Lucrarea nr. 3:
Analiza în domeniul timp a elementelor unui sistem de reglare automată

1. Scopul lucrării

Se va face analiza comportării în timp a sistemelor liniare de ordinul 1 şi 2 prin determinarea variaţiei mărimii de ieşire a acestora în funcţie de semnalul aplicat la intrare (semnal treaptă, semnal rampă).

Se vor face aprecieri asupra performanţelor tranzitorii şi staţionare ale elementelor studiate, observându-se modul în care acestea sunt influenţate de modificarea diverşilor parametrii ai sistemelor.

2. Breviar teoretic

Orice sistem este caracterizat printr-o anumită dependenţa funcţională între variaţia în timp a mărimii de ieşire y(t) şi variaţia în timp a mărimii de intrare u(t). Această legătură de regim dinamic poate fi exprimată printr-o ecuaţie diferenţială, obţinută pe baza legilor fizico-chimice ce caracterizează funcţionarea unor elemente caracteristice sistemului. Pentru un sistem liniar monovariabil intrare/ieşire, ecuaţia diferenţială are în cazul general forma:

$$a_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \ldots + a_0 y(t) = b_m \frac{d^m u(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u(t)}{dt^{m-1}} + \ldots + b_0 u(t) \tag{1}$$

în care coeficienţii a_n, ..., a_o, b_m, ..., b_o au semnificaţie fizică, iar condiţia ca sistemul să fie fizic realizabil este $n \geq m$.

Aplicând transformata Laplace ecuaţiei (1), în condiţii iniţiale nule, se obţine funcţia de transfer a sistemului:

$$H(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \ldots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0} \tag{2}$$

Dacă se dau factori comuni termenii a_o şi respectiv b_o se obţine forma "cu constante de timp" a funcţiei de transfer:

$$H(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = k \frac{T_m' s^m + \ldots + T_1' s + 1}{T_n' s^n + \ldots + T_1' s + 1} = \frac{\sum_{j=1}^{m} T_j' s^j + 1}{\sum_{i=1}^{n} T_i' s^i + 1} \tag{3}$$

unde: $k = \frac{b_0}{a_0}$ - factorul de amplificare al sistemului;

$T_j' = \frac{b_j}{b_0} (1 \leq j \leq m)$

$T_i' = \frac{a_i}{a_0} (1 \leq i \leq n)$

- coeficienţii având dimensiunea unor constante de timp.

Se pun în evidenţă următorii termeni tip:

- Termen constant: $H_k(s) = k$;
- Termen liber:

  -integrator $H_{l_i}(s) = \frac{1}{s}$; -derivativ $H_{l_d}(s) = s$;
- Termen liniar:

  -element de întârziere de ordinul 1: $H_{L_i}(s) = \frac{1}{Ts+1}$;

  -element de anticipare de ordinul 1: $H_{L_a}(s) = Ts+1$
- Termen cuadratic:

  -element de întârziere de ordinul 2: $H_{Q_i}(s) = \frac{1}{T^2 s^2 + T' s + 1}$;

  -element de anticipare de ordinul 2: $H_{Q_a}(s) = T^2 s^2 + T' s + 1$

În tabelul nr.1 sunt prezentate răspunsurile în timp ale acestor termeni tip la intrări standard treaptă şi rampă.

Observaţii:

a) *Zerourile* unei funcţii de transfer sunt soluţiile polinomului de la numărătorul funcţiei de transfer.

b) *Polii* funcţiei de transfer reprezintă rădăcinile polinomului de la numitorul funcţiei de transfer.

În funcție de polii și zerourile funcției de transfer, aceasta se mai poate scrie sub forma:

$$H(s) = \frac{(s-z_1)(s-z_2)\ldots(s-z_m)}{(s-p_1)(s-p_2)\ldots(s-p_n)};$$

unde $z_{1,2,\ldots,m}$ sunt zerourile funcției de transfer, iar $p_{1,2,\ldots,n}$ sunt polii funcției de transfer.

c) Se defineşte *tipul funcţiei de transfer* prin numărul polilor în origine ai funcţiei de transfer.

d) *Ordinul funcţiei de transfer* este dat de ordinul ecuaţiei diferenţiale din care s-a obţinut prin transformata Laplace funcţia de transfer. Deci pentru sisteme fizic realizabile, n>m, ordinul coincide cu gradul polinomului de la numitorul funcţiei de transfer.

Aplicație: Pentru funcția de transfer $H(s) = \frac{s-3}{s^2(s-5)}$ să se determine zerourile, polii, tipul și ordinul funcției de transfer.

$H(s) = \dfrac{s-\overset{\text{Zerou}}{3}}{\underset{\text{tip}}{s^{2}}(s-5)}$	Zerouri: $z_1=3$; Poli: $p_{1,2}=0$; $p_3=5$; Funcția este de tip 2 și de ordinul 3.

Analiza in timp reprezintă determinarea răspunsului in timp a sistemelor considerate, la diverse tipuri de semnale de intrare şi determinarea principalelor proprietăţi (stabilitate, performanţe, etc.).

Performanţele regimului dinamic sunt descrise prin indici sintetici de calitate ce caracterizează răspunsul indicial al sistemului:

- suprareglajul σ
- timpul primului maxim sau de atingere a abaterii maxime a mărimii de ieşire în regim tranzitoriu t_σ;
- durata regimului tranzitoriu t_t definită prin timpul ce se scurge din momentul aplicării excitaţiei (intrarea) pe canalul de referinţă şi până când ieşirea intră într-o bandă de $\pm(2 \div 5)\% y_S$;
- *indicele de oscilaţie* Ψ reprezintă variaţia relativă a amplitudinilor a două depăşiri succesive de acelaşi semn a valorii de regim staţionar,
- *perioada oscilaţiilor* T pentru regimul oscilant amortizat;
- *numărul de oscilaţii* N dacă răspunsul traversează de un număr finit de ori componenta staţionară;

Pe lângă aceşti indici de calitate principali, se mai pot defini şi alţii cum ar fi:

- timpul de stabilire: momentul în care se atinge pentru prima dată valoarea staţionară a ieşirii;

- timpul de creştere: valoarea subtangentei dusă la y(t) atunci când intersectează dreapta de 0,5 y_{st}, tangenta fiind limitată de axa t şi de axa y_S.

Aprecierea acestor indici de calitate se face pe baza răspunsului indicial al SRA, deci a funcţiei de transfer în circuit închis. *Răspunsul indicial* reprezintă răspunsul unui sistem liniar atunci când intrarea este de tip treaptă (ce se poate considera, datorită liniarităţii, de amplitudine unu - treapta unitară).

Performanţele regimului staţionar:

- *eroarea staţionară* - valoarea erorii de reglare în regim staţionar (neperturbat, stabilizat):
$$\varepsilon_S = \lim_{t \to \infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \to 0} s\varepsilon(s) = \lim_{s \to 0} s y_r(s) H_\varepsilon(s)$$

Sistemul de ordinul 1:

Un element de ordinul întîi este descris de o ecuaţie de tipul: $a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_0 y(t) = b_0 u$ care, prin aplicarea transformatei Laplace, conduce la o funcţie de transfer de tipul: $H_1(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{k}{Ts+1}$ unde $T = \frac{a_1}{a_0}$ este constanta de timp, iar $k = \frac{b_0}{a_0}$ este factorul de amplificare.

Pentru *k=1* sistemul este descris de functia de transfer $\mathrm{H(s)} = \frac{1}{1+\mathrm{Ts}}$,T > 0 (4)

Considerând intrarea sistemului *u(t)=1(t)* rezultă *u(s) = 1/s* şi

$$y(s) = H(s)u(s) = \frac{1}{s(1+Ts)} = \frac{1}{s} - \frac{T}{1+Ts} \quad \text{deci} \quad y(t) = (1-e^{-t/T})1(t) \tag{5}$$

care este reprezentat în fig.1.

Din (5) se observă: $y_{st} = \lim_{t\to\infty} y(t) = \lim_{s\to 0} s \cdot y(s) = 1$ (6)

şi cum $\frac{dy(t)}{dt} = \frac{1}{T} e^{-t/T}$, $t > 0$ (7)

tangenta în origine la graficul lui y(t) este $y(t) = y(0_+)t = \frac{1}{T}t$ (8)

Pentru $y(t_1) = y_{st} = 1$ rezulta $t_1 = T$ adică *subtangenta în origine la graficul funcţiei* y(t) *determină pe dreapta de* y_{st} *un segment egal chiar cu constanta de timp* T. Se poate spune deja că, pe măsura ce *constanta de timp creşte, răspunsul sistemului este din ce in ce mai lent .*

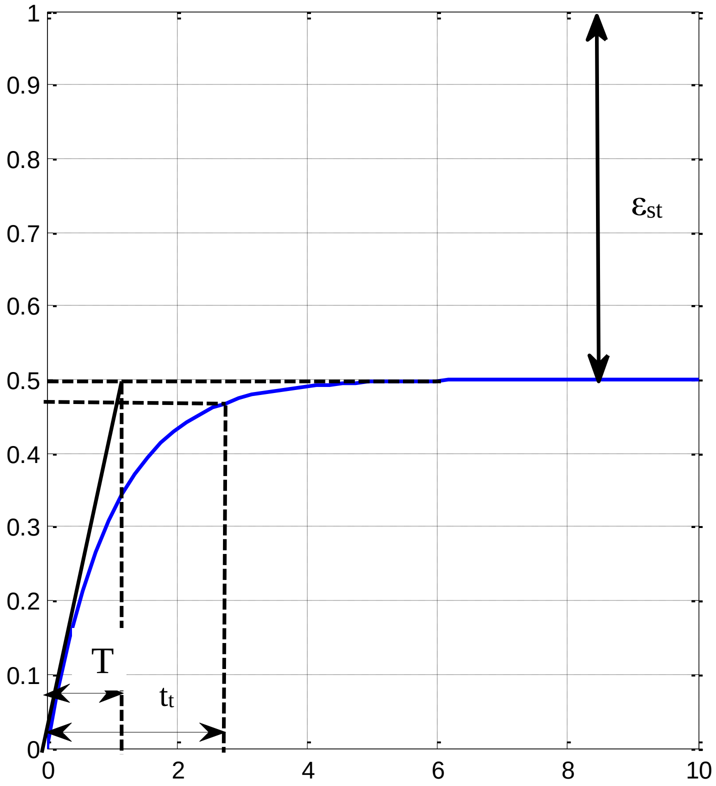


Fig.1. *Răspunsul indicial al sistemului de ordinul 1*

Convenţional se consideră că regimul tranzitoriu a încetat atunci când:

$$|y(\tau) - y_{st}| \le k_{st} y_{st} \quad , \ \forall \tau \ge t_t \tag{9}$$

care defineşte *durata regimului tranzitoriu* (sau *timpul tranzitoriu*) şi unde uzual

$$k_{st} = 0{,}05 \quad (5[\%]) \quad sau \quad k_{st} = 0{,}02 \quad (2[\%]) \tag{10}$$

În cazul acestui sistem, devine $e^{-\tau/T} \le k_{st}$, $\forall \tau > +t_t$ adică

$\tau \ge -T \ln k_{st} \Rightarrow t_t = -T \ln k_{st} \cong (3 \div 4)T$

unde s-a ţinut cont de valorile constantei k_{st}. Trebuie reţinută şi relaţia dintre *polul sistemului*, ce este:

p = -1/T < 0 şi *durata regimului tranzitoriu*, care se exprimă prin: $t_t \cong \frac{3 \div 4}{|p|}$ (11)

şi, deci, pe măsură ce *polul se îndepărtează de axa imaginară* (in cadrul semiplanului stâng) *regimul tranzitoriu este mai scurt.*

<u>*Observaţii:*</u>

a) Dacă $\boxed{H_I(s)=\frac{k}{1+Ts},\ T>0}$; cu *u(t)=1(t)* şi *u(s)=1/s;* $y(s)=H(s)u(s)=\frac{k}{s(1+Ts)}=\left(\frac{1}{s}-\frac{T}{1+Ts}\right)k$

b) $y_{st}=\lim_{t\to\infty} y(t)=\lim_{s\to 0} s\cdot y(s)=k$; k se numeşte factor de amplificare în regim staţionar. Deci

$$y(t)=k(1-e^{-t/T})1(t) \tag{12}$$

Pentru acest sistem , performanţele dinamice şi staţionare sunt următoarele:

$t_t \cong 3T$

$\sigma=0$

$\varepsilon_{st}=(1-K)\cdot 100[\%]$;   dacă $K=1 \Rightarrow \varepsilon_{st}=0$

b) Dacă sistemul liniar este mai complicat dar cu poli reali şi una dintre constantele de timp este mult mai mare decât toate celelalte, atunci din punct de vedere al răspunsului acest sistem se poate aproxima cu sistemul de ordinul I cu constanta de timp cea mai mare.

Sistemul de ordinul 2

Ecuaţia diferenţială caracteristică sistemului de ordin doi este:

$$a_2\frac{d^2y(t)}{dt^2}+a_1\frac{dy(t)}{dt}+a_0y(t)=b_0u(t) \tag{13}$$

Scrisă sub formă de pulsaţii, ecuaţia devine:

$$\frac{d^2y(t)}{dt^2}+2\zeta\omega_n\frac{dy(t)}{dt}+\omega_n^2y=k^2\omega_n u \tag{14}$$

unde: $\zeta=\frac{a_1}{2\sqrt{a_0a_1}}$,   (15)   şi $\omega_n=\sqrt{\frac{a_0}{a_2}}$,   (16)

Funcţia de transfer obţinută aplicând transformata Laplace expresiei (14) este:

$$\boxed{H_{II}(s)=\frac{y(s)}{u(s)}=\frac{k\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2}} \tag{17}$$

Pentru k=1 $\quad \mathrm{H(s)}=\frac{1}{\mathrm{T^2s^2+2\zeta Ts+1}}=\frac{\omega_n^2}{\mathrm{s^2}+2\zeta\omega_n\mathrm{s}+\omega_n^2}$ (18)

în care $\mathrm{T}>0$, $\omega_n=1/\mathrm{T}$, $\zeta\in[0,1)$ se numesc *constanta de timp, pulsaţia naturală*, respectiv *factorul de amortizare*.

Uzual, se consideră că $\zeta\in[0,1)$, în cazul în care $\zeta\geq 1$ sistemul are poli reali şi se poate descompune în două sisteme de ordinul I.

Când intarea este treaptă (unitară) se deduce $\mathrm{y(s)=H(s)u(s)}=\frac{\omega_n^2}{\mathrm{s}\left(\mathrm{s^2}+2\zeta\omega_n\mathrm{s}+\omega_n^2\right)}$ (19)

şi se obţin următoarele regimuri tipice:

a) *Regim neamortizat* (ζ=0)

$$y(s) = \frac{\omega_n^2}{s\left(s^2+\omega_n^2\right)} = \frac{1}{s} - \frac{s}{s^2+\omega_n^2} \Rightarrow y(t) = \left(1-\cos\omega_n t\right)\ 1(t) \tag{20}$$

adică un răspuns armonic cu pulsaţia ω_n.

b) *Regim subamortizat* $(0<\zeta<1)$

Cum în acest caz polii sunt complecşi $p_{1,2} = -\zeta\,\omega_n \pm j\,\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$

$$y(s) = \frac{\omega_n^2}{s\left[\left(s+\zeta\omega_n\right)^2+\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\right)^2\right]} = \frac{1}{s} - \frac{s+2\zeta\omega_n}{\left(s+\zeta\omega_n\right)^2+\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\right)^2} =$$

$$= \frac{1}{s} - \frac{\left(s+\zeta\omega_n\right)+\dfrac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\,\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}{\left(s+\zeta\omega_n\right)^2+\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\right)}$$

$$\begin{aligned} y(t) &= \left[1-e^{-\zeta\omega_n t}\left(\cos\ \omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\ t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\ t\right)\right] 1(t) = \\ &= \left[1-\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}\ t + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right)\right] 1(t) \end{aligned} \tag{21}$$

care este *răspunsul tipic al sistemului de ordinul II.*

c) *Regim critic* $(\zeta = 1)$. Polii sunt $p_1 = p_2 = -\omega_n$

$$y(s) = \frac{\omega_n^2}{s\left(s+\omega_n\right)^2} = \frac{1}{s} - \frac{s+2\omega_n}{\left(s+\omega_n\right)^2} \quad \text{adica} \quad y(t) = \left[1-e^{-\omega_n t}\left(1+\omega_n t\right)\right]\ 1(t) \tag{22}$$

d) *Regim supra amortizat* $(\zeta > 1)$. Polii devin reali şi distincţi $p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \omega_n\sqrt{\zeta^2-1}$

$$y(t) = \left[1-\frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{\zeta^2-1}}\operatorname{sh}\left(\omega_n\sqrt{\zeta^2-1}\ \ t + \operatorname{arcth}\frac{\sqrt{\zeta^2-1}}{\zeta}\right)\right]\ 1(t) \tag{23}$$

Structura acestor răspunsuri este cea din fig.2.

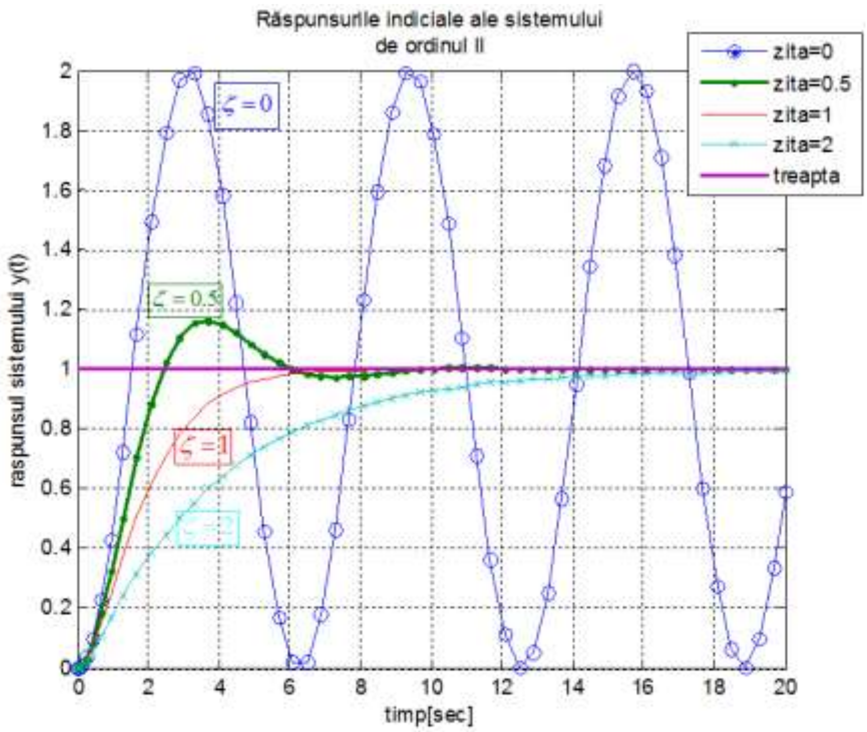


Fig.2. *Răspunsurile indiciale ale sistemului de ordinul 2*

Performanțele sistemului de ordinul 2 sunt prezentate în fig.3:

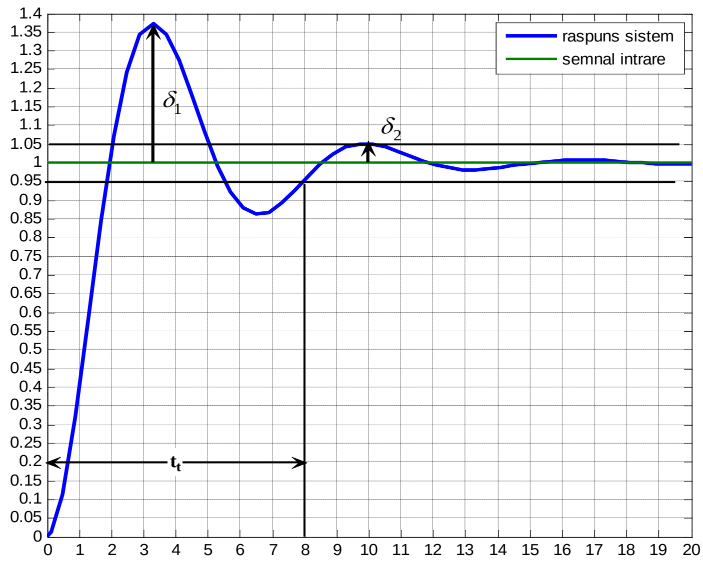


Fig.3. *Performanțele regimului dinamic pentru răspunsul tipic al sistemului de ord II*

Considerând răspunsul tipic al sistemului de ordinul II ($0<\zeta<1$), un calcul analitic al duratei regimului tranzitoriu se poate face pe baza definirii convenționale (9) presupunând că t_t se identifică chiar cu un extrem al răspunsului. Aceste momente de timp se deduc din (21) prin derivare:

$\dot{y}(t)=0 \Rightarrow t_k = \dfrac{k\cdot\Pi}{\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}}, \quad k\in N$ şi valorile extremelor sunt $y(t_k)=1+(-1)^{k+1}e^{-\frac{k\Pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$

$y_{st}=1 \Rightarrow e^{-\frac{k\Pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \le k_{st}$; $\quad e^{-\zeta\omega_n t_k} \le k_{st} \Rightarrow t_k \ge \dfrac{-\ln k_{st}}{\zeta\omega_n}$ $\quad \boxed{\Rightarrow t_t = \dfrac{3\ldots4}{\zeta\omega_n}}$ (24)

Conchidem că *durata regimului tranzitoriu* depinde de abscisa polilor complecşi adică tot de depărtarea de axa imaginară ca şi în cazul sistemului de ordinul 1.

Un alt parametru semnificativ al răspunsului sistemului de ordin 2 este *suprareglajul* definit astfel:

$$\boxed{\sigma = \frac{y_{\max}-y_{st}}{y_{st}} = \frac{\delta_1}{y_{st}}} \tag{25}$$

În cazul răspunsului tipic (21) cum $y_{\max} = y(t_1) = 1 + e^{-\frac{\Pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} = 1+\delta_1$;

$y_{st}=1 \Rightarrow \sigma = e^{\frac{-\Pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$ (26)

(şi ca urmare se observă că suprareglajul depinde exclusiv de factorul de amortizare $\zeta\in(0,1)$.

De asemenea se poate defini un *coeficient de amortizare a oscilaţiilor:*

$$\psi = \frac{\delta_1-\delta_2}{\delta_1} = 1-\frac{\delta_2}{\delta_1} \tag{27}$$

unde δ_1 şi δ_2 sunt primele două depăşiri ale valorii de y_{st}. În cazul răspunsului (21) cum

$$\delta_1 = y(t_1)-y_{st} = e^{\frac{-\Pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}}, \quad \delta_2 = y(t_3)-y_{st} = e^{\frac{-3\Pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \Rightarrow \psi = 1-e^{\frac{-2\Pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \tag{28}$$

şi deci amortizarea depinde numai de factorul de amortizare ζ.

Pentru regimul subamortizat principalele performante dinamice şi staţionare sunt:

$\boxed{t_t = \dfrac{-\ln(0{,}05\sqrt{1-\zeta^2})}{\zeta\omega_n} \cong \dfrac{4}{\zeta\omega_n}}$; $\quad \boxed{\sigma = e^{\frac{-\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}\cdot 100[\%]}$

$\boxed{\varepsilon_{st} = (1-K)\cdot 100[\%];}$ $\quad$ dacă $K=1 \Rightarrow \varepsilon_{st}=0$

3. CHESTIUNI DE STUDIAT

1. Ce efecte se obţin modificând parametrii T şi k ai sistemului de întârziere de ordinul 1 asupra răspunsului în timp al sistemului şi asupra performanţelor tranzitorii şi staţionare ale acestuia (ε_{st}, t_t).

Indicație:

a) Pentru determinarea variației erorii staționare pentru un sistem de ordinul 1 se va realiza schema din fig. 4, în care s-au ales funcții de transfer cu factor de amplificare $k=\{0{,}1;\ 0{,}5;\ 0{,}9\}$, rezultând răspunsul sistemelor y_1, y_2, y_3 la o intrare treaptă (Step).

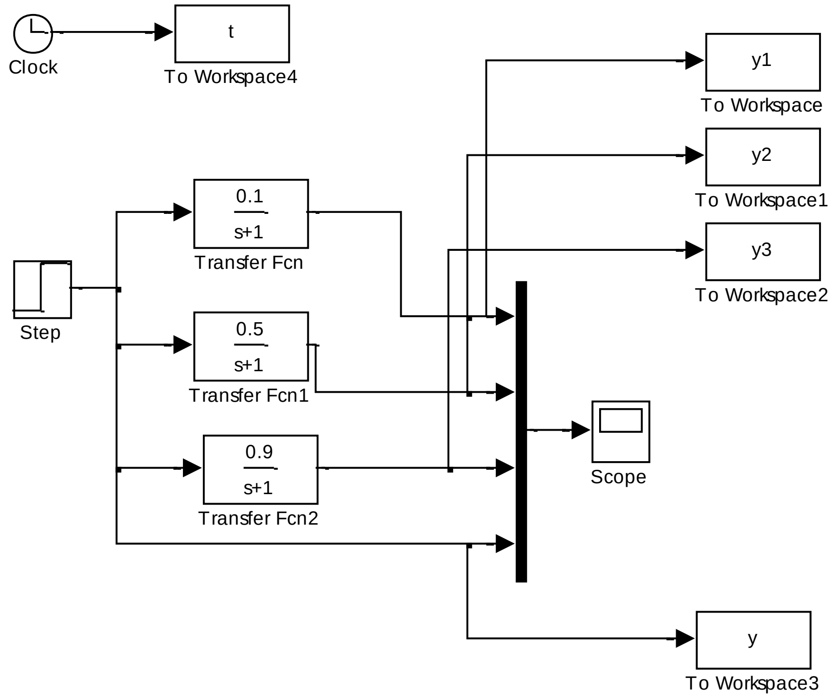


Fig 4.

Pentru a identifica mai ușor răspunsul sistemelor se va realiza graficul din fig. 5, revenindu-se în fereastra de lucru Matlab unde se va da comanda:

Plot(t,y1,'b+',t,y2,'r',t,y3,'g*',t,y,’m’,'LineWidth',1.5)

Plot(out.t,out.y1,'b+',out.t,out.y2,'r',out.t,out.y3,'g*',out.t,out.y,’m’,'LineWidth',1.5)

Facultativ:
Pentru modificarea caracteristicilor graficului (titlul, numele axelor, caracteristicile curbelor) se intră în meniul **Edit→Figure Properties…**

Pentru fiecare dintre cele 3 răspunsuri se determină pe grafic eroarea staționară:

$$y_1 \Rightarrow \varepsilon_{st1} = \cdots$$
$$y_2 \Rightarrow \varepsilon_{st2} = \cdots$$
$$y_3 \Rightarrow \varepsilon_{st3} = \cdots$$

În acest fel se va observa cum variază eroarea staționară la creșterea factorului de amplificare.

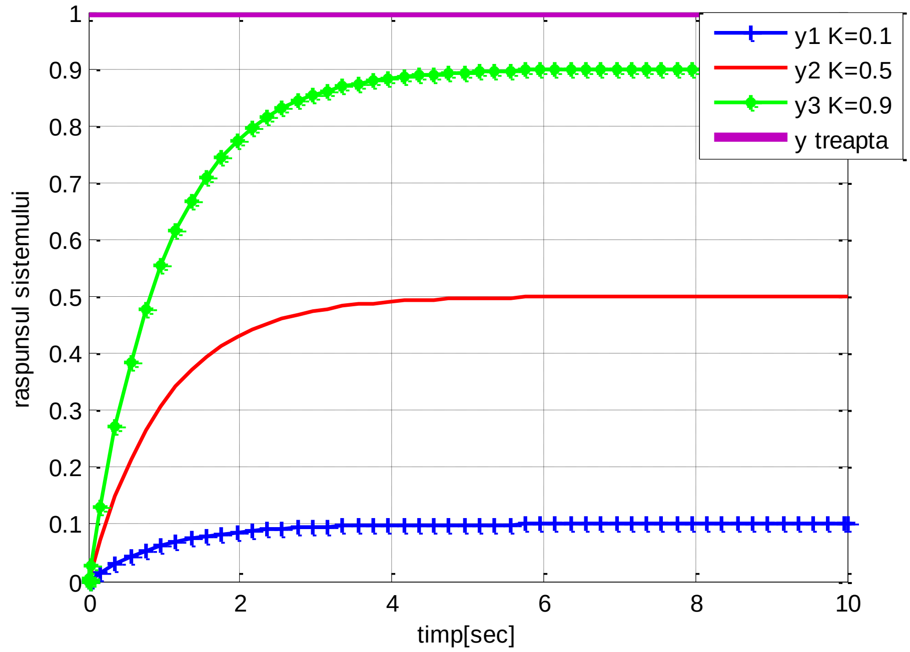


Fig.5. Răspunsul sistemului

b) Pentru determinarea variației constantei de timp pentru un sistem de ordin 1 se realizează schema din figura 5 în care cele 3 funcții de transfer au constantele de timp $T = \{1, 2, 3\}$, în care y_1, y_2, y_3 reprezintă răspunsurile sistemelor la o intrare treptă.

Observație: Înainte de a realiza simularea, se va alege timpul de simulare de 20sec.

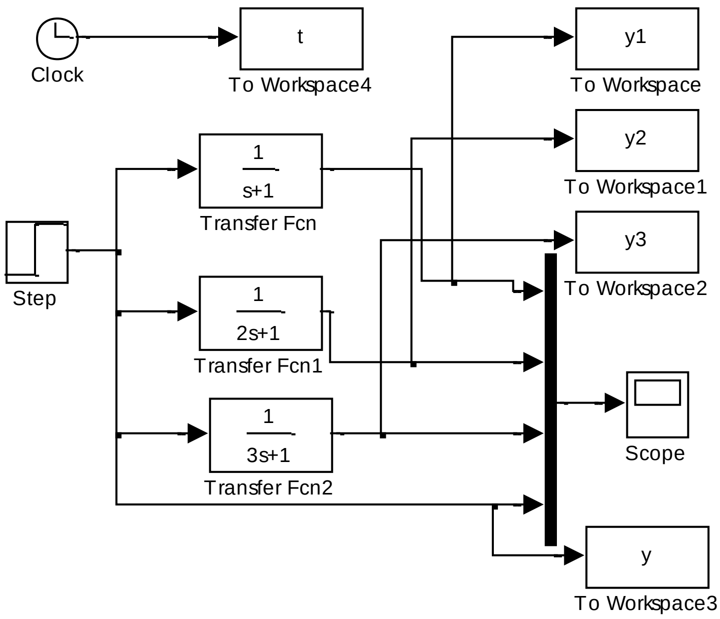


Fig. 6

Analog punctului a), în fereastra Matlab se va da comanda și va rezulta un grafic asemănător celui din figura 7:

plot(t,y1,'b+',t,y2,'r',t,y3,'g*',t,y,'m','LineWidth',1.5)

Plot(out.t,out.y1,'b+',out.t,out.y2,'r',out.t,out.y3,'g*',out.t,out.y,'m','LineWidth',1.5)

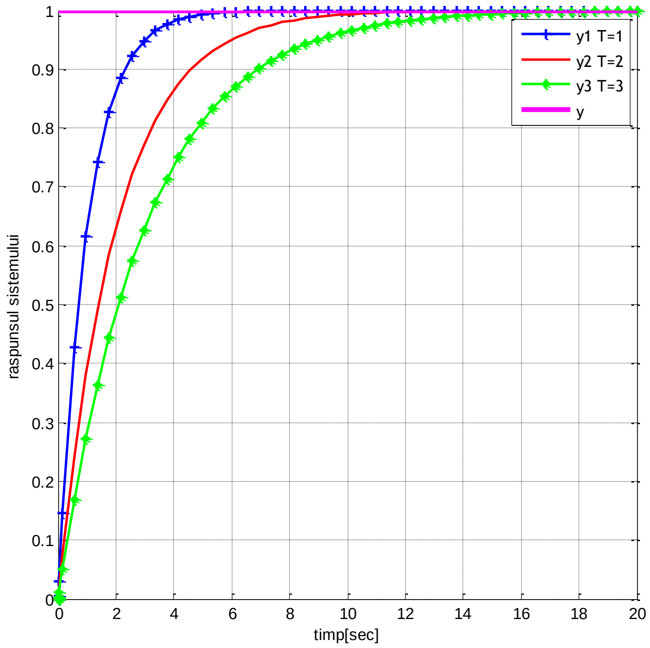


Fig. 7. *Răspunsul sistemului*

Se va determina pe grafic durata regimului tranzitoriu pentru fiecare răspuns:

$$y_1 \Rightarrow t_{t1} = \cdots$$
$$y_2 \Rightarrow t_{t2} = \cdots$$
$$y_3 \Rightarrow t_{t3} = \cdots$$

Cum variază durata regimului tranzitoriu la creşterea constantei de timp?

2. Să se observe grafic performanţele de regim dinamic şi staţionar pentru sistemul de ordinul 2 cu următoarele caracteristici:

- factor de amplificare k=1;
- factor de amortizare ζ=0.5
- pulsaţia naturală ω_n=1 rad/s

Indicaţie:

Se calculează H(s) şi se realizează schema din figura 8.

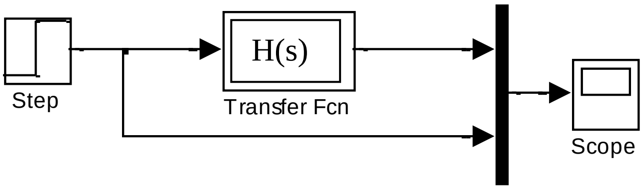


Fig.8.

Pentru răspunsul obţinut se vor determina:

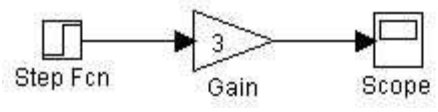
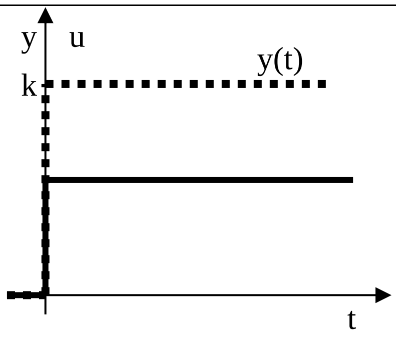
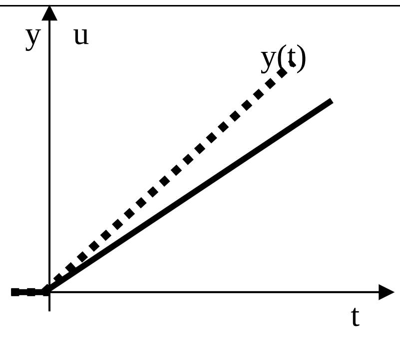
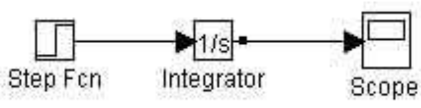
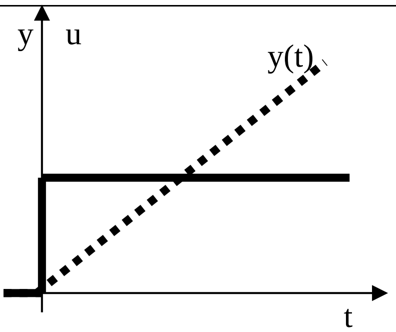
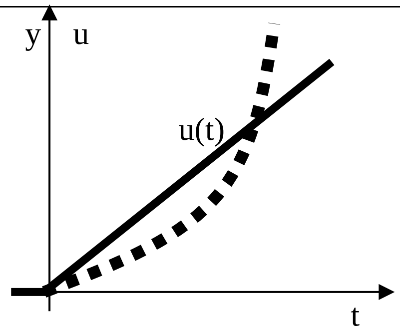
$\sigma = \cdots$

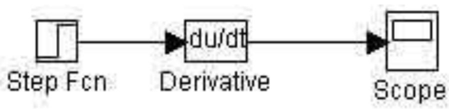
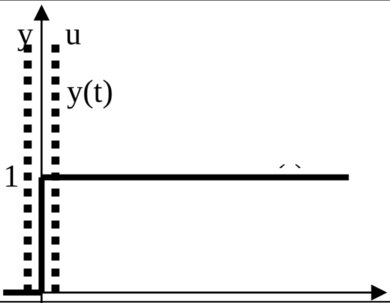
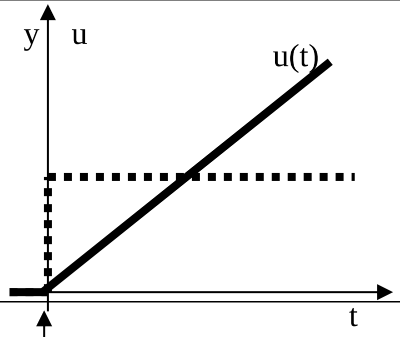
$t_t = \cdots$

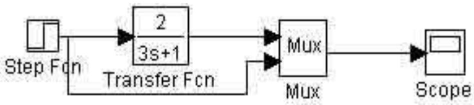
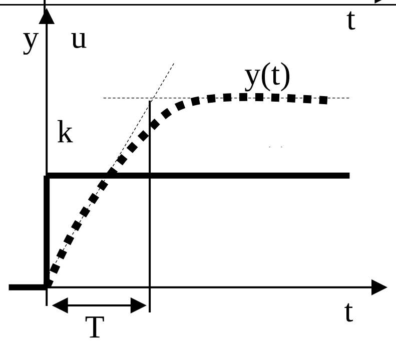
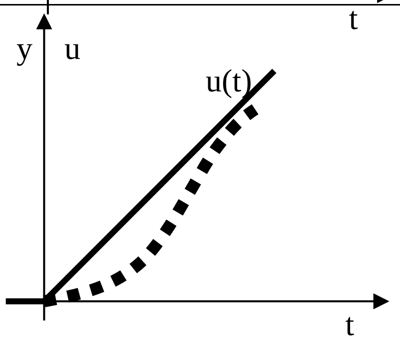
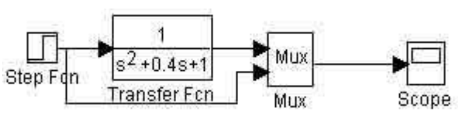
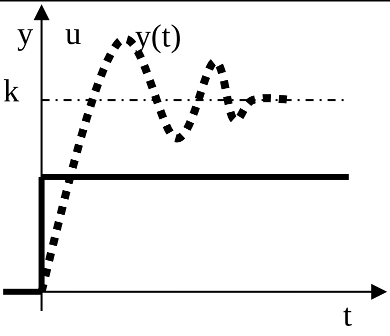
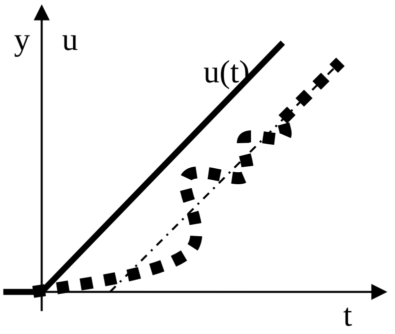
$\varepsilon_{st} = \cdots$

Tabelul 1: Răspunsul în timp al termenilor tip

<table>
<tr><td rowspan="2">Denumirea termenului tip
Functia de transfer
Elementul MATLAB corespunzator</td><td colspan="2">Raspunsul termenului tip la semnal</td></tr>
<tr><td>TREAPTA</td><td>RAMPA</td></tr>
<tr><td>Element constant:
$H_k(s)=k$

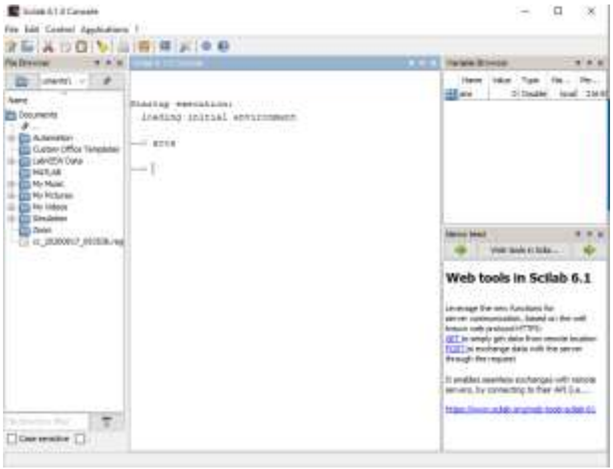
Pentru k=3
</td><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Element integrator
$H_{I_i}(s)=\frac{1}{s};$
</td><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Element derivativ

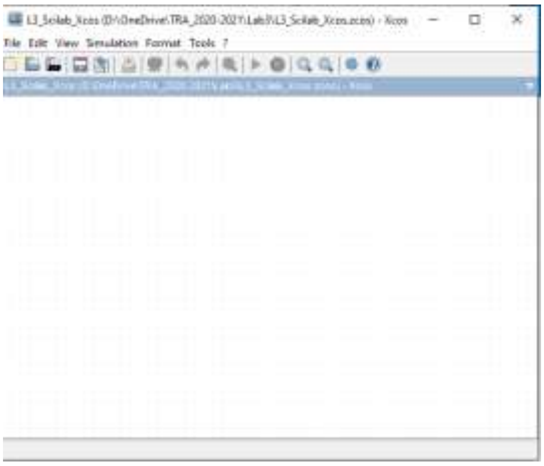
$H_{I_d}(s)=s$
</td><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Element de intarziere de ordinul 1:
$H_{L_i}(s)=\frac{k}{Ts+1};$

Pentru k=2 si T=3
</td><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Element de intarziere de ordinul 2:
$H_{Q_i}(s)=\frac{k}{T^2s^2+2\zeta Ts+1};$
</td><td></td><td></td></tr>
</table>

Anexa 1. Modele în Scilab/XCos

Programul Scilab 6.1.0 poate fi instalat de pe site-ul :
https://www.scilab.org/download/6.1.0
Se va descărca o versiune .exe corespunzătoare sistemului de operare propriu.
Modulul XCOS este incorporat în Scilab și se poate executa prin scrierea in linia de comanda a instructiunii ”xcos”.





Realizarea Fig. 4 în Scilab/XCOS se regăsește mai jos:

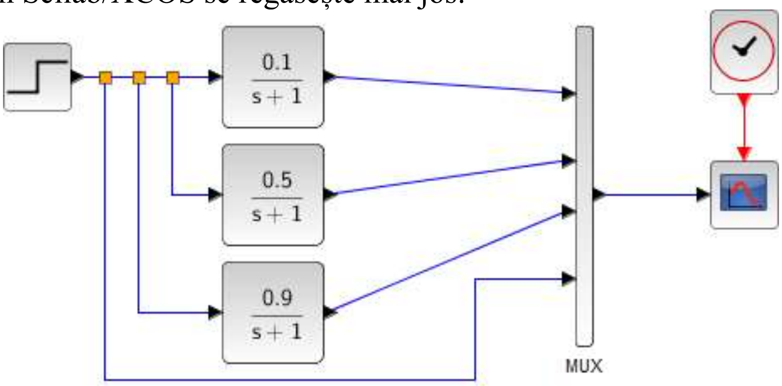


Fig. 4 implementată în Scilab/XCOS

Realizarea Fig. 6 în Scilab/XCOS se regăsește mai jos:

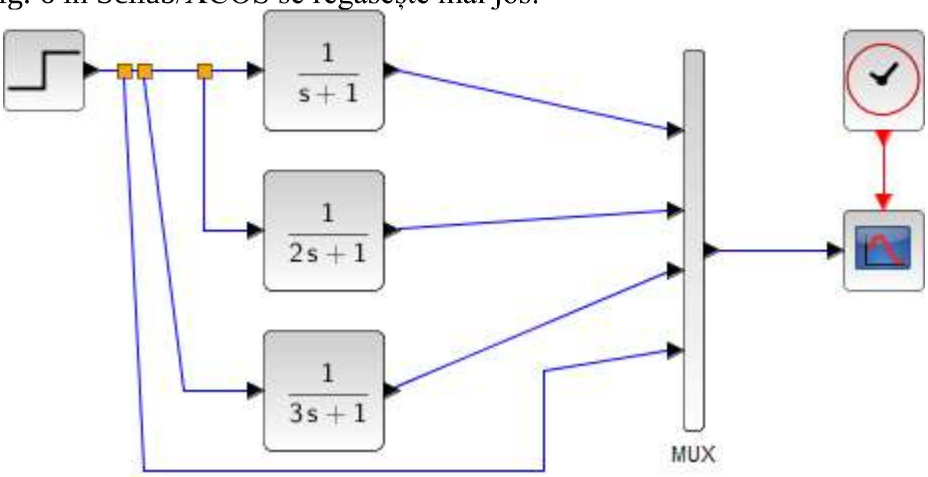


Fig. 6 implementată în Scilab/XCOS