

7

CALCULUL REGULATOARELOR DISCONTINUIE

Se vor stabili, plecind de la o anumită parte fixată împusă, principaliii parametrii de acord ai regulatoarelor bipozitionale și tripozitionale, cu sau fără reacție negativă locală.

7.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

Regulatoarele discontinuine se vor aplica buclei de reglare a temperaturii în cuporul de uscare, structura buclei rezultând din figura 7.1.2, înlocuind ventilul pneumatic și convertorul electro-pneumatic aferent, fie cu ventile electromagnetice, fie cu ventil actionat cu servomotor așa cum s-a prezentat în figura 7.1.a și b.

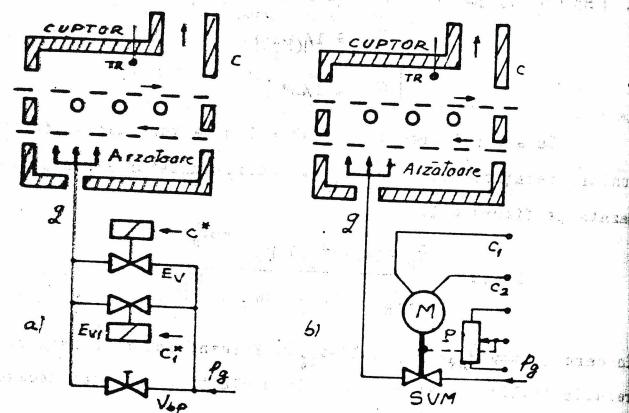
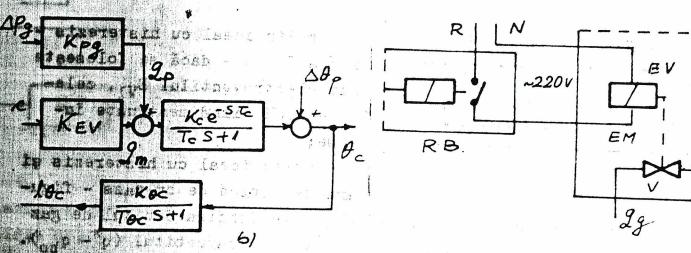
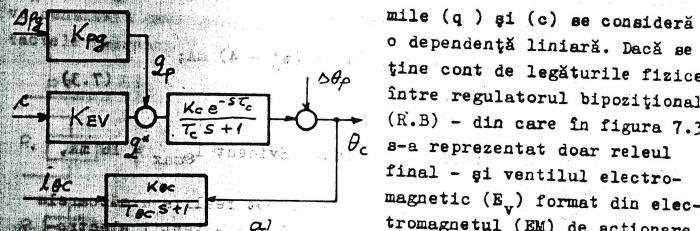


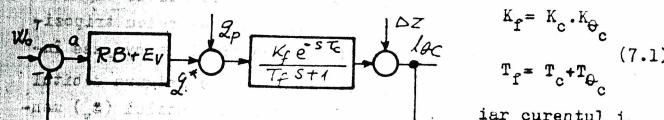
Fig. 7.1

(a) Cu aceasta, structura acestor bucle este cea din figura 7.2, în care pentru cazul ventilelor electromagnetice între mă-



și ventilul (V) propriu-zis, se vede că este mai simplu să se considere grupul regulator + ventil fără a ține cont de mărimea intermediară, aici tensiunea de acționare a electromagnetului, de 220 V.

In cazul regulatorului bipozitional structura întregii bucle corespunde figurii 7.4 în care:



în cadrul unui interval de funcționare, se obține:

$$K_f = K_c \cdot K_{\theta_c} \quad (7.1)$$

$$T_f = T_c + T_{\theta_c}$$

iar curentul i_{θ_c} variază în gama $(4 - 20)\text{mA}$, astfel

incit pentru $\theta_c = 20^\circ\text{C}$, $i_{\theta_c} = 4 \text{ mA}$ și pentru $\theta_{c\max} = 180^\circ\text{C}$, $i_{\theta_{c\max}} = 20 \text{ mA}$, deci:

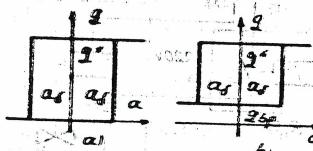
$$i_{0c} = [4 + 0,1(0_c - 20)] \quad (7.2)$$

"Zerooul viu" al curentului nu are importanță în calcule, așa că se va lucra cu mărurile decaleate:

$$\begin{cases} I_0 = (i_{0c} - 4) \text{ mA}; \\ w_0 = (w_c - 4) \text{ mA}; \\ 0 = (0_c - 20) [^{\circ}\text{C}] \end{cases} \quad (7.3)$$

dispărind astfel componentele continue. Evident $I_{0\max} = 16 \text{ mA}$, $0_{\max} = 160[^{\circ}\text{C}]$ s.a.m.d.

Cu structura din figura 7.1,a se pot realiza următoarele caracteristici statice ale grupului regulator + ventil electromagnetic - figura 7.5:



- relee ideal cu histerezis și figura 7.5,a - dacă se folosește doar electroventilul E_V , celelalte două fiind menținute inchise;

- relee ideal cu histerezis și

caracteristică de by-pass - figura 7.5,b - dacă ventilul mecanic (V_{bp}) va furniza debitul de gaz (q_{bp}), iar ventilul electromagnetic (E_V) va da debitul ($q^* - q_{bp}$). Se neglijă interinfluența la manevrarea ventilelor și se consideră o sumare ideală a debitelor.

Intrucit $I_{0\max} = 16 \text{ mA}$, rezultă din temă și din relația (7.1):

$$q^* = I_{0\max} / K_f \quad (7.4)$$

Tot cu ajutorul ventilelor electromagnetice se poate realiza și o caracteristică neliniară tripozițională de tipul "tot - puțin - nimic", adică o caracteristică de relee tripozițional nesimetrică - figura 7.6. Înțind ventilul de by-pass închis, prin (E_V) se va asigura debitul minim (q_1), iar prin ventilul (E_V) menținând primul electroventil deschis, se asigură diferența ($q^* - q_1$), iar $q_1^* = \alpha q^*$.

In cazul figurii 7.1,b, cu ventilul cu servomotor se asigură o caracteristică statică neliniară de tip relee

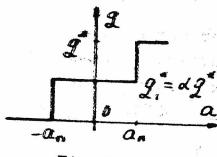
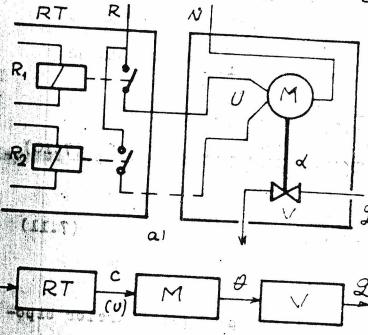


Fig. 7.6

tripozitional cu histerezis și zonă moartă, dă parametri ($+C^*$), (a_n) și (a_d). Si acum, grupul regulator + servomotor + ventil se va considera prin aceeași structură. Conform figurii 7.7,a contactele releelor finale (R_1) și (R_2) ale regulatorului tripozi-

tional (RT) asigură func-

ționarea intr-un sens sau altul a motorului (M) și implicit deschiderea sau închiderea ventilului (V). Dacă $c = +220 \text{ V}$, va semnifica aplicarea tensiunii rețelei pe o fază a motorului și $c = -220 \text{ V}$, pe cealaltă fază, rezultă că:



$$\alpha(t) = K_M \frac{t}{T_m} U = K_M \frac{t}{T_m} c \quad (7.5)$$

Fie $\alpha_{\max} = \frac{\pi}{2}$ rad cursa maximă a axului reductorului motorului, iar (T_m) durata acestei curse complete, indiferent de sensul în care a fost parcursă. Consecutiv există cazurile: $T_m = 60 \text{ sec}$, $T_m = 90 \text{ sec}$ sau $T_m = 120 \text{ sec}$. Din (7.5) rezultă:

$$K_M = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{220} \quad (7.6)$$

Pentru ventilul considerat liniar:

$$q = K_V \cdot \alpha \quad (7.7)$$

și din condiția $q = q_{\max}$ pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$ rezultă

$$K_V = q / (\pi/2) \quad (7.8)$$

In consecință

$$q(t) = \frac{q_{\max}}{\pi/2} \cdot \frac{\pi/2 \cdot t}{220 \cdot T_m} (\pm 220) = \frac{q_{\max}}{T_m} (\pm t) \quad (7.9)$$

Caracteristica statică a regulatorului prezintă $\pm c = \pm \frac{q_{\max}}{T_m}$. Partea liniară a buclei de reglare tripozițională - figura 7.8 -

$$[Am] = f_A$$

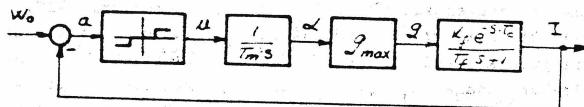


Fig. 7.8

în ipoteza neglijării perturbațiilor - va fi:

$$H_f(s) = \frac{1}{T_m s} q_{\max} \frac{K_f e^{-\tau_c s}}{T_f s + 1} = \frac{K_f q_{\max} e^{-\tau_c s}}{s(T_f s + 1)} \quad (7.10)$$

în care:

$$K_f q_{\max} = \frac{q_{\max} K_f}{T_m} \quad (7.11)$$

respectiv $q_{\max} = q^*$ dat de relația (7.4).

In cazul reacției negative locale a regulațoarelor bipozitionale, în figura 7.4 trebuie separată reprezentarea electroventilului (E_v) de cea a regulatorului bipozitional - figura 7.9-

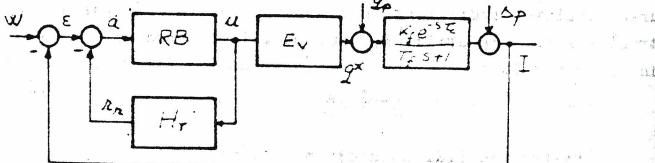


Fig. 7.9

In cazul aplicării reacției negative locale la regulațoarele tripozitionale, în figura 7.8, interesează (T_m), (q_{\max}) (K_f), (T_f) și (τ_c) referitoare la partea fixată.

7.2. CALCULUL REGULAȚOARELOR BIPOZITIONALE FARA REACȚIE NEGATIVĂ LOCALĂ

7.2.1. Calculul regulatorului bipozitional

a) Se impune setul de performanțe:

- amplitudinea maximă a componentei alternative a ieșirii:

$$A_{sl}^* = [mA]$$

- perioada minimă de autooscilație $T_{0sc1}^* = [s]$

- gama dorită de variație a prescrierii $\Delta w_1 = () K_f q^*$

- valoarea maximă așteptată a perturbației, raportată la mărimea de execuție: $\Delta q/q = p = 0,1$

b) Metodica de calcul se bazează pe datele din figura 7.4. Se calculează [1]:

$$(7.12) \Delta A_1 = \frac{K_f q^* \tau_c}{2 \cdot T_f}; \quad \Delta T_1 = 4 \tau_c \quad (7.13)$$

alegerea regulatorului fiind acceptabilă dacă

$$\Delta A_1 < A_{sl}^* \text{ și } T_{0sc1}^* < \Delta T_1. \quad (7.14)$$

In cazul favorabil, se determină:

$$a'_d = A_{sl}^* - \Delta A_1,$$

$$(7.15) a''_d = - \frac{(T_{0sc1}^* - \Delta T_1) K_f q^*}{8 T_f}$$

$$\text{aza incit: } a_d \leq \min [a'_d, a''_d] \quad (7.16)$$

Din considerante experimentale se recomandă și

$$a_d \approx (1 \div 2) \% K_f q^* \quad (7.17)$$

c) Verificările se referă doar la gama (Δw):

$$\Delta w = [0 \div (1 - p)] K_f q^* > \Delta w_1^* \quad (7.18)$$

Intrucât celelalte performanțe sunt implicit îndeplinite, dacă și relația (7.18) este îndeplinită, calculul regulatorului este încheiat.

7.2.2. Calculul regulatorului bipozitional "by-pass"

a) Se impune setul de performanțe:

- amplitudinea $A_{sl2}^* = [mA]; \quad \frac{A_{sl2}^*}{K_f q^*} [\%] =$

- perioada $T_{osc2}^* = [sec]$
- gama de prescriere $\Delta w_2^* = [mA]$
- valoarea maximă a perturbației $P_r^* = \frac{P_r}{K_f q^*} = 0,1$

b) Metodica de calcul presupune determinarea cu ajutorul relațiilor (7.13) a mărimilor (ΔA_2) și (ΔT_2) așa încit:

$$\Delta A_2 > A_{s2}^* \quad (7.19)$$

ceea ce justifică soluția de "by-pass".

Se adoptă $a_d \approx 0,02 (K_f q^*)$ (7.19')

și apoi se calculează (q_{bp}) din relația:

$$A_{s2} = a_d + \frac{K_f(q^* - q_{bp})}{2} \cdot \frac{\tau_c}{T_f} = A_{s2}^* \quad (7.20)$$

Se calculează:

$$T_{osc2} = 4\tau_c + \frac{8a_d T_f (q^* - q_{bp})}{K_f (q + q_{bp})^2} \quad (7.21)$$

c) Verificările necesare se referă la relațiile:

$$T_{osc2} \geq T_{osc2}^* \quad (7.22)$$

și

$$\Delta w_2 = \left[\frac{q_{bp}}{q^*} \div (1 - P_r^*) \right] K_f q^* \geq \Delta w_2^* \quad (7.23)$$

Dacă relațiile (7.22) și (7.23) sunt indeplinite, proiectarea este încheiată. Dacă însă nu este posibil acest lucru, se renunță în favoarea unui regulator continuu.

7.3. CALCULUL REGULATOARELOR TRIPORIZIONALE FARA REACTIE NEGATIVA LOCALA

7.3.1. Calculul regulatoarelor tripozitionale cu caracteristică statică nesimetrică - fig.7-6

a) Setul de performanțe impuse:

- amplitudinea A_{s3}^*
- $A_{s3}^* = [mA]$; $\frac{A_{s3}^*}{K_f q^*} =$

- perioada $T_{osc}^* = [sec]$
- (BS.1) - gama de prescriere $\Delta w = (0,2 \div 0,7) K_f q^* [mA]$
- perturbația maximă medie (pe gama Δw) $\bar{a}^* = [mA]$

b) Metodica de calcul

Se impun următoarele valori

$$\begin{cases} a_n = 0,03 K_f q^* \\ \Delta I = 0,01 K_f q^* \end{cases} \quad (7.24)$$

Se calculează $\alpha = q_1/q^*$ din [1]

$$\alpha = \frac{w_{max} + w_{min}}{2} \cdot \frac{1}{K_f q^*} = \frac{0,2+0,7}{2} \approx 0,4 \quad (7.25)$$

c) Verificări

Pentru limita inferioară $w_{min} = 0,2 K_f q^*$, intrucât $w_1 < \alpha K_f q^*$, comutarea va avea loc între nivelele (q_1) și zero. Atunci, dreapta de comutare va fi dată de nivelul

$$w_1 = w_{min} + a_n = 0,23 K_f q^* \quad (7.26)$$

sau

$$w_1 [\%] = 23\%$$

Față de acest nivel, abaterea pozitivă ($y > w_1$) va fi:

$$a_1^+ = \frac{\alpha K_f q^* - w_1}{T_f} \cdot \tau_c = \frac{(\alpha - w_1/K_f q^*)}{T_f} \tau_c K_f q^* = (0,4 - 0,23) \cdot \frac{\tau_c}{T_f} K_f q^* = 0,17 \frac{\tau_c}{T_f} K_f q^* \quad (7.27)$$

iar abaterea negativă ($y < w_1$):

$$\bar{a}_1 = \frac{w_1/K_f q^*}{T_f} \cdot \tau_c K_f q^* = 0,23 \cdot \frac{\tau_c}{T_f} K_f q^* \quad (7.28)$$

Valoarea medie a iegirii - pentru $w = w_{\min}$ - va fi

$$y_{1\text{med}} = \bar{y}_1 = w_m + (a_1^+ - a_1^-) = w_m + a_n + (a_1^+ - a_1^-) \quad (7.29)$$

respectiv abaterea medie în această situație

$$\begin{aligned} a_1 &= \bar{y}_1 - w_m = a_n + (a_1^+ - a_1^-) \quad \text{sau} \\ \bar{a}_1 [\%] &= \frac{a_n + (a_1^+ - a_1^-)}{K_f q^*} \cdot 100 [\%] \end{aligned} \quad (7.30)$$

Amplitudinea componentei alternative va fi:

$$A_{s1} = \Delta I_n + \frac{\alpha K_f q^* \tau_c}{2 \cdot T_f} \quad (7.31)$$

La limita superioară a referinței $w_{\max} = 0,7 K_f q^*$, deoarece $w_{\max} = w_M > \alpha K_f q^*$, comutarea are loc între nivelele (q^*) și (αq^*) . Așadar, dreapta de comutare este

$$w_2 = w_M - a_n = 0,67 \cdot K_f q^* \quad (7.32)$$

și deci:

$$a_2^+ = \frac{(1 - w_M/K_f q^*)}{T_f} \tau_c K_f q^* \quad (7.33)$$

iar

$$\bar{a}_2 = \frac{(\alpha - w_M/K_f q^*)}{T_f} \tau_c K_f q^* \quad (7.34)$$

Analog

$$\bar{y}_2 = w_2 + (a_2^+ - a_2^-)$$

și

$$\bar{a}_2 = -a_n + (a_2^+ - a_2^-) =$$

respectiv

$$\bar{a}_2 [\%] = \frac{-a_n + (a_2^+ - a_2^-)}{K_f q^*} \cdot 100 [\%] \quad (7.30')$$

Amplitudinea componentei alternative va fi:

$$A_{s2} = \Delta I_n + \frac{(1 - \alpha) K_f q^* \tau_c}{2 \cdot T_f} = \quad (7.31')$$

Perioada de oscilație

$$T_{osc} \approx 4 \tau_c \quad (7.35)$$

Dacă

$$\begin{cases} |\bar{a}_1|, |\bar{a}_2| \} < \bar{a} \\ \{ A_{s1}, A_{s2} \} < A_{s3}^* \end{cases} \quad (7.36)$$

$$T_{osc} > T_{osc}^*$$

Proiectarea regulatorului este încheiată. În caz contrar se renunță în favoarea unui regulator continuu.

7.3.2. Calculul regulatorilor tripozitionale cu caracteristică statică simetrică

a) Setul de performanțe impuse:

- funcționare în regim stabil;
- valoarea maximă a acelerii
- deplasarea elementului de execuție după deconectare, echivalată la eroare

$$\bar{a} = 0,05 \cdot K_f q_{\max} [mA]$$

$$a' = 0,015 \cdot K_f q_{\max} [mA]$$

b) Metodica de calcul se bazează pe figura 7.8 în care $K_p = q_{\max} \cdot K_f$, $c^* = 1$.

Pentru o funcționare stabilă [1]:

$$a_n - a_d \geq \frac{(\tau_c + T_f) K_f q_{\max}}{2 T_m} - a' \quad (7.37)$$

iar calitatea regimului staționar presupune

$$(a_n + a) \leq a^* - a' \quad (7.38)$$

în condițiile în care $a_n > a_d$.

Dacă se pot găsi valorile (a_n) și (a_d) care să satisfacă relațiile anterioare, proiectarea se poate considera încheiată.

7.4. CALCULUL REGULATOARELOR BIPOZITIONALE CU REACTIE NEGATIVA LOCALA

Se va calcula un regulator PD.

a) Setul de performanțe impuse:

- compactare bună atât la perturbație cît și la modificarea referinței;
- abaterea medie maximă $\bar{a}_d^* = K_f q^* [\text{mA}]$
- perioada de oscilație minimă $T_{osc}^* = [\text{sec}]$
- marginea de fază minimă $t_k^* = [\text{deg}]$
- pulsătia de tăiere minimă $\omega_t^* = [1/\text{sec}]$
- perturbația maximă așteptată $p_r^* = 0,1 K_f q^* [\text{mA}]$

b) Metodica de calcul începe cu aspectul cuasicontinuu al regulatorului. Folosind relații empirice de acord [1]:

$$\begin{cases} \bar{V}_R = \frac{1,2}{K_f} \cdot \frac{T_t}{\tau_c}; \\ \bar{\tau}_d = 0,25 \tau_c. \end{cases} \quad (7.39)$$

Considerind apoi aspectul discontinuu al funcționării regulatorului, pentru $C = 1$ și $K_p = K_f q$ se admite $K_r c = K_p$ așa încit din [1,3]

$$\begin{aligned} T_{oscmin} &= \frac{8 a_d T_r}{K_r c^*} = \frac{8 a_d T_v}{K_p} \approx \frac{8 a_d \bar{\tau}_d}{K_p} = \\ &= \frac{8 a_d 0,25 \tau_c}{K_p} = \frac{2 a_d \tau_c}{K_p} = T_{osc}^* \end{aligned} \quad (7.40)$$

de unde

$$a_d^* = \frac{K_p T_{osc}^*}{2 \tau_c} \quad (7.41)$$

Se consideră că relațiile (7.39) de acord au în vedere compromisul între comportarea "la referință" și "la perturbație".

c) Verificările impuse

Referitor la regimul staționar trebuie ca:

$$\begin{cases} \bar{a}_{st} = \frac{p_r^* \cdot K_f q^*}{1 + \bar{V}_R \cdot K_f} \leq \bar{a}^* \text{ simultan cu} \\ \bar{a}_{st} \approx a_d \leq a^* \end{cases} \quad (7.42)$$

Se trasează apoi în diagrame logaritmice bucla deschisă:

$$H_d(s) = \bar{V}_R (1 + s \tau_d) \frac{K_f e^{-s \tau_c}}{T_f s + 1}$$

din care se deduc marginea de fază (t_k) și pulsătia de tăiere (ω_t) fiind necesare condițiile

$$\begin{cases} t_k \geq t_k^* \\ \omega_t \geq \omega_t^* \end{cases} \quad (7.43)$$

Dacă toate aceste relații de verificare sunt îndeplinite se poate considera încheiată proiectarea analitică a regulatorului.

7.5. CALCULUL REGULATOARELOR TRIPORIZIONALE CU REACTIE NEGATIVA LOCALA

Se va calcula un regulator PI și rezultatele se vor extinde apoi pentru un regulator PID.

a) Setul de performanțe impuse:

- funcționare stabilă;
- comportare bună atât la modificarea referinței cît și la perturbații;
- abaterea maximă $a^* = K_f q_{max} [\text{mA}]$

- perioada de oscilație minimă $T_{osc}^* = [\text{sec}]$
- marginea de fază minimă $t_k^* = [\text{deg}]$
- pulsătia de tăiere minimă $\omega_t^* = [\text{sec}^{-1}]$
- perturbația maximă așteptată $p_r^* = 0,1 K_f q_{max} [\text{mA}]$

b) Metodica de calcul incepe cu considerarea regulatorului continuu PI. Se recomandă relații empirice [1,4] de acord pentru un compromis al funcționării atât la referință cât și la perturbație. În raport cu parametrii părții fixate: (K_f, T_f, τ_c) se recomandă:

$$\bar{V}_R = \frac{0,8}{K_f} \frac{T_f}{\tau_c}; \quad (7.44)$$

$$\bar{\tau}_i = 3\tau_c; (\bar{\tau} \approx \bar{\tau}_i/4 \text{ pentru PID})$$

Considerind funcționarea discontinuă a regulatorului cu reacție negativă locală se va considera: $K_r C^* = K_f q_{max}$. Se stie că [1]:

$$T_{osc} = \frac{6a_d T_r}{K_r C^*} = \frac{6a_d \bar{\tau}_i}{K_r C^*} = \frac{18 a_d \tau_c}{K_f q_{max}} \geq T_{osc}^* \quad (7.45)$$

de unde

$$a_d \geq \frac{K_f q_{max} T_{osc}^*}{18 \tau_c} \quad (7.46)$$

Apoi

$$(a_n + a_d) \leq a^* \quad (7.47)$$

pentru a asigura un regim staționar satisfăcător. De aici

$$a_n \leq a^* - a_d \quad (7.47')$$

Constanta pozitivă care apare în structura echivalentă a regulatorului cuasicontinuu cuasilinear [1] este

$$T_1 \approx \frac{a_n - a_d}{K_r C^*} \cdot T_r = \frac{(a_n - a_d) \tau_i}{K_f q_{max}} \quad (7.48)$$

toate elementele regulatorului determinate analitic ($C^* = 1$).

c) Verificările necesare se referă mai întii la asigurarea stabilității cu regulator tripozițional. Trebuie ca deplasarea minimă Δ_m să fie [1]

$$\Delta_m = \frac{T_r \cdot 2a_d}{K_f T_m} \leq \frac{a_n + a_d}{K_f q^*} (T_r = \bar{\tau}_i) \quad (7.49)$$

Se calculează apoi funcția de transfer a buclei directe:

$$H_d(s) = \bar{V}_R \frac{(1+s \bar{\tau}_i)}{s \bar{\tau}_i (T_1 s + 1)} \cdot \frac{K_f e^{-s T_c}}{T_f s + 1} \quad (7.50)$$

și se reprezintă în diagrame logaritmice de unde va rezulta marginea de fază (γ_k) și pulsătia de tăiere (ω_t) fiind necesar ca:

$$\begin{cases} t_k > t_k^* \\ \omega_t > \omega_t^* \end{cases} \quad (7.51)$$

$$\begin{cases} x_1 = \frac{K_{AP}}{\tau_{AP}s+1} \cdot u_{A1} = \frac{K_{AP}/\tau_{AP}}{s+1/\tau_{AP}} u_A = \frac{-K_{AP}\lambda_{d1}}{s-\lambda_{d1}} u_A; \\ x_2 = \frac{K_1}{T_{M1}s+1} x_1 = \frac{K_1/T_{M1}}{s+1/T_{M1}} x_1 = \frac{-K_1\lambda_{d2}}{s-\lambda_{d2}} x_1 \\ x_3 = u_{\Omega} = y = \frac{1/T}{s} x_2 = \frac{1/T}{s-\lambda_{d3}} x_2 \end{cases} \quad (8.2)$$

se evidențiază valorile proprii ale părții fixate:

$$\lambda_{d1} = -1/\tau_{AP}; \lambda_{d2} = -1/T_{M1}; \lambda_3 = 0 \quad (8.3)$$

Descrierea matematică corespunde tripetului (A, b, c^T) în care

$$A = \begin{bmatrix} \lambda_{d1} & 0 & 0 \\ -K_1\lambda_{d1} & \lambda_{d2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T} & \lambda_{d3} \end{bmatrix}; b = \begin{bmatrix} -K_{AP}\lambda_{d1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; c^T = [0 \ 0 \ 1] \quad (8.4)$$

efortul de obținere analitică a descrierii matematice fiind minim.

b) În forma standard a variabilelor de fază se ține cont de funcția de transfer:

$$H_f(s) = H_d(s) = \frac{K_{AP} \cdot K_1}{T} \cdot \frac{1}{s(\tau_{AP}s+1)(T_{M1}s+1)} = \frac{(K_{AP}K_1)/(T \cdot \tau_{AP} \cdot T_{M1})}{s^3 + \frac{\tau_{AP} + T_{M1}}{T_{M1}} s^2 + \frac{1}{T_{AP} \cdot T_{M1}} s} = \frac{K_f}{s^3 + a_{12}s^2 + a_{11}s + a_{10}} \quad (8.5)$$

în care:

$$\begin{cases} K_f = (K_{AP} \cdot K_1)/(T \cdot \tau_{AP} \cdot T_{M1}) \\ a_{12} = -(\tau_{AP} + T_{M1})/(T_{AP} \cdot T_{M1}); \\ a_{11} = -1/(\tau_{AP} \cdot T_{M1}); \\ a_{10} = 0 \end{cases} \quad (8.6)$$

8

CALCULUL REGULATCARILOR PENTRU SISTEME LNECVARIABILE FOLOSIND SPATIUL STARILOR

Metoda se va aplica buclei de turăție din sistemul de reglare a debitului materialului granular.

8.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

Se reia partea fixată din capitolul 2.1 și se ține cont de relația (2.2):

$$T = T_M^*/K_M^* = \frac{T_{M2} + T_{\Omega\Omega}}{K_2^* + K_T\Omega} \quad (8.1)$$

Structura părții fixate inițiale, având la intrare mărimea (u_A), iar la ieșire (u_{Ω}) este dată în figura 8.1.

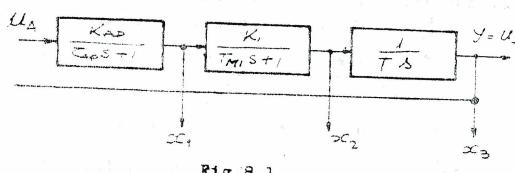


Fig.8.1

8.2. DESCRIEREA MATEMATICA IN SPATIUL STARILOR

a) În forma variabilelor de stare fizice introducind variabilele de stare (x_1, x_2, x_3) pozitiv figurii 8.1, astfel încât

iar tripletul (A_1, b_1, c_1^T) este

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_{AP \cdot T_{M1}}} & -\frac{\tau_{AP \cdot T_{M1}}}{\tau_{AP \cdot T_{M1}}} \end{bmatrix}; b_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; c_1^T = [K_f \ 0 \ 0] \quad (8.7)$$

c) In forma variabilelor de fază (observabilă), descrierea va fi:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -\frac{1}{\tau_{AP \cdot T_{M1}}} \\ 0 & 1 & -\frac{\tau_{AP \cdot T_{M1}}}{\tau_{AP \cdot T_{M1}}} \end{bmatrix}; b_2 = \begin{bmatrix} K_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; c_2^T = [0 \ 0 \ 1] \quad (8.8)$$

Coefficienții matricilor (A_1) și (A_2) pot fi calculați și direct în raport cu coeficienții din relația (8.6).

8.3. CALCULUL MATRICII COMPENSATOARELOR ÎN STAREA DE GAZUZ REACTIEI DUPĂ STARE SI A CELOR DE PRESCRIEREA

- a) Impunerea setului de performanțe este mai dificilă întrucât acestea ar trebui legate de cele impuse în domeniul timp: - eroarea staționară (la poziție) $\epsilon_{stp} = 0$; - suprareglaj redus $G^* \approx 0$; - timp de răspuns maxim admis $t_r =$

O metodă simplă (dar particulară) de impunere a performanțelor în limbajul intrare-stare-iesire prin valorile proprii (λ_{oi}) ale matricii coeficienților sistemului închis este următoarea. Sistemul închis, de gradul trei, va admite suprareglajul nul dacă răspunsul tranzistoriu corespunde unor poli reali și așa încât valoările proprii (λ_{oi}) vor fi reale. Fie acestea egale

$$\lambda_{\theta_1} = \lambda_{\theta_2} = \lambda_{\theta_3} = \lambda_0 \quad (8.9)$$

înălțat polinomul caracteristic al sistemului închis să fie:

$$(s - \lambda_0)^3 = s^3 - 3\lambda_0 s^2 + 3\lambda_0^2 s - \lambda_0^3 = s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + p_0 \quad (8.10)$$

Dar $\lambda_0 = -1/T_0$, numitorul funcției de transfer a sistemului închis va corespunde unei forme $(1 + T_0 s)^3$ și din ipoteza $T_0 \ll$:

$$(1 + T_0 s)^3 \approx 1 + 3 T_0 s \quad (8.11)$$

pentru care se poate aprecia o durată a regimului tranzitoriu

$$t_r \approx 2(3 \cdot T_0) = 6 T_0 = t_r^* \quad (8.12)$$

de unde:

$$T_0 = -1/\lambda_0 \approx -6/t_r^* \quad (8.13)$$

b) Metodica de calcul. Elementele (K_x) ale matricii compensatorului K_x , corespunzătoare figurii 8.2, sunt date de relațiile:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{x1} = \frac{\lambda_{d1} + \lambda_{d2} + p_2}{K_{AP} \cdot \lambda_{d1}}; \\ K_{x2} = \frac{\lambda_{d2} (\lambda_{d1} + p_2) + p_1}{K_{AP} \cdot \lambda_{d1} \cdot \lambda_{d2}} \\ K_{x3} = \frac{p_0}{K_{AP} \cdot \lambda_{d1} \cdot \lambda_{d2} / T} \end{array} \right. \quad (8.14)$$

și deci reacția (u_r) va fi:

$$u_r = K_{x1} \cdot x_1 + K_{x2} \cdot x_2 + K_{x3} \cdot x_3 \quad (8.15)$$

$$K_x^T = \begin{bmatrix} K_{x1} & K_{x2} & K_{x3} \end{bmatrix} \quad (8.16)$$

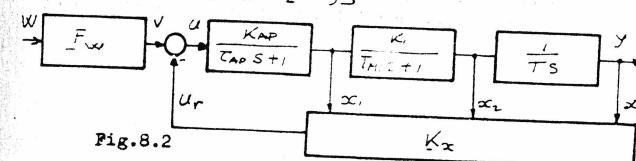


Fig. 8.2

Se calculează apoi funcția de transfer a sistemului din figura 8.2:

$$H(s) = C^T \left[s \cdot I_3 - (A - bK_x^T) \right]^{-1} \cdot b \quad (8.17)$$

de unde

$$F_w = H^{-1}(s) \quad (8.18)$$

In cazul descrierii prin forma (A_2, b_2, C_2^T) , relațiile de calcul a matricii K_{x2} sunt:

$$\begin{cases} (K_{x2})_1 = P_0 \cdot a_{10} ; \\ (K_{x2})_2 = P_1 \cdot a_{11} ; \\ (K_{x2})_3 = P_2 \cdot a_{12} \end{cases} \quad (8.14')$$

iar

$$u_r = (K_{x2})_1 \cdot x_1 + (K_{x2})_2 \cdot x_2 + (K_{x2})_3 \cdot x_3 \quad (8.15')$$

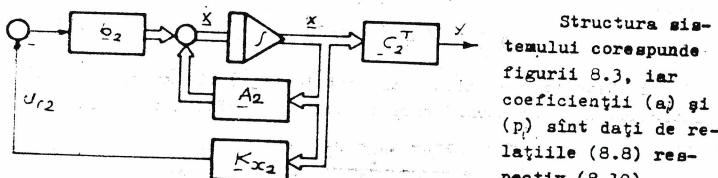


Fig.8.3

c) Verificările necesare se referă la:

- valorile proprii ale sistemului închis, dat de soluțiile ecuației

$$\det s \cdot I_3 - [(A - bK_x^T)] = 0 \quad (8.19)$$

pentru cele două variante (K_x) și (K_{x2})

- obținerea unui regim staționar cu erori nule folosind matricea F_w - relația (8.18);

- compararea răspunsurilor pondere corespunzătoare relației (8.17) în cazul descrierii intrare-stare-iesire și cauzelor din capitolul 2.4 în care s-a folosit un regulator PD, dublat

partea fixată fiind în fond aceeași, simplificată însă în cazul al doilea prin relația (2.1)..

8.4. CALCULUL COMPENSATORULUI PENTRU MODIFICAREA PARTII FIXATE

Dacă pentru partea fixată din relația (8.5) s-ar folosi un regulator calculat cu metoda modulului, performanțele realizate ar fi legate de constanta principal necompensabilă (τ_{AP}). Este posibil să se modifice mai întâi partea fixată pentru a obține o constantă mai mică $\tau'_{AP} = \tau_{AP}/n$ și apoi să se calculeze regulatorul. Performanțele impuse vor fi deci

$$\begin{cases} \lambda'_{d1} = - n/\tau'_{AP} ; \\ \lambda'_{d2} = \lambda_{d2} = - 1/T_{M1} ; \\ \lambda'_{d3} = \lambda_{d3} = 0 \end{cases} \quad (8.18)$$

rezultând coeficienții (P'_0 ; P'_1 și P'_2) din identificarea coeficienților ecuației

$$(s + \lambda'_{d1})(s + \lambda'_{d2})(s + \lambda'_{d3}) = 0 \quad (8.19)$$

similar ecuației (8.10) și obținându-se o parte fixată modificată $H'_F(s)$, contrarivit figurii 8.4.

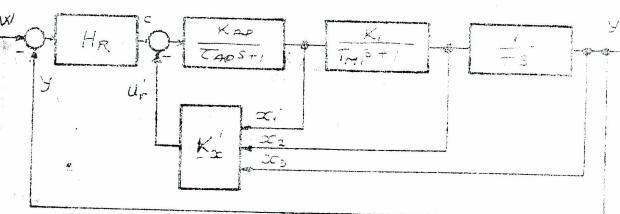


Fig.8.4

Se vede că

$$H'_F = C^T \left[s \cdot I_3 - (A - b \cdot K_x'^T) \right]^{-1} \cdot b \quad (8.20)$$

In acest caz se va verifica obținerea constantei de timp principal necompensabile (τ_{AP}^*).

Utilizarea regulatorului în această formă asigură și eroarea staționară nulă.

Metoda mai este deosebit de utilă dacă partea fixată în varianta inițială este instabilă. Se utilizează mai întâi un compensator K_x care să realizeze stabilizarea și apoi se calculează un regulator H_R , de obicei tipizat.

8.5. CALCULUL COMPENSATOARELOR ÎN CAZUL REACTIILOR DUPĂ STARE FOLOSIND OBSERVER (DE STARTE)

Problema apare dacă stările nu sunt toate accesibile prin măsurători directe.

Se vor calcula compensatoarele în cazul unui observer de ordin redus ($n_0 = n-1=2$) întrucât starea x_3 este tocmai ieșirea sistemului.

a) Setul de performanțe impus sistemului închis rămîne același - relația (8.10) - Pentru observer se impun 2 valori proprii, în modul mai mare decît pentru sistemul închis, pentru a asigura o convergență mai rapidă a stărilor observate spre cele reale de pildă:

$$\lambda_{ob1} = \lambda_{ob2} = \lambda_{ob} = 3 \cdot \lambda_0 \quad (8.21)$$

aza încât relația caracteristică observului va fi

$$(s + \lambda_{ob})^2 = s^2 + 2\lambda_{ob}s + \lambda_{ob}^2 = s^2 + f_1^*s + f_0^* \quad (8.22)$$

în care

$$f_1^* = 2 \cdot \lambda_{ob}; \quad f_0^* = \lambda_{ob}^2 \quad (8.23)$$

b) Metodica de calcul pleacă de la forma (A_2, b_2, C_2^T) - relația (8.8) - și de la relațiile (8.6) în care:

$$\begin{cases} a_{10} = a_0^* = 0 \\ a_{11} = a_1^* = -1/(\tau_{AP} \cdot T_{M1}); \\ a_{12} = a_2^* = -(\tau_{AP} + T_{M1})/(\tau_{AP} \cdot T_{M1}); \\ b_0^* = K_f = (K_{AP} \cdot K_1)/(\tau \cdot \tau_{AP} \cdot T_{M1}). \end{cases} \quad (8.6')$$

Valorile observate (\hat{x}_1, \hat{x}_2) se bazează pe stările interne (z_1, z_2) ale observului, date de ecuațiile:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = -f_0^* \cdot z_2 + [(a_2^* - f_1^*) \cdot f_0^* - a_0^*] \cdot y + b_0^* \cdot u \\ \dot{z}_2 = z_1 - f_1^* z_2 + [(a_2^* - f_1^*) f_1^* + f_0^* - a_1^*] \cdot y \end{cases} \quad (8.24)$$

de unde :

$$\begin{cases} \hat{x}_1 = z_1 + f_0^* \cdot y \\ \hat{x}_2 = z_2 + f_1^* \cdot y \end{cases} \quad (8.25)$$

Notind:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= (a_2^* - f_1^*) f_0^* - a_0^* \\ \beta_2 &= (a_2^* - f_1^*) f_1^* + f_0^* - a_1^* \end{aligned} \quad (8.26)$$

se poate stabili ușor structura observului, integrată în structura generală de reglare din figura 8.5.

c) Verificările se referă la compararea modurilor de variație a variabilelor de stare $(x_1; x_2; x_3)$ și $(\hat{x}_1; \hat{x}_2; \hat{x}_3)$ în cazurile din figura 8.2 și respectiv 8.5 în cazul în care $\omega = 0$ și

$$\underline{x}(0) = [\quad]$$

$$\hat{\underline{x}}(0) = [\quad]$$

In cazul variabilelor direct măsurate:

$$\underline{x}(t) = \underline{x}(0) \cdot \Phi_0(t) \quad (8.27)$$

$$\Phi_0(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \left[sI_3 - (A_2 - b_2(K_x^T)) \right]^{-1} \right\} \quad (8.28)$$

Dacă se consideră suficientă o decuplare staționară se simplifică regulatoarele de pe legăturile secundare:

$$\begin{aligned}\tilde{H}_{R12} &= H_{R12}(0) \\ \tilde{H}_{R21} &= H_{R21}(0)\end{aligned}\quad (9.4)$$

b) Verificările recomandate se referă la următoarele aspecte:

b.1) decuplarea dinamică, calculind

$$\begin{cases} H_{d12}(s) = H_{R12} \cdot H_{f11} + H_{R22} \cdot H_{f12} \\ H_{d21}(s) = H_{R11} \cdot H_{f21} + H_{R21} \cdot H_{f22} \end{cases} \quad (9.5)$$

și care trebuie să conducă la:

$$H_{d12}(s) = 0 \text{ și } H_{d21}(s) = 0 \quad (9.6)$$

In acest caz se pot calcula într-un mod foarte simplu răspunsurile $[y_1(t); y_2(t)]$ dacă $w_1(s) = \frac{1}{s}$ și $w_2(s) = 0$, respectiv $[y'_1(t); y'_2(t)]$ dacă $w'_1(s) = 0$, $w'_2(s) = \frac{1}{s}$,

b.2) decuplarea staționară, constatănd că dacă se utilizează regulatoarele \tilde{H}_{R12} și \tilde{H}_{R21} , relațiile (9.5) - (9.6) devin:

$$\tilde{H}_{d12} = 0 ; \tilde{H}_{d21}(0) = 0 \quad (9.6')$$

dacă în relațiile (9.5) înlocuim $H_{Ri,j}$ cu $\tilde{H}_{Ri,j}$ ($j \neq i$).

Se calculează apoi:

$$\tilde{H}_0(s) = [1 + \tilde{H}_d(s)]^{-1} \tilde{H}_d(s) \quad (9.7)$$

$$\tilde{y}(s) = \tilde{H}_0(s) \cdot w(s) = \tilde{H}_0(s) \begin{bmatrix} 1/s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9.8)$$

9.2. CALCULUL REGULATOARELOR MULTIVARIABILE FOLOSIND METODA MODULULUI

Potrivit notațiilor din [1,7] cele patru regulatoare sunt date în relațiile:

9.

CALCULUL REGULATOARELOR IN CAZUL SISTEMELOR MULTIVARIABILE

Metodele de calcul se aplică în cazul sistemului complex de reglare a decitului și calității apei reziduale tratate așa cum a fost descris în varianta B a temei de proiectare.

9.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

Pentru cazul descrierii matematică cu formă în H [1,7] se găsește că la relațiile (B.9) și (B.10):

$$H_f(s) = G(sI_3 - A)^{-1} B \quad (B.10)$$

identificând elementele $H_{fij}(s)$ care în cazul acesta sunt de formă

$$H_f(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^3 + a_1 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (9.1)$$

In fiecare structură $H_{fij}(s)$, ($i, j = 1, 2$) se va căuta să se identifice constanta de timp principală necompensabilă ($T_{\Sigma i,j}$) precum și să simplificare, dacă este posibil, a unor poli prin zorouri appropriate, ca în cazul relațiilor (1.26 - 1.29).

Descrierea prin intermediul stăriilor, pentru $p = 0$, corespunde relațiilor (B.9):

$$A = \begin{bmatrix} -(1+0,01n) & 1 & 0 \\ 1 & -2 & 1 \\ 0 & 1 & -1,6 \end{bmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} 0,5 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0,3 \end{bmatrix}; \quad (9.2)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0,3 & 0,5 & 0,6 \\ 0 & 0 & 0,2 \end{bmatrix}.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{R11} = \frac{H_{d11}}{H_{f11}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{H_{f12} \cdot H_{f21}}{H_{f11} \cdot H_{f22}}} \\ H_{R22} = \frac{H_{d22}}{H_{f22}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{H_{f12} \cdot H_{f21}}{H_{f11} \cdot H_{f22}}} \\ H_{R12} = - \frac{H_{f12}}{H_{f11}} \cdot H_{R22} \\ H_{R21} = - \frac{H_{f21}}{H_{f22}} \cdot H_{R11} \end{array} \right.$$

formele "optime" corespunzind relației (4.2)

a) Setul de performanțe corespund celui din capitolul 4, adăugându-se și pretenția decuplării în raport cu intrarea. Structura întregului sistem este dată în figura 9.1, remarcind blocul regulatorelor H_R și cel al părții fixate H_f .

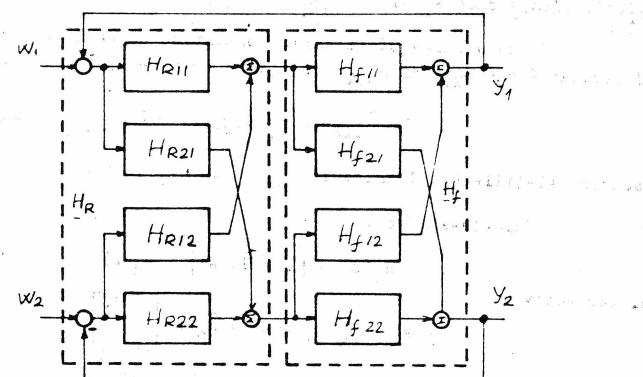


Fig.9.1

9.3. CALCULUL REGULATOARELOR MULTIVARIABILE (compensatoarelor) în cazul reacției după stare

a) Setul de performanțe impus se precizează prin valorile proprii dorite:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{\theta_1} = -(1 + 0,01 n); \\ \lambda_{\theta_2} = -2 \\ \lambda_{\theta_3} = -1,6 \end{array} \right. \quad (9.9)$$

corespunzătoare sistemului închis și în ipoteza că toate stările sunt accesibile.

b) Se determină rangul matricii de controlabilitate și dacă acesta este trei, se pot impune cele trei valori proprii date de relația (9.9).

Se calculează matricea $\beta(s)[1]$

$$\beta(s) = [sI_3 - A]^{-1} \cdot B \quad (9.10)$$

și se construiește matricea "pe coloane"

$$[\beta_1(\lambda_{\theta_1}) \quad \beta_2(\lambda_{\theta_2}) \quad \beta_3(\lambda_{\theta_3})] = B, \quad (9.11)$$

aza incit:

$$K_n = -E B^{-1}, \text{ unde } E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (9.12)$$

Se calculează apoi matricea de prescriere:

$$P_n = -[C(A - BK_n)]^{-1} \cdot B \quad (9.13)$$

care să asigure erorile staționare (de poziție) nule.

c) Verificările necesare se referă la valorile proprii ale sistemului închis, calculate din ecuația:

$$\det[sI_3 - (A - BK_n)] = 0 \quad (9.14)$$

și care trebuie să satisfacă relația (9.9). Apoi se va desena structura sistemului respectiv.

9.4. CALCULUL REGULATOARELOR MULTIVARIABILE

(compensatoarelor) în cazul reacției după ieșire

a) Setul de performanțe se impune sub forma valorilor proprii dorite sistemului închis:

$$\lambda_{\theta_1} = \lambda_{\theta_2} = -1,5 \quad (9.15)$$

b) Se determină rangul matricii de observabilitate și al matricii C. Dacă acestea sunt 3, respectiv 2, se pot impune cele 2 valori proprii din relația (9.15). Se calculează matricea $\hat{f}(s)$:

$$\hat{f}(s) = C\hat{\varphi}(s)B = C[sI_3 - \hat{A}]^{-1}B \quad (9.16)$$

din care se ia prima coloană $\hat{f}_1(s)$ pentru a realiza matricea sub formă:

$$\left[\begin{array}{c|c} \hat{f}_1(\lambda_{\theta_1}) & \frac{d\hat{f}_1(s)}{ds} \\ \hline s = \lambda'_{\theta_1} & \end{array} \right] = \Gamma \quad (9.17)$$

iar matricea J este:

$$J = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9.18)$$

Se facă:

$$K_y = -J\Gamma^{-1} \quad (9.19)$$

Matricea de prescriere F_y va fi:

$$F_y = -[C(\hat{A} - B K_y C)]^{-1} B \quad (9.20)$$

c) Verificările necesare se referă la calculul valorilor proprii ale sistemului închis, date de ecuația

$$\det [sI_3 - (\hat{A} - B K_y C)] = 0 \quad (9.21)$$

și care trebuie să satisfacă relația (9.15). Odată sistemul definitiv, se va reprezenta structura acestuia.

9.5. CALCULUL REGULATOARELOR MULTIVARIABILE (compensatoarelor) în cazul reacției după stare folosind observer de stare

Presupunem că stările sunt inaccesibile și totuși se datoră impunerea setului (9.9) de performanțe. Se va folosi observerul de stare complet, care va genera stările \hat{x}_1 , \hat{x}_2 și \hat{x}_3 . Aceasta este caracterizat de matricea coeficienților

$$\hat{A}_c = \hat{A} - B_c C \quad (9.22)$$

iar B_c se determină în concordanță cu $[1]$

a) Setul de performanțe impuse pentru sistemul închis este dat de relațiile (9.9). Pentru observer se alege setul de valori proprii:

$$\begin{cases} \lambda_{c1} = -2 \\ \lambda_{c2} = -3,2 \\ \lambda_{c3} = -4 \end{cases} \quad (9.23)$$

b) Se calculează matricea

$$\hat{\delta}(s) = C\hat{\varphi}(s) = C[sI_3 - \hat{A}]^{-1} \quad (9.24)$$

din care se obține matricea Δ sub formă:

$$\Delta = \begin{bmatrix} \hat{\delta}_1(\lambda_{c1}) \\ \hat{\delta}_1(\lambda_{c2}) \\ \hline \hat{\delta}_1(\lambda_{c3}) \end{bmatrix} \quad (9.25)$$

în care $\hat{\delta}_1(s)$ este prima linie din matricea $\hat{\delta}$. Cu aceasta, matricea B_c poate fi:

$$B_c = -\Delta^{-1} J^*, \text{ unde } J^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (9.26)$$

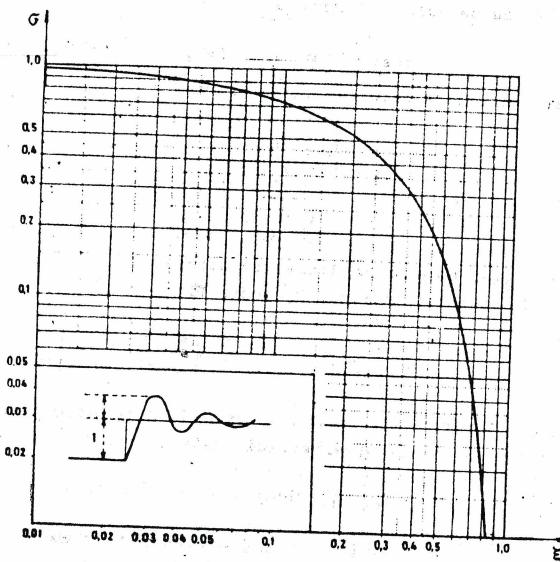
c) Verificările impuse se referă la valorile proprii ale sistemului închis și ale observorului, date de ecuațiile:

$$\begin{cases} \det [sI_3 - (\hat{A} - B K_c)] = 0 \\ \det [sI_3 - \hat{A}_c] = 0; \quad \hat{A}_c = \hat{A} - B_c C \end{cases} \quad (9.27)$$

Tot în cadrul acestor verificări se calculează evoluțiile stărilor și a ieșirilor ($x_1(t)$; $x_2(t)$; $x_3(t)$; $y_1(t)$; $y_2(t)$) în cazul reacției după stare cind stările sunt accesibile și în cazul ($\hat{x}_1(t)$; $\hat{x}_2(t)$; $\hat{x}_3(t)$; $y'_1(t)$; $y'_2(t)$) dacă stările sunt date de un observer.

ANEXA 1

Dependență suprareglajului σ de factorul
de amortizare ξ

BIBLIOGRAFIE

1. Pestilea Cl., Regulatoare automate, note de curs, 1987, manuscris, I.P.Cluj-Napoca,
2. Călin, S. Regulatoare automate. Editura didactică și pedagogică, 1976, București.
3. Weinsch, C. s.a. Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide, vol.I. Editura tehnica, 1970.București.
4. Călin,S., Dumitache, I., Regulatoare automate. Editura didactică și pedagogică, 1985. București.
5. Papadache,I. Automatica aplicată, Editura tehnica,1971. București.
6. Herscovici,H., Circuite integrate în aparatura de automatizare, Editura tehnica, 1976. București.
7. Pöllinger,O., Regelungstechnik, AEG-Verlag, 1980, W.Germany.

Apărut 1990; Hârtie offset: 70/10
C.Z.U: 62-53 (076.5)

Atelierul de multiplicare al Institutului politehnic
CLUJ-NAPOCĂ
- Str.M.Kogălniceanu Nr. 21 -