

Fig. 8.30 : Réponses avec régulateur numérique.

Boucles de régulation numériques

9.1 Comment parvenir au correcteur idéal ?	248
9.2 Régulation par correcteur de Smith	253
9.3 Régulation par correcteur à simulation interne	266

NOTATIONS UTILISÉES DANS LE CHAPITRE 9.

$C, C_{(p)}$: Signal de consigne.
$D_{(p)}$: Fonction de transfert désirée.
E_1, E_2	: Signal d'entrée du sommateur.
FF	: Entrée Feedforward du correcteur.
G_1, G_2	: Gain de bouclage.
$G_{(p)}$: Fonction de transfert du compensateur de temps mort ou du correcteur.
G_a, G_{ai}	: Gain de bouclage.
G_r	: Gain du régulateur ou de commande.
G_s	: Gain statique du procédé.
$H_{r(p)}$: Fonction de transfert réglante du procédé.
K	: Gain du compensateur de temps mort.
$M, M_{(t)}$: Signal de mesure.
$\hat{M}, \hat{M}_{(p)}$: Mesure estimée.
M_c	: Mesure compensée.
M_i	: Mesure intermédiaire.
n	: Ordre du filtre.
p	: Opérateur Laplacien.
$P_{(t)}$: Signal de sortie du module proportionnel.
$R_{(p)}$: Fonction de transfert du régulateur ou correcteur.
$S, S_{(t)}$: Sortie du régulateur ou correcteur.
t	: Variable temps.
t_e	: Temps d'établissement.
t_0	: Origine des temps.
T_i	: Temps d'action intégrale.
T_d	: Temps d'action dérivée.
$T1$: Constante de temps du C.T.M.
$T2$: Temps mort du C.T.M.
$U, U_{(t)}$: Signal de commande du correcteur.
$X_{(p)}$: Écart mesure consigne.
$\hat{X}, \hat{X}_{N(p)}$: État estimé.
$\varepsilon, \varepsilon_{(p)}$: Différence entre la sortie modèle et sortie procédé.
θ	: Constante de temps.
θ_d	: Constante de temps désirée.
τ	: Temps mort ou retard.

La régulation PID en boucle fermée simple trouve ses limites, quels que soient les réglages des actions, dans le cas de procédés à grand retard ou d'ordre élevé. Ceci peut se mettre en évidence lors d'un test d'asservissement (fig. 9.1). Sur un changement de consigne C la mesure M présente un temps d'établissement t_e en boucle fermée qui est supérieur à la réponse du procédé en boucle ouverte (chapitre 3).

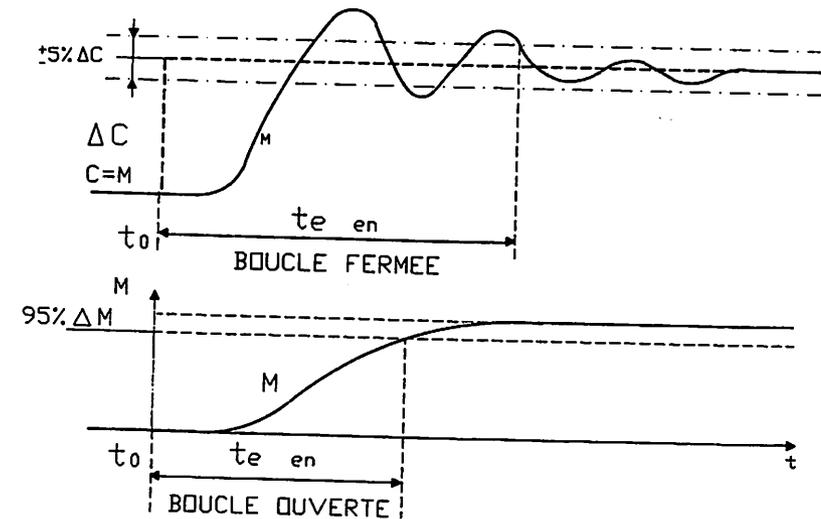


Fig. 9.1 : Réponses en boucle ouverte et boucle fermée.

Dans ce cas l'utilisation d'un système numérique de contrôle commande (S.N.C.C.) ou d'un calculateur, permet la mise en œuvre de correcteurs dont l'algorithme est mieux adapté que le PID. La stabilité et les performances de la régulation s'en trouvent améliorées.

Ce type de régulation se substitue à la boucle fermée, car elle utilise les mêmes grandeurs d'entrée et de sortie. Sa réalisation se fait uniquement par configuration ou programmation, ce qui permet de vérifier son efficacité sans avoir à acquérir un matériel supplémentaire.

Ce chapitre expose la théorie et la mise au point de ces régulations numériques. Afin d'en simplifier l'étude, l'approche théorique est faite par l'utilisation de fonctions de transfert continues et à l'aide de schémas fonctionnels.

9.1 COMMENT PARVENIR AU CORRECTEUR IDÉAL ?

9.1.1 THÉORIE SUR L'ASSERVISSEMENT D'UNE MESURE

On montre (fig. 9.2) que l'on obtient une réponse rapide et sans dépassement avec un régulateur PI pilotant un système dont la fonction de transfert réglante est un premier ordre.

La relation fondamentale d'un asservissement ou fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{M(p)}{C(p)} = \frac{R(p) \cdot H_r(p)}{1 + R(p) \cdot H_r(p)}$$

Avec : $R(p)$: Fonction de transfert du régulateur (série).

$H_r(p)$: Fonction de transfert réglante du procédé.

$$R(p) = G_r \left(\frac{T_i p + 1}{T_i p} \right) \quad \text{et} \quad H_r(p) = \frac{G_s}{1 + \theta p}$$

L'expression de la mesure est :

$$M(p) = C(p) \frac{G_r \left(\frac{T_i p + 1}{T_i p} + 1 \right) \left(\frac{G_s}{1 + \theta p} \right)}{1 + G_r \left(\frac{T_i p + 1}{T_i p} + 1 \right) \left(\frac{G_s}{1 + \theta p} \right)}$$

D'après les réglages vus au chapitre 4 en affichant sur le régulateur un temps d'intégrale :

$$T_i = \theta$$

L'expression s'écrit :

$$M(p) = C(p) \frac{1}{\theta} \frac{1}{G_r G_s p + 1}$$

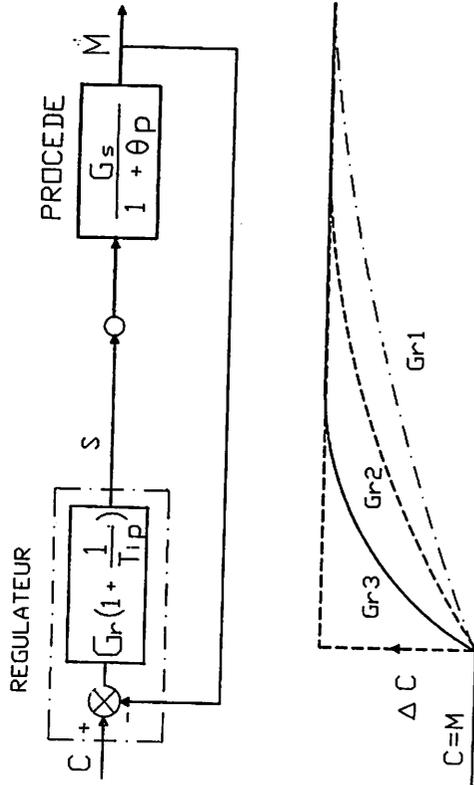


Fig. 9.2 : Régulateur PI sur un premier ordre.

La théorie des asservissements montre que dans ce cas la stabilité est toujours assurée.

Lors d'un changement de consigne ΔC la réponse que l'on obtient est une réponse aperiodique du premier ordre dont on peut régler la « vitesse ». La constante de temps en boucle fermée est égale à $\frac{\theta}{G_r G_s}$. En agissant sur le gain du régulateur G_r , on modifie cette constante de temps. Plus le gain est important, plus la réponse est rapide.

Ces observations sont théoriques car un procédé du premier ordre ne se rencontre pas dans l'industrie.

Sur des procédés du $n^{i\text{ème}}$ ordre ou à retard élevé il faut essayer d'obtenir ou de se rapprocher d'une fonction de transfert en boucle fermée du premier ordre par le choix de correcteurs appropriés.

Il faut choisir l'algorithme de $R(p)$ pour que :

$$\frac{R(p) \cdot H_r(p)}{1 + R(p) \cdot H_r(p)} = \text{Fonction du premier ordre.}$$

9.12 CORRECTEUR IDÉAL SUR PROCÉDÉS DU N^{ème} ORDRE

Si le procédé est du n^{ème} ordre pour obtenir le même résultat que précédemment il faut réaliser le schéma de régulation de la figure 9.3.

CORRECTEUR THEORIQUE

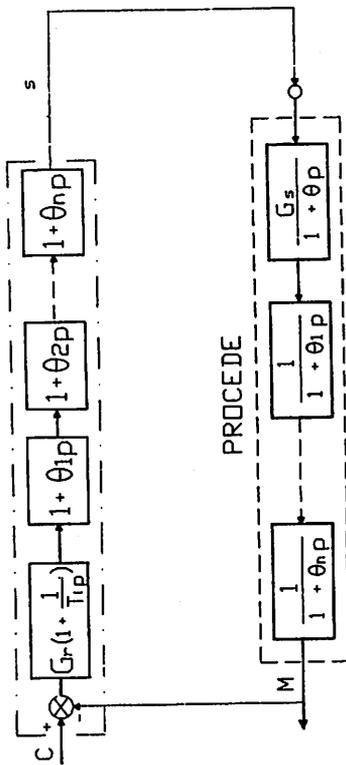


Fig. 9.3 : Régulateur PI avec dérivée n^{ème}.

$$R(p) = G_r \left(\frac{T_i p + 1}{T_i p} \right) (1 + T_{d1} p) \dots (1 + T_{dn} p)$$

$$H_{r(p)} = \frac{G_s}{(1 + \theta_1 p) (1 + \theta_2 p) \dots (1 + \theta_n p)}$$

Si on pose :

$$\begin{aligned} T_i &= \theta \\ T_{d1} &= \theta_1 \\ &\dots \\ T_{dn} &= \theta_n \end{aligned}$$

$$\text{On a : } \frac{R_{(p)} \cdot H_{r(p)}}{1 + R_{(p)} \cdot H_{r(p)}} = \frac{1}{\frac{\theta}{G_r G_s} p + 1}$$

En effet dans ces conditions la fonction de transfert en boucle fermée est un premier ordre.

Ce correcteur parfait est irréalisable car il est impossible de « fabriquer » exactement la fonction dérivée pure. D'autre part pour des problèmes dus aux bruits sur la mesure on ne peut pas utiliser des dérivées n^{ème}. Ce type de correction est inapplicable.

9.13 CORRECTEUR IDÉAL SUR PROCÉDÉ MODÉLISÉ SUIVANT UN PREMIER ORDRE AVEC RETARD (Méthode de BROIDA)

Pour obtenir le même résultat que celui de la figure 9.2 il faut réaliser le schéma de régulation de la figure 9.4.

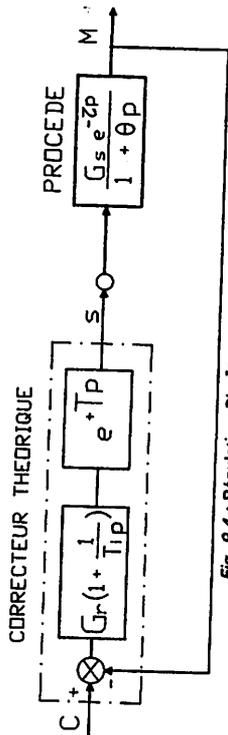


Fig. 9.4 : Régulation PI e^{-p} sur premier avec retard.

$$R(p) = G_r \left(\frac{T_i p + 1}{T_i p} \right) (e^{-T_d p})$$

$$H_{r(p)} = \frac{G_s e^{-\theta p}}{1 + \theta p}$$

Si l'on pose :

$$\begin{aligned} T_i &= \theta \\ T &= \tau \end{aligned}$$

$$\frac{R_{(p)} \cdot H_{r(p)}}{1 + R_{(p)} \cdot H_{r(p)}} = \frac{1}{\frac{\theta}{G_r G_s} p + 1}$$

Dans ces conditions la fonction de transfert en boucle fermée est un premier ordre.

Mais la fonction de transfert e^{-p} est technologiquement impossible à réaliser. Cette fonction est inconcevable car elle signifie que l'on connaît par avance le signal de sortie du module avant d'avoir exécuté une variation d'entrée. Ce correcteur parfait est donc irréalisable.

9.14 CONCLUSIONS

Les deux exemples précédents montrent qu'avec les algorithmes PI et PID il est impossible de réaliser une régulation acceptable dès que l'on est en présence de procédés possédant un retard important ou un ordre n élevé. Pour retrouver les performances équivalentes à celles de la figure 9.2 il faut réaliser le schéma théorique de la figure 9.5, ou le retard est exclu de la boucle de régulation.

Ceci, physiquement n'est pas concevable car il est impossible de mesurer M_i . En utilisant des techniques numériques on met en œuvre des régulations qui éliminent artificiellement le retard τ et nous ramènent à la configuration de la figure 9.5.

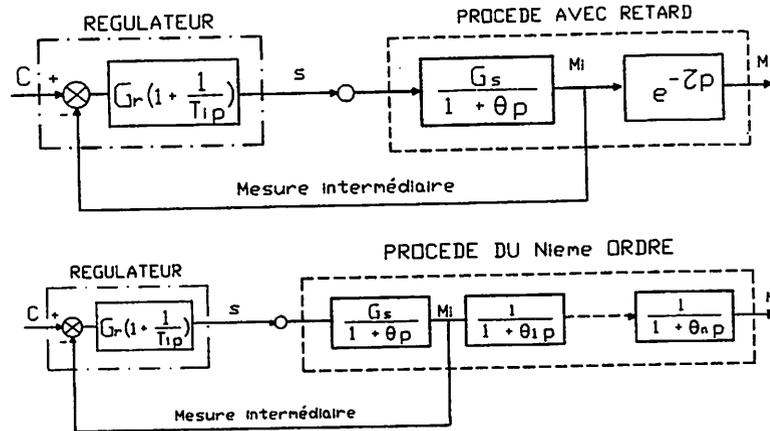


Fig. 9.5 : Régulations idéales.

Avec une régulation dite « idéale » l'allure du signal de mesure obtenue sur un changement de consigne est donnée par la figure 9.6.

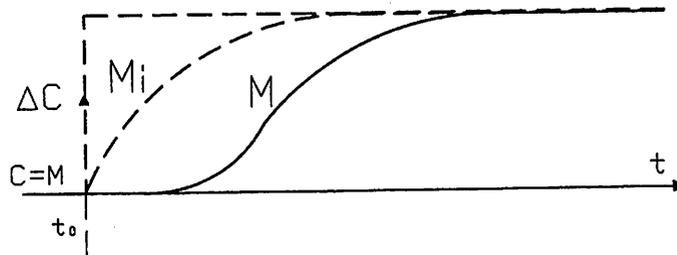


Fig. 9.6 : Allure des signaux.

Le paragraphe suivant expose les principales techniques qui peuvent être mises en œuvre sur des systèmes numériques de contrôle commande de procédés (S.N.C.C.) ou calculateurs pour obtenir ce résultat.

- Correcteur de SMITH.
- Régulation par modèle interne de référence.
 - Retour d'état simplifié.
 - Correcteur CZ Bailey (CGEE-ALSTHOM).
 - Retour d'état sur modèle du premier ordre avec retard.
 - Retour d'état sur modèle du n^{ème} ordre avec retard.

9.2 RÉGULATION PAR CORRECTEUR DE SMITH

L'objectif de ce type de régulation est de masquer le retard réel (ou l'ordre élevé) du procédé vu par régulateur afin d'améliorer la stabilité.

Ce paragraphe décrit les deux formes possibles de mise en œuvre d'une régulation par correcteur utilisant un compensateur de temps mort, (C.T.M.) et sa mise au point.

9.21 ÉTUDE DE LA RÉGULATION

Les deux formes dépendent des fonctions disponibles dans la bibliothèque du système numérique.

9.211 Première forme

Cette première forme nécessite comme modules :

- Un régulateur (PI)
- Un compensateur de temps mort (C.T.M.)
- Un sommateur (Σ)

a) Schéma fonctionnel (fig. 9.7)

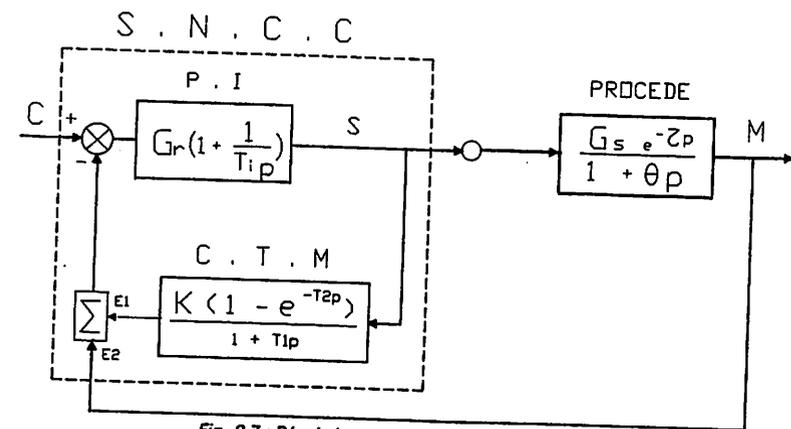


Fig. 9.7 : Régulation par C.T.M. (Première forme).

b) Étude de la fonction de transfert $F(p)$ « vue » par le régulateur PI (fig. 9.8).

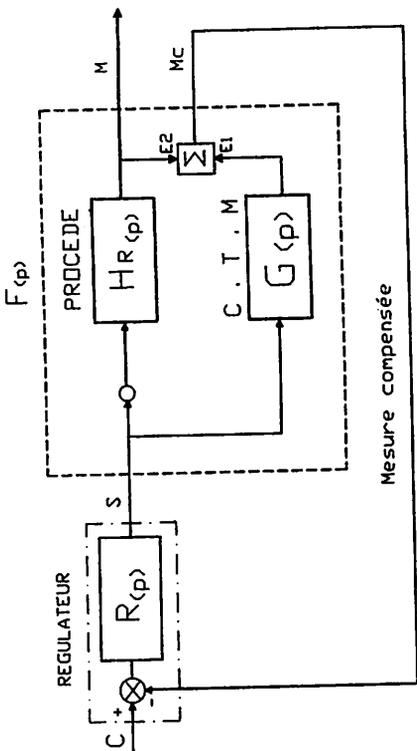


Fig. 9.8 : Fonction de transfert vue par le régulateur.

Expression de $F(p)$:

$$F(p) = H_r(p) + G(p)$$

avec : $H_r(p)$: Fonction de transfert réglante du procédé (méthode de BROIDA).

$G(p)$: Fonction de transfert du C.T.M.

$$H_r(p) = \frac{G_s e^{-\tau p}}{1 + \theta p} \quad \text{et} \quad G(p) = \frac{K(1 - e^{-T_2 p})}{1 + T_1 p}$$

$$F(p) = \frac{G_s e^{-\tau p}}{1 + \theta p} + \frac{K(1 - e^{-T_2 p})}{1 + T_1 p}$$

$$F(p) = \frac{G_s e^{-\tau p}}{1 + \theta p} + \frac{K}{1 + T_1 p} - \frac{K e^{-T_2 p}}{1 + T_1 p}$$

L'identification du procédé nous donne G_s , θ et τ .
En affichant sur le compensateur de temps mort :

$$\begin{aligned} K &= G_s \\ T_1 &= \theta \\ T_2 &= \tau \end{aligned}$$

L'expression de $F(p)$ devient :

$$F(p) = \frac{G_s}{1 + \theta p}$$

Le régulateur « voit » un système dont la fonction de transfert est un premier ordre comme à la figure 9.2. Théoriquement il n'y a pas de problème de stabilité. D'autre part, la fonction dérivée n'est plus nécessaire sur le régulateur car il « pilote » une fonction de transfert globale sans retard.

En réalité le procédé n'étant pas tout à fait identique au modèle (Premier ordre avec retard) la simplification mathématique ne conduit pas exactement à un premier ordre.

La régulation est améliorée sans correspondre totalement à la théorie. En pratique la stabilité a des limites et il ne faut pas augmenter exagérément le gain G_r du régulateur comme le démontre la théorie.

Remarque : L'inconvénient de cette configuration réside dans le fait que sur la vue du régulateur apparaît le signal de la mesure compensée et non celui de la vraie mesure pendant le régime transitoire.

Sur certains systèmes numériques où la composition de la vue du régulateur est configurable, il est préférable de visualiser la mesure M plutôt que la mesure compensée M_c .

L'étude de l'allure des différents signaux est faite au paragraphe 9.2.2.

9.2.12 Deuxième forme

Cette deuxième forme nécessite comme modules :

- Un régulateur PI avec une entrée sur l'écart (Bias).
- Un compensateur de temps mort.

Schéma fonctionnel (fig. 9.9).

S . N . C . C

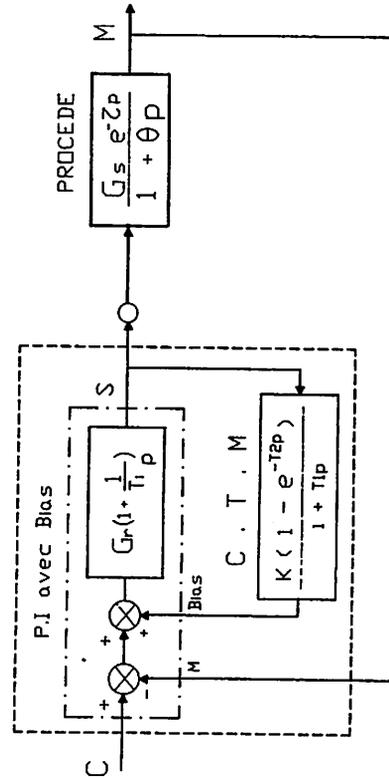


Fig. 9.9 : Régulation par C.T.M. (Deuxième forme).

Dans ce cas, la démonstration mathématique aboutit au même résultat qu'au paragraphe précédent. Le système vu par le régulateur est une fonction de transfert du premier ordre si l'on affiche, après identification :

$$\begin{aligned} K &= G_s \\ T_1 &= \theta \\ T_2 &= \tau \end{aligned}$$

Remarques : Contrairement à la première forme, le régulateur indique la vraie mesure M. Dans ce cas, il faut que le système numérique possède dans sa bibliothèque de blocs standards un régulateur avec entrée sur écart ou réaliser ce régulateur par programmation.

9.22 MISE AU POINT D'UNE RÉGULATION PAR C.T.M.

9.221 Identification

Au point de fonctionnement, on recherche par identification du procédé (chapitre 7) les paramètres G_s , θ et τ de la fonction de transfert réglante du procédé.

9.222 Réalisation du C.T.M.

Réaliser la configuration du compensateur sur le système numérique.

Si cette fonction de transfert n'existe pas dans la bibliothèque du système numérique, on peut la configurer avec des modules de base suivant le schéma de la figure 9.10.

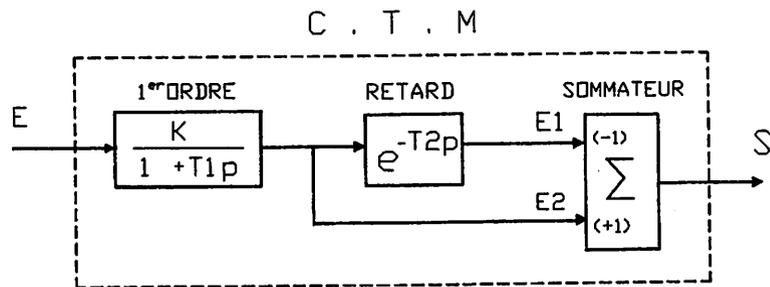


Fig. 9.10 : Compensateur de temps mort.

Si la fonction de transfert du premier ordre a un gain fixe et égal à un, il faut se servir des coefficients de pondération des entrées du sommateur que l'on règle à :

- Entrée 1 : $K_1 = -K$
- Entrée 2 : $K_2 = +K$

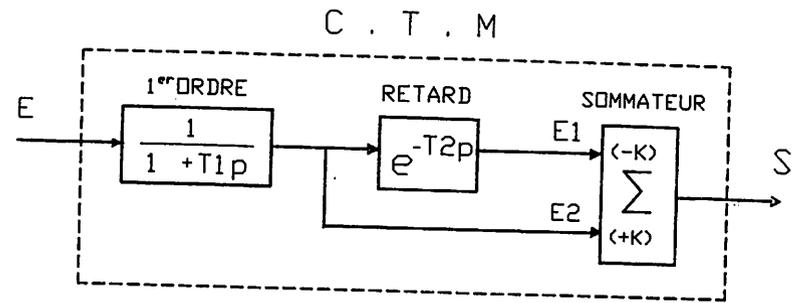


Fig. 9.11 : Compensateur de temps mort.

Remarque : Le compensateur de temps mort peut également se réaliser par programmation en utilisant le langage spécifique du système numérique utilisé.

9.223 Sens d'action du C.T.M.

De la même façon qu'il existe un sens d'action à respecter sur le régulateur, il faut également déterminer le sens d'action du C.T.M. (Signe de K). Il dépend à la fois de la forme mise en œuvre et du sens d'action du régulateur PI.

Considérons que les coefficients K , T_1 et T_2 du compensateur de temps mort sont correctement réglés.

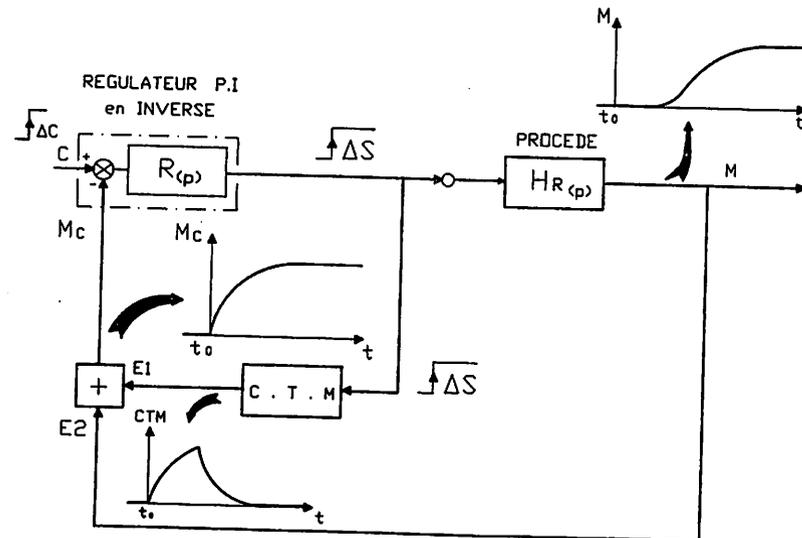


Fig. 9.12 : Choix du signe de K et étude des signaux.

Examinons sur les schémas fonctionnels l'allure des signaux dans le cas de la première forme avec :

- Un régulateur de sens inverse figure 9.12.
- Un régulateur de sens direct figure 9.13.
- Première forme avec le régulateur en inverse.

Mettre sur le C.T.M. le coefficient K positif ($K = G_s$) afin que les signaux de mesure et sortie du C.T.M. varient dans le même sens et donnent un signal résultant M_c du premier ordre sans retard. Dans ce cas le sens d'action du C.T.M. doit être en direct.

- Première forme avec le régulateur en direct.

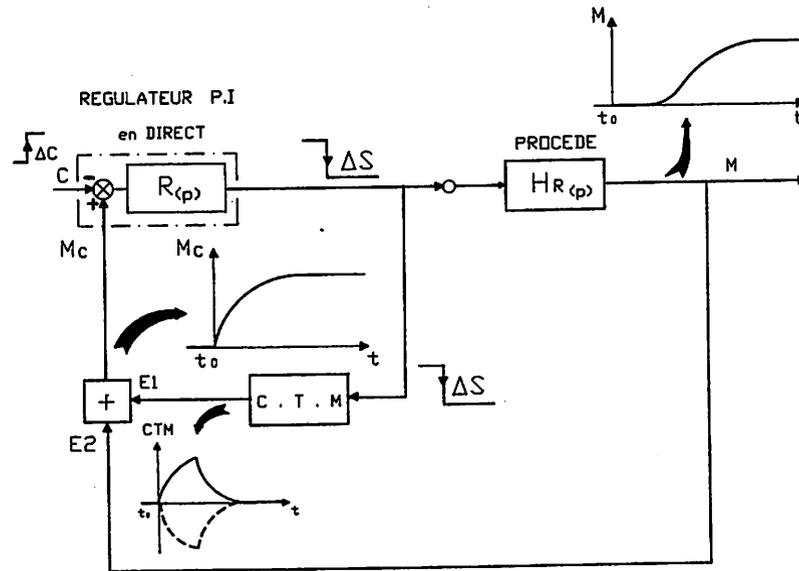


Fig. 9.13 : Choix du signe de K et étude des signaux.

Dans ce cas le signal de sortie du C.T.M. est inversé donc afficher le coefficient K négatif ($K = -G_s$) pour « redresser » la courbe afin que les signaux de mesure et sortie du C.T.M. donnent un signal résultant M_c du premier ordre sans retard.

- Le même résultat peut être obtenu avec K positif ($K = G_s$) mais en paramétrant le coefficient de l'entrée E_1 du sommateur à moins un. Dans ce cas le sens d'action du C.T.M. doit être en inverse.

- Deuxième forme

Avec le même raisonnement que précédemment on montre que si le régulateur PI est :

- en sens inverse, il faut $K = -G_s$,
- en sens direct, il faut $K = G_s$.

9.224 Affichage et test des coefficients du C.T.M.

Si le procédé n'est pas linéaire ou si l'identification n'est pas parfaite, ce test permet d'affiner les paramètres affichés sur le compensateur de temps mort afin d'améliorer les performances de la régulation. (voir paragraphe 9.23).

Pour cet essai afficher :

- Sur le C.T.M. :

$$\begin{aligned} K &= + \text{ ou } - G_s \\ T_1 &= \theta \\ T_2 &= \tau \end{aligned}$$

- Sur le régulateur PI (série) :

$$\begin{aligned} G_r &= \frac{1}{G_s} \\ T_i &= \theta \end{aligned}$$

Nota : Si le régulateur utilisé a une structure parallèle afficher les actions suivantes :

$$\begin{aligned} G_r &= \frac{1}{G_s} \\ T_i &= \theta G_s \end{aligned}$$

Dans ces conditions l'expression de la mesure compensée M_c s'écrit :

$$M_{c(p)} = C_{(p)} \frac{G_r \left(\frac{T_i p + 1}{T_i p} \right) \left(\frac{G_s}{1 + \theta p} \right)}{1 + G_r \left(\frac{T_i p + 1}{T_i p} \right) \left(\frac{G_s}{1 + \theta p} \right)}$$

En remplaçant T_i par sa valeur ($T_i = \theta$)

$$M_{c(p)} = C_{(p)} \frac{\frac{G_r G_s}{\theta p}}{1 + \frac{G_r G_s}{\theta p}} = C_{(p)} \frac{1}{\frac{\theta}{G_r G_s} p + 1}$$

Mais comme $G_r = \frac{1}{G_s}$, on obtient :

$$M_c(p) = C(p) \frac{1}{\theta_p + 1} = \text{Premier ordre en boucle fermée}$$

Les paramètres affichés sur le C.T.M. et le régulateur conduisent au schéma équivalent de la figure 9.14 où l'on retrouve le schéma théorique de la figure 9.5 que l'on souhaitait obtenir

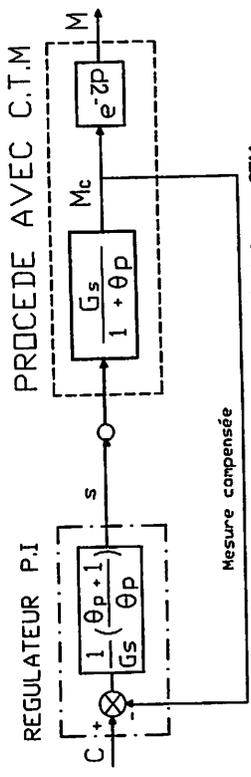


Fig. 9.14 : Schéma fictif équivalent d'une régulation par CTM.

Le retard pur du procédé n'est pas éliminé mais la stabilité globale de la régulation s'en trouve nettement améliorée.

Si on fait un échelon sur la consigne ΔC l'allure de la réponse du signal de mesure est la même que celle obtenue en boucle ouverte, dans ce cas le signal de vanne en automatique est pratiquement un échelon (fig.9.15).

Si on obtient ce résultat cela signifie que le compensateur de temps mort est bien réglé et on calcule alors les actions définitives à afficher sur le régulateur.

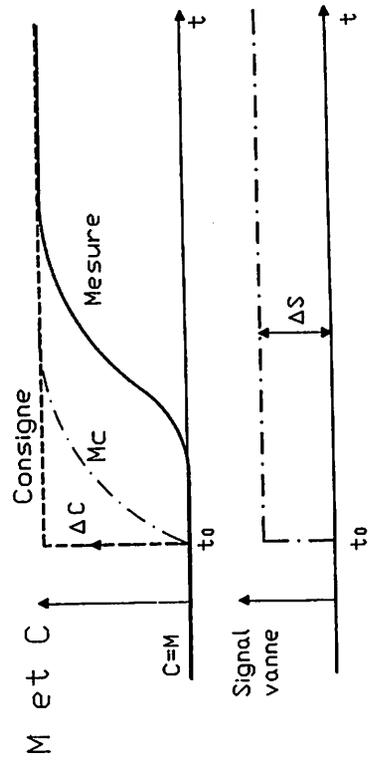


Fig. 9.15 : Allure des signaux sur un échelon de consigne.

Remarque : La mise au point du correcteur de SMITH s'effectue en suivant la procédure décrite au chapitre 9.36 page 279.

9.225 Réglages définitifs du régulateur PI

Afficher les actions suivantes :

$$G_r = 0,7 \cdot \frac{\theta}{\tau \cdot G_s} \quad \text{et} \quad T_i = \theta$$

Remarque : Si G_r est inférieur à $\frac{1}{G_s}$ conserver cette dernière valeur pour obtenir la réponse la plus rapide.

9.23 EXEMPLE PRATIQUE

Dans cet exemple, on utilise la première forme et le régulateur PI est du type série et en action inverse.

9.231 Réglages

- Identification : Au point de fonctionnement l'analyse du procédé donne les paramètres suivants :

$$G_s = 1,6$$

$$\theta = 35 \text{ s}$$

$$\tau = 40 \text{ s}$$

Nota : Le rapport $\frac{\theta}{\tau}$ étant voisin de un (0,87) un correcteur de SMITH est mieux adapté qu'un PID pour régler ce procédé.

- Affichage et test des coefficients du C.T.M. : afficher sur le compensateur de temps mort :

$$T_1 = \theta = 35 \text{ s}$$

$$T_2 = \tau = 40 \text{ s}$$

Le sens du régulateur est inverse il faut donc afficher le coefficient K positif sur le compensateur de temps mort.

$$K = G_s = 1,6$$

Pour effectuer le test en asservissement, les actions affichées sur le régulateur PI sont :

$$G_r = \frac{1}{G_s} = \frac{1}{1,6} = 0,62$$

$$T_i = \theta = 35 \text{ s}$$

$$T_d = 0$$

On passe le régulateur en automatique et on effectue un échelon de consigne :

$$\Delta C = 10 \%$$

Les courbes obtenues sont celles de la figure 9.16.

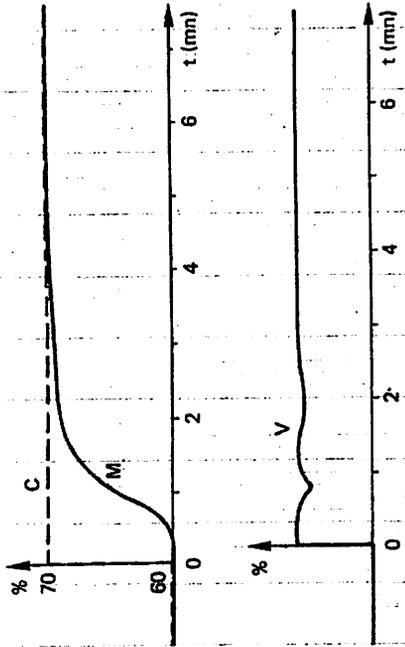


Fig. 9.16 : Étude des signaux du CTM.

Comme le signal de vanne est pratiquement un échelon on peut en conclure que les paramètres de la fonction de transfert régiane sont corrects.

- Calcul des actions définitives du régulateur

$$G_r = 0,7 \frac{\theta}{\tau G_s} = 0,7 \frac{35}{40,1,3} = 0,38$$

Ce gain est inférieur à celui de l'essai précédent. Donc on conserve :

$$G_r = 0,62$$

Nota : On pourrait accélérer la réponse obtenue figure 9.16 en augmentant le gain du régulateur mais au détriment de la stabilité. De l'expression de la mesure compensée on en déduit la valeur de la constante de temps en boucle fermée $\theta d = \frac{\theta}{G_r G_s}$ (Avec θd constante de temps désirée).

$$G_r = \frac{\theta}{\theta d G_s}$$

9.232 Comparaison entre le mode de régulation PI et le correcteur de SMITH

1^{re} observation :

Sur un changement de consigne, si on « pilote » le même procédé avec un régulateur PI et en se plaçant dans les mêmes conditions, on observe un temps d'établissement plus long et un dépassement plus important de la mesure qu'avec le correcteur de SMITH (voir figures 9.16 et 9.17).

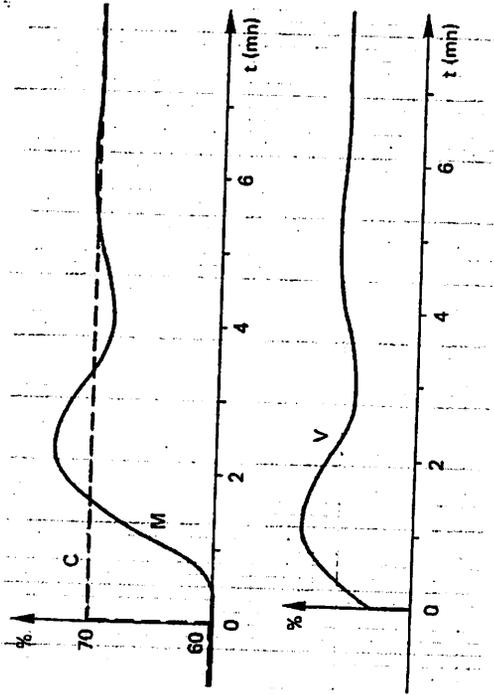


Fig. 9.17 : Régulation PI.

2^e observation :

Sur une perturbation, au point de fonctionnement, on garde la consigne constante et on crée une perturbation échelon dont l'amplitude est de 10 %.

On observe que la régulation par C.T.M. est meilleure qu'en PI (fig. 9.18 et 9.19).

3^e observation :

Lors d'une modification des conditions de fonctionnement entraînant un changement de gain statique G_s , le comportement du C.T.M. est meilleur que le PI. Dans notre exemple on a modifié la charge du procédé ce qui a eu pour effet de faire passer le gain statique du procédé de 1,6 à 1,9, soit une modification de G_s de 18 %.

Pour tester le comportement de la régulation on fait un changement de consigne d'amplitude 10 %

- Comportement d'une régulation par C.T.M. (fig. 9.20).

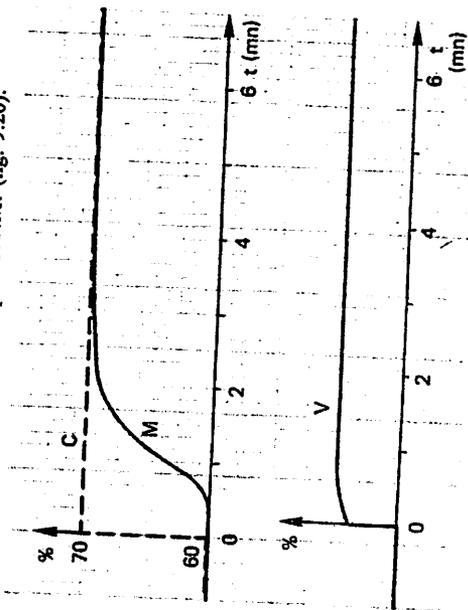


Fig. 9.20 : Régulation par CTM.

- Comportement d'une régulation PI (fig 9.21).

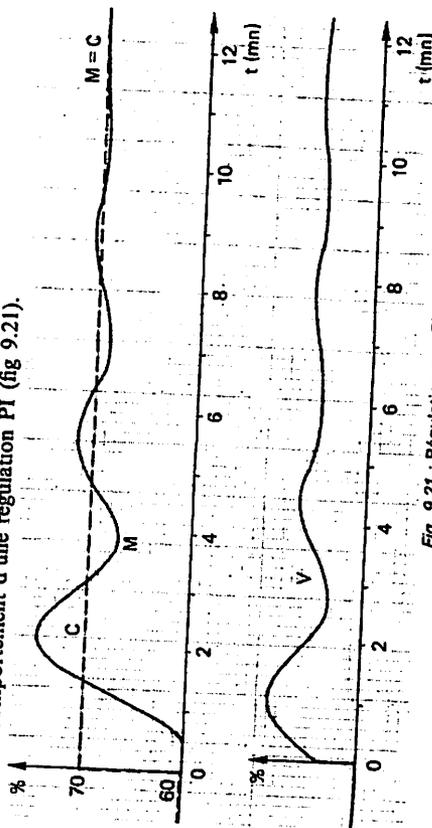


Fig. 9.21 : Régulation par PI.

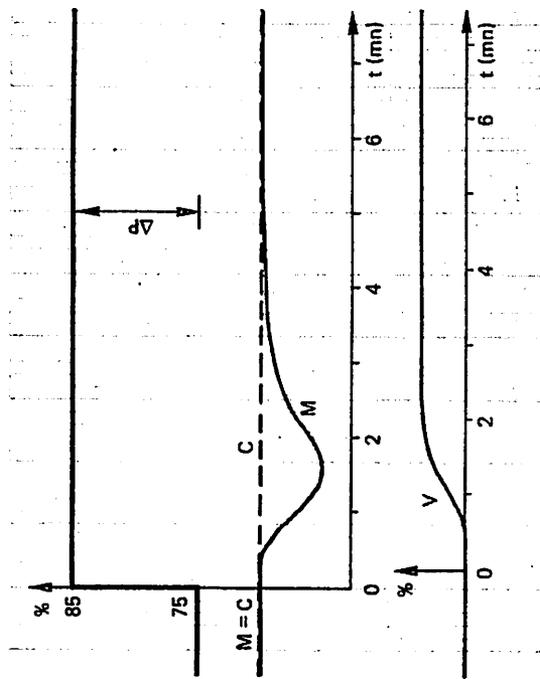


Fig. 9.18 : Régulation par CTM.

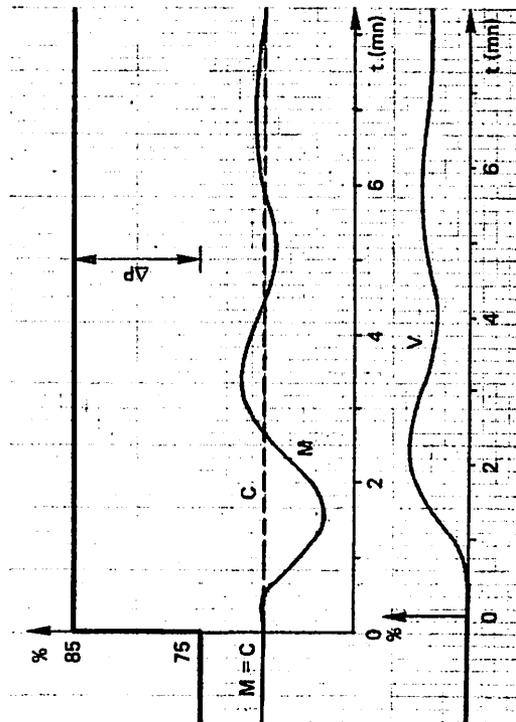


Fig. 9.19 : Régulation par PI.

9.233 Conclusion

Ces essais montrent que la régulation par correcteur de SMITH (Compensateur de Temps Mort) permet d'obtenir de meilleures performances qu'une régulation PI ou PID. La régulation avec C.T.M. est plus « robuste » qu'une régulation PID c'est-à-dire qu'elle est moins sensible aux variations des paramètres du procédé.

9.3 RÉGULATION PAR CORRECTEUR A SIMULATION INTERNE

L'intérêt de ce type de régulation par rapport au PID et au correcteur de SMITH c'est de pouvoir se fixer la trajectoire de la mesure sur un changement de consigne ΔC, afin d'obtenir une réponse sans dépassement avec un temps minimal.

Se fixer la trajectoire signifie que l'on peut choisir la constante de temps θ_d de la fonction de transfert D_(p) du système en boucle fermée.

9.31 PRINCIPE DE LA COMMANDE

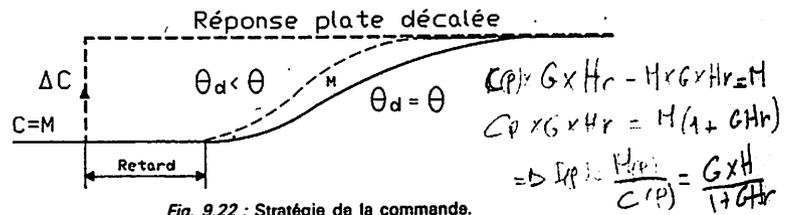
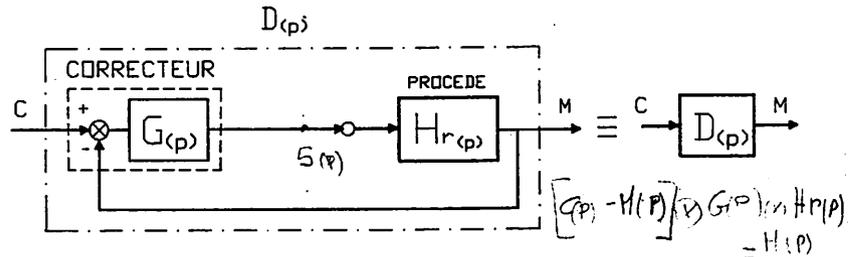


Fig. 9.22 : Stratégie de la commande.

Généralement on impose comme type de courbe pour la mesure une réponse plate décalée (fig. 9.22).

- Plate : car on désire que la mesure ne dépasse pas la consigne.
- Décalée : car on ne peut pas éliminer le temps mort du procédé (retard). En agissant sur θ_d on règle la trajectoire (ou l'allure) de la réponse de la mesure que l'on peut accélérer ou ralentir à volonté dans certaines limites.

- θ_d est la constante de temps désirée en boucle fermée, que l'on choisit (soit par calcul ou affichage) sur le correcteur G_(p) mis en œuvre dans le système numérique.

Néanmoins, afin de respecter la stabilité de la boucle et pour obtenir ce type de réponse plate décalée, il faut que θ_d choisie ne soit pas trop petite.

$$\theta_d > \frac{\theta \text{ procédé}}{2}$$

En pratique on choisit généralement θ_d = 0,6 . θ procédé

9.32 RECHERCHE DE LA FONCTION DE TRANSFERT DU CORRECTEUR

9.321 Équation générale

Quelle doit être la fonction de transfert de G_(p) sachant que :

- La fonction H_{r(p)} est connue (après identification).
- La fonction D_(p) est celle que l'on souhaite.

Du schéma fonctionnel de la figure 9.22 est déduite la fonction de transfert D_(p) du système en boucle fermée (voir chapitre 6).

$$D(p) = \frac{G(p) \cdot H_r(p)}{1 + G(p) \cdot H_r(p)}$$

d'où l'expression de G_(p) :

$$G(p) = \frac{D(p)}{H_r(p)} \frac{1}{1 - D(p)}$$

- Schéma fonctionnel général correspondant du correcteur (fig. 9.23).

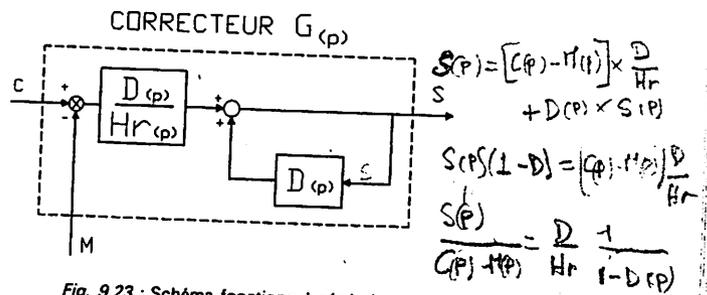


Fig. 9.23 : Schéma fonctionnel général.

$$S(p) = G(p) \times [C(p) - M(p)]$$

$$G(p) = \frac{S(p)}{C(p) - M(p)} = G(p)$$

Pour que le correcteur soit réalisable il faut que le temps mort de $D_{(p)}$ soit supérieur ou égal au temps mort de $H_{r(p)}$. Dans le cas contraire on retrouve dans la fonction de transfert de $G_{(p)}$ le terme $e^{-\tau p}$ qui est une fonction irréalisable comme nous l'avons vu au cours du paragraphe 9.1.

Le retard de $D_{(p)}$ est choisi identique à celui de $H_{r(p)}$.

9.32 Détermination de la fonction de transfert de $G_{(p)}$ sur un procédé modélisé suivant un premier ordre avec retard

Pour déterminer la fonction de transfert du correcteur reprenons l'équation générale.

$$G_{(p)} = \frac{D_{(p)}}{H_{r(p)}} \frac{1}{1 - D_{(p)}}$$

Dans laquelle il faut remplacer $H_{r(p)}$ et $D_{(p)}$ par leur valeur.

On connaît $H_{r(p)} = \frac{G_s \cdot e^{-\tau p}}{1 + \theta_d \cdot p}$ } donc $G_{(p)} = ?$
 On désire $D_{(p)} = \frac{e^{-\tau_d p}}{1 + \theta_d \cdot p}$ }

$$G_{(p)} = \frac{e^{-\tau_d p}}{\frac{1 + \theta_d \cdot p}{G_s \cdot e^{-\tau_d p}}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{e^{-\tau_d p}}{1 + \theta_d \cdot p}}$$

Fonction de transfert du correcteur :

$$G_{(p)} = \frac{1}{G_s} \frac{1 + \theta_d \cdot p}{1 + \theta_d \cdot p} \cdot \frac{1}{1 - \frac{e^{-\tau_d p}}{1 + \theta_d \cdot p}}$$

- Schéma fonctionnel du correcteur (fig. 9.24) :

- Les modules nécessaires à la mise en œuvre du correcteur sur un système numérique sont :

- Module avance retard de phase : $\frac{1 + \theta_d \cdot p}{1 + \theta_d \cdot p}$
- Module du premier ordre : $\frac{1}{1 + \theta_d \cdot p}$
- Module de retard pur : $e^{-\tau p}$
- Module sommateur. (Σ)
- Régulateur proportionnel pur dont le S_0 doit être réglé à zéro (voir chapitre 1)

CORRECTEUR

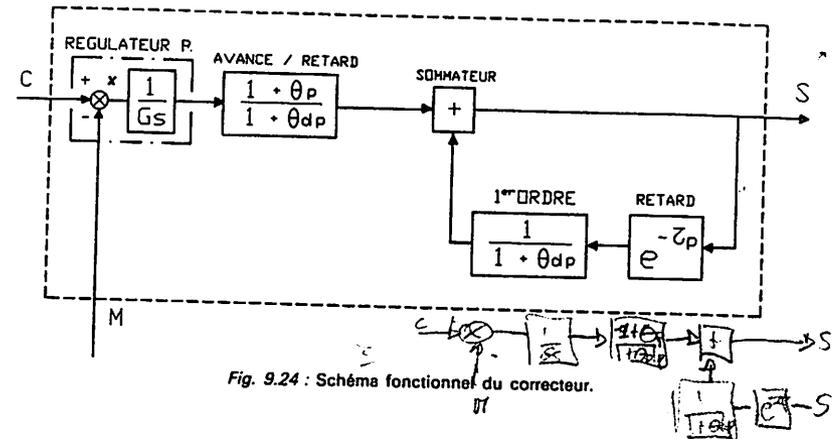


Fig. 9.24 : Schéma fonctionnel du correcteur.

Nota : La mise en œuvre du correcteur (fig. 9.24) sur les systèmes numériques de contrôle commande pose quelques problèmes d'utilisation pratique, tel que le passage auto-manu. Il est préférable d'utiliser les algorithmes exposés dans les paragraphes suivants qui donnent le même résultat.

9.33 RÉGULATION PAR CORRECTEUR CZ (CGEE ALSTHOM Bailey)

Du schéma fonctionnel de la figure 9.24 on tire l'expression de la sortie du correcteur.

$$S_{(p)} = \frac{X_{(p)}}{G_s} \left[\frac{1 + \theta_d \cdot p}{1 + \theta_d \cdot p} \right] + \frac{S_{(p)} \cdot e^{-\tau_d p}}{1 + \theta_d \cdot p}$$

qui peut s'écrire :

$$S_{(p)} = \frac{1 + \theta_d \cdot p}{1 + \theta_d \cdot p} \left[\frac{X_{(p)}}{G_s} + \frac{S_{(p)} \cdot e^{-\tau_d p}}{1 + \theta_d \cdot p} \right]$$

Ce qui se traduit par le schéma fonctionnel du correcteur CZ du micro Z Bailey (fig. 9.25).

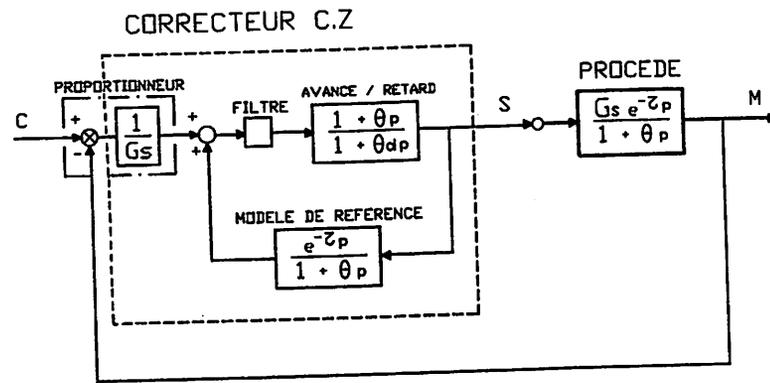


Fig. 9.25 : Régulation par correcteur CZ.

Contrairement au cas précédent cet algorithme est disponible dans la bibliothèque des blocs standards du système micro Z. Son utilisation et sa mise en œuvre sont identiques au régulateur PID. Les paramètres de réglage à afficher sur le correcteur CZ sont :

- G_s : Gain statique du procédé
- θ : Constante de temps
- τ : Temps mort
- θ_d : Constante de temps désirée ($\theta_d > 0,5\theta$)
- n : Ordre du filtre ($0 \leq n \leq 7$)

Remarques : Il est à noter que les paramètres que l'on doit régler sur ces correcteurs sont ceux du modèle du procédé issus directement de l'identification et ceci sans avoir à effectuer des calculs.

Le filtre effectue une moyenne arithmétique des $n + 1$ dernières valeurs. L'ordre n du filtre donne lieu approximativement à une constante de temps de filtrage d'environ $0,5 \cdot n \cdot T_c$. (Avec T_c Temps de cycle de calcul).

9.34 COMMANDE PAR RETOUR D'ÉTAT SUR PROCÉDE MODÉLISÉ PAR UN PREMIER ORDRE AVEC RETARD

9.341 Philosophie générale de la commande.

La régulation en boucle fermée simple agit a posteriori et en observant uniquement l'évolution d'une mesure $M_{(i)}$ ce qui est un handicap lorsque le rapport θ/τ est petit.

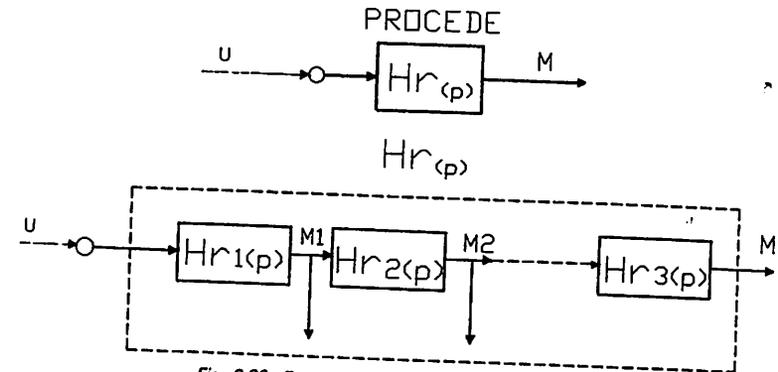


Fig. 9.26 : Fonctions de transfert « élémentaires ».

Si le procédé pouvait se décomposer en plusieurs fonctions de transfert « élémentaires » comme l'indique la figure 9.26 en observant l'évolution des grandeurs $M_{1(p)}$, $M_{2(p)}$, ... on pourrait connaître l'évolution future de la mesure $M_{(p)}$ et exploiter l'avance temporelle de ces grandeurs par rapport à $M_{(p)}$ pour agir immédiatement sur la commande $U_{(p)}$. C'est d'ailleurs ce qui est réalisé dans une régulation en mode cascade. Cette décomposition en plusieurs fonctions de transfert n'est pas toujours réalisable alors qu'une commande par modèle de référence interne est applicable.

La commande consiste, connaissant le procédé, à choisir un modèle que l'on implante dans le système numérique. Ce modèle est constitué de fonctions de transfert élémentaires du premier ordre et retard. (fig. 9.27).

Les sorties issues de chacune des fonctions de transfert sont des valeurs estimées. ($\hat{X}_{1(p)}$, $\hat{X}_{2(p)}$, ... $\hat{X}_{n(p)}$).

- $\hat{X}_{1(p)}$, $\hat{X}_{2(p)}$, ... $\hat{X}_{n(p)}$ sont appelés observateurs d'état, on se sert de leurs mesures pour faire ce que l'on appelle de la commande par retour d'état.

On notera dans ce qui suit :

- $\hat{M}_{(p)}$: Mesure estimée.
- $\hat{X}_{(p)}$: État estimé.

Si le modèle est bien adapté au procédé en observant les valeurs de $\hat{X}_{1(p)}$, $\hat{X}_{2(p)}$, ... $\hat{X}_{n(p)}$ celles-ci peuvent nous renseigner sur la valeur future que doit prendre la mesure et, de ce fait, on peut anticiper sur la commande $U_{(p)}$ de l'organe de réglage pour améliorer le comportement global de la régulation.

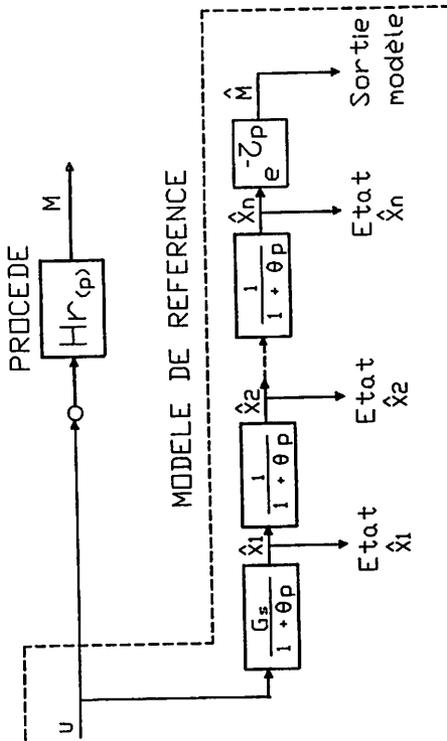


Fig. 9.27 : Procédé modélisé dans le système numérique.

9.342 Recherche de l'algorithme de commande.

Pour mener notre étude, considérons que le procédé est un premier ordre avec retard et que le modèle de référence implanté dans le système numérique correspond exactement au procédé. (fig. 9.28)

- L'expression de $\hat{M}(p)$ est :

$$\hat{M}(p) = \frac{G_s e^{-\tau p}}{1 + \theta p} U(p) = \hat{X}(p) e^{-\tau p}$$

avec

$$\hat{X}(p) = \frac{G_s}{1 + \theta p} U(p) \quad (1)$$

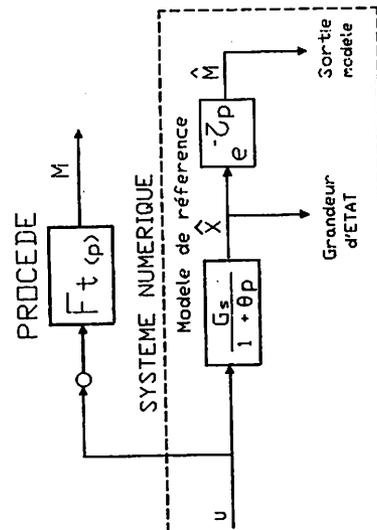


Fig. 9.28 : Modèle interne de référence.

Puisqu'on s'est imposé une réponse plate décalée figure 9.29.

$$\hat{M}(p) = \frac{e^{-\tau p}}{1 + \theta_d p} C(p) \quad (2)$$

Avec θ_d : Constante de temps désirée en boucle fermée.

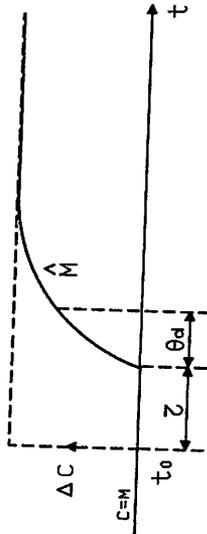


Fig. 9.29 : Réponse plate décalée.

Des relations (1) et (2) on déduit la loi de commande du correcteur :

$$U(p) = \frac{\theta}{G_s \theta_d} \left[C(p) - \left(1 - \frac{\theta_d}{\theta} \right) \hat{X}(p) \right] \quad (3)$$

ce qui se traduit par le schéma fonctionnel de la figure 9.30.

Dans le système numérique de contrôle commande, il faut configurer le modèle du procédé à l'aide de fonctions de transfert. Le correcteur est un régulateur du type proportionnel avec un gain de bouclage dont la valeur est égale à :

$$1 - \frac{\theta_d}{\theta}$$

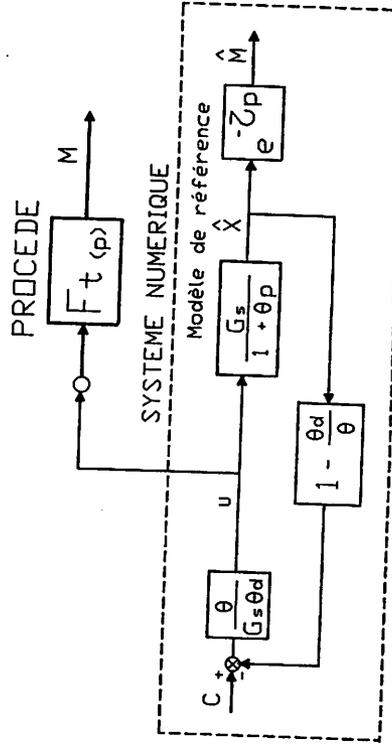


Fig. 9.30 : Correcteur théorique.

L'inconvénient de cette régulation réside dans le fait que le procédé se trouve en boucle ouverte et que la commande de vanne $U(p)$ ne dépend que de $\hat{X}(p)$ et non de la mesure $M(p)$.
 D'autre part si le modèle ne correspond pas exactement au procédé, la mesure $M(p)$ ne sera pas égale à la consigne $C(p)$. Il est donc nécessaire d'effectuer un « recalage » de la consigne par rapport au procédé et au modèle. Ce recalage se fait suivant le schéma fonctionnel de la figure 9.31, ce qui permet d'obtenir que la mesure soit égale à la consigne en régime établi.

Ce schéma fonctionnel correspond à la commande dite par retour d'état.

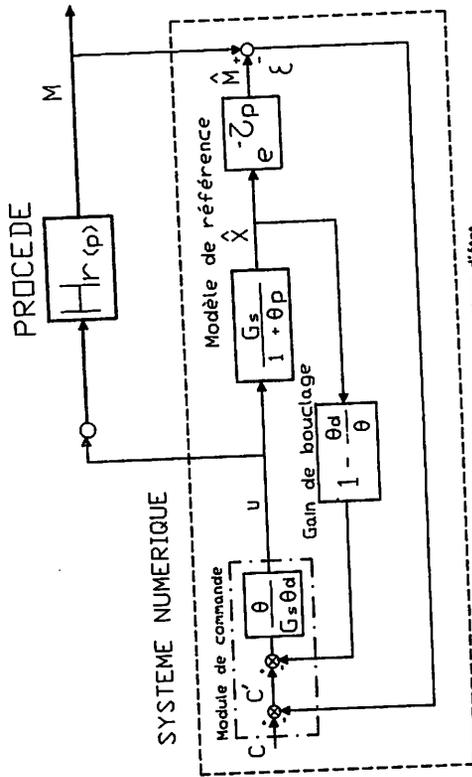


Fig. 9.31 : Régulation par retour d'état.

Les paramètres de réglage à afficher sur le correcteur sont :

- Le gain de commande $= \frac{\theta}{G_r \theta_d}$
- Le gain de bouclage $= 1 - \frac{\theta_d}{\theta}$

Le schéma fonctionnel de la figure 9.31 peut être programmé sur un calculateur en écrivant les équations récurrentes à l'aide d'un langage de programmation. Par contre sur un système numérique de contrôle commande où l'on ne dispose que des modules préprogrammés, cette configuration n'offre qu'un intérêt limité. En effet, l'opérateur n'a pas sur son module de commande, l'indication de la mesure $M(p)$ mais l'écart $\hat{e}(p) = M(p) - \hat{M}(p)$.

Le module de commande ne correspond pas à un bloc standard préprogrammé dans un système numérique, de ce fait, le passage automatique en manuel et vice versa pose un nouveau problème supplémentaire à résoudre.

Aussi pour la mise en œuvre de cette méthode sur les systèmes numériques de contrôle commande nous suivons la démarche développée à l'Institut de Régulation et d'Automation d'Arles (I.R.A.). Dans l'équation générale de commande (3) remplaçons $C(p)$ par $\hat{C}(p)$ issu du schéma fonctionnel figure 9.31 ($\hat{C}(p) = C(p) - M(p) + \hat{M}(p)$) ce qui donne la loi de commande suivante :

$$U(p) = \frac{(C(p) - M(p))\theta}{\theta_d G_s} + \frac{\hat{M}(p)\theta}{\theta_d G_s} + \frac{1}{G_s} (1 - \frac{\theta}{\theta_d}) X(p)$$

De cette équation on déduit le schéma fonctionnel définitif correspondant à la commande par retour d'état figure 9.32. C'est sous cette forme qu'il est préférable de l'utiliser dans un système numérique de contrôle commande de procédé, où l'on observe que la vraie mesure est visualisée sur le régulateur proportionnel.

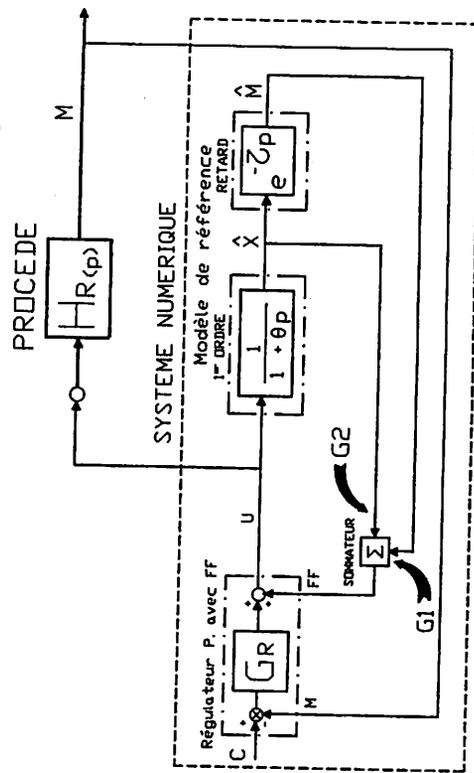


Fig. 9.32 : Commande par retour d'état.

Les modules nécessaires à la mise en œuvre de cette régulation par retour d'état (fig. 9.32) sont :

- Un régulateur proportionnel pur avec une entrée feedforward (FF), ou un régulateur proportionnel pur et un sommateur avec accès manuel.
- Un module du premier ordre.
- Un module de retard pur.
- Un sommateur avec les coefficients d'entrée réglables (G_1 et G_2).

Les paramètres de réglage à afficher sur le correcteur sont :

- Le gain de commande $G_r = \frac{\theta}{\theta_d G_s}$

(G_r : gain à afficher sur le régulateur proportionnel)

— Les gains de bouclage : $G_1 = \frac{\theta}{\theta_d}$ et $G_2 = 1 - \frac{\theta}{\theta_d}$
 (G_1 et G_2 : coefficients à afficher sur les entrées E_1 et E_2 du sommateur.)

Remarques : Dans la fonction de transfert du correcteur on ne rencontre plus le terme d'action intégrale ni le terme d'action dérivée.

Une régulation PID calcule le signal de commande en fonction d'une seule variable $X(p)$, écart entre la mesure et la consigne ; dans le cas d'une régulation par retour d'état, la commande de vanne dépend à la fois des états $X_1(p), X_2(p), \dots, X_n(p)$, de la sortie modèle $\hat{M}(p)$ et de l'écart mesure consigne ce qui a pour conséquence de rendre cet algorithme de commande plus performant.

9.35 COMMANDE PAR RETOUR D'ÉTAT AVEC MODÈLE DE RÉFÉRENCE SIMPLIFIÉ

Ce type de régulation n'est pas une nouvelle technique mais un cas particulier applicable à tous les types de correcteurs qui ont été exposés dans les paragraphes précédents.

En effet, si on s'impose une constante de temps en boucle fermée θ_d identique à celle du procédé en boucle ouverte :

$$\theta_d = \theta$$

On obtient le schéma fonctionnel du correcteur correspondant à la figure 9.33 avec la méthode I.R.A.

Sa fonction de transfert est :

$$G(p) = \frac{1}{G_s} \cdot \frac{1 - e^{-\tau_d p}}{1 - 1 + \theta_d p}$$

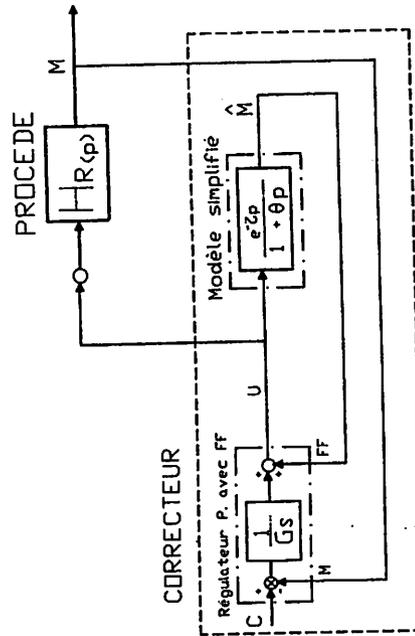


Fig. 9.33 : Commande par retour d'état simplifié.

Dans ce cas particulier, le correcteur étant en automatique, le signal de commande de la vanne fera également un échelon ΔU . La mesure rejoint la consigne suivant une trajectoire identique à celle que l'on obtient en boucle ouverte sur un échelon du signal de vanne effectué à l'aide de la commande manuelle (fig. 9.34).

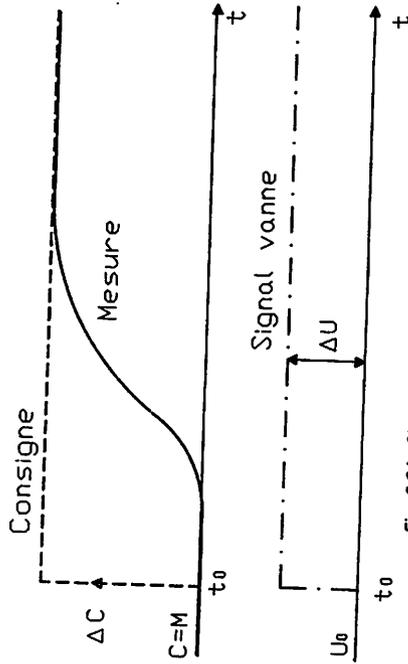


Fig. 9.34 : Signaux pour un retour d'état simplifié.

En examinant les signaux sur les schémas fonctionnels des figures 9.35 (a) et (b), nous constatons que le signal de commande de la vanne $U(t)$ est égal à la somme du signal provenant du modèle de référence $M_r(t)$ et celui sortant du module proportionnel $P(t)$. Ce qui donne pour $U(t)$, pratiquement un échelon. Cette remarque est importante car elle servira pour la mise au point des correcteurs.

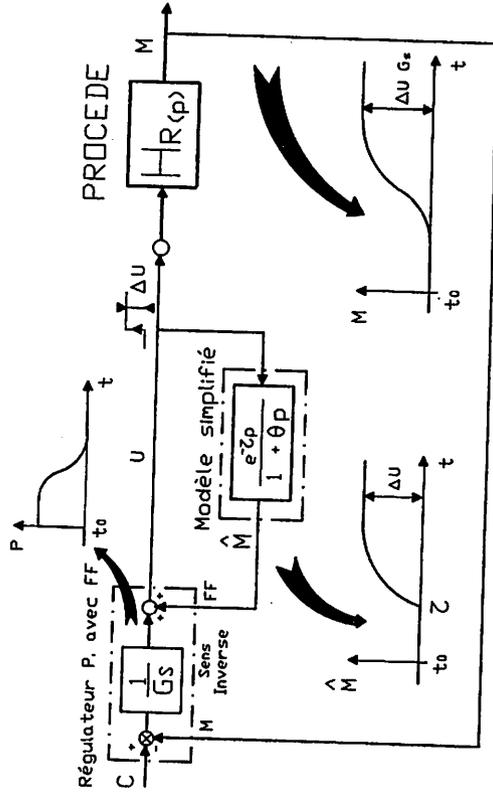


Fig. 9.35 (a) : Allure des signaux sur le correcteur.

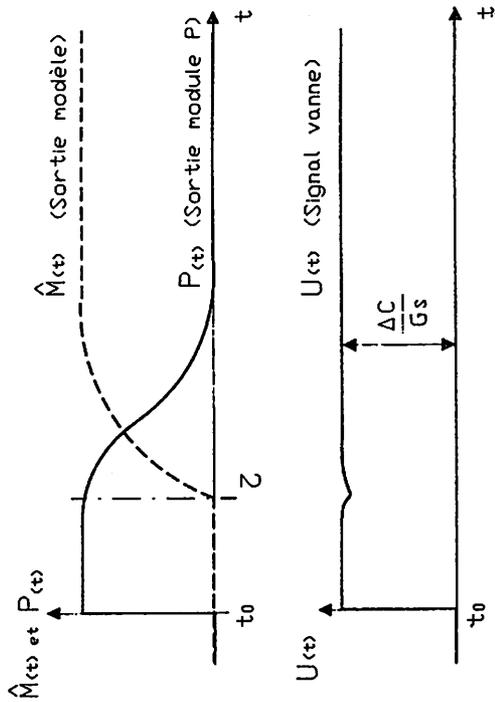


Fig. 9.35 (b) : Allure des signaux sur le correcteur.

En effet, en observant l'enregistrement du signal de commande de l'organe de réglage, on peut déduire lequel des paramètres du modèle de référence est mal adapté. (Paragraphe 9.36).

Nota : On peut également le justifier par un calcul relativement simple.

L'objectif fixé est :

$$M(p) = C(p) \cdot D(p) \text{ avec } D(p) = \frac{e^{-\tau p}}{1 + \theta \cdot p} \text{ et } \theta_d = \theta$$

(voir figure 9.22)

$$M(p) = C(p) \frac{e^{-\tau p}}{1 + \theta \cdot p}$$

Calculons l'écart $X(p)$:

$$X(p) = C(p) - M(p) = C(p) - C(p) \frac{e^{-\tau p}}{1 + \theta \cdot p}$$

$$X(p) = C(p) \left[\frac{1 + \theta \cdot p - e^{-\tau p}}{1 + \theta \cdot p} \right]$$

La loi de commande a pour expression : $U(p) = X(p) \cdot G(p)$

Avec

$$G(p) = \frac{1}{G_s} \cdot \frac{1}{1 - \frac{e^{-\tau p}}{1 + \theta \cdot p}} = \frac{1}{G_s} \cdot \frac{1 + \theta \cdot p}{1 + \theta \cdot p - e^{-\tau p}}$$

Sur un échelon de consigne ΔC l'expression du signal de commande est :

$$\Delta U(p) = \Delta C(p) \left[\frac{1 + \theta \cdot p - e^{-\tau p}}{1 + \theta \cdot p} \right] \left[\frac{1 + \theta \cdot p}{1 + \theta \cdot p - e^{-\tau p} G_s} \right]$$

Le signal de vanne fait un échelon d'amplitude $\Delta U = \frac{\Delta C}{G_s}$

9.36 MISE AU POINT D'UNE RÉGULATION PAR CORRECTEUR A SIMULATION INTERNE

- **Configuration :** Réaliser la configuration du correcteur sur le système numérique.
- **Identification :** Au point de fonctionnement, on recherche par identification (chapitre 7) les paramètres G_s , θ et τ de la fonction de transfert réglante du procédé.
- **Affichage et test des paramètres du modèle :** Afficher directement après identification les paramètres G_s , θ et τ sur le correcteur.

Quel que soit le type de correcteur mis en œuvre, pour vérifier si le modèle est adapté au procédé, il faut imposer θ_d (Constante de temps désirée) égale à θ (Constante de temps du procédé).

Passer le correcteur en automatique et au point de fonctionnement, faire un échelon de consigne ΔC . Dans ces conditions si les paramètres du modèle sont corrects, la mesure doit rejoindre la consigne sans dépassement et le signal de commande de la vanne U doit faire pratiquement un échelon. Si ce résultat n'est pas obtenu, c'est que les paramètres du modèle ne sont pas adaptés au procédé il faut effectuer une correction, c'est-à-dire, adapter le gain statique, le temps mort et la constante de temps.

Réglage du gain statique :

Lors de l'échelon de consigne, observer l'enregistrement du signal de commande $U(p)$. Si le gain statique est correct, l'amplitude de variations ΔU doit être égale

à ΔU_2 figure 9.36. Sinon, corriger le gain statique en appliquant la formule suivante :

$$G_s \text{ correct} = G_s \text{ de l'essai} \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}$$

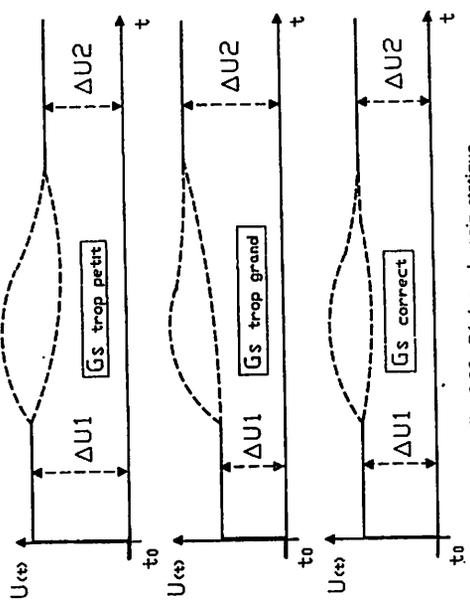


Fig. 9.36 : Réglage du gain statique.

Réglage du temps mort :

Pour effectuer son réglage, il faut observer sur un enregistreur les signaux de mesure et de commande de l'organe de réglage. Seul le début des enregistrements des signaux est exploitable.

- Cas ou τ modèle est inférieur à τ procédé (fig. 9.37).

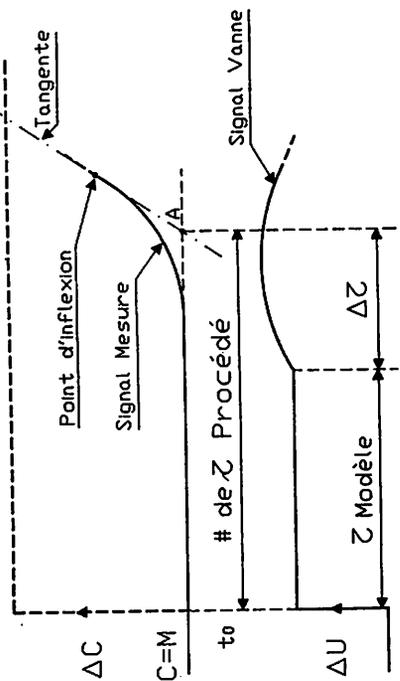


Fig. 9.37 : Cas ou τ modèle inférieur à τ procédé.

Le signal de vanne « part » en valeur supérieure par rapport à ΔU sur un échelon positif de consigne ΔC .

Tracer la tangente au premier point d'inflexion sur le signal de mesure, elle coupe l'axe des temps au point A. La valeur t_0 est très peu différente du retard du procédé.

$$\tau \text{ correct} = \tau \text{ de l'essai} + \Delta \tau$$

- Cas ou τ modèle est supérieur à τ procédé (fig. 9.38).

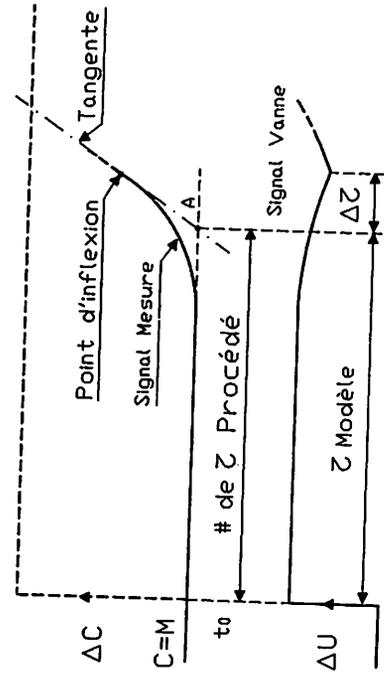


Fig. 9.38 : Cas ou τ modèle supérieur à τ procédé.

Le signal de vanne « part » en valeur inférieure par rapport à ΔU sur un échelon positif de consigne ΔC .

Procéder au tracé de la tangente au premier point d'inflexion sur le signal de mesure et relever la valeur de $\Delta \tau$.

$$\tau \text{ correct} = \tau \text{ de l'essai} - \Delta \tau$$

Nota : Les deux réglages du retard et du gain statique peuvent s'effectuer lors du même essai.

Réglage de la constante de temps :

Après avoir effectué le réglage du temps mort et du gain statique, le réglage de la constante de temps du modèle se fait par approches successives en observant l'enregistrement du signal de commande de la vanne (fig. 9.39).

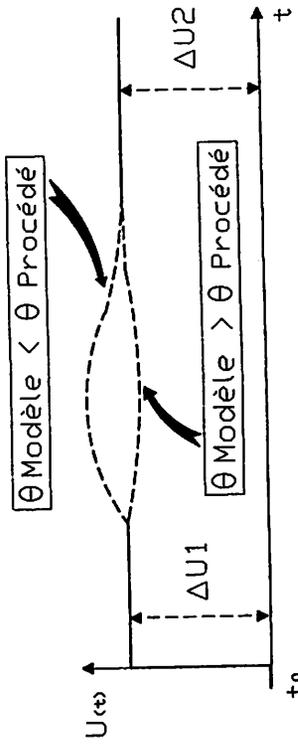


Fig. 9.39 : Réglage de la constante de temps du modèle.

Choix de la constante de temps désirée :

Pour tous les correcteurs exposés dans ce paragraphe, l'affichage de θ_d est direct.

Pour le correcteur utilisant la commande par retour d'état, il faut calculer le gain de commande G_r et les gains de bouclage G_1 et G_2 .

Allure des signaux quand $\theta_d < \theta$ procédé (fig. 9.40).

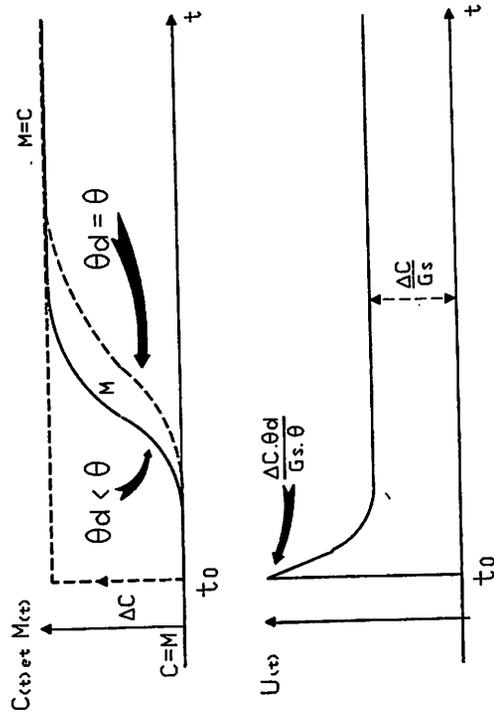


Fig. 9.40 : Allure des signaux pour θ_d inférieur à θ .

Allure des signaux quand $\theta_d > \theta$ procédé (fig. 9.41).

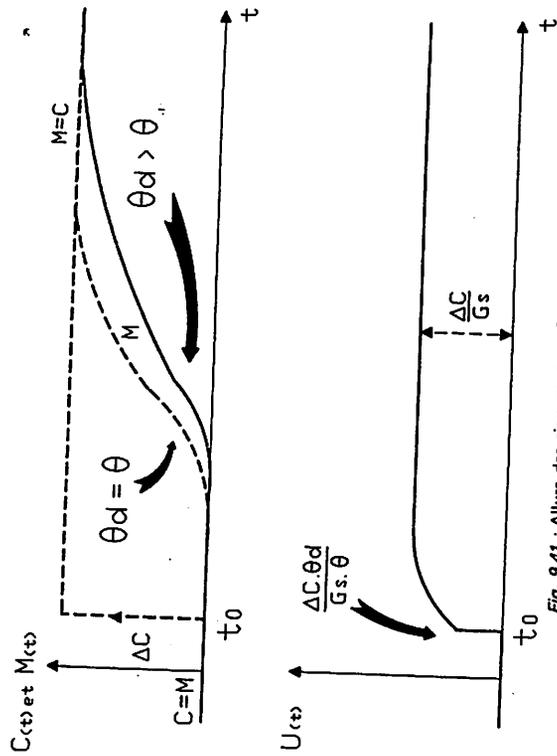


Fig. 9.41 : Allure des signaux pour θ_d supérieur à θ .

9.37 EXEMPLE PRATIQUE

Pour l'application pratique nous avons utilisé une commande par retour d'état sur procédé modélisé par un premier ordre avec retard suivant la configuration de la figure 9.32.

L'identification du procédé au point de fonctionnement donne les paramètres suivants :

$$G_s = 1,5$$

$$\theta = 31 \text{ s}$$

$$\tau = 58 \text{ s}$$

- Cas où θ_d est égal à θ procédé :

Les paramètres de réglage à afficher sur le correcteur sont :

- Gain du proportionneur : $G_r = \frac{1}{G_s} = \frac{1}{1,5} = 0,66$

- Gains des bouclages : $G_2 = 0$
 $G_1 = 1$

La réponse de la mesure sur un test en asservissement est donnée par la figure 9.42 ; on obtient une réponse plate décalée comme nous l'avons indiqué en théorie. Le signal de commande de l'organe de réglage fait pratiquement un échelon.

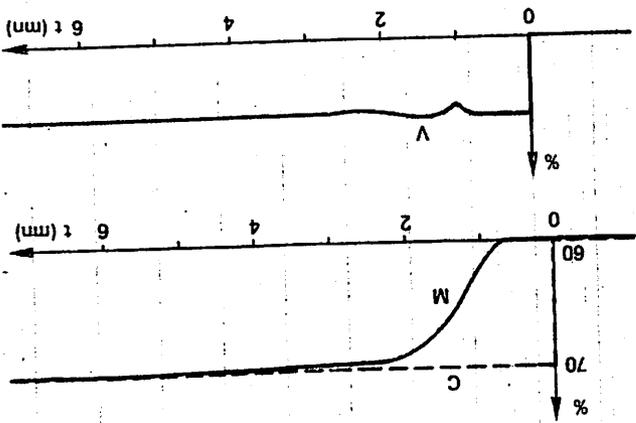


Fig. 9.42 : Test en asservissement avec $\theta_p = \theta$.

Le test en asservissement est donné par la figure 9.43, où l'on constate que le signal de vanne ne fait plus un échelon et la réponse de la mesure est accélérée. On obtient dans tous les cas des commandes que l'on ne peut pas obtenir avec un régulateur PID.

- Cas où θ_d est égal à $\frac{3}{2}$ de θ précédé
- Les paramètres de réglage à afficher sur le correcteur sont :
 - Gain du proportionneur : $G_r = \frac{\theta_d \cdot G_1}{\theta} = 1,5(0,66) \approx 1$
 - Gains des bouclages : $G_2 = 1 - \frac{\theta_d}{\theta} = 1 - 1,5 = -0,5$
 - $G_1 = \frac{\theta_d}{\theta} = 1,5$

9.38 GÉNÉRALISATION DE LA COMMANDE PAR MODÈLE INTERNE DE RÉFÉRENCE

Dans les chapitres précédents nous avons exposé le principe de la commande par retour d'état sur un modèle du premier ordre avec un retard. Il est également possible de généraliser cette technique de commande à un modèle du $n^{\text{ième}}$ ordre avec retard afin de définir un comportement général, ce qui se traduit par le schéma fonctionnel de la figure 9.44.

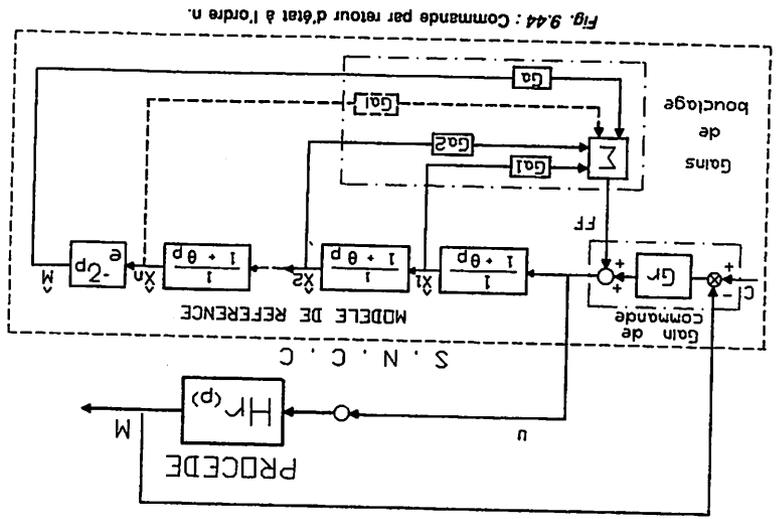


Fig. 9.44 : Commande par retour d'état à l'ordre n.