Institut Supérieur des Sciences
Appliquées et de Technologie de Sousse

Éléments de cours en RÉGULATION INDUSTRIELLE

Ajmi HOUIDI

Version 1.2 : octobre 2009

Table des matières

1 Introduction **3**

2 Représentation d'un procédé et terminologie **4**
2.1 Boucle ouverte, boucle fermée 4
2.2 Qualité d'une bonne régulation 6
2.3 Transmetteurs, capteurs et actionneur 7
2.3.1 Transmetteur 7
2.3.2 Capteur 7
2.3.3 Actionneurs 8

3 Modulation de puissance **12**
3.1 Régulation par contacteurs 12
3.1.1 Régulation tout ou rien (ou à deux plages) 12
3.1.2 Régulation à trois plages 13
3.1.3 Régulation continue par contacteur 13
3.2 Modulation par thyristors 13
3.3 Modulation par relais statiques 13

4 Régulateurs **14**
4.1 Types de régulateurs 14
4.1.1 Régulateurs purement analogique 14
4.1.2 Régulateurs numériques de type analogique 14
4.1.3 Régulateurs purement numériques 14
4.2 Fonctionnalités des régulateurs 14
4.2.1 Autoréglage 15
4.2.2 Autoadaptatif 15
4.2.3 Autocalibration 15
4.2.4 Autotest 15
4.2.5 Programmation de la consigne 16
4.2.6 Sécurités-Alarmes 16
4.2.7 Communication 16

5 Les régulateurs PID **17**
5.1 Introduction 17
5.2 structure des correcteurs 18
5.2.1 Fonction de transfert des correcteurs 18
5.2.2 Structure de commande 18

5.2.3 Terminologie usuelle 18
5.3 Correction des procédés à dominante du premier ordre 19
5.3.1 Limitations pratiques du réglage par un gain 19
5.3.2 Correcteur passe-bas 22
5.3.3 Correcteur proportionnel et intégral (PI) 23
5.4 Correction des procédés à dominante du deuxième ordre 24
5.4.1 Correcteur PI pour un second ordre 26
5.4.2 Correcteur PID pour un deuxième ordre 27
5.5 Amortissement par retour dérivé 28
5.5.1 Modification d'un premier ordre par retour dérivé 28
5.5.2 Retour dérivé sur procédé du deuxième ordre 29
5.6 Méthodes de réglage 30
5.6.1 Méthode de Broïda 30
5.6.2 Méthode des oscillations limites 31
5.6.3 Méthode des oscillations tout ou rien 32
5.7 Gestion et conduite hiérarchisées 32

Chapitre 1

Introduction

les techniques de l'automatique ne sont pas seulement un moyen de commander des processus mais aussi un moyen de réduire les pertes de production, d'augmenter la qualité et la quantité des produits, d'augmenter la disponibilité des unités et de diminuer les coûts marginaux de production. Un automatisme bien pensé, surtout si son étude intervient en amont de la conception des unités de production, aura une implication économique importante. L'automatisme et la régulation des équipements thermiques tels que les fours, étuves, enceintes climatiques, chaudières... s'inscrit bien dans ce cadre. La régulation des procédés thermiques regroupe l'ensemble des moyens matériels et techniques mis en oeuvre pour maintenir une grandeur physique réelle, égale à une valeur désirée, appelée consigne. Lorsque des perturbations ou des changements de consigne se produisent, la régulation provoque une action correctrice sur une grandeur physique du procédé, appelée grandeur réglante (ou commande). Les régulateurs PID (Proportionnel, Intégral, Dérivé) sont très répandus et conviennent dans environ 80% des boucles de régulation. Pour les 20% restant, il est nécessaire d'avoir recours à des régulations de type avancé pour lesquelles une modélisation du procédé est indispensable. Les régulateurs PID se présentent soit sous la forme d'un boîtier autonome (régulateur de tableau) qui se fixe en face avant d'une armoire de contrôle - commande, soit programmé dans un automate ou dans un calculateur industriel. Les régulateurs de type avancé sont en général programmés sur calculateur industriel équipé du nombre d'entrées-sorties nécessaire à la commande de l'installation. Pour la plupart des applications avec PID où les contraintes sur la grandeur réglée ne sont pas fortes (précision faible, temps de montée non critique, dépassement autorisé, etc.), les réglages du régulateur sont à la portée d'un utilisateur n'ayant pas de connaissances particulières en automatique. Il suffit en général de suivre les recommandations du constructeur. Pour certaines applications où les contraintes sur la grandeur réglée sont fortes (bonne précision, par exemple 0,3 sur une échelle de 100, temps de montée le plus court possible et sans dépassement, sensibilité faible aux perturbations, par exemple la température d'un fluide chauffé ne doit pas varier de plus de 2 % autour de la consigne en cas de variations de débit de 30% autour du débit nominal), on utilise plusieurs PID en cascade ou en tendance. Mais cette architecture, très souvent onéreuse, engendre généralement une mise en service longue et nécessite l'assistance d'un spécialiste de l'automatique. Pour les cas que l'on pourrait qualifier de pointus (temps mort important, supérieur à la moitié de la constante de temps principale du procédé, constantes de temps et gain statique variables en fonction des conditions de fonctionnement), une modélisation du procédé s'impose avec régulation de type avancé. Cette solution est longue et onéreuse car elle nécessite une étude spécifique par un spécialiste de l'automatique, avec développement sur calculateur ou automate ou plus rarement sur des régulateurs de tableau de très haut de gamme.

Chapitre 2

Représentation d'un procédé et terminologie

Pour décrire les techniques de régulation, nous prendrons souvent l'exemple d'un four qui servira de fil conducteur, sachant que ces techniques restent valables quelle que soit l'application.

2.1 Boucle ouverte, boucle fermée

Considérons un four représenté schématiquement par les figures 2.1 et 2

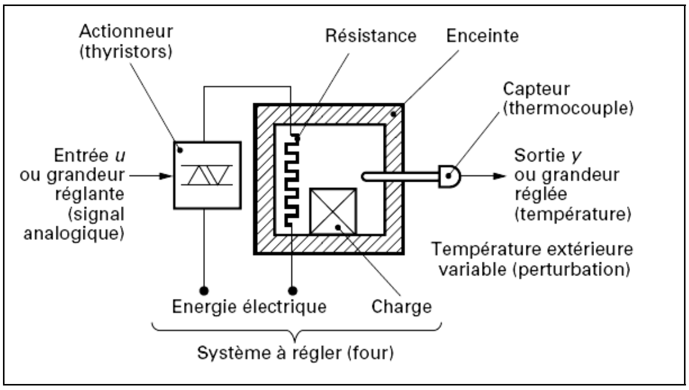

FIG. 2.1 – *système en boucle ouverte*

Un tel système est en boucle ouverte. La sortie y peut être réglée en agissant sur l'entrée u. Cette situation présente deux inconvénients majeurs :

- on ne sait pas a priori à quelle valeur va se stabiliser y et en combien de temps ;
- y va varier en fonction des perturbations extérieures (par exemple variation de la température externe).

Ce mode de fonctionnement est obtenu, sur les régulateurs PID du commerce, en position manuelle. Ce mode présente un intérêt lorsque la régulation est déficiente ou lorsque l'utilisateur veut piloter le système dans des cas particuliers. Nous n'avons plus ces inconvénients en refermant la boucle par un régulateur, ce qui conduit au schéma de la figure (2.3), représentant la boucle de régulation de base. On cherche à maintenir la grandeur à régler y à une valeur de consigne y_c en agissant sur la commande u par la loi de commande (ou correcteur) (figure 2.4). Analysons le

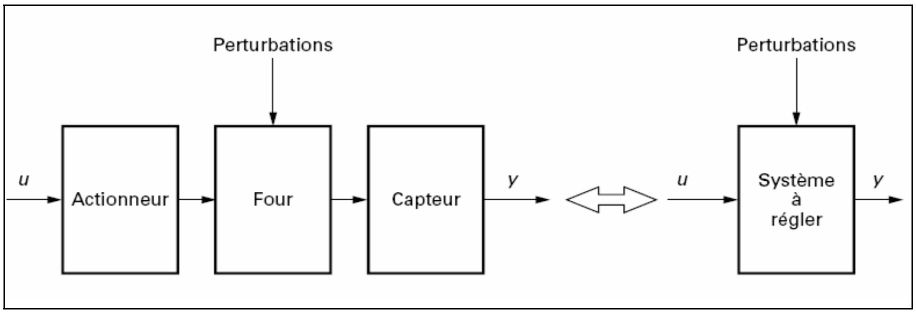

FIG. 2.2 – *Schéma fonctionnel équivalent de la figure (2.1)*

fonctionnement de cette boucle (figure 2.3). Le système bouclé a pour entrée y_c et pour sortie y. Le régulateur possède 2 entrées (y_c et y) et une sortie u. Il se compose de la loi de commande et d'un comparateur qui élabore l'erreur de régulation. $\alpha = y_c - y$. La loi de commande a pour entrée ϵ et pour sortie u.

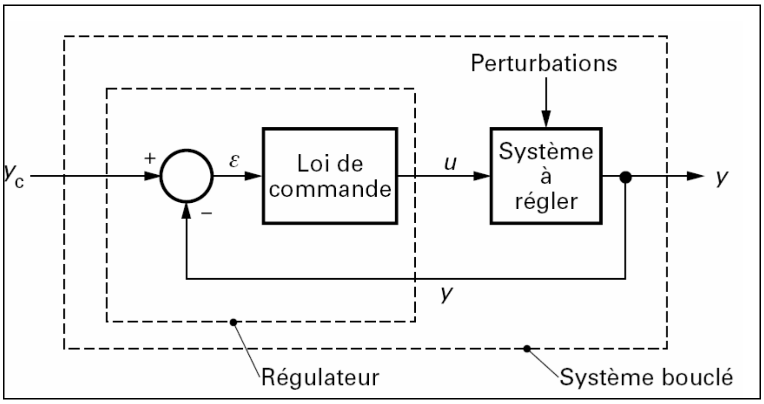

FIG. 2.3 – *Système en boucle fermée*

Dans toutes les boucles de régulation, on retrouvera les éléments suivants :

– un capteur ;
– une consigne (fixe ou variable dans le temps) ;
– un comparateur délivrant un signal d'écart ;
– une loi de commande qui calcule le signal à envoyer sur l'actionneur ;
– un actionneur ;
– le système physique à commander et soumis à des perturbations.

-Il est bon de faire la distinction entre **boucle d'asservissement** et **boucle de régulation**. Toutes les deux fonctionnent sur le même principe, mais leur finalité diffère sensiblement :

– l'asservissement consiste à maintenir une grandeur de sortie identique ou proportionnelle à une grandeur d'entrée (ex : poursuite de trajectoire ⇔ consigne variable) ;
– la régulation impose à la grandeur de sortie d'atteindre une valeur de consigne et d'y rester quelles que soient les perturbations éventuelles (ex : régulation de pression, de température ⇔ consigne fixe).

La distinction est importante car les réglages optimaux ne sont en général pas les mêmes dans les deux cas. En asservissement, les réglages dépendent de la dynamique propre du système

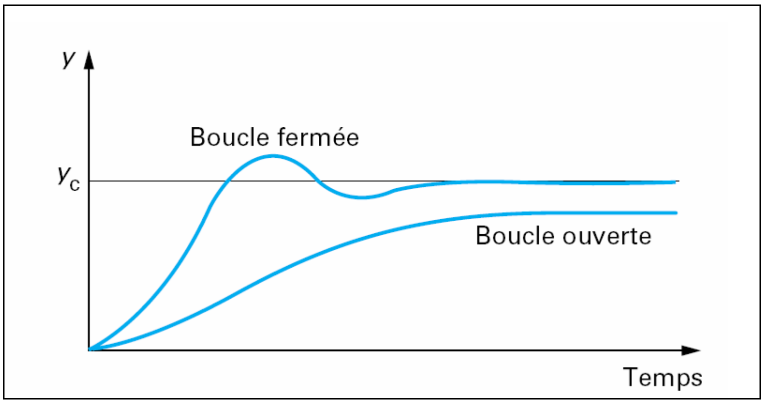

FIG. 2.4 – *Réponse du système en boucle ouverte et en boucle fermée*

(constante de temps, gain statique), alors qu'en régulation, ils dépendent surtout de la dynamique des perturbations (ouverture de porte, variation de la tension réseau, température extérieure variable, etc.).

2.2 Qualité d'une bonne régulation

Les qualités exigées d'une régulation industrielle sont définies par les critères suivants (figure2.5) :

- stabilité : elle doit toujours converger vers un point d'équilibre stable, et ne doit pas osciller autour du point de consigne;
- précision : en régime établi, la grandeur régulée doit être maintenue en permanence au plus près de la consigne ;
- rapidité : on cherchera à atteindre le point d'équilibre en prenant le moins de temps possible.

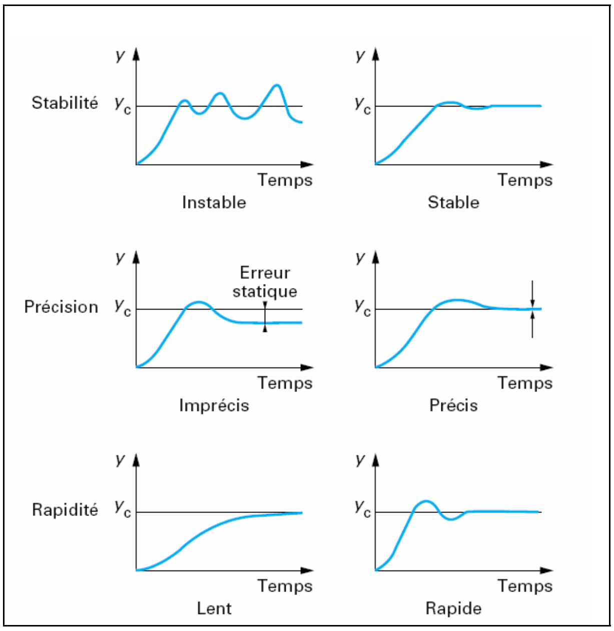

FIG. 2.5 – *Qualité d'une bonne régulation*

Il existe deux types d'erreur pour les processus non intégrateurs :

- l'erreur statique : pour une entrée de type échelon (ex : consigne y_c fixe);
- l'erreur dynamique (ou erreur de traînage) : pour une entrée de type rampe (ex : consigne y_c variable en fonction du temps).

Pour éliminer ces erreurs, le régulateur doit comporter un ou plusieurs intégrateurs (action intégrale). **Nota :** *un processus est dit intégrateur lorsque la sortie varie linéairement en fonction du temps quand l'entrée ou la consigne est constante, ex : vanne motorisée, vérin.*

2.3 Transmetteurs, capteurs et actionneur

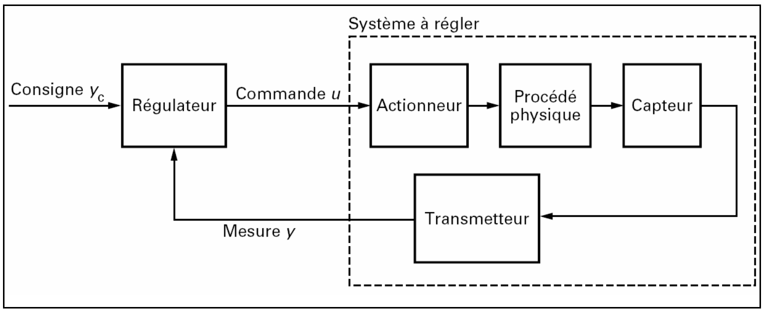

FIG. 2.6 – *Chaîne de régulation type*

Une chaîne de régulation est formée d'une cascade d'appareils qui doivent être compatibles entre eux, tant du point de vue électrique que du point de vue précision et échelle de mesure. Reprenons l'exemple type d'une chaîne de régulation, en le complétant (figure 2.6).

2.3.1 Transmetteur

Le transmetteur est utilisé lorsque la mesure est éloignée du régulateur (par exemple distance supérieure à 10 m). Son rôle est de transformer la mesure physique en un courant (ex : 4-20 mA) ou une tension (ex : 0-10 V) moins sensibles aux parasites. Le transmetteur peut faire partie intégrante du capteur. Il peut également conditionner le signal (par exemple, filtrage, compensation de soudure froide pour un thermocouple).

2.3.2 Capteur

Dans les équipements thermiques, le capteur de température est le plus répandu. Pour les basses températures (-200 à + 800 °C environ, valeurs extrêmes à moduler en fonction de la tenue en température du support), la sonde platine 100 Ω à 0 °C est la plus utilisée (ex : enceinte climatique, étuve, réchauffeur). Pour les cas simples, le thermostat basé sur le principe du bilame est également très répandu (ex : chaudière domestique). Dans les fours, on utilise en général soit:

- des lunettes infrarouges (mono ou bichromatiques) utilisées pour les mesures sans contact ; elles restent une solution chère et pas toujours utilisable ; leur domaine d'utilisation est généralement supérieur à 600 °C ;

- des thermocouples ; il en existe plusieurs types selon la gamme de température balayée par le four. Les plus courants sont les types :
  - T : cuivre-constantan : -185 à +300 °C,
  - J : fer-constantan : +20 à +700 °C,
  - K : chromel-alumel : 0 à +1 100 °C,
  - S : platine-platine rhodié 10 % : 0 à +1 550 °C,
  - R : platine-platine rhodié 13 % : 0 à +1 600 °C,
  - B : platine rhodié 30 % - platine rhodié 6 % : +100 à +1 600 °C,
  - W : tungstène-tungstène rhénium 26 % : +20 à +2 300 °C.

Les thermocouples nécessitent une jonction de référence ou soudure froide qui permet à la f.é.m. mesurée d'être uniquement fonction de la température de la soudure chaude du capteur. De plus la mesure délivrée par le thermocouple doit être linéarisée, dans le transmetteur, ou dans le régulateur. Comme autres capteurs, on peut citer les capteurs de débit, de pression, de déplacement, de masse, d'humidité, etc. Ces capteurs fournissent en général un signal analogique, image de la grandeur physique mesurée.

2.3.3 Actionneurs

Modulateurs de puissance

Pour moduler la puissance électrique d'un four, sont généralement utilisés :
- des contacteurs (solution bon marché) ;
- des modulateurs à thyristors (de plus en plus utilisés) ;
- des transformateurs variables (solution chère) ;
- des selfs à saturation variable (solution chère qui n'est plus préconisée).

* Les **contacteurs** ne donnent pas une très bonne qualité de régulation : la température oscille, mais c'est suffisant pour certaines applications.
* Les **transformateurs variables** permettent d'ajuster la tension d'alimentation des résistances en fonction de la température. La tension varie en amplitude et reste sinusoïdale. Ces transformateurs nécessitent une motorisation et des curseurs qui demandent un entretien régulier.
* Pour **les modulateurs à thyristors** (ou gradateurs de puissance), on distingue deux modes de fonctionnement :
  - l'angle de phase : Les thyristors ne sont passants que pendant une portion de l'alternance (figure 2.7). La commande d'un régulateur appliquée au bloc à thyristors fait varier l'angle α d'amorçage et donc la puissance. Il faut noter que la puissance ne varie pas linéairement en fonction de α.
  - le train d'ondes : Les thyristors sont passants pendant un temps t_1, puis bloqués pendant un temps t_2(figure 2.8). Le rapport cyclique $\frac{t_1}{t_1+t_2}$ permet de faire varier la puissance. Ce rapport est proportionnel à la commande issue du régulateur. Si l'emploi des gradateurs semble très attrayant, il faut toutefois prendre garde aux inconvénients qu'ils peuvent induire et notamment sur :
    - le facteur de puissance de l'installation ;
    - l'énergie réactive de l'installation ;
    - les parasites ;

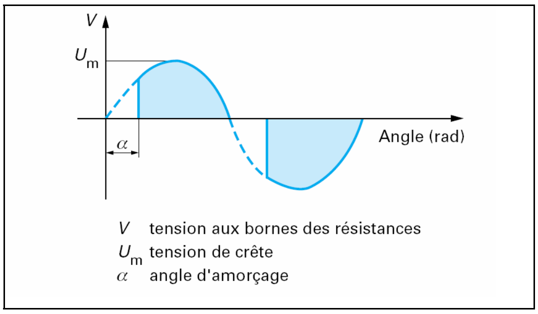

FIG. 2.7 – *Commande en angle de phase*

- les harmoniques ;
- le flicker (chute brutale de la tension due à un fort appel de courant).

Certains modulateurs associent les deux modes.

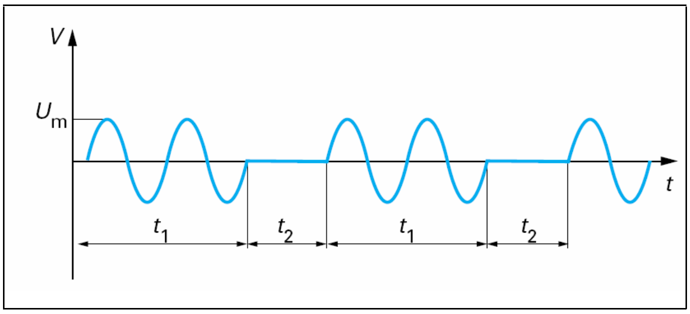

FIG. 2.8 – *Commande en train d'ondes*

Quelques autres actionneurs peuvent être cités :
- la vanne d'admission de gaz ou de liquide ;
- le variateur de vitesse (ex : commande de débit d'une pompe), etc.

Ces actionneurs sont commandables en général par un signal analogique ou logique (par ex : 0-10 V, 4-20 mA).

Vanne réglante

Ce sont des actionneurs couramment utilisés dans l'industrie pour régler le débit d'un fluide. On distingue

- Vannes papillon : Elle ne conviennent par pour les régulations progressives. Elles sont destinées à fonctionner en tout-ou-rien (ouvertes ou fermées), par exemple dans le cas de branchement en séquence de plusieurs chaudières. La perte de charge en position ouverte est très faible, les fuites en position fermée relativement élevées.
- Vannes à siège : Cet organe de réglage à fermeture étanche convient particulièrement à la régulation progressive. Les vannes à siège existent sous différents modèles adaptés à chaque application. Dans les circuits avec pompe, les vannes à siège 3 voies sont préférables aux vannes à passage direct car un débit d'eau constant en circulation présente certaines avantages dans la technique du réglage.

– Vannes à secteur ou à boisseau : Ces vannes sont utilisées presque exclusivement pour le contrôle en mélange dans les installations de chauffage à eau chaude. Les pertes de pression sont faibles et les fuites sont maintenues dans des limites admissibles pour ce genre d'applications. Elles peuvent être à 2, 3 ou 4 voies. Les vannes à secteur à 4 voies permettent un double circuit pour accroître la température de retour de chaudière, réduisant la corrosion.

Leur utilisation en régulation impose de connaître, en particulier, certaines de leurs caractéristiques.

- Caractéristique intrinsèque de débit C'est la loi qui relie le débit Q au signal de commande de vanne u, à pression différentielle constante aux bornes de la vanne. Les vannes les plus courantes sont à caractéristique intrinsèque linéaire et à égal pourcentage (figure 2.9).

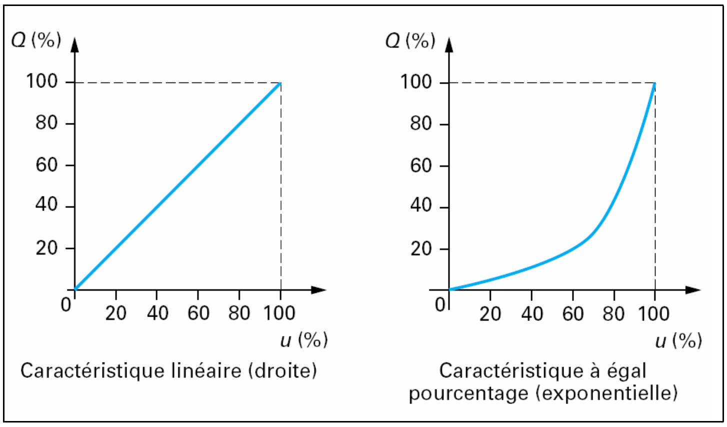

FIG. 2.9 – *Caractéristiques intrinsèques de débit*

- Caractéristique installée :La vanne étant dans le circuit hydraulique, c'est la loi de variation du débit en fonction du signal de commande. Cette caractéristique est fonction de l'installation, ou encore du rapport d et de la vanne, c'est-à-dire de sa caractéristique intrinsèque. Le rapport d est défini au débit maximal par :

$$d = \frac{\Delta p_v}{\Delta p_v + \Delta p_c}$$

avec Δp_v : perte de charge de la vanne

Δp_c : perte de charge du circuit sans la vanne.

La figure 2.10 donne un exemple de caractéristique installée en fonction de d. Ces courbes permettent de choisir la caractéristique intrinsèque d'une vanne de façon à obtenir une caractéristique statique linéaire du procédé dans son ensemble, comme l'illustre la figure 2.11. Les vannes réglantes sont pilotées par des signaux standards :

– électriques : 4-20 mA, 0-10 V ;

– pneumatiques : 3-15 psi (standard américain), 200-1000 mbar.

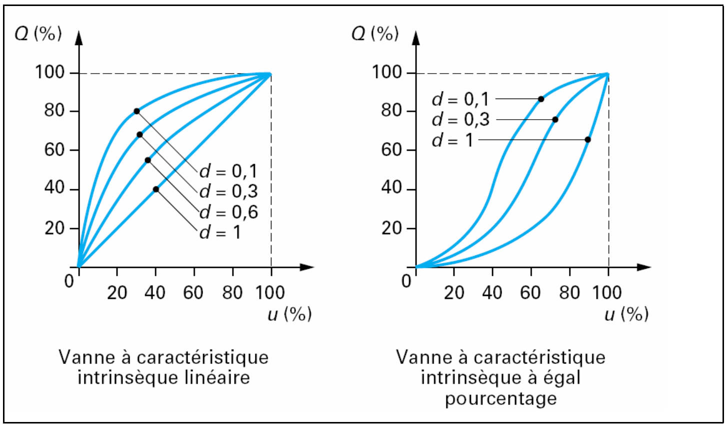

FIG. 2.10 – *Caractéristique installée pour des vannes à caractéristique intrinsèque linéaire et égal pourcentage*

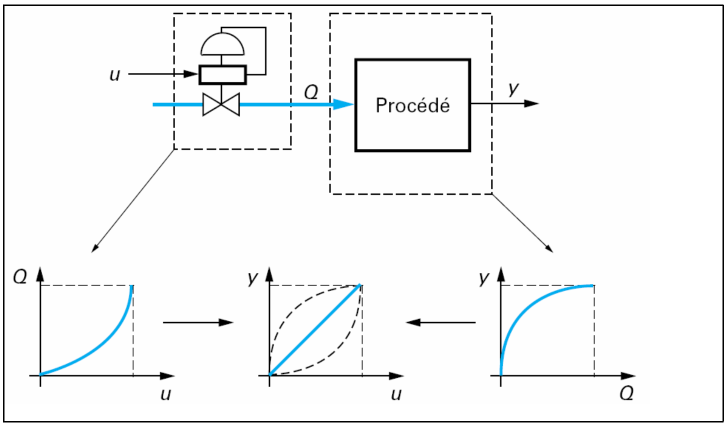

FIG. 2.11 – *Linéarisation de la caractéristique statique du procédé*

Chapitre 3

Modulation de puissance

Le signal de commande calculé par le régulateur doit être transformé en une puissance électrique (pour les fours), image de cette commande. Parmi les moyens, nous avons déjà évoqué le contacteur, le transformateur à tension variable qui nécessite un servomoteur commandé en fonction du signal de sortie du régulateur, la self à saturation variable, le modulateur à thyristors. Dans ce paragraphe, nous étudions la modulation de cette puissance.

3.1 Régulation par contacteurs

3.1.1 Régulation tout ou rien (ou à deux plages)

Un exemple de mise en oeuvre est illustré par la figure 3.1.

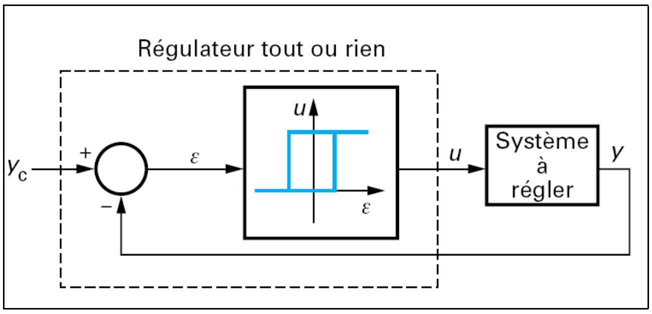

FIG. 3.1 – *Régulation tout ou rien avec hystérésis*

Principe : *la commande u est maximale lorsque la mesure y est inférieure à la consigne y_c. Elle est minimale lorsque la mesure est supérieure à la consigne.* C'est la solution la moins chère et la plus simple, mais qui ne va pas sans quelques inconvénients :

- un risque de collage des contacteurs ;
- la nécessité d'avoir une hystérésis pour éviter un battement trop rapide des contacteurs (la coupure ne se fait pas à la même température que le réenclenchement);
- l'oscillation de la mesure y en permanence autour de la consigne ; l'amplitude de cette oscillation, dépend du réglage de l'hystérésis et de l'inertie thermique du système.

Des variantes existent :

- la régulation avec seuil (bande morte) ;

- la régulation avec seuil et hystérésis.

3.1.2 Régulation à trois plages

La qualité de la régulation est améliorée (amplitude des oscillations plus petite) en combinant trois allures de chauffe : grand chauffage, petit chauffage, arrêt. Pour un système triphasé, on utilise le couplage étoile-triangle : la puissance « petit chauffage » est égale au tiers de la puissance nominale ou « grand chauffage ». Dans d'autres cas, le couplage série-parallèle est utilisé. Le « petit chauffage » sert au maintien en température du four où les pertes sont normalement inférieures à cette puissance réduite. L'inconvénient est une augmentation du coût du câblage.

3.1.3 Régulation continue par contacteur

Dans ce cas, un régulateur PID à sortie logique modulée est nécessaire (ou régulateur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)). Le signal de commande est une suite de créneaux dont le rapport cyclique est fonction de la puissance demandée. Ce procédé est de moins en moins utilisé à cause de l'usure des contacteurs qu'il entraîne.

3.2 Modulation par thyristors

Un thyristor joue le rôle d'un interrupteur à ceci près que la fréquence des interruptions peut être aussi grande que l'on veut (limitée par la fréquence du secteur). Un très faible courant de commande peut moduler une forte puissance. Nous avons vu précédemment deux modes de fonctionnement : **l'angle de phase** et **le train d'ondes**. En général (pour les systèmes thermiques), l'angle de phase est à éviter, surtout au primaire d'un transformateur, à cause des parasites qui perturbent les équipements électroniques. Toutefois, ce mode s'impose en particulier lors de la mise sous tension des résistances à très fort coefficient de température, tels que les éléments en bisiliciure de molybdène. Cependant, passée la période de démarrage, lorsque la température des résistances est proche de la température de régime, le modulateur peut passer en trains d'ondes (mode mixte). Le fonctionnement par trains d'ondes est moins perturbant : le déclenchement se fait à tension nulle. La durée totale d'un train d'ondes $(t_1 + t_2)$ peut varier de 0,2s à 10 ou 20s environ, selon la finesse de modulation désirée.

3.3 Modulation par relais statiques

Pour les petites puissances (quelques dizaines de kilowatts maximum), des relais statiques à triacs sont souvent utilisés. Ils peuvent être commandés par un signal logique. Par exemple, sortie logique modulée d'un PID. Cette solution est moins chère qu'un gradateur à commande analogique.

Chapitre 4

Régulateurs

4.1 Types de régulateurs

4.1.1 Régulateurs purement analogique

Ce sont les régulateurs mécaniques, pneumatiques, électroniques à base d'amplis opérationnels. Ces techniques, encore très répandues dans l'industrie, tendent à disparaître au profit des techniques numériques.

4.1.2 Régulateurs numériques de type analogique

Ce sont la plupart des régulateurs de tableau. Ils fonctionnent à fréquence d'échantillonnage élevée (période de 100 à 200 ms) quel que soit le processus. Les algorithmes sont simples (essentiellement des PID) et n'utilisent pas les potentialités des algorithmes avancés de l'automatique. Leur comportement est calqué sur celui des régulateurs analogiques. Cependant, grâce aux microprocesseurs, des fonctions additionnelles (autoréglage, autoadaptatif, autocalibration, autotest, etc.) ont pu être rajoutées par rapport aux régulateurs analogiques.

4.1.3 Régulateurs purement numériques

Ces régulateurs sont en général mis en oeuvre sur calculateur industriel, automate ou régulateur de tableau haut de gamme. La fréquence d'échantillonnage est choisie en fonction de la bande passante du procédé continu. La capacité de calcul permet d'implémenter des algorithmes plus complexes qu'un PID. Le régulateur est évolutif. Changer de stratégie ou le traitement des mesures, revient à modifier le programme contenu en mémoire sans changer le matériel.

4.2 Fonctionnalités des régulateurs

La fonction principale est évidemment la régulation. On trouve sur la plupart des régulateurs du commerce, en plus de la régulation, des fonctions qui aident l'utilisateur à mettre en oeuvre l'appareil, qui facilitent l'exploitation et la maintenance, qui permettent de communiquer avec un poste central. Les fonctions les plus courantes sont l'autoréglage, l'autoadaptatif, l'autocalibration, l'autotest, la programmation de la consigne, les sécurités et alarmes et les communications.

4.2.1 Autoréglage

En l'absence de cette fonction, l'utilisateur se contente en général d'un réglage expérimental en faisant appel à son expérience et à ses connaissances de la machine. Cette façon d'opérer conduit très rarement aux réglages optimaux. L'autoréglage automatise cette démarche. C'est le microprocesseur qui conduit l'essai et propose à l'opérateur une valeur pour les actions proportionnelle, intégrale et dérivée. Ce dernier peut éventuellement les modifier. **Principe** : *le régulateur analyse l'allure de la réponse à un échelon de consigne en mesurant certains paramètres, tels que le retard, le dépassement ou la période d'oscillation, et en déduit les réglages P, I et D par calcul.*

4.2.2 Autoadaptatif

Pour un régulateur à réglages fixes, si les paramètres du procédé varient au cours du temps, les performances du système bouclé se dégradent à mesure que l'écart entre les valeurs réelles des paramètres du procédé et celles pour lesquelles le régulateur avait été ajusté augmente. Pour éviter cette détérioration, il faut réajuster le régulateur en fonction des nouvelles valeurs des paramètres du procédé : c'est ainsi qu'apparaît le concept de système adaptatif. **Principe :** *le régulateur autoadaptatif identifie en permanence le comportement dynamique du processus et calcule en conséquence les valeurs des paramètres de régulation de sorte que les performances de la boucle fermée demeurent acceptables.* En général, le régulateur recalcule les réglages lorsqu'il mesure une détérioration significative de la grandeur réglée, par exemple le dépassement avec oscillation amortie. Le régulateur mesure alors le dépassement, la période d'oscillation et modifie par calcul, un ou plusieurs des paramètres de réglage.

4.2.3 Autocalibration

Tout régulateur a besoin de mesurer la grandeur physique à régler. Pour cette opération, il utilise un capteur, dont il existe deux types :
- les capteurs numériques qui, en général, délivrent des impulsions que l'on compte ;
- les capteurs analogiques qui fournissent une tension ou un courant variant de façon continue avec la grandeur mesurée.

Pour obtenir une mesure précise il est nécessaire de conditionner le signal par une amplification, un filtrage, une conversion analogique- numérique ou un comptage. Ce conditionnement est intégré dans les cartes d'entrée du régulateur. La fonction d'autocalibration permet à l'appareil de recaler sa mesure sur un signal généré en interne ou par une source extérieure remplaçant le capteur.

4.2.4 Autotest

Afin de simplifier la maintenance de l'appareil, des tests automatiques vérifient les principaux organes du régulateur. C'est ainsi que certains défauts pourront être affichés comme par exemple :
- le manque d'alimentation des capteurs ;
- la rupture d'un capteur ;
- les défauts sur le convertisseur ;
- la rupture de la liaison informatique ;
- le problème d'affichage, etc.

4.2.5 Programmation de la consigne

Certains régulateurs intègrent la programmation de la consigne avec :
- des réglages différents du régulateur ;
- des consignes croissantes ou décroissantes ;
- des temps de montée variables ;
- des alarmes différentes, etc.

4.2.6 Sécurités-Alarmes

Les alarmes surveillent les mesures et/ou l'écart entre consigne et mesure. Le seuil de déclenchement est programmable. Les alarmes sont associées à des relais en sortie de l'appareil ou à des sorties logiques opto-isolées. Ces sorties peuvent par exemple démarrer des séquences particulières de contrôle ou activer certaines entrées logiques d'un automate programmable.

4.2.7 Communication

Tout régulateur possède une communication locale qui permet grâce à un clavier et un afficheur, de visualiser des grandeurs (paramètres et mesures). De plus en plus, les régulateurs sont équipés d'une communication informatisée :
- par liaison type RS 232 ;
- par liaison type RS 422 ou RS 485 ;

ce qui permet le pilotage à distance par un ordinateur central de conduite de processus.

Chapitre 5

Les régulateurs PID

5.1 Introduction

La sortie du procédé que l'on commande doit évoluer pour suivre la consigne demandée. Il faut donc à tout instant (ou périodiquement en régulation numérique) appliquer, à l'entrée puissance du procédé, la commande appropriée. Cette commande est calculée par un ensemble de traitements d'informations, le correcteur, qui utilise des opérateurs (sommateurs, gains, intégrateurs, dérivateurs) élaborant la commande à partir du signal d'erreur et des mesures auxiliaires disponibles. Le régulateur standard le plus utilisé dans l'industrie est le régulateur PID (proportionnel intégral dérivé), car il permet de régler à l'aide de ses trois paramètres les performances (amortissement, temps de réponse) d'une régulation d'un processus modélisé par un deuxième ordre. Nombreux sont les systèmes physiques qui, même en étant complexes, ont un comportement voisin de celui d'un deuxième ordre, dans une certaine échelle de temps. Par conséquent, le régulateur PID est bien adapté à la plupart des processus de type industriel et est relativement robuste par rapport aux variations des paramètres du procédé, quand on n'est pas trop exigeant pour les performances de la boucle fermée par rapport à celles de la boucle ouverte (par exemple, accélération très importante de la réponse ou augmentation très importante de l'amortissement en boucle fermée). Si la dynamique dominante du système est supérieure à un deuxième ordre, ou si le système contient un retard important ou plusieurs modes oscillants, le régulateur PID n'est plus adéquat et un régulateur plus complexe (avec plus de paramètres) doit être utilisé, aux dépens de la sensibilité aux variations des paramètres du procédé. La réalisation d'une boucle d'asservissement par PID est un problème très important, car il influence :

- la qualité de la régulation sur un site industriel ;
- le temps de mise en oeuvre de la commande ;

et comporte deux aspects essentiels :

- le réglage du régulateur PID, pour lequel la connaissance d'un modèle dynamique du procédé d'une part et les performances désirées d'autre part déterminent le choix de la méthode de synthèse ;
- l'implantation du régulateur dans une version analogique ou numérique et dans une configuration série, parallèle ou mixte.

De plus en plus, les régulateurs PID commercialisés offrent la possibilité d'autoréglage, qui réalise le calcul automatique des paramètres, à la demande de l'utilisateur.

5.2 structure des correcteurs

5.2.1 Fonction de transfert des correcteurs

L'obtention des spécifications résulte du calcul approprié de l'action $u(t)$ à envoyer à l'actionneur, à partir des informations disponibles (la consigne, la sortie, les signaux intermédiaires accessibles sur le processus). Dans un schéma de régulation linéaire (opérateurs linéaires), on peut associer à chaque information utilisée la fonction de transfert qui traduit sa contribution au calcul de l'action $u(t)$. Le correcteur général comporte donc plusieurs fonctions de transfert reliant les signaux utilisés (sortie, consigne) à la commande.

5.2.2 Structure de commande

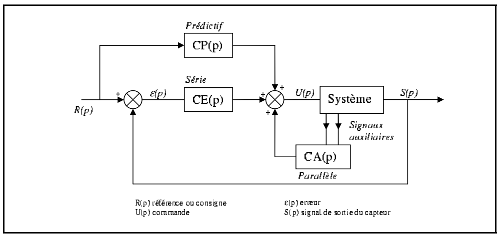

FIG. 5.1 – *Structure de commande*

La figure 5.1 montre l'organisation générale. On y trouve le classique comparateur qui calcule l'écart $\varepsilon(p)$. Un premier transfert $CP(p)$ agit directement à partir de la consigne ; il réalise une commande dite prédictive, en quelque sorte il préaccentue l'entrée, en général en forçant par anticipation la commande a se préparer à aller dans la bonne direction sans attendre le résultat effectif de sortie. Nous y avons fait figurer un bloc $CA(p)$: ce bloc illustre l'utilisation possible et fréquente de signaux auxiliaires mesurés par des capteurs ; ces signaux, prélevés sur le processus, peuvent améliorer le comportement de l'asservissement en participant au calcul de l'action. À titre d'exemple usuel, dans l'asservissement de position d'un mobile, il est souvent possible de disposer, en plus du signal de position, d'un signal de vitesse fourni par un tachymètre. Il faut remarquer que ces signaux auxiliaires peuvent, s'ils ne sont pas accessibles, être élaborés à partir de la sortie (on rejoint les méthodes de commande par retour d'état sur observateur). Le bloc central $CE(p)$, qui calcule l'action à partir du signal d'écart, joue un rôle essentiel. Alors que, dans beaucoup d'asservissements, les blocs $CP(p)$ et $CA(p)$ sont absents, le bloc $CE(p)$ est le coeur de l'asservissement. En particulier, c'est lui qui fixe la précision (intégration ou gain sur l'écart), le bloc $CA(p)$ n'apportant le plus souvent qu'une contribution transitoire (par exemple, dans un asservissement de position avec signal auxiliaire de tachymétrie).

5.2.3 Terminologie usuelle

$CE(p)$ est dit correcteur série ou cascade. $CA(p)$ est dit correcteur parallèle. Il existe rarement seul, sous sa forme usuelle. Il élabore et traite la dérivée de la sortie ou une approximation de celle-ci. Le correcteur $CE(p)$ est calculé en séparant les parties hautes et basses fréquences ; il utilise habituellement de façon combinée trois formes élémentaires de correction :

– la correction proportionnelle P : $u(t) = K_1\varepsilon(t)$;

- la correction intégrale I : $u(t) = K_2 \int_0^t \varepsilon(t)dt$;
- la correction dérivée D : $u(t) = K_3 \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$

Pour comprendre le rôle de chacun de ces facteurs élémentaires, nous traiterons de leur effet sur les procédés dont la fonction de transfert est à dominante passe-bas du premier ou du deuxième ordre. L'expérience montre que, hormis certains cas difficiles (systèmes mécaniques à couplage élastique, systèmes aéronautiques), les procédés industriels peuvent très souvent être modélisés approximativement par un gain statique g et une partie dynamique comportant une ou deux constantes de temps, soit :

$$F(p) = \frac{g}{1+\tau p} \text{ ou } F(p) = \frac{g}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}$$

avec $F(p)$ Fonction de transfert, $\tau_i > 0$ les temps du réponse du système et g est le gain statique de l'ensemble : actionneur, procédé, capteur.

5.3 Correction des procédés à dominante du premier ordre

Nous considérons des procédés pour lesquels le gain g et la constante de temps τ ont été déterminés expérimentalement (essai en échelon par exemple) ou bien théoriquement, en ayant éventuellement néglige une seconde constante de temps, petite devant τ. Il faut noter en particulier que la réalité est représentée par le modèle $\frac{g}{1+\tau p}$ mais qu'il ne peut s'agir que d'une représentation approximative, liée à une certaine échelle d'amplitude et de temps. Il faut en conséquence, quand on veut fixer un temps de réponse désiré pour un système bouclé, garder à l'esprit que ce temps de réponse (asservi) doit être comparé avec celui du système non asservi et que leurs échelles de temps doivent être compatibles avec la précision des mesures du modèle dynamique en boucle ouverte.

> Par exemple, si le modèle d'un processus comprend une constante de temps de $2s$ et si les conditions expérimentales sont telles que l'on puisse ne pas avoir tenu compte d'une constante de temps 50 fois plus petite (0,04s), il serait illusoire de vouloir calculer à partir du modèle approximatif ($\tau = 2s$) un asservissement dont le temps de réponse serait de l'ordre des constantes de temps négligées ; il est clair que le modèle serait utilisé ici en dehors de l'échelle de temps avec laquelle il a été établi.

5.3.1 Limitations pratiques du réglage par un gain

Nous nous proposons de montrer qu'un correcteur $CE(p) = K$, bien que théoriquement satisfaisant pour un processus modélisé par **un premier ordre**, présente des **risques d'instabilité en présence de constantes de temps négligées très faibles**, et cela particulièrement quand on veut des erreurs faibles. De plus, il entraîne des commandes qui sont, en transitoire, beaucoup plus grandes que la commande permanente, provoquant ainsi un fonctionnement en **régime saturé** qui risque d'être très gênant.

Calcul théorique

Soit le système de la figure 5.2. Pour une réponse à l'échelon ce système présente une précision

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{1+K.g}$$

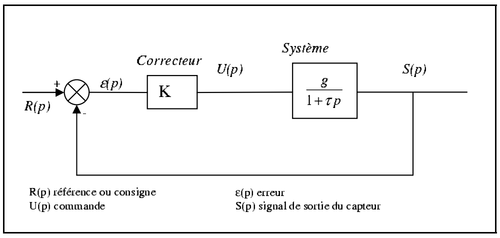

FIG. 5.2 – *Système asservi*

réglable par le paramètre K. Par exemple si $K.g = 100$ alors $\varepsilon_0 \approx 0.01$. La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{K.g}{(1+K.g)} \frac{1}{1+\frac{\tau}{1+K.g}p}$$

Le système bouclé présente une constante de temps apparente $\tau_a = \frac{\tau}{1+K.g}$. Sa réponse temporel est :

$$S(t) = \frac{K.g}{1+K.g}[1 - \exp(-\frac{t}{\tau})]$$

Le temps de réponse à 5% : $t_r = \frac{3\tau}{1+K.g} = 3\tau\varepsilon_0$ Notons que si l'on veut une erreur de 1%, le temps de réponse asservi t_r est le 1/100 de celui de la boucle ouverte (3τ) : il y a donc un risque certain qu'il se trouve dans le domaine des constantes de temps que l'on a dû éventuellement négliger.

Allure de la commande $u(t)$ a l'instant $t = 0$, l'erreur initiale est $\varepsilon(0) = 1$ (la sortie n'ayant pas pu commencer a répondre). La commande initiale est donc :

$$u(0) = K\varepsilon(0) = K$$

Quand le système a fini de répondre, l'erreur atteint la valeur finale $\varepsilon_0 = \frac{1}{1+K.g}$. La commande est alors:

$$u_{finale} = K\varepsilon_0 = K\frac{1}{1+K.g}$$

On constate ainsi que la commande $u(0)$ est égale à $(1 + K.g)$ fois la commande finale. Pour une erreur de 0.01, cela correspond à un facteur 100, et pour $\varepsilon_0 = 0.001$ à un rapport 1000. L'actionneur présentant des saturations, une partie de la commande risque d'être saturée (à moins d'appliquer des échelons très petits). Ce phénomène de saturation est d'autant plus gênant que très souvent les actionneurs présentent un retard à la désaturation. Ainsi, hormis le cas des systèmes à désaturation rapide (certains systèmes purement électroniques), il faut **éviter d'atteindre des régimes de saturation**. En résumé, le correcteur $CE(p) = K$, satisfaisant théoriquement pour un premier ordre, présente les inconvénients pratiques suivants :

- il conduit à des commandes très fortes en transitoire dès que l'on veut des précisions correctes (1 % à 0.1 %) ;
- les échelles de temps de réponse que l'on obtient théoriquement se situent dans des gammes où le modèle utilisé cesse d'être suffisamment précis.

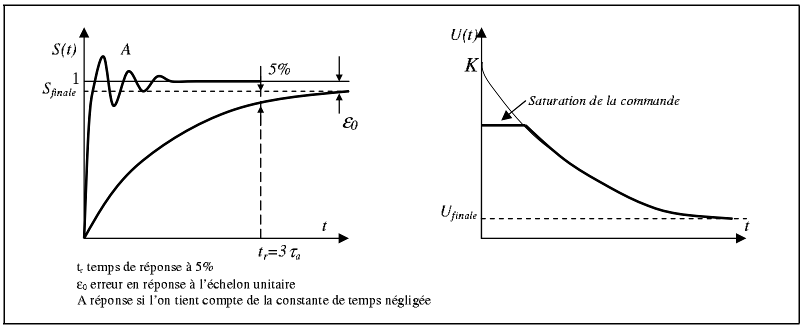

FIG. 5.3 – *Correction d'un procédé du premier ordre par un correcteur proportionnel seul*

Conséquence de l'existence d'une petite constante de temps négligée précédemment

On se propose ici de déterminer l'effet d'une petite constante de temps, notée $\Delta.\tau$ (ou Δ, nombre sans dimension supposé petit, est le rapport de la plus petite constante de temps à la plus grande constante de temps), si l'on a calculé a priori un gain K en supposant un modèle du premier ordre, alors que la réalité est :

$$\frac{g}{(1+\tau p)(1+\Delta.\tau p)}$$

Pour le système réel, la fonction de transfert en boucle fermée est:

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{K.g}{(1+K.g)+(1+\Delta)(\tau p)+(\tau^2\Delta)p^2}$$

si $K.g$ est élevé, ce second ordre risque d'être oscillatoire, on adopte en conséquence l'écriture normalisée du deuxième ordre :

$$\frac{K.g}{1+K.g}\frac{1}{1+\frac{(1+\Delta)\tau p}{1+K.g}+\frac{\tau^2\Delta}{1+K.g}p^2} = \frac{K.g}{1+K.g}\frac{1}{1+2z\frac{p}{\omega_n}+\frac{p^2}{\omega_n^2}}$$

Avec z et ω_n sont, respectivement, l'amortissement et la pulsation naturelle d'un système de second ordre

$$\frac{1}{\omega_n^2} = \frac{\tau^2\Delta}{1+K.g} = \Delta\varepsilon_0\tau^2$$

et de même

$$\frac{2z}{\omega_n} = \frac{(1+\delta)\tau}{1+K.g} = (1+\Delta)\varepsilon_0\tau$$

d'où

$$\omega_n = \frac{1}{\tau}\frac{1}{\sqrt{\Delta.\varepsilon_0}}$$

et

$$z = \frac{1+\Delta}{2\sqrt{\Delta}}\sqrt{\varepsilon_0}$$

Alors que l'on s'attend théoriquement à avoir une réponse du premier ordre, on obtient en fait une réponse du deuxième ordre dont l'amortissement z est d'autant plus faible que l'on veut une erreur faible (ε_0 petit), et est de plus fonction du rapport Δ entre la constante de temps négligée

$\Delta\tau$ et la constante de temps τ retenue pour le modèle. En considérant que, qualitativement, la réponse d'un deuxième ordre ressemble à celle d'un premier ordre dès que $z > 1$, il vient alors :

$$z > 1 \Rightarrow \frac{1+\Delta}{2\sqrt{\Delta}}\sqrt{\varepsilon_0} > 1$$

où, en admettant $1 + \Delta \approx 1$:

$$\sqrt{\varepsilon_0} > 2\sqrt{\Delta} \text{ soit } \varepsilon_0 > 4.\Delta \text{ ou encore } \Delta < \frac{\varepsilon_0}{4}$$

La relation précédente montre que, si l'on veut utiliser un modèle du premier ordre et calculer une régulation ayant une erreur ε_0, tout en assurant que l'allure de la réponse asservie reste voisine de celle que l'on pouvait prévoir à partir du modèle, alors les constantes de temps que l'on peut négliger doivent être suffisamment petites.

> Par exemple, pour $\varepsilon_0 = 10\% = 0.1$, la constante de temps, $\Delta\tau$, qui peut être négligée doit être telle que $\Delta < \frac{0.1}{4} = \frac{1}{40}$, , c'est-à-dire qu'elle doit être au moins 40 fois plus petite que la constante de temps dominante retenue!

Pour faciliter le réglage d'un asservissement pour un processus du premier ordre, il est souhaitable de pouvoir régler séparément l'erreur et le temps de réponse du système asservi. Nous venons de voir qu'un régulateur proportionnel seul impose une relation entre le temps de réponse et l'erreur, il faut donc utiliser un schéma de régulation plus élaboré pour obtenir le contrôle séparé de la précision et du temps de réponse. Deux types de correcteurs simples permettent d'obtenir ce résultat : le correcteur passe-bas et le correcteur PI (proportionnel et intégral).

5.3.2 Correcteur passe-bas

La fonction de transfert d'un tel correcteur est :

$$CE(p) = K\frac{1+\tau_1 p}{1+\alpha\tau_1 p}$$

avec

- K gain réglable,
- τ_1 constante de temps réglable,
- α gain réglable > 1.

Le réglable le plus simple consiste à prendre $\tau_1 = \tau$, ce qui permet de simplifier terme à terme le numérateur de $CE(p)$ et le dénominateur de $F(p)$ (fonction de transfert du système). Il vient alors (figure 5.4) :

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{1}{1+Kg}\frac{1}{1+\frac{\alpha\tau}{1+Kg}p}$$

L'erreur statique ε_0 est comme précédemment :

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{1+Kg}$$

réglable par K. La réponse à l'échelon de référence sera du type « constante de temps » avec une constante de temps apparente $\tau_a = \frac{\alpha\tau}{1+Kg}$ qui est réglable par α pour ε_0 donné. Dans ces conditions le temps de réponse est

$$t_r = 3\tau_a = 3\alpha\tau\varepsilon_0$$

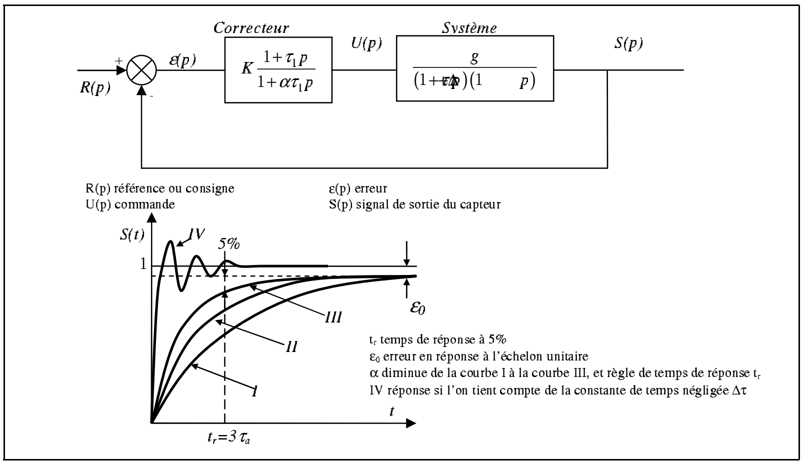

FIG. 5.4 – *Correction d'un procédé du premier ordre par un correcteur passe-bas*

Ce schéma permet d'obtenir une très bonne précision ε_0 et un temps de réponse réglable; en particulier, on pourra avoir des systèmes dont la gamme de temps de réponse asservi est compatible avec celle du temps de réponse en boucle ouverte.

Exemple : Fixons les spécifications suivantes :
- $\varepsilon_0 = 0.01$,
- le temps de réponse du système asservi ($3\alpha\tau\varepsilon_0$) égale à $\frac{1}{10}$ du temps de réponse de la boucle ouverte (3τ):

$$t_r(asservi) = 0.1 t_r(B.O)$$

On en tire $\alpha = 10$

En pratique, on met le correcteur en place, avec un gain K qui assure la précision requise, et l'on règle sur place le terme α pour obtenir le temps de réponse souhaité (avec de plus $\tau_1 = \tau$). On obtient ainsi l'allure de réponse représentée figure (5.4). Quand α devient très petit, la réponse du système bouclé cesse de ressembler à celle d'un premier ordre car le temps de réponse que l'on souhaiterait ($3\alpha\tau\varepsilon_0$) devient de l'ordre de grandeur de la constante de temps, $\Delta\tau$, négligée (courbe IV).

5.3.3 Correcteur proportionnel et intégral (PI)

Très répandu, il permet d'obtenir une erreur nulle $\varepsilon_0 = 0$ grâce à un intégrateur, ainsi qu'un temps de réponse réglable, en donnant de plus à la réponse l'allure d'une évolution exponentielle. L'action $u(t)$ est proportionnelle à l'erreur $\varepsilon(t)$ et à l'intégrale de l'erreur:

$$u(t) = K_1\varepsilon(t) + K_2\int_0^t \varepsilon(t)dt = K_1(\varepsilon(t) + \frac{K_2}{K_1}\int_0^t \varepsilon(v)dv)$$

Puisque l'on ajoute $\varepsilon(t)$ à $\frac{K_2}{K_1}\int_0^t \varepsilon(t)dt$ ce coefficient $\frac{K_2}{K_1}$ a nécessairement la dimension de l'inverse d'un temps. On posera donc: $\frac{K_2}{K_1} = \frac{1}{T_i}$ et $K_1 = K$, d'où:

$$u(t) = K(\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t \varepsilon(v)dv)$$

soit, en prenant la transformée de Laplace :

$$U(p) = K[1 + \frac{1}{T_ip}]\varepsilon(p) \Rightarrow CE(p) = K[1 + \frac{1}{T_ip}]$$

avec K est réglable, T_i est réglable et s'exprime en secondes.

Réglage du régulateur La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$T(p) = CE(p)F(p) = K\frac{1 + T_ip}{T_ip}\frac{g}{1 + \tau p}$$

si l'on néglige la petite constante de temps $\Delta\tau$. En choisissant $T_i = \tau$, cette fonction de transfert se simplifie et donne $T(p) = \frac{Kg}{\tau p}$. La fonction de transfert en boucle fermée vaut alors :

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{1}{1 + \frac{\tau}{Kg}p}$$

On constate que le système bouclé va se comporter comme un premier ordre dont la constante de temps apparente $tau_a = \frac{\tau}{Kg}$ est réglable par K

Conclusion Ce régulateur permet d'obtenir une **erreur nulle** sur l'échelon ($\varepsilon_0 = 0$) car il y a un intégrateur dans la fonction de transfert en boucle ouverte. L'allure de la réponse est du type exponentielle si l'on choisit $T_i = \tau$. Le temps de réponse à 5% $t_r = 3\tau_a = \frac{3\tau}{Kg}$ est réglable par K. **En pratique**, on choisit $T_i = \tau$, et l'on essaie le système asservi en réglant le gain K pour obtenir le temps de réponse souhaité. Quand le temps de réponse souhaité devient trop petit, il risque d'être de l'ordre de grandeur d'une constante de temps $\Delta\tau$ que l'on a pu négliger. Le système est alors du deuxième ordre car la fonction de transfert en boucle ouverte est en réalité :

$$T(p) = \frac{K(1 + \tau p)}{\tau p}\frac{g}{(1 + \tau p)(1 + \Delta\tau p)} = \frac{Kg}{\tau p(1 + \Delta\tau p}$$

Le système bouclé apparaîtra ainsi comme un deuxième ordre qui risque d'être peu amorti dès que Kg est grand (ou dès que le temps de réponse souhaité est trop petit). Si l'on peut effectuer l'essai du régulateur sur le processus, en ayant choisi $T_i = \tau$, la détermination expérimentale de z et ω_n sur la réponse obtenue quand on augmente K permet de déterminer Δ. Disposant ainsi d'un modèle amélioré, on pourra, si nécessaire, obtenir une meilleure régulation à partir du modèle du second ordre $\frac{g}{(1+\tau p)(1+\Delta\tau p)}$, en utilisant les techniques propres à la commande des procédés du deuxième ordre.

5.4 Correction des procédés à dominante du deuxième ordre

La fonction de transfert du processus est du type :

$$F(p) = \frac{g}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)} \; avec \; \tau_2 > \tau_1 > 0$$

Les méthodes d'analyse harmonique permettent d'obtenir des modèles expérimentaux assez précis ; de même des méthodes d'identification permettent, à partir d'un traitement numérique effectué sur les entrées et les sorties d'un processus, d'obtenir la réponse impulsionnelle ou la fonction de transfert d'un processus autour d'un point de fonctionnement. Ces méthodes, très puissantes, nécessitent des moyens d'acquisition de mesure très importants. En régulation industrielle, on se contente le plus souvent d'un essai en échelon, à partir duquel on obtient un modèle approché, modèle qui peut être corrigé quand on a l'occasion d'essayer la régulation projetée. La méthode de Strejc offre un moyen commode d'obtenir un modèle approché du deuxième ordre à partir d'un essai en échelon en boucle ouverte.

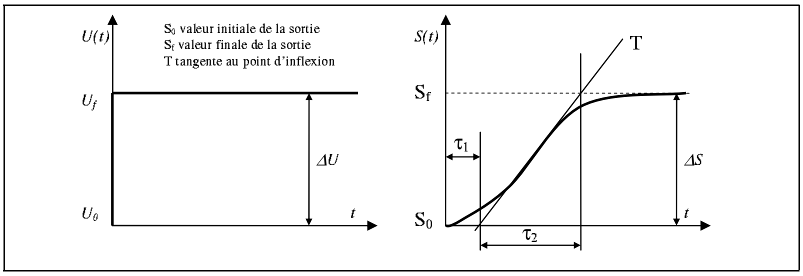

FIG. 5.5 – *Méthode de Strejc: cas d'un système de second ordre*

Méthode de Strejc De nombreuses variantes de cette méthode existent. Nous donnerons la version de la méthode qui se prête le mieux à l'exploitation rapide sur enregistrement. Il faut disposer de l'enregistrement simultané de l'échelon d'entrée et de la sortie du capteur (figure 5.5). Sur l'enregistrement de la sortie, on cherche à déterminer une tangente d'inflexion. En notant les intersections de celle-ci avec la valeur de départ et la valeur finale de la sortie, on obtient les valeurs de τ_1 et τ_2 Le modèle obtenu est du type :

$$F(p) = \frac{g}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)} \text{ } avec \text{ } \tau_2 > \tau_1 > 0$$

Cas d'un retard : dans le cas où la sortie présente un retard au démarrage, on incorpore le retard et la constante de temps τ_1 dans un retard équivalent, ce qui conduit à un modèle du type retard et constante de temps (figure 5.6) :

$$F(p) \simeq \frac{g\exp(-\tau_1 p)}{1+\tau_2 p}$$

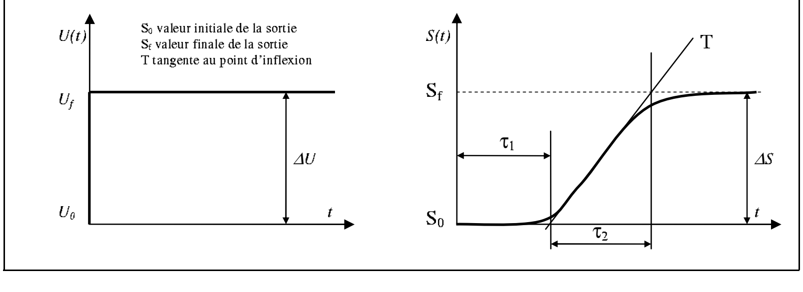

FIG. 5.6 – *Méthode de Strejc: cas d'un système de second ordre avec retard*

5.4.1 Correcteur PI pour un second ordre

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$T(p) = \frac{K(1+T_i p)}{T_i p} \frac{g}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)}$$

Réglages On choisit $T_i = \tau_2$ (la plus grande des deux constantes de temps); la fonction de transfert en boucle ouverte se simplifie et devient :

$$T(p) = \frac{K(1+\tau_2 p)}{T_i p} \frac{g}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)} = \frac{Kg}{\tau_2 p(1+\tau_1 p)}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors:

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{\frac{Kg}{\tau_2 p(1+\tau_1 p)}}{1+\frac{Kg}{\tau_2 p(1+\tau_1 p)}} = \frac{Kg}{Kg+\tau_2 p+\tau_1\tau_2 p^2}$$

Le système bouclé est un deuxième ordre dans lequel on ne dispose plus que d'un seul paramètre de réglage, K. Un deuxième ordre étant caractérisé par son amortissement z et sa pulsation naturelle ω_n, nous utilisons K pour obtenir l'amortissement $z = 0.43$. En adoptant l'écriture normalisée, il vient pour la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{1}{1+\frac{\tau_2}{Kg}p+\frac{\tau_1\tau_2}{Kg}p^2} = \frac{1}{1+\frac{2z}{\omega_n}p+\frac{p^2}{\omega_n^2}}$$

d'ou

$$\frac{2z}{\omega_n} = \frac{\tau_2}{Kg} \; et \; \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{\tau_1\tau_2}{Kg}$$

soit

$$\omega_n = \frac{Kg}{\sqrt{\tau_1\tau_2}} \; et \; z = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\tau_2}{\tau_1 Kg}}$$

En prenant $z = 0.43$, on en déduit le gain K qui assure le bon réglage :

$$K = \frac{1}{(0.86)^2}\frac{\tau_2}{g\tau_1} \tag{5.1}$$

En reportant cette valeur de K dans l'expression qui donne ω_n, on obtient:

$$\omega_n = \frac{1}{0.86\tau_1}$$

Pour $z = 0.43$, on sait que la réponse du second ordre présente un premier dépassement d'environ 20%, le deuxième étant à -5%, avec $t_r \approx \frac{2\pi}{\omega_p}$ et $\omega_p \approx 0.9\omega_n$. D'où le temps de réponse t_r:

$$t_r = \frac{2\pi}{0.9\omega_n} \approx 2\pi\tau_1$$

Conclusion Un régulateur $K(1+\frac{1}{T_i p})$, réglé pour un second ordre, conduit à choisir $T_i = \tau_2$; la valeur du gain K qui donne $z = 0.43$ est calculée par la formule 5.1. Le temps de réponse à 5 % est alors $2\pi\tau_1$ (cela explique pourquoi on a choisi $T_i = \tau_2$: si l'on avait éliminé τ_1 en prenant $T_i = \tau_1$, le temps de réponse à 5% aurait été $2\pi\tau_2$, donc plus élevé). De plus, on a une erreur statique nulle. Ce réglage est simple.

5.4.2 Correcteur PID pour un deuxième ordre

Le régulateur PID (proportionnel, intégral et dérivé) consiste à élaborer une commande qui est la somme de trois termes: un terme proportionnel à l'erreur, un terme proportionnel à l'intégrale de l'erreur et une partie proportionnelle à la dérivée de l'erreur. Il est très utilisé dans l'industrie, car il permet de régler l'amortissement et le temps de réponse d'une régulation d'un processus modélisé par un deuxième ordre.

Diverses formes

La loi de commande est donnée par:

$$u(t) = A\varepsilon(t) + B\int_0^t \varepsilon(t)dt + C\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = A\left[\varepsilon(t) + \frac{B}{A}\int_0^t \varepsilon(t)dt + \frac{C}{A}\frac{d\varepsilon(t)}{dt}\right]$$

par raison d'homogénéité, les coefficients $\frac{B}{A}$ et $\frac{C}{A}$ sont nécessairement du type $1/T_1$ et T_2 , où T_1 et T_2 sont des temps, d'où une première écriture, en prenant la transformée de Laplace:

$$CE(p) = A\left[1 + \frac{1}{T_1 p} + T_2 p\right] \tag{5.2}$$

On préfère en général utiliser une autre forme, en faisant apparaître le régulateur PID comme résultant de la mise en série d'un régulateur PI suivi d'un régulateur PD (l'option dérivée est en général proposée en complément du régulateur de base PI). On écrit alors:

$$CE(p) = K(1 + \frac{1}{T_i p})(1 + T_d p) \tag{5.3}$$

En identifiant, on passe de la première écriture à la seconde, soit:

$$K\frac{1 + T_i p}{T_i p}(1 + T_d p) = \frac{K}{T_i p}\left[1 + (T_i + T_d)p + T_i T_d p^2\right] = \frac{A}{T_1 p}\left[1 + T_1 p + T_1 T_2 p^2\right]$$

D'où

$$\frac{K}{T_i} \equiv \frac{A}{T_1};\ T_i + T_d \equiv T_1;\ T_i T_d \equiv T_1 T_2$$

Réglage d'un PID pour un second ordre

La fonction de transfert en boucle ouverte est

$$T(p) = K\frac{(1 + T_i p)(1 + T_d p)}{T_i p}\frac{g}{(1 + \tau_1 p)(1 + \tau_2 p)}$$

Si on pose $T_i = \tau_2$ et $T_d = \tau_1$, la fonction de transfert se réduit à la forme suivante:

$$T(p) = \frac{Kg}{\tau_2 p}$$

d'où la fonction de transfert en boucle fermée:

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_2}{Kg}p}$$

La régulation se comporte comme un premier ordre, la constante de temps apparente étant :

$$\tau_a = \frac{\tau_2}{Kg} \text{ Réglable par k}$$

et le temps de réponse à 5% :

$$t_r = 3\tau_a = \frac{3\tau_2}{Kg}$$

Si l'on diminue trop le temps de réponse, il risque de devenir de l'ordre de grandeur d'une troisième constante de temps négligée ! (apparition d'une réponse en deuxième ordre qui permettrait si nécessaire de calculer la troisième constante de temps du processus).

Réglage pour un troisième ordre

Si la fonction de transfert est du type :

$$\frac{g}{(1+\tau_1 p)(1+\tau_2 p)(1+\Delta\tau_1 p)}; \ \tau_2 > \tau_1 > \Delta\tau_1$$

Si l'on connaît la troisième constante de temps, on peut choisir $T_i = \tau_2$ et $T_d = \tau_1$. La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrira alors, après simplification :

$$\frac{Kg}{\tau_2 p(1+\Delta\tau_1 p)}$$

d'où la fonction de transfert en boucle fermée:

$$\frac{S(p)}{R(p)} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_2 p}{Kg} + \frac{\Delta\tau_1\tau_2}{Kg}p^2}$$

Le système bouclé se comporte alors comme un deuxième ordre dont on peut choisir l'amortissement en calculant la valeur du gain K. De plus, on pourra profiter de l'essai du système asservi pour obtenir Δ.

5.5 Amortissement par retour dérivé

Un signal de correction auxiliaire très fréquemment utilisé est constitué par la dérivée de la sortie, ou par une approximation de celle-ci dans la bande de fréquence du signal de sortie. De façon générale, ce retour dérivé (ou **retour tachymétrique**) permet d'amortir un système et de le stabiliser. Les calculs seront faits ici pour des processus du premier et du deuxième ordres, mais les conclusions que l'on peut en tirer s'étendent à tous les systèmes réguliers.

5.5.1 Modification d'un premier ordre par retour dérivé

Pour un procédé du premier ordre de commande $u(t)$ et de sortie $s(t)$, la fonction de transfert est :

$$\frac{S(p)}{U(p)} = \frac{g}{1+\tau p} \text{ avec} \tau \text{ et } g > 0 \tag{5.4}$$

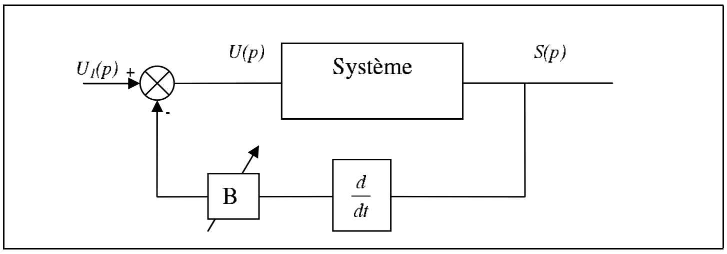

FIG. 5.7 – *Amortissement par retour dérivé*

On établit une entrée extérieure $u_1(t)$ et on lui retranche la dérivée de la sortie avec un gain réglable B, pour fournir la commande u (t), soit (figure 6a) :

$$u(t) = u_1(t) - B\frac{dS}{dt}$$

En prenant les transformées de Laplace, il vient :

$$U(p) = U_1(p) - B.p.S(p) \tag{5.5}$$

Vis-à-vis de l'entrée extérieure $u_1(t)$ le nouveau système est équivalent à [élimination de U(p) entre les équations (5.4) et (5.5)] :

$$\frac{S(p)}{U_1(p)} = \frac{g}{1 + (\tau + Bg)p}$$

On observe que le gain statique g est inchangé, par contre la constante de temps apparente est augmentée (si $Bg > 0$). Ainsi le système est plus lent, il est davantage amorti. En réponse fréquentielle, la nouvelle pulsation de cassure est plus basse :

$$\omega_c = \frac{1}{\tau + Bg}$$

5.5.2 Retour dérivé sur procédé du deuxième ordre

Soit le système initial du deuxième ordre :

$$\frac{S(p)}{U(p)} = \frac{g}{1 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2} \tag{5.6}$$

Son amortissement z et sa pulsation naturelle ω_n vérifient:

$$\alpha_1 = \frac{2z}{\omega_n} \qquad et \qquad \alpha_2 = \frac{1}{\omega_n^2}$$

Soit la commande $u(t)$ constituée d'une commande extérieure $u_1(t)$ et d'un signal dérivé de la sortie comme ci-dessus (équation (5.5)). Vis-à-vis de l'entrée extérieure $u_1(t)$, on obtient:

$$\frac{S(p)}{U_1(p)} = \frac{g}{1 + (\alpha_1 + gB)p + \alpha_2 p^2} \tag{5.7}$$

Ce nouveau système du deuxième ordre présente le même gain statique g et la même pulsation naturelle ω_n (le coefficient du terme en p^2 restant égal à α_2). Par contre, l'amortissement est modifié. Si z_m est l'amortissement du nouveau système, on a :

$$\frac{2z_m}{\omega_n} = \alpha_1 + gB = \frac{2Z}{\omega_n} + gB$$

soit

$$z_m = z + \frac{gB\omega_n}{2}$$

On constate ainsi que le terme B, réglable, permet à volonté de choisir l'amortissement d'un système. **L'emploi d'un retour dérivé en contre-réaction permet donc de stabiliser un système trop peu amorti**. En termes de réponse fréquentielle, la figure 5.8 illustre, pour un deuxième ordre, l'effet d'un accroissement du coefficient B. On peut passer progressivement d'un système à fort facteur de résonance (courbe I) à un système du deuxième ordre équivalent à deux constantes de temps. Si B est très élevé, le système du deuxième ordre deviendra un système à terme du premier ordre dominant, la fonction de transfert définie par l'équation (5.7) se réduisant à :

$$\frac{g}{1 + (\alpha_1 + gB)p + \alpha_2 p^2} \approx \frac{g}{1 + (\alpha_1 + gB)p}$$

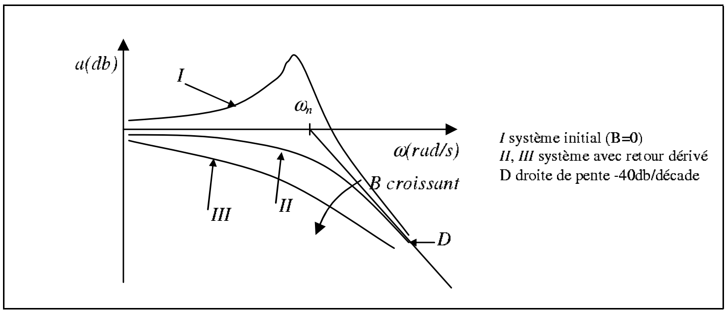

FIG. 5.8 – *Effet d'un retour dérivé sur la réponse en fréquence d'un système du deuxième ordre.*

5.6 Méthodes de réglage

Voici quelques méthodes couramment utilisées et valables pour des régulateurs PID du type :

$$\frac{u}{\varepsilon} = K\left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p\right)$$

5.6.1 Méthode de Broïda

Le système est modélisé par $\frac{k\exp(-\tau_1 p)}{1+\tau_2 p}$, identifié à partir d'une réponse indicielle en boucle ouverte (figure 5.9). La méthode de Broïda consiste à observer cette réponse et à l'assimiler à la réponse d'un système du premier ordre (de constante de temps τ_2) avec un retard pur τ_1 Les points d'ordonnées 28% et 40% (donnant respectivement les temps t_1 et t_2) permettent de calculer τ_1 et τ_2 par les formules :

$$\tau_1 = 2.8t_1 - 1.8t_2$$

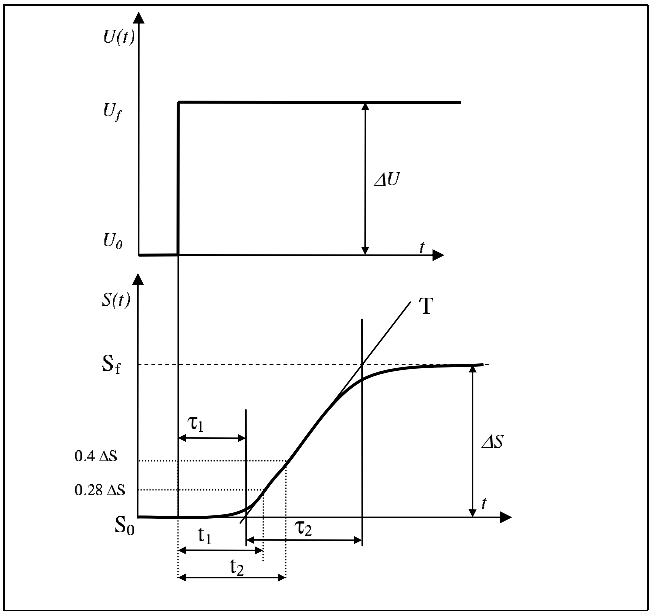

FIG. 5.9 – *Identification par la méthode de Broïda*

$$\tau_2 = 5.5(t_2 - t_1)$$
$$k = \frac{\Delta S}{\Delta U}\frac{C}{E}$$

Elle est adaptée aux systèmes stables avec retard pur éventuel. Les réglages sont donnés par les formules :

$$\begin{cases} BP(\%) = 0.8\frac{\tau_1}{\tau_2}\frac{\Delta S}{\Delta U}\frac{C}{E}100 \\ T_i = 2\tau_1 \\ T_d = 0.4\tau_1 \end{cases} \tag{5.8}$$

avec

- $BP(\%)$: bande proportionnelle à afficher au régulateur,
- C : échelle ou étendue de la commande U,
- E : échelle ou étendue de la sortie S

5.6.2 Méthode des oscillations limites

Cette méthode, encore appelée méthode de **Ziegler et Nichols**, s'effectue en boucle fermée et s'impose pour un procédé instable en boucle ouverte. Elle n'est pas adaptée aux processus à retard important. Dans un premier temps, il faut annuler les actions intégrale et dérivée, puis rechercher la limite de stabilité (naissance des oscillations) en agissant sur l'action proportionnelle et noter la bande proportionnelle BP_c et la période des oscillations T_c. Les réglages sont alors :

$$\begin{cases} BP(\%) = 1.6BP_c \\ T_i = 0.5T_c \\ T_d = 0.12T_c \end{cases} \tag{5.9}$$

5.6.3 Méthode des oscillations tout ou rien

Cette méthode évite la recherche du gain critique précédent, mais reste moins précise et sollicite beaucoup l'actionneur. On annule toutes les actions sur le PID (le gain K du régulateur est alors maximal). On a ainsi des oscillations stables dont on relève l'amplitude $2A$ et la période T_c (figure 34). Les réglages sont les suivants :

$$\begin{cases} BP(\%) = 1.6\frac{A}{E}100 \\ T_i = 0.5T_c \\ T_d = 0.12T_c \end{cases} \tag{5.10}$$

Remarque: ces réglages sont des ordres de grandeur qu'il convient souvent d'affiner sur le processus réel, de façon empirique.

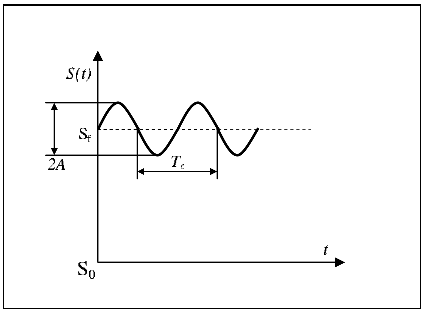

FIG. 5.10 – *Méthode des oscillations tout ou rien*

5.7 Gestion et conduite hiérarchisées

Depuis plusieurs années, l'introduction croissante des micro-processeurs a permis une découpe fonctionnelle du processus à automatiser en sous-ensembles capables de communiquer entre eux. D'où l'émergence de nouvelles architectures de commandes basées sur :
- des capteurs et des actionneurs intelligents ;
- des moyens de communication performants ;
- des automates et des micro-ordinateurs industriels ;
- des logiciels de supervision et de contrôle-commande.

Ces types d'architecture peuvent remplir les fonctions suivantes (figure 5.11) :
- la régulation des différentes boucles du système réalisée dans l'unité de contrôle local ;
- le contrôle séquentiel de l'installation réalisé au niveau de la supervision ;
- l'exploitation de données (archivage, visualisation, journal d'événements pour la maintenance), également réalisée au niveau de la supervision ;
- l'optimisation de la conduite pour la prise en compte du tarif de l'énergie, des impératifs de production, de la qualité.

On distingue en général 4 niveaux dans une conduite hiérarchisée :
- le niveau 0 : boucle de régulation de base (monovariable) ;
- le niveau 1 : plusieurs boucles de régulation associées (multivariable);
- le niveau 2 : optimisation (points de fonctionnement fonctions d'impératifs technico-économiques) ;

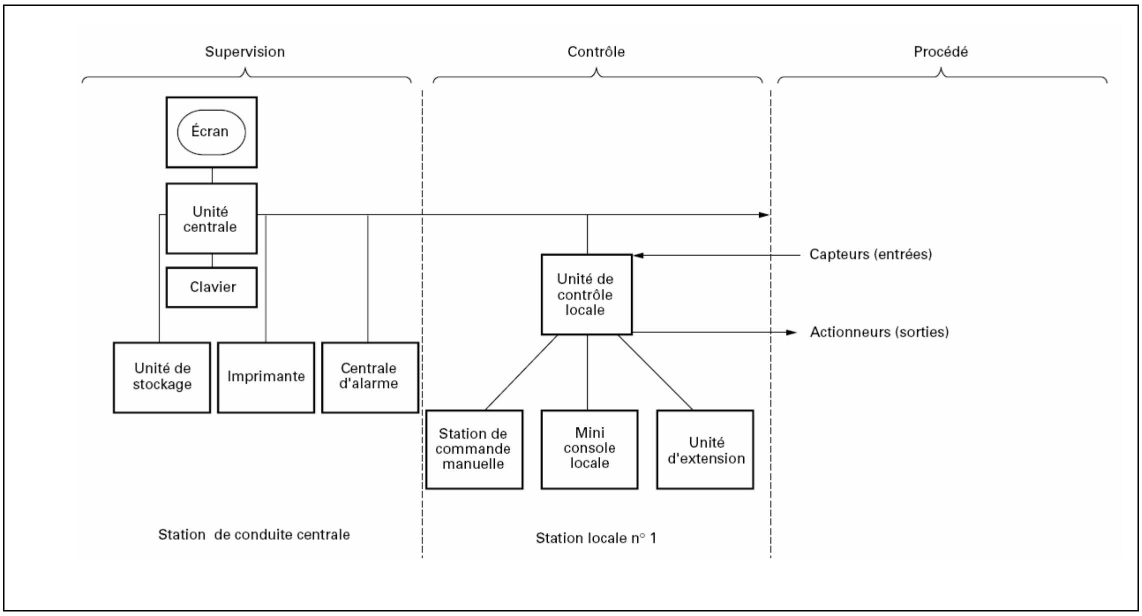

FIG. 5.11 – *Exemple d'architecture*

– le niveau 3 : optimisation économique (consignes fonctions de critères globaux).

Chaque niveau reçoit les consignes du niveau supérieur. La figure 5.12 donne un exemple d'application sur un four de traitement du verre où seuls apparaissent les niveaux 0 et 1.

Procédé C'est un four qui se compose de trois zones de chauffage par résistances, dont la puissance est modulée par gradateurs à thyristors, et d'une zone de refroidissement par ventilation motorisée et modulée par une vanne avec signal de recopie de sa position.

Contrôle La régulation est assurée par un système informatique industriel $\mu MAC6000$ de Analog Devices qui reçoit toutes les informations capteurs et envoie les différentes commandes.

Supervision Elle se compose d'un écran de visualisation des données physiques en temps réel et d'une unité de disquettes qui permet d'archiver les données en vue d'une exploitation future.

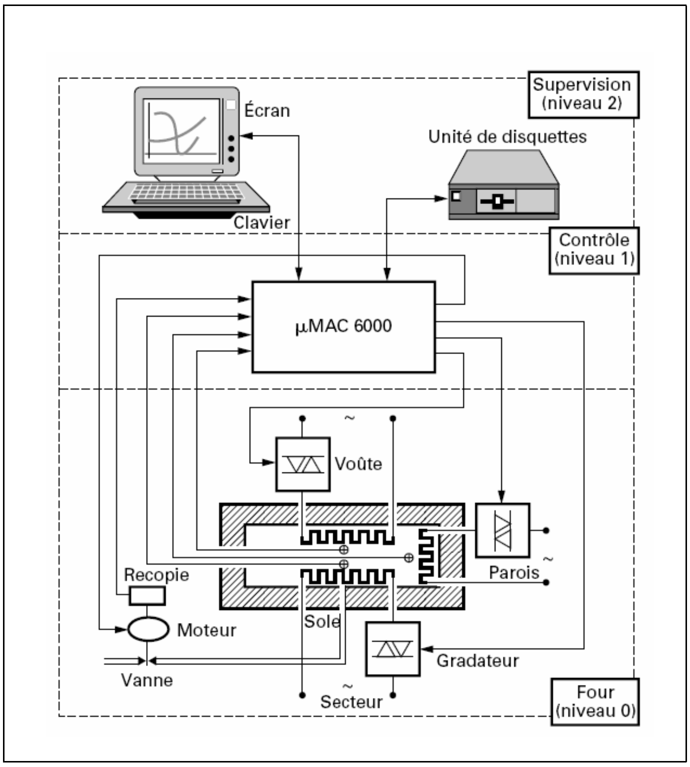

FIG. 5.12 – *Schéma de principe de l'installation*

Bibliographie

[1] Jean-François BOURGEOIS, **Automatisme et régulation des équipements thermiques**. Techniques de l'Ingénieur, traité Génie énergétique BE9590.

[2] Marcel NOUGARET, **Principes généraux de correction**. Techniques de l'Ingénieur, traité Informatique industrielle R7405.

[3] Jean DESMONS, **Régulation en génie climatique**, Edition DUNOS, 2005, ISBN 2 10 048639X.