

Prin urmare, se poate scrie că rezonanța este deosebit de slabă și se poate scrie $\frac{\omega_0}{\omega} \in (1,5 \div 2,5)$, care este valoarea (3.13).

- a) Performanțele impuse se referă la:
- eroare statioară la poziție nulă: $\xi_{stp} = 0$;
 - o bună amortizare: $\zeta_k^* \geq 55 \div 60^\circ$
 - $m_k^* \geq 5 \text{ dB}$.

b) Calculul parametrilor regulatorului, de forma:

$$H_R(s) = V_R \frac{1 + s\tau_d}{1 + s\tau_i} \frac{1 + \tau_i s}{1 + s\tau_d} \quad (3.14)$$

folosește reprezentarea structurii (3.2) în diagrame logaritmice, de unde se determină pulsăriile

(ω') , (ω_0) și amplitudinea rezonanței, adică valoarea $|H_f|$ și $|H_{f0}|$ în raport cu care se recomandă

$$\begin{cases} V_R = 0,228 \frac{1}{|H_{f0}|}; \\ \tau_i = 1,2 T_0; \\ \tau_d = 0,5 T_0; \\ T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}. \end{cases} \quad (3.15)$$

In cazul în care relația (3.13) nu e respectată se recomandă alte metode de calcul.

Dacă regulatorul este de forma idealizată

$$H_R = U_R \left(1 + \frac{1}{s\tau_i} + s\tau_d \right) \quad (\tau_N \approx 0) \quad (3.14')$$

atunci [5]:

$$\begin{cases} U_R = \frac{1}{3|H_{f0}|}; \\ \tau_i = 1,7 T_0; \\ \tau_d = 0,35 T_0. \end{cases} \quad (3.15')$$

c) Verificarea performanțelor impuse trăsarea în diagrame logaritmice a buclei complete și testarea condițiilor de tip (3.6).

rezultând următoarele:

(A.1)

Avastarea rezultă

4

CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODE DE CVASIOPTIM

(C.1)

Se vor folosi metodele "modulului" și "simetriei" aplicate buclei de reglare a turăției din sistemul de reglare a debitului, varianta A.

4.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

Pentru a putea aplica aceste metode, se face apel în principiu la aceleași con iderente ca la punctul 1.1, adaptind structura din figura 1.3 în care bucla directă (avind $u_\Omega(s)$ la ieșire) va fi:

$$H_d = H_R \cdot H_f = H_R \frac{K_{AP}}{(\tau_{AP}s+1) \cdot (\tau_{M1}s+1) \cdot (\tau_M^*s+1)} \quad (4.1)$$

datele care apar în structura $H_f(s)$ fiind prezentate în temă.

4.2. CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODA "MODULULUI"

Se folosește forma "optimă" a buclei directe:

$$H_d^* = \frac{1}{2T_\Sigma s(T_\Sigma s+1)} \quad (4.2)$$

în care (T_Σ) va fi cea mai mică constantă de timp din $H_f(s)$, și anume:

$$T_\Sigma = T_{AP} \quad (4.3)$$

a) Calculul unui regulator PID apare dacă partea fixată conține două constante mari, așa incit:

$$H_R(s) = \frac{1}{2T_\Sigma s(T_\Sigma s+1)} \cdot \frac{(\tau_{AP}s+1)(T_M s+1)(T_M^* s+1)}{\tau_{AP} \cdot K_1 \cdot K_M^*} = \\ = \frac{(T_M s+1)(T_M^* s+1)}{2T_\Sigma^2 s^2 \tau_{AP} K_1 K_M^*} \quad (4.4)$$

b) Calculul regulatorului PI apare la o singură constantă de timp preponderentă, de pildă dacă

$$H_f = \frac{K_{AP} \cdot K_1 \cdot K_M^*}{(\tau_{AP}s+1)(T_M s+1)} = \frac{K_f^*}{(\tau_{AP}s+1)(T_M s+1)} \quad (4.5)$$

în care:

$$K_{AP} \cdot K_1 \cdot K_M^* = K_f^* ; \quad T_M = T_M^* + T_M^* \quad (4.6)$$

Atunci

$$H_R(s) = \frac{H_d^*}{H_f} = \frac{1}{2T_\Sigma s(T_\Sigma s+1)} \cdot \frac{(\tau_{AP}s+1)(T_M s+1)}{K_f^*} = \frac{T_M s+1}{2T_\Sigma^2 s^2 \tau_{AP} K_f^*} \quad (4.7)$$

cum $\tau_{AP} = T_\Sigma$.

Calculul parametrilor de acord ai regulatorilor folosesc relațiile (1.13), dar mai ales (1.14):

- pentru regulatorul PID, forma:

$$H_R = U_R \frac{1+sT_d}{1+sT_N}, \quad (T_N \approx 0) \quad (4.8)$$

parametrii (U_R, T_d, T_i) deducindu-se prin identificare cu relația (4.4);

- pentru regulatorul PI, forma:

$$H_R = U_R \frac{1+sT_i}{sT_i}, \quad (4.9)$$

fiind valabile aceleasi considerante.

4.3. CALCULUL REGULATORILOR PRIN METODA "SIMETRII"

Forma "optimă" a buclei directe este:

$$H_d^* = \frac{4T_\Sigma s+1}{8T_\Sigma^2 s^2 (T_\Sigma s+1)} \quad (4.10)$$

înămlind valabilitatea relației (4.3).

Pentru a ne limita la un regulator tipizat, se adoptă pentru partea fixată structura $H_f^*(s)$ din relația (4.5), astfel încât:

$$\text{relație } \frac{H_d^*}{H_R \cdot H_f^*} = \frac{4T_\Sigma s+1}{8T_\Sigma^2 s^2 (T_\Sigma s+1)} \cdot \frac{(\tau_{AP}s+1)(T_M s+1)}{K_f^*} = \frac{(4T_\Sigma s+1)(T_M s+1)}{8T_\Sigma^2 s^2 \cdot K_f^*} =$$

$$\text{relație } \frac{H_d^*}{H_R} = \frac{(4\tau_{AP}s+1)(T_M s+1)}{8T_\Sigma^2 s^2 \cdot K_f^*} \quad (4.11)$$

Parametrii de acord ai regulatorului se bazează pe relația (4.8), adoptând: $T_N \approx 0$.

4.4. VERIFICAREA PERFORMANTELOR IMPUSE

a) În cazul metodei "modulului", la treapta unitară $u_{\Omega_0} = 1(t)$ se obține: $G^* = 4,3\%$ și $t_r^* \approx 6,75 \cdot T_\Sigma = 6,75 \cdot \tau_{AP}$, $\varepsilon_{stP}^* = 0$.

Aceste performanțe se referă la mărimea $u_{\Omega}(t)$ - figura 1.3 -, dar ne interesează performanțele obținute în raport cu mărimea de ieșire reală $\Omega_{TM}(t)$. Se ține cont că din figura 1.2 - rezultă:

$$A(s) = \Omega_{TM}(s) = \frac{T_{TQ} s+1}{K_{TQ}} \cdot u_{\Omega}(s) \quad (4.12)$$

dar

$$u_{\Omega}(s) = \frac{H_d^*}{1+H_d^*} u_{\Omega_0}(s) = \frac{1}{2T_\Sigma^2 s^2 + 2T_\Sigma s + 1} \cdot u_{\Omega_0}(s) \quad (4.13)$$

și deci

$$\Omega_{TM}(s) = \frac{T_{TQ} s+1}{2T_\Sigma^2 s^2 + 2T_\Sigma s + 1} \cdot \frac{1}{K_{TQ}} \cdot u_{\Omega_0}(s). \quad (4.12')$$

adică

$$H_d^*(s) = \frac{1}{K_{TQ}} \cdot \frac{T_{TQ} s+1}{2T_\Sigma^2 s^2 + 2T_\Sigma s + 1} = \frac{K^*(s+z)}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.14)$$

parametrii (z) , (ζ) și (ω_n) determinindu-se din relația (4.14) prin simplă identificare. Se calculează apoi [2] coeficientul

$$\lambda = \omega_n/z \quad (4.15)$$

astă incit, folosind graficul A2 din anexă [2], se determină su-prareglajul real G' :

$$G' = f(\xi, \lambda) \quad (4.16)$$

urmând a compara valoarea reală (G') cu cea presupusă prin temă $\xi^* = 4,3\%$.

Referitor la timpul de răspuns, pentru valorile uzuale ale parametrilor (T_Σ) și (T_{TQ}) va rezulta că în raport cu $\Omega_{TM} s$ obțin o valoare mai redusă așa încât verificarea este în principiu inutilă.

b) În cazul metodei "simetriei", la o treaptă unitară $u_\Omega = l(t)$ se obțin performanțele:

$$G^* = 43\% ; t_r^* = 11,1 T_\Sigma$$

evidenț tot cu referire la mărimea $u_\Omega(t)$.

Recalculararea performanțelor în raport cu $\Omega_{TM}(t)$ presupune calculul răspunsului indicial după relația:

$$A(s) = \Omega_{TM}(s) = \frac{H_d^*}{1+H_d} \cdot \frac{1+T_{TQ}s}{K_{TQ}s} \cdot \frac{1}{s} = \frac{4\tau_{AP}s+1}{8T_\Sigma^3 + 8\tau_{AP}^2s^2 + 4\tau_{AP}s + 1} \cdot \frac{1}{K_{TQ}} \cdot \frac{1}{s} \quad (4.17)$$

și compararea performanțelor reale a cele date în [1].

5. CALCULUL REGULATOARELOR ÎN CAZUL REGLĂRII ÎN CASCADA

5

Această metodă se va aplica sistemului de reglare a debitului de material granular-varianța A, figura A8 - și sistemului de reglare a temperaturii acestui material, figura A12.

În primul caz, bucla interioară va fi cea de reglare a temperaturiei (Ω_{TM}), iar cea exterioară, de reglare a debitului de material granular; pentru ambele bucle se va aplica metoda "modulului" pentru acordul regulatoarelor.

În cazul reglării de temperatură, bucla interioară va fi cea a temperaturii în cuptor, folosindu-se pentru acord criteriul Ziegler-Nichols bazat pe analiza părții fixate, iar bucla exterioară cea de reglare a temperaturii materialului granular. Pentru acordul buclei exterioare se va folosi criteriul Ziegler-Nichols cu aducerea analitică a acestei bucle la limita de stabilitate.

5.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

(5.1) În cazul reglării de debit se pleacă de la figura A6, în care potrivit relației (1.2)

$$\Omega_M = K_2 \cdot K_{TQ}; \quad T_M^* = T_{M2} + T_{TQ}. \quad (5.1)$$

Se mai simplifică structura, conform relațiilor (5.1)-(5.5)

$$\frac{T_{TQ}s+1}{K_{TQ}} \cdot \frac{\frac{K_{TM}}{K_{TQ}}}{\frac{K_{TM}s+1}{K_{TQ}}} \approx \frac{\frac{K_{TM}}{K_{TQ}}}{\frac{T_{TM}^*s+1}{K_{TQ}}} \quad (5.1)$$

în care

$$K_{TM}^* = K_{TM}/K_{TQ}; \quad T_{TM}^* = T_{TM} - T_{TQ} \quad (5.2)$$

și respectiv, dacă timpul mort (τ_m) se aproximează cu un element de ordinul întâi:

$$\frac{K_e}{T_s+1} \cdot \frac{K_G}{T_G s+1} \approx \frac{K}{(T_s+1)(\tau_m s+1)} \cdot \frac{K_G}{T_G s+1} \approx \frac{K^*}{T^* s+1} \quad (5.4)$$

în care:

$$\begin{cases} K^* = K \cdot K_G \\ T^* = T + \tau_m + T_G \end{cases} \quad (5.5)$$

rezultând structura din figura 5.1.

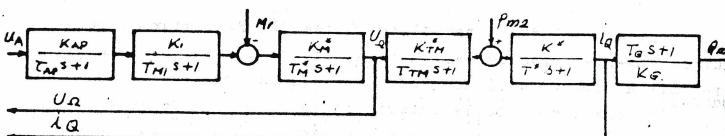


Fig.5.1

In continuare, performanțele se vor referi la mărările de ieșire (u_{Ω}) și (i_Q) ale traductoarelor respective, putindu-se considera că acestea vor fi îndeplinite și de mărările de ieșire, așa cum s-a verificat în capitolul 4.

In cazul sistemului de reglare a temperaturii se preia structura din figura A.12, neglijind perturbația (Δp_g) și aducind bucla internă la forma reacției negative unitare. In acest scop se admit simplificările:

$$\frac{K_{CE} \cdot K_v \cdot K_c \cdot K_{\Theta_C}}{T_v s+1 \cdot T_c s+1} \cdot \frac{K_{\Theta_C}}{T_{\Theta_C} s+1} \approx \frac{K_f}{T_f s+1} e^{-sT_c} \quad (5.6)$$

în care:

$$\begin{cases} K_f = K_{CE} \cdot K_v \cdot K_c \cdot K_{\Theta_C} \\ T_f = T_v + T_c + T_{\Theta_C} \end{cases} \quad (5.7)$$

și respectiv:

$$\frac{T_{\Theta_C} s+1}{K_{\Theta_C}} \cdot \frac{K_{\Theta_T} e^{-sT_T}}{T_{\Theta_T} s+1} \approx \frac{K_{\Theta_T}^*}{T_{\Theta_T} s+1} e^{-sT_T} \quad (5.8)$$

în care:

$$\begin{cases} K_{\Theta_T}^* = K_{\Theta_T} / K_{\Theta_C} \\ T_{\Theta_T}^* = T_{\Theta_T} - T_{\Theta_C} \end{cases} \quad (5.9)$$

Structura părții fixate a sistemului de reglare a temperaturii corespunde figurii 5.2.

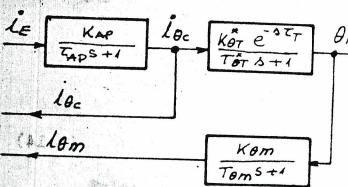


Fig.5.2

5.2.CALCULUL REGULATOARELOR SISTEMULUI DE REGLARE A DEBITULUI (Q_m)

Se incepe cu bucla interioară pentru care sunt valabile cele expuse în capitolul 4.2 așa încât

$$H_{RQ} = \frac{(T_{M1} s+1)(T_{\Theta_T} s+1)}{2\tau_{AP} K_{AP} K_1 K^*} \quad (4.4)$$

Structura completă a sistemului de reglare a debitului corespunde figurii 5.3. Datorită plecării metodei "modulului", rezultă că

$$\frac{U_{\Omega}(s)}{U_{\Omega_0}(s)} = H_{\Omega}(s) = \frac{1}{2\tau_{AP}^2 s^2 + 2\tau_{AP} s + 1} \quad (5.10)$$

Cum însă $\tau_{AP} \ll T_{M1}^*$; $\tau_{AP} \ll T^*$,

$$H_{\Omega_0}(s) \approx \frac{1}{2\tau_{AP} s + 1} \quad (5.10')$$

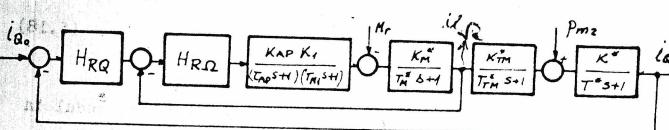


Fig.5.3

Potrivit metodologiei de calcul a regulatoarelor din [3] se poate scrie că:

$$H_{RQ}(s) \cdot \frac{K_M^*}{T_{TM}^* s + 1} = \frac{1}{2\tau_{AP} s + 1} \cdot \frac{K_M^*}{T_{TM}^* s + 1} = \frac{K_M^*}{T_{TM}^* s + 1} \quad (5.11)$$

în care

$$T_{TM}^* = T_{TM} + 2\tau_{AP} \quad (5.12)$$

Analog celor din capitolul 4.2 rezultă că pentru $T_{EQ}^* = T_{TM}^*$,

$$\begin{aligned} H_{RQ}(s) &= \frac{1}{2T_{TM}^* s (T_{TM}^* s + 1)} \cdot H_{fQ}(s) = \frac{1}{2T_{TM}^* s K_{TM}^* K} = \\ &= \frac{T^*}{2T_{TM}^* K_{TM}^* K} \cdot \frac{T^* s + 1}{T^* s} \end{aligned} \quad (5.14)$$

fiind vorba de un regulator PI.

Identificarea parametrilor de acord pentru cele două regulații care folosește relația:

$$H_{RQ} = U_{RQ} \frac{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}{s} \quad (5.15)$$

respectiv

$$H_{RQ} = U_{RQ} \left(1 + \frac{1}{\tau_{IQ} s}\right) \quad (5.16)$$

rezultând:

$$\begin{cases} \tau_1 = T_{M1}^* \\ \tau_2 = T_M^* \\ U_{RQ} = 1/(2\tau_{AP} K_{AP} K_{TM}^*) \end{cases} \quad (5.17)$$

și, respectiv

$$\begin{cases} U_{RG} = T^*/(2 \cdot T_{TM}^* K_{TM}^*) \\ \tau_{IQ} = T^* \end{cases} \quad (5.18)$$

In ceea ce privește verificarea performanțelor, modul în care se respectă prescripțiile cerute de metoda "modulului" s-a observat în capitolul 4. O importanță deosebită o are analiza răspunsului la perturbația (u_r) aplicată buclei interioare și compararea efectului acestei perturbații cu cazul reglării monobucă, sau un singur regulator. Potrivit figurii 5.3 cu $i_Q = 0$; $u_{Q0} = 0$ rezultă:

$$u_Q(s) = \frac{K_M^*}{T_M^* s + 1} \cdot \frac{2T_{\Sigma} s (T s + 1)}{2\tau_{AP}^2 s^2 + 2\tau_{AP} s + 1} \cdot \frac{u_r(s)}{s} \quad (5.19)$$

algind

$$M_r = 0.1 \quad (5.20)$$

Apoi

$$\begin{aligned} u_Q(s) &= \frac{K_M^*}{T_{TM}^* s + 1} \cdot \frac{K_M^*}{T_M^* s + 1} \cdot \frac{1}{2T_{\Sigma}^2 s^2 + 2T_{\Sigma} s + 1} \cdot u_Q(s) \approx \frac{K_M^*}{(T_{TM}^* s + 1)} \cdot \\ &\cdot \frac{K_M^*}{(T^* s + 1)} \cdot \frac{1}{2T_{\Sigma}^2 s^2 + 2T_{\Sigma} s + 1} \cdot u_Q(s) = \frac{K_{TM}^* K_M^*}{(T_{TM}^* s + 1)(T^* s + 1)(2T_{TM}^* s + 1)} \cdot u_Q(s) \end{aligned} \quad (5.21)$$

Prin calculul transformatei Laplace inverse se determină $u_Q(t)$ și $i_Q(t)$ în cazul sistemului de reglare în cascadă.

Dacă nu se ar folosi structura în cascadă, pentru partea fixată care apare în figura 5.3 se calculează un regulator PI, de pildă cu asigurarea unei margini de fază date

$$\phi_K^* \geq 45^\circ$$

la fel ca în capitolul 3.2, structura sistemului fiind cea din figura 5.4.

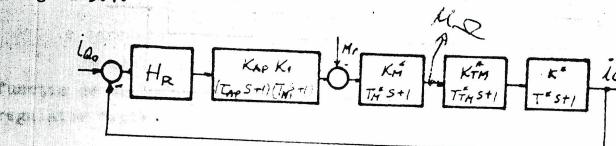


Fig. 5.4

Notind:

$$H_{f1} = \frac{K_A P K_1}{(\tau_{AP} s + 1)(T_{M1}^* s + 1)} ;$$

$T_{M1}^* = T_M^*$

$$H_{f2} = \frac{K_M^*}{T_M^* s + 1} \quad (5.22)$$

înlocuindu-se

$$H_{f3} = \frac{K_{TM}^* K_M^*}{(T_{TM}^* s + 1)(T^* s + 1)}$$

se vede că:

$$\bar{u}_{Q1}(s) = \frac{H_{f2}(s)}{1+H_R H_{f1} H_{f2} H_{f3}} \cdot \frac{M_f}{s} \quad (5.23)$$

și

$$\bar{i}_Q(s) = \frac{H_{f2} \cdot H_{f3}}{1+H_R H_{f1} H_{f2} H_{f3}} \cdot \frac{M_f}{s} \quad (5.24)$$

Alegind aceeași valoare numerică pentru (M_f) ca și cea din relația (5.20) se pot compara răspunsurile indiciale

$$[u_Q(t); i_Q(t)]$$

și respectiv

$$[\bar{u}_Q(t); \bar{i}_Q(t)] \quad (5.25)$$

pentru a scoate în evidență avantajele structurii din figura 5.3.

5.3. CALCULUL REGULATOARELOR SISTEMULUI DE REGLARE A TEMPERATURII (θ_m)

Structura părții fixate este relativ simplă, sistemul complet fiind cel din figura 5.5.

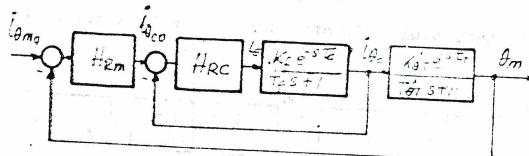


Fig.5.5.

Se presupune că pentru bucla interioară este suficient un regulator PI, iar pentru cea exterioară, un regulator PID. Parametrii de acord pentru bucla interioară rezultă direct folosind relațiile Ziegler-Nichols [1]

$$\begin{cases} V_{RC} = \frac{0,2}{K_f} \cdot \frac{\tau_c}{T_f} \\ \tau_{ic} = 3,3 \cdot \tau_c \end{cases} \quad (5.26)$$

Problema dificilă este găsirea unei structuri simple echivalente buclei interioare $H_{oc}(s) = i_{θ_c}(s) / i_{θ_{oc}}(s)$.

Pentru a simplifica la maxim calculele se propune următorul mers de calcul

$$\frac{H_{RC} \cdot K_f e^{-s\tau_c}}{T_f s + 1} = V_{RC} \frac{1+3,3\tau_c}{3,3\tau_c s} \cdot \frac{K_f e^{-s\tau_c}}{T_f s + 1} \approx V_{RC} \frac{1+3,3\tau_c}{3,3\tau_c s}$$

$$\text{și continuând } \frac{K_f}{(T_f s + 1)(\tau_c s + 1)} \approx \frac{V_{RC} K_f}{3,3\tau_c s} \cdot \frac{1+2,3\tau_c}{1+T_f s} \quad (5.27)$$

pentru care

$$\begin{aligned} H_{oc}(s) &= \frac{V_{RC} K_f (1+2,3\tau_c s)}{3,3\tau_c s (T_f s + 1)(\tau_c s + 1) + V_{RC} K_f (1+2,3\tau_c s)} = \\ &= \frac{V_{RC} K_f (1+2,3\tau_c s)}{B(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)} \end{aligned} \quad (5.28)$$

în ipoteza că polinomul de la numitor admite cei trei poli reali. În continuare se propune forma:

$$H'_{oc}(s) \approx \frac{K}{T_{oc} s + 1} \quad (5.29)$$

$$\begin{cases} K = V_{RC} K_f / B \\ T_{oc} = (T_1 + T_2 + T_3) - 2,3 \tau_c \end{cases} \quad (5.30)$$

In continuare, înlocuind întreaga buclă interioară prin funcția de transfer simplificată H'_{oc} - relația (5.29) se propune un regulator "exterior" de tip proporțional:

$$H_{Rm} = V_{Rm} \quad (5.31)$$

și folosind diagramele logaritmice, se determină ($V_{Rm \max}$) care aduce bucla exterioară închisă la limita de stabilitate, precum și pulsulația (ω_o) care caracterizează oscilația întreținută, astfel încât $T_o = 2\pi/\omega_o$. Folosind relațiile Ziegler-Nichols de acord:

$$\begin{cases} V_{Rm} = V_{Rm \max} \cdot 0,75 \\ \tau_{im} = 0,6 T_o \\ \tau_{dm} = 0,1 T_o \end{cases} \quad (5.32)$$

specifice unui regulator simplificat - relația 1.13 - se încheie calculul regulatoarelor în cazul structurii în cascadă.

Verificarea performanțelor - specifice metodelor Ziegler-Nichols - înseamnă de fapt analiza răspunsului sistemului în raport cu diferite mărimi (la diferite excitații) Cel mai semnificativ este răspunsul sistemului închis la o treaptă unitară la intrare: $\theta_m(s) = H_{om}(s) \cdot \frac{1}{s}$ considerind bucla interioară dată de relația (5.29). Din figura 5.5 se vede că:

$$\begin{aligned} H_{om}(s) &= \frac{\frac{K^* e^{-stT}}{H_{Rm} \cdot H'_{oc}}}{\frac{T^*_{OT} s+1}{K^*_{OT} e^{-stT}}} \\ &= \frac{K^* e^{-stT}}{1 + H_{Rm} H'_{oc} \frac{T^*_{OT} s+1}{K^*_{OT} e^{-stT}}} \cdot \frac{K^*_{om}}{T^*_{om} s+1} \\ &= \frac{H_{Rm} H'_{oc} K^* e^{-stT} (T^*_{om} s+1)}{(T^*_{OT} s+1)(T^*_{om} s+1) + (H_{Rm} H'_{oc} K^*_{OT} K^*_{om} e^{-stT})} \quad (5.33) \end{aligned}$$

Deducrea răspunsului indicial este posibilă prin folosirea soluției discretizate bazată pe formulele în (z) ale lui (s)[2]

$$\left\{ \begin{array}{l} s^{-1} \approx \frac{T}{2} \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} ; \quad s^{-2} \approx \frac{T^2}{12} \frac{1+10z^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^2} \\ s^{-3} \approx \frac{T^3}{2} \frac{(z^{-1}+z^{-2})}{(1-z^{-1})^3} ; \quad s^{-4} \approx \frac{T^4}{720} \frac{z^{-1}+4z^{-2}+z^{-3}}{(1-z^{-1})^4} \\ s^{-5} \approx \frac{T^5}{24} \frac{z^{-1}+11z^{-2}+11z^{-3}+z^{-4}}{(1-z^{-1})^5} \end{array} \right. \quad (5.34)$$

Pe baza relațiilor (5.34) se va determina răspunsul discretizat:

$$\theta_m(z^{-1}) = \theta_m(s) \Big|_{s^{-1}=f_i(z^{-1})} = \sum C_i z^{-1} \quad (5.35)$$

Perioada de discretizare (T) se alege orientativ astfel ca

$$\left\{ \begin{array}{l} T \approx 0,1 (T_{OT} + T_{om}) \\ T \approx T_{AP}^* N, \quad N \text{ intreg.} \end{array} \right. \quad (5.37)$$

CALCULUL UNUI REGULATOR CU PREDICTIE

Datorită timpului mort preponderent pe care îl prezintă bucla de reglare a debitului - figure A8 -

$$\tau_m/T \quad (6.1)$$

obținerea unor performanțe bune necesită utilizarea unui regulator cu predicție pe bază de model.

6.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

Bucla interioară de reglare a turării este calculată după metoda "modulului" - cap. 5.2 - aşa încât, conform relației (5.10)

$$H_{\alpha_0}(s) \approx \frac{1}{2\tau_{AP}s+1} \quad (5.10')$$

Din figura 5.3 rezultă structura buclei de reglare a debitului de material granular - figura 6.1 - în care H_{RP} este regulatorul cu predicție și Smith, iar partea fixată:

$$\begin{aligned} H_f &= \frac{\frac{K^*_{TP} K^* e^{-stT_m}}{(2\tau_{AP}s+1)(T^*_{TP}s+1)(T^*_1s+1)}}{K^*_{TP} \cdot K^* e^{-stT_m}} \approx \\ &\approx \frac{\frac{K^*_{TP} K^* e^{-stT_m}}{[(2\tau_{AP}+T^*_{TP})s+1] (T^*_1s+1)}}{K^*_{TP} e^{-stT_m}} = \\ &= H_F^1 e^{-stT_m} \quad (6.2) \end{aligned}$$

Fig.6.1

in care:

$$T_1^* = T + T_G \quad (5.5')$$

6.2. CALCULUL REGULATORULUI CU PREDICTIE

Setul de performanțe - impus constă în:

$$\left\{ \begin{array}{l} E_{s+P}^* = 0 \\ G^* = 0 - \text{regim tranzitoriu aperiodic} \\ t_r \leq t_r^* = \text{după caz} \end{array} \right. \quad (6.3)$$

Structura pe baza căreia se vor efectua calculele este cea din figura 6.2 urmând a determina expresia $B(s)$.

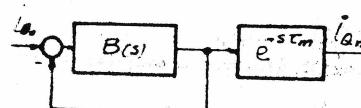


Fig.6.2
pentru $[1] H_{R2}(s) = 1$:

$$H_{R1}(s) = B(s) \frac{1}{H_f^*(s)} = B(s) \frac{[(2\tau_{AP} + T_{TM}^*)s + 1]}{K_{TM}^* K^*} \cdot (T_1^* s + 1) \quad (6.5)$$

Se încearcă satisfacerea acestor deziderate dacă:

$$B(s) = \frac{1}{T_B s (T_{min} s + 1)} \quad (6.6)$$

in care

$$T_{min} = \min [(2\tau_{AP} + T_{TM}^*), (T_1^*)]; \quad (6.7)$$

uzual

$$T_{min} = 2\tau_{AP} + T_{TM}^* \quad (6.7')$$

iar (T_B) va trebui determinat.

Suprașlagul G presupune poli reali în $B(0)$ - relația (6.4) - deci fie

$$B_0(s) = \frac{1}{(T_r s + 1)^2} \quad (6.8)$$

dar din relația (6.6) rezultă, conform (6.4) că:

$$B_0(s) = \frac{1}{T_B^2 s^2 + T_B s + 1} \quad (6.8')$$

Prin identificarea numitorilor rezultă:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r^2 = T_B \cdot T_{min} \\ 2T_r = T_B \end{array} \right. \quad (6.9)$$

adică:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r = 2 \cdot T_{min} \\ T_B = 2T_r = 4 \cdot T_{min} \end{array} \right. \quad (6.10)$$

șa înfățișeze:

$$B(s) = \frac{1}{4T_{min} s (T_{min} s + 1)}, \quad (6.6')$$

și deci

$$H_{R1}(s) = \frac{1}{4[(2\tau_{AP} + T_{TM}^*)s + 1](2\tau_{AP} + T_{TM}^*)s} \cdot \frac{[(2\tau_{AP} + T_{TM}^*)s + 1](T_1^* s + 1)}{K_{TM}^* K^*} =$$

$$= \frac{T_1^*}{4K_{TM}^* K (2\tau_{AP} + T_{TM}^*)} \cdot \frac{(T_1^* s + 1)}{T_1^* s} \quad (6.5')$$

dacă va fi necesar un regulator $H_{R1}(s)$ de tip PI avind:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_R = \frac{T_1^*}{4K_{TM}^* K (2\tau_{AP} + T_{TM}^*)} \\ T_i = T_1^* \end{array} \right. \quad (6.11)$$

Din $[1,3]$ se reamintește că $H(s) = H_{R1}(s) \cdot H_f^*(s)$ deci pentru $H_{R2}(s) = 1$

$$(6.12)$$

rezultă că $H(s) = B(s)$, iar structura sistemului cu regulator cu predictor corespunde figurii 6.3.

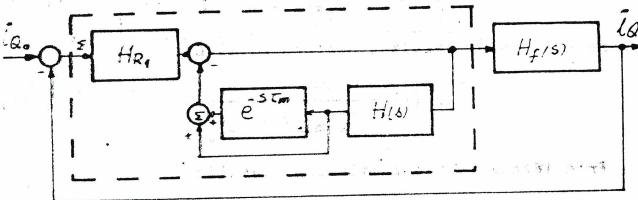


Fig.6.3

Se deduce imediat că

$$\begin{aligned} H_o(s) &= \frac{H_{R1} \frac{1 - s\tau_m}{1 + H(1 - e^{-s\tau_m})} \cdot H_f}{1 + H_{R1} \frac{1 - s\tau_m}{1 + H(1 - e^{-s\tau_m})} H_f} = \frac{H(s) e^{-s\tau_m}}{1 + H(s)} = \\ &= \frac{B(s) e^{-s\tau_m}}{1 + B(s)} = \frac{1}{4T_{\min}^2 s^2 + 4T_{\min} s + 1} e^{-s\tau_m} = \frac{e^{-s\tau_m}}{(2T_{\min} s + 1)^2} \quad (6.13) \end{aligned}$$

Verificările care se impun se referă la setul (6.3).

Intrucât din (6.13) rezultă că $H_o(0) = 1$ atunci $\varepsilon_{stp} = 0$,

iar faptul că $H_o(s)$ conține un pol real dublu justifică un regim tranzistoriu aperiodic, deci $G = 0$ (de fapt, noțiunea de suprareglaj nu are acum sens).

Pentru a estima timpul de răspuns se reamintește că în cazul polilor reali timpul de răspuns este aproximat prin:

$$t'_r \approx 3T = 3(1/\beta) \quad (6.14)$$

în care (T) este constanta de timp ($T = 1/\beta$), iar β este polul real. În cazul celor doi poli confundați - relația (6.13)

$$t'_r \approx 6 T_{\min} \quad (6.15)$$

și dacă se tine cont și de timpul mort, regimul tranzistoriu al unui răspuns indicial este dat de:

$$t_r \approx t'_r + \tau_m = 6T_{\min} + \tau_m \quad (6.16)$$

în care (T_{\min}) corespunde relației (6.7'). Evident, este necesar ca:

$$t_r \leq t_r^* \geq (6T_{\min} + \tau_m) \quad (6.16')$$

Dacă și această performanță este îndeplinită, proiectarea analitică este încheiată.

6.3. ANALIZA REZULTATELOR

Se vor compara răspunsurile indiciale obținute în cazul același părti fixate (6.2), folosind un regulator cu predicție și respectiv un regulator PI simplu, calculat pe seama impunerii unei margini de fază $\bar{\delta}_K \geq 60^\circ (G_{\min})$. Se reamintește că trebuie determinate - de preferință cu diagrame logaritmice - pulsătia (ω_n) pentru care

$$|H_f(j\omega_n)| = -120^\circ \quad (3.3)$$

și $|H_f^*| = |H_f(j\omega_n)|$ - relația 3.4. Atunci:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_R \approx 1/(H_f^*) \\ \bar{\tau}_{i_f} = 4/\omega_n \end{array} \right. \quad (3.5)$$

La aceeași treaptă $i_Q(s) = 1/s$ se vor calcula deci $i_Q(t)$ conform relației (6.13) și $\bar{i}_Q(t)$, corespunzător structurii $\bar{H}_o(s)$ bazată pe figura 6.1.

$$\bar{H}_o(s) = \frac{\bar{V}_R (1 + 1/s\bar{\tau}_{i_f}) \cdot H_f^* e^{-st_m}}{1 + \bar{V}_R (1 + 1/s\bar{\tau}_{i_f}) H_f^* e^{-st_m}} \cdot \frac{1}{s} \quad (6.17)$$

În care, $\bar{H}_{RP} \Rightarrow \bar{H}_{R_f} = \bar{V}_R (1 + 1/s\bar{\tau}_{i_f})$. Evident, datorită incluzerii în relația (6.17) a timpului mort în bucla închisă, sunt necesare formule în z - relațiile (5.34).