2. Modele matematice intrare-stare-ieşire pentru STC liniare

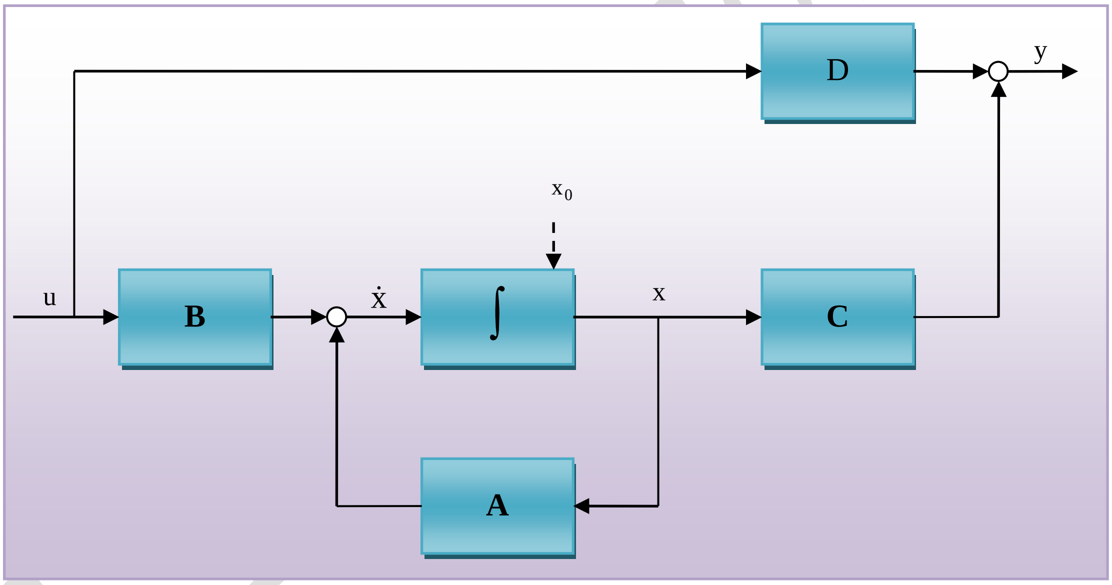
A) Forme canonice

Cazul MIMO (*cazul general*): Forma canonică a MM-ISI este:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t), \quad x(0) = x_0 \\ y(t) = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \end{cases} \qquad (1)$$

- ✓ $x \in R^n$; n reprezintă *ordinul sistemului*;
- ✓ $u \in R^m$; m reprezintă numărul mărimilor de intrare;
- ✓ $y \in R^p$; p reprezintă numărul mărimilor de ieşire;
- ✓ A este o matrice de forma (n, n) şi poartă numele de *matrice a sistemului*;
- ✓ B este o matrice de forma (n, m) şi poartă numele de *matrice de intrare*;
- ✓ C este o matrice de forma (p, n) şi poartă numele de *matrice de ieşire*;
- ✓ D este o matrice de forma (p, m) şi poartă numele de *matrice de interconexiune*;
- ✓ x(0) este starea iniţială a sistemului; starea iniţială ia valoarea concretă x_0.

Modelulului (1) îi corespunde schema bloc din figură:



Prezenţa blocului integrator redă caracterul inerţial al sistemului. Existenţa conexiunii cu reacţie în jurul integratorului surprinde posibilitatea ca sistemul să ajungă în stări de echilibru. Blocul de amplificare D caracterizează aspectul cauzal. Astfel:

- ✓ dacă $D \neq 0$, sistemul se află la limita de cauzalitate;
- ✓ dacă $D = 0$, sistemul este strict cauzal:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t), \quad x(0) = x_0 \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \qquad (2)$$

Cazul SISO (m=1, p=1): Forma canonică a MM-ISI este

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + b \cdot u(t), \quad x(0) = x_0 \\ y(t) = c^T \cdot x(t) + d \cdot u(t) \end{cases} \qquad (1')$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + b \cdot u(t), \quad x(0) = x_0 \\ y(t) = c^T \cdot x(t) \end{cases} \tag{2'}$$

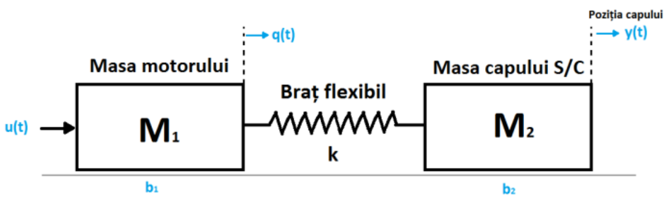
- ✓ matricea B devine vectorul b;
- ✓ matricea C devine vectorul c^T.

Polinomul caracteristic al sistemului (1) este dat de matricea A, se calculează cu formula:

$$\mu(s) = \det(sI\text{-}A) \quad (3)$$

are gradul n şi este un polinom monic (coeficientul termenului de gradul n este 1).

Exemplu: *Mişcarea radială a părţii mecanice a acţionării capului de scriere/citire la un HDD este realizată de structura din figură.*



Ea este considerată ca sistem cu orientarea u → y (forţa radială care se exercită asupra masei motorului → deplasarea radială a capului de scriere/citire) şi este redată de MM-ISI (3), de ordinul IV. Variabila q este deplasarea radială a motorului pe direcţia braţului care poartă capul de scriere/citire, parametrul k este constanta resortului care modelează braţul flexibil, iar parametri b_1 şi b_2 sunt coeficienţii de amortizare asociaţi maselor M_1 şi M_2.

$$\begin{cases} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{q}(t) \\ \dot{y}(t) \\ \ddot{q}(t) \\ \ddot{y}(t) \end{bmatrix}}_{\dot{x}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k}{M_1} & \frac{k}{M_1} & -\frac{b_1}{M_1} & 0 \\ \frac{k}{M_2} & -\frac{k}{M_2} & 0 & -\frac{b_2}{M_2} \end{bmatrix}}_{A} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} q(t) \\ y(t) \\ \dot{q}(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix}}_{x(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{M_1} \\ 0 \end{bmatrix}}_{b} \cdot u(t), \quad \underbrace{\begin{bmatrix} q(0) \\ y(0) \\ \dot{q}(0) \\ \dot{y}(0) \end{bmatrix}}_{x(0)} = \underbrace{\begin{bmatrix} q_0 \\ y_0 \\ \dot{q}_0 \\ \dot{y}_0 \end{bmatrix}}_{x_0}, \\ [y(t)] = \underbrace{[0 \quad 1 \quad 0 \quad 0]}_{c^T} \cdot \begin{bmatrix} q(t) \\ y(t) \\ \dot{q}(t) \\ \dot{y}(t) \end{bmatrix} \end{cases} \tag{4}$$

Polinomul caracteristic al sistemului este: $\mu(s) = det(s \cdot I - A) = \begin{vmatrix} s & 0 & -1 & 0 \\ 0 & s & 0 & -1 \\ \frac{k}{M_1} & -\frac{k}{M_1} & s+\frac{b_1}{M_1} & 0 \\ -\frac{k}{M_2} & \frac{k}{M_2} & 0 & s+\frac{b_2}{M_2} \end{vmatrix}$

Calculul determinantului se poate face pe mai multe căi, de exemplu prin dezvoltare după prima linie:

$$\mu(s) = \begin{vmatrix} s & 0 & -1 & 0 \\ 0 & s & 0 & -1 \\ \frac{k}{M_1} & -\frac{k}{M_1} & s+\frac{b_1}{M_1} & 0 \\ -\frac{k}{M_2} & \frac{k}{M_2} & 0 & s+\frac{b_2}{M_2} \end{vmatrix} = s \cdot \begin{vmatrix} s & 0 & -1 \\ -\frac{k}{M_1} & s+\frac{b_1}{M_1} & 0 \\ \frac{k}{M_2} & 0 & s+\frac{b_2}{M_2} \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} 0 & s & -1 \\ \frac{k}{M_1} & -\frac{k}{M_1} & 0 \\ -\frac{k}{M_2} & \frac{k}{M_2} & s+\frac{b_2}{M_2} \end{vmatrix} = \cdots$$

$$= s \cdot \left[s^3 + \left(\frac{b_1}{M_1} + \frac{b_2}{M_2} \right) \cdot s^2 + \left(\frac{b_1 b_2}{M_1 \cdot M_2} + \frac{k}{M_1} + \frac{k}{M_2} \right) \cdot s + \frac{k \cdot (b_1 + b_2)}{M_1 \cdot M_2} \right]$$

B) Abordarea în domeniul operaţional

Esenţa abordării constă în stabilirea dependenţelor intrare - ieşire (5) și (7) în domeniul operaţional și a formulelor de calcul (8) și (9) ale matricelor de transfer *H(s)*.

Pentru a stabili dependența intrare ieşire între imaginea semnalului de intrare şi starea inițială, pe de-o parte, şi imaginea semnalului de stare, pe de altă parte, dată de relația (5), se pleacă de la ecuaţia de stare din sistemul (1). Se consideră semnale unilaterale. Succesiv avem:

$$\dot{x}(t)=A\cdot x(t)+B\cdot u(t),\quad x(0)=x_0 \quad \circ\!-\!\bullet\; s\cdot x(s)-x_0=A\cdot x(s)+B\cdot u(s)$$

$$s\cdot x(s)-A\cdot x(s)=x_0+B\cdot u(s)$$

$$(s\cdot I-A)\cdot x(s)=x_0+B\cdot u(s)\quad \Big|\,(s\cdot I-A)^{-1}\bullet$$

$$x(s)=(s\cdot I-A)^{-1}\cdot x_0+(s\cdot I-A)^{-1}\cdot B\cdot u(s) \tag{5}$$

Pentru a stabili dependența intrare ieşire între imaginea semnalului de intrare şi starea inițială, pe de-o parte, şi imaginea semnalului de ieșire, pe de altă parte, dată de relația (7), avem în vedere că din (1) rezultă:

$$y(t)=C\cdot x(t)+D\cdot u(t)\circ\!-\!\bullet\; y(s)=C\cdot x(s)+D\cdot u(s) \tag{6}$$

$$\left.\begin{matrix}(5)\\(6)\end{matrix}\right\} \Rightarrow \quad y(s)=C\cdot(s\cdot I-A)^{-1}\cdot x_0+[C\cdot(s\cdot I-A)^{-1}\cdot B+D]\cdot u(s) \tag{7}$$

Considerând în (7) condiţii iniţiale nule, obţinem expresia matricei de transfer (8) și a variantelor acesteia:

- ✓ $H(s)=C\cdot(s\cdot I-A)^{-1}\cdot B+D\,;$ (8)
- ✓ $H(s)=C\cdot(s\cdot I-A)^{-1}\cdot B\,;$ (8’)
- ✓ $H(s)=c^T\cdot(s\cdot I-A)^{-1}\cdot b+d\,;$ (9)
- ✓ $H(s)=c^T\cdot(s\cdot I-A)^{-1}\cdot b\,.$ (9’)

În acest context expresia lui *y(s)* din (7) devine:

$$y(s)=C\cdot(s\cdot I-A)^{-1}\cdot x_0+H(s)\cdot u(s) \tag{7’}$$

Matricea $(s\cdot I-A)^{-1}$ se numeşte *matrice rezolventă a sistemului (1)*. Originalul ei se notează cu $\Phi(t)$ și poartă numele de *matrice de tranziţie a sistemului*:

$$(s\cdot I-A)^{-1}\circ\!-\!\bullet\,\Phi(t)\,. \tag{10}$$

Se demonstrează că

$$\Phi(t)=I+At+\frac{1}{2!}A^2t^2+\cdots+\frac{1}{k!}A^kt^k\cdots\,. \tag{11}$$

Întrucât această serie are toate proprietăţile unei exponenţiale, alternativ notației cu $\Phi(t)$ se foloseşte notaţia $e^{At}=I+At+\frac{1}{2!}A^2t^2+\cdots+\frac{1}{k!}A^kt^k\cdots$. Deci:

$$\Phi(t)=e^{At}\,. \tag{12}$$

> **N**otă: Programele de calcul ale matricei de tranziție existente în diferite medii de calcul operează cu dezvoltarea în serie (de mai sus). Aceasta poate fi folosită şi pentru calculele pe hârtie, atunci când $\exists \ell\in N^+$ astfel încât $A^{\ell}=0$ (*A* este *matrice nilpotentă de ordinul* ℓ).

***Exemplul 1**: Fie un sistem cu matricea* $A=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & 0\end{bmatrix}$. *Întrucât $A^2=0$, A este o matrice nilpotentă de ordinul 2. Indiferent dacă utilizăm (10) (calculăm matricea rezolventă, apoi trecem din domeniul operaţional în domeniul timp) sau suma din (12) (care aici se reduce la o sumă de doi termeni), pentru matricea de tranziție obținem expresia* $\Phi(t)=\begin{bmatrix}1 & t\\ 0 & 1\end{bmatrix}$.

***Exemplul 2:** Să se calculeze f.d.t. H(s) a sistemului (de poziționare)*

$$\begin{cases}\dot{x}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & 0\end{bmatrix}\cdot x+\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}\cdot u\\ y=\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}\cdot x\end{cases}.$$

Apoi să se calculeze răspunsul y(t) al sistemului la un semnal de intrare de tip impuls unitar, în condiţiile iniţiale $x_0=\begin{bmatrix}0.5\\ 1.5\end{bmatrix}$.

Soluţie: Se folosesc formulele (8') şi (7'):

$$sI-A=\begin{bmatrix}s & -1\\ 0 & s\end{bmatrix}\ \rightarrow\ (sI-A)^{-1}=\begin{bmatrix}\frac{1}{s} & \frac{1}{s^2}\\ 0 & \frac{1}{s}\end{bmatrix}\ \rightarrow\ H(s)=\frac{1}{s^2}.$$

$$c^T\cdot(sI-A)^{-1}=\begin{bmatrix}\frac{1}{s} & \frac{1}{s^2}\end{bmatrix},\ x_0=\begin{bmatrix}0.5\\ 1.5\end{bmatrix},\ H(s)=\frac{1}{s^2},\ u(s)=1,\ ,\ \rightarrow\ y(s)=\frac{2.5}{s^2}+\frac{0.5}{s}\ \rightarrow\ \mathrm{y(t)}=2.5\cdot\mathrm{t}+0.5\,.$$

C) Abordarea în domeniul timp

- În esenţă abordarea în domeniul timp înseamnă calculul răspunsurilor *x(t)* şi *y(t)* ale sistemului (1) (respectiv variantelor (1'), (2), (2')) pentru diferite semnale de intrare în condiţii iniţiale date.

Formula de calcul a lui *x(t)* se obține prin trecerea relației (5) în domeniul timp, ținând seama de formulele (10), (12) și de teorema produlului de convoluție din cazul transformatei Laplace:

$$(5)\ \circ\!-\!\bullet\ x(t)=e^{At}x_0+\int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \tag{13}$$

Formula de calcul a lui y(t) se obține înlocuind acest rezultat în ecuația de ieșire a sistemului (1):

$$y(t)=Ce^{At}x_0+C\cdot\int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau+D\cdot u(t)\ . \tag{14}$$

***Exemplul 3**: Să se aplice formula (13) în următorul caz (sistem de poziționare cu condiții inițiale nenule):*

$$\dot{x}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & 0\end{bmatrix}\cdot x+\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}\cdot u\ ,\quad x_0=\begin{bmatrix}2\\ 1\end{bmatrix},\quad u(t)=t\ ,t\geq 0\ .$$

***Soluție:** Folosind rezultatul din exemplul 1 obținem*:

$$x(t)=\begin{bmatrix}1 & t\\ 0 & 1\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}2\\ 1\end{bmatrix}+\int_0^t\begin{bmatrix}1 & t-\tau\\ 0 & 1\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}\cdot\tau\cdot d\tau=\begin{bmatrix}2+t+\frac{t^3}{6}\\ 1+\frac{t^2}{2}\end{bmatrix},\quad t\geq 0\ .$$

- Din (13) şi (14) se obţin soluţiile de regim liber (evoluţia sistemului datorată doar condiţiilor iniţiale):

$$\begin{cases} x_\ell(t) = e^{At}x_0 \\ y_\ell(t) = Ce^{At}x_0 \end{cases} \qquad (15)$$

Notă: Prima relaţie argumentează denumirea de *matrice de tranziţie* prin faptul că matricea $\Phi(t)$ = e^{At} serveşte pentru a descrie tranziţia din starea iniţială x_0 în starea curentă $x_\ell(t)$.

Tot din (13) şi (14) se obţin soluţiile de regim forţat (când evoluţia sistemului se datorează doar semnalului de intrare):

$$\begin{cases} x_f(t) = \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \\ y_f(t) = \int_0^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau + D\cdot u(t) \end{cases} \qquad (16)$$

Ca urmare (13) şi (14) se pot rescrie în forma (17):

$$\begin{cases} x(t) = x_\ell(t) + x_f(t) \\ y(t) = y_\ell(t) + y_f(t) \end{cases}. \qquad (17)$$

Rezultatul are următoarea *Interpretare*: la un sistem liniar un regim de funcționare provocat de aplicarea unui semnal de intrare oarecare în condiții inițiale date rezultă prin superpoziția regimului liber corespunzător condițiilor inițiale cu regimul forțat corespunzător semnalului de intrare.

În unele tipuri de probleme, pentru calculul răspunsului forţat al unui sistem cauzal la un semnal de intrare dat se foloseşte, alternativ formulei (14), următoarea formulă:

$$y_f(t) = \int_0^t y_\delta(t-\tau)u(\tau)d\tau = y_\delta(t) * u(t) \quad . \qquad (18)$$

Ea furnizează răspunsul sistemului ca produs de convoluţie al răspunsului sistemului la impuls Dirac $y_\delta(t)$ *cu semnalul de intrare u(t).* Formula de calcul a răspunsul sistemului la impuls Dirac se obţine din (14) considerând $u(t) = \delta(t)$ şi condiţii iniţiale nule. Astfel, avem:

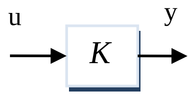
$$y_\delta(t) = \int_0^t Ce^{A(t-\tau)}B\delta(\tau)d\tau = Ce^{At}B\,.$$

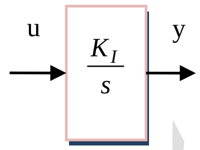
3. Elemente de transfer tipizate liniare

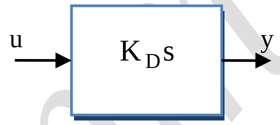
În mod obişnuit, numim *element de transfer* (ET) un sistem de tip SISO cu o structură relativ simplă care se întâlneşte frecvent în aplicaţii practice, atât în problemele de modelare a proceselor fizice cât şi în problemele de concepere și realizare fizică elementelor de conducere (regulatoare, elemente de corecţie).

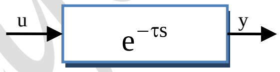
În continuare se prezintă sub formă tabelară principalele tipuri de elementele de transfer. Ele sunt prezentate sub aspectul transferului (de informație) intrare-ieșire. Aspectul energetic și limitările funcționale nu sunt prezentate. În tabel se precizează:

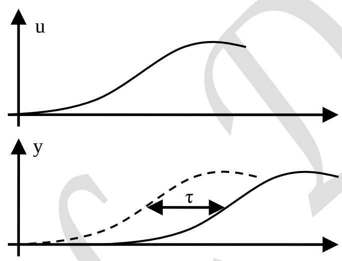
- denumirea ET,
- MM-II în domeniul timp,
- denumirea parametrilor, formula f.d.t.
- simbolul folosit pentru reprezentarea ET în schemele bloc.

ET-P (proporţional)	
$y(t) = K \cdot u(t)$, $K > 0$ K se numeşte *amplificarea* ET	
$H(s) = K$	

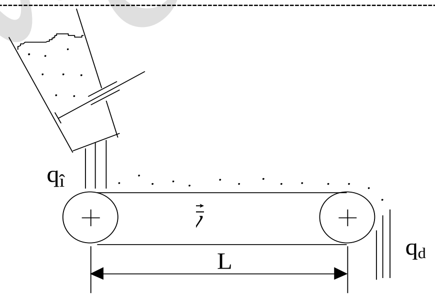
ET-I (integrator)	
$y(t) = K_I \int_0^t u(t)dt$, $K_I > 0$ K_I se numeşte *amplificarea* ET	
$H(s) = \frac{K_I}{s}$	

ET-D (derivator)	
$y(t) = K_D \cdot \dot{u}(t)$, $K_D > 0$ K_D se numeşte *amplificarea* ET	
$H(s) = K_D s$	

ET-Tm (cu timp mort)	
$y(t)=u(t-\tau)$, $\tau > 0$ τ se numeşte timp mort	
$H(s)=e^{-\tau s}$	



Răspunsul ET-TM la un semnal oarecare



Transportorul cu bandă

Un ET-Tm întârzie apariţia la ieşire a răspunsului (răspuns identic cu semnalul de intrare) cu τ secunde.
Un caz tipic este transportorul cu bandă modelat de ecuaţia

$$q_d(t) = q_î(t - \frac{\ell}{v})$$

în care:

- $q_î$ = cantitatea încărcată la momentul t;
- q_d = cantitatea descărcată la momentul t;
- ℓ = lungimea benzii;
- v = viteza de deplasare a benzii.

ET-Tm are capacitatea de a memora valorile mărimii de intrare din ultimele τ secunde – o infinitate de valori! În consecinţă, el este un sistem infinit dimensional. Acest lucru este evidenţiat şi de funcţia de transfer, care nu mai este o funcţie raţională, ci o funcţie transcendentă. Pentru determinarea ei se foloseşte *teorema retardării*:

$$f(t) \circ\!-\!\bullet\, f(s) \quad \Rightarrow \quad f(t-\tau) \circ\!-\!\bullet\, f(s) \cdot e^{-\tau s}$$

Deci:

$$y(t) = u(t-\tau) \circ\!-\!\bullet\, y(s) = u(s) e^{-\tau s}$$

$$H(s)=\frac{y(s)}{u(s)} \quad \Rightarrow \quad H(s)=e^{-\tau s}$$

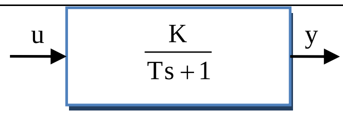
Întrucât H(s) este o funcţie transcendentă, apar dificultăţi de calcul şi de modelare. Din acest motiv se recurge la aproximarea expresei transcendente prin expresii raţionale proprii (gradul numărătorului e egal cu gradul numitorului). Cele mai folosite sunt *aproximările Padé*.

ET-PT₁ (proporţional cu temporizare de ordinul I)

$$T\dot{y}(t)+y(t)=Ku(t)$$

K – amplificarea ET; T – constanta de timp a ET

$$H(s)=\frac{K}{Ts+1}$$



ET-PD (proporţional derivator)

$$y(t)=K_p u(t)+K_D\dot{u}(t)$$

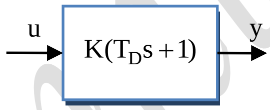
sau

$$y(t)=K\cdot[u(t)+T_D\dot{u}(t)]$$

$$H(s)=K_P+K_D\cdot s$$

sau

$$H(s)=K(1+T_D\cdot s)$$



ET-PI (proporţional integrator)

$$y(t)=K_P u(t)+K_I\int_0^t u(\tau)d\tau$$

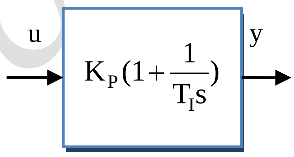
sau

$$y(t)=K_P\left[u(t)+\frac{1}{T_I}\int_0^t u(\tau)d\tau\right]$$

$$H(s)=K_P+\frac{K_I}{s}$$

sau

$$H(s)=K_P(1+\frac{1}{T_I s})$$



Observaţie: În practică amplificărilor şi constantelor de timp din modelele anterioare li se dau diferite interpretări pe baza răspunsului sistemului la semnal de intrare treaptă unitară.

ET-PID (proporţional – integrator - derivator)

$$y(t)=K_p u(t)+K_I\int_0^t u(\tau)\cdot d\tau+K_D\dot{u}(t) \quad \text{sau} \quad y(t)=K\cdot\left[u(t)+\frac{1}{T_I}\int_0^t u(\tau)\cdot d\tau+T_D\dot{u}(t)\right]$$

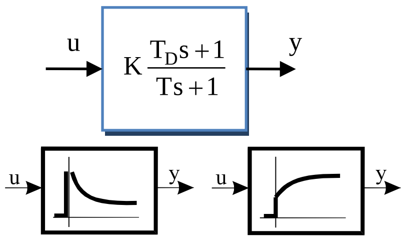
$$H(s)=K_P+\frac{K_I}{s}+K_D\cdot s \quad \text{sau} \quad H(s)=K(1+\frac{1}{T_I\cdot s}+T_D\cdot s)$$

ET-PDT₁ (proporţional derivator cu temporizare de ordinul I)

$$T\dot{y}(t)+y(t)=K\cdot[u(t)+T_D\dot{u}(t)]$$

K, T şi T_D se numesc, respectiv, *amplificarea*, constanta de timp de întârziere şi constanta de timp de anticipare ale ET

$$H(s)=K\cdot\frac{T_D s+1}{Ts+1}$$



$T_D>T$ $T>T_D$

Din punct de vedere aplicativ sunt importante două situaţii:

- $T_D<T$ – element cu întârziere-anticipare (lag-lead);
- $T_D>T$ – element cu anticipare-întârziere (lead-lag).

ET-PT₂ (proporţional cu temporizare de ordinul II)

Prima formă canonică:

$$T^2 \cdot \ddot{y}(t) + 2 \cdot \zeta \cdot T \cdot \dot{y}(t) + y(t) = K \cdot u(t)$$

A doua formă canonică:

$$\ddot{y}(t) + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot \dot{y}(t) + \omega_n^2 \cdot y(t) = K \cdot \omega_n^2 \cdot u(t)$$

- ζ (zeta) este *coeficientul de amortizare* şi ia în mod obişnuit valori în intervalul (0;1);
- ω_n (omega) este pulsaţia naturală şi este inversul perioadei.

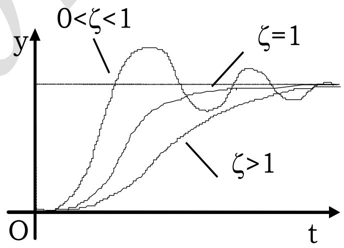
Prima formă a funcţiei de transfer:

$$H(s) = \frac{K}{T^2 \cdot s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot T \cdot s + 1}$$

A doua formă a funcţiei de transfer:

$$H(s) = \frac{K \cdot \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

Răspunsul la semnal treaptă evidenţiază în funcţie de valoarea parametrului ζ trei regimuri de funcţionare posibile:



$$\begin{cases} \zeta < 1 & \rightarrow \quad \text{regim oscilant amortizat (subamortizat)} \\ \zeta = 1 & \rightarrow \quad \text{regim aperiodic critic} \\ \zeta > 1 & \rightarrow \quad \text{regim aperiodic (supraamortizat)} \end{cases}$$

În cazul regimului subamortizat, cu cât ζ este mai mic, cu atât sunt mai numeroase şi mai mari oscilaţiile.

Regimul aperiodic-critic este un regim limită între regimul subamortizat şi a regimul supraamortizat; este cel mai rapid regim aperiodic.

În diferite domenii tehnice ajustarea lui ζ se face pentru una dintre cele trei situaţii (de ex. în robotică se urmăreşte obţinerea unui regim aperiodic sau aperiodic critic).