

# Modélisation des Systèmes

## Notes de cours avec exercices corrigés<sup>a</sup>

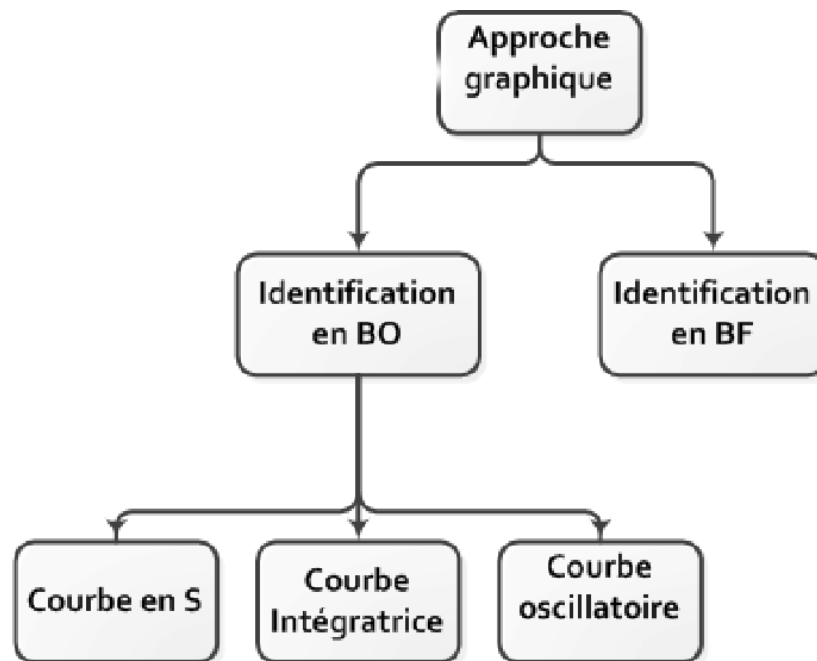
Parcours : L2-S4 (AII)

2020-2021

a. <https://github.com/a-mhamdi/isetbz/>

**Abdelbacet Mhamdi**

Dr.-Ing. en GE – Technologue en GE



- Strejc
- Strejc-Davoust
- Broïda
- De La Fuente
- Strejc-Davoust
- Rapide

Dépt. GE - Institut Supérieur des Études Technologiques de Bizerte

$\Sigma$

$\int$

$\frac{d}{dt}$

$\omega$

$J$



## À propos

Ce cours s'adresse plus particulièrement aux étudiants de la licence en génie électrique (**L2-S4**), parcours AUTOMATISMES ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE (**AII**).

Dans ce cours, nous traiterons essentiellement la modélisation d'un processus qui permet d'exposer les outils nécessaires pour conditionner l'analyse de ses propriétés. Un modèle peut être de type physique (*e.g.* simulateur), ou de type mathématique (*i.e.* un ensemble d'équations algébriques ou différentielles).

L'utilité de disposer d'un modèle réside essentiellement dans :

- la connaissance du comportement interne du système physique (modèle de connaissance). Ce dernier est nécessaire avant toute phase de dimensionnement et/ ou construction d'un système industriel;
- la représentation externe ou globale (modèle de représentation). La nécessité d'une telle représentation apparaît surtout pour les raisons de commande d'un système dynamique et de sa surveillance afin de déceler les éventuelles anomalies par rapport à un comportement de référence.

Nous nous intéressons, dans ce module, au problème d'identification. Nous supposons que le modèle à identifier est connu et que ses paramètres sont identifiables. Il s'agit de présenter quelques méthodes graphiques d'identification des systèmes linéaires continus.

## Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Identification graphique</b>	<b>1</b>
2.1	Analyse de courbe en S . . . . .	1
2.1.1	Méthode de Strejc . . . . .	1
2.1.2	Méthode de Strejc-Davoust . . . . .	2
2.1.3	Méthode de Broïda . . . . .	3
2.1.4	Méthode de De La Fuente . . . . .	4
2.1.5	Calcul d'aire . . . . .	5
2.2	Analyse de courbe intégratrice . . . . .	6
2.2.1	Méthode de Strejc-Davoust . . . . .	6
2.2.2	Méthode rapide . . . . .	8
2.3	Analyse de courbe avec oscillations . . . . .	9
2.4	Identification en boucle fermée . . . . .	10
2.5	Applications . . . . .	12
2.5.1	Courbe en S . . . . .	12
2.5.2	Identification en boucle fermée . . . . .	17
<b>3</b>	<b>Conclusion</b>	<b>19</b>

## 1 Introduction

L'identification d'un système dynamique réel (appelé objet) consiste à proposer une structure entre son entrée et sa sortie (appelé modèle), à partir de la connaissance expérimentale du couple entrée-sortie. Le modèle ainsi trouvé doit, dans son domaine de validité, reproduire un comportement identique à celui du système réel. Le modèle peut être un système physique (système physique équivalent ou modèle réduit) ou bien un système abstrait (modèle mathématique) [HA07]. Dans les applications industrielles, la majorité des lois de commande repose sur l'utilisation des modèles paramétriques décrits par des équations différentielles [Mar95].

Nous nous intéressons au modèle mathématique. Dans ce modèle, les coefficients caractérisant la structure de l'objet sont explicités, ceci en se basant sur un ensemble des méthodes graphiques (On en cite principalement les approches d'analyse de courbe en S, courbe intégratrice et oscillatoire).

## 2 Identification graphique

L'identification graphique consiste à proposer un modèle mathématique équivalent à un système physique, et cela, à travers des essais expérimentaux menés sur le processus en cours de fonctionnement [Pro97]. La méthode considérée convient alors si l'allure de la réponse présente une forme particulière, courbe en S, intégratrice ou oscillatoire. L'identification peut se faire soit en boucle ouverte soit en boucle fermée.

### 2.1 Analyse de courbe en S

L'ensemble des méthodes, explicitées dans ce paragraphe, peuvent s'appliquer à un système dont la réponse indicielle, représentée par la figure 1, ne présente pas de dépassement.

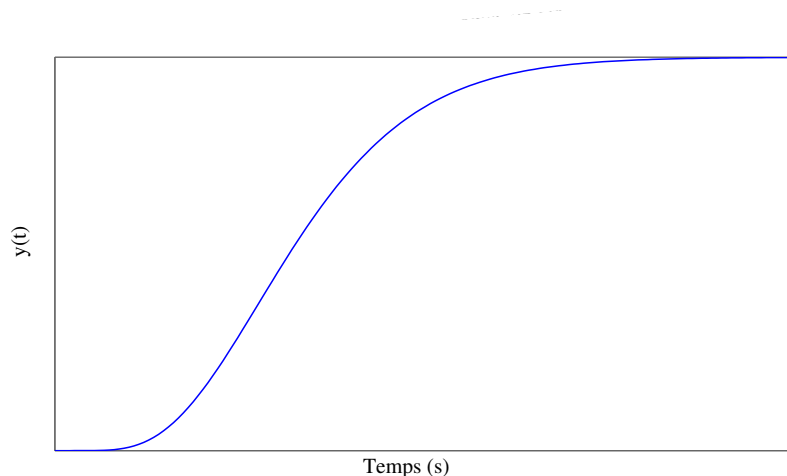


FIGURE 1 – Courbe en S

On se propose dans la suite de décrire de façon exhaustive le principe de chaque méthode.

#### 2.1.1 Méthode de Strejc

Cette méthode décrit le système qui présente un retard par une fonction de transfert de dimension finie.

La fonction de transfert s'écrit sous la forme suivante :

$$H(s) = K \frac{1}{(1 + Ts)^n}. \quad (1)$$

Les paramètres à identifier sont donc :

$K$  Gain statique,

$T$  Constante de temps,

$n$  Ordre du système.

Pour identifier le système, la méthode consiste à :

1. Tracer la tangente au point d'inflexion pour déterminer les deux valeurs  $T_a$  et  $T_b$ . Voir figure 2 pour la détermination de deux constantes.

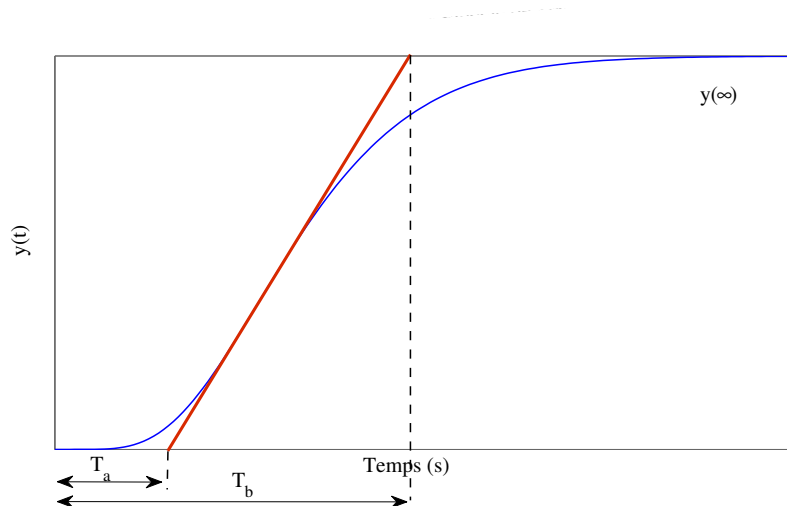


FIGURE 2 – Réponse temporelle d'un système linéaire

2. En se référant au nomogramme de la figure 3, le calcul de  $\frac{T_a}{T_b}$  permet de déterminer l'ordre  $n$  et en joignant le point correspondant au point caractérisant  $T_b$  on en déduit la valeur de  $T$ .

### 2.1.2 Méthode de Strejc-Davoust

Le système étudié sera identifié à la fonction de transfert de la forme suivante :

$$H(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{(1 + Ts)^n} \quad (2)$$

Les paramètres à identifier sont donc :

$K$  Gain statique,

$T$  Constante de temps,

$\tau$  Retard,

$n$  Ordre du système.

On procède d'abord par le tracé de la tangente au point d'inflexion pour déterminer les deux valeurs  $T_a$  et  $T_b$ , indiquées sur la figure 4.

En se basant sur les mesures de  $T_a$  et de  $T_b$ , indiquées sur la table 1, on suit les étapes suivantes pour déterminer les paramètres identifiés :

**Étape I** déterminer  $n$  de la table à partir de la valeur de  $\frac{T_a}{T_b}$ ,

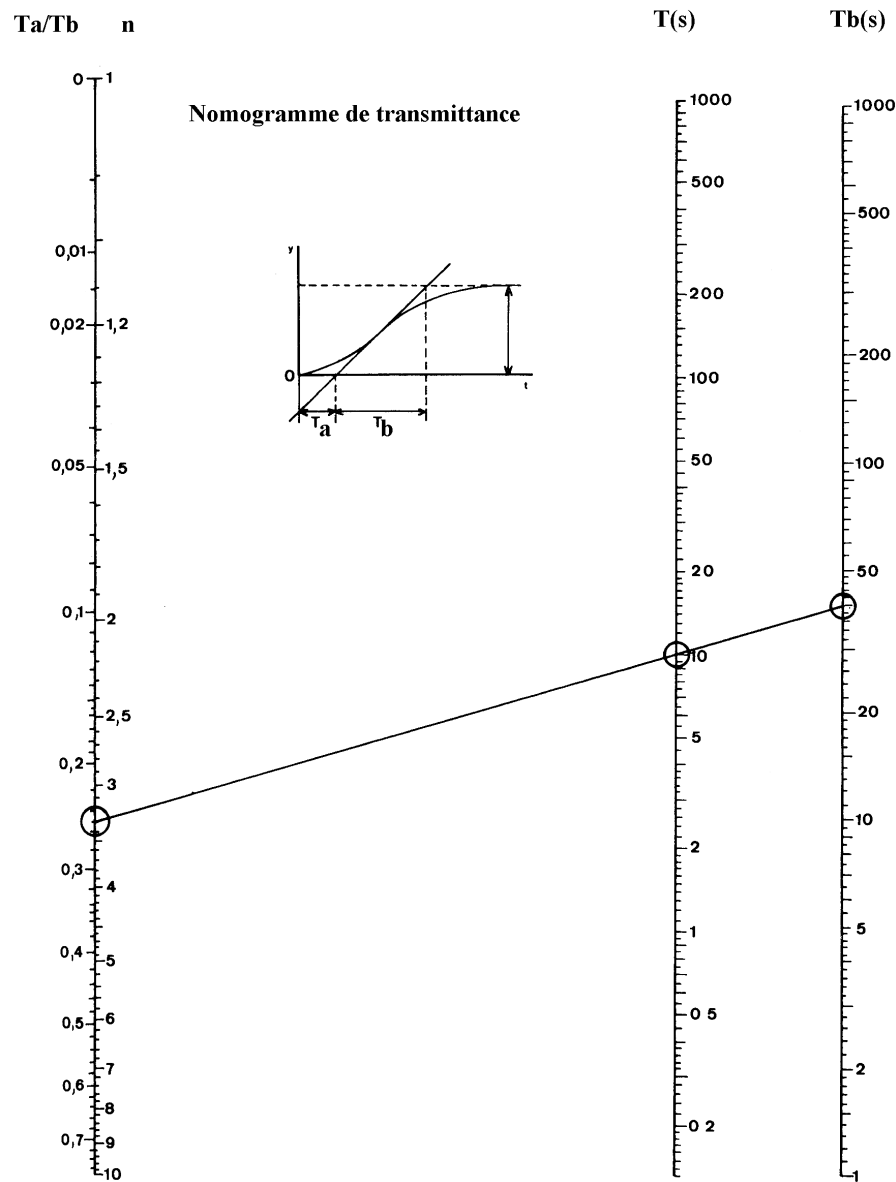


FIGURE 3 – Nomogramme pour modèle de Strejc

**Étape II** déterminer  $T$  de la table à partir de la valeur de  $\frac{T_b}{T}$ ,

**Étape III** déterminer  $\tau = T_a - \frac{T_a}{T} \bigg|_{\text{Table}} T$ .

### 2.1.3 Méthode de Broïda

Le modèle de Broïda consiste à approcher le comportement du système réel par un premier ordre avec un retard.

La fonction de transfert s'écrit sous la forme suivante :

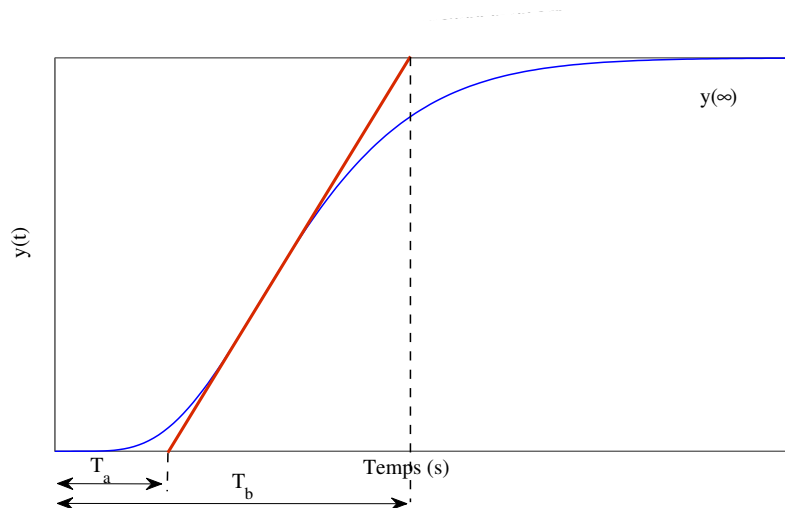


FIGURE 4 – Analyse d'une courbe en S par la méthode de Strejc-Davoust

TABLE 1 – Tableau pour déterminer le modèle de Strejc-Davoust

n	$\frac{T_a}{T}$	$\frac{T_b}{T}$	$\frac{T_a}{T_b}$
1	0	1	0
2	0.28	2.72	0.10
3	0.80	3.70	0.22
4	1.42	4.46	0.32
5	2.10	5.12	0.41
6	2.81	5.70	0.49

$$H(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{1 + Ts} \quad (3)$$

Les paramètres à identifier sont donc :

$K$  Gain statique,

$T$  Constante de temps,

$\tau$  Retard.

Le principe diffère par rapport à la méthode de Strejc-Davoust dans le sens où on ne cherche pas à faire coïncider la tangente au point d'inflexion mais plutôt d'ajuster les paramètres  $T$  et  $\tau$  pour que les courbes relatives à la réponse du système et du processus aient deux points communs. Ces points, comme l'indique la figure 5, correspondent à 28% et à 40%.

La résolution mathématique donne alors :

**Constante de temps**  $T = 5.5(T_b - T_a)$ ,

**Retard**  $\tau = 2.8T_a - 1.8T_b$ .

#### 2.1.4 Méthode de De La Fuente

La fonction de transfert s'écrit sous la forme suivante :

$$H(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{(1 + Ts)} \quad (4)$$



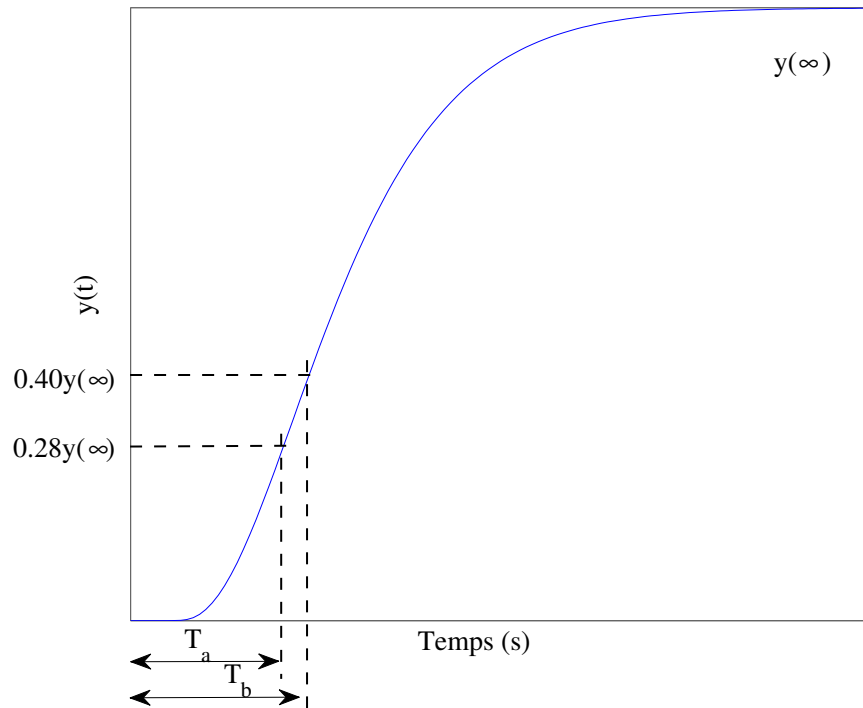


FIGURE 5 – Analyse d'une courbe en S par la méthode de Broïda

Les paramètres à identifier sont donc :

$K$  Gain statique,

$T$  Constante de temps,

$\tau$  Retard.

Le principe est identique à celui de la méthode de Broïda, voir figure 6, mais elle diffère dans le choix des deux points communs.

La résolution donne donc :

**Constante de temps**  $T = T_b - T_a$

**Retard**  $\tau = 1.31T_a - 0.31T_b$ .

### 2.1.5 Calcul d'aire

On présente ici une méthode d'identification quand le retard  $\tau$  n'est pas négligeable devant la constante de temps  $T$ . Les approches basées sur l'analyse des réponses temporelles après injection d'une entrée échelon ont fait l'objet de plusieurs références antérieures telles que [ÅH95; HLC01; Luy90; RK96; Shi96; SPK78]. Les procédures proposées se basent sur l'analyse des points spécifiques caractérisant la réponse indicielle d'un système. Parmi ces méthodes, un ensemble de techniques basées sur l'estimation de l'aire située sous la courbe de la réponse indicielle ont attiré l'attention de recherches extensives [ÅH95; Mar95; Shi96]. Une méthode moins sensible aux bruits est la méthode de calcul d'aire, qui a été proposée par [ÅH95]. Elle permet d'estimer simultanément le retard et les paramètres d'un système de premier ordre d'entrée  $u$  et de sortie  $y$ , décrit par une fonction de transfert de la forme suivante :

$$H(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{1 + Ts} \quad (5)$$

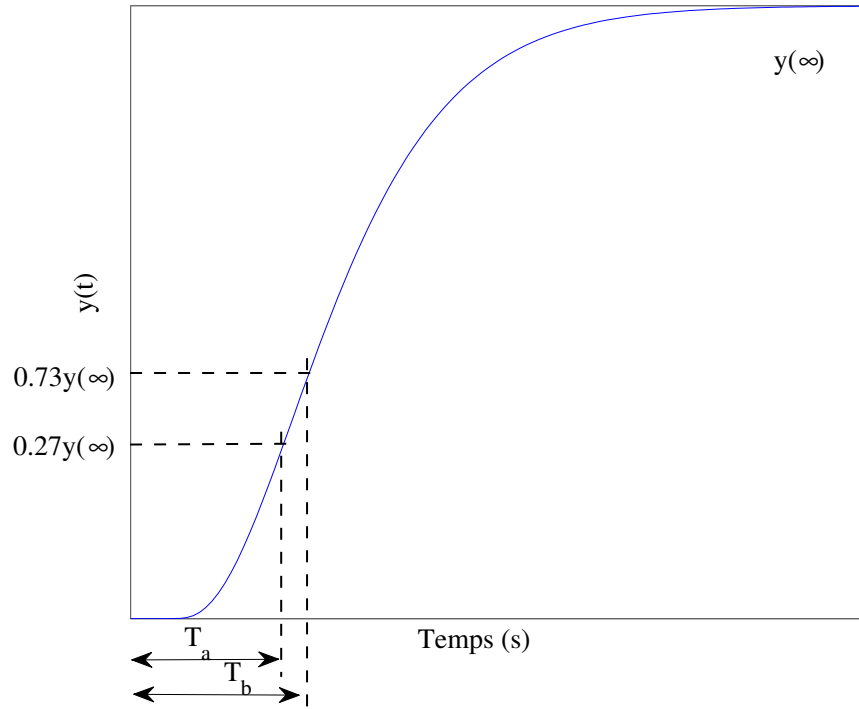


FIGURE 6 – Analyse d'une courbe en S par la méthode de De La Fuente

où  $K$ ,  $T$  et  $\tau$  représentent respectivement le gain statique, la constante de temps et le retard.

Comme l'indique la figure 7, le gain  $K$  est déterminé à partir du régime permanent et est donné par  $\hat{K} = y_{\infty}/u_0$ . Pour pouvoir calculer la constante de temps  $\hat{T}$ , il est nécessaire de calculer l'aire  $A_1$  comprise entre la réponse du système, l'axe horizontal et la ligne verticale située à  $t = T_{ar}$ . Le point défini par  $t = T_{ar}$  correspond au temps de résidence moyen, il est donné par le ratio de la surface  $A_0$  par la quantité  $\hat{K}u_0$ . La surface  $A_0$  est délimitée par la sortie  $y(t)$ , l'axe des ordonnées et la tangente à la réponse  $y(t)$  au régime permanent. Le paramètre  $\hat{T}$  est donné par :  $\hat{T} = \frac{e^{A_1}}{\hat{K}u_0}$  et le retard  $\hat{\tau}$  est déduit à partir de la relation :  $\hat{\tau} = T_{ar} - \hat{T}$ .

Cette méthode est moins-sensible aux bruits hautes fréquences comparée aux autres méthodes graphiques. Néanmoins, la précision des résultats d'identification dépendent principalement du calcul des surfaces  $A_0$  et  $A_1$ . Il est utile alors d'avoir un essai d'expérimentation de durée large qui couvre la partie transitoire et le régime permanent du système. Ainsi, l'identification ne peut avoir lieu que lorsque le système atteint le régime permanent.

## 2.2 Analyse de courbe intégratrice

Deux méthodes seront explicitées dans ce paragraphe, qui peuvent s'appliquer à un système dont la réponse est variable à une entrée constante, représentée par la figure 8. Elle est dite alors évolutive.

### 2.2.1 Méthode de Strejc-Davoust

La fonction de transfert s'écrit sous la forme suivante :

$$H(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{s(1 + Ts)^n} \quad (6)$$

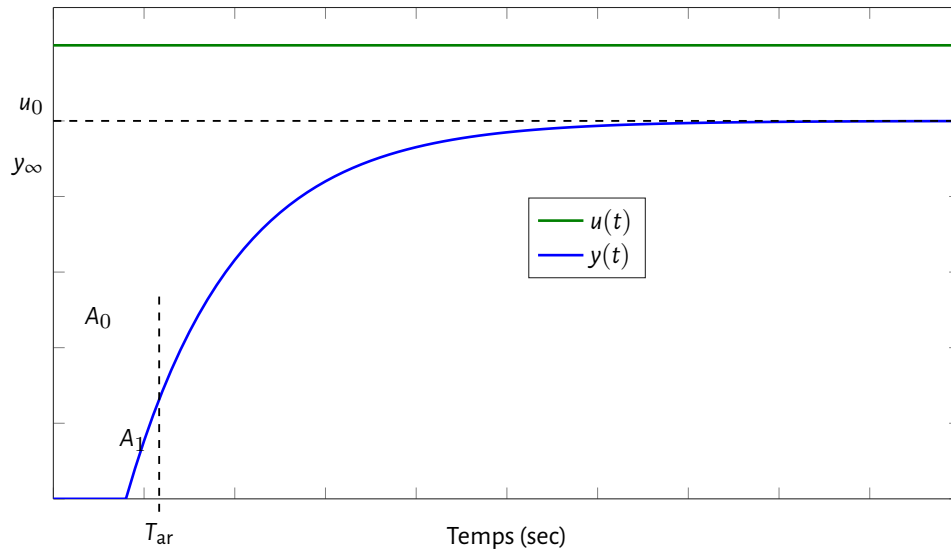


FIGURE 7 – Méthode de calcul d'aire pour une réponse indicielle monotone

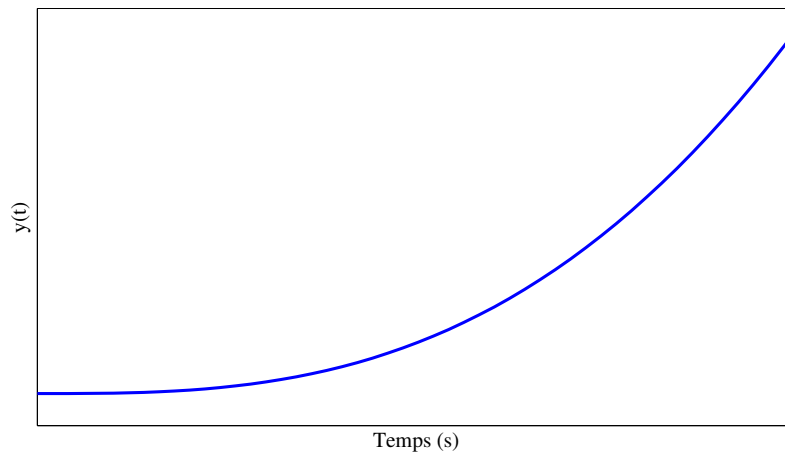


FIGURE 8 – Courbe Intégratrice

Les paramètres à identifier sont donc :

$K$  Gain statique,

$T$  Constante de temps,

$\tau$  Retard,

$n$  Ordre du système.

Pour les déterminer, on procède comme suit :

On trace l'asymptote  $\Delta_1$  à la courbe  $y(t)$  de la figure 9,  $\Delta_2$  est sa parallèle passant par le point  $A'$ . La droite  $A'A$  est parallèle à l'axe du temps. La droite  $AC$ , perpendiculaire à  $A'A$  coupe la courbe  $y(t)$  en un point  $B$ .

On calcule d'abord le rapport  $\frac{AB}{AC}$ . Ce rapport permet de déterminer la valeur de l'indice  $n$  à partir de la figure 10 [Pro97].

Selon la nature de  $n$  (entier ou non), on calcule les valeurs de  $T$  et de  $\tau$  :

- Si  $n$  est entier, la constante de temps est  $T = \frac{A'A}{n}$  et le retard  $\tau$  est nul.

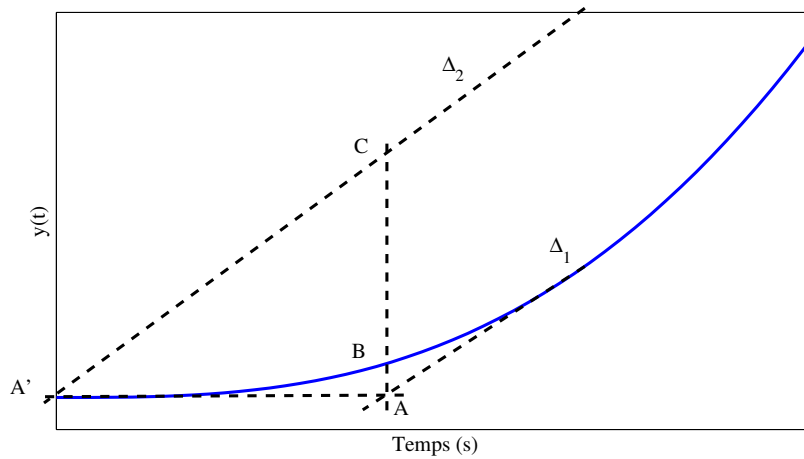
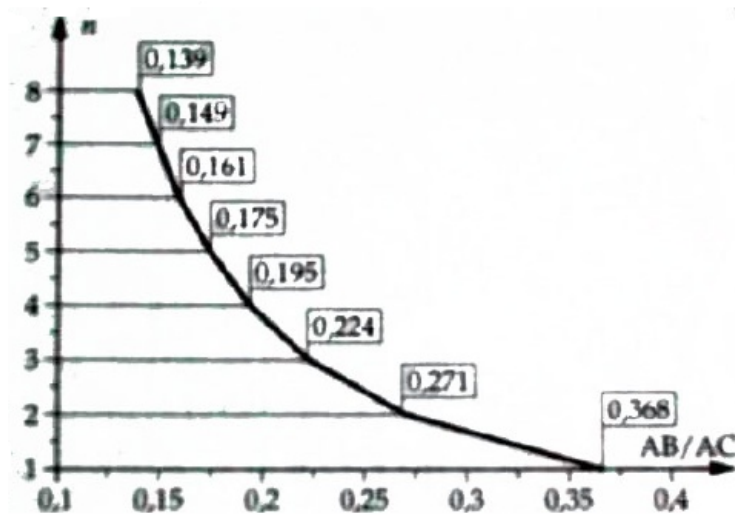


FIGURE 9 – Analyse d'une courbe intégratrice par la méthode de Strejc-Davoust

FIGURE 10 – Courbe donnant la valeur de  $n$  en fonction du rapport  $\frac{AB}{AC}$ 

- Si  $n$  n'est pas entier, on détermine le nouveau rapport  $\frac{AB}{AC}$  qui correspond à la partie entière de  $n$ . Puis, on déplace  $\Delta_2$  parallèlement à  $\Delta_1$  vers  $\Delta_1$  afin de garantir ce rapport. La valeur du retard  $\tau$  correspond à cette translation. Le calcul de  $T$  est  $A'A = \tau + nT$ .

Tandis que le gain dynamique  $K$  est donnée par la relation suivante :  $K = \frac{AC}{A'A}$ .

### 2.2.2 Méthode rapide

La fonction de transfert s'écrit sous la forme suivante :

$$H(s) = K \frac{e^{-\tau s}}{s}. \quad (7)$$

Les paramètres à identifier sont donc :

$K$  Gain dynamique,

$\tau$  Retard

Le principe d'identification consiste à rapprocher la courbe initiale à une rampe de pente  $k$  retardée de  $\tau$ .

Pour déterminer le temps mort  $\tau$ , on trace l'asymptote  $\Delta_1$  à la courbe  $y(t)$  indiquée sur la figure 11. Le retard  $\tau$  est représenté par  $A'A$ . Le gain  $K$  correspond au coefficient directeur de la droite  $\Delta_1$  [Pro97].

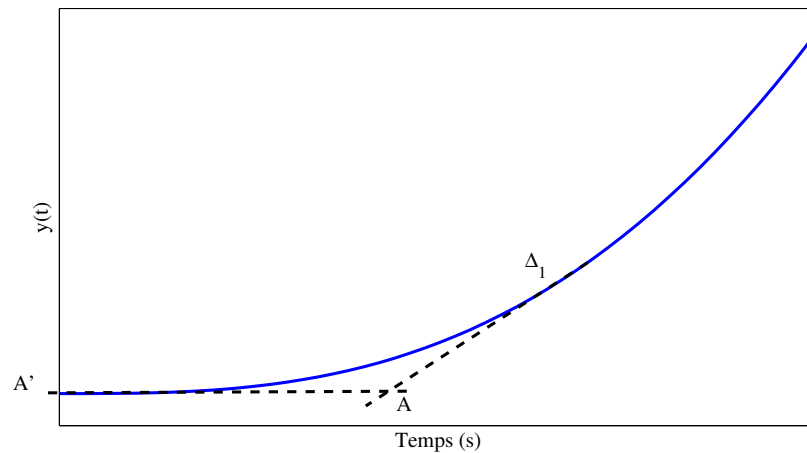


FIGURE 11 – Analyse d'une courbe intégratrice par une méthode rapide

### 2.3 Analyse de courbe avec oscillations

Lorsque la réponse indicielle d'un système présente des oscillations amorties (Figure 12), il est possible d'envisager une modélisation mathématique par une fonction de transfert de deuxième ordre.

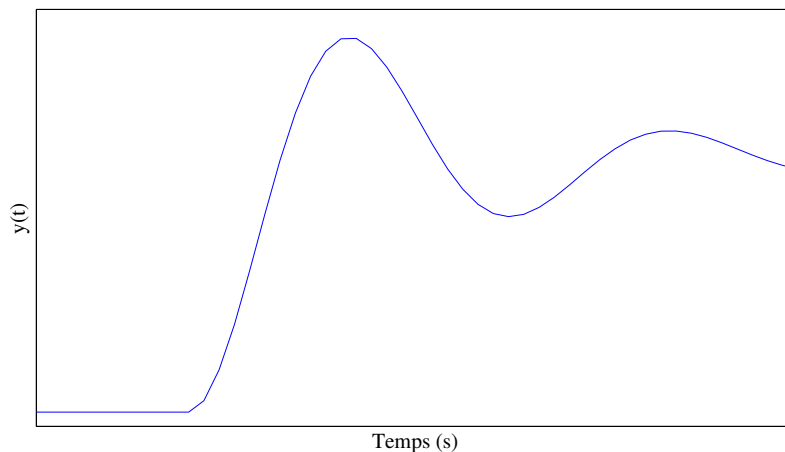


FIGURE 12 – Courbe avec oscillations

La fonction de transfert s'écrit alors sous la forme suivante :

$$H(s) = \frac{K\omega_0^2 e^{-\tau s}}{(\omega_0^2 + 2\xi\omega_0 s + s^2)}. \quad (8)$$

Les paramètres à identifier sont donc :

$K$  Gain statique,

$\xi$  Coefficient d'amortissement,

$\omega_0$  Pulsation propre,

$\tau$  Retard.

Afin de déterminer ces paramètres, on mesure d'abord sur la courbe indiquée sur la figure 13, le premier dépassement  $D_1$ , la pseudo-pulsation  $T$  et le temps  $t_1$  qui correspond à  $D_1$ .

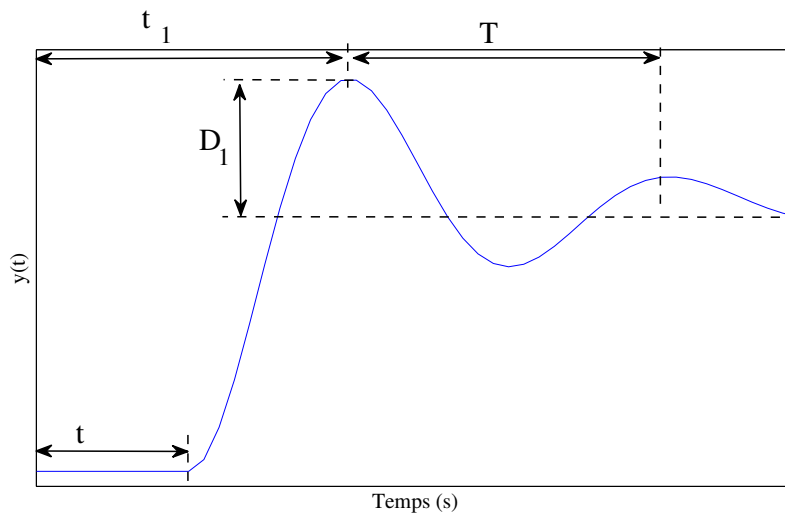


FIGURE 13 – Analyse d'une courbe avec oscillations

On rappelle ci-dessous les relations théoriques du second ordre donnant  $D_1$  et  $T$  :

**1<sup>er</sup> Dépassement**  $D_1 = e^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}},$

**Pseudo-période**  $T = \frac{2\pi}{\omega_0\sqrt{1-\xi^2}}.$

À partir de ces deux équations, on peut calculer le coefficient  $\xi$  et  $\omega_0$ . La mesure de  $t_1$  donne la valeur du retard  $\tau$  qui vaut  $t_1 - \frac{T}{2}$ . Le gain  $K$  est donné par :  $K = \frac{y(\infty)}{E_0}$ .

## 2.4 Identification en boucle fermée

Il est possible dans certains cas d'avoir le procédé bouclé avec un régulateur installé dans sa chaîne d'action, il est préférable dans ce cas de procéder par faire l'identification en chaîne fermée. Cette méthode présente également un avantage majeur c'est qu'on n'a pas besoin de mettre le régulateur hors service. L'idée de cette méthode repose sur deux essais : le premier convient pour savoir si le procédé est naturellement stable et le second essai consiste à ramener le système vers sa limite de stabilité en faisant augmenter le gain du système bouclé jusqu'à l'apparition des oscillations sinusoïdales juste entretenues.

Soit le système bouclé de la figure 14 :

Le régulateur est à action proportionnelle avec un gain  $G_r$  faible (1 ou 0.5) [Pro97].

► 1<sup>er</sup> essai

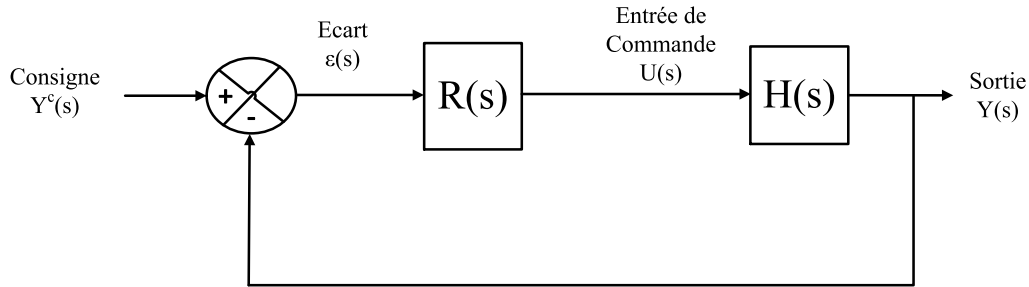


FIGURE 14 – Système en Boucle fermée

TABLE 2 – Précision d'un système asservi linéaire continu

Entrée	Classe du système		
	Classe 0	Classe 1	Classe > 2
<b>Échelon</b>	$\varepsilon_p = \frac{E_0}{1+K}$	$\varepsilon_p = 0$	$\varepsilon_p = 0$
<b>Rampe</b>	$\varepsilon_v = +\infty$	$\varepsilon_v = \frac{a}{K}$	$\varepsilon_v = 0$

On définit la classe d'un système par le nombre d'intégrations que présente sa fonction de transfert.

Le tableau 2 indique l'écart entre l'entrée et la sortie en régime permanent pour deux types d'excitation : échelon et rampe.

$K = G_r G_p$  où  $G_r$  est gain de  $R(s)$  et  $G_p$  est celui du procédé.

L'amplitude d'un échelon est  $E_0$  et la pente d'une rampe est  $a$ .

Pour cela, on part du principe suivant : On excite le système par un échelon d'amplitude  $E_0$  :

- Si la mesure ne rejoint pas la consigne, il reste alors en régime permanent un écart de position qui vaut  $\varepsilon_p = \frac{E_0}{1+K}$ .  
Le procédé étudié est de classe 0 et de gain statique  $G_p = \frac{K}{G_r}$ .
- Si la mesure rejoint la consigne, le procédé étudié présente des intégrations. Pour savoir le nombre d'intégrations, on peut introduire une rampe de pente  $a$ .
  - Si la mesure ne rejoint pas la consigne, il reste alors en régime permanent un écart de traînage qui vaut  $\varepsilon_v = \frac{a}{K}$ , le procédé étudié est de classe 1 et de gain  $G_p = \frac{a}{\varepsilon G_r}$ .
  - Il y'a plus qu'une intégration si l'écart  $\varepsilon$  est nul.

► 2<sup>ème</sup> essai

On augmente progressivement la valeur du gain  $G_r$  du régulateur et on impose à chaque fois une perturbation qu'on maintient pour courte durée. Puis, on l'annule, c'est à dire, qu'on remet de nouveau la consigne à sa valeur initiale. On continue l'expérience jusqu'à la mise du procédé en oscillation juste entretenue. Le signal de sortie est représenté sur la figure 15.

La valeur du gain qui permet d'avoir une sortie harmonique est appelée gain critique, on la note  $G_{rc}$ .

Soit  $T_{osc}$  la période d'oscillation.

Pour avoir le phénomène de pompage, il faut que le lieu de Nyquist de la fonction de transfert en boucle ouverte coïncide avec le point  $(-1, 0)$ , c'est à dire que les deux conditions suivantes sont alors vérifiées :

$$|G_{rc}H(j\omega_{osc})| = 1 \quad \text{et} \quad \angle G_{rc}H(j\omega_{osc}) = -\pi$$

À partir de deux conditions citées précédemment, Broïda proposa un modèle, s'appliquant à un système naturellement stable de gain statique  $G_p$ , dont la fonction de transfert est la suivante :

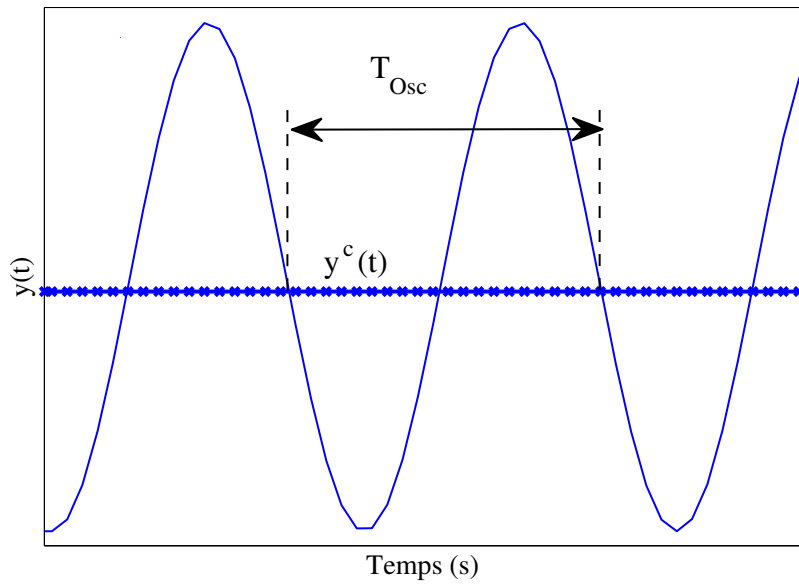


FIGURE 15 – Sortie en oscillation juste entretenue

$$H(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{1 + \tau s}, \quad (9)$$

avec :

$K$  Gain statique.

$T$  Constante de temps,

$\tau$  Retard.

La résolution donne les paramètres estimés suivants :

$$K = G_p,$$

$$T = \frac{T_{osc}}{2\pi} \sqrt{(G_{rc}G_p)^2 - 1},$$

$$\tau = \frac{T_{osc}}{2\pi} [\pi - \arctan(\sqrt{(G_{rc}G_p)^2 - 1})].$$

## 2.5 Applications

### 2.5.1 Courbe en S

L'objectif de cette partie est de tester les méthodes citées précédemment. Pour cela, on part d'un système initial représenté par la fonction de transfert suivante :

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{S(s)}{E(s)} \\ &= \frac{100}{(s+4)(s+5)(s+1)}. \end{aligned} \quad (10)$$

La réponse de ce système suite à une excitation indicielle unitaire est donnée par la figure 16 :



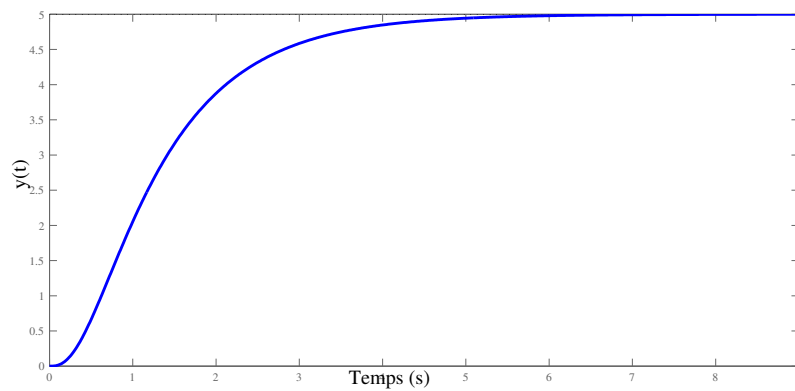


FIGURE 16 – Réponse indicielle du système de départ

Le gain statique est mesuré directement sur la courbe de sortie :  $K = 5$ .

On cherche par la suite à établir les modèles équivalents selon les différentes méthodes qu'on a déjà cité.

**Modèle de Strejc** On rappelle ici le modèle équivalent de Strejc :

$$H(s) = \frac{K}{(1 + Ts)^n} \quad (11)$$

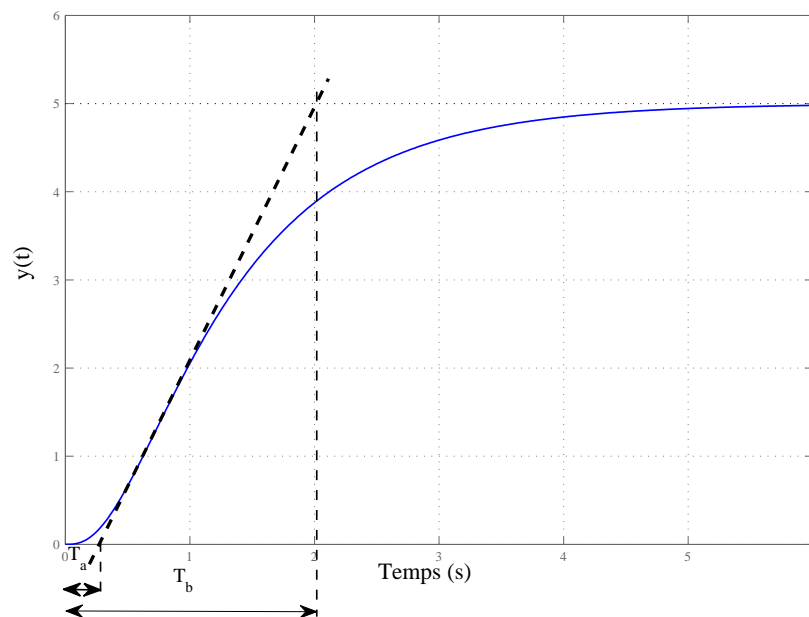


FIGURE 17 – Analyse de la réponse initiale par méthode de Strejc

On trouve :

$T_a = 0.27 \text{ sec}$  et  $T_b = 2.01 \text{ sec}$ .

En se référant à la sous-sous section 2.1.1, on détermine les valeurs des paramètres de l'équation 11. Il s'agit d'un système de second ordre avec une constante de temps  $T$  égale à 0.7 sec. La réponse du système identifié est représentée sur la figure 18.

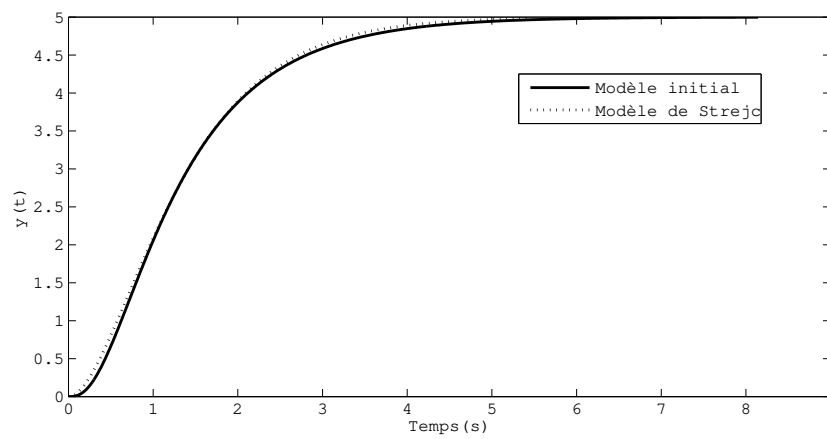


FIGURE 18 – Réponse du système initial et du système identifié

**Modèle de Strejc-Davoust** On rappelle ici le modèle équivalent de Strejc-Davoust :

$$H(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{(1 + Ts)^n} \quad (12)$$

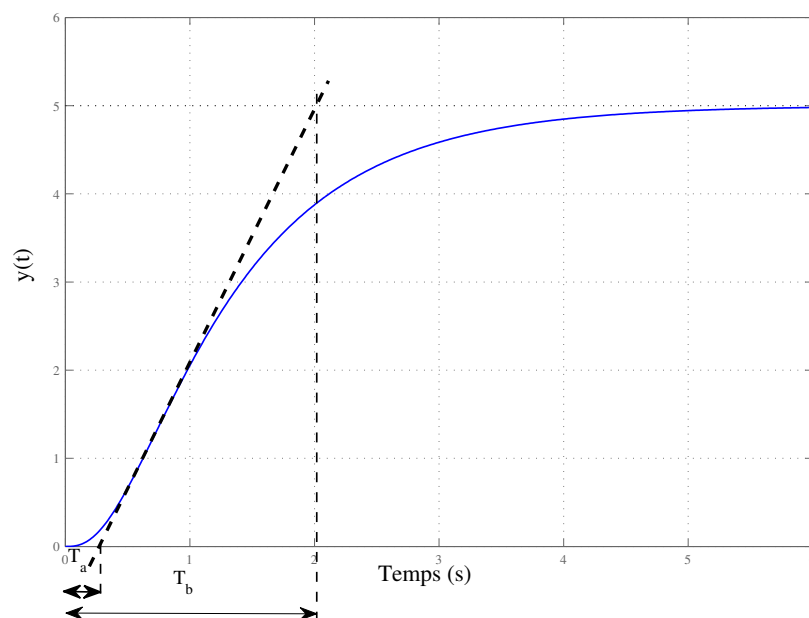


FIGURE 19 – Analyse de la réponse initiale par méthode de Strejc-Davoust

$$T_a = 0.27 \text{ sec}$$

$$T_b = 2.01 \text{ sec}$$

En se référant à la sous-sous section 2.1.2, on détermine les valeurs des paramètres de l'équation 12. Il s'agit d'un système de second ordre avec une constante de temps  $T$  égale à 0.73 sec et un retard  $\tau = 0.0665$  sec. La réponse du système identifié est représentée sur la figure 20.

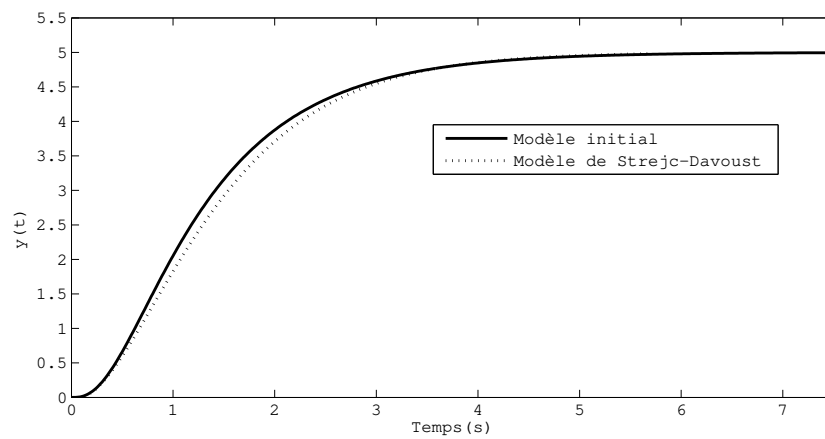


FIGURE 20 – Réponse du système initial et du système identifié

**Modèle de Broïda** On rappelle ici le modèle équivalent de Broïda :

$$H(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{1 + Ts} \quad (13)$$

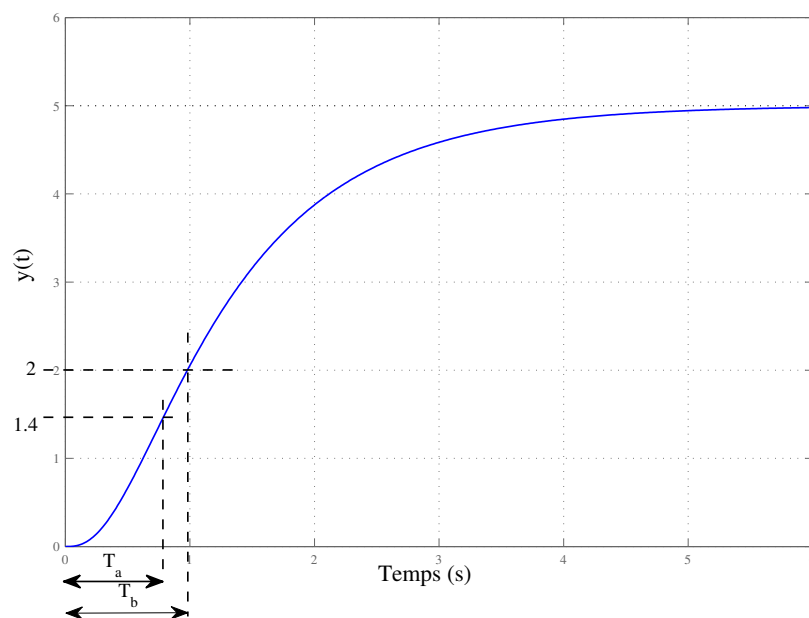


FIGURE 21 – Analyse de la réponse initiale par méthode de Broïda

On trouve :

$T_a = 0.78$  sec et  $T_b = 0.98$  sec.

En se référant à la sous-section 2.1.3, on détermine les valeurs des paramètres de l'équation 13. Il s'agit d'un système de premier ordre avec une constante de temps  $T = 5.5 \times (T_b - T_a) = 1.1$  sec et un retard  $\tau = 2.8 \times T_a - 1.8 \times T_b = 0.42$  sec. La figure 22 donne les courbes de réponse du système réel et du modèle de Broïda.

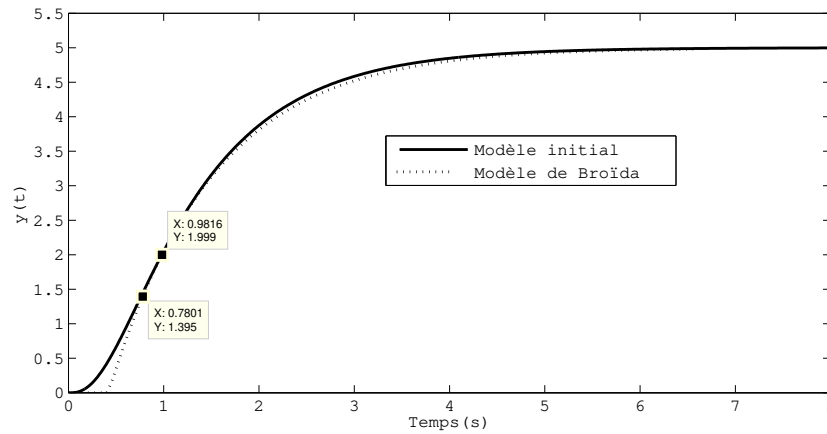


FIGURE 22 – Réponse réelle approchée par modèle de Broïda

La concordance des deux points qui correspondent à 28% et à 40% est bien vérifiée.

**Modèle de De La Fuente** On rappelle ici le modèle équivalent de La Fuente :

$$H(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{1 + Ts} \quad (14)$$

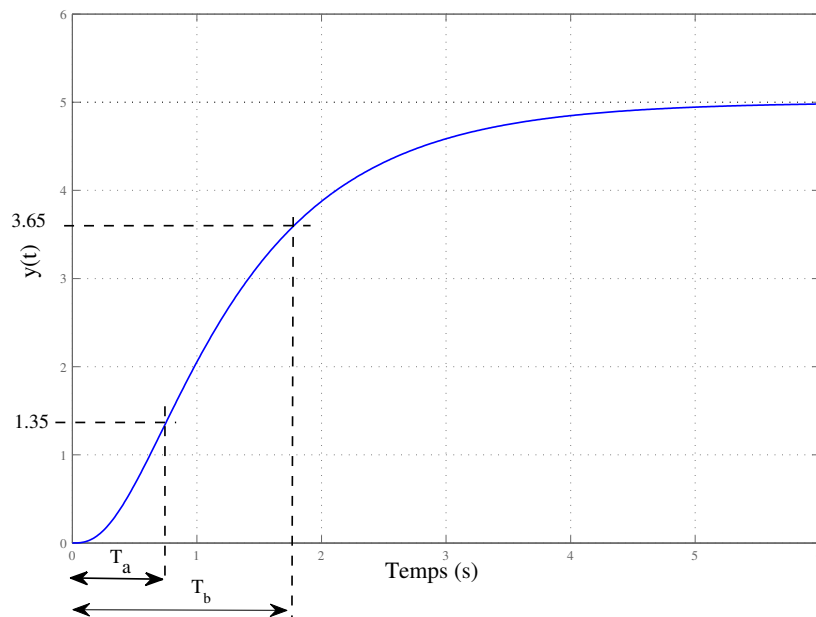


FIGURE 23 – Analyse de la réponse initiale par méthode de De La Fuente

On trouve :  $T_a = 0.75 \text{ sec}$  et  $T_b = 1.75 \text{ sec}$ .

En se référant à la sous-sous section 2.1.4, on détermine les valeurs des paramètres de l'équation 14 :

$$T = T_b - T_a = 1 \text{ sec},$$

$$\tau = 1.31 \times T_a - 0.31 \times T_b = 0.44 \text{ sec}.$$

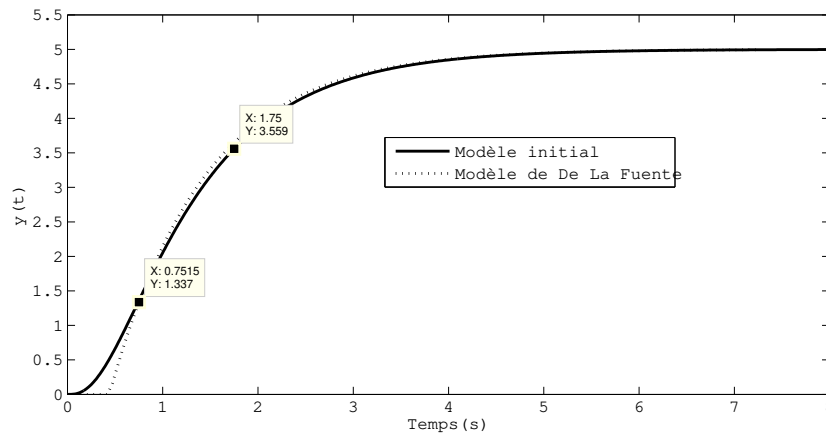


FIGURE 24 – Réponse réelle approchée par modèle de De La Fuente

La figure 24 donne les courbes de réponse du système réel et du modèle de De La Fuente. La concordance des deux points qui correspondent à 27% et à 73% est bien vérifiée.

### 2.5.2 Identification en boucle fermée

On considère un système de deuxième ordre à numérateur non constant, décrit par la fonction de transfert suivante :

$$H(s) = \frac{-0.1(s-1)}{(1+0.5s)^2}. \quad (15)$$

Ce système est mis en boucle fermée à retour unitaire, comme l'indique la figure 25, avec un correcteur où on supprime les actions dérivées ou intégrales du correcteur.

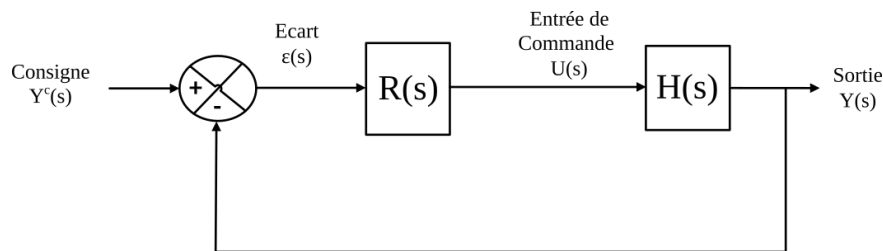


FIGURE 25 – Système en BF

On procède par appliquer une entrée indicielle d'amplitude  $E_0 = 10$ , et on choisit un gain du régulateur  $G_r = 1$ . La figure 26 représente la réponse du système.

On remarque que la sortie ne rejoint pas la consigne, il reste un écart en régime permanent qui vaut  $\varepsilon_s = 9.07$ . Le système est donc de classe 0, il ne présente pas d'intégration. Ce procédé possède donc un gain statique  $G_p = \frac{\frac{E_0}{\varepsilon_s} - 1}{G_r} = 0.102$ .

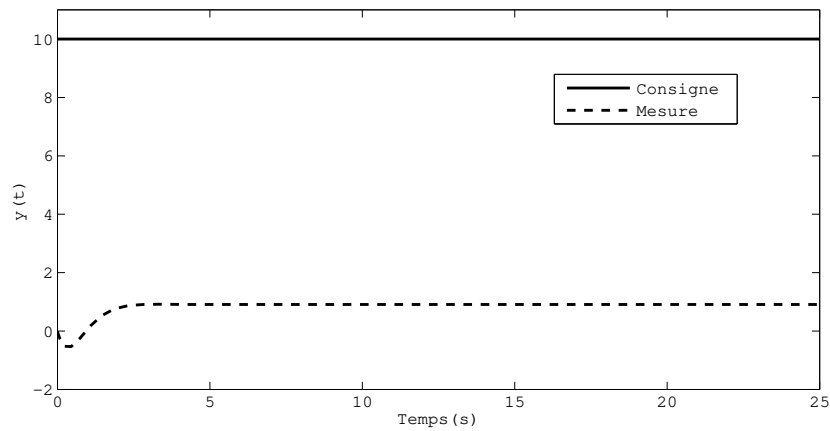


FIGURE 26 – Réponse du système suite à une excitation indicielle

On change par la suite le gain du régulateur  $G_r$  de façon à avoir des oscillations juste entretenues, on note alors la valeur du gain critique :  $G_{rc} = 10$ . Les oscillations de la sortie sont indiquées sur la figure 27 avec une période  $T_{osc} = 2.228$  sec.

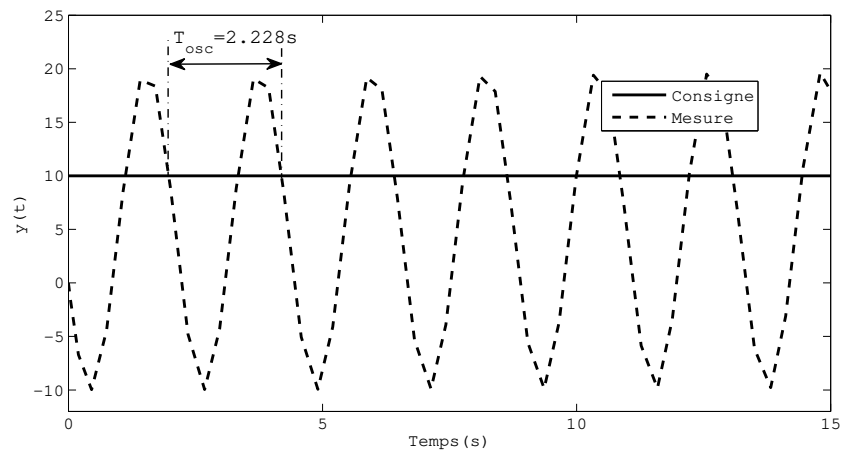


FIGURE 27 – Sortie en oscillations juste entretenues

L'objectif est d'identifier le système par un modèle de Broïda qui satisfait l'équation 16 :

$$H(s) = \frac{Ke^{-\tau s}}{(1 + Ts)}$$

Les paramètres à déterminer sont donc :

- $K = G_p = 0.102$
- $\tau = \frac{T_{osc}}{2\pi} \sqrt{(G_{rc}G_p)^2 - 1}$
- $T = \frac{T_{osc}}{2} \left(1 - \frac{1}{\pi} \arctan\left(2\pi \frac{\tau}{T_{osc}}\right)\right)$

La figure 28 donne les courbes de réponse du système réel et du modèle de Broïda.

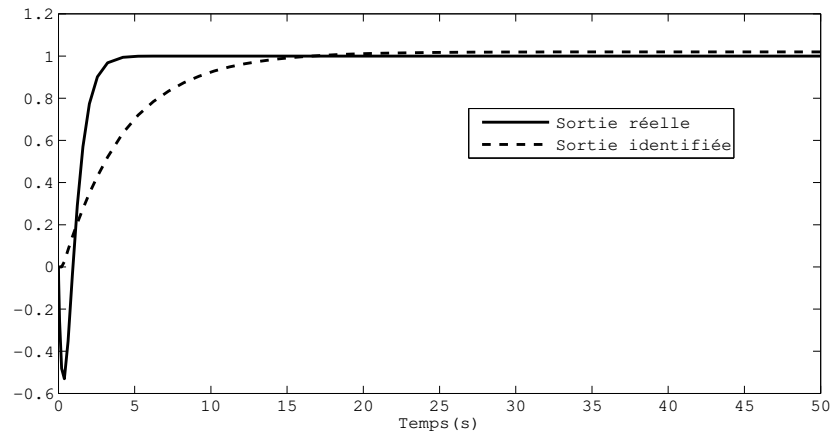


FIGURE 28 – Tracés des courbes indicielles du système et du modèle de Broïda

### 3 Conclusion

Il résulte d'après ce qui précède qu'il n'y'a pas un modèle unique pour modéliser un système linéaire invariant dans le temps. L'ensemble des méthodes proposées ne permet pas de déterminer les valeurs des paramètres mais il permet de proposer une structure entre la sortie et une entrée indicielle.

Ces approches graphiques opèrent hors-ligne et nécessitent des signaux de grandes amplitudes. Certes, une grande amplitude du signal d'entrée peut mener à une bonne analyse de la réponse transitoire. Ceci cependant est soumis à des contraintes d'exploitation pratique du processus. En outre, cette contrainte peut paraître gênante pour les systèmes de dynamique faible ou présentant de longs temps morts. Parallèlement, les méthodes précédemment mentionnées échouent en présence du bruit ou des charges externes inattendues, puisqu'il est difficile de déterminer avec précision si le processus a atteint son régime permanent.

### Références

- [ÅH95] K. J. ÅSTRÖM et T. HÄGGLUND. *PID controllers : Theory, design, and tuning*. ISA : The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 1995 (cf. p. 5).
- [HA07] A. HADJ ABDELKADER. *Identification des systèmes linéaires*. Université ABOU BEKR BELKAID-Tlemcen, Faculté de Technologie, 2007 (cf. p. 1).
- [HLC01] H.-P. HUANG, M.-W. LEE et C.-L. CHEN. "A system of procedures for identification of simple models using transient step response". Dans : *Industrial & Engineering Chemistry Research* 40.8 (avr. 2001), pp. 1903-1915. DOI : [10 . 1021 / ie0005001](https://doi.org/10.1021/ie0005001) (cf. p. 5).
- [Luy90] W. L. M. LUYBEN. *Process modeling, simulation and control for chemical engineers*. McGraw-Hill, juin 1990 (cf. p. 5).
- [Mar95] T. E. MARLIN. *Process control. Designing processes and control system for dynamic performance*. New York : McGraw-Hill, 1995. DOI : [10 . 1016 / s0959-1524\(96\)90017-7](https://doi.org/10.1016/s0959-1524(96)90017-7) (cf. p. 1, 5).
- [Pro97] P. PROUVOST. *Contrôle régulation*. 9 rue Méchain, 75014 Paris : NATHAN Technique, 1997 (cf. p. 1, 7, 9, 10).
- [RK96] G. P. RANGIAH et P. R. KRISHNASWAMY. "Estimating second-order dead time parameters from underdamped process transients". Dans : *Chemical Engineering Science* 51.7 (avr. 1996), pp. 1149-1155. DOI : [10 . 1016 / s0009-2509\(96\)80013-3](https://doi.org/10.1016/s0009-2509(96)80013-3) (cf. p. 5).
- [Shi96] F. G. SHINSKEY. *Process control systems : Application, design, and tuning*. McGraw-Hill Professional, 1996 (cf. p. 5).
- [SPK78] K. R. SUNDARESAN, C. C. PRASAD et P. R. KRISHNASWAMY. "Evaluating parameters from process transients". Dans : *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development* 17.3 (juil. 1978), pp. 237-241. DOI : [10 . 1021 / i260067a004](https://doi.org/10.1021/i260067a004) (cf. p. 5).