

**Curs 4**  
**6.4. Sisteme dinamice de ordin redus**

**6.4. Sisteme dinamice de ordin redus**

*Sistemele dinamice de ordin redus* sunt reprezentări particulare de ordin redus – de regulă pentru  $m, n \leq 2$  (3) – ale f.d.t.:

$$H(\lambda) = \frac{\sum_{\mu=0}^m \beta_{\mu} \lambda^{\mu}}{\sum_{v=0}^n \alpha_v \lambda^v}, \quad \text{cu } m \leq n. \quad (6.4.1)$$

În practică, sistemele de ordin redus sunt denumite adeseori și **elemente de transfer (ET) de ordin redus**. Ele se regăsesc adeseori:

- ca MM care caracterizează funcționarea unor blocuri (module, echipamente) din structura SCA sau, în anumite condiții simplificatoare, chiar funcționarea întregului SCA;
- ca MM aferente unor blocuri informaționale componente ale schemelor bloc corespunzătoare unor sisteme cu structură mai complexă.

Cunoașterea proprietăților subsistemelor de ordin redus, corelată cu proprietățile conferite structurilor de conducere de interconectarea subsistemelor componente, permite o analiză mai ușoară a structurilor cu conducere automată.

**A) Sisteme continue de ordin redus.** Aceste sisteme prezintă particularitatea că au denumiri și simbolizări bine precizate (de exemplu, [D3]). Această **denumire** este dată pe baza ecuației diferențiale aferente sistemului, după următoarea regulă:

- membrul drept precizează caracterul prelucrării mărimii de intrare: P – proporțional; I – integrator; D – derivativ;
- membrul stâng precizează ordinul de temporizare (întârziere),  $T_*$ , \* marcând numărul egal cu ordinul maxim de derivare a mărimii de ieșire.

Principial, proprietățile ET tipizate pot fi caracterizate prin **descriptorii** următori:

- MM-II sub forma ecuației diferențiale și a f.d.t.;
- amplasarea polilor și zerourilor în planul rădăcinilor;
- expresia analitică și alura grafică a răspunsului indicial  $y_o(t)$ , pe baza căreia este simbolizat ET;
- f.r.p., l.d.t. și c.l.p. (expresia analitică și alurile caracteristicilor grafice);
- realizare sistemică a ET, preferându-se forma “naturală” a MM-ISI, în care variabila / variabilele de stare să aibă semnificație fizică;
- realizare electronică, realizare ca *filtru activ cu amplificatoare operaționale* (FA cu AO);

## Curs 4

### 6.4. Sisteme dinamice de ordin redus

- ecuația recurentă atașată, obținută prin discretizare (de exemplu, conform relației lui Tustin cu normarea  $a_n=1$  ( $p_n=1$ )).

Pentru principalele ET de ordin redus aceste elemente sunt sintetizate în tabelul 6.2. Referitor la informațiile din acest tabel sunt făcute două precizări:

- variantele de realizare electronică prin FA cu AO nu sunt unicele și în unele cazuri – din punct de vedere al utilizării practice – nici cele mai avantajoase; în cazul reguletoarelor electronice, realizările pot fi mult mai detaliate ([P5]);
- realizările sistemice – MM-ISI – aferente ET sunt cele frecvent utilizate în practică.

**B) Elementul de transfer continuu de formă rațională (ET-R).** Prin definiție, ET-R continuu este un sistem pentru care MM-II sub forma f.d.t. este o formă rațională în variabila “s”:

$$H(s) = \frac{\sum_{\mu=0}^m \beta_{\mu} s^{\mu}}{\sum_{v=0}^n \alpha_v s^v}, \quad \text{cu} \quad m \leq n. \quad (6.4.2)$$

MM caracterizează PC continue și SRA continue în ansamblu. În acest context este necesară evidențierea unor aspecte legate de studiul elementului de transfer de formă rațională, ET-R.

(1) Pentru calculul răspunsului indicial  $y_o(t)$  va fi apelat calculul operațional:

$$y(t) = L^{-1}\{y(s)\} = L^{-1}\{H(s)u(s)\}, \quad (6.4.3)$$

cu  $u(s) = 1/s$  dacă semnalul este treaptă unitate.

În cazul în care prezintă interes valorile răspunsului la semnal treaptă unitate, la momentele  $t \rightarrow 0$  ( $t > 0$ ) respectiv  $t \rightarrow \infty$ , sunt reamintite cele două teoreme relative la aceste calcule la limită:

- teorema valorii inițiale* (TVI), conform căreia:

$$y_o(0) = \lim_{t \rightarrow 0} y_o(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s y_o(s),$$

$$y_o(0) = \begin{cases} b_n/a_n, & \text{pentru } m = n, \text{ cu salt (discontinuitate) în origine,} \\ 0, & \text{pentru } m < n; \end{cases} \quad (6.4.4)$$

- teorema valorii finale* (TVF), conform căreia:

$$y_o(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} y_o(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s y_o(s),$$

**Curs 4**  
**6.4. Sisteme dinamice de ordin redus**

*Tabelul 6.2. Relativ la principalele ET de ordin redus.*

№ crt. Tipul ET	ECUAȚIE DIFERENȚIALĂ F.d.t. H(s) amplasare poli-zero-uri	RĂSPUNS INDICIAL $y_{\sigma}(t)$ SIMBOLIZARE	F.r.p. HODOGRAF $h_+ \{H\}$
0	1	2	3
① P	$y(t) = K u(t) \quad (K > 0)$ $H(s) = K$ 	$y_{\sigma}(t) = K y(t)$ 	$H(j\omega) = K$ 
② I	$y(t) = K \int u(t) dt$ $\dot{y}(t) = \frac{1}{T_i} u(t)$ $H(s) = \frac{1}{s T_i}$ 	$y_{\sigma}(t) = \frac{1}{T_i} t \sigma(t)$ 	$H(j\omega) = K/j\omega$ 
③ D ET ideal (de calcul)	$y(t) = T_d \cdot \dot{u}(t)$ $H(s) = s T_d \quad (T_d > 0)$ 	$y_{\sigma}(t) = T_d \delta(t)$ 	$H(j\omega) = T_d j\omega$ 
④ PT1	$T \dot{y}(t) + y(t) = K u(t)$ $H(s) = \frac{K}{1 + sT}$ 	$y_{\sigma}(t) = K(1 - e^{-t/T}) \sigma(t)$ 	$H(j\omega) = \frac{K}{1 + j\omega T}$ 
⑤ PDT1	$T \ddot{y} + y = K(u + T_d \dot{u})$ $H(s) = \frac{K(1 + sT_d)}{1 + sT}$ $(K > 0; T > 0; T_d > 0)$ $T > T_d$ : PDT1 cu întârziere anticipare  $T < T_d$ : PDT1 cu anticipare întârziere 	$y_{\sigma}(t) = K(1 + \frac{T_d - T}{T} e^{-t/T_d}) \sigma(t)$ 	$H(j\omega) = \frac{K(1 + j\omega T_d)}{1 + j\omega T}$ 



**Curs 4**  
**6.4. Sisteme dinamice de ordin redus**

***Tabelul 6.2. Continuare.***

**Curs 4**  
**6.4. Sisteme dinamice de ordin redus**

0	1	2	3
<p>⑥</p> <p>DT1</p> $T\ddot{y} + y = K T \dot{u}$ $H(s) = \frac{KT_s}{1+sT} \quad (K > 0)$ $(T > 0)$ <p><math>p_1 = -1/T</math>; <math>z_1 = 0</math></p>	$y_{\sigma} = K e^{-\frac{t}{T}} \cdot \sigma(t)$ <p><math>KT = T_d = \text{ct. de timp derivativ}</math></p>	$H(j\omega) = \frac{KTj\omega}{1+j\omega T}$ <p><math>\omega_0 = 1/T</math></p>	
<p>⑦</p> <p>PI</p> $y = K(u + \frac{1}{T_i} \int_0^t u(\tau) d\tau)$ $H(s) = \frac{K}{sT_i} (1+sT_i)$ $(K > 0; T_i > 0)$ <p><math>p_1 = 0</math>; <math>z_1 = -1/T_i</math></p>	$y_{\sigma} = K(1 + \frac{t}{T_i}) \sigma(t)$	$H(j\omega) = \frac{K}{j\omega T_i} (1+j\omega T_i)$ <p><math>\omega_{0i} = 1/T_i</math></p>	
<p>⑧</p> <p>PD</p> $y = K(u + T_d \dot{u})$ $H(s) = K(1+sT_d)$ $(T_d > 0)$ <p><math>p_1 = 0</math>; <math>z_1 = -1/T_d</math></p>	$y_{\sigma} = K[\sigma(t) + T_d \delta(t)]$	$H(j\omega) = K(1+j\omega T_d)$ <p><math>\omega_{0d} = 1/T_d</math></p>	
<p>⑨</p> <p>PID</p> $y = K(u + \frac{1}{T_i} \int_0^t u(\tau) d\tau + T_d \dot{u})$ $H(s) = K(1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d)$ $(K > 0; T_i > 0; T_d > 0)$ <p>dacă <math>T_i \geq 4 T_d</math>:</p> $H(s) = \frac{K_r}{s} (1+sT_{r1})(1+sT_{r2})$ $(K > 0; T_{r1} > 0; T_{r2} > 0)$ <p><math>p_1 = 0, z_1 = \frac{1}{T_i}, z_2 = -\frac{1}{2}</math></p> <p><math>m \geq n</math></p>	$y_{\sigma} = K[\sigma(t) + \frac{t}{T_i} \sigma(t) + T_d \delta(t)]$ <p><math>(K_r, T_{r1}, T_{r2})</math> <math>K, T_i, T_d</math></p>	$H(j\omega) = K(1 + \frac{1}{j\omega T_i} + j\omega T_d)$ <p><math>\omega_{0i} = \frac{1}{T_i}, \omega_{0d} = \frac{1}{T_d}</math> <math>\omega_{or1} = \frac{1}{T_i}, \omega_{or2} = \frac{1}{T_{r2}}</math></p>	
<p>⑩</p> <p>PT2</p> $T^2 \ddot{y} + 2\zeta T \dot{y} + y = Ku; \quad \zeta = D$ $H(s) = \frac{K}{1 + 2\zeta Ts + T^2 s^2}$ $(K > 0; T > 0; \zeta > 0)$ <p>(a) <math>\zeta &gt; 1</math></p> <p><math>p_1 = -1/T_1, p_2 = -1/T_2</math></p> <p>(b) <math>0 &lt; \zeta &lt; 1</math></p> <p><math>p_{1,2} = \frac{1}{T}(\zeta \pm j\sqrt{1-\zeta^2})</math></p>	<p>(a) <math>y_{\sigma} = \frac{K}{T_1 - T_2} (T_1 e^{-t/T_1} - T_2 e^{-t/T_2}) \sigma(t)</math></p> <p>(b) <math>y_{\sigma} = K - \frac{K}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\sqrt{1-\zeta^2} t + \varphi)</math></p> <p><math>\text{tg } \varphi = \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}, \varphi \in (0, \pi)</math></p>	$H(j\omega) = \frac{K\omega_0^2}{\omega_0^2 + 2\zeta\omega j + \omega^2}$ <p><math>\omega_0 = \frac{1}{T}</math></p>	

**Curs 4**  
**6.4. Sisteme dinamice de ordin redus**

*Tabelul 6.2. Continuare.*

<p>4</p>	<p>5</p> $\dot{x} = -\frac{1}{T}x + \frac{1}{T}u$ $y = -Kx + Ku$	<p>6</p> <p> <math>K = R_1/R_0</math>  <math>T = R_0 \cdot C_0</math> </p>	<p>7</p> $\alpha_0 = \frac{T_e - 2T}{T_e + 2T}$ $\beta_0 = \frac{-2KT}{T_e + 2T}$ $\beta_1 = \frac{2KT}{T_e + 2T}$
<p>20lg K - 20lg ω/ω₀ + 20lg √(1 + (ω/ω₀)²) - 20lg √(1 + (ω/ω₀)²)</p>	<p> <math>\dot{x} = \frac{K}{T_1}u</math>  <math>y = x + Ku</math> </p>	<p> <math>K = R_1/R_0</math>  <math>T_1 = R_1 \cdot C_1</math> </p>	$\alpha_0 = -1$ $\beta_0 = \frac{K(T_e - 2T_1)}{2T_1}$ $\beta_1 = \frac{K(T_e + 2T_1)}{2T_1}$
<p>20lg K + 20lg √(1 + (ω/ω₀)²) + 20</p>	<p>(se determină MM-ISI aferent unui ET- PDT1 cu <math>T_d \gg T</math>)</p>	<p> <math>K = R_1/R_0</math>  <math>T_d = R_0 \cdot C_0</math> </p>	$\alpha_0 = 1$ $\beta_0 = K(1 - \frac{2T_d}{T_e})$ $\beta_1 = 2K \frac{T_d}{T_e}$
<p>20lg K - 20lg ω + 20lg √(1 + (ω/ω₀)²) + 20lg √(1 + (ω/ω₀)²)</p>	<p>(se determină MM-ISI aferent unui ET- PI-DT1 cu <math>T_d \gg T</math>)</p>	<p> <math>K_r = 1/R_0 C_1</math>  <math>T_{r1} = R_1 C_1, T_{r2} = R_0 C_0</math>  <math>K_r = 1/R_0 C_1</math>  <math>T_{r1} T_{r2} = R_1 C_1 \cdot R_2 C_2</math>  <math>T_{r1} + T_{r2} = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1</math> </p>	<p>se discretiz. f.d.t. aferentă unei conex. serie</p> <p>PDT1 - PI</p>
<p>20lg K - 20lg {1 - (ω/ω₀)² + [2ζ ω/ω₀]²}</p>	<p>(a) variantă :</p> $\dot{x}_1 = -\frac{1}{T_1}x_1 + \frac{K}{T_1}u$ $\dot{x}_2 = +\frac{1}{T_2}x_1 - \frac{1}{T_2}x_2$ $y = x_2$ <p>(b) variantă :</p> $\dot{x}_1 = x_2$ $\dot{x}_2 = -\frac{1}{T_2}x_1 - \frac{2\zeta}{T_2}x_2 + \frac{1}{T_2}u$ $y = Kx_1$	<p> <math>K = R_1/R_0</math>  <math>T_1 = R_1 \cdot C_1</math>  <math>T_2 = R_0 C_0/4</math>  <math>H(s) = \frac{K}{(1+sT_1)(1+sT_2)}</math> </p>	$\alpha_0 = \frac{1 - \frac{T_e}{T_1} + (\frac{T_e}{2T_1})^2}{e}$ $\alpha_1 = \frac{-1 + 2(\frac{T_e}{2T_1})^2}{e}$ $\beta_0 = \frac{K(\frac{T_e}{2T_1})^2}{e}$ $\beta_1 = \frac{2K(\frac{T_e}{2T_1})^2}{e}$ $\beta_2 = \beta_0$ $e = 1 + \frac{T_e}{T_1} + (\frac{T_e}{2T_1})^2$

## Curs 4

### 6.4. Sisteme dinamice de ordin redus

$$y_{\sigma}(\infty) = \begin{cases} b_0/a_0, & \text{pentru } b_0 \neq 0, a_0 \neq 0, \\ 0, & \text{pentru } b_0 = 0, a_0 \neq 0, \\ \infty, & \text{pentru } b_0 \neq 0, a_0 = 0. \end{cases} \quad (6.4.5)$$

Valabilitatea celor două relații este legată de existența limitei din domeniul timp.

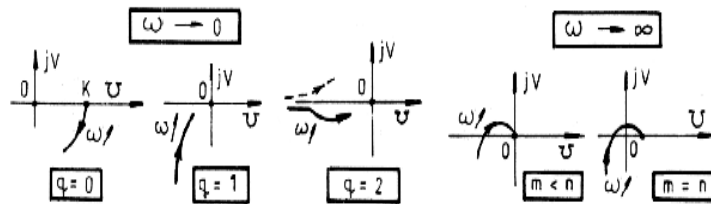
(2) La simbolizarea ET-R, în blocul aferent ET se va marca expresia f.d.t. (6.4.2).

(3) Pentru trasarea hodografului Nyquist,  $h_+\{H\}$ , ( $h\{H\}$ ), este necesară cunoașterea punctelor de început și de sfârșit ale hodografului. În acest scop f.d.t. continuă  $H(s)$  și respectiv f.r.p.  $H(j\omega)$  sunt explicitate în forma:

$$H(s) = \frac{k}{s^q} \frac{B^*(s)}{A^*(s)}, \quad H(j\omega) = \frac{k}{(j\omega)^q} \frac{B^*(j\omega)}{A^*(j\omega)}, \quad \text{în care:} \quad (6.4.6)$$

- $q \in \{0, 1, 2\}$ ,
- $B^*(s)$  și  $A^*(s)$  au grad  $m^*$  respectiv  $n^*$ , cu  $n^* = n - q$ ,  $m^* = m$  și  $b_0^* \neq 0$ ,  $a_0^* \neq 0$ .

La limită, pentru  $\omega \rightarrow 0_+$  respectiv  $\omega \rightarrow \infty$  sunt obținute punctele caracteristice din fig.6.9.



**Fig.6.9. Puncte caracteristice ale hodografului (Nyquist).**

- punctul de început al hodografului:

$$H(j0_+) = \lim_{\omega \rightarrow 0_+} H(j\omega) = \begin{cases} kb_0^*/a_0^*, & \text{pentru } q = 0, \\ -j\infty, & \text{pentru } q = 1, \\ -\infty, & \text{pentru } q = 2; \end{cases} \quad (6.4.7)$$

- punctul de sfârșit al hodografului:

$$H(j\infty) = \lim_{\omega \rightarrow \infty} H(j\omega) = \begin{cases} 0, & \text{pentru } m < n, \\ kb_n^*/a_n^*, & \text{pentru } m = n. \end{cases} \quad (6.4.8)$$

Punctele intermediare ale hodografului se pot obține prin “calcul punct cu punct”.

(4) Pentru trasarea c.l.p. este recomandată aducerea lui  $H(s)$  la o formă factorizată, în care se regăsesc f.d.t. aferente unor ET simple (P, I, D, ..., PT2) sau inversele acestora. În continuare, factorizarea este tratată ca și conexiune serie de ET, simple, astfel că trasarea c.l.p. revine la însumarea grafică a c.l.p. parțiale aferente ET simple, componente (prezentarea în tabelul 6.2).



#### Curs 4

##### 6.4. Sisteme dinamice de ordin redus

În cazul general, în explicitarea f.d.t.  $H(s)$  prin coeficienți cu semnificație fizică, parametrii  $K$ ,  $T_{du}$ ,  $T_v$ ,  $\xi_{du}$ ,  $\xi_{uv}$  sunt de regulă pozitivi. Aceste sisteme poartă și denumirea de **sisteme de fază minimă** și prezintă *proprietatea unei corelații stricte, minimale, între punctele c.a.p. și c.f.p.* [12].

**C) Elemente de transfer de fază neminimă.** Există situații în care subsistemele componente ale unui sistem (PC, SRA) prezintă una sau mai multe din **proprietățile** următoare:

- conțin poli sau zerouri în semiplanul drept al planului rădăcinilor sau pe axa imaginară, exceptând un număr finit de poli (zerouri) în origine;
- conțin elemente cu timp mort (tranziție pură).

Aceste subsisteme sunt denumite **subsisteme sau elemente de transfer de fază neminimă**.

Pentru prima categorie de subsisteme, analiza în domeniul timp, operațional și frecvență evidențiază unele particularități “neobișnuite” dar semnificative, din cadrul cărora sunt menționat:

- răspunsul indicial prezintă pe anumite porțiuni tendințe de variație în sens opus variației intrării,
- c.d.p. prezintă deformări ale c.f.p. în sensul scăderii accentuate a fazei odată cu creșterea pulsației.

Cele două proprietăți sunt exemplificate în continuare.

**Exemplul 6.2:** Sistemul de aducțiune al unei amenajări hidroenergetice este caracterizat prin f.d.t. (sistem de fază neminimă):

$$H_1(s) = \frac{1 - 4s}{(1+2s)(1+0.5s)} . \quad (6.4.9)$$

Să se analizeze comparativ comportarea sistemului (6.4.9) cu cea a sistemului de fază minimă având f.d.t.

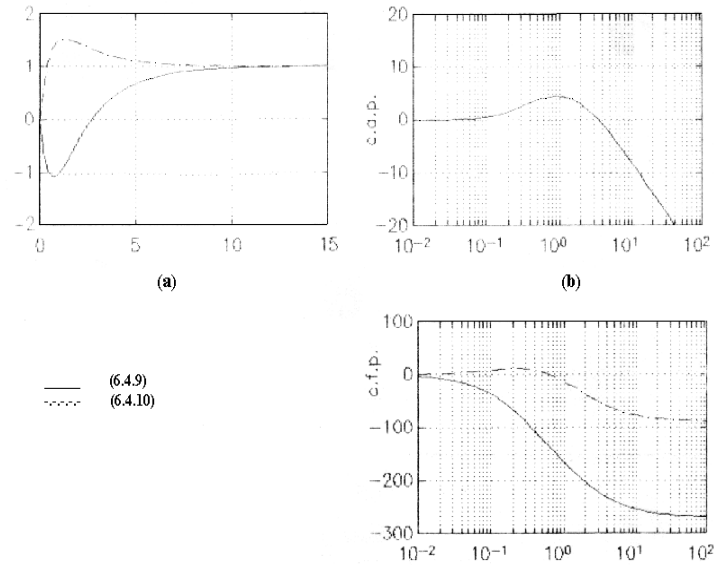
$$H_1(s) = \frac{1+4s}{(1+2s)(1+0.5s)} . \quad (6.4.10)$$

Vor fi analizate diferențele care se manifestă în (a) alura răspunsului indicial și (b) alura c.l.p.

**Soluție:** Cele două sisteme prezintă aceiași poli  $p_1 = -0.5$  și  $p_2 = -2$  având zerourile  $z_1 = +0.25$  pentru (6.4.9) respectiv  $z_1' = -0.25$  pentru (6.4.10).

(a) Pentru cele două sisteme răspunsul indicial, obținut prin simulare pe CN cu ajutorul programului Matlab [M1], este prezentat în fig.6.10 (a). Diferența între cele două răspunsuri este evidentă.

**Curs 4**  
**6.4. Sisteme dinamice de ordin redus**



**Fig.6.10.** Caracterizarea comportării sistemelor de fază neminimă cu zeroruri în semiplanul drept.

(b) Pentru cele două sisteme expresiile c.l.p. sunt:

- în cazul c.a.p. - aceeași pentru ambele sisteme:

$$|H(j\omega)|_{dB}^{(1),(2)} = 20\lg(1+(4\omega)^2)^{1/2} - 20\lg(1+(2\omega)^2)^{1/2} - 20\lg(1+(0.5\omega)^2)^{1/2}; \quad (6.4.11)$$

- în cazul c.f.p. - sunt diferite:

$$\angle H(j\omega)^{(1)} = -\arctg(4\omega) - \arctg(2\omega) - \arctg(0.5\omega), \quad (6.4.12)$$

$$\angle H(j\omega)^{(2)} = +\arctg(4\omega) - \arctg(2\omega) - \arctg(0.5\omega). \quad (6.4.13)$$

C.l.p. aferente celor două sisteme sunt redată în fig.6.10 (b), constatându-se diferențele semnificative în alura c.f.p.

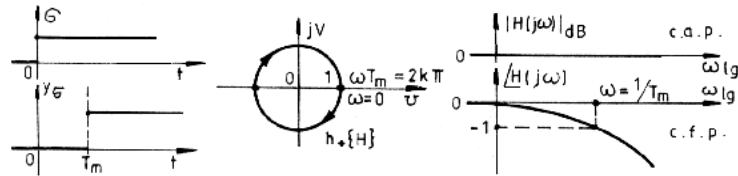
Diferențele sesizate între comportarea celor două sisteme, considerate – de exemplu – ca parte a unui proces condus (în cazul acesta, hidrogenerator conectat la sistemul energetic), au implicații importante asupra conducerii PC, a SRA.

**D) Elemente de transfer cu timp mort ( $ET-T_m$ )** sau cu întârziere sau cu tranziție pură, sunt caracterizate prin MM-II de forma:

$$y(t) = u(t-T_m) \quad \text{sau} \quad H(s) = e^{-sT_m}. \quad (6.4.13)$$

În fig.6.11 sunt prezentate răspunsul indicial și c.d.p. aferente  $ET-T_m$ .

**Curs 4**  
**6.4. Sisteme dinamice de ordin redus**



**Fig.6.11.** Caracterizarea comportării ET cu timp mort.

$$y_{\sigma}(t) = \sigma(t - T_m),$$

$$|H(j\omega)|_{dB} = 0, \angle H(j\omega) = -\omega T_m. \quad (6.4.14)$$

Scăderea continuă a argumentului  $\angle H(j\omega)$  odată cu creșterea lui  $\omega$  constituie o proprietate defavorabilă a ET- $T_m$  care ridică probleme mari în conducerea proceselor ce conțin timp mort.

Sistemele cu timp mort nu au realizări sistemice finit dimensionale. În practică, în anumite condiții specifice aplicației, pentru aproximarea f.d.t. a ET- $T_m$  sunt utilizate forme raționale cunoscute sub denumirea de **aproximanți Pàde** [P5].

În aplicațiile curente din domeniul conducerii proceselor sunt utilizați frecvent aproximanții din tabelul 6.3. Aproximanții sunt utilizați pentru:

- modelarea electronică și simularea comportării sistemelor cu timp mort;
- reprezentarea ET- $T_m$  într-o formă rațională, în scopul utilizării metodelor de studiu specifice sistemelor liniare.

**Tabelul 6.3.** Aproximanți Pàde.

n	m	F.d.t. a aproximanțului Pàde de ordinul (n+m)
1	0	$\frac{1}{1 + sT_m}$
1	1	$\frac{1 - sT_m/2}{1 + sT_m/2}$
2	0	$\frac{1}{1 + sT_m + s^2T_m^2/2}$
2	1	$\frac{1 - sT_m/3}{1 + sT_m/3 + s^2T_m^2/6}$
2	2	$\frac{1 - sT_m/2 + s^2T_m^2/12}{1 + sT_m/2 + s^2T_m^2/12}$

**Curs 4**  
**2.1. Algoritmi de reglare. Reglatoare**

**2.1. Algoritmi de reglare. Reglatoare**

Algoritmii de reglare constituie baza luării deciziei la nivelul sistemelor de reglare automată (SRA). Structura acestor algoritmi poate fi mult diferită dependent de forma (expresia) rezultată din proiectarea SRA. O clasă aparte o reprezintă așa-numiții **algoritmi convenționali**, la care prelucrarea informației este inspirată din *legi naturale*. Utilizarea acestor algoritmi este deosebit de răspândită în practică. După [1], peste 90% din algoritmii de reglare realizați ca reglatoare utilizate în practică sunt de acest tip sau generați/generate pe aceste baze, fapt pentru care studiul lor este important.

**Structura și funcțiile unui SRA după ieșire.** În fig.2.1-1 este prezentată structura de bază a unui SRA după ieșire (cu o singură buclă de reglare, **sistem de reglare automată convențională**, SRA-c).

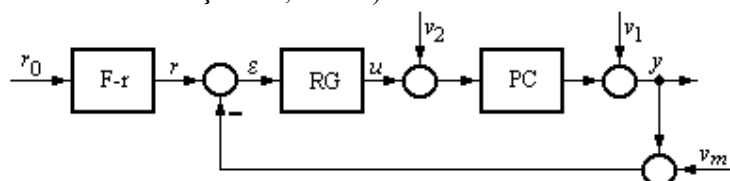


Fig.2.1-1. Structura unui SRA convențională.

SRA-c este cea mai simplă structură de SRA, numită și buclă de reglare, cu reacția realizată după mărimea de ieșire a PC (ieșirea reglată). Semnificația mărimilor care apar în schema bloc este: RG – regulator (controller), PC – proces condus (plant, process), F-r – filtru de referință,  $r_0$  – referința de bază,  $r$  – referința filtrată,  $\varepsilon$  – eroarea de reglare (error),  $u$  – mărimea de comandă (control signal),  $y$  – ieșirea măsurată,  $v_1$  – perturbația ce acționează pe ieșirea procesului,  $v_2$  – perturbația ce acționează pe intrarea procesului (denumită și load disturbance),  $d_m$  – perturbația ce acționează pe canalul de măsură (notată uneori și cu  $n$ , noise). Separarea punctului de acțiune a perturbației prezentată în figură este una strict metodologică.

Relațiile de bază care caracterizează structura de SRA sunt:

$$y(s) = H_0(s)S(s)r(s) + S(s)v_1(s) + H_p(s)S(s)v_2(s), \quad (2.1-1)$$

$$u(s) = H_R(s)S(s)r(s) - H_R(s)S(s)v_1(s) - H_0(s)S(s)v_2(s), \quad (2.1-2)$$

$$\varepsilon(s) = S(s)r(s) - S(s)v_1(s) - H_p(s)S(s)v_2(s), \quad (2.1-3)$$

$$r(s) = F(s)r_0(s). \quad (2.1-4)$$

## Curs 4

### 2.1. Algoritmi de reglare. Regulatori

Semnificația funcțiilor de transfer (f.d.t.) care apar în aceste relații este cea cunoscută; cu  $S(s)$  și  $T(s)$  sunt marcate funcția de sensibilitate și respectiv de sensibilitate complementară având expresiile date de relațiile (2.1-5) - (2.1-9):

$$S(s) = \frac{1}{1 + H_R(s)H_P(s)}, \quad (2.1-5)$$

$$T(s) = \frac{H_R(s)H_P(s)}{1 + H_R(s)H_P(s)}, \quad (2.1-6)$$

$$S(s) + T(s) = 1 \quad \text{sau} \quad T(s) = 1 - S(s), \quad (2.1-7)$$

$$H_0(s) = L(s) = H_R(s)H_P(s) \quad - \text{ f.d.t. aferentă sistemului deschis,} \quad (2.1-8)$$

$$H_r(s) = \frac{H_R(s)H_P(s)}{1 + H_R(s)H_P(s)}, \quad H_u(s) = \frac{H_R(s)}{1 + H_R(s)H_P(s)}, \quad (2.1-9)$$

$$H_{v2}(s) = \frac{H_P(s)}{1 + H_R(s)H_P(s)}, \quad H_{v1}(s) = \frac{1}{1 + H_R(s)H_P(s)}.$$

*Observații.* 1. În literatură pentru f.d.t.  $H_P(s)$  și  $H_R(s)$  sunt utilizate frecvent notațiile  $P(s)$  și respectiv  $C(s)$ .

2. Adeseori se definesc sub denumirea de funcții de sensibilitate și alte f.d.t. relative la structura dată.

Structura trebuie să realizeze **cerințele de reglare** următoare:

- Asigurarea unor regimuri tranzitorii dorite (acceptate) de către tehnologul de proces.
- Asigurarea *condiției de reglare*, exprimată aici în formularea relativă la regimul staționar constant (RSC), prin relația de RSC de forma:

$$y_\infty = 1 \cdot r_\infty \quad \text{sau} \quad z_\infty = \frac{1}{k_M} \cdot r_\infty, \quad (2.1-10)$$

în care  $k_M$  – coeficientul de transfer al elementului de măsură.

- Asigurarea condiției de *rejecție a perturbației* (a efectelor unei perturbații constante, RSC):

$$y_\infty = 0 \cdot v_\infty \quad \text{sau} \quad z_\infty = 0 \cdot v_\infty. \quad (2.1-11)$$

Prin reunirea celor două condiții este obținută relația:

## Curs 4

### 2.1. Algoritmi de reglare. Reglatoare

$$y_{\infty} = 1 \cdot r_{\infty} + 0 \cdot v_{\infty} \quad \text{sau} \quad z_{\infty} = \frac{1}{k_M} \cdot r_{\infty} + 0 \cdot v_{\infty}. \quad (2.1-12)$$

Pentru asigurarea acestor cerințe, SRA-c îi revin *sarcinile* următoare:

- 1) Reținerea / memorarea / generarea informațiilor referitoare la modul în care va trebui să se desfășoare PC, prin intermediul mărimii de referință  $r(t)$ , notată uneori și cu  $w(t)$ .
- 2) Urmărirea desfășurării PC prin preluarea informațiilor referitoare la evoluția ieșirii acestuia  $z(t)$  (în general, și a altor mărimi din sistem).
- 3) Evaluarea desfășurării PC prin compararea valorii actuale a ieșirii măsurate  $y(t)$  cu valoarea dorită prescrisă prin  $r(t)$ ; comparația este efectuată prin scădere (în elementul de comparație, EC) conform relației:

$$\varepsilon(t) = r(t) - y(t), \quad (2.1-13)$$

cu  $\varepsilon(t)$  sau  $e(t)$  – eroarea de reglare, semnul “–” evidențiază *caracterul reacției (negativă)*.

- 4) Elaborarea mărimii de comandă  $u(t)$  de către regulator în funcție de  $e(t)$  pe baza *algoritmului de reglare / legii de reglare (a.r. / l.d.r.)* propriu / proprie:

$$u(t) = f(\varepsilon(t), \mathbf{p}), \quad \mathbf{p}^T = [p_1 \quad p_2 \quad \dots], \quad (2.1-14)$$

în care  $\mathbf{p}$  este vectorul *parametrilor (de acordare ai) regulatorului (RG)*.

Comanda  $u(t)$  este transmisă apoi către procesul condus (PC). Variabila timp  $t$  poate fi timp continuu (t-C) sau timp discret (t-D).

Algoritmii de reglare pot fi **implementați** în diferite variante:

- ca modul constructiv-funcțional (echipament analogic sau numeric) independent, cu denumirea de *regulator industrial* realizat și oferat de numeroase firme de specialitate;
- ca modul constructiv-funcțional realizat în jurul unui microprocesor (microcontroller), cu a.r. implementat prin program;
- ca modul informațional, algoritm realizat prin program, implementat sub formă numerică pe un echipament de uz general (*algoritm de reglare numerică, a.r.n.*).

În cazul continuu, funcționala  $f(\varepsilon(t), \mathbf{p})$  poate conține diferite componente de prelucrare informațională, după eroarea de reglare  $\varepsilon(t)$  sau după mărimile de intrare în RG,  $r(t)$  sau  $y(t)$ . Algoritmii de reglare tipizată continuă sunt obținuți prin combinarea adecvată a celor patru tipuri de **acțiuni (componente) de bază**:

#### Curs 4

##### 2.1. Algoritmi de reglare. Regulatori

- acțiunea proporțională ( P ) :  $u_p(t) = k_p \varepsilon(t),$  (2.1-15)

- acțiunea integratoare ( I ) :  $u_i(t) = k_i \int \varepsilon(\tau) d\tau,$  (2.1-16)

- acțiunea derivativă ( D ) :  $u_d(t) = k_d \dot{\varepsilon}(t),$  (2.1-17)

- acțiunea de temporizare ( T1 ) :  $T_f \dot{u}_p(t) + u_p(t) = k\varepsilon(t).$  (2.1-18)

Acțiunea de **temporizare** poate fi introdusă *în mod voit*, când valoarea lui  $T_f$  este aleasă convenabil (filtrare propriu-zisă), sau *se manifestă inerent* ca urmare a “caracterului de fizic realizabil” al primelor trei tipuri de acțiuni (caz în care valoarea lui  $T_f$  este mică, adeseori neglijabilă). Algoritmii bazați pe aceste operații sunt *a.r. lineari*.

**Principali algoritmi de reglare** (principalele regulatori, RG sau R) cu acțiune continuă – implementați/implementate în variantă analogică sau în variantă numerică cvasicontinuă (CvC) – sunt:

- algoritmul de reglare (a.r.) (RG) de tip proporțional (P);
- a.r. (RG) de tip integrator (I);
- a.r. (RG) de tip proporțional-integrator (PI);
- a.r. (RG) de tip proporțional-derivativ cu temporizare (PDT1);
- a.r. (RG) de tip proporțional-integrator-derivativ (PID).

Aplicațiile practice curente utilizează regulatorii PI sau PID.

În ansamblu RG (a.r.) va realiza un mixaj al componentelor P, I sau D (DT1) și extensii cu module de filtrare, nelineare ș.a. Mixajul componentelor poate fi asigurat și la alte tehnici de prelucrare a informației (de exemplu, la cele bazate pe reguli cum este cazul reglării fuzzy).

Pentru caracterizarea matematică a diferitelor structuri, în literatură sunt apelate mai multe **variante de bază ale RG aferente SRA după ieșire**, care diferă prin modul de detaliere a prezenței componentelor. Acestea vor fi prezentate în continuare.

(1) *Structura paralel a regulatorului PI(D) ideal* (forma non-interactivă) cu f.d.t.:

$$H_R(s) = k_R \left( 1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right). \quad (2.1-19)$$

Structura poate fi extinsă cu filtre pe canalele de intrare sau modificată la forma neomogenă.

## Curs 4

### 2.1. Algoritmi de reglare. Reglatoare

(2) *Structura serie a regulatorului PI(D) ideal* (forma non-interactivă) cu f.d.t.:

$$H_R(s) = \frac{k_r}{s}(1 + sT_{r1})(1 + sT_{r2}) \quad \text{sau} \quad H_R(s) = \frac{k_r}{s} \cdot \frac{(1 + sT_{r1})(1 + sT_{r2})}{1 + sT_f} \quad (2.1-20)$$

Forma realizabilă aferentă f.d.t. (2.1-20) este:

$$H_R(s) = k_R \left( 1 + \frac{1}{sT_i} \right) \frac{1 + sT_d}{1 + sT_f}, \quad T_d = nT_f, \quad n > 1. \quad (2.1-21)$$

(3) *Structura neomogenă a regulatorului PI(D)*, pentru care prelucrarea informației pe cele două canale de intrare este diferită:

$$u(s) = k_R \left( 1 + \frac{1}{sT_i} \right) \left[ \varepsilon(s) - \frac{sT_d}{1 + sT_f} y(s) \right] \quad (2.1-22)$$

sau pentru regulatorul PI:

$$u(s) = \frac{k_R}{sT_i} \left[ \varepsilon(s) - \frac{sT_d}{1 + sT_f} y(s) \right]. \quad (2.1-23)$$

Prin renunțarea la unele componente de prelucrare informațională, sunt obținute reglatoarele tipizate utilizate în realizarea structurilor de reglare după ieșire: P – proporțional I – integrator, PI – proporțional-integrator, PDT1 – proporțional-derivativ cu temporizare de ordinul 1.

### 7.3. Metoda de acordare Ziegler-Nichols bazată pe atingerea limitei de stabilitate

**A. Varianta de bază.** În varianta de bază, metoda datorată lui Ziegler și Nichols este bazată pe atingerea limitei de stabilitate. Aplicarea ei presupune că procesul (SRA) acceptă din punct de vedere tehnologic – cel puțin pe o perioadă relativ scurtă – funcționarea în regim permanent oscilant întreținut *la limita de stabilitate*. În acest regim, în sistem, fig.7.3-1 (a), sunt stabilite oscilații întreținute.



#### Curs 4

### 7.3. Metoda de acordare Ziegler-Nichols bazată pe atingerea limitei de stabilitate

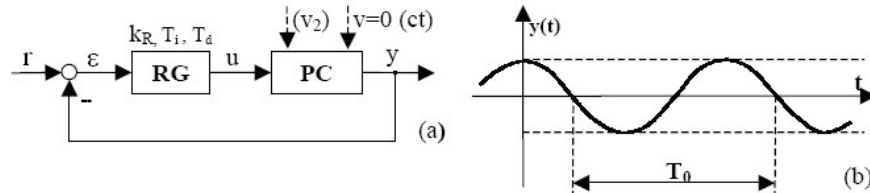


Fig.7.3-1. Aducerea sistemului la limita de stabilitate: (a) schema bloc;  
(b) regimul permanent oscilant.

Regimul permanent oscilant al SRA poate fi asigurat la utilizarea unui regulator de tip proporțional prin *creșterea treptată a coeficientului de transfer  $k_R$*  (în cazul unui regulator de bază de tip PID, acesta va avea parametri setați după cum urmează:  $\{k_R \neq 0, T_i = \infty, T_d = 0\}$ ). Fie  $k_{R \text{ crt}} = k_{R0}$  coeficientul de transfer (factorul de amplificare / amplificarea) critic / critică pentru care în ieșirea sistemului este stabilit regimul permanent caracterizat de oscilații permanente de perioadă  $T_0$  și amplitudine constantă, fig.7.3-1 (b). De aici, metoda poartă și denumirea de **metoda atingerii limitei de stabilitate**. Datele experimentale relative la proces care sunt reținute pentru acordarea reguletoarelor sunt  $\{k_{R \text{ crt}} = k_{R0}, T_0\}$ .

Parametrii de acordare ai regulatorului de bază (PID, PI sau I) pot fi calculați pe baza relațiilor de acordare specifice, datorate lui Ziegler și Nichols, conform tabelului 7.3-1. Studiul experimental al sistemului acordat pe baza relațiilor din tabelul 7.3-1 evidențiază faptul că performanțele SRA în raport cu referința nu sunt deosebite, **suprareglajul fiind nepermis de mare** ( $\sigma_1 \approx 40\%$ ). Din acest motiv metoda este utilizată cu precădere pentru situațiile în care SRA este cu **referință constantă** ( $r(t) = \text{const}$ ) respectiv **modificarea referinței este aplicată foarte lent**. Pentru comportarea sistemului esențiale sunt performanțele bune relative la modificările perturbației de tip sarcină,  $v_2(t)$ , care acționează pe intrarea PC.

Tabelul 7.3-1. Relații de acordare a parametrilor regulatorului pe baza metodei Ziegler-Nichols (I).

Tip RG	Parametrii de acordare		
	$k_R$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5 k_{R \text{ crt}}$	-	-
PI	$0.5 k_{R \text{ crt}}$	$0.85 T_0$	-
PID	$0.5 k_{R \text{ crt}}$	$0.5 T_0$	$0.12 T_0$

#### Curs 4

##### 7.3. Metoda de acordare Ziegler-Nichols bazată pe atingerea limitei de stabilitate

Metoda prezintă *dezavantajul* că aducerea PC în apropierea limitei de stabilitate este însoțită de mai multe inconveniente:

- timp de experimentare mare, însoțit de consum de energie mare,
- solicitări puternice ale instalației tehnologice,
- intrarea procesului (sistemului) în zone nelineare (de exemplu, zone cu limitări), ceea ce falsifică apoi rezultatele experimentale.

**B. Varianta de aplicare a metodei prin care este evitată aducerea procesului în regim permanent oscilant.** Dacă este acceptat faptul că PC poate fi caracterizat printr-un MM de tip PT1-T<sub>m</sub>, cu parametri determinabili analitic sau experimental (a se vedea, de exemplu, fig.7.4-1), atunci parametrii regulatorului pot fi determinați pe cale analitică. Fie procesul identificat experimental și un **regulator de tip P**; relațiile specifice sunt:

$$H_P(s) = \frac{k_P}{1+sT} \cdot e^{-s \cdot T_m}, \quad H_R(s) = k_R, \quad H_0(s) = \frac{k_0}{1+sT} \cdot e^{-s \cdot T_m}, \quad k_0 = k_R \cdot k_P. \quad (7.3-1)$$

Regimul permanent oscilant (starea cu oscilații permanente în care SRA este la limita de stabilitate) este atins în cazul în care rădăcinile ecuației caracteristice sunt complex conjugate:

$$\Delta_r(s) = 1 + H_0(s) \Rightarrow 1 + H_0(j\omega) = 0 \Leftrightarrow k_0 \cdot e^{-j\omega T_m} + 1 + j\omega T = 0. \quad (7.3-2)$$

Însă  $e^{-j\omega T_m} = \cos \omega T_m - j \cdot \sin \omega T_m$  și corespunzător rezultă:

$$k_0 \cos \omega T_m - j \cdot k_0 \sin \omega T_m + 1 + j\omega T = 0. \quad (7.3-3)$$

Relația (7.3-3) este descompusă pe componentele sale:

$$\begin{aligned} k_0 \cos \omega T_m &= -1 \quad (a) \\ k_0 \sin \omega T_m &= \omega T \quad (b) \end{aligned} \quad (7.3-4)$$

Cele două relații permit determinarea valorilor  $k_0$  și  $\omega$  care asigură rădăcini complex conjugate situate pe axa imaginară. Din relațiile (7.3-4) se obține:

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \omega T_m &= -\omega T \quad (a), \\ k_0^2 &= 1 + \omega^2 T^2 \quad (b). \end{aligned} \quad (7.3-5)$$

Notând  $\omega T_m = \Omega$  respectiv  $\omega = \frac{\Omega}{T_m}$ , relația (7.3-5) (a) devine:

#### Curs 4

##### 7.3. Metoda de acordare Ziegler-Nichols bazată pe atingerea limitei de stabilitate

$$\operatorname{tg} \Omega = -\frac{T}{T_m} \Omega. \quad (7.3-6)$$

Pentru raportul  $T_m/T = \rho$  cunoscut, ecuația (7.3-6) poate fi rezolvată grafic conform fig.7.3-2.

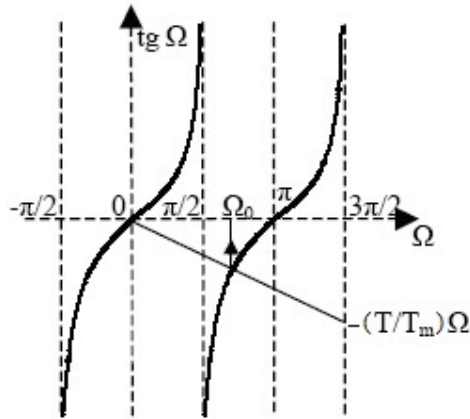


Fig.7.3-2. Soluționarea grafică a ecuației (7.3-6).

Prezintă interes *prima soluție pozitivă*, notată cu  $\Omega_0$ , care oferă tocmai valoarea  $k_{0\text{ crt}} = k_{R\text{ crt}} \cdot k_P$ . Apoi, din relația (7.3-5) (b) rezultă:

$$k_0^2 = 1 + \frac{T^2}{T_m^2} \Omega_0^2 \text{ și } \omega_0 = \frac{\Omega_0}{T_m} \text{ respectiv:}$$

$$k_{R\text{ crt}} = \frac{1}{k_P} \sqrt{1 + \left( \Omega_0 \frac{T}{T_m} \right)^2}, \quad T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} = 2\pi \frac{T_m}{\Omega_0}. \quad (7.3-7)$$

Valorile  $\{T_0, k_{R\text{ crt}}\}$  calculate servesc la calculul parametrilor regulatorului (tabelul 7.3-1).

□ **Situații extreme de interes practic** sunt determinate de valoarea raportului dintre constantele de timp  $T_m$  și  $T$ . Sunt de interes două cazuri:

- (i) *Cazul  $T_m \gg T$  – procesul este cu timp mort dominant.* Din relația (7.3-6) se obține:  $\operatorname{tg} \Omega = 0$  deci  $\Omega_0 = \pi$ .

Corespunzător, din (7.3-7) se obține:

#### Curs 4

##### 7.3. Metoda de acordare Ziegler-Nichols bazată pe atingerea limitei de stabilitate

$$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} = 2\pi \frac{T_m}{\Omega_0} \Rightarrow T_0 \approx 2T_m. \quad (7.3-8)$$

Pe de altă parte, din aproximarea  $\sqrt{1+x^2} \approx 1 + \frac{x^2}{2}$ , valabilă pentru  $x \ll 1$ , cu

$x = \frac{T}{T_m} \Omega_0$ , rezultă:

$$k_0 \approx 1 + \frac{1}{2} \left( \frac{T}{T_m} \Omega_0 \right)^2 = 1 + 2\pi^2 \frac{T^2}{T_0^2} \quad \text{sau} \quad k_{R\text{crt}} \approx \left( 1 + 2\pi^2 \frac{T^2}{T_0^2} \right) \frac{1}{k_p}. \quad (7.3-9)$$

(ii) Cazul  $T_m \ll T$  – proces cu timp mort ne semnificativ. Din relația (7.3-6) se obține:

$\text{tg } \Omega = -\infty$  din care  $\Omega_0 = \pi/2$  și corespunzător:

$$\frac{T}{T_m} \Omega_0 = \frac{T}{T_m} \frac{\pi}{2} \gg 1 \quad \text{și} \quad T_0 = 2\pi \frac{T_m}{\Omega_0} = 4T_m. \quad (7.3-10)$$

Pe baza aproximării  $\sqrt{1+x^2} \approx x$ , valabilă pentru  $x \gg 1$ , rezultă valoarea amplificării critice:

$$k_{R\text{crt}} \approx \frac{1}{k_p} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \frac{T}{T_m}. \quad (7.3-11)$$

#### Bibliografie aferentă subcapitolului 6.4

- [A1] Åström, K.J. și B. Wittenmark: Computer Controlled Systems – Theory and Design, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1984.
- [A2] Åström, K.J. și T. Hägglund: „Benchmark Systems for PID Control”, Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control”, editori: J. Quevedo și T. Escobet, Terassa, Spain, pp. 181-182, 2000.
- [A3] Åström, K.J. și T. Hägglund: PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, 2<sup>nd</sup> edition, Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 1995.
- [A4] Arnautovic, D.B. și D.M. Skataric: „Suboptimal Design of Hydroturbine Governors”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 6, no. 3, pp. 438 – 444, 1991.
- [A5] Anderson, B.D.O. și J.B. Moore: Optimal Control. Linear Quadratic Methods, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.

#### Curs 4

##### Bibliografie aferentă subcapitolului 6.4

- [B1] Barbu, V.: Ecuatii diferențiale, Editura Junimea, Iași, 1985.
- [C1] Coleman, T., M.A. Branch și A. Grace: MATLAB Optimization Toolbox User's Guide, Mathworks Inc., Natick, MA, 1999.
- [C2] Călin, S., M. Terțîșco, I. Dumitrache, C. Popeea și D. Popescu: Optimizări în automatizări industriale, Editura Tehnică, București, 1979.
- [D1] Dumitrache, I., S. Dumitriu, I. Mihu, F. Munteanu, Gh. Muscă și G. Calcev: Automatizări electronice, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1993.
- [D2] Dragomir, T.-L. și St. Preitl: Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat, curs, vol. 1 și 2, Lito I.P.T.V. Timișoara, 1979.
- [D3] DIN 40719, Deutsche Industrie Normen, 1978.
- [D4] Dragomir, T.-L.: Tehnici de optimizare, Curs, vol. 1, Litografia I.P.T.V.T., Timișoara, 1987.
- [D5] Dorato, P., C.-L. Shen și W. Yang: Robust Control Systems Design, China Aviation Industry Press, Beijing, 1996.
- [E1] Eykhoff, P.: Identificarea sistemelor, Editura Tehnică, București, 1977.
- [F1] Franklin, G.F., J.D Powell și M.L. Workman: Digital Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, Menlo Park, CA, 1998.
- [H1] Hoppe, M. și S. Tešnjak: „Modellbildung und Simulation des dynamischen Verhaltens von Wasserkraftanlagen”, Schriftenreihe des Lehrstuhls für Mess- und Regelungstechnik, Abt. Maschinenbau, Ruhr-Universität Bochum, Heft 20, Bochum, 1983.
- [I1] Ionescu, Vl.: Teoria sistemelor. Sisteme liniare, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1985.
- [I2] Isermann, R.: Digitale Regelungssysteme, vol. I, II, Springer-Verlag, Berlin, 1977.
- [I3] IEEE Working Group on Prime Mover and Energy Models for System Dynamic Performance Studies: „Hydraulic Turbine and Turbine Control Models for System Dynamic Studies”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 7, no. 1, pp. 167 – 178, 1992.
- [I4] Ionescu, Vl. și C. Popeea: Optimizarea sistemelor, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
- [K1] Kessler, C.: „Über die Vorausberechnung optimal abgestimmter Regelkreise. Teil III. Die optimale Einstellung des Reglers nach dem Betragsoptimum”, Regelungstechnik, vol. 3, pp. 40 – 49, 1955.
- [L1] Landau, I.D.: Identificarea și comanda sistemelor, Editura Tehnică, București, 1997.
- [M1] Matlab. User's Guide, Mathworks Inc., Natick, MA, 1988.
- [M2] Marlin, T.E.: Process Control. Designing Processes and Control Systems for Dynamic Performance, McGraw-Hill, 1995.

#### Curs 4

##### Bibliografie aferentă subcapitolului 6.4

- [M3] Middleton, R.H. și G.C. Goodwin: Digital Control and Estimation, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1990.
- [M4] Müller, H.-W.: „Algorithmen für die digitale Drehzahlregelung von Wasserturbinen”, Schriftenreihe des Lehrstuhls für Mess- und Regelungstechnik, Abt. Maschinenbau, Ruhr-Universität Bochum, Heft 23, Bochum, 1984.
- [N1] Nourescu, Al. și Al. Vasiliu: „Valorificarea energetică a resurselor hidraulice din România”, Energetica, vol. 22, no. 6-7, pp. 224 – 240, 1974.
- [P1] Preitl, St. și R.-E. Precup: Introducere în ingineria reglării automate, Editura Politehnica, Timișoara, 2001.
- [P2] Preitl, St.: Teoria sistemelor și reglaj automat, curs, vol. 1, partea 1 Teoria sistemelor, Lito U.T. Timișoara, 1992.
- [P3] Penescu, C., G. Ionescu, M. Tertîșco și E. Ceangă: Identificarea experimentală a proceselor automatizate, Editura Tehnică, București, 1971.
- [P4] Preitl, St., A. Fogarași și R.-E. Precup: Teoria sistemelor și reglaj automat. Ingineria reglării automate, culegere de probleme, vol. 1, partea 1, Lito U.T. Timișoara, 1994.
- [P5] Preitl, St., A. Fogarași și R.-E. Precup: Teoria sistemelor și reglaj automat. Ingineria reglării automate, probleme rezolvate și comentate, vol. 2, Lito U.T. Timișoara, 1994.
- [P6] Preitl, St., R.-E. Precup și A. Porumb: Elemente de reglare automată, curs, vol. 1, Lito U.P. Timișoara, 1996.
- [P7] Precup, R.-E., St. Preitl, St. Kilyeni, St. și B. Luștea: „Fuzzy Speed and Voltage Control of a Hydrogenerator”, Preprints of Fifth Symposium on Application of Multivariable System Techniques – AMST’94, editor: R. Whalley, Mechanical Engineering Publications Limited, London, pp. 151-158, 1994.
- [P8] Preitl, St., R.-E. Precup și A. Porumb: „Behaviour of ARW Structures in the Case of Control Systems with Essential Delays”, Fourth International Symposium on Automatic Control and Computer Science – SACCS’93, Iași, vol. 1, pp. 222-227, 1993.
- [P9] Precup, R.-E. și St. Preitl: Sisteme de reglare avansată, Curs, vol. 1, Litografia U.T.T., Timișoara, 1995.
- [P10] Precup, R.-E.: Soluții de conducere fuzzy a sistemelor cu fază neminimă. Aplicații la conducerea hidrogenatoarelor, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2000.
- [P11] Pivovarov, V.A.: Proiectivanie i rasciet sistem regulirovania ghidroturbin, Mašinostroenie, Leningrad, 1973.
- [R1] Răsvan, Vl.: Teoria stabilității, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1987.

#### Curs 4

##### Bibliografie aferentă subcapitolului 6.4

- [S1] Stănășilă, O.: Analiză matematică, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1981.
- [S2] Simulink. Dynamic System Simulator for Use with Matlab, Mathworks Inc., Natick, MA, 1988.
- [S3] Sângeorzan, D.: Regulate adaptiv, Editura Militară, București, 1992.
- [S4] Sima, V. și A. Varga: Practica optimizării asistate de calculator, Editura Tehnică, București, 1986.
- [T1] Terțișco, M. și P. Stoica: Identificarea și estimarea parametrilor sistemelor, Editura Academiei, București, 1987.
- [T2] Terțișco, M., P. Stoica și Th. Popescu: Identificarea asistată de calculator a sistemelor, Editura Tehnică, București, 1987.
- [V1] Voicu, M.: Tehnici de analiză a stabilității sistemelor automate, Editura Tehnică, București, 1986.
- [V2] Varga, A. și V. Sima: Ingineria asistată de calculator a sistemelor automate, Editura Tehnică, București, 1997.

##### Bibliografie aferentă subcapitolelor 2.1 și 7.3

- [1] Horowitz, I.M. *Synthesis of Feedback Systems*. Academic Press, 1963.
- [2] Åström, K.J., Hägglund, T. *The future of PID Control*. Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control PID'00, Terrassa, Spain, 2000, pp.19-30.
- [3] Åström, K.J., Hägglund, T. *PID Controllers. Theory, Design and Tuning*. Research Triangle Park, NC, 1995.
- [4] Lutz, H., Wendt, W. *Taschenbuch der Regelungstechnik*. Libri Verlag, 1998.
- [5] Calin, S. *Regulate automate*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
- [6] Isermann, R. *Digitale Regelungssysteme, vol. I-II*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1991.
- [7] Åström, K.J., Wittenmark, B. *Computer Controlled Systems, Theory and Design*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1997.
- [8] Åström, K.J., Hägglund, T. *Benchmark Systems for PID Control*. Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control PID'00, Terrassa, Spain, 2000, pp.181-182.
- [9] Åström, K.J. *Model Uncertainty and Robust Control. Chapter on Control Theory*. Internet presentation, 2002, pp.63-100.
- [10] Dumitrache, I. *Ingineria reglării automate*. Editura Politehnica Press, București, 2005.

#### Curs 4

##### Bibliografie aferentă subcapitolului 6.4

- [11] Quevedo, J., Escobet, T. (Editors) *IFAC workshop on Digital Control. Past, Present and Future of PID Control PID'00*. Preprints, Terrassa, Spain, 2000.
- [12] Föllinger, O. *Regelungstechnik*. Elitera Verlag, Berlin, 1978.
- [13] Goodwin, G.C., Graebe, S.F., Salgado, M.E. *Control System Design*. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2000.
- [14] Lantos, B. *Irányítási rendszerek elmélete és tervezése*. Akadémia Kiadó, Budapest, 2001.
- [15] Csáki, F.: *Szabályozások Dinamikája*. Akademia Kiadó, Budapest, 1974.
- [16] Dumitrache, I., Dumitriu, S., Miha, I., Munteanu, F., Muscă, Gh., Calcev, G. *Automatizări electronice*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1993.
- [17] O'Dwyer, A. *A Summary of PI and PID Controller Tuning Rules for Processes with Time delay, Part 1 and Part 2*. Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control PID'00, Terrassa, Spain, 2000, pp.175-180, 242-247.
- [18] Kessler C. *Über die Vorausberechnung Optimal abgestimmter Regelkreise*. Regelungstechnik, vol. 2 (1954), H12, pp. 274-281.
- [19] Kessler, C. *Über die Vorasberechnung optimal abgestimmter Regelkreise Teil III: Die optimale Einstellung des Regler nach dem Betragsoptimum*. Regelungstechnik, vol. 3 (1955), no. 2, pp. 40-49.
- [20] Voda, A.A., Landau, I.D. *A method for the auto-calibration of PID Controllers*. Automatica, vol. 31 (1995), no. 1, pp.41-53.
- [21] Preitl, St., Precup, R.-E. (editori). *Regulatoare pentru servosisteme. Metode de proiectare*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2007.
- [22] Leonhard, W. *Regelung in der Antriebstechnik*. B. G. Teubner Verlag, Stuttgart, 1974.
- [23] Preitl, St., Precup, R.-E. *Introducere în ingineria reglării automate*. Editura Politehnica, Timișoara, 2001.
- [24] Dragomir, T.-L., Preitl, St. *Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat, vol I, II, curs*. Centrul de multiplicare al Institutului Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara, Timișoara, 1979.
- [25] Preitl, St., Precup R.-E. *An Extension of Tuning Relations after Symmetrical Optimum Method for PI and PIDCcontrollers*. Automatica, vol. 35 (1999), no. 10, pp.1731-1736.
- [26] Preitl, Zs. *Model Based Design Methods for Speed Control Applications*, Doctoral Thesis, Politehnica University of Timișoara, 2008, Editura Politehnica, 2008, Seria 1: Automatică, nr. 8.
- [27] Preitl, Zs., Bars, R. *A Youla-parameterization Approach for Controller Design Based on ESO and 2E-SO Methods for Electrical Drives (low order*



#### Curs 4

##### Bibliografie aferentă subcapitolului 6.4

- benchmarks*). Proceedings of 2<sup>nd</sup> Romanian-Hungarian Joint Symposium on Applied Computational Intelligence, Timișoara, România, 2005, pp. 319-332.
- [28] Evans, G.W. *Bringing Root Locus to the Classroom. The story of Walter R. Evans and his Textbook Control-System Dynamics*. IEEE Control Systems Magazine, vol. 24 (2004), no. 6, pp. 74-81.
- [29] Lundberg, K.H. *Pole-zero Phase Maps*. IEEE Control Systems Magazine, vol. 25 (2005), no. 1, pp. 84-87.
- [30] Tsiotras, P. *The Relation Between the 3-D Bode Diagram and the Root Locus*. IEEE Control Systems Magazine, vol. 25 (2005), no. 1, pp. 88-96.
- [31] Krajewski, W., Viaro, U. *Root-locus Invariance. Exploiting Alternative Arrival and Departure Points*. IEEE Control Systems Magazine, vol. 27 (2007), no. 1, pp. 36-43.
- [32] Voicu, M. *Introducere în automatică*. Editura Polirom, Iași, 2002.
- [33] Dragomir, T.-L., Preitl, St., Trica, A.R. *Regulatoare automate, vol. II, curs*. Centrul de multiplicare al Institutului Politehnic “Traian Vuia” din Timișoara, Timișoara, 1989.
- [34] Matlab. *Control System Toolbox User's Guide*. The MathWorks, Inc., Natick, MA, 2001.
- [35] Youla, D., Bongiorno, J.Jr., Jabr, H.A. *Modern Wiener-Hopf design of optimal controllers. Part I: the single-input-single output case*. IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 21 (1976), no. 1, pp. 3-13.
- [36] Kucera, V. *Diophantine Equations in Control - A Survey*. Automatica, vol. 29 (1993), no. 6, pp. 1361-1375.
- [37] Morari, M., Zafiriou, E. *Robust Process Control*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [38] Ackermann, J. *Robuste Regelung*. Springer Verlag, Berlin Heidelberg, New York, 1993.
- [39] Müller, K. *Entwurf robuster Regelungen*. B. G. Teubner Verlag, Stuttgart, 1996.
- [40] Taguchi, H., Araki, M. *Two degree of freedom PID controllers. Their functions and optimal tuning*. Preprints of IFAC Workshop on Digital Control: Past, Present and Future of PID Control PID'00, Terrassa, Spain, 2000, pp. 154 – 159.
- [41] Brosilow, C., Babu, J. *Techniques of Model-Based Control*, Prentice Hall International, 2001.

#### Curs 4

##### Bibliografie aferentă subcapitolului 6.4

- [42] Contract de cercetare *Analiza și dezvoltarea sistemelor inteligente de conducere cu regulatoare fuzzy dedicate servosistemelor*, Grant CNCIS Nr. 98GR/11.06.2008, Tema 14, cod 370.
- [43] Grant de cercetare *Analysis and Development of Intelligent Systems*, în cadrul *Protocolului celei de a treia sesiuni a Comisiei Mixte de Cooperare științifică și tehnologică Româno-Ungară*, 24-25 nov. 2005, anexa II. nr.crt. 35, ID nb. 17.
- [44] Bodson, M. *Reconfigurable Nonlinear Autopilot*. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, vol. 26 (2003), no. 5, pp. 719-727.
- [45] Machaba, M., Braee, M. *Explicit Damping Factor Specification in Symmetrical Optimum Tuning of PI controllers*. Proceedings of 1<sup>st</sup> African Control Conference AFCON 2003, Cape Town, South Africa, 2003, pp. 399-404.
- [46] Cooper, S., Kuperman, A., Rabinovici, R. *Controlling an Electrical Motion system by a Load Instruction Decoding Algorithm Using FPGA*. Proceedings of the 2004 11<sup>th</sup> IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems ICECS 2004, Capri Italy, 2004, pp. 443-446.
- [47] Aydin, O., Akdag, A., Stefanutti, P., Hugo, N. *Optimum Controller Design for a Multilevel AC-DC Converter System*. Proceedings of 20<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 2005, Austin, TX, USA, 2005, vol. 3, pp. 1660-1666.
- [48] Szabat, K., Orłowska-Kowalska, T. *Vibration Suppression in a Two-Mass Drive System Using PI Speed Controller and Additional Feedbacks - Comparative Study*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54 (2007), no. 2, pp. 1193-1206.
- [49] Bajracharya, C., Molinas, M., Suul, J.A., Undeland, T.M. *Understanding of Tuning Techniques of Converter Controllers for VSC-HVDC*. Proceedings of Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics NORPIE/2008, Espoo, Finland, 2008, paper index urn011658, 8 pp.
- [50] Preitl, St., Precup, R.-E., Preitl, Zs. *Structuri și algoritmi pentru conducerea automată a proceselor, vol. 1*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2009.
- [51] Preitl, St., Precup, R.-E., Preitl, Zs. *Structuri și algoritmi pentru conducerea automată a proceselor, vol. 2*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2009.