

وزارة التعليم العالي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE DE LA REGULATION "TOR"
DE PROCESSUS LENTS .
AMELIORATION PAR CONTRE -
REACTION AUTOUR DU REGULATEUR

Proposé par :

M^r Zebrowski

Etudié par :

N. Aliane

Dirigé par :

M^r Zebrowski

PROMOTION : Juin 90

1/90
1 ex

Dédicace

À mes parents
mon oncle, vava Salah
ma grand mère, Nana
mon oncle, Mohand cherif
et à mon petit frère Khondir

Remerciements

- Mes remerciements pour Monsieur Zobrowski d'avoir été l'initiateur au premier rang de ce mémoire
- Que ma gratitude soit pour M^r Bel Hadeif, chef de département du génie mécanique
- Qu'elle le soit pour M^r Chekireb pour ses conseils et suggestions
- également pour mon père d'avoir contribué avec son style pour l'élaboration de ce mémoire
- Ma reconnaissance pour mon cousin Kamel pour son soutien moral et financier qu'il m'avait accordé pendant ma formation.

Sommaire

	Résumé du mémoire	-----	
I)	Introduction générale	-----	1
1.1	Introduction	-----	2
1.2	Description	-----	3
II)	Modèle et Identification	-----	8
2.1	Modèle du four	-----	9
2.2	Méthode d'identification	-----	10
2.3	Origine des retards	-----	11
2.4	Réponse du four	-----	13
III)	Etude de la régulation	-----	16
3.1	Introduction	-----	17
3.2	Réponse à une consigne	-----	17
3.3	Résultat préliminaire	-----	19
3.4	Etude des dépassements	-----	20
3.5	Ecart moyen de réglage	-----	23
3.6	Etude des périodes	-----	23
3.7	Etude des ondulations — Influence des retards	-----	27
3.8	Conclusion	-----	29
IV)	Réduction et inversion de la caractéristique	---	31
4.1	Introduction de la contre réaction	-----	32
4.2	Principe de fonctionnement	-----	32
4.3	Réduction de l'hystérésis	-----	35
4.4	Conclusion	-----	39

4.5	Inversion de la caractéristique	42
4.6	Conclusion	47
V)	Etude comparative	49
5.1	Comparaison des ondulations	50
5.2	Comparaison avec une régulation à Tor à fréquence élevée	52
VI)	Conclusion	58
6.1	Action équivalente	59
6.2	Conclusion générale	60

Résumé du mémoire

En premier lieu nous aborderons l'étude du régime oscillatoire d'une régulation de température par tout ou rien et nous verrons l'influence particulière de l'hystérésis du régulateur, du retard du système vis-à-vis du comportement statique.

En deuxième lieu, nous proposons une contre-réaction autour du régulateur dans un but d'ajuster l'hystérésis et même d'inverser la caractéristique pour améliorer le régime établi.

Enfin une étude comparative d'un point de vue ondulation crête à crête sera faite pour apprécier les comportements relatifs.

Avertissement

- Pour les représentations graphiques et les simulations, nous avons utilisé le logiciel "TUTSIM" dont le principe est de réaliser des simulations par la programmation du schéma fonctionnel de la régulation.

- Les références bibliographiques sont indiquées entre crochets au début des paragraphes à chaque fois où un renvoi est nécessaire.

Première partie

Introduction générale

- 1.1 Introduction
- 1.2 Description
 - 1.2.1 Four
 - 1.2.2 Constitution d'un système de régulation

1.1 Introduction

Le Contrôle par tout ou rien est l'une des méthodes les plus classiques connues dans la régulation.

Ce système de régulation présente l'avantage d'être très simple, permet d'utiliser des régulateurs fiables et économiques.

Ce mode de contrôle est particulièrement recommandé pour des installations présentant une inertie suffisamment grande, provoquant une fréquence de commutation assez faible afin de ne pas trop solliciter les organes de commande souvent et d'éviter de réduire leur durée de vie.

C'est pourquoi, dans les processus thermiques connus avec leur inertie élevée, ce mode de réglage continue à occuper une très large place en dépit du développement des méthodes de commande et la variété de moyens technologiques. Parmi les domaines de thermique, l'électrothermie en est un, les moyens pour le chauffage à partir de l'électricité sont multiples, pour ne citer que le chauffage par résistance qui, de nos jours connaît une utilisation très répandue que ce soit au niveau industriel ou artisanal.

1.2 Description

1.2.1 Le four

Les phénomènes physiques ne sont que très rarement linéaires et en particulier les phénomènes thermiques - Le four en tant que système est non linéaire - Parmi les causes de non linéarité on peut citer :

- les lois propres de libération de l'énergie
- les lois d'échange thermique (le rayonnement est lié à la puissance $4^{\text{ème}}$ de la température absolue par exemple)
- Simultanéité de phénomènes (Conduction, Convection, rayonnement)
- variation de la valeur des résistances chauffantes en fonction de la température
- évolution des pertes en fonction de la température (la conductibilité thermique croît en général avec la température)

Les approches purement théoriques ne permettant pas d'aboutir - Cet état de fait va nous permettre l'économie de la théorie complète pour l'étape de modélisation et nous aurons recours à l'identification qualitative du système.

1.2.2. Constitution d'un système de régulation [1]

Un système de régulation de température comprend

essentiellement :

Détecteurs de température

Un ou plusieurs détecteurs de température mesurant la température du four (ou des résistances), la transforment en une grandeur électrique équivalente. Il s'agit généralement de thermocouple.

La position de la sonde dans un four est fondamentale aussi bien pour la précision de la température de la charge que pour la sécurité des éléments chauffants.

Un certain nombre de spécifications et de critères doivent être respectés pour le choix de ce capteur

Comparateur

La grandeur électrique mesurée par le thermocouple est comparée à une grandeur de référence constituant la consigne. Le dispositif de comparaison peut être mécanique, photoélectrique ou inductif dont le principe est l'exploration de la position de l'aiguille indiquant la température.

Ils disparaissent progressivement au profit des comparateurs électroniques qui sont plus simples, précis et fiables.

Dispositif de variation de puissance.

Les moyens pour faire varier la puissance dissipée dans la chambre de chauffe peut résulter d'une action sur la valeur de la tension d'alimentation des éléments chauffants ou sur la valeur de ces derniers.

a) Action sur la tension

Dans les installations classiques, un dispositif de variation de la tension est intercalé dans les circuits de puissance tels que (Rhéostat, autotransformateur, inductance).

Ces systèmes sont couplés à une régulation secondaire d'un servomoteur pour porter une action sur le dispositif afin de moduler la puissance dissipée dans la chambre de chauffe.

b) Action sur les résistances

La valeur de la puissance peut être modifiée en agissant sur les différents modes de couplage des résistances par des systèmes à contacteurs électromagnétiques ou électromécaniques

- mise sous ou hors tension d'une partie des résistances (réglage par tout, peu, rien "TPR").

Le plus répandu des TPR est le couplage étoile-triangle en raison de sa simplicité et de son faible coût

- mise sous ou hors tension de l'ensemble des résistances

(réglage par tout ou rien "TOR"). La régulation est assurée par un régulateur à deux positions.

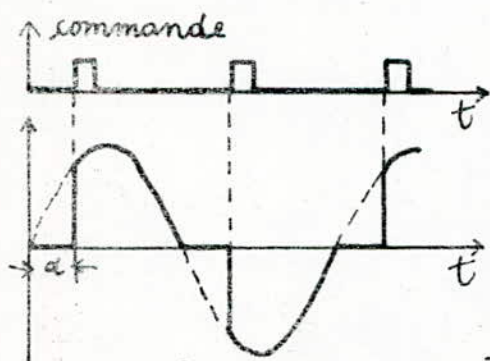
c) Régulation à Thyristors (gradateurs) [5]

La modulation de la puissance par gradateur est similaire à celle s'effectuant avec des relais TOR, son avantage réside dans la fréquence de commutation qui est très élevée, puisque les Thyristors jouent le rôle de commutateurs statiques dont le temps de réponse est très inférieur à la période de la tension secteur.

La régulation est assurée par un régulateur continu de type (P, PI, PD, PID) ou bien par une structure quelconque de réglage selon les performances désirées.

Les modes de commande des gradateurs les plus répandus sont :

- Commande par angle de phase

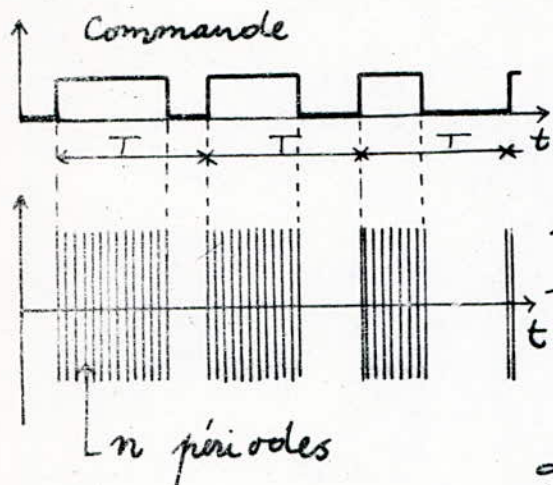


Dans ce mode, le signal de commande provoque pour chaque alternance l'allumage du gradateur avec un certain retard par rapport au passage à zéro de la tension secteur.

En fonction de ce déphasage, la puissance efficace sur une alternance est plus ou moins importante. La variation de cet angle est assurée par un signal

de commande continue qui est la sortie d'un régulateur approprié

Commande par train d'ondes (MLI)



Son principe est d'appliquer sur les résistances un certain nombre d'alternances de tension secteur et ce, à une fréquence imposée.

En faisant varier la largeur de l'impulsion de commande, c'est faire varier le rapport cyclique qui détermine la puissance dissipée sur une période

Le lecteur trouvera les montages électroniques de régulation de température à base de Thyristors avec des structures de commande variées dans [5]

Deuxième partie

- Modèles et Identification

- 2.1 Modèles du four
- 2.2 Méthode d'identification
- 2.3 origine des retards
 - 2.3.1 Composition des réponses indicielles
 - 2.3.2 Utilisation intuitive de cette théorie
- 2.4 Réponse du four
 - 2.4.1 Schéma-bloc de la régulation
 - 2.4.2 Régulateur à deux positions

2.1 Modèle du four

Il est clair que les processus thermiques sont en général une application simultanée des divers modes de transmission de la chaleur précédemment cités. Le recours au modèle analytique est illusoire sinon impossible.

Comme toutes les méthodes de calcul des systèmes asservis ou à régulation supposent que soit connue d'une manière ou d'une autre la transmittance du système. Lorsqu'il n'est pas possible d'établir un modèle analytique, on peut faire usage d'une des nombreuses méthodes permettant d'établir une forme approchée de la transmittance à partir de mesures effectuées sur le processus.

Dans une optique d'étude de la régulation par régulateur (TOR) nous avons intérêt à choisir un modèle simple, pour cela nous proposons celui de Broïda qui est particulièrement bien adapté pour l'analyse d'une très grande majorité des processus industriels. Le modèle est de la forme : $G(p) = K \frac{e^{-\tau_0 p}}{1 + T p}$.

T : Constante de temps principale T du four.

τ_0 : un retard pur qui constitue une approximation de l'accumulation des diverses petites constantes de temps d'ordre comparables.

K : gain statique du four.

Le modèle ainsi choisi nous permettra d'étudier l'évolution de la température en

garantissant l'obtention du régime transitoire caractérisé par la présence du mode dominant et du mode stationnaire caractérisé par le gain et le retard pur.

Si, d'un côté le modèle préconisé n'est pas si adapté et approché à la réalité du processus, mais il nous permettra de l'autre de mener l'étude d'une façon qualitative mieux que tout autre modèle sans appréhender les calculs et la complexité des équations qui résulteraient d'un modèle plus ajusté au système.

2.2 Méthode d'identification

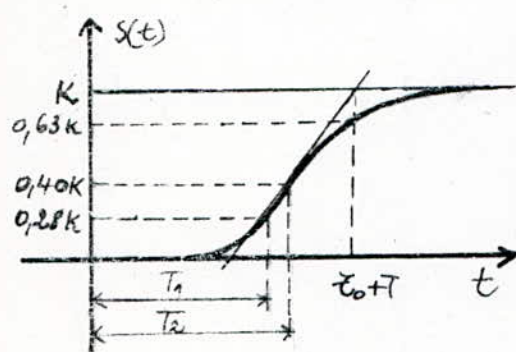


Fig: 2.1

L'allure de la réponse est indiquée sur la figure. Le signal $S(t)$ tend vers une asymptote K et atteint la valeur $0,63 K$ au bout de $t = T + \epsilon_0$.

Cette opération d'estimation des paramètres du modèle revient à tracer expérimentalement la courbe. Vu l'arrondi au voisinage du démarrage de l'exponentielle, on préfère mesurer T_1 et T_2 auxquels la réponse indicielle atteint respectivement les 28% et 40% de sa valeur finale. On montre facilement à partir de l'équation

$$S(t) = K \left(1 - e^{-\frac{(t-\epsilon_0)}{T}} \right)$$

que T et ϵ_0 se déduisent des formules suivantes :

$$\begin{cases} T = 2,8 T_1 - 1,8 T_2 \\ \epsilon_0 = 5,5 (T_2 - T_1) \end{cases}$$

2.3 origine des retards. [2]

Dans une grande majorité des applications industrielles concernant la régulation, la constante de temps est souvent le produit d'une résistance (ou l'inverse, conductance) par une capacité, ce qui marque la profonde analogie entre diverses catégories de phénomènes

2.3.1 Composition des réponses indicielles du 1^{er} ordre.

La réponse indicelle d'un système comprenant plusieurs composants du 1^{er} ordre en série ne peut être rapidement analysée. Toutefois, on peut remplacer un tel système par une chaîne équivalente de cellules électriques (RC) dont on sait que le comportement est analogue si les cellules sont respectées.

Supposons que toutes les cellules aient la même constante de temps $\tau = RC$, le graphique suivant montre les réponses indicelles des systèmes comportant 1, 2, --- 6 cellules. Les réponses tendent vers une même valeur et on voit se creuser la courbe en S. Ainsi le système peut être approché à son tour à un ordre moindre avec un retard pur.

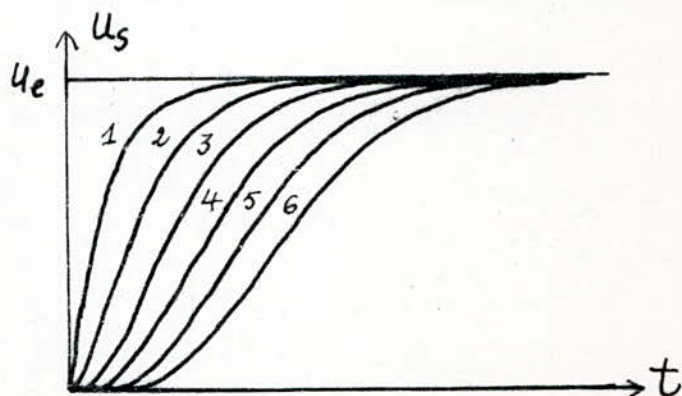
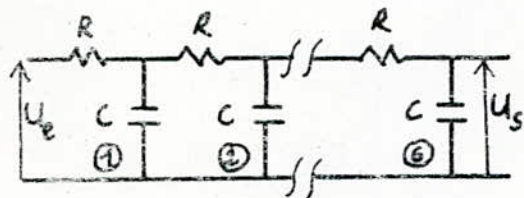
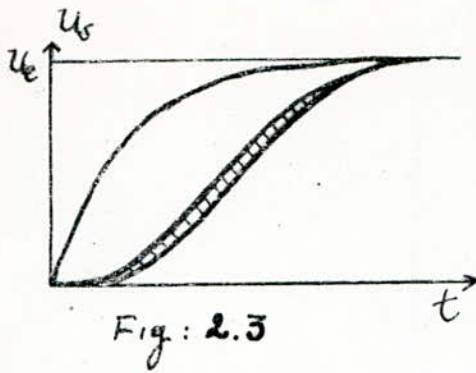


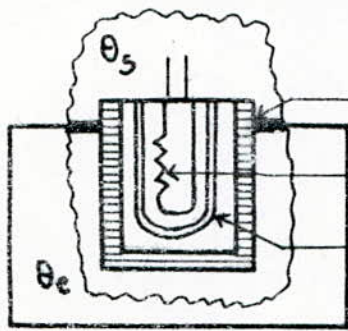
Fig. 2.2 : Composition de réponse indicelle



Dans la pratique les RC de chaque cellule sont très différentes et les courbes sont espacées différemment. Si les τ_i sont faibles les courbes sont presque confondues.

2.3.2 Utilisation intuitive de cette théorie.

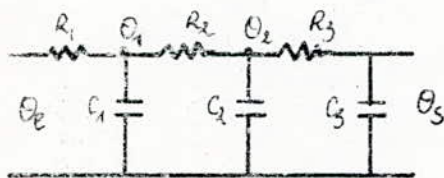
Les explications d'accès immédiat, à défaut d'une analyse plus poussée, peuvent permettre de prévoir le comportement d'une sonde à résistance dans un local chauffé. (figure n° 2.4)



- gaine métallique (R_1, C_1)
- résistance (R_3, C_3)
- protection en verre (R_2, C_2)

Fig 2.4

Le système comporte une atmosphère qui communique sa température à la sonde, au cours où le flux thermique rencontre des résistances R (inverse des coefficients de transfert thermique, inverse des conductivités thermiques) et des capacités C à charger (produit des masses et leur chaleur spécifique).
Le schéma équivalent est le suivant :



Sachant qu'il y a couplage entre les températures, i - e que θ_2 influence sur θ_1 et θ_3 sur θ_2 (voir fig - ci - contre)

remarque; On a négligé les couches d'air.

Enfin dans plusieurs domaines de recherche particulièrement l'automobile et l'aéronautique, les problèmes relatifs à la thermique sont modélisés à l'aide de cette théorie, ce qui exige une connaissance approfondie des matériaux et leur mode d'assemblage.

2.4 Réponse du four.

L'expérimentation se porte sur un four de traitement thermique régulé par un régulateur (TOR). Pour pouvoir suivre la réponse indicelle du système, il faudra déplacer la caractéristique du relais sur sa valeur maximale afin d'avoir une évolution de la température sans risque de commutation. Le système s'engage alors dans un fonctionnement en boucle ouverte alimentée à pleine puissance.

Le relais travaille pendant toute l'expérimentation et délivre un signal de commande que nous considérons un échelon unitaire; les mesures de température prises à des temps différents nous permettent d'obtenir un modèle par identification. Cette dernière se porte non seulement sur le four, mais également sur l'actionneur et le capteur (voir table n° 1)

Le modèle identifié est :
$$G(p) = 100 \frac{e^{-4p}}{1+38p}$$

Les constantes de temps et le retard sont exprimés en minutes (mn).

Le modèle nous servira d'exemple d'appui pour

les simulations que nous aurons dans les paragraphes qui suivront.

$t(\text{min})$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$T^{\circ}\text{C}$	0	0	10	25	40	65	85	110	130	155
$t(\text{min})$	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55
$T^{\circ}\text{C}$	175	285	385	475	550	620	680	730	775	815
$t(\text{min})$	60	65	70	75	80	85	90	95	100	105
$T^{\circ}\text{C}$	850	880	910	930	950	970	985	1000	1010	1020
$t(\text{min})$	110	120	130	140	150	160	170	180	190	200
$T^{\circ}\text{C}$	1030	1050	1060	1070	1075	1080	1085	1090	1093	1095

tab n° 1

2.4.1 Schéma bloc de la régulation

L'étude de la régulation se ramène au système illustré par le schéma bloc suivant :

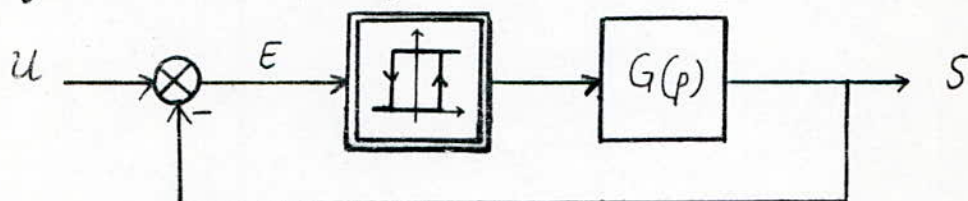


Fig: 2.5

Le relais est actionné par un signal d'erreur et délivre un signal de commande, qui sont de nature électrique (généralement le courant). Pour éviter toute confusion nous rapportons les signaux d'entrée et sortie qui correspondent respectivement à la position du potentiomètre et la tension délivrée par le thermocouple à un schéma de régulation et nous parlerons désormais de degrés $^{\circ}\text{C}$ en entrée et sortie.

Le signal de commande est binaire (0, 1) correspondant aux positions fermées et ouvertes du

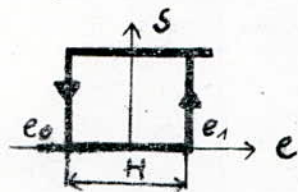
régulateur.

Remarque : le signal de commande ne peut être négatif vu que le four n'est pas doté d'un système de refroidissement contrôlé, car il existe des installations permettant ce mode de fonctionnement, ce qui exige par exemple un régulateur à trois (3) positions.

2.4.2 Régulateur à deux positions. (TOR)

Il fonctionne quel que soit le sens du courant (contact de repos, contact de travail).

Il offre un seuil de fonctionnement, c.à.d. que la palette ne quitte sa position de repos



que pour une excitation e_1 non négligeable; mais venue sur le contact de travail, elle ne lâche que lorsque l'excitation soit

tombée à une valeur e_0 inférieure à e_1 .

Les points de basculement sont symétriques par rapport à l'origine, la différence $e_1 - e_0$ est appelée hystérésis que l'on notera H .

Troisième partie

Étude de la régulation

- 3.1 Introduction
- 3.2 Réponse à une consigne
- 3.3 Résultats préliminaires
- 3.4 Étude des dépassements
 - 3.4.1 Dépassements positifs
 - 3.4.2 " négatifs
 - 3.4.3 " moyens
- 3.5 Écart moyen de réglage
- 3.6 Étude des périodes
 - 3.6.1 Durée de travail
 - 3.6.2 " de repos
 - 3.6.3 Période totale
- 3.7 Étude des ondulations - Influence des retards
- 3.8 Conclusion

3.1 Introduction [6]

Dans cette partie, nous aborderons l'étude de la régulation en se plaçant dans le domaine temporel, ce qui nous permettra de suivre son évolution dans le temps.

Le caractère oscillatoire du régime établi revêt une grande importance, c'est pourquoi nous limiterons l'étude à ce cycle limite et l'influence particulière de l'hystérésis du régulateur et du retard pur du système.

Dans les sections qui suivront, nous essaierons d'expliquer comment on arrive techniquement à augmenter la précision de la régulation.

3.2 Réponse à une consigne.

Considérons le système de la figure n° 2.5, dont l'erreur actionne le relais, la grandeur réglante passe de 0 à 1 lorsque E franchit la valeur h par valeurs croissantes et retombe à 0 quand E passe par $-h$ par valeurs décroissantes. Mais s'agissant d'un système doté d'un retard pur, la sortie $s(t)$ continuera à croître pendant tout le retard t_0 avant de passer par un maximum et décroître ensuite; pendant la phase de décroissance, même après commutation, $S(t)$ continue à décroître puis passera par un minimum avant de croître à nouveau. On comprend bien qu'il s'établira un cycle limite (voir Figure n° 3.1)

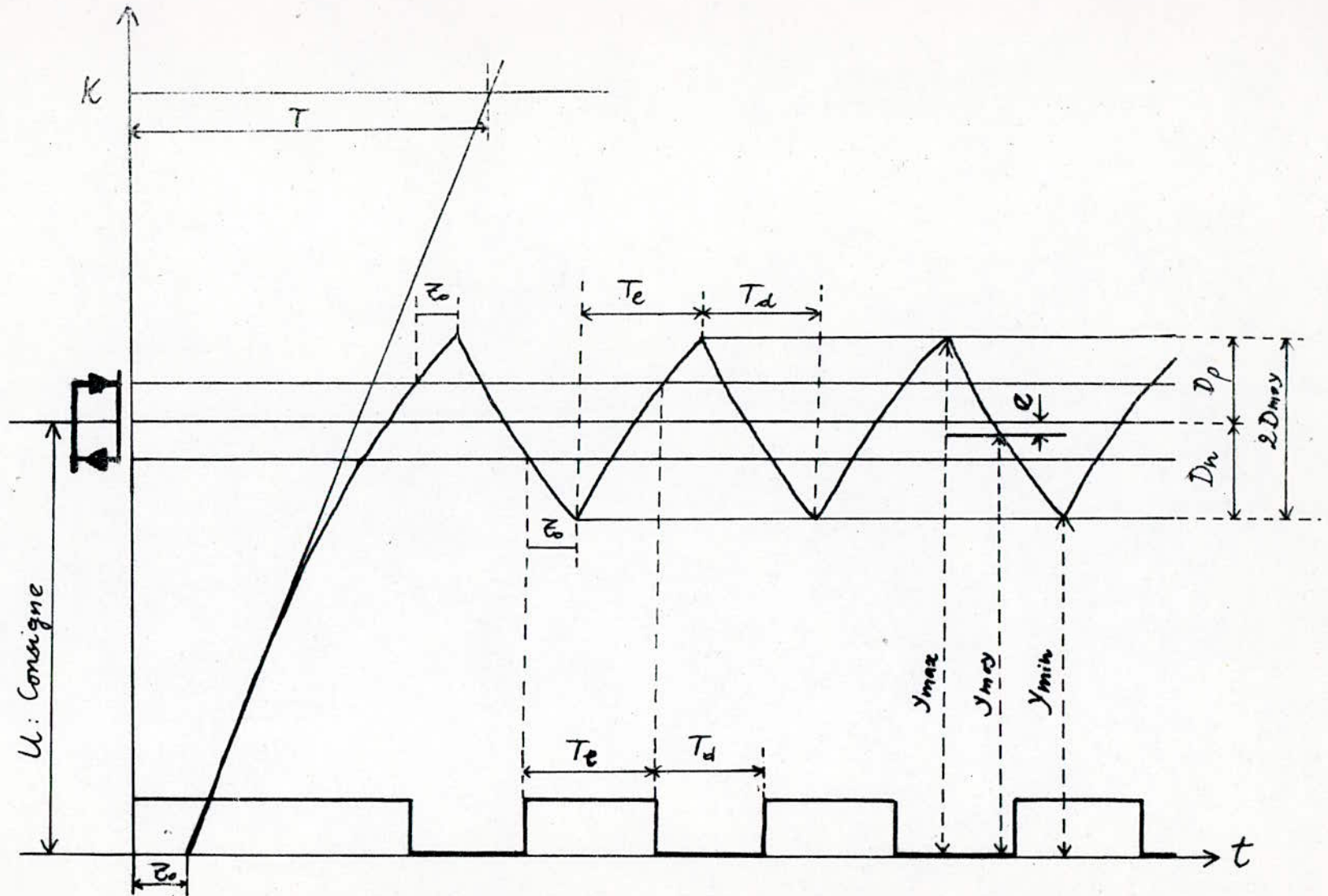


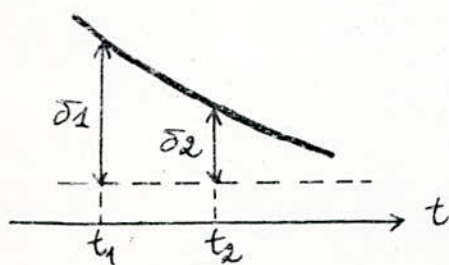
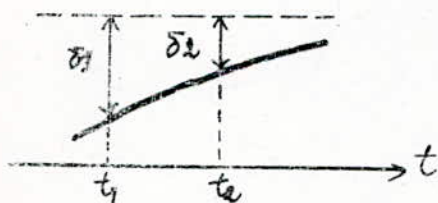
Fig:3.1, Réponse à une consigne - Notation générale

Enfin, adoptons la notation suivante :

- u : consigne
- D_p : dépassement positif
- D_n : dépassement négatif
- D : dépassement moyen
- T_e : temps d'enclenchement
- T_d : temps de déclenchement
- T_f : période
- y_{max} : valeur maximale
- y_{min} : valeur minimale
- y_{moy} : valeur moyenne
- e : écart moyen de réglage
- H : hystérésis ($H = 2-h$)

3.3 . Résultat préliminaire [3]

Pour la suite, les calculs seront effectués en utilisant le résultat qui se déduit très vite des illustrations graphiques suivantes



Considérons une courbe en exponentielle croissante de constante de temps T , tendant asymptotiquement vers une valeur finale K . Pour les deux valeurs δ_1 et δ_2 prises aux instants t_1 et t_2 ainsi représentés sur la figure ci contre, nous obtenons aisément la formule

$$t_2 - t_1 = T \ln \frac{\delta_1}{\delta_2} \quad (1)$$

Le même résultat s'obtient avec l'exponentielle décroissante de mêmes paramètres.

Cette formule sera utilisée aussi bien pour le calcul des dépassements que pour le calcul des temps de travail, repos et la période totale.

3.4 Étude des dépassements

Les dépassements engendrés de part et d'autre de la consigne ne sont pas toujours égaux, il convient donc de voir leur importance en fonction de la consigne et leurs valeurs relatives afin d'estimer la précision de la régulation.

3.4.1 Dépassements positifs.

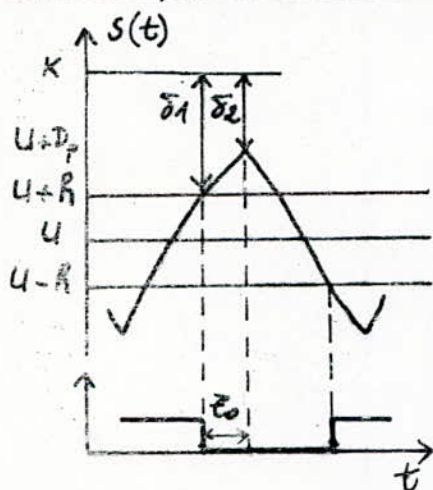


Fig: 3.2

Pour obtenir l'expression de D_p , on utilise la formule n° 1 sachant que le temps mis pour passer de $U+h$ à $U+D_p$ est de τ_0 (voir figure ci-contre)

$$\delta_1 = K - U - h$$

$$\delta_2 = K - U - D_p$$

ce qui nous donne :

$$\tau_0 = T \ln \frac{K - U - h}{K - U - D_p}$$

posons $a = e^{-\tau_0/T}$, nous obtenons l'expression :

$$D_p = (1-a)(K-U) + ah$$

Les valeurs des dépassements en grandeurs relatives par rapport à la consigne sont :

$$D_p(\%) = 100 \frac{(K-U)(1-a) + ah}{U}$$

Les dépassements sont d'autant plus faibles que la consigne est grande. La contribution de l'hystérésis découle d'une simple analyse de l'expression obtenue ; une hystérésis importante entraîne des dépassements considérables.

Pour le retard pur, son influence n'est pas apparente dans l'expression et fera l'objet d'une étude dans les paragraphes qui suivent.

3.4.2 Dépassements négatifs

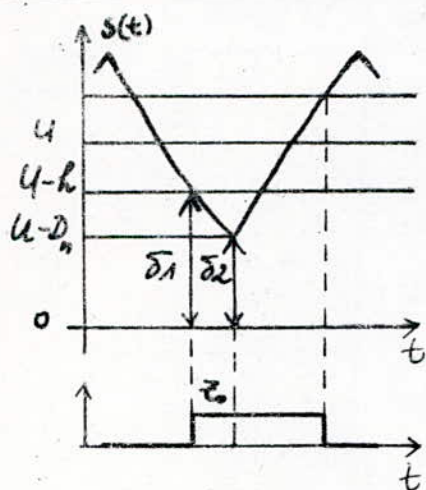


Fig 3.3

Nous utiliserons le même raisonnement que précédemment pour le calcul de l'expression de D_n avec :

$$\delta_1 = U - h$$

$$\delta_2 = U - D_n$$

On obtient, en utilisant la formule n° 1

$$z_0 = T \ln \frac{U - h}{U - D_n}$$

on trouve finalement :

$$D_n = (1-a)U + ah$$

L'expression en valeurs relatives :

$$D_n(\%) = 100 \left(1 - a + \frac{ah}{4} \right)$$

Nous devons remarquer que les dépassements négatifs en valeurs effectives augmentent avec la consigne, mais diminuent en valeurs relatives. Même remarque pour l'influence de l'hystérésis sur D_n , seulement le rapport $\frac{ah}{4}$ devient négligeable pour h assez grande.

- Remarque : dans la phase de décroissance, nous avons admis qu'elle s'effectue avec les mêmes paramètres que la phase de montée en température, il se trouve que la constante de temps de chute est plus élevée que T , il en est de même pour le retard ξ_0 .

$$\text{Pour notre cas, on estime que } \begin{cases} T' = 2T \\ \xi'_0 = 2\xi_0 \end{cases}$$

T' et ξ'_0 sont les paramètres de chute. Le résultat trouvé précédemment reste inchangé puisque leur intervention se fait par le biais du rapport $\frac{\xi'_0}{T'}$ qui est égal à $\frac{\xi_0}{T}$.

3.4.3. Dépassements moyens

Pour apprécier la régulation, il est préférable d'avoir une idée sur les dépassements moyens; son expression est la moyenne des dépassements précédemment calculés. $D = \frac{D_p + D_n}{2}$.

Son expression en valeurs relatives est :

$$D = \frac{50}{U} [(1-a)K + aH]$$

Pour illustrer leurs sens de variation en fonction de la consigne, nous avons regroupé sur un même graphique les trois types de dépassements (voir figure n° 3.4)

3.5 Écart moyen de réglage

La température en régime établi oscille entre deux valeurs y_{\max} et y_{\min} , on définit l'écart moyen de réglage comme étant la différence entre la consigne et la valeur moyenne y_{moy}

$$e = U - y_{\text{moy}} = U - \frac{1}{2}(y_{\max} + y_{\min})$$

on obtient l'expression suivante

$$e = \frac{1}{2}(1-a)(2U - K)$$

Cet écart est nul pour $U^* = K/2$, soit la consigne médiane qui donne l'égalité de D_p et D_m .
Pour $U < K/2$, la régulation est faite par défaut, pour $U > K/2$, la régulation est faite par excès et ce, en valeur moyenne.

3.6 Étude des périodes

Dans cette section, nous étudierons les durées

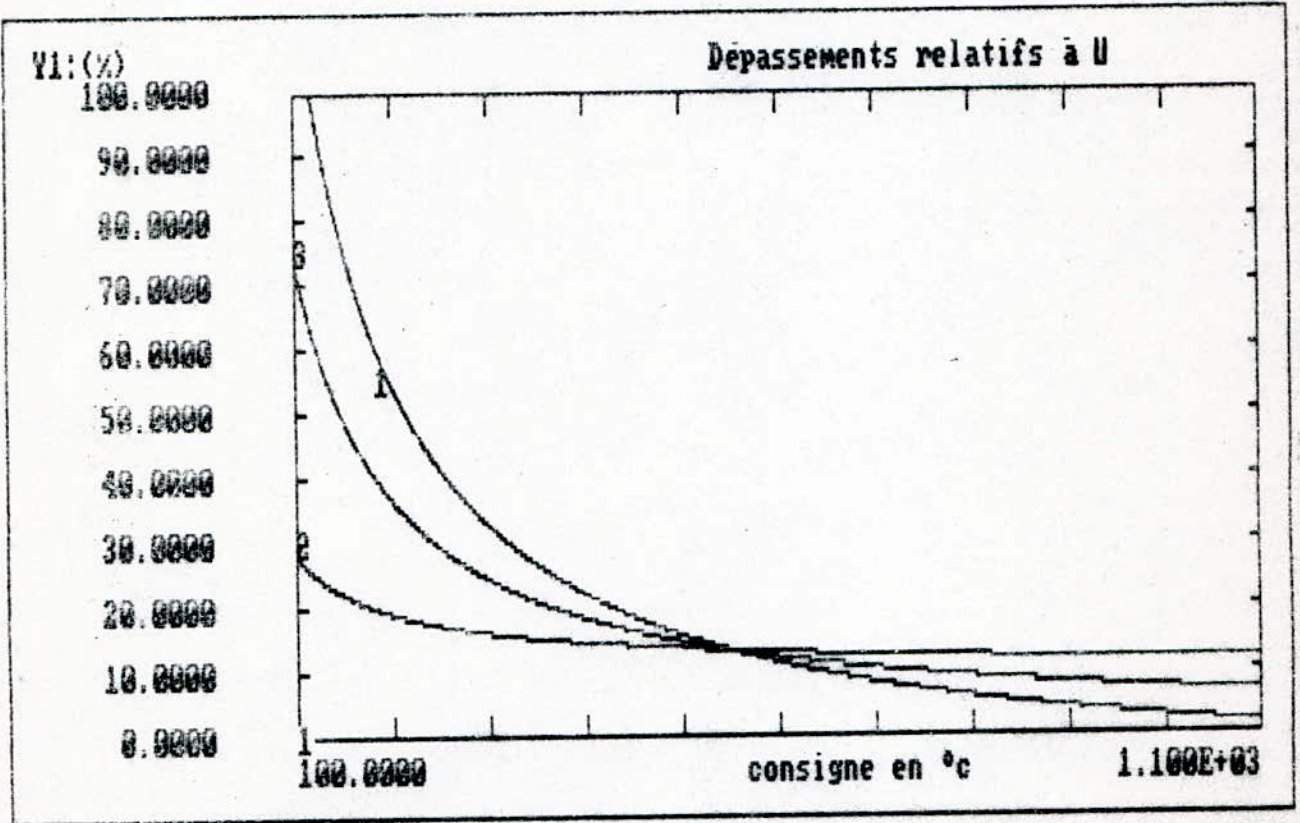


Fig 3.4

1: Dépassements positifs
 2: " négatifs
 3: " moyens.

de travail, de repos du relais ainsi que la période totale qui en résulte.

3.6.1 Durée de travail

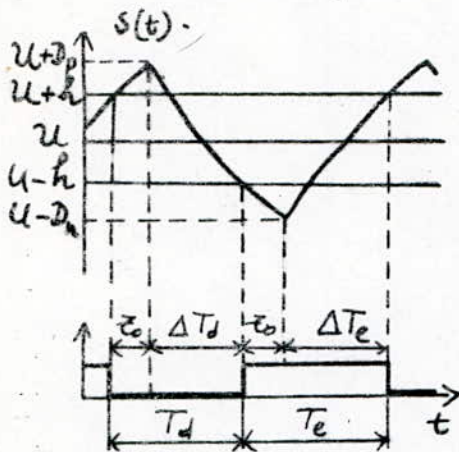


Fig 3.5

D'après l'illustration ci-contre nous voyons que $T_e = \epsilon_0 + \Delta T_e$
 ΔT_e est le temps nécessaire pour passer de $U-D_n$ à $U+h$
 T_e : est la durée de travail.
 En utilisant la formule n° 1 nous obtenons

$$\Delta T_e = T \ln \frac{K-U+D_n}{K-U-h}$$

En remplaçant D_n par son expression, on trouve finalement :

$$T_e = \epsilon_0 + T \ln \frac{K-a(U-h)}{K-U-h}$$

Autre expression de T_e

Il suffit d'exprimer que T_e est le temps nécessaire pour passer de $U-D_n$ à $U+D_p$, (voir Fig. ci-haut), car les temps après toute commutation et les points de rebroussement sont égaux à ϵ_0 , ce qui évite de trainer ϵ_0 , on obtient

$$T_e = T \ln \frac{K-U+D_n}{K-U-D_p}$$

En remplaçant D_p et D_n par leurs expressions, on trouve :

$$T_e = T \ln \frac{K - a(U-h)}{a(K-U+h)}$$

3.6.2 Durée de repos.

Le raisonnement est le même que précédemment (voir fig. n° 3.5). ΔT_d est le temps nécessaire pour passer de $U + D_p$ à $U - h$

on trouve :

$$T_d = \tau_0 + T \ln \frac{K(1-a) + a(U+h)}{U-h}$$

On peut obtenir la seconde formule de T_d pour les mêmes remarques que précédemment.

$$T_d = T \ln \frac{K(1-a) + a(U+h)}{a(U+h)}$$

3.6.3 Période totale

La période des oscillations est $T_t = T_d + T_e$
Son expression est :

$$T_t = T \ln \left(1 + \frac{1-a}{a} \frac{K}{U+h} \right) \left(1 + \frac{1-a}{a} \frac{K}{K-U+h} \right)$$

Pour voir le sens de variation des trois expressions, nous avons regroupé les trois courbes sur un même graphique

(voir figure n° 3.6)

Nous remarquons que T_e est une fonction croissante de U et que T_d est décroissante; l'explication en est simple: le relais travaille plus pour des consignes

élevées que pour des basses, autrement dit, le système fait appel à une puissance élevée pour le maintien des grandes températures.

Remarquons aussi que la période est minimale pour la consigne médiane ($U^* = K/2$), ce qui correspond à l'égalité entre les durées de travail et de repos, cette consigne permet d'installer une fréquence maximale de commutation -

Il est aussi intéressant de voir le sens de variation du rapport cyclique défini par $r = T_e / (T_e + T_d)$.

Cette grandeur évolue selon une courbe qui est presque linéaire en fonction de U (voir figure n° 3.7)

3.7 Etude des ondulations - Influence du retard.

L'ondulation crête à crête nous renseigne sur le caractère oscillatoire de la réponse et sur la précision en qualité de réglage.

L'ondulation est la somme des dépassements positifs et négatifs $\Delta y = D_n + D_p$

Son expression simplifiée est : $\Delta y = K(1-q) + aH$
Elle est indépendante de U , mais dépend de l'hystérésis et des paramètres du système

Afin de généraliser l'étude, nous l'exprimons en valeur relative par rapport à la valeur maximale, ce qui nous permet d'avoir l'équation :

$$\frac{\Delta y}{K} = 1 - q + \frac{aH}{K}$$

Posons $\beta = \frac{\Delta y}{K}$ et $\alpha = \frac{H}{K}$

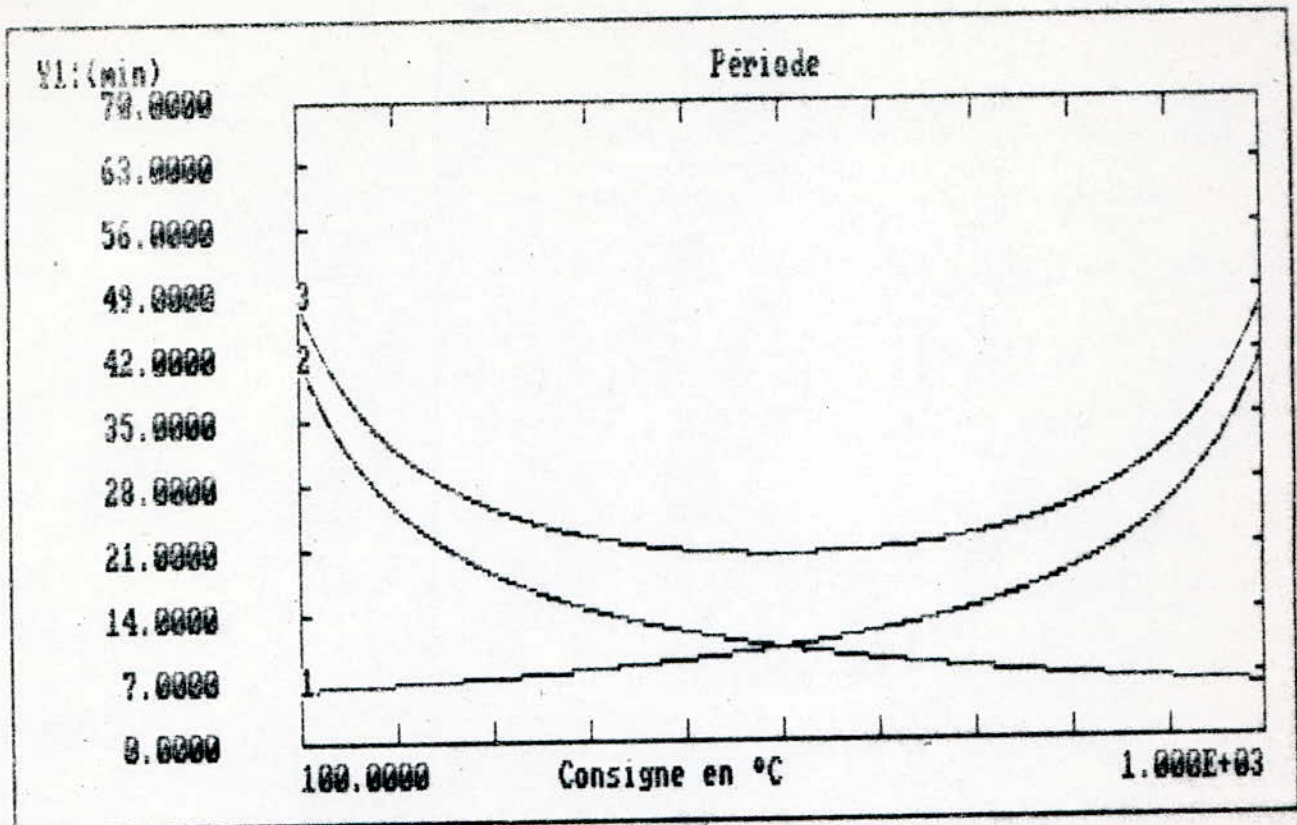


Fig 3.6 , 1: Durée de travail, 2: Durée de repos, 3: periode

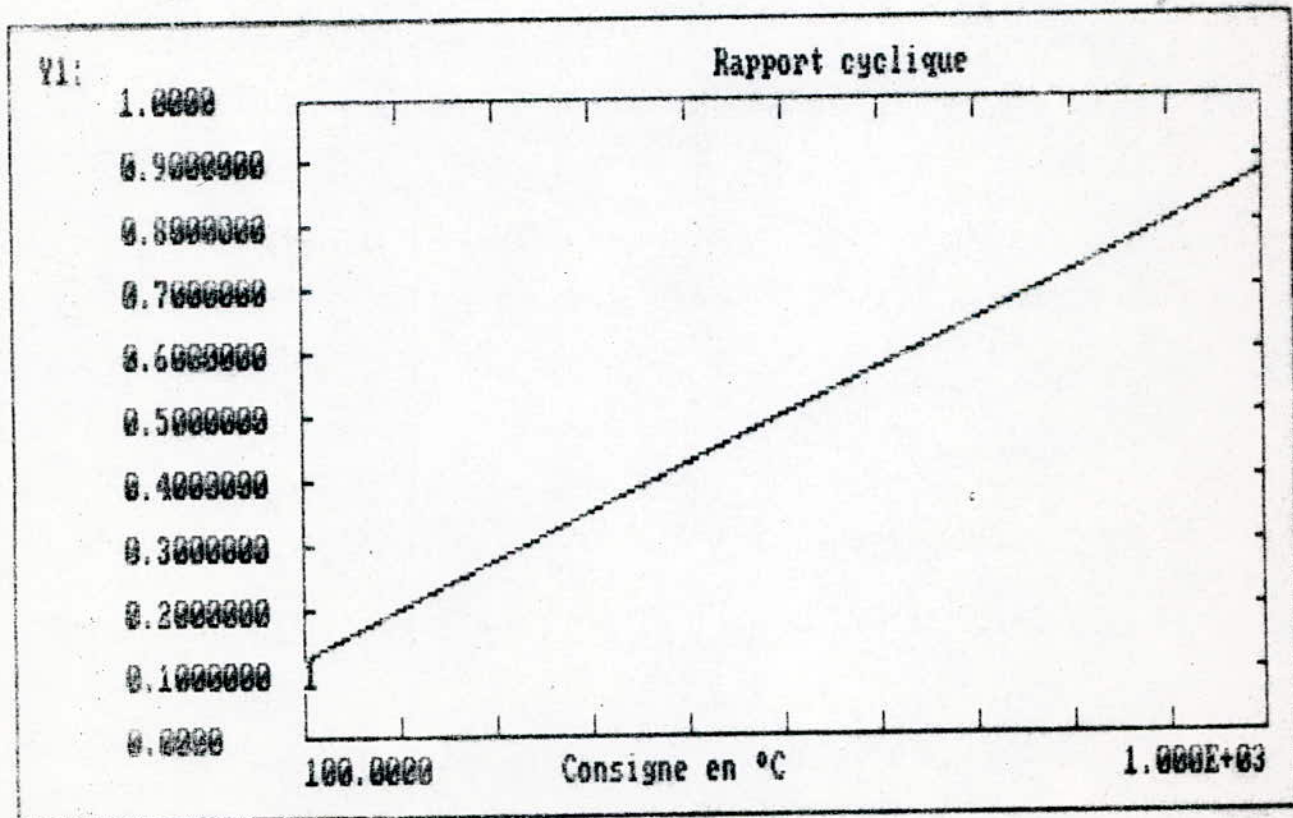


Fig 3.7

Son expression finale est :

$$\beta = 1 - a(1 - \alpha)$$

α : hystérésis réduite

β : ondulation crête à crête relative à K

Cette équation nous permet très vite d'analyser l'influence du retard qui est introduit dans l'équation par le coefficient $a = e^{-\tau_0/T}$ pour un α fixe

Pour illustrer l'action simultanée du rapport τ_0/T et α , nous avons regroupé les courbes $\beta = f(\tau_0/T, \alpha)$

τ_0/T : variable indépendante

α : un paramètre

Pour le modèle identifié, nous avons :

$$\alpha = 0,036 \quad , \quad \tau_0/T = 0,105$$

(voir figure n° 3.8)

On remarque bien que l'ondulation augmente avec le retard pur τ_0 et en général avec le rapport τ_0/T

3.8 Conclusion

L'étude du cycle limite permet de tirer les conclusions suivantes :

- La non égalité des dépassements positifs et négatifs et leur dépendance de la consigne, de l'hystérésis et des paramètres du système
- L'écart de réglage moyen augmente en s'écartant de la consigne médiane
- La fréquence de commutation est symétrique par

- rapport à celle qui s'établit pour la consigne médiane dont la valeur est maximale -
- L'ondulation crête à crête augmente avec l'hystérésis et le retard pur du système.
 - La fréquence de commutation diminue avec l'hystérésis et le retard.

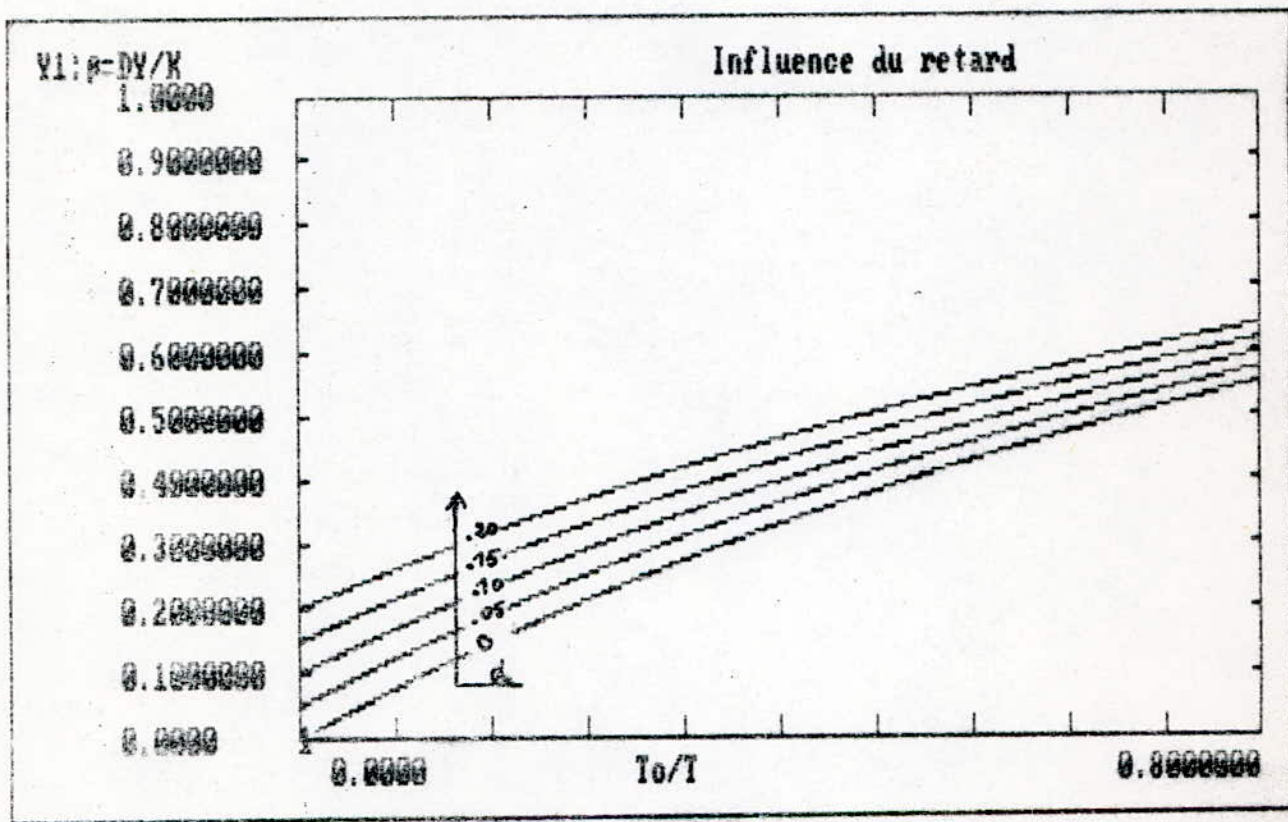


Fig 3.8

Quatrième partie

Réduction et inversion de la caractéristique du régulateur

- 4.1. Introduction de la contre réaction
- 4.2. Principe de fonctionnement
 - 4.2.1 Allure du signal de la contre réaction
 - 4.2.2 Buts recherchés
- 4.3. Réduction de l'hysteresis
 - 4.3.1 Ajustage final
 - 4.3.2 Influence de la consigne sur l'ajustage
 - 4.3.3 Simulation
- 4.4. Conclusion

- 4.5. Inversion de la caractéristique
 - 4.5.1 Etude du transitoire - Recommandations
 - 4.5.2 Ajustage final
 - 4.5.3 Hysteresis équivalente
 - 4.5.4 Simulation
- 4.6. Conclusion

4.1 Introduction de la contre réaction [6]

Sur la gamme des régulateurs à deux positions (TOR) disponibles, certains présentent une zone d'hystérésis réglable et d'autres permettent l'inversion de la caractéristique.

Afin de mettre en lumière les actions nécessaires pour la réglabilité de cette zone et le sens de la fonction (Directe ou inverse), nous présentons le schéma bloc suivant, qui constitue une contre réaction

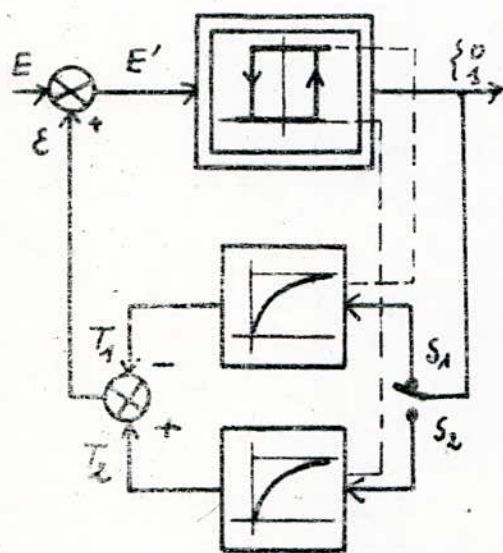


Fig 4.1

autour du relais à travers des cellules RC, associées à une logique de commutation secondaire pour la sélection des cellules, pilotée par le signal de commande délivré par le régulateur qui est un signal de nature binaire.

Ces cellules ne sont que des systèmes du 1^{er} ordre de gain K_c et de constante de temps T_c .

4.2 Principe de fonctionnement

Pendant la phase de travail, le sélecteur est mis sur S_1 , un signal ϵ négatif est ajouté au signal d'erreur E pour anticiper son déclenchement, c.a.d que le signal global $E' = E + \epsilon$ aura la valeur $-h$ et commutera le relais avant même que la sortie ait atteint la valeur $h + h$.

Lorsqu'à la phase de repos, le sélecteur est mis sur S_2 , E sera augmenté de E positif, le signal global E' aura cette fois-ci la valeur $+h$ et le relais passe en commutation avant que la sortie ait la valeur $U_0 - h$.

Il découle, selon la valeur du signal de la contre réaction, les points de commutation peuvent être choisis pour améliorer le régime oscillatoire au permanent

4.2.1 Allure du signal de contre réaction

Pour mieux comprendre l'influence du signal sur les points de commutation, il convient d'illustrer son allure globale en régime établi.

Le signal de commande est binaire, périodique de période fixé par la nouvelle dynamique du relais et le système à régler.

À chaque niveau de commande, une cellule est excitée alors que l'autre est lâchée avec une condition initiale qui constitue une fraction de la valeur finale, soit du gain K_c .

Pour la phase qui suit juste après, les actions sur les cellules s'inversent et à tout instant $E = T_2 - T_1$, T_1 et T_2 sont les sorties des cellules. L'allure est fixée par le gain K_c et la constante de temps T_c . (voir figure n° 4.2)

4.2.2 Buts recherchés

Le retour ainsi réalisé, selon le choix du couple (K_c, T_c)

permet de fixer les points de commutation -

- Les points seront choisis pour les buts suivants :
- réglabilité de l'hystérésis sur une plage allant de $0 \text{ à } H$, H hystérésis du relais déjà considéré
 - inversion du sens de la caractéristique qui constitue une réalisation artificielle d'une hystérésis négative.

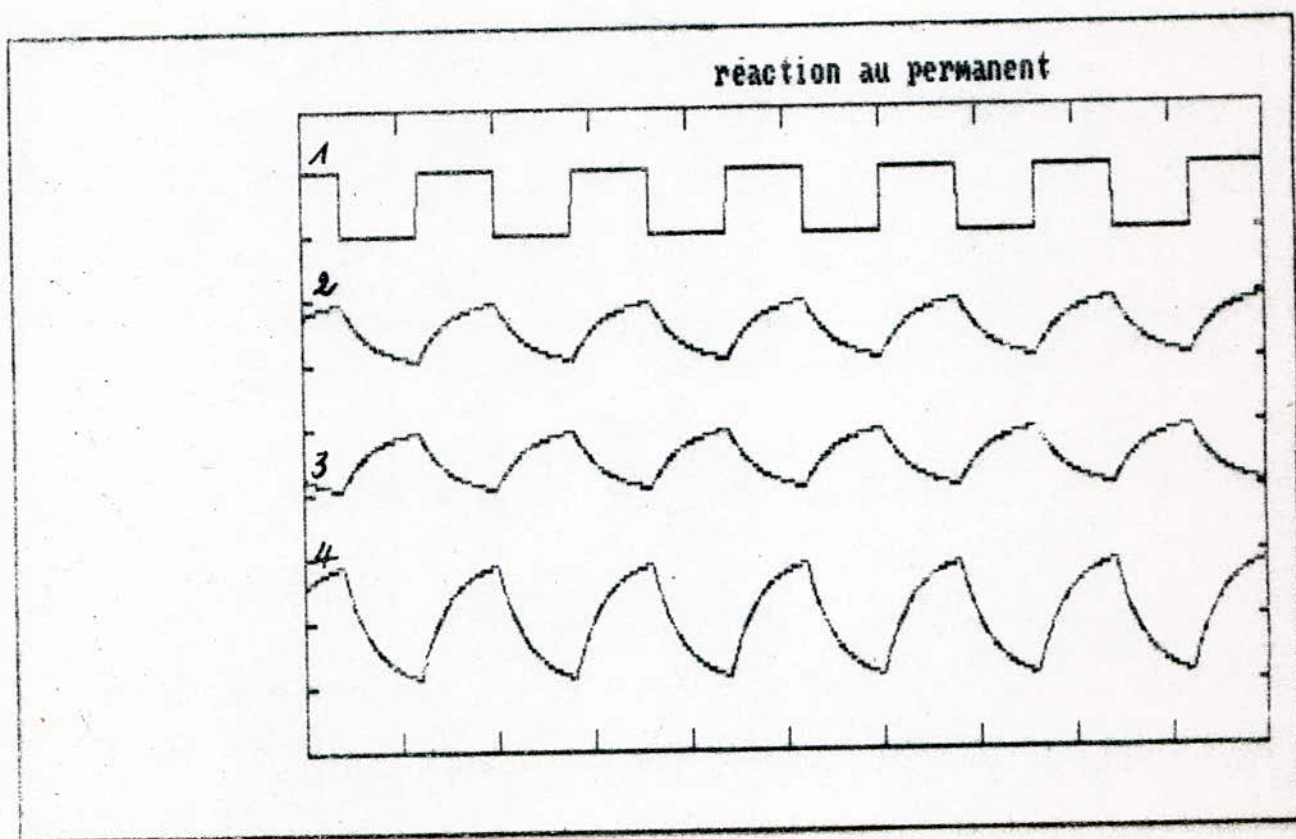


Fig 4.2

- 1: Signal de Commande
 2: $T_1(t)$
 3: $T_2(t)$
 4: $-\mathcal{E}(t) = T_2(t) - T_1(t)$
 4: $\mathcal{E} = T_1 - T_2$

4.3 . Réduction de l'hystérésis

Considérons les signaux $E = U - S(t)$ et ε (voir figure n° 4.3). E oscille entre D'_n et $-D'_p$ qui sont les nouveaux dépassements respectivement négatifs et positifs, fixés par le conditionnement de la contre réaction qui délivre ε oscillant entre les valeurs $-K'_c$ et K'_c ; toutes ces considérations sont prises au permanent.

Pour fixer les idées, considérons la phase ① ainsi schématisée sur la figure, définissons une nouvelle origine des temps commençant avec cette phase et supposons en plus que l'on soit en A ($\varepsilon = K'_c$), la prochaine commutation aura lieu en B ($\varepsilon = -K'_c$), il découle que les points de commutation sont obtenus pour $\varepsilon = \pm K'_c$, K'_c une valeur fixée par la

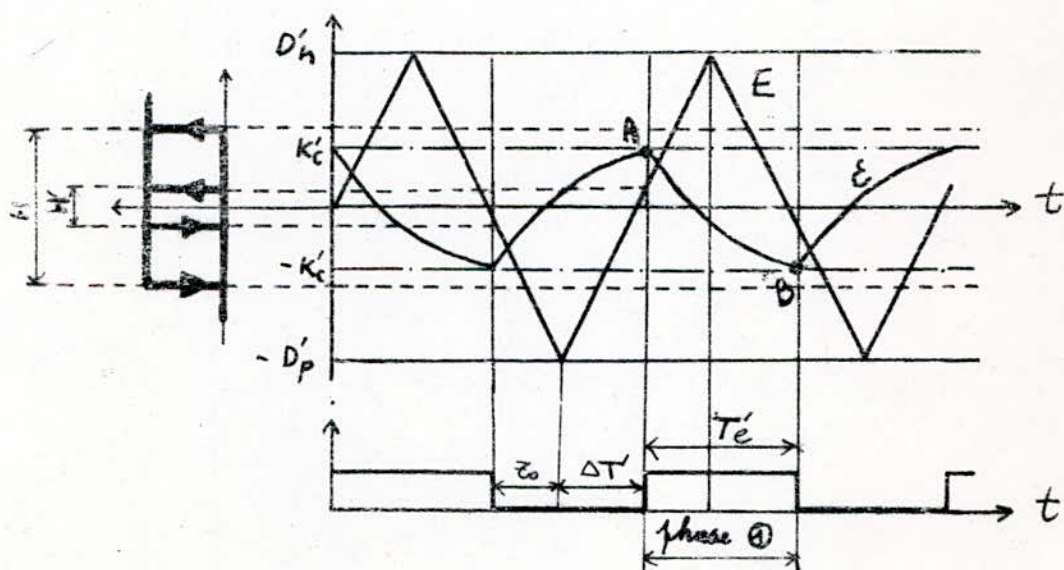


Fig 4.3

dynamique des cellules tel que l'on ait $E' = E + \varepsilon = -h$, pour pouvoir fixer K'_c , la connaissance de l'expression

de $\varepsilon(t)$ est indispensable, pour cela considérons un signal exponentiel oscillant entre les fractions α et β de sa valeur finale. Cette hypothèse découle du fait que le signal n'atteint jamais sa valeur finale en montée et ne s'annule jamais en descente à cause du caractère exponentiel de la réponse et la sollicitation du système par une entrée périodique rectangulaire ne permettant pas une stabilisation de la réponse (voir figure n° 4.4)

Expression de $\varepsilon(t)$ [3]

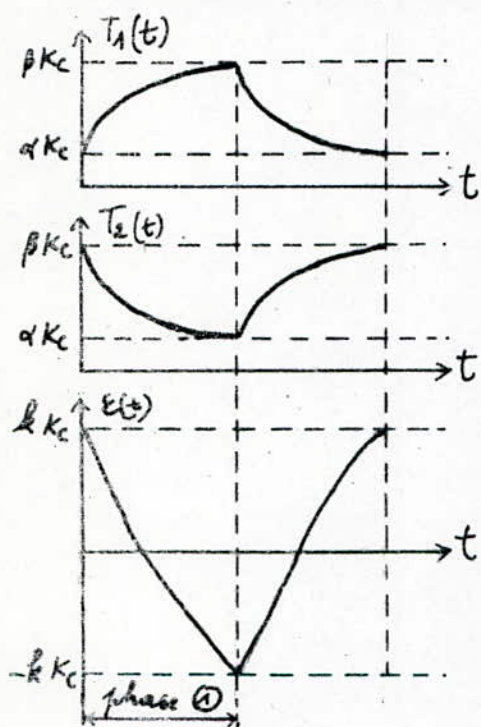


Fig 4.4

pendant la phase ①, T_1 croît de αK_c à βK_c selon l'équation :

$$T_1 = K_c + (\alpha - 1) K_c e^{-t/T_c}$$

et T_2 décroît de βK_c à αK_c

selon l'équation :

$$T_2 = \beta K_c e^{-t/T_c}$$

Le signal $\varepsilon(t)$ a pour expression

$$\varepsilon(t) = T_2 - T_1 = K_c [(\beta - \alpha + 1) e^{-t/T_c} - 1]$$

Les proportions α et β n'ont pas besoin d'être connues, mais leur différence apparaît directement dans les calculs.

Posons $k = \beta - \alpha$

nous obtenons l'expression suivante :

$$\varepsilon(t) = K_c [(k+1) e^{-t/T_c} - 1]$$

Conditions de commutation

Soit T_c' la nouvelle durée de travail.

à $t = 0$ nous avons $\varepsilon = k K_c$
 au bout de T_e' , nous devons avoir $\varepsilon = -k K_c$
 soit $(k+1)e^{-T_e'/T_c} - 1 = -k$

$$\text{D'où } T_c = \frac{T_e'}{\ln \frac{1+k}{1-k}}$$

La seconde condition se traduit par le fait qu'à $t = T_e'$
 nous avons $E + \varepsilon = -h$

La valeur de E est l'image de la nouvelle
 hystérésis ($H' = 2h'$) ce qui nous permet d'écrire
 $-h' - k K_c = -h$

$$\text{soit } K_c = \frac{1}{k}(h - h')$$

Remarques :

- Pour une nouvelle hystérésis H' , l'ajustage du couple (K_c, t_c) n'est pas unique -
- Les résultats obtenus jusqu'à présent sont faits pour une phase de montée, nous avons fait usage que de la durée de travail T_e' , or si on avait considéré une phase de descente on aurait utilisé la durée de repos T_d et ces deux durées sont différentes -
- Pour avoir un conditionnement satisfaisant, on prend la valeur moyenne de ces deux durées; ceci découle du fait qu'un four n'est pas conçu pour être exploité dans ses limites d'affichage où les écarts entre les durées de travail et de repos sont importants

Remarquons aussi que sur la plage médiane ($400 - 700^{\circ}\text{C}$) ces deux durées ne sont pas trop écartées

— Pour avoir une intervention correcte de la contre réaction aux basses et hautes températures, les deux cellules doivent intervenir dans des proportions différentes et l'ajustage ne se portera plus sur deux valeurs mais sur quatre valeurs, vu l'écart important de ces deux durées; ce qui complique la synthèse.

4.3.1 . Ajustage final

On fixe $k = 0,9$ et $T_e' = \frac{T_t'}{2}$,

T_e' nouvelle période des oscillations en faisant intervenir h' à la place de h

L'évolution de K_c et T_c en fonction de H' constituent des courbes d'étalonnage de l'hystérésis (voir figures n° 4.5 et n° 4.6)

4.3.2 . Influence de la consigne sur l'ajustage

L'étude faite jusqu'à présent ne tenait pas compte de la consigne qui détermine les durées de travail et de repos du relais

La consigne n'a aucune influence sur l'ajustage de K_c , puisque son expression est indépendante de U , par contre l'expression de T_c en dépend. Pour ajuster T_c , il faut considérer U comme un paramètre, ce qui revient à tracer les courbes : $T_c = f(H', U)$
 H' : variable indépendante, U : un paramètre

(voir figure n° 4.6)

$$\begin{aligned} K_c &= f(H') \\ T_c &= f(H', U) \quad \text{pour} \quad \left\{ \begin{array}{l} U = 550^\circ\text{C} \\ U = U^* \pm 150^\circ\text{C} \\ U = U^* \pm 200^\circ\text{C} \end{array} \right. \end{aligned}$$

4.3.3 Simulation

La simulation se porte sur le modèle identifié et la valeur adoptée pour l'hystérésis du relais est de 40°C .

Pour une consigne $U^* = 550^\circ\text{C}$, l'ajustage du couple (K_c, T_c) est fait pour donner à H' les valeurs $(40, 10, 0)$ en $^\circ\text{C}$.

Les réponses sont prises sur la plage (50-150 mm) pour suivre uniquement les régimes établis et la plage des températures est prise de façon à visualiser les oscillations dans une image agrandie afin d'apprécier le caractère oscillatoire et la contribution de la contre réaction à la réduction de ces dépassements (voir figure n° 4.7)

4.4 Conclusion

Le bouclage du relais à travers les cellules RC permet de rendre la bande d'hystérésis réglable sur une plage $(0-H)$: H une valeur maximale.

Dans le cas où le système présente un retard, l'annulation de cette hystérésis apporte une amélioration aux ondulations, mais reste limitée puisque les dépassements sont sensibles au retard.

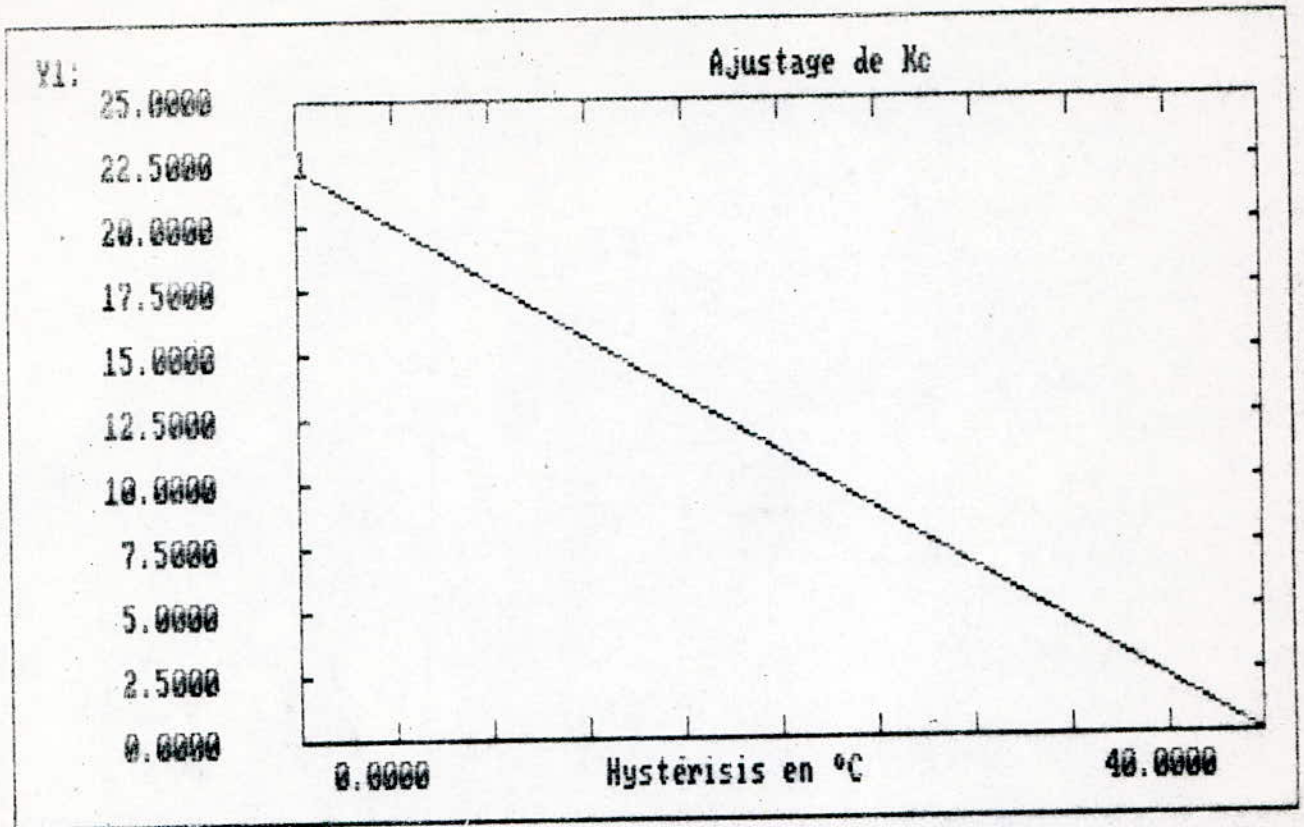


Fig 4.5

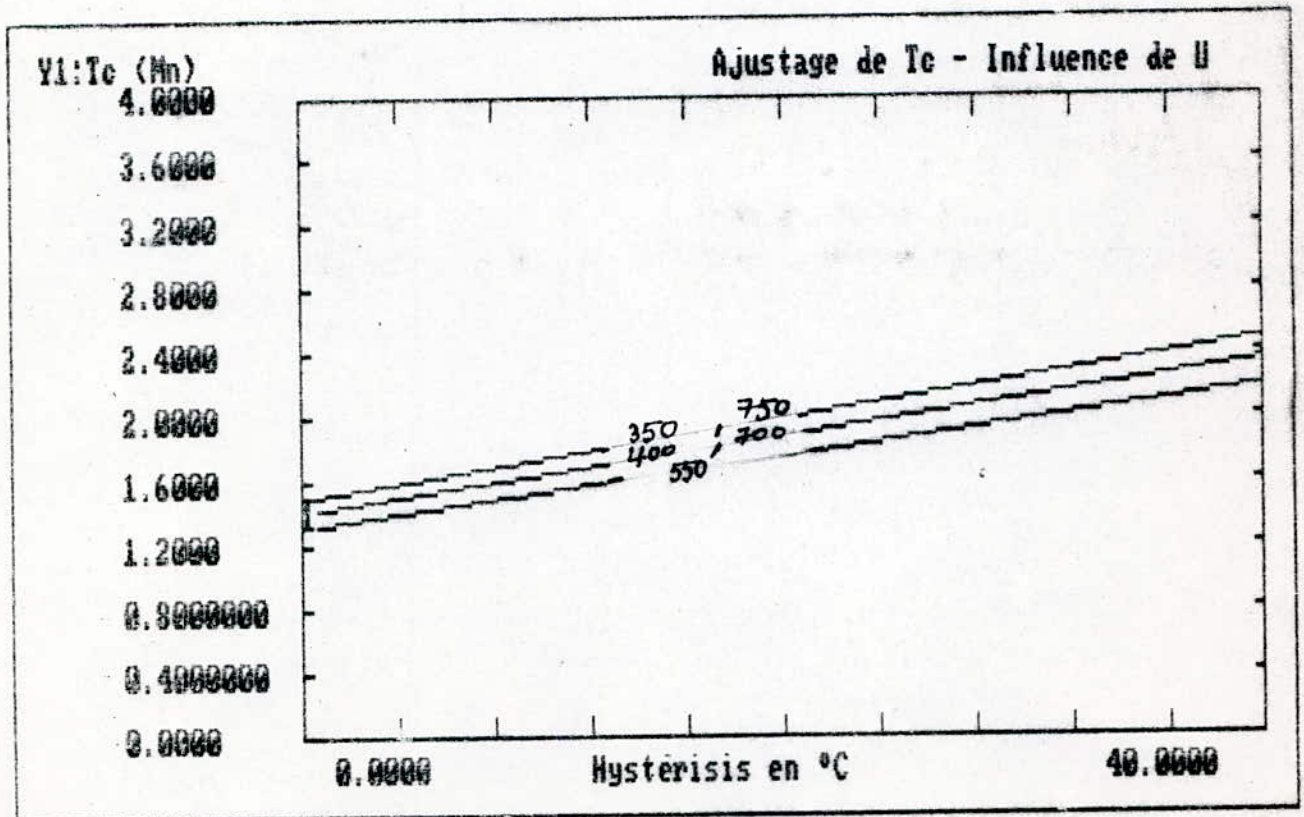


Fig 4.6

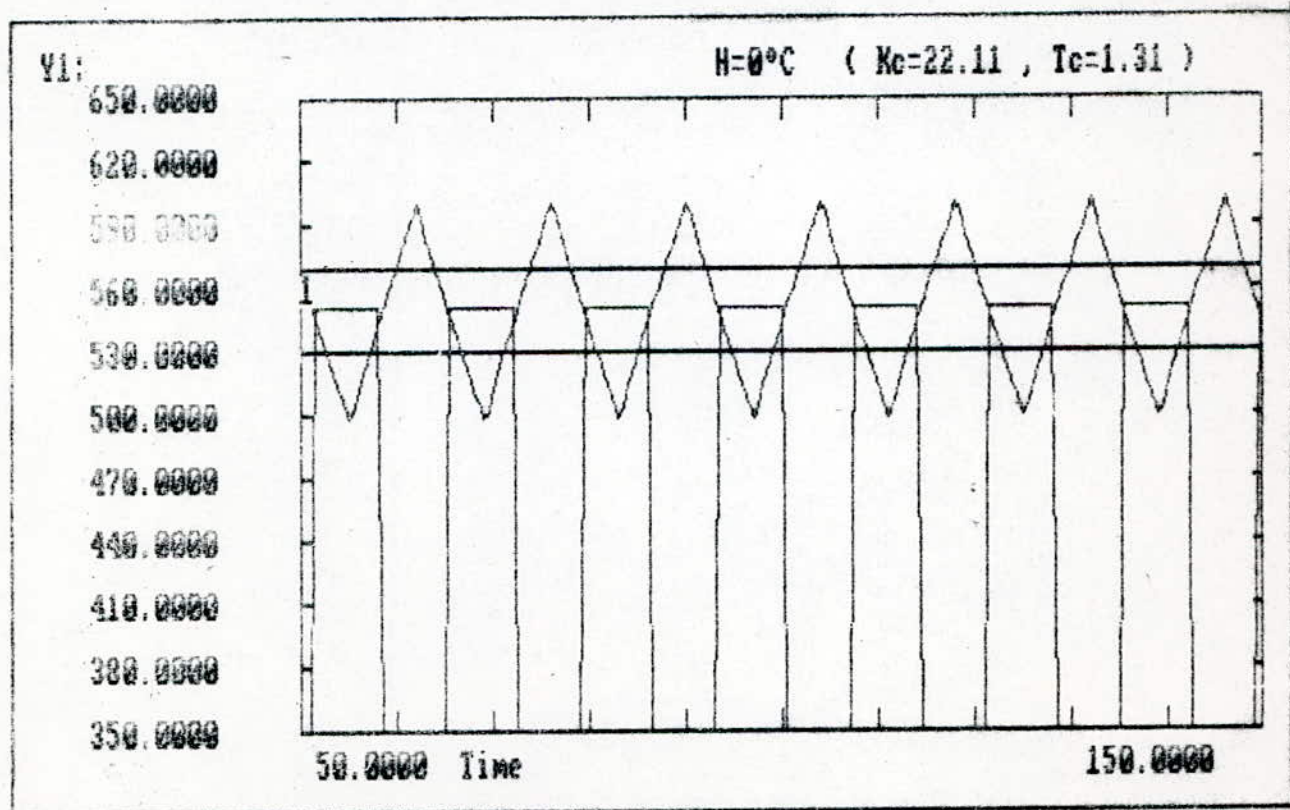
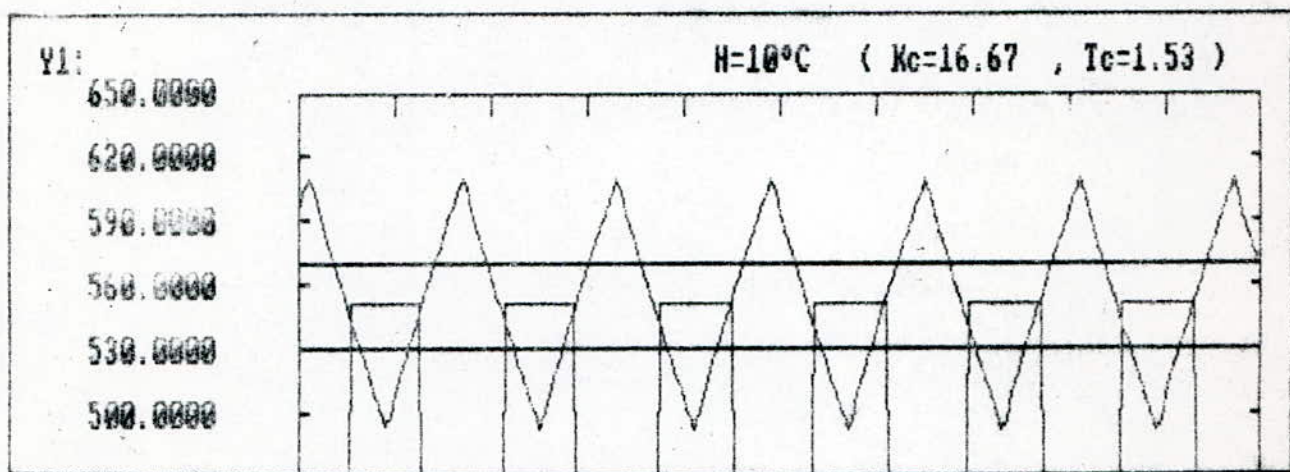
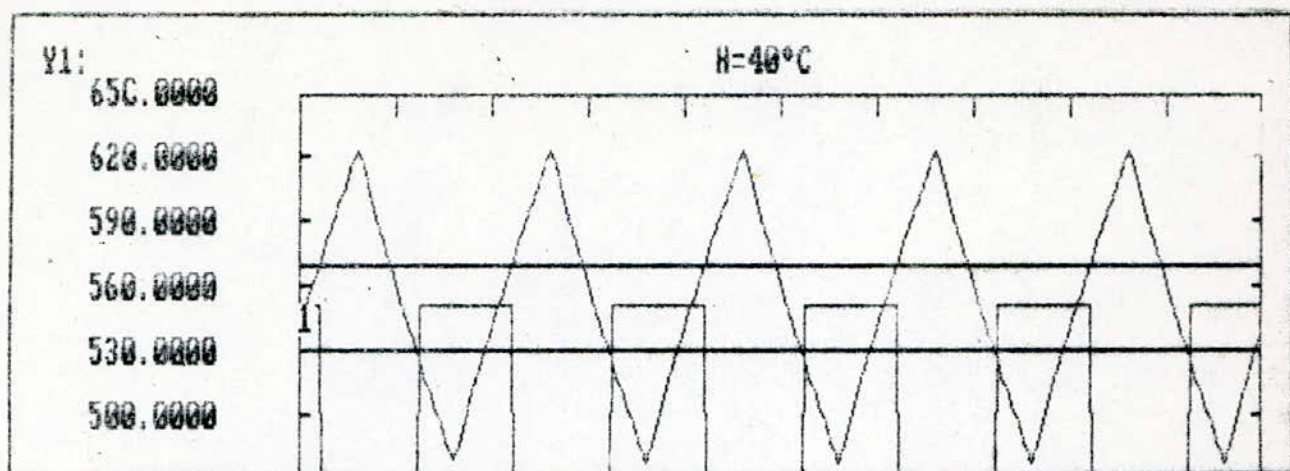


Fig 4.7

4.5 . Inversion de la caractéristique

Dans le but d'inverser la caractéristique du relais, nous garderons la même contre réaction autour du relais, les cellules agiront selon le même principe précédemment cité, mais seulement l'avance des commutations sera calculée de façon à ce que l'évolution correspondant au temps mort soit centrée autour de la consigne, ceci nous amène à penser directement à la période qui puisse s'établir.

Si, après une commutation quelconque on laisse le système évoluer pendant τ_0 et faire coïncider le point de rebroussement de la réponse avec la commutation prochaine, la période qui s'établit est alors de $2\tau_0$.

Pour cela, considérons le schéma de la figure suivante

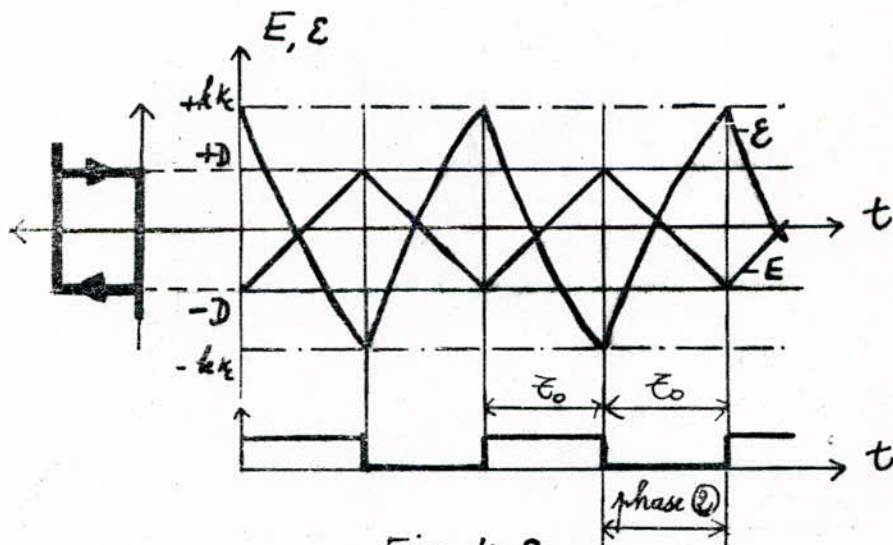


Fig 4.8

Le signal d'erreur E oscille entre les valeurs $-D$ et $+D$; D nouveau dépassement

Le signal de la contre réaction ε oscille entre les valeurs $-h K_c$ et $+h K_c$ selon les équations établies au paragraphe n° 4.3.

Les nouveaux points de commutation correspondent à $E = \pm D$ et satisfont l'équation

$$E + \varepsilon = \pm h$$

- Pour fixer les idées, considérons la phase ② ainsi représentée sur la figure, E passe de $+D$ à $-D$.

Pour pouvoir commuter en $E = -D$, image de $E' = E + \varepsilon = +h$ (car la commande passe au niveau 1), il faut une valeur du signal de la contre réaction $\varepsilon = h + D$.

Expression de D

Si nous voulons centrer l'évolution de la réponse pendant le temps mort ε_0 autour de la consigne U , il faut une intervention du relai au passage de la réponse à $U - D$ et $U + D$.

D'après la formule n° 1, nous obtenons

$$\varepsilon_0 = T \ln \frac{K - U + D}{K - U - D}$$

$$\text{soit : } D = \frac{1 - a}{1 + a} (K - U)$$

Conditions de commutation

Pour qu'il y ait commutation aux points désirés, il faut que le signal de compensation passe de

- kK_c à $+kK_c$ au bout de T_c

ce qui nous donne : $(1+k)e^{-E_0/T_c} - 1 = -k$

$$\text{soit : } T_c = \frac{E_0}{\ln \frac{1+k}{1-k}}$$

et en ce point

$$E'_1 = E + \varepsilon = +h, \text{ avec } E = -D.$$

ce qui donne : $kK_c = h + D$

$$\text{soit : } K_c = \frac{1}{k}(h + D)$$

Remarque :

- Comme il a été déjà indiqué au paragraphe précédent, la considération de la phase (2), ne considère plus la descente de la réponse qui, elle donnera un dépassement $D' = \frac{1-a}{1+a} u$.

. Pour centrer effectivement les dépassements, il conviendrait de prendre la moitié de l'ondulation crête à crête, soit $\Delta = \frac{1}{2}(D' + D) = \frac{1}{2} \frac{1-a}{1+a} K$

- D'après les expressions de T_c et K_c , l'ajustage du couple (K_c, T_c) n'est pas unique et dépend du paramètre k

4.5.1. Etude du transitoire - Recommandations pour l'Ajustage.

L'ensemble des valeurs des couples (K_c, T_c) trouvé précédemment permet d'assurer le régime oscillatoire préconisé; il se trouve que certaines valeurs du paramètre k influent sur le transitoire et le temps de réglage se voit élargi à cause des commutations prématurées.

En effet, la durée de travail du relais au transitoire est suffisamment grande devant celles qui s'établissent au permanent, et permet alors au signal T_2 d'atteindre sa valeur maximale et la première commutation n'a pas lieu pour $\varepsilon = -kK_c$, mais plutôt pour $\varepsilon = -K_c$ (vu la rapidité du signal de compensation par rapport au signal d'erreur E)

Pour pouvoir assurer un bon transitoire, on est conduit à considérer les faibles valeurs de K_c pour que l'écart en temps, entre les commutations correspondant à $\varepsilon = -kK_c$ et $\varepsilon = -K_c$ soit petit, ce qui entraîne à choisir k assez grand. La condition ($k=1$) est très sévère puisqu'elle exige une constante de temps $T_c = 0$

Pour une bonne approximation, on adopte les valeurs suivantes ($k = 0,8 \dots 0,9$).

Afin d'illustrer la différence des régimes transitoires correspondant à un k respectivement (petit, grand) (voir figure n° 4.9)

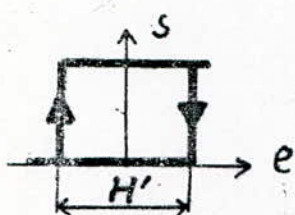
4.5.2 Ajustage final

pour $k = 0,9$

nous obtenons

$$\begin{cases} T_c = \tau_0/3 \approx 1,33 \\ k_c = \frac{1}{0,9} \left(h + \frac{1-0,9}{1+0,9} \cdot \frac{K}{2} \right) \approx \underline{54,33} \end{cases}$$

4.5.3 Hystérésis équivalente



L'hystérésis négative réalisée artificiellement prend la caractéristique ci-contre.

La valeur H' se déduit de la valeur de E qui donne lieu aux commutations. Elles se font pour $E = \mp D$; par analogie au relais sans contre réaction ayant des points de commutation pour $E = \pm h$

La valeur de la nouvelle hystérésis est $H' = 2D$
Pour le système identifié l'hystérésis qui donne un régime oscillatoire avec une période de $2\tau_0$ est
 $H' = 57,8^\circ C$

Remarque

Le relais ainsi réalisé, ne se comporte pas comme tel au transitoire puisqu'il est le siège de commutations prématurées qui disparaissent au bout de quelques oscillations.

4.5.4 Simulations

La simulation est faite sur le modèle identifié en adoptant les mêmes considérations sur les échelles que précédemment (voir simulation au paragraphe "réduction de l'hystérésis").
(voir figure n° 4.10)

4.6 Conclusion

Il est évident que pour un système présentant un retard pur, la régulation par TOR à caractéristique inversée offre un régime oscillatoire à amplitude nettement inférieure à celles que donnerait un relai à caractéristique directe, d'où l'amélioration de la précision.

Quant au temps de réglage, des considérations doivent être prises pour l'ajustage du couple (K_c, T_c) afin de rendre le système plus rapide selon les remarques faites dans l'étude du transitoire.

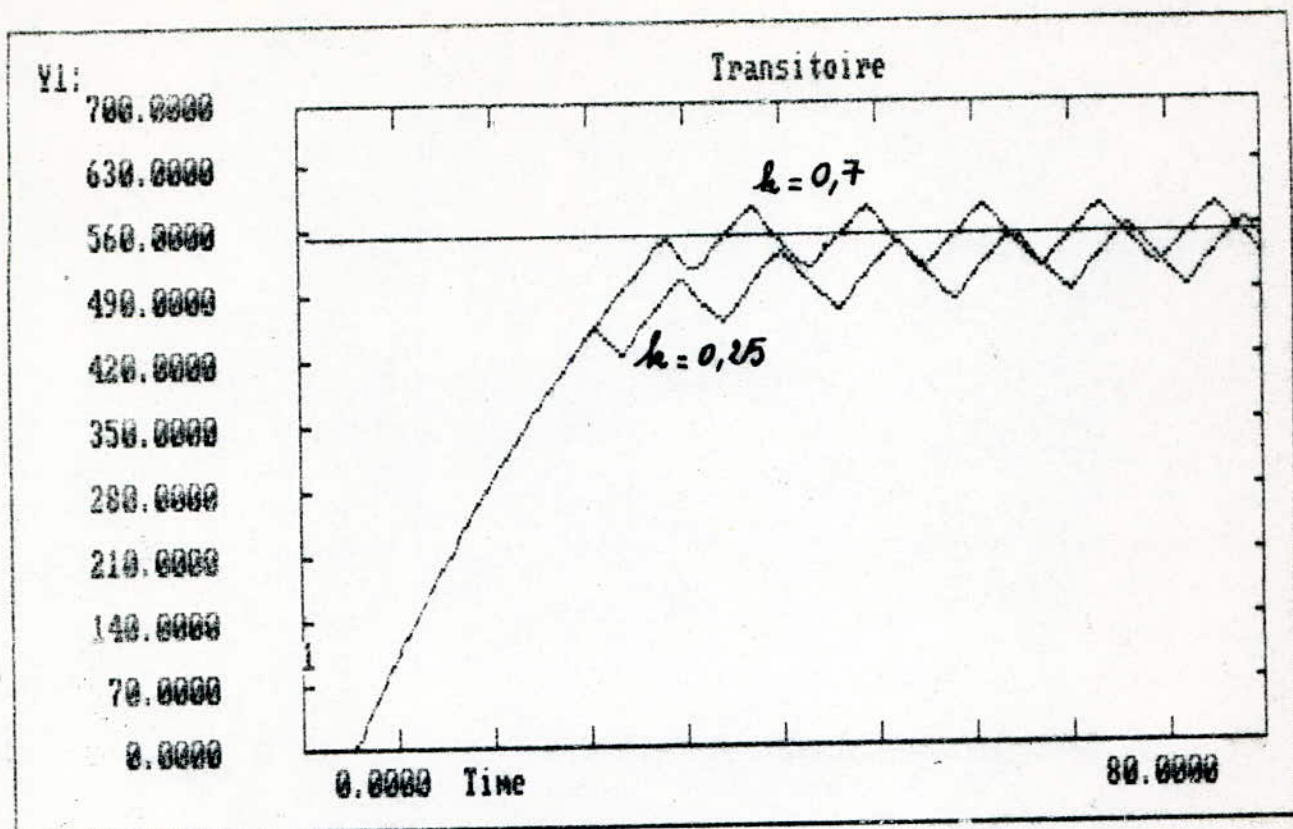


Fig 4.9

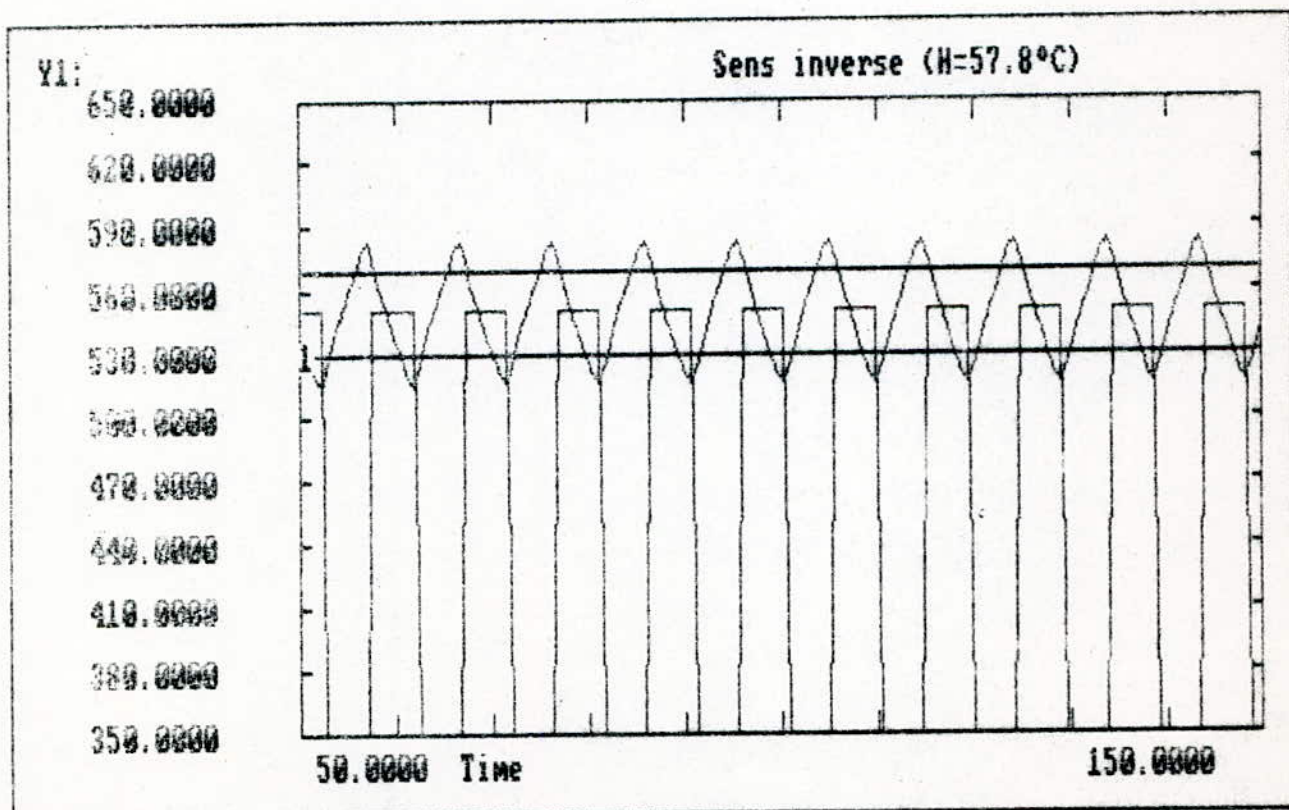


Fig. 4.10

Cinquième partie

Etude comparative

- 5.1 Comparaison des ondulations crête à crête.
- 5.2 Comparaison avec une régulation à TOR à fréquence élevée
 - 5.2.1 Régulateur à sortie discrète.
 - 5.2.2 Etude de l'influence de la commande (0/1)

5.1 . Comparaison des ondulations

Lors de l'étude des systèmes à régulation, il faut non seulement résoudre le problème lié à une allure souhaitée de la réponse, mais l'ensemble des prescriptions que l'on impose connues sous le nom de performances doit être étudié dans un contexte de repérage afin de porter un jugement sur telle ou telle réponse d'être satisfaisante.

A cette occasion, dans les calculs des systèmes de commande, les méthodes linéaires ne s'avèrent pas toujours applicables. Il en est ainsi du fait que le système soit non linéaire ou encore la commande est faite par un organe parfaitement non linéaire.

A cet égard le système de repérage dont on veut faire part est non nécessairement standard ou universel comme c'est le cas dans le domaine linéaire.

Dans cette partie nous aborderons avec toute simplicité la comparaison des régimes établis obtenus pour chaque étude faite précédemment d'un point de vue ondulation crête à crête.

Dans la partie n° 3.7 l'expression des ondulations réduites est

$$\beta = 1 - a(1 - \alpha)$$

Nous avons vu dans la partie n° 4.3 que la réduction de l'hystérésis entraîne une chute de ces ondulations, ce qui améliore sensiblement la précision de la régulation. L'expression des nouvelles ondulations est

$$\beta' = 1 - a(1 - \alpha'), \text{ avec } \alpha' = \frac{H'}{K}$$

La réduction des ondulations est donnée par :

$$\Delta\beta = \beta - \beta' = a(\alpha - \alpha')$$

Soit en valeur relative

$$\frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{a(\alpha - \alpha')}{1 - a(\alpha - \alpha')}$$

Pour le cas de l'inversion de la caractéristique, les ondulations crête à crête sont données par :

$$\beta'' = \frac{2D}{K} = \frac{1-a}{1+a}$$

La réduction est : $\Delta\beta = \beta - \beta'' = a\left(\alpha + \frac{1-a}{1+a}\right)$

en valeur relative : $\frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{a\left(\alpha + \frac{1-a}{1+a}\right)}{1 - a(1-\alpha)}$

Pour le système identifié on a les données suivantes :

$$a = e^{-\frac{Z_0}{T}} = 0,9 \quad , \quad d = \frac{H}{K} = 0,036$$

ce qui permet de calculer les valeurs des grandeurs considérées précédemment que nous regroupons dans le tableau n° 2, pour une consigne $u = 550^\circ\text{C}$.

Hysteresis en °C	40	20	0	-57,8
Ondulation /K (%)	13,3	11,6	9,9	5,2
Réduction (%)	-	12,78	27,56	60,9
Déphasement moyen °C	73,15	63,8	54,45	28,6

tab n° 2

Remarque

Les ordres de grandeur calculés répondent uniquement au système identifié.

Si l'on considère le rapport ξ_0/T comme un paramètre variable, la réduction de ces ondulations est faite dans des proportions variables. Pour illustrer ces valeurs comparées des ondulations relatives en fonction de ξ_0/T nous les représentons sur un même graphique (voir figure n° 5.1)

5.2. Comparaison avec une régulation à TOR à fréquence élevée [3, 4, 5]

L'installation d'une régulation par une commande (TOR) peut être réalisée avec un gradateur comme actionneur pour la modulation de la puissance jouant le rôle d'un interrupteur statique, dont la fermeture et l'ouverture pouvant atteindre une fréquence très élevée. Le principe de la régulation par gradateur est cité au paragraphe n° 1.2.2, quant au régulateur, il est de type (P, PI, PID...) selon les performances désirées.

Dans cette partie, nous aborderons l'influence d'une commande à fréquence élevée d'un point de vue ondulation de la réponse au permanent.

5.2.1 Régulateur à sortie discrète.

Parmi la gamme des régulateurs disponibles, les sorties peuvent être continues ou discontinues

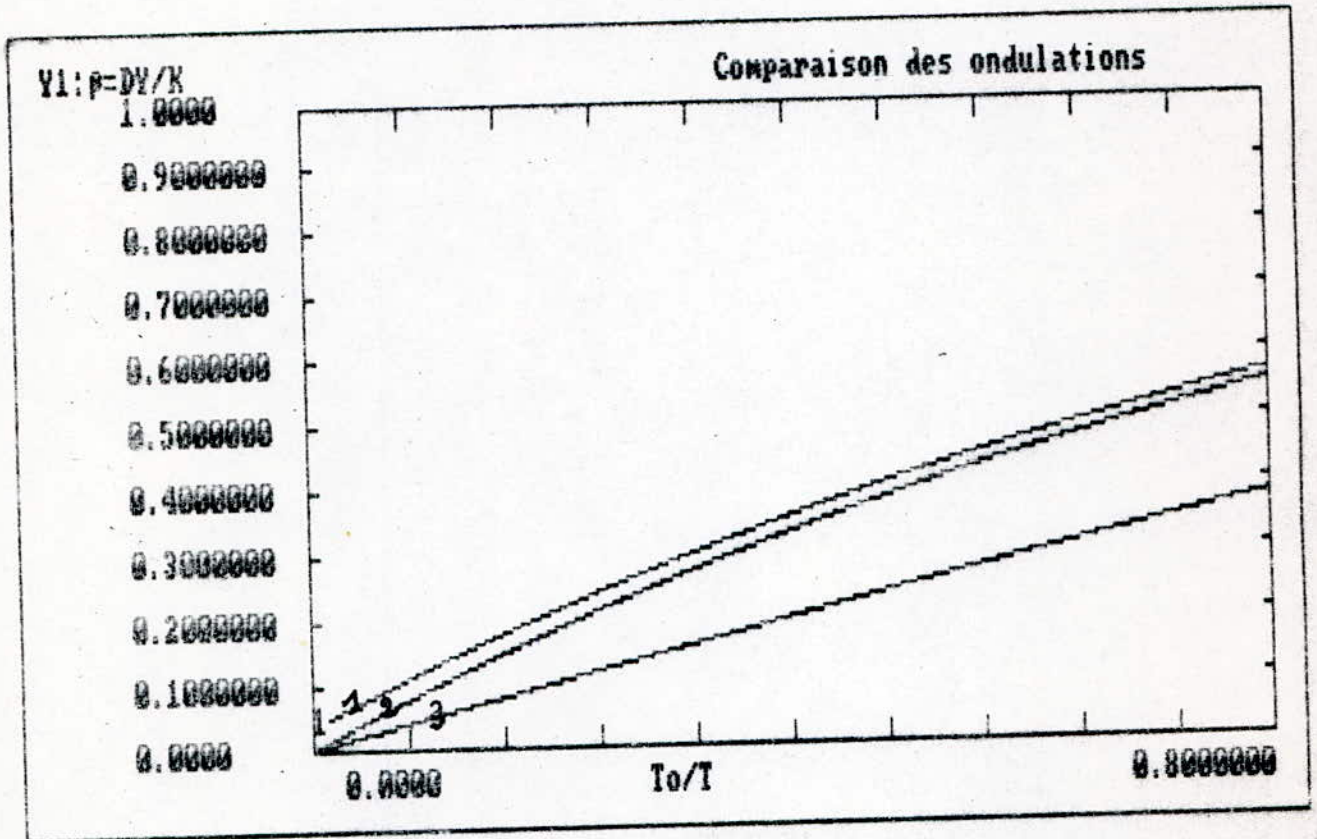


Fig 5.1

- 1: Caractéristique directe ($\alpha = 0,036$)
- 2: ($\alpha = 0$)
- 3: Caractéristique inversée ($\alpha = -0,053$)

Les sorties discontinues sont des niveaux logiques (0/10V) fonctionnant à fréquence constante, mais réglable et à rapport cyclique variable proportionnel au signal de commande élaboré par un régulateur continu.

Afin d'illustrer le signal de commande élaboré par un régulateur à sortie discrète, examinons le cas d'un régulateur proportionnel (P)

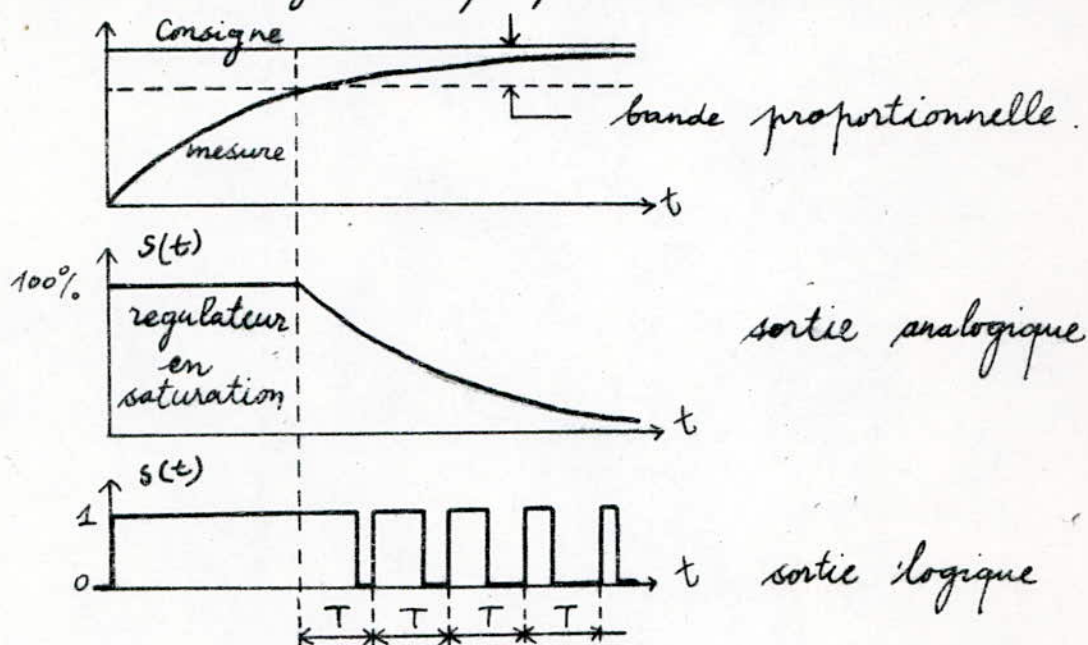


Fig 5.2 sortie discrète d'un régulateur (P)

Le signal de commande est binaire dont les impulsions sont modulées en largeur et leur fréquence d'apparition est fixe

5.2.2 Etude de l'influence de la commande en (0/1)

Le système est sollicité par un signal binaire, en appliquant un certain nombre d'alternances de tension secteur pendant la phase de conduction

et ce, à une fréquence généralement inférieure au hertz (T est de l'ordre de quelques secondes).

Le four, comme tout système physique se comporte comme un filtre passe-bas vis à vis de ce signal. Il convient de mettre en évidence les termes les plus importants :

- du point de vue des valeurs moyennes
- du point de vue ondulation résiduelle après décomposition du signal de commande en série de Fourier.

Il est à noter qu'il s'établit un rapport cyclique en régime établi, ainsi le signal de commande peut être représenté sous la forme suivante

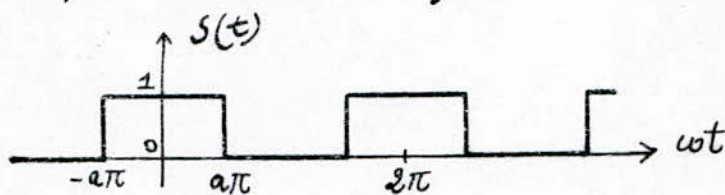


Fig 5.3 commande au permanent

Le niveau est (1) pendant un temps angulaire $\omega t = 2\pi a$

$$S_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} (2\pi a) = a$$

L'amplitude de rang k

$$S_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi a}^{+\pi a} 1 \cdot \cos kx \, dx$$

$$= \frac{2}{k\pi} \sin ak\pi.$$

On déduit l'expression générale de $u(t)$.

$$S(t) = a + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin k\pi \cos \omega t.$$

Influence des harmoniques

Pour étudier l'influence des harmoniques, on se place dans le cas le plus défavorable qui se traduit par le maximum de la composante fondamentale

Soit pour $\sin(k\pi a) = 1$ et pour $k=1$

$$\text{donc } \sin \pi a = 1 \Rightarrow \pi a = \pi/2$$

$$a = 1/2$$

- L'amplitude du fondamental est $S_1 = 2/\pi$
Le système étant un filtre passe bas, de fréquence de coupure ω_c relativement petite (constante de temps élevée)

$$\text{soit : } \omega_c \ll 2\pi/T$$

T : période du signal binaire

On peut admettre que seul le premier harmonique de la décomposition du signal de commande en série passe et crée l'ondulation pour la pulsation $\omega_T = \frac{2\pi}{T}$

L'ondulation crête à crête est $\hat{\theta}_1 = 2\hat{\theta}$

$$\hat{\theta}_1 = 2 S_1 \|F(j\omega_T)\| = \frac{4}{\pi} \|F(j\omega_T)\|$$

$\|F(j\omega_T)\|$: module de la fonction de transfert du système à la fréquence du premier harmonique ($\omega_T = 2\pi/T$).

Pour le système considéré :

$$\begin{aligned} \|F(j\omega_D)\| &= \left| \frac{1100 e^{-j \frac{t_0}{T} \cdot 2\pi}}{1 + j \frac{38 \cdot 60 \cdot 2\pi}{T}} \right| \\ &= \frac{1100}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi \cdot 38 \cdot 60}{T}\right)^2}} \\ &\approx \frac{1100}{38 \cdot 60 \cdot 2\pi} T \\ &\approx \frac{0,24}{\pi} T \end{aligned}$$

$$\hat{\theta}_v = \frac{0,96}{\pi^2} T$$

Pour	$T = 1 \text{ s}$	$\hat{\theta}_v = 0,09 \text{ } ^\circ\text{C}$
	$T = 2 \text{ s}$	$\hat{\theta}_v = 0,19 \text{ } ^\circ\text{C}$
	$T = 3 \text{ s}$	$\hat{\theta}_v = 0,29 \text{ } ^\circ\text{C}$

La température finale $\theta_s = K a$
 $= 1100 \cdot \frac{1}{2}$
 $= 550 \text{ } ^\circ\text{C}$

Nous voyons que les ondulations de la température sont très faibles devant celles obtenues avec un relais.

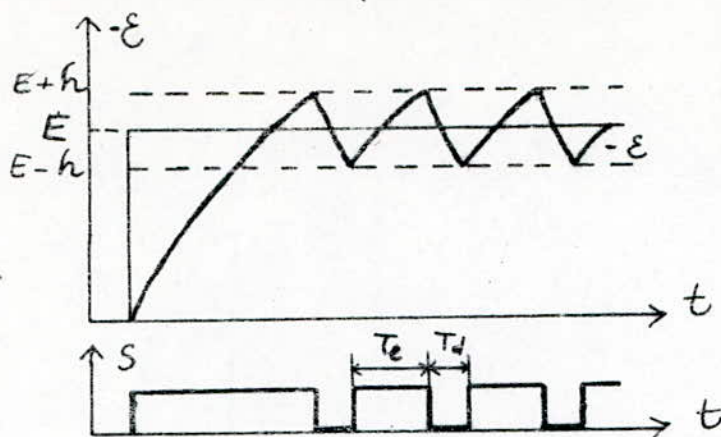
Pour cet ordre de grandeur d'ondulation, une telle régulation peut être classée parmi les régulations continues et de ne plus considérer le signal binaire (0/1), mais plutôt son rapport cyclique qui détermine la température finale.

Sixième partie

Conclusion

- 6.1 Action équivalente
- 6.2 Conclusion générale

- Action équivalente



Fig

Il est intéressant de voir l'action équivalente du régulateur à 2 positions avec la contre réaction par rapport aux régulateurs standards. Pour cela il faut étudier sa réponse à une variation brusque de l'excitation, les commutations sont générées par le signal E de la contre réaction, selon l'équation $E + \varepsilon = \pm h$. D'après l'illustration ci dessus, on constate un enclenchement prolongé au départ, ensuite ε varie autour de E selon les seuils de basculements et s'établit un rapport cyclique fixe.

La réponse du régulateur avec sa contre réaction est similaire à celle d'un régulateur proportionnel-dérivé (PD) à sortie discrète.

Remarque:

Il existe d'autres contre réactions permettant d'avoir des propriétés similaires à celles d'un PID.
voir figure suivante :

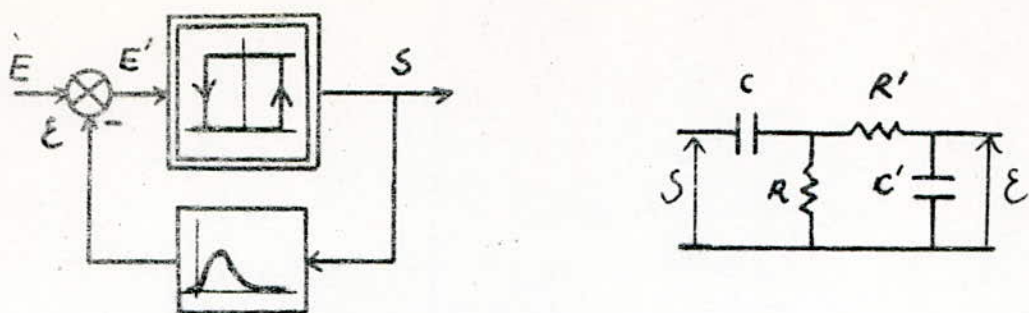


Fig 6.1

La contre réaction est faite à travers une double cellule qui est un dérivateur avec un élément à retard.

Conclusion générale

— L'enclenchement et le déclenchement d'un régulateur à 2 positions dépend du comportement dynamique du système à régler ainsi que l'hystérésis du régulateur; en particulier, dans le cas où le système présente de grands retards (constantes de temps élevées). Le comportement statique de la régulation est peu satisfaisant. Dans ces circonstances, une contre réaction autour du régulateur à l'aide de cellules RC améliore notablement son comportement en régime établi.

— L'étude d'une régulation à TOR, avec son caractère pédagogique peut constituer une étape d'un apport considérable pour la mise en œuvre d'une commande plus moderne et actuelle, telle que la commande par (MLI), par calculateur et autre.

Bibliographie

- 1) Electrothermie industrielle
Maurice Orfeuël
Dunod (1981)
- 2) Instrumentation industrielle (2 tomes)
Michel Cerr
technique et documentation (1980)
- 3) Régulation et Asservissement
P. Guyenot
Eyrolles (1989)
- 4) Electronique de réglage et de commande
H. Bühler
Dunod (1987)
- 5) Thyristors et Triacs
H. Liden
Radio (1975)
- 6) Automatique industrielle
Ouvrage collectif (Polonais)
Edition de l'école Polytechnique
de WROCLAW (1986)
- 7) Systeme asservis non lineaire
Gill
Dunod (1988)