par le "contrôle" du travail effectué. Un signal de mesure devient donc indispensable puisqu'il va permettre ce contrôle, et de ce fait "boucler le système".

On parle de système bouclé par opposition à la simple commande qui constitue un système en boucle ouverte.

On cherche à rapprocher la valeur d'une mesure à la valeur d'une consigne fixe ou programmée dans le temps.

4. stabilité d'un système bouclé.

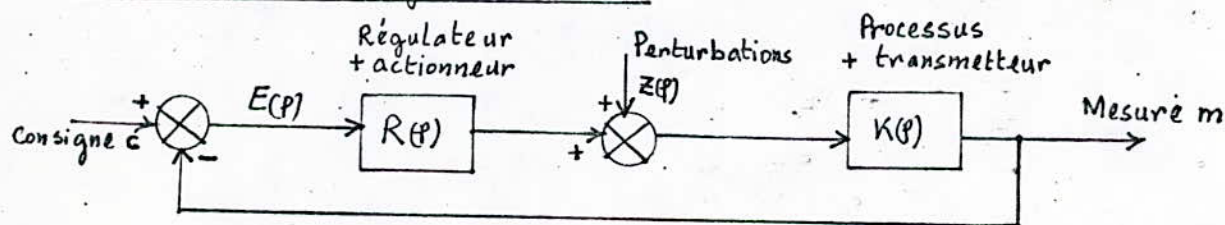


Fig. 2.

a. Fonction de transfert d'un système bouclé.

L'entrée z s'imbolise toutes les perturbations.

L'écart $E(p) = C(p) - m(p)$ avec : $m(p)$ = signal analogique de sortie
et $C(p)$ = signal analogique de consigne

$R(p)$ = Fonction de transfert du régulateur + actionneur

$K(p)$ = Fonction de transfert du processus + transmetteur.

$$m(p) = K(p) [z(p) + R(p) (C(p) - m(p))]$$

$$m(p) = K(p) \cdot z(p) + K(p) \cdot R(p) \cdot C(p) - K(p) \cdot R(p) \cdot m(p)$$

$$m(p) = \frac{K(p) \cdot R(p) \cdot C(p)}{1 + K(p) \cdot R(p)} + \frac{K(p)}{1 + K(p) \cdot R(p)} \cdot z(p) \quad (1)$$

On sait que : $K(p) = \frac{G_s \cdot e^{-z\tau}}{1 + T_p p}$ avec : $G_s \approx 0,4$, gain statique

$\tau \approx 11$ s, retard pur

$T \approx 1300$ s, constante du temps du processus.

$$R(p) = K_p \left(1 + T_D p + \frac{1}{T_I p} \right)$$

avec :

K_p = gain d'action proportionnelle à l'écart (on a l'habitude d'utiliser $B_p = \frac{1}{K_p}$ = bande proportionnelle),

T_D = constante de temps de l'action dérivée de l'écart,

T_I = Constante de temps de l'action intégrale de l'écart.

Lorsque les trois paramètres B_p , T_D et T_I existent, on que le régulateur est du type PID (action proportionnelle, intégrale et dérivée) ;

si $T_D = 0$ et $T_I = \infty$ on dit que le régulateur est du type P ;

si $T_I = \infty$ on dit que le régulateur est du type PD ;

si $T_D = 0$ on dit que le régulateur est du type PI.

Nous posons $G(p) = K(p) \cdot R(p)$ (gain de transfert en "boucle ouverte")

d'où :

$$m(p) = \frac{G(p)}{1+G(p)} \cdot C(p) + \frac{K(p)}{1+G(p)} \cdot Z(p) \quad (2)$$

b. Critère de stabilité d'un système.

Dans le domaine fréquentiel, le gain en boucle ouverte : $G(j\omega) = K(j\omega) \cdot R(j\omega)$ est une fonction complexe, dotée d'une partie réelle $\text{Re}(G(j\omega))$ et d'une partie imaginaire $\text{Im}(G(j\omega))$. Il existe des fréquences pour lesquelles $\text{Im}(G(j\omega)) = 0$: $G(j\omega)$ a donc une valeur purement réelle et si en particulier cette valeur peut être -1 alors la fonction de transfert $\frac{G(p)}{1+G(p)}$ devient infinie, on dit que le système est instable.

Donc il suffit d'observer où la représentation coupe l'axe réel pour $\omega_{(-180^\circ)}$.

c. Critère de la marge de stabilité de la boucle.

Puisque le point -1 , sur l'axe des réels, est un point critique pour la stabilité, il suffit de se réserver une marge de gain et de phase. Pour la pulsation donnant un déphasage de -180° la réponse coupe l'axe réel en B ; on s'arrange pour que la distance de B à -1 soit suffisante : $\Delta g = -20 \log |0B|$.

La réponse fréquentielle coupe le cercle de rayon 1 en A, l'angle \widehat{AOB} est la marge de phase $\Delta \varphi$.

En pratique on fixe Δg entre 6dB et 10dB et on prend $\Delta \varphi$ entre 45° et 50° .

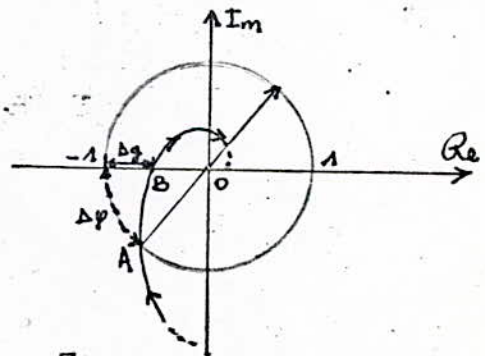


Fig. 3.

II. Etude de la régulation du système que nous avons identifié.

1. Régulation par un correcteur proportionnel.

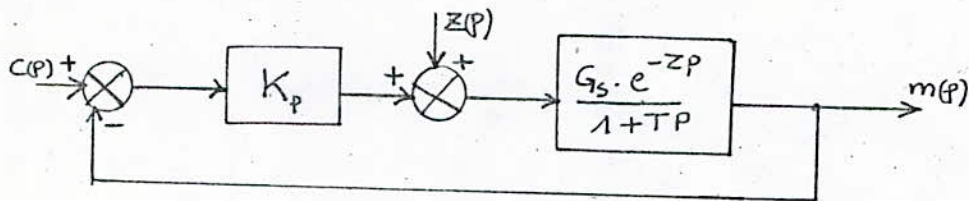


Fig. 4.

D'après l'équation (1), nous aurons
$$m(p) = \frac{\frac{K_p G_s \cdot e^{-zP}}{1+TP}}{1 + \frac{K_p G_s \cdot e^{-zP}}{1+TP}} \cdot C(p) + \frac{K_p}{1 + \frac{K_p G_s \cdot e^{-zP}}{1+TP}} \cdot Z(p)$$

D'après l'équation (2), nous aurons
$$G(p) = \frac{K_p \cdot G_s \cdot e^{-zP}}{1+TP}$$
 (fonction de transfert du système en boucle ouverte)

a. Fonction de transfert du système vis à vis de la consigne C(p).

$$F_c(p) = \frac{m(p)}{C(p)}$$

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

Le système représenté par la fig. 4 possède une erreur permanente du premier ordre E_{c1} par rapport à la consigne C.

$$E(p) = C(p) - m(p)$$

$$E(p) = C(p) - G(p) \cdot E(p) \Rightarrow E(p) = \frac{C(p)}{1+G(p)}$$

Cherchons cette erreur permanente en réponse à un échelon de consigne $C(p) = \frac{1}{p}$; E_{c1} est par définition la valeur de l'écart lorsque le système atteint son régime permanent, ce qui se traduit à l'aide du théorème de la valeur finale :

$$E_{c1} = \lim_{t \rightarrow \infty} E(t)$$

$$E_{c1} = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot E(p)$$

$$E_{e1} = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{1}{1+G(p)} \cdot C(p)$$

$$E_{e1} = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{1}{1 + \frac{K_p G_s e^{-zP}}{1+TP}} \cdot \frac{1}{p}$$

$$E_{e1} = \frac{1}{1+K_p G_s} \Rightarrow E_{e1} \text{ est d'autant plus faible que } K_p \text{ est élevé ;}$$

mais on ne peut augmenter K_p indéfiniment car le système est limité en stabilité.

Donc on a un compromis entre stabilité - précision.

b. Fonction de transfert du système vis à vis des perturbations $Z(p)$.

$$F_z(p) = \frac{m(p)}{z(p)} = \frac{\frac{G_s e^{-zP}}{1+TP}}{1+G(p)}$$

L'erreur permanente en réponse à un échelon de perturbation de puissance autour d'un point de régulation est:

$$E_{z1} = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{1}{1+G(p)} \cdot z(p) \quad ; \quad z(p) = \frac{1}{p} \text{ (échelon unité)}$$

$$E_{z1} = \frac{1}{1+K_p G_s} ; \text{ de même que pour la consigne, il subsiste une erreur permanente vis à vis des perturbations.}$$

c. Etude de la stabilité.

D'après l'équation (e) nous aurons l'équation caractéristique: $1+G(p) = 0$.

La fonction de transfert fréquentielle en boucle ouverte est:

$$G(j\omega) = \frac{K_p G_s e^{-j\omega z}}{1+j\omega T}$$

Traçons Le Lieu de transfert de $G(j\omega)$ qui a pour: module $R = \frac{K_p G_s}{\sqrt{1+T^2\omega^2}}$

et argument $\varphi = -z\omega - \arctg \omega T$

$\lim_{\omega \rightarrow 0} R = K_p G_s$; $\lim_{\omega \rightarrow \infty} R = 0$;
 et $\lim_{\omega \rightarrow 0} \varphi = 0$; $\lim_{\omega \rightarrow \infty} \varphi = -\infty$.

On s'aperçoit que le lieu de transfert de $G(j\omega)$ coupe l'axe des réels négatifs et qu'il est possible,

en augmentant K_p donc $K_p G_s$, de faire passer ce lieu (en pointillé sur la Fig. 5.) par le point -1 , et le système devient instable.

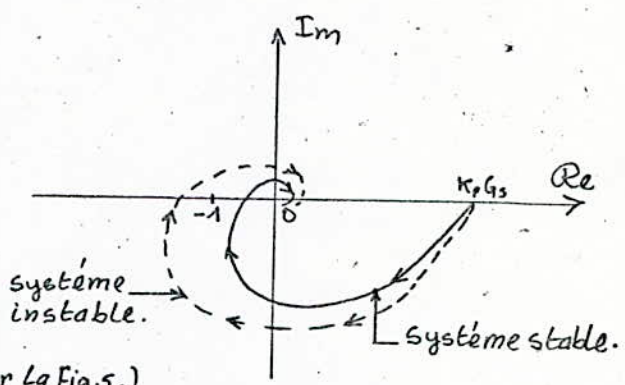


Fig. 5

Cherchons la pulsation ω_n pour laquelle l'argument de $G(j\omega) = -\pi$.

$-\tau\omega - \arctg \omega T = -\pi$ (3)

Résolvons l'équation (3) par la méthode d'itérations successives, en mettant cette équation sous la forme : $\omega = \varphi(\omega)$.

$\omega = \frac{\pi - \arctg \omega T}{\tau} \Rightarrow \varphi(\omega) = \frac{\pi - \arctg \omega T}{\tau}$

Domaine de convergence : $\left| \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \right| < 1$

$\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \frac{-T}{(1+T^2\omega^2)\tau} \Rightarrow \frac{T}{(1+T^2\omega^2)\tau} < 1$

Nous trouvons : $\omega > \sqrt{\frac{T-\tau}{T^2 \cdot \tau}}$; avec $T = 1300s =$ constante de temps et $\tau = 11s =$ retard pur du processus

$\omega > 0,7 \cdot 10^{-4} \text{ rad/s}$

D'où le domaine de convergence : $]0,7 \cdot 10^{-4}, +\infty[$ de $\varphi(\omega)$.

Soit f une fonction de la pulsation ω ; $f(\omega) = -2\omega - \arctg \omega T + \pi$
 cette fonction décroît dans le domaine des pulsations $[0, +\infty[$

$$f(\omega) \in [\pi, -\infty[.$$

$$\text{Posons } \omega_1 = 0,7 \cdot 10^{-4} \text{ rd/s}$$

$$\text{Nous obtenons } f(\omega_1) = 3,139 \text{ rd}$$

$f(\omega)$ étant une fonction décroissante, elle prend la valeur zéro pour une pulsation $\omega_n > \omega_1$; donc ω_n appartient bien au domaine de convergence.

$$\omega_i = \varphi(\omega_{i-1}) \quad i=1, 2, \dots$$

$$\text{Soit } \omega_0 = 1 \text{ rd/s}$$

$$\omega_1 = \varphi(\omega_0)$$

$$\vdots$$

$$\omega_n = \varphi(\omega_{n-1})$$

$$\text{Nous trouvons: } \omega_n \approx 0,143 \text{ rd/s}$$

Nous prenons une marge de gain de 6dB, pour cela: $R < \frac{1}{2}$

$$\text{Donc } \frac{\kappa_p G_s}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} < \frac{1}{2} \Rightarrow \kappa_p < \frac{\sqrt{1+\omega^2 T^2}}{2 G_s}$$

$$\text{Nous trouvons: } \kappa_p < 232$$

Cherchons la marge de phase $\Delta\varphi$ qui correspondra à $\kappa = 232$:

Pour cela cherchons ω qui donne l'intersection du lieu de transfert

avec le cercle de rayon 1, d'où $R=1 \Rightarrow \omega = \frac{\sqrt{(\kappa_p G_s)^2 - 1}}{T}$

$$\text{Nous trouvons: } \omega = 0,07 \text{ rd/s}$$

$$\text{Comme } \arg(G_j \omega) = -2\omega - \arctg \omega T = \varphi; \quad \varphi = -133^\circ$$

$$\text{Nous obtenons } \Delta\varphi = 180 - 133$$

$$\Delta\varphi = 47^\circ.$$

Conclusion: Comme notre processus est lent, donc il peut-être commandé par un simple proportionnel.

2. Régulation par un correcteur PD approché (correcteur à avance de phase).

La fonction de transfert d'un tel correcteur est: $R(p) = \frac{1+bT_1 p}{1+T_1 p}$, avec $b > 1$.

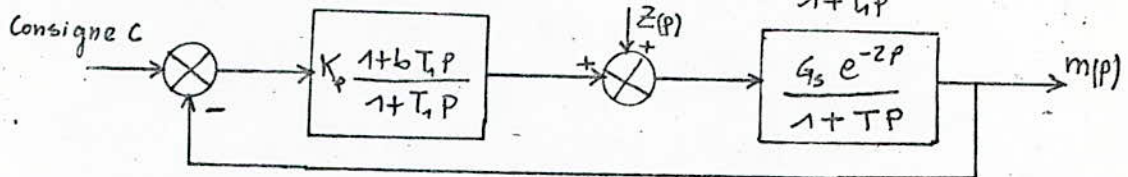


Fig. 6.

On utilise l'action proportionnelle, dérivée approchée pour augmenter la fréquence de coupure du système bouclé. Et par conséquent améliorer le comportement dynamique du système.

Pour montrer qu'il n'est pas facile de réguler notre processus avec un correcteur à avance de phase prenons un exemple où $bT_1 = T$ avec $b = 10$.

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est:

$$G(j\omega) = \frac{K_p G_s e^{-j\omega z}}{1 + jT_1 \omega}; \quad \arg(G(j\omega)) = -z\omega - \arctan(\omega T_1).$$

La phase de $G(j\omega)$ atteint la valeur $-\pi$ pratiquement pour la même pulsation que dans le cas d'une action proportionnelle seule.

Nous trouvons pour cet exemple par la méthode d'itération successives:

$$\omega_n = 0,147 \text{ rad/s}.$$

Pour garder la même marge de phase et de gain nous trouvons:

$$K_p G_s \leq 9 \Rightarrow K_p \leq 23.$$

Conclusion: Il n'est pas intéressant de commander notre processus par un correcteur à avance de phase à cause de la faible précision statique qu'il introduit.

3. Régulation par un correcteur PI approché (correcteur à retard de phase).

La fonction de transfert d'un tel correcteur est :

$$R(p) = \frac{1 + T_i p}{1 + a T_i p}, \text{ avec } a > 1.$$

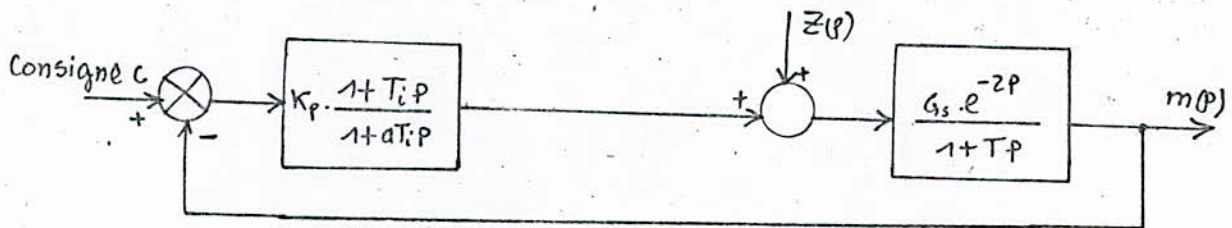


Fig. 7.

L'action d'un tel correcteur est utilisée pour améliorer la précision statique du système.

Si nous prenons $T_i = T$ nous obtenons la fonction de transfert en boucle ouverte : $G(p) = \frac{K_p G_s e^{-2p}}{1 + a T_i p}$.

Pour illustrer l'action d'un tel correcteur ; prenons $a = 2$ et $T_i = T$.

Nous trouvons alors à l'aide de la méthode d'itérations successives ω_n

$$\omega_n = 0,143 \text{ rad/s}.$$

Nous remarquons que pour une marge de gain ($Dg = 6 \text{ dB}$) K_p augmente

$$K_p G_s \leq 1,85 \Rightarrow K_p \leq 464.$$

Pour le choix de $a T_i$ nous utilisons un critère de performance.

Soit, par exemple : le critère de l'intégrale du carré de l'écart (Hall-Sartorius).

$$I = \int_0^{\infty} [E(t)]^2 dt \quad \text{avec } E(t) = c(t) - m(t).$$

Il s'agit de trouver la valeur de $a T_i$ qui minimise cette intégrale.

Pour que I ne soit pas infinie, le système corrigé doit comprendre un pôle à l'origine (pas d'erreur statique du premier ordre).

$E(p) = \frac{C(p)}{1 + G_1(p)}$; pour introduire un pôle à l'origine, nous faisons l'approximation suivante: $1 + aT_i p \simeq aT_i p$ et nous aurons:

$$G_1(p) = \frac{K_p G_s e^{-zP}}{aT_i p}$$

$e^{-zP} = \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \frac{(zP)^n}{n!}$; mais le correcteur $R(p)$ doit agir aux basses fréquences, par conséquent nous approximations grossièrement la transmittance e^{-zP} par $1 - zP$; $e^{-zP} \simeq 1 - zP$; ($\omega \rightarrow 0$)

$$\text{D'où } E(p) = \frac{C(p)}{1 + \frac{K_p G_s (1 - zP)}{aT_i p}}$$

$$E(p) = \frac{aT_i p \cdot C(p)}{(aT_i - K_p G_s z) p + K_p G_s}$$

Prenons un échelon unité à l'entrée : $C(p) = \frac{1}{p}$.

$$E(p) = \frac{aT_i}{(aT_i - K_p G_s z) p + K_p G_s} ; \quad I = \int_0^{\infty} [E(t)]^2 dt ;$$

au lieu de calculer $E(t)$, nous allons calculer I par l'intermédiaire d'une autre relation qui est: $I = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} E(p) \cdot E(-p) \cdot dp$;

une table d'intégrales nous donne la valeur de I :

$$I = \frac{b_0^2 a_2 + b_1^2 a_0}{2 a_0 a_1 a_2} ; \quad \text{avec } b_0 = aT_i, \quad a_0 = K_p G_s, \quad b_1 = 0, \\ a_1 = aT_i - K_p G_s z, \quad a_2 = K_p G_s \frac{z^2}{2}$$

$$I = \frac{b_0^2 a_2}{2 a_0 a_1 a_2} = \frac{b_0^2}{2 a_0 a_1}$$

$$\text{D'où: } I = \frac{(aT_i)^2}{2 K_p G_s (aT_i - K_p G_s z)}$$

$K_p G_s$ est imposé par la précision que l'on veut atteindre et la stabilité du système.

$$\text{Dérivons } I \text{ par rapport à } aT_i : \frac{\partial I}{\partial (aT_i)} = \frac{(aT_i)^2 - 2Z(aT_i)K_p G_s}{2K_p G_s (aT_i - 2ZK_p G_s)^2}$$

$$\frac{\partial I}{\partial (aT_i)} = 0 \Rightarrow aT_i [aT_i - 2ZK_p G_s] = 0, \quad aT_i \neq 0.$$

$$aT_i - 2ZK_p G_s = 0 \Rightarrow aT_i = 2ZK_p G_s$$

Cherchons $\frac{\partial^2 I}{\partial (aT_i)^2}$ et étudions son signe pour voir si cet extréma est un minimum ou un maximum.

Nous trouvons : $\frac{\partial^2 I}{\partial (aT_i)^2} > 0$, donc $aT_i = 2ZK_p G_s$ minimise l'intégrale I .

Conclusion: Le correcteur $R(p)$ optimal doit avoir la transmittance suivante:

$$R(p) = \frac{K_p(1 + TP)}{1 + 2ZK_p G_s p}$$

Notre processus peut être commandé par un correcteur à retard de phase car il améliore la précision statique.

4. Régulation par correcteur PID.

La fonction de transfert d'un tel correcteur est de la forme:

$$R(p) = K_p \frac{(1 + T_i p)(1 + T_d p)}{T_i p}$$

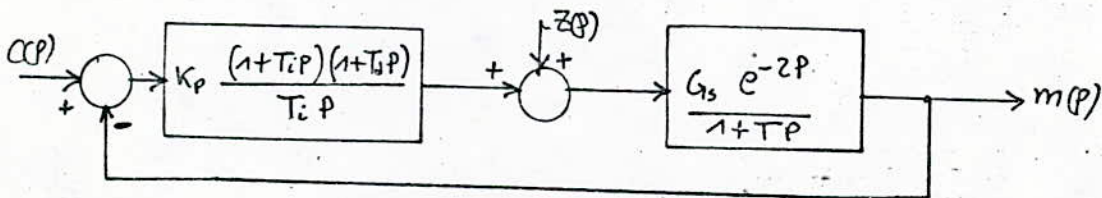


Fig. 8.

Si nous posons $T_i = T$ nous obtenons la fonction de transfert

$$\text{en boucle ouverte } G(p) = \frac{K_p G_s (1 + T_d p)}{T p} e^{-zP}.$$

$$G(j\omega) = \frac{K_p G_s}{j\omega T} (1 + T_d j\omega) e^{-j\omega\tau}, \quad \text{avec } R = \frac{K_p G_s}{\omega T} \sqrt{1 + \omega^2 T_d^2}$$

$$\text{et } \varphi = -\omega\tau - \frac{\pi}{2} + \arctg \omega T_d$$

L'action dérivée augmente légèrement la pulsation critique " ω_c " qui crée un déphasage de $-\pi$, ce qui aura pour effet de diminuer le module $R(\omega_c)$; donc: $-\pi = -\omega_c\tau - \frac{\pi}{2} + \arctg \omega_c T_d$.

Imposons $\omega_c T_d = 1$ (avance de phase égale à $+\frac{\pi}{4}$).

$$-\pi = -\omega_c\tau - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4} \Rightarrow \omega_c = \frac{3\pi}{4\tau}$$

Si l'on veut assurer une marge de gain de 6dB, il faut imposer

$$R(\omega_c) \leq \frac{1}{2} \quad \text{Soit } \frac{K_p G_s \sqrt{2}}{\frac{3\pi T}{4\tau}} \leq 0,5 \Rightarrow K_p G_s \leq \frac{3\pi\sqrt{2}}{16} \cdot \frac{T}{\tau}$$

$$K_p G_s \leq 0,83 \cdot \frac{T}{\tau}$$

$$\omega_c T_d = 1 \Rightarrow T_d = \frac{1}{\omega_c} = \frac{4}{3\pi} \cdot \tau$$

$$T_d \approx 0,4\tau.$$

En pratique, Les régulateurs sont gradués en $B_p = \frac{1}{K_p} \Rightarrow B_p \geq 1,2 \cdot \frac{\tau}{T} \cdot G_s$

D'où Les formules de réglage suivantes: $B_p \geq 1,2 \frac{\tau}{T} \cdot G_s$

$$T_i \geq T$$

$$T_d \approx 0,4\tau.$$

Mais on utilise souvent un correcteur PID approché appelé correcteur à retard et avance de phase; dont la fonction de transfert est donnée par la forme suivante:

$$R(p) = K_p \frac{(1 + T_i p)(1 + b T_d p)}{(1 + a T_i p)(1 + T_d p)}, \quad \text{avec } a > 1 \text{ et } b > 1.$$

Si nous prenons $T = T_i$, nous obtenons la fonction de transfert de la

$$\text{boucle ouverte } G(p) = K_p \frac{(1 + b T_d p) e^{-\tau p}}{(1 + a T_i p)(1 + T_d p)} G_s.$$

Posons $1 + aT_i P \approx aT_i P \Rightarrow G(P) = K_p G_s \frac{1 + bT_d P}{aT_i P (1 + T_d P)} \cdot e^{-2P}$,
 d'où : $\arg(G(j\omega)) = -2\omega - \frac{\pi}{2} + \arctan b\omega T_d - \arctan T_d \omega$.

Imposons $\arctan b\omega_c T_d - \arctan \omega_c T_d = \frac{\pi}{4}$.

d'où : $-2\omega_c - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4} = -\pi \Rightarrow \omega_c = \frac{3\pi}{42}$

$\arctan bT_d \omega_c - \arctan T_d \omega_c = \frac{\pi}{4} \Rightarrow \arctan bT_d \omega_c = \frac{\pi}{4} + \arctan T_d \omega_c$

$\arctan bT_d \omega_c \leq \frac{\pi}{2} \Rightarrow \frac{\pi}{4} + \arctan T_d \omega_c \leq \frac{\pi}{2} \Rightarrow \arctan T_d \omega_c \leq \frac{\pi}{4}$.

$T_d \omega_c \leq 1 \Rightarrow T_d \leq \frac{1}{\omega_c}$

Si nous prenons $T_d \omega_c = 0,75$ nous obtenons $b = 9,3$ et $T_d = 3,5s$

$T_d \leq \frac{1}{\omega_c} ; T_d \leq \frac{4}{3\pi} \cdot 2 ; T_d \leq 9,4s \Rightarrow T_d \leq 4,4s$

Si on veut assurer une marge de gain de 6dB, il faut imposer $R(\omega_c) \leq \frac{1}{2}$

Soit $K_p G_s \frac{(1 + b^2 T_d^2 \omega_c^2)^{\frac{1}{2}}}{aT_i \omega_c (1 + T_d^2 \omega_c^2)^{\frac{1}{2}}} \leq \frac{1}{2}$

Comme $B_p = \frac{1}{K_p}$ nous aurons : $B_p \geq \frac{2G_s (1 + b^2 T_d^2 \omega_c^2)^{\frac{1}{2}}}{aT_i \omega_c (1 + T_d^2 \omega_c^2)^{\frac{1}{2}}}$

avec : $\omega_c = \frac{3\pi}{42} ; aT_i > T ; T_d \leq 0,42 ; b > 1$.

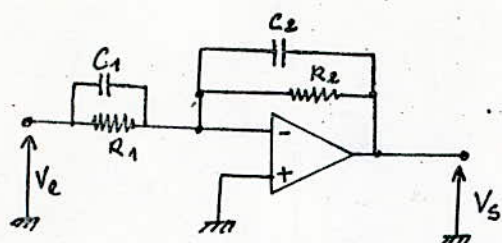
Conclusion : Le correcteur PID permet d'améliorer la précision statique et dynamique.

5. Choix du correcteur. Les correcteurs PI et PID sont

Les correcteurs qui conviennent le mieux à notre processus.

Ces correcteurs peuvent être réalisés à l'aide des amplificateurs opérationnels tels que le montrent les schémas suivants : [5]

82



$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1 + R_1 C_1 P}{1 + R_2 C_2 P}$$

$$\text{avec } R_2 C_2 > R_1 C_1$$

Fig. 9. Correcteur de retard de phase.

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_1}{R_2} \frac{1 + R_2 C P}{1 + R_1 C P} \cdot \frac{1 + (r_1 + r_2) s P}{1 + (R_1 + R_2) C P}$$

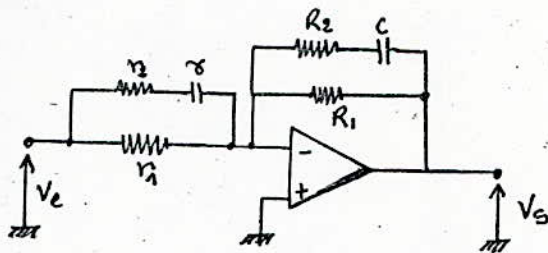


Fig. 10. Correcteur de retard et d'avance de phase.

Dans ce correcteur les actions proportionnelle, intégrale et dérivée sont couplées.

CHAPITRE.V: Etude pratique.

I. Rappels sur quelques composants utilisés dans La commande électronique

1. Thyristors. [9]

Les thyristors sont des dispositifs à silicium permettant d'interrompre ou d'établir des courants dont les intensités peuvent atteindre plusieurs centaines d'ampères: Ce sont des "interrupteurs statiques" utilisés surtout dans les montages d'électricité industrielle.

Les thyristors sont des semi-conducteurs solides au silicium à quatre couches alternativement P et N, leur symbole est donné dans la figure 1.

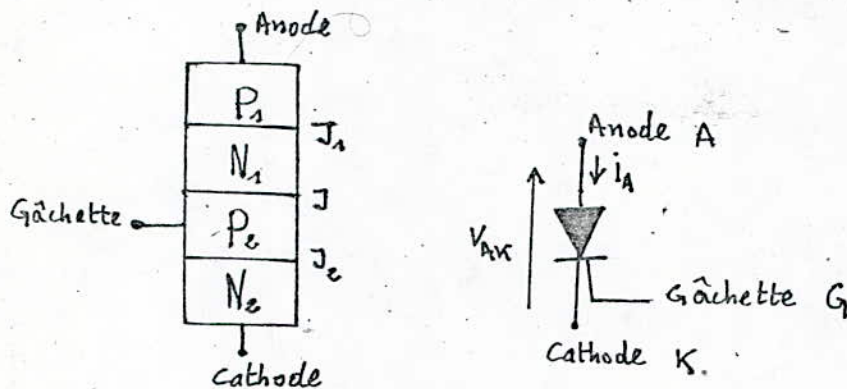


Fig. 1: Structure et symbole d'un thyristor.

Il est possible de mettre la jonction J en régime d'avalanche, c'est à dire d'amorcer le thyristor, de deux façons différentes.

1° Avec $i_g = 0$ il faut appliquer $V_{AK} = V_{B0}$ (tension de quelques centaines de volts): Le nombre d'électrons atteignant la jonction J est faible (courant inverse de J) mais ces électrons deviennent très énergétiques au niveau de J.

2° Avec $i_g \neq 0$, il suffit d'appliquer une tension $V_{AK} > 0$ inférieure à V_{B0} : Le nombre d'électrons qui atteignent J est beaucoup plus grand.

Lorsque l'on annule (ou que l'on rend négative) la tension V_{AK} appliquée aux bornes d'un thyristor en train de conduire le courant i_A disparaît. Donc un thyristor est un dispositif : • Bloquant le courant lorsque $V_{AK} < 0$ ou $V_{AK} > 0$ si $i_G = 0$ et $V_{AK} < V_{B0}$. • Devenant un véritable court-circuit lorsque $V_{AK} > 0$ et qu'une impulsion de courant i_G traverse la jonction gâchette cathode.

2. Le triac.

Le triac s'insère dans la famille des thyristors puisqu'il constitue un thyristor bidirectionnel.

Le triac est un dispositif semi-conducteur à trois électrodes, dont une de commande (la gâchette) et deux de conduction principales. Il peut passer d'un état bloqué à un état conducteur dans ses deux sens de polarisation (quadrants I et III, fig. 2.)

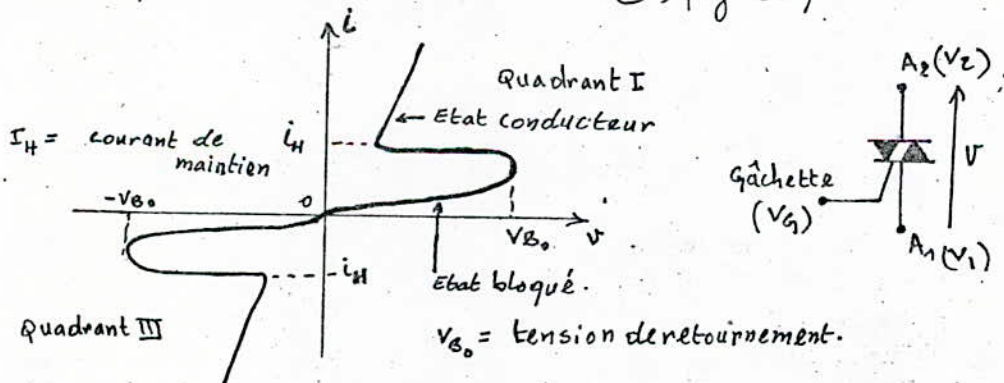


Fig. 2. Caractéristique et symbole du triac.

Et repasser à l'état bloqué par inversion de tension ou par diminution du courant au-dessous de la valeur du courant de maintien I_H .

On bénéficie des deux avantages fondamentaux suivants :

— Du fait qu'il n'existe qu'une électrode de déclenchement,

Le circuit de commande est simplifié;

— Le dispositif peut basculer à l'état passant quelles que soient les polarités de gâchette ou d'anode (Le déclenchement s'effectue dans les quatre quadrants).

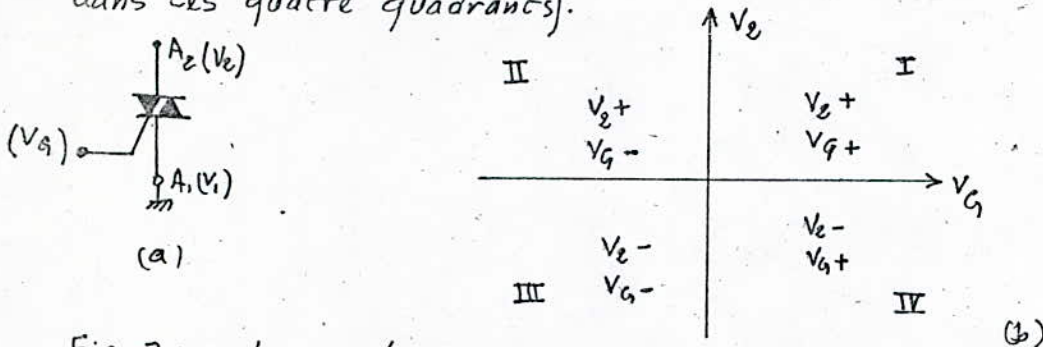


Fig. 3 : quatre quadrants de polarisation (b) qui caractérisent le fonctionnement du triac (a).

Le triac peut donc être déclenché par un courant de gâchette positif ou négatif.

3. Le transistor unijonction (UJT). [6]

Le transistor unijonction, ou UJT (fig 4), est un dispositif comportant deux bases B_1 et B_2 entre lesquelles est placée une résistance de silicium de type N. Celle-ci est appelée résistance interbase (R_{BB}): à 25°C, sa valeur est comprise entre 4,7 et 9,1 k Ω .

En un point précis de cette résistance est placée une diode PN dont l'anode sert d'émetteur.

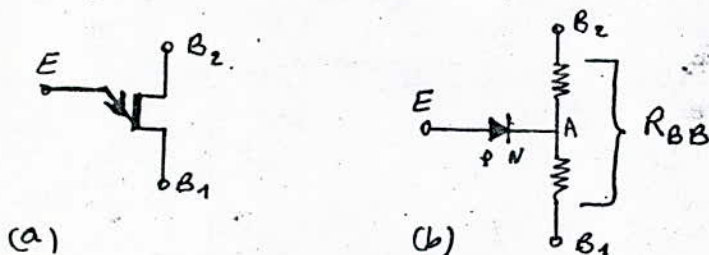


Fig. 4 : (a) symbole du transistor unijonction, (b) schéma équivalent.

L'UJT est normalement polarisé comme le montre la fig. 5.

La base B_2 est portée à une tension positive ($V_{BB} = 5$ à $30V$).

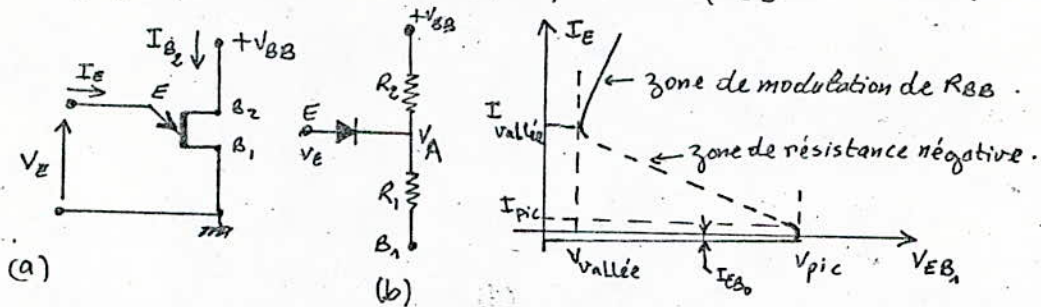


Fig. 5: (a) Polarisation de l'UJT, (b) schéma électrique équivalent, (c) caractéristique typique d'émetteur.

$$I_{B_2} = \frac{V_{BB}}{R_{BB}} \quad , \quad V_A = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{BB} = \eta V_{BB}.$$

La tension V_E de retournement de pic est égale à $V_p = \eta V_{BB} + V_D$;
avec V_D est la chute de tension de la diode émetteur lorsqu'elle est parcourue par le courant I_p (soit environ $0,5V$ à $25^\circ C$);

η est appelé rapport intrinsèque, sa valeur varie de $0,45$ à $0,82$.

Nous retiendrons comme quoi l'UJT se comporte comme un interrupteur qui :

- se ferme lorsqu'il est soumis à une tension croissante dès que celle-ci atteint la valeur $V_p = V_D + \eta V_{BB}$ (dite tension de pic)

- s'ouvre lorsqu'il est soumis à une tension décroissante dès que celle-ci atteint la valeur V_v (dite tension de vallée).

II Réalisation pratique.

Etant donné que l'inertie de notre processus identifié est assez élevée ; nous pouvons atteindre une précision remarquable à l'aide d'une commande par un correcteur proportionnel simple.

Nous proposons alors de Commander notre processus par un correcteur à action proportionnelle seule, tel que le montre le schéma fonctionnel donné par la fig. 6.

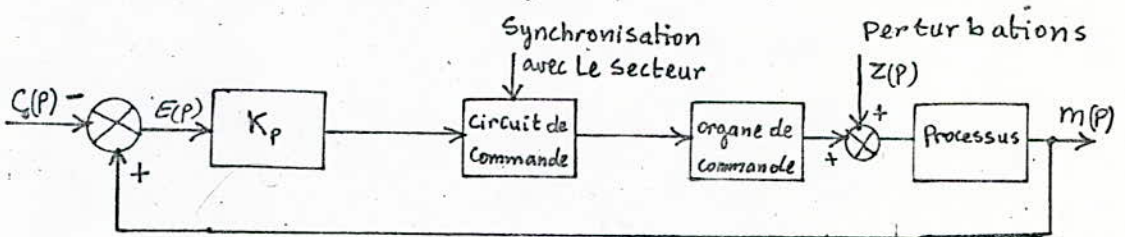


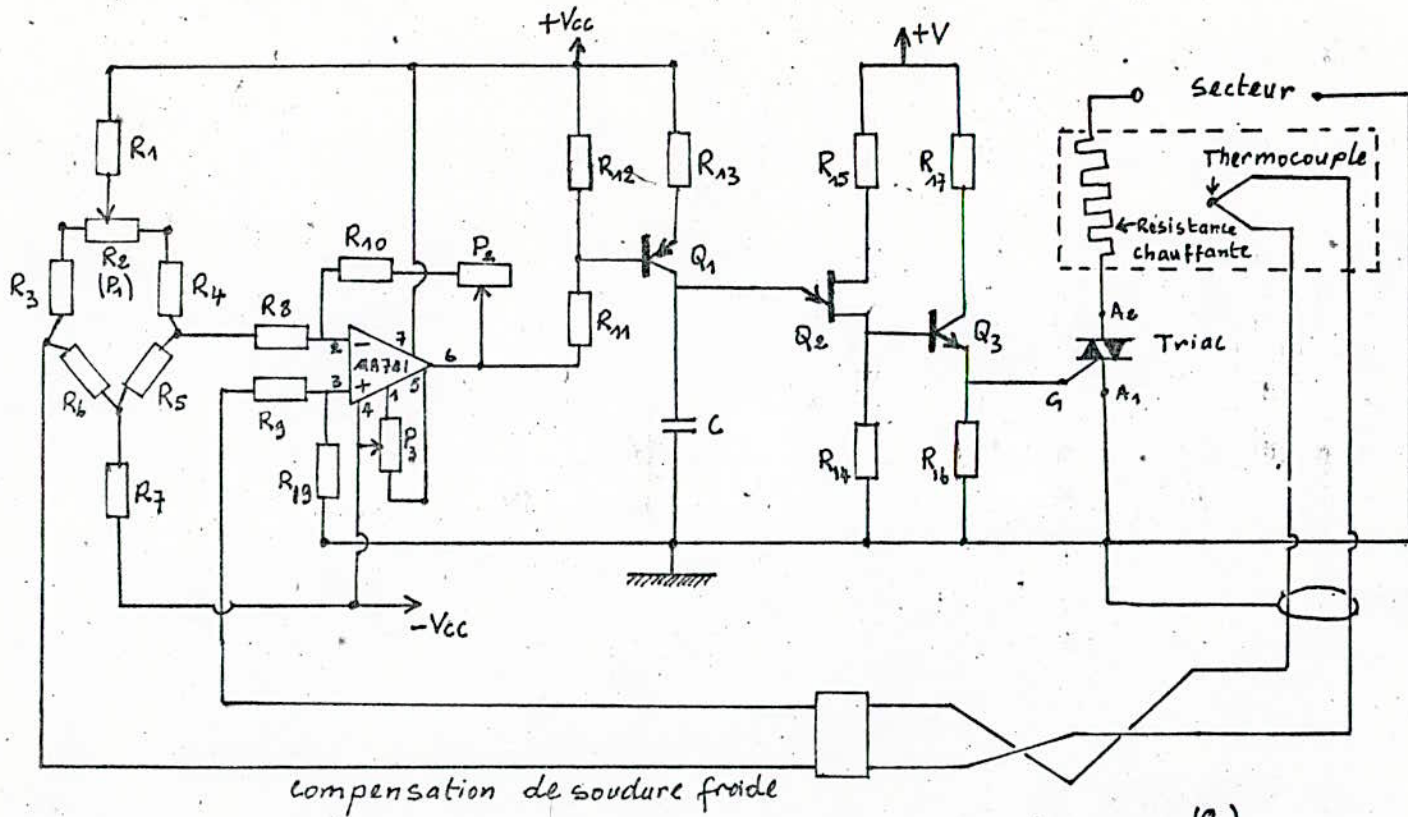
Fig. 6.

1. Fonctionnement du montage représenté par la Fig. 7.

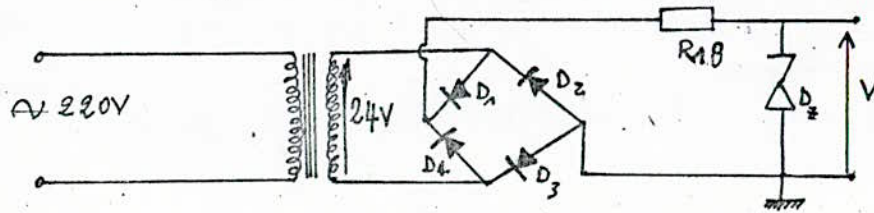
La régulation est assurée en principe entre la température ambiante et 900°C , mais le bruit introduit par l'étage amplificateur (uA741) réduit sensiblement ce diapason surtout des basses températures. La valeur de la consigne est fixée par le potentiomètre (R_2), à laquelle on oppose la f.e.m. du thermocouple grâce à l'amplificateur opérationnel qui amplifie la différence.

Cet amplificateur commande l'oscillateur à transistor unijonction (UJT: Q_2) par l'intermédiaire d'un générateur de courant variable (Q_1), celui-ci charge la capacité (C_x) qui se décharge dans l'UJT quand la tension à ses bornes atteint V_p (tension de pic).

L'impulsion ainsi obtenue sur la résistance (R_{14}) et amplifiée en courant par le transistor (Q_3), rend conducteur le triac.



(a)



(b)

Fig. 7: (a) montage de La Commande proportionnelle de La température, (b) schéma d'obtention de l'alimentation +V.

Les alimentations :

- $+V_{cc}$ et $-V_{cc}$ sont obtenues à l'aide d'une alimentation stabilisée. Nous avons pris $V_{cc} = \pm 15V$.

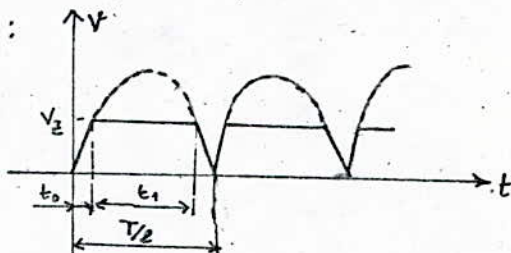
- $+V$ permet la synchronisation avec le secteur, elle est obtenue à l'aide d'une diode Zener dont $V_z = 15V$ et pouvant supporter un courant de l'ordre de $200mA$.

2. Synchronisation:

Les transistors Q_2 et Q_3 sont polarisés à l'aide de la tension $+V$ (fig 7(b)) dont la forme est la suivante :

$T =$ période du secteur

$$T = \frac{1}{50} = 2 \cdot 10^{-2} s$$



Les transistors Q_2 et Q_3 ne sont polarisés que durant t_1 .

Par conséquent l'angle α de ~~conduction~~ retard à la conduction varie entre

$$\alpha_{min} \text{ et } \alpha_{max} \text{ avec: } \alpha_{min} = \frac{2t_0}{T} \cdot \pi$$

$$\alpha_{max} = \frac{T - 2t_0}{T} \cdot \pi$$

t_0 est le temps mis par la tension au secondaire du transformateur (fig. 7(b)) pour atteindre la tension V_z .

$$V = V_{max} \sin \omega t$$

$$V(t_0) = V_z \Rightarrow V_{max} \sin \omega t_0 = V_z \Rightarrow \sin \omega t_0 = \frac{V_z}{V_{max}} \Rightarrow \omega t_0 = \arctg \frac{V_z}{V_{max}}$$

$$t_0 = \frac{T}{2\pi} \arctg \frac{V_z}{V_{max}}$$

$$t_0 = \frac{2 \cdot 10^{-2}}{2\pi} \arctg \frac{15}{24 \cdot \sqrt{2}}$$

$$t_0 \approx 1,3 \cdot 10^{-3} s$$

$$\Rightarrow \alpha_{min} = 24^\circ$$

$$\alpha_{max} = 180 - 24 = 156^\circ$$

$$\left. \begin{array}{l} \alpha_{min} = 24^\circ \\ \alpha_{max} = 156^\circ \end{array} \right\} \Rightarrow 24^\circ \leq \alpha \leq 156^\circ$$

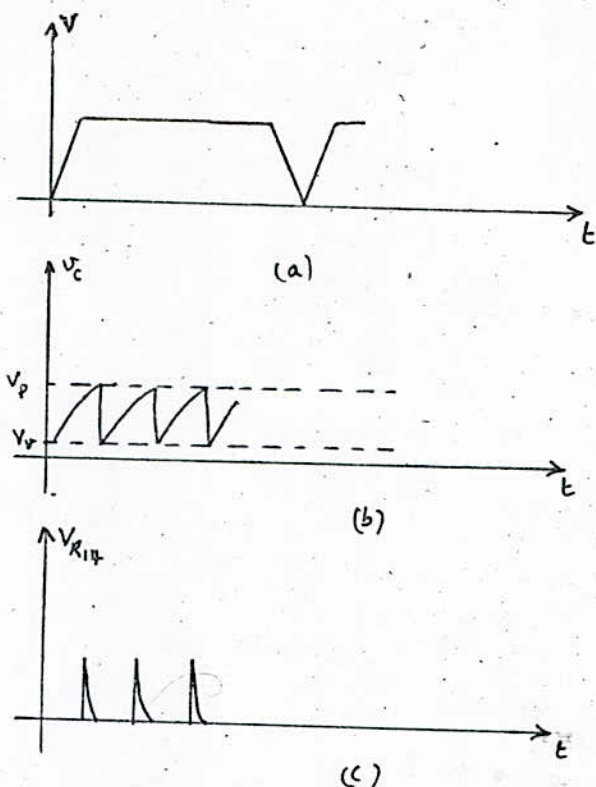


Fig. 8. Formes des tensions : (a) aux bornes de D_z , (b) aux bornes de la capacité (c), (c) aux bornes de la résistance (R_{14}).

Seule la première impulsion, par demi-période du secteur, aux bornes de R_{14} , amorce le triac. Au fur et à mesure que la température de l'enceinte du four s'élève l'angle α de retard à la conduction augmente.

3. Etude du comparateur - amplificateur.

L'écart entre la mesure et la consigne est obtenue et amplifiée par l'amplificateur opérationnel (UA741) tel que le montre le schéma de la fig. 9.

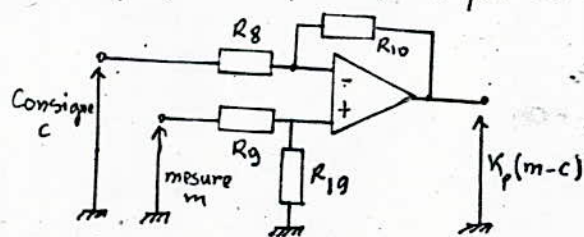


Fig. 9.

La résistance interne du thermocouple est pratiquement nulle, par conséquent nous choisissons R_8 et R_9 faibles pour avoir adaptation...

Nous prenons $R_8 = R_9 = 20 \Omega$.

En tenant compte de l'étude sur la stabilité du système (ch. IV)

Nous fixons $K_p = 232$.

Comme $K_p = \frac{R_{10}}{R_9}$ et $R_9 = 20 \Omega \Rightarrow R_{10} = 4,64 \text{ k}\Omega$.

R_{10} = résistance qui évite le décalage en courant, il faut dans le cas de l'amplificateur opérationnel en montage différentiel prendre $R_{10} = R_{10}$

$R_{10} = 4,64 \text{ k}\Omega$.

4 Circuit de déclenchement du triac par UJT.

Nous étudions ce circuit avant l'étape du générateur de courant pour fixer l'impulsion envoyée sur la gâchette du triac.

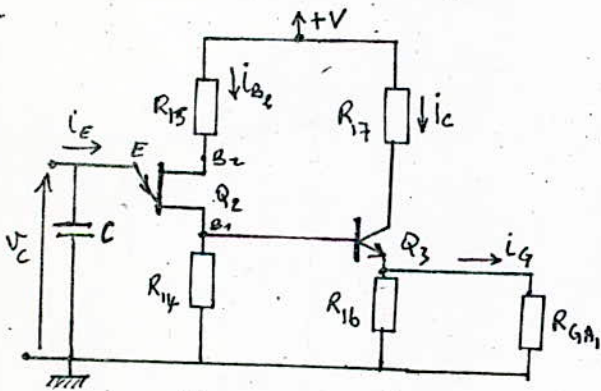


Fig. 10.

R_{GA1} = résistance dynamique de la jonction Gâchette - Anode (A_1) du triac.

R_{15} est une résistance que l'on intercale entre B_2 et $+V$, nous prenons $R_{15} = 100 \Omega$.

R_{14} par contre, fixe la durée de l'impulsion recueillie à ses bornes, cette durée doit être suffisante pour amorcer le triac.

Soit t_d le temps de décharge de la capacité C dans l'UJT.

Décharge de la capacité C :

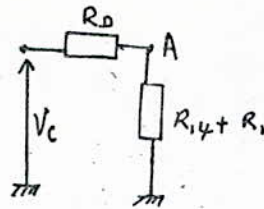


Fig. 11.

R_D = résistance dynamique de la diode émetteur.

R_1 = résistance entre A et B_1

devient faible lors de la décharge.

La capacité C commence à se décharger dès que v_c atteint v_p .

$$V_c = v_p e^{-t_d / (R_{14} + R_D + R_1)C}$$

$$t_d = (R_{14} + R_D + R_1)C \ln \frac{V_p}{V_v} = R_{14} \cdot C \cdot \ln \frac{V_p}{V_v} + R_D \cdot C \cdot \ln \frac{V_p}{V_v} + R_1 \cdot C \cdot \ln \frac{V_p}{V_v}$$

$$t_d = t_{d1} + t_{d2} + t_{d3} \text{ avec } t_{d1} = R_{14} \cdot C \cdot \ln \frac{V_p}{V_v} \text{ et } t_{d2} = R_D \cdot C \cdot \ln \frac{V_p}{V_v}, t_{d3} = R_1 \cdot C \cdot \ln \frac{V_p}{V_v}$$

Nous utilisons un UJT du type 2N 3980 dont $V_p = 11V$ et $V_v = 3V$ quand la tension de polarisation est de 15V.

Prenons $C = 0,1 \mu F$ et $R_{14} = 100 \Omega$

$$\text{Nous aurons } t_{d1} = 100 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \cdot \ln \frac{11}{3} \approx 12 \mu s.$$

La durée t_d sera supérieure à 12 μs à cause de l'influence de R_D et R_1 . L'impulsion est amplifiée (encourant) par le transistor Q_3 pour amorcer le triac. Pour cela le courant i_{cmax} doit être supérieur à 100 mA (courant au-dessus duquel l'amorçage est certain).

Lorsqu'il n'y a aucune impulsion aux bornes de R_{14} le transistor Q_3 reste bloqué. Par contre, en présence de l'impulsion, Q_3 conduit.

$$R_b = R_{14} // R_D // (R_2 + R_{15})$$

R_2 étant la résistance de l'UJT entre A et B_2 .

$$R_E = R_{16} // R_{G1}$$

$$E_B \approx R_{14} \frac{V_p}{R_D + R_{14} + R_1}$$

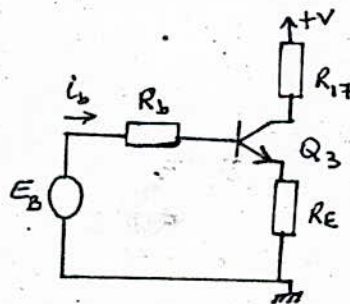


Fig. 12.

Faisons l'approximation suivante $R_D \simeq R_{14} \simeq R_A$ lors de la décharge de c.

$$E_B = \frac{V_P}{3} = \frac{11}{3} \simeq 3,6 \text{ V} \quad (\text{tension de crête de l'impulsion}).$$

Les équations aux mailles de la fig. 12 nous donnent :

$$E_B = R_B i_b + V_{BE} + R_E i_E \quad (i_E \simeq i_C).$$

$$V = R_{17} \cdot i_C + V_{CE} + R_E i_E$$

$$E_B = R_B \cdot \frac{i_C}{\beta} + V_{BE} + R_E i_C \quad ; \quad \beta = \text{gain en courant du transistor } Q_3$$

$$V = R_{17} \cdot i_C + V_{CE} + R_E i_C \quad \beta \simeq 100.$$

$$E_B = \left(\frac{R_B}{\beta} + R_E \right) i_C + V_{BE} \quad ; \quad R_B \simeq \frac{R_{14}}{2} \Rightarrow \frac{R_B}{\beta} \ll R_E.$$

$$V = (R_{17} + R_E) i_C + V_{CE}$$

$$\begin{cases} E_B = R_E i_C + V_{BE} \\ V = (R_{17} + R_E) i_C + V_{CE} \end{cases}$$

$$\left. \begin{aligned} E_B &= R_E i_C + V_{BE} \\ V &= (R_{17} + R_E) i_C + V_{CE} \end{aligned} \right\}$$

Prenons $i_C = 150 \text{ mA}$

$$V_{BE} = 0,7 \text{ V}$$

Nous aurons : $R_E = 20 \Omega$

R_{GA_1} étant de l'ordre de 30Ω , nous choisissons $R_{16} = 1 \text{ k}\Omega$ pour que le courant i_C passe presque entièrement à travers la jonction G_A , diode et $R_{17} = 60 \Omega$.

La puissance maximale fournie à la jonction G_A est inférieure à 3 W .

5. Générateur de courant.

Le transistor Q_1 monté en collecteur commun doit se trouver au repos (bloqué) quand aucun signal n'est généré à la sortie de l'ampli-opérationnel.

Remplaçons l'étage du comparateur-amplificateur par le générateur équivalent et sa résistance de sortie qui est pratiquement nulle.

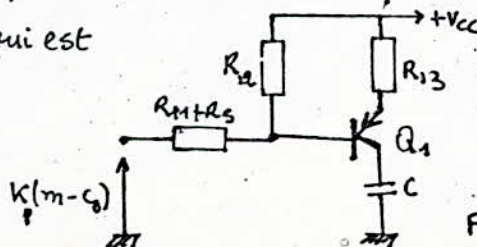
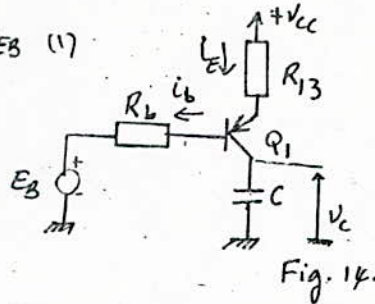


Fig. 13.

Le schéma de la fig. 13 devient celui de la fig. 14.

$$V_{CC} - E_B = R_{13} I_E + R_b I_b + V_{EB} \quad (1)$$



$$R_b = \frac{R_{11} \cdot R_{12}}{R_{12} + R_{11}}$$

$$E_B = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \cdot V_{CC}$$

Fig. 14.

Q_1 est bloqué lorsque la jonction Base-Emetteur est polarisée en inverse pour cela $R_{11} \gg R_{12}$.

De plus I_c doit être stable vis à vis du courant de fuite I_{CB0} .

$S = \frac{\partial I_c}{\partial I_{CB0}}$: Coefficient de stabilité

$$I_c = (\beta + 1) I_{CB0} + \beta I_b$$

$$1 = (\beta + 1) \frac{\partial I_{CB0}}{\partial I_c} + \beta \frac{\partial I_b}{\partial I_c} = \frac{\beta + 1}{S} + \beta \frac{\partial I_b}{\partial I_c}$$

$$S = \frac{\beta + 1}{1 - \beta \frac{\partial I_b}{\partial I_c}} \quad (2)$$

A partir de l'équation (1) nous déduisons: $\frac{\partial I_b}{\partial I_c} = \frac{-R_{13}}{R_{13} + R_b}$

$$(2) \Rightarrow S = \frac{\beta + 1}{1 + \beta \frac{R_{13}}{R_{13} + R_b}} \quad \text{avec } R_b \approx R_{12} \quad (R_{11} \gg R_{12})$$

$$\text{Nous prenons } R_{12} = R_{13} \Rightarrow S = \frac{\beta + 1}{1 + \frac{\beta}{2}} \approx 2$$

En présence du signal à la sortie de l'ampli-opérationnel

$$E_b \text{ devient } E'_b = R_{11} I + V_p(m-c)$$

$$E'_b = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} (V_{CC} - V_p(m-c)) + V_p(m-c)$$

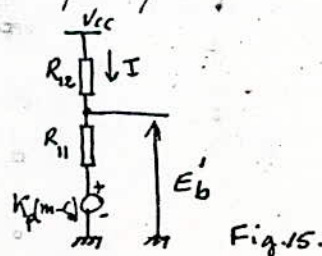


Fig. 15.

$$E'_b = \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \cdot V_{cc} + \left(1 - \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}\right) K_P (m - C_0)$$

A partir du schéma de la fig. 14 avec $E_b = E'_b$ nous obtenons les équations aux mailles suivantes:

$$E'_b + R_b I_b - V_{bc} - V_{cc} = 0$$

$$V_{cc} - R_{12} I_E - V_{ec} - V_c = 0$$

$$E_b - V_{cc} = \left(-\frac{R_b}{\beta} - R_{12}\right) I_c + V_{bc} - V_{ec} \quad (3)$$

Pour tout transistor nous avons la relation suivante: $V_{bc} + V_{ce} + V_{eb} = 0$

$$V_{bc} = V_{ec} + V_{be}$$

$$(3) \Rightarrow E'_b - V_{cc} = \left(-\frac{R_b}{\beta} - R_{12}\right) I_c + V_{be} \quad ; \quad R_b \approx R_{12} \quad , \quad \frac{R_b}{\beta} \ll R_{12}$$

$$E'_b - V_{cc} = -R_{12} I_c + V_{be}$$

$$I_c = C \frac{dV_c}{dt} \Rightarrow E'_b - V_{cc} = -R_{12} C \frac{dV_c}{dt} + V_{be}$$

$$\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \cdot V_{cc} + \left(1 - \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}\right) K_P (m - C_0) - V_{cc} = -R_{12} C \frac{dV_c}{dt} + V_{be}$$

$$\left(\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - 1\right) V_{cc} + \left(1 - \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}}\right) K_P (m - C) - V_{be} = -R_{12} C \frac{dV_c}{dt}$$

Au début du chauffage $m=0$, $C_0 = \text{constante}$.

$$\left(\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - 1\right) V_{cc} + \left(\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - 1\right) K_P \cdot C_0 - V_{be} = -R_{12} C \frac{dV_c}{dt} \quad (4)$$

En notation opérationnelle.

$$V_{cc}(P) = \frac{V_{cc}}{P} \quad , \quad C_0(P) = \frac{C_0}{P} \quad , \quad V_{be}(P) = \frac{V_{be}}{P}$$

$$\frac{dV_c}{dt} \Rightarrow P V_c(P) - V_c(0) \quad \text{avec } V_c(0) = V_v \quad (\text{tension de vallée de l'UJT})$$

L'équation (4) devient:

$$\left(\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - 1\right) \frac{V_{cc}}{P} + \left(\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - 1\right) K_P \cdot \frac{C_0}{P} - \frac{V_{be}}{P} = -R_{12} \cdot C \cdot P \cdot V_c(P) + R_{12} \cdot C \cdot V_v$$

$V_{CC} = 15V$, $V_{BE} = -0,7V$ (9, transistor PNP au si).

$$\left(\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - 1 \right) \frac{15}{P} + \left(\frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} - 1 \right) \frac{K_p C_0}{P} + \frac{0,7}{P} = -R_{12} C \cdot P \cdot V_c(t) + R_{12} \cdot C \cdot V_r$$

$$\frac{1}{C R_{12} P^2} \left(1 - \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \right) \cdot 15 + \frac{K_p C_0}{R_{12} C P^2} \left(1 - \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \right) - \frac{0,7}{R_{12} C P^2} = V_c(t) - \frac{V_r}{P} \quad (5)$$

Soit t_c le temps au bout duquel la tension V_c atteint V_p .

$$\text{faisons } V_{CC} \left(1 - \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} \right) - 0,7 = 0 \Rightarrow \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}} = 0,953 ; (V_{CC} = 15V)$$

$$(5) \Rightarrow \frac{K_p C_0}{R_{12} C P^2} (1 - 0,953) = V_c(t) - \frac{V_r}{P}$$

En revenant à la notation temporelle, nous obtenons :

$$\frac{K_p C_0}{R_{12} C} \cdot t (0,047) = V_c(t) - V_r \quad (6)$$

Lorsque $t = t_c$ on aura $V_c(t) = V_p$

$$(6) \Rightarrow \frac{K_p C_0}{R_{12} C} \cdot t_c (0,047) = V_p - V_r \quad (7)$$

Fixons le nombre n d'impulsions par demi-période $\left(\frac{T}{2} \right)$ pour la consigne la maximale, $C_0 = 8,432 \text{ mV}$ ce qui équivaut à 900°C .

Soit $n = 50 \Rightarrow t_c = 2 \cdot 10^{-4} \text{ s}$ (on néglige le temps de décharge t_d)

Application numérique pour l'équation (7) : $V_p = 11V$, $V_r = 3V$, $K_p = 232$.

$t_c = 2 \cdot 10^{-4} \text{ s}$; $C = 0,1 \text{ nF}$, $C_0 = 8,432 \text{ mV}$.

Nous trouvons :

$$R_{12} = 22 \Omega$$

$$R_{12} = R_{13} = 22 \Omega$$

$$R_{11} = 470 \Omega$$

6. Potentiomètre donnant la Consigne C_0

Le potentiomètre doit être protégé par un écran antiparasite.

Si nous prenons $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$

$$R_7 = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = R_6 = 10 \Omega$$

$$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

nous aurons une tension V_{AB}

variant de 0 à 20 mV.

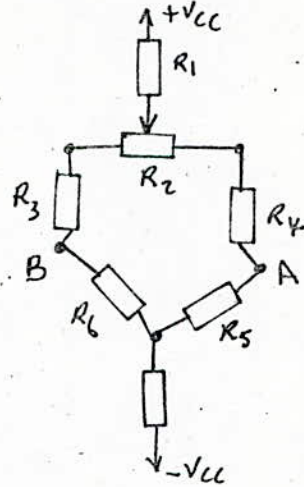


Fig. 15.

Remarques:

Le thermocouple platine rhodié 10% - platine délivre une f.e.m allant de 0 à 9,57 mV lorsque la température du four varie de 0 à 1000°C.

Un tel thermocouple possède une sensibilité de 8 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ environ;

il est donc important que la dérive introduite par l'étage comparateur-amplificateur soit la plus faible possible.

7. Nomenclature:

a. Résistances:

$$R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 1,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = R_6 = 10 \Omega$$

$$R_7 = 3,3 \text{ k}\Omega$$

$$R_8 = R_9 = 20 \Omega$$

$$R_{10} = R_{11} = 4,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{11} = 470 \Omega$$

$$R_{12} = R_{13} = 22 \Omega$$

$$R_{14} = R_{15} = 100 \Omega$$

$$R_{16} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{17} = 62 \Omega$$

$$R_{18} = 820 \Omega$$

$$R_{19} = 4,7 \text{ k}\Omega$$

b. Transistors

$$Q_1 \text{ 2N2907}$$

$$Q_2 \text{ TIS 43 (2N3980)}$$

$$Q_3 \text{ 2N2222}$$

c. Diodes

$$D_1, D_2, D_3 \text{ et } D_4 = 1N134$$

$$D_2 \text{ (Zener)} = 1N7591$$

d. Condensateurs

$$C = 0,1 \mu\text{F}$$

e. Triac:

$$\text{WT30D}$$

Conclusion.

Le but de cette étude est la réalisation simple d'un dispositif de régulation de la température de l'enceinte du four.

Ce dispositif nous permettra de faire des essais de régulation, de relever ses performances et de réidentifier le processus en boucle fermée. Le processus étant simple pour cela nous avons effectué l'identification par la méthode de Broïda ; toutefois, on peut utiliser d'autres méthodes d'identification plus précise telle que la méthode du gradient.

L'étude que nous avons menée a permis d'approfondir nos connaissances sur les régulateurs.

Bibliographie

- | | |
|--|-------------------------|
| [1] Régulation Industrielle | D. Din de Leux |
| [2] Electrothermie industrielle | M. Orfeuil |
| [3] Identification des processus | L. Povy |
| [4] Technologie et calcul pratique
des systèmes asservis | P. NASLIN |
| [5] L'amplificateur opérationnel
dans les asservissements | y. LOISELET |
| [6] Electricité industrielle | A. GALICHON
F. Lucas |
| [7] Pratique de la mesure
et du contrôle dans l'industrie (T ₂) | J. BURTON |
| [8] Fours électriques | Paschkeis |
| [9] Thyristors et triacs | H. LILLEN |