

CHAPITRE 10 :

IDENTIFICATION

IDENTIFICATION.....	1
INTRODUCTION.....	2
ÉTAPES DE L'IDENTIFICATION.....	3
IDENTIFICATION DE SYSTÈMES SIMPLES PAR LA RÉPONSE À L'ÉCHELON	7
<i>Types I et II</i>	8
<i>Types III et IV</i>	8
<i>Types V et VI</i>	8
<i>Types VII et VIII</i>	8
<i>Types IX et X</i>	10
<i>Types XI et XII</i>	12
<i>Types XIII et XIV</i>	13
PRÉCISION DE L'IDENTIFICATION	13

INTRODUCTION

La figure 10.1 montre un système de commande. Habituellement, la consigne, sa comparaison avec la sortie mesurée et le régulateur sont implantés dans un ordinateur. Si le système est un asservissement de la vitesse de rotation d'une charge à l'aide d'un moteur électrique, les différents éléments sont les suivants:

- variateur et source de puissance: amplificateur
- actionneur: moteur électrique
- procédé: charge
- capteur: tachymètre

La sortie du capteur est un voltage proportionnel (selon le gain K_{tac} du tachymètre) à la vitesse de rotation. L'ordinateur peut cependant afficher à l'écran la vitesse de rotation (il suffit de multiplier le voltage du capteur par $1/K_{tac}$). La consigne est en volts. Elle peut également être entrée dans l'interface de l'ordinateur en rad/s à condition de la multiplier par $1/K_{tac}$ pour la convertir en un nombre de volts correspondant. La sortie du régulateur est un voltage basse puissance qui doit être amplifié pour actionner le moteur. Très souvent, le diagramme 10.1 est simplifié et tracé comme la figure 10.2. La fonction de transfert $G_C(s)$ est celle du régulateur et le procédé est, en fait, la combinaison en série variateur-actionneur-procédé-capteur.

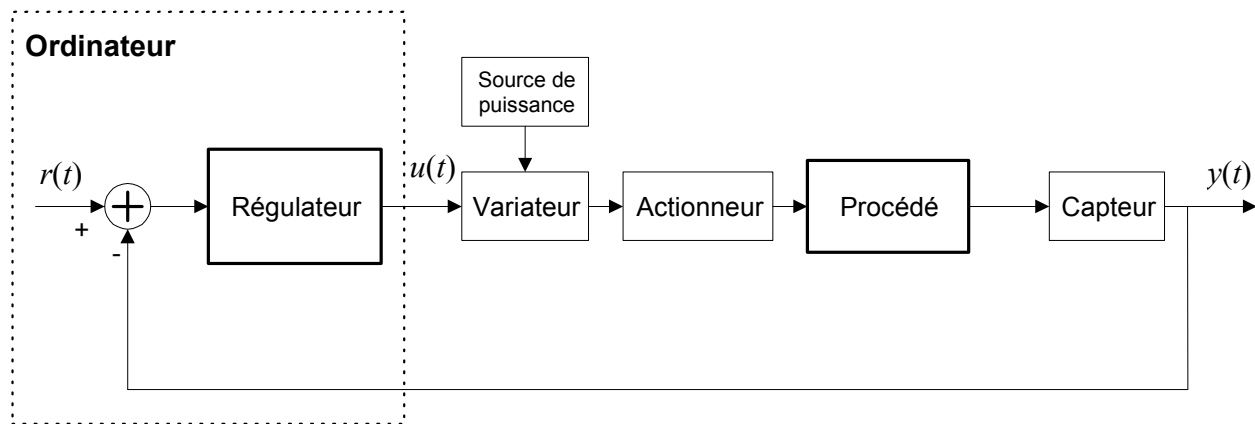


Figure 10.1

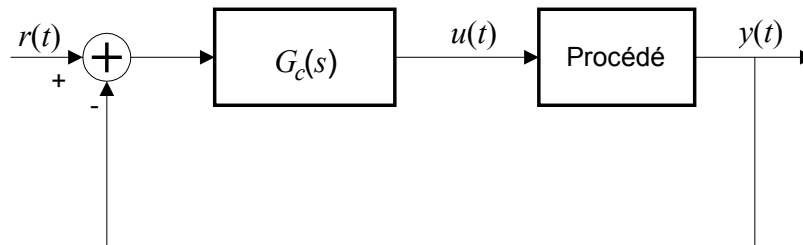


Figure 10.2

Afin de concevoir efficacement le régulateur $G_C(s)$, la fonction de transfert du procédé (appelé ainsi bien qu'on y inclut également le variateur, l'actionneur et le capteur) doit être connue de façon relativement précise. Trouver la fonction de transfert du procédé à partir de données expérimentales s'appelle **identifier le procédé**. La fonction de transfert résultante est le **modèle** du procédé et est notée $G_M(s)$.

ÉTAPES DE L'IDENTIFICATION

L'identification est un sujet vaste et par conséquent seuls les concepts de base seront décrits ici. L'identification s'effectue en trois étapes.

Étape 1: Excitation du procédé

L'excitation du procédé consiste à lui appliquer une entrée riche sur une bande de fréquences assez large. Un échelon est un signal d'entrée fréquemment utilisé (figure 10.3). L'entrée et la sortie sont enregistrées, à intervalles réguliers, dans un fichier durant l'expérience. Idéalement, avant d'appliquer l'excitation, le système devrait être en régime permanent statique ($u(t)$ constant à u_{op} et $y(t)$ le plus constant possible autour de y_{op}). Les valeurs u_{op} et y_{op} représentent le point d'opération initial du procédé.

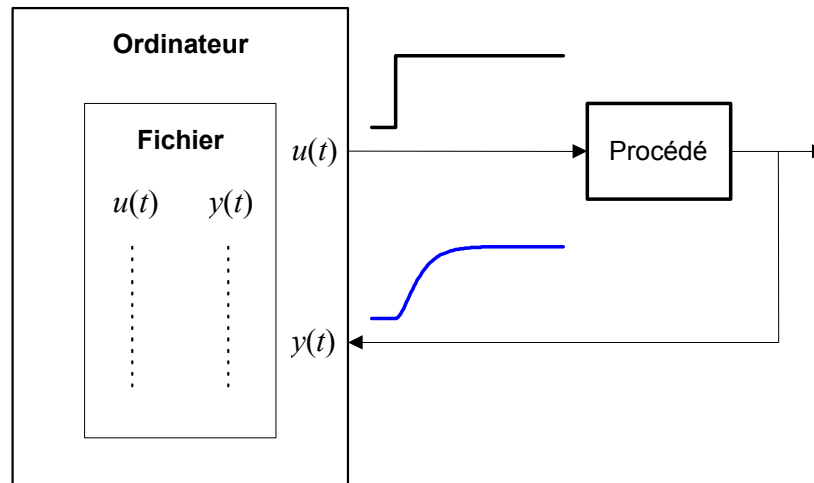


Figure 10.3

Étape 2: Soustraction des points d'opération

Un système linéaire possède nécessairement une sortie nulle en régime permanent lorsque son entrée est nulle également (voir le début de la section 4.3). Avec un système physique, les unités de l'entrée et de la sortie sont arbitraires et la relation précédente n'est en général pas respectée. La figure 10.4 montre un procédé (un réservoir). En régime permanent, avant d'appliquer un échelon, son entrée $u(t)$ (voltage actionnant un élément chauffant) vaut 2 V et sa sortie $y(t)$ (voltage représentant la température du liquide dans le réservoir) est 3 V (figure 10.7). Pour

représenter ce procédé par un système linéaire, il faut soustraire ses points d'opération (c'est-à-dire les valeurs initiales en régime permanent statique) : $\Delta u(t) = u_{id}(t) = u(t) - u_{op}$ et $\Delta y(t) = y_{id}(t) = y(t) - y_{op}$, (figure 10.8). Ces nouveaux signaux sont les variations par rapport aux points initiaux. Ils respectent initialement le point d'équilibre de tous systèmes linéaires, c'est-à-dire $u_{id}(t) = y_{id}(t) = 0$. Une fonction de transfert linéaire peut donc maintenant lier $u_{id}(t)$ à $y_{id}(t)$. La figure 10.5 illustre comment un système physique avec des points d'opération non nuls peut être représenté par un système linéaire.

Étape 3: Trouver $G_M(s)$ à partir des données

La figure 10.6 est un digramme de la procédure d'identification. Le modèle $G_M(s)$ doit être déterminé de telle sorte qu'il reproduit le plus exactement possible la sortie enregistrée du procédé si à son entrée est appliquée le même signal qui le fut à l'entrée du procédé.

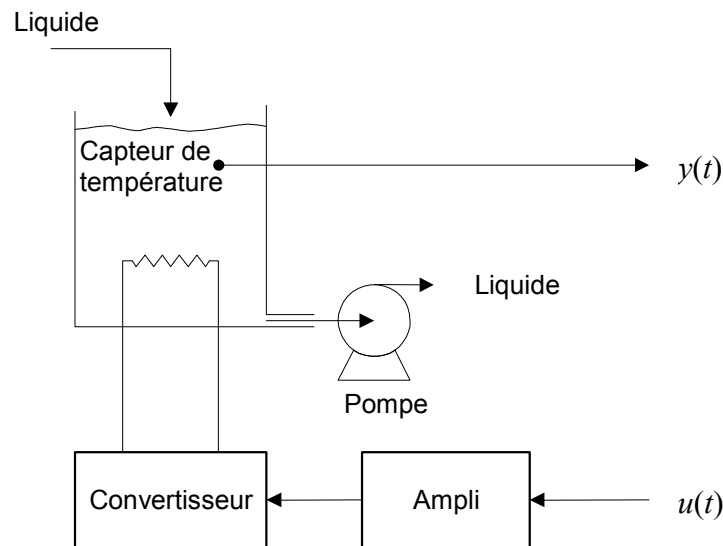


Figure 10.4

Procédé



Procédé en régime permanent

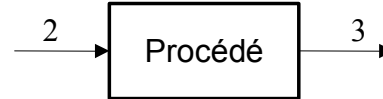
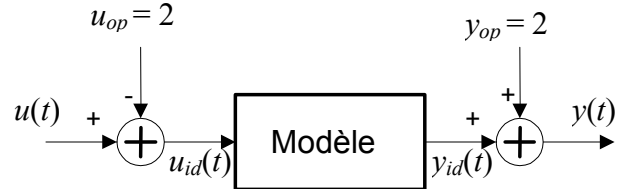
Représentation du
procédé par un modèle
linéaire

Figure 10.5

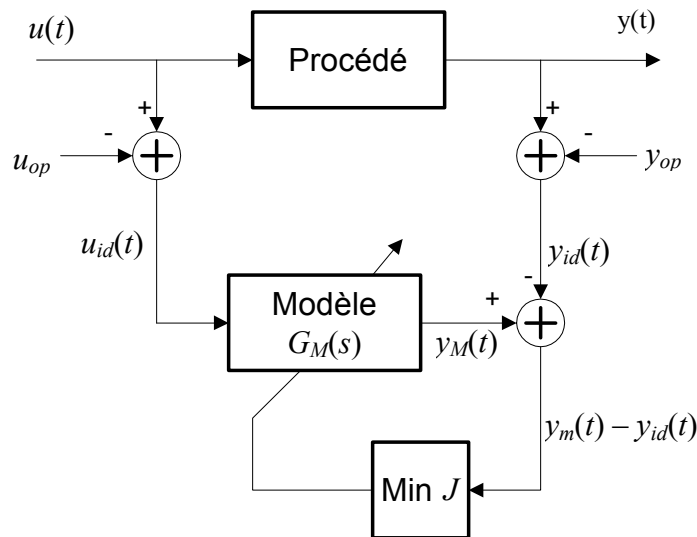


Figure 10.6

Une mesure de la qualité du modèle est le nombre J suivant:

$$J = \sum_{i=1}^N [y_M(i) - y_{id}(i)]^2$$

où

- N est le nombre de couples entrée-sortie enregistrés,
- $y_M(i)$ est le $i^{\text{ème}}$ point de la sortie du modèle,

- $y_{id}(i)$ est le $i^{\text{ème}}$ point de la sortie du procédé, à laquelle le point d'opération a été soustrait.

Plus J est près de zéro et meilleur est le modèle.

EXEMPLE 10.1

Le procédé est le réservoir de la figure 10.4. Un échelon est appliqué à l'entrée de l'amplificateur. L'entrée et la sortie sont enregistrées (figure 10.7). Les points d'opération sont $u_{op} = 2$ et $y_{op} = 3$ (le point d'opération y_{op} a ici été calculé en faisant la moyenne des trois premiers points de y qui correspondent au régime statique initial). La figure 10.8 montre les signaux $u_{id}(t)$ et $y_{id}(t)$, c'est-à-dire l'entrée et la sortie auxquelles les points d'opération ont été soustraits. La figure 10.9 montre la comparaison entre la sortie du procédé et celle obtenue à l'aide du modèle $G_M(s) = \frac{2}{1+12s}$.

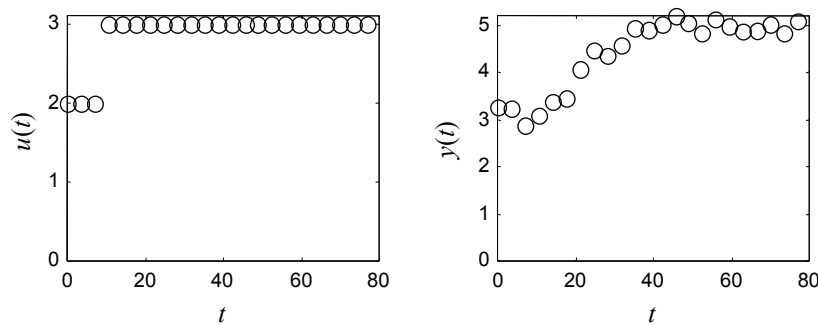


Figure 10.7

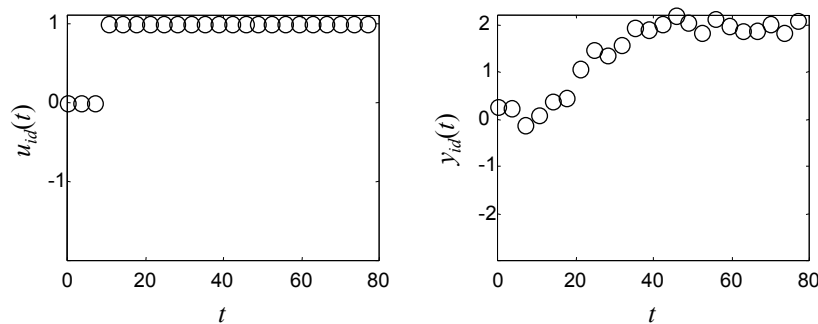


Figure 10.8

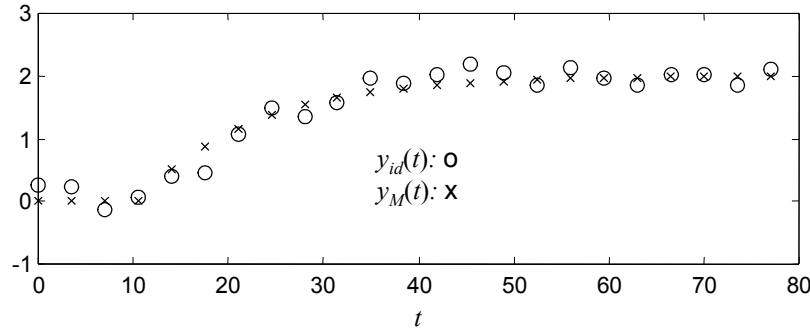


Figure 10.9

Il existe de nombreuses méthodes pour minimiser le critère J . Dans le cadre du cours, on se limitera à déduire un bon modèle initial à partir de l'enregistrement de la réponse à un échelon (section suivante). Le modèle pourra par la suite être raffiné à l'aide du logiciel *IdentSyst* qui permet à l'utilisateur de modifier les paramètres du modèle et d'obtenir immédiatement la valeur correspondante de J .

IDENTIFICATION DE SYSTÈMES SIMPLES PAR LA RÉPONSE À L'ÉCHELON

Cette section décrit comment obtenir un modèle à partir de la réponse à un échelon d'un procédé stable, asymptotiquement ou non..

Il est indiqué, ici, de présenter quelques caractéristiques de la réponse indicielle de la fonction de transfert générale suivante: $G_M(s) = \frac{A_m s^m + \dots + A_1 s + A_0}{B_n s^n + \dots + B_1 s + B_0}$.

Suite à l'application d'un échelon d'amplitude u_0 à l'entrée de ce système, initialement au repos, le début du régime transitoire est caractérisé par les valeurs du tableau 10.1 (démontrez-les à l'aide du théorème de la valeur initiale).

Ordre relatif	$y'(0^+)$	$y(0^+)$
$n \geq m + 2$	0	0
$n = m + 1$	$u_0 A_m / B_n$	0
$n = m$	∞	$u_0 A_n / B_n$

Tableau 10.1

Le tableau 10.2¹ résume comment obtenir la valeur des paramètres de plusieurs types de fonction de transfert en se basant sur la réponse à l'échelon. Les commentaires qui suivent supposent qu'on travaille avec les données d'identification : $\Delta u(t) = u_{id}(t) = u(t) - u_{op}$ et $\Delta y(t) = y_{id}(t) = y(t) - y_{op}$.

¹ Il s'agit d'une adaptation du tableau provenant de *Manipulated variable based PI tuning and detection of poor settings : An industrial experience*, A. Pomerleau et É. Poulin, ISA Transactions, Vol. 43, No. 3, pp. 445-457, 2004.

Types I et II

La fonction de transfert du système de type I est $G_M(s) = \frac{K_p}{1 + T_1 s}$ ($T_1 > 0$). Ce système a été étudié

en profondeur au chapitre 5. Sa réponse à un échelon d'amplitude u_0 est illustrée à la figure 5.2. On y observe la pente de la réponse à $t = 0^+$ vaut Ku_0/T_1 (valeur qui est confirmée également par le tableau 10.1). À $t = T_1$, la sortie vaut 63% de la valeur finale, d'où l'appellation $t = T_1 = t_{63\%}$ pour ce type de système. En régime permanent, le système amplifie l'entrée par la valeur du gain statique K_p . Le tableau 10.2 résume comment estimer T_1 et K_p à partir de la réponse à l'échelon.

Le type II correspond à la fonction de transfert $G_M(s) = \frac{K_p e^{-\theta s}}{1 + T_1 s}$ ($T_1 > 0$). Il s'agit du système

précédent auquel un retard a été ajouté. La réponse est donc la même mais retardée de θ unités de temps, comme illustré dans le tableau 10.2.

Types III et IV

Ce modèle du type III est un intégrateur pur : $G_M(s) = \frac{K_p}{s}$. La sortie à l'instant t vaut la surface

accumulée sous la courbe de l'entrée multipliée par le gain K_p (le gain d'un système intégrateur est appelé gain en vitesse). Ainsi, pour un échelon d'amplitude Δu appliqué à $t = 0$, on a $y_{id}(t) = K_p t \Delta u$. La pente de la réponse est donc $K_p \Delta u = \Delta y / \Delta t$, ce qui mène à la valeur de K_p indiquée dans le tableau 10.2. La valeur de la pente est également confirmée par le tableau 10.1

Un retard peut être ajouté au modèle, ce qui correspond au type IV.

Types V et VI

Au chapitre 7, les systèmes du second ordre (sans zéro) ont été étudiés. Lorsque le coefficient

d'amortissement est supérieur à l'unité, le système hyperamorti est $G_M(s) = \frac{K_p}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}$

(équation 7.5). On se limite ici au cas où les deux constantes de temps (supérieures à zéro) sont identiques : $T_1 = T_2$ (même si ce n'est pas le cas, la réponse demeure approximativement la même). Le tableau 10.2 indique comment estimer les paramètres.

Types VII et VIII

La fonction de transfert du type VII est $\frac{K_p(1 - T_{0i}s)}{(1 + T_1 s)^2}$ avec $T_1 > 0$ et $T_{0i} > 0$. Selon le chapitre 9, ce

système est à déphasage non minimal à cause du zéro dans le demi-plan de droite. La réponse à un échelon présente donc un départ malin. Pour estimer T_1 et T_{0i} , le tableau 10.2 renvoie au tableau 10.3². La mesure de Δy_{min} et de Δy sur la réponse à l'échelon permet de se situer dans la première colonne du tableau 10.3 et ainsi de choisir la ligne appropriée (on peut également faire une interpolation entre deux lignes). Il faut alors lire la valeur correspondante de t_{min} / T_1 dans la

² Tiré de *Manipulated variable based PI tuning and detection of poor settings : An industrial experience*, A. Pomerleau et É. Poulin, ISA Transactions, Vol. 43, No. 3, pp. 445-457, 2004.

seconde colonne. Puisque la durée t_{min} est mesurée sur la réponse à l'échelon, le paramètre T_1 peut être évalué. La troisième colonne est T_{0i} / T_1 . Puisque T_1 est maintenant connu, T_{0i} peut être calculé.

Type	Modèle Fonction de transfert	Réponse à l'échelon	Paramètres
I	$\frac{K_p}{1+T_1s}, T_1 > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ $T_1 = t_{63\%}$
II	$\frac{K_p e^{-\theta s}}{1+T_1s}, T_1 > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ $T_1 = t_{63\%}$
III	$\frac{K_p}{s}$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta t \Delta u}$
IV	$\frac{K_p e^{-\theta s}}{s}$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta t \Delta u}$
V	$\frac{K_p}{(1+T_1s)^2}, T_1 > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ $T_1 = \frac{t_{73\%}}{2.6}$
VI	$\frac{K_p e^{-\theta s}}{(1+T_1s)^2}, T_1 > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ $T_1 = \frac{t_{73\%}}{2.6}$
VII	$\frac{K_p(1-T_{0i}s)}{(1+T_1s)^2}, T_1 > 0, T_{0i} > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ Tableau 10.3
VIII	$\frac{K_p(1-T_{0i}s)e^{-\theta s}}{(1+T_1s)^2}, T_1 > 0, T_{0i} > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ Tableau 10.3

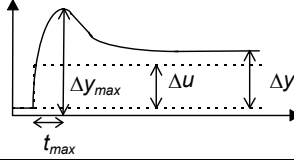
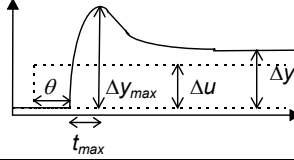
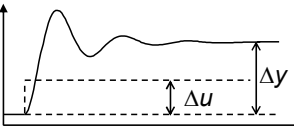
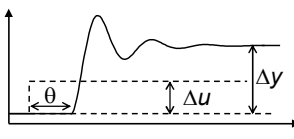
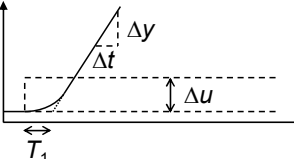
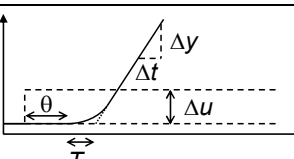
Type	Modèle Fonction de transfert	Réponse à l'échelon	Paramètres
IX	$\frac{K_p(1+T_{0s}s)}{(1+T_1s)^2}, T_1 > 0, T_{0s} > T_1$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ Tableau 10.3
X	$\frac{K_p(1+T_{0s}s)e^{-\theta s}}{(1+T_1s)^2}, T_1 > 0, T_{0s} > T_1$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ Tableau 10.3
XI	$\frac{K_p}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2z}{\omega_n}s + 1}, 0 < z < 1, \omega_n > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ z : dépassements (fig. 7.5) ω_n : ω_p ou $T_{5\%}$ (fig. 7.6)
XII	$\frac{K_p e^{-\theta s}}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2z}{\omega_n}s + 1}, 0 < z < 1, \omega_n > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ z : dépassements (fig. 7.5) ω_n : ω_p ou $T_{5\%}$ (fig. 7.6)
XIII	$\frac{K_p}{(1+T_1s)s}, T_1 > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta t \Delta u}$
XIV	$\frac{K_p e^{-\theta s}}{(1+T_1s)s}, T_1 > 0$		$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta t \Delta u}$

Tableau 10.2

Types IX et X

Le modèle est $\frac{K_p(1+T_{0s}s)}{(1+T_1s)^2}$ avec $T_1 > 0$ et $T_{0s} > T_1$. Parce que $T_{0s} > T_1$, on pourrait démontrer que

la réponse à l'échelon présente un dépassement unique, sans osciller. Si $T_{0s} = T_1$, le système devient égal au système du premier ordre (type I). Si $0 < T_{0s} < T_1$, la réponse à l'échelon est similaire à celle d'un système d'un second ordre hyperamorti (type V). Les paramètres T_{0s} et T_1 sont estimés à l'aide des colonnes 4, 5 et 6 du tableau 10.3, de façon similaire à ce qui a été fait dans le cas précédent.

Types VII et VIII			Types IX et X		
$-\Delta y_{\min} / \Delta y$	t_{\min} / T_1	T_{0i} / T_1	$\Delta y_{\max} / \Delta y$	t_{\max} / T_1	T_{0s} / T_1
0.01	0.14	0.16	1.02	3.13	1.47
0.02	0.19	0.23	1.04	2.69	1.59
0.03	0.22	0.29	1.06	2.45	1.69
0.04	0.25	0.34	1.08	2.28	1.78
0.05	0.28	0.39	1.10	2.16	1.86
0.06	0.31	0.44	1.15	1.95	2.05
0.07	0.32	0.48	1.20	1.81	2.23
0.08	0.34	0.52	1.25	1.72	2.39
0.09	0.36	0.56	1.30	1.65	2.55
0.10	0.38	0.60	1.35	1.58	2.71
0.20	0.49	0.96	1.40	1.54	2.86
0.30	0.56	1.28	1.45	1.50	3.01
0.40	0.61	1.58	1.50	1.46	3.16
0.50	0.65	1.88	1.55	1.43	3.31
0.60	0.68	2.17	1.60	1.41	3.45
0.70	0.71	2.46	1.65	1.38	3.60
0.80	0.73	2.75	1.70	1.36	3.74
0.90	0.75	3.03	1.75	1.35	3.88
1.00	0.77	3.32	1.80	1.33	4.03
1.10	0.78	3.60	1.85	1.32	4.17
1.20	0.79	3.87	1.90	1.30	4.31
1.30	0.81	4.15	1.95	1.29	4.45
1.40	0.82	4.43	2.00	1.28	4.60
1.50	0.82	4.70	2.10	1.26	4.87
1.60	0.83	4.98	2.20	1.24	5.16
1.70	0.84	5.26	2.30	1.23	5.43
1.80	0.85	5.53	2.40	1.21	5.71
1.90	0.85	5.81	2.50	1.20	5.98
2.00	0.86	6.09	2.60	1.19	6.26
2.20	0.87	6.63	2.70	1.18	6.54
2.40	0.88	7.18	2.80	1.17	6.81
2.60	0.89	7.72	2.90	1.16	7.09
2.80	0.89	8.27	3.00	1.16	7.36
3.00	0.90	8.82	3.50	1.13	8.73
3.20	0.90	9.37	4.00	1.11	10.10
3.40	0.91	9.91	4.50	1.10	11.47
3.60	0.91	10.46	5.00	1.08	12.84
3.80	0.92	11.28	6.00	1.07	15.56
4.00	0.92	11.56	7.00	1.06	18.28
4.50	0.93	12.91	8.00	1.05	21.00
5.00	0.93	14.28	9.00	1.04	23.72

Tableau 10.3

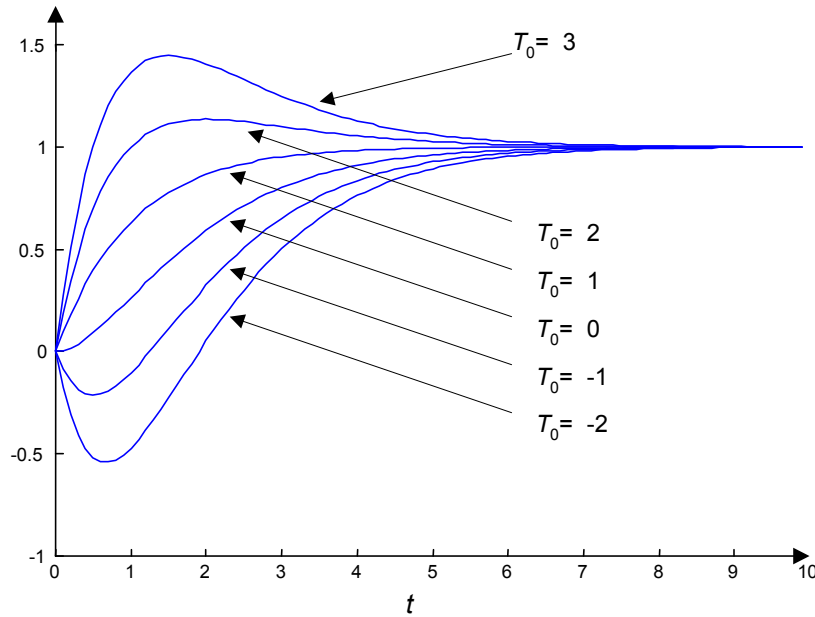


Figure 10.10

La figure 10.10 montre la réponse indicielle de $\frac{1(1+T_0s)}{(1+s)^2}$ pour différentes valeurs de T_0 , autant négatives que positives. Plus T_0 est grand négativement, relativement à T_1 , plus l'amplitude et la durée du départ malin sont importants. De même, le dépassement et sa durée sont d'autant plus grands que T_0 est supérieur à T_1 .

Types XI et XII

Le modèle XI est un système du second ordre sous amorti, tel que décrit au chapitre 7 :

$\frac{K_p}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2z}{\omega_n}s + 1}$ où $0 < z < 1$ et $\omega_n > 0$. La valeur du coefficient d'amortissement z peut se

déduire à l'aide de la mesure des dépassements de la réponse à l'échelon, comme montré à la figure 7.4, et de la figure 7.5. Deux approches permettent de déduire par la suite la fréquence propre non amortie ω_n :

- La fréquence des oscillations transitoires est la fréquence propre du système, ω_p . Sa mesure permet de déduire ω_n selon l'équation 7.7 : $\omega_n = \frac{\omega_p}{\sqrt{1-z^2}}$.
- La fréquence propre non amortie peut être déduite avec la figure 7.6 si on mesure d'abord le temps de réponse à $\pm 5\%$ ($T_{5\%}$) sur la réponse à l'échelon.

Types XIII et XIV

Le modèle XIII est le modèle I auquel un intégrateur a été ajouté en série : $G_M(s) = \frac{K_p}{(1+T_1s)s}$.

Par conséquent, la réponse à une rampe de pente u_0 du modèle I, $Y(s) = \frac{K_p}{(1+T_1s)} \cdot \frac{u_0}{s^2}$, est

identique à la réponse à un échelon d'amplitude u_0 du modèle XIII, $Y(s) = \frac{K_p}{(1+T_1s)s} \cdot \frac{u_0}{s}$. La

réponse à une rampe du modèle I a été analysée au chapitre 5 (figure 5.5). La constante de temps T_1 s'évalue en prolongeant le régime permanent jusqu'à l'axe temporel. Tout comme avec le modèle III, la pente de la réponse en régime permanent vaut $K_p u_0$.

PRÉCISION DE L'IDENTIFICATION

À partir des données expérimentales enregistrées, plusieurs modèles différents peuvent être obtenus. Le modèle le plus simple (ordre le moins élevé) qui permet de bien reproduire le comportement dynamique doit être sélectionné.

De nombreux procédés industriels (autour de leur point d'opération) peuvent être adéquatement identifiés avec la fonction de transfert suivante:

$$G_M(s) = \frac{K_p(1+T_o s)e^{-\theta s}}{(1+T_1s)(1+T_2s)}$$

Un modèle est bon s'il remplit les fonctions qu'on lui demande. Ainsi, un bon modèle permettra la conception d'un régulateur efficace qui respecte les spécifications demandées. Plus le modèle est précis aux hautes fréquences et plus il est possible de demander un temps de réponse court à l'asservissement. En effet, demander un temps de réponse court à l'asservissement signifie qu'il fonctionne à hautes fréquences (petite constante de temps = fréquence de coupure élevée).

EXEMPLE 10.2

Supposons que la vraie fonction de transfert du procédé est la suivante:

$$G_P(s) = \frac{1}{(1+10s)(1+2s)}$$

Cette fonction de transfert n'est pas réaliste pour un vrai procédé. Un procédé physique n'est jamais parfaitement linéaire et il n'est jamais d'un ordre si peu élevé.

Suite à des tests d'identification, le modèle suivant a été obtenu:

$$G_M(s) = \frac{1}{1+10s}$$

La figure 10.11 compare la réponse à l'échelon du procédé et du modèle. Les deux réponses sont similaires et peuvent être confondues si l'identification fut réalisée en présence de bruit, ce qui est toujours le cas en pratique (imaginez du bruit sur la réponse du procédé et il vous sera difficile d'imaginer un meilleur modèle que celui utilisé).

Les performances demandées sont:

- erreur statique nulle,
- temps de réponse à $\pm 5\%$: 1.5 seconde, et
- aucun dépassement.

La deuxième spécification est très exigeante car l'asservissement doit être 20 fois plus rapide que le modèle que l'on a du procédé. Le régulateur qui satisfait ces spécifications est le suivant:

$$G_C(s) = \frac{20(1+10s)}{10s}$$

L'étape qui suit la conception du régulateur consiste à le tester en simulation, donc à l'aide du modèle du procédé. La figure 10.12 montre un échelon de consigne de l'asservissement. Les spécifications sont respectées lorsque le régulateur est testé sur le modèle du procédé. Cependant, le temps de réponse et le dépassement ne sont pas respectés lorsque le procédé réel est commandé par le régulateur, comme le démontre la figure 10.12. Les comportements différents s'expliquent par l'erreur de modélisation. En effet, la spécification sur le temps de réponse fait en sorte que l'asservissement travaille à des hautes fréquences. Si on suppose que l'asservissement est d'ordre un, le temps de réponse demandé correspond à une constante de temps de 0.5 seconde, donc une largeur de bande de 2 rad/s. À cette fréquence, le procédé et le modèle sont nettement différents, comme l'illustre la figure 10.13. Il est donc impératif que le modèle soit bon sur la bande de fréquences dans laquelle il sera utilisé.

Cet exemple illustre également la dualité temps-fréquence. Les basses fréquences sont reliées aux comportements en régime permanent ou près de celui-ci. Les hautes fréquences correspondent au régime transitoire, particulièrement au début de ce dernier. Le modèle et le procédé sont similaires aux basses fréquences (figure 10.13) et par conséquent leurs comportements en régime permanent le sont également (figures 10.11 et 10.12). Le procédé et son modèle sont différents aux hautes fréquences (figure 10.13), ce qui explique les écarts des régimes transitoires (figures 10.11 et 10.12).

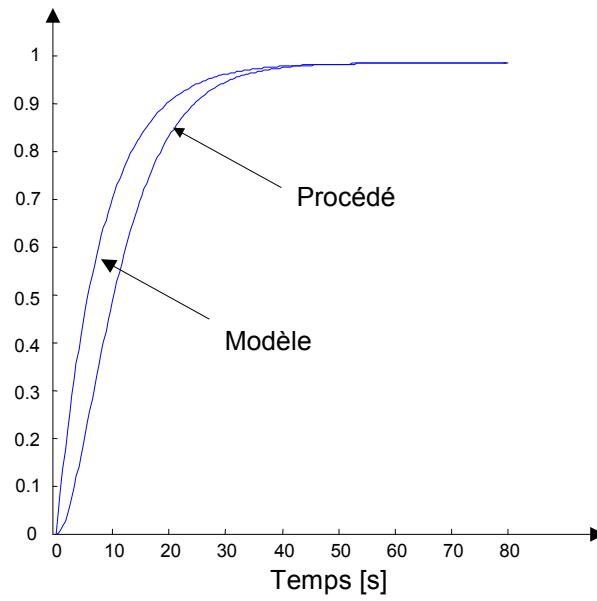


Figure 10.11

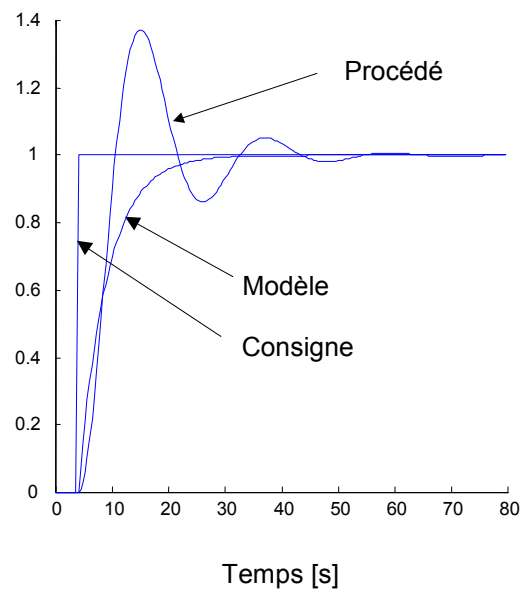


Figure 10.12

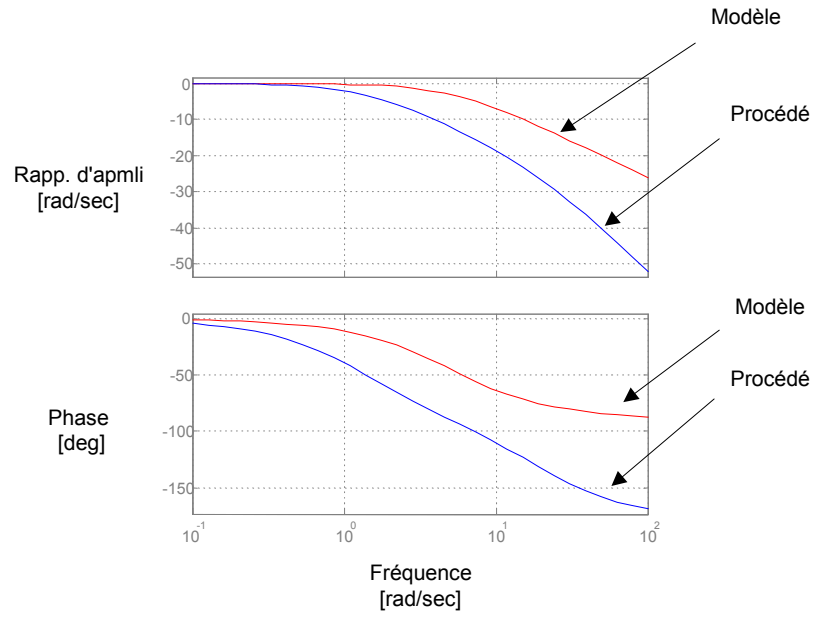


Figure 10.13