

și - ca în sistemul nu facem

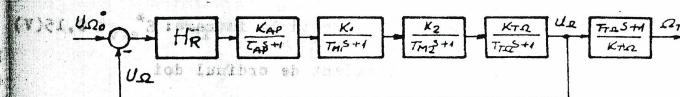


Fig.1.2

Dacă: Intrucit $T_{T\Omega} \ll T_{M2}$, rezultă:

$$\frac{K_2}{T_{M2S+1} \cdot T_{T\Omega S+1}} \approx \frac{K_M}{T_{M2S+1}} \quad (1.2)$$

în care $T_M^* = T_{M2} + T_{T\Omega}$ și $K_M^* = K_2 \cdot K_{T\Omega}$;

d) deoarece constanta ($T_{T\Omega}$) rămâne mult mai mică față de cele ale buclei, mărimele $U_{\Omega}(t)$ și $\Omega_{TM}(t)$ au aproximativ aceeași evoluție dinamică, deci se poate admite pentru bucla de reglare a turării (în care a fost plasat și regulatorul căutat H_R) structura din figura 1.3.

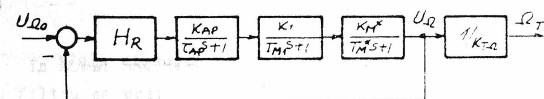


Fig.1.3

In această situație, majoritatea performanțelor impuse asupra mărimii de ieșire (Ω_{TM}) sunt valabile și pentru mărimea (U_{Ω}). Excepție face în primul rând eroarea staționară la viteză pentru că:

$$\frac{\varepsilon_{stv}}{U_{\Omega}} = \frac{K_{T\Omega} \varepsilon_{stv}}{\Omega_{TM}} \quad (1.3)$$

1.2. CALCULUL REGULATORULUI $H_{R1}(s)$ PENTRU CAZUL SISTEMULUI ECHIVALENT DE ORDINUL DOI NECORECTAT

a) Se impune următorul set de performanțe:

- eroarea staționară la poziție $\varepsilon_{stP}^* = 0$

- suprareglajul $G^* \leq 15\%$

- timpul de răspuns $t_r^* \leq 1,2$ [sec]

- lățimea de bandă $\Delta \omega_B \leq 12$ [rad/sec]

1 CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODA REPARTITISII POLI-ZEROURI

Plecind de la partea fixată analizată în varianta A, se fac o serie de simplificări cerute de această metodă, se impun performanțele în limbaj specific metodei și se găsește regulatorul automat necesar, în varianta cu sau fără corecție suplimentară (zéro-pol de balast sau dipol).

1.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

Metoda, bazată pe sistemul echivalent de ordinul doi, se aplică buclei de reglare a turării din sistemul descris de varianta A - figura A.8 -, partea preluată fiind prezentată în figura 1.1; parametrii au fost calculați conform relațiilor date la varianta A.

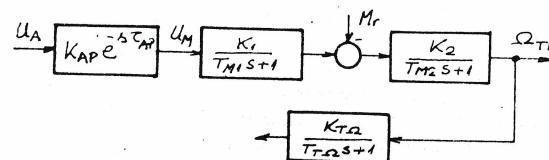


Fig.1.1

Se operează apoi o serie de transformări pentru a aduce partea fixată la forma cerută de metoda de calcul pol-zerouri:

- a) se neglijă perturbațiile ($M_r = 0$);
- b) se aproximează timpul mort sub forma:

$$e^{-stAP} \approx \frac{1}{1+s\tau_{AP}}; \quad (1.1)$$

c) se transfigurează sistemul la forma reacției negative unitare - figura 1.2.

- eroarea staționară la viteză - în raport cu mărimea U_{Ω} - la rampă unitară $\frac{du_{\Omega}(t)}{dt} = 1$ [U/sec] aplicată la intrare: $\varepsilon_{stv}^* \leq 0,15$

b) Parametrii sistemului echivalent de ordinul doi

$$H_{02}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.4)$$

se determină plecind de la determinarea coeficientului (ζ) din graficul dependenței $G = f(\zeta)$ - anexa A1 -. Apoi, din relația [1,2]

$$\varepsilon_{stv} = \frac{1}{C_v} \dot{\omega} \quad \text{rezultă, pentru } \dot{\omega} = \dot{U}_{\Omega_0}$$

$$C_v^* = \frac{1}{\varepsilon_{stv}^*} \cdot \dot{U}_{\Omega_0} = \frac{1}{\varepsilon_{stv}^*} \quad (1.5)$$

$$\text{dacă } \frac{du_{\Omega_0}(t)}{dt} = 1$$

Dar $C_v = \omega_n / 2\zeta$ deci

$$\omega_n = 2\zeta C_v \quad (1.6)$$

c) Verificările impuse în această situație sint:

$$\Delta\omega_B = \omega_n \sqrt{1-2\zeta^2 + \sqrt{2-4\zeta^2 + 4\zeta^4}} \leq \Delta\omega_B^* \quad (1.7)$$

și

$$t_r \approx \frac{4}{5\omega_n} \leq t_r^* \quad (1.8)$$

Dacă ultimele două relații sint satisfăcute, proiectarea analitică a structurii $H_{02}(s)$ este fincheiată și nu este necesară corecția.

d) Determinarea analitică a regulatorului are la bază figura 1.3 în care elementul $(1/K_{T_0})$ este ignorat. Se vede că

$$H_f(s) = \frac{K_{AP} K_M}{(\tau_{AP}s+1)(T_{M1}s+1)(T_M^*s+1)} \quad (1.9)$$

iar bucla directă este (1):

$$H_d = \frac{\omega_n^2}{s(s+2\zeta\omega_n)} = H_R(s) \cdot H_f(s), \quad (1.10)$$

deci

$$H_{R1}(s) = \frac{\omega_n/2\zeta}{s(\frac{1}{2\zeta\omega_n}s+1)} \frac{(\tau_{AP}s+1)(T_{M1}s+1)(T_M^*s+1)}{K_{AP} K_{M1} K_M^*} \quad (1.11)$$

Această relație este complicată și irealizabilă practic cu regulatoare tipizate, fiind necesare simplificări, după următoarele posibilități:

d.1) Se caută să se efectueze mici modificări ale coeficientului $(1/2\zeta\omega_n)$ la forma $(1/2\zeta' \omega_n')$ astfel ca să se poată opera o simplificare a polului din $H_R(s)$ cu unul din cele trei zerouri, performanțele generale rămnind îndeplinite.

d.2) Se "atașează" constanta cea mai mică - ușual (τ_{AP}) - la cea mai mare, de pildă (T_M^*), astfel incit

$$H_{R1}(s) \approx \frac{\omega_n/2\zeta}{s(\frac{s}{2\zeta\omega_n}+1)} \frac{(\tau_{AP}s+1)(T_M^*s+1)}{K_{AP} K_{M1} K_M^*} \quad (1.11')$$

în care

$$T_M^{**} = T_M^* + \tau_{AP} \quad (1.12)$$

In acest caz regulatorul e realizabil, fiind vorba de un PID cu filtru de ordinul întâi.

d.3) Dacă se operează ambele simplificări, rezultă un regulator și mai simplu, de tip PI.

e) Determinarea parametrilor de acord ai regulatorului se efectuează prin identificare cu formele tip ale regulatoarelor PID:

$$H_{PID}(s) \approx U_T \left(1 + \frac{1}{s\tau_1} + s\tau_d \right) \quad (1.13)$$

sau

$$H_{PID} = U_T \frac{(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)}{(1+s\tau_N)(s\tau_2)} \quad T_N \approx 0,1\tau_1 \quad (1.14)$$

respectiv, după caz, regulatoare PI (mai rar PD).

1.3. CALCULUL REGULATORULUI $H_{R2}(s)$ PENTRU CAZUL SISTEMULUI DE ORDINUL DOI CORECTAT (CORECTIA CU DIPOL)

a) Setul de performanțe este mai sever, semnificațiile corespunzând cazului 1.2.a:

$$\varepsilon_{s+p}^* = 0;$$

$$G^* \leq 10\%;$$

$$t_r^* < 1(\text{sec});$$

$$\Delta \omega_B^* \leq 12(\text{rad/sec});$$

$$\varepsilon_{stv}^* = 0,05 [\text{v}] \text{ pentru } u_{Q_0} = 1(\text{U/sec})$$

b) Parametrii sistemului închis

Se încearcă rezolvarea temei cu un sistem de ordinul doi necorectat - relația (1.4) -, determinând acum parametrii (ω_n) și (ξ): - din anexa A1 pentru (G^*) rezultă (ξ), iar din relații similiare cu (1.5) și (1.6) rezultă și (ω_n).

Verificând satisfacerea performanței referitoare la lățimea de bandă ($\Delta \omega_B^*$) rezultă după relația (1.7) că:

$$\Delta \omega_B \geq \Delta \omega_B^* \quad (1.15)$$

Intrucât această performanță este afectată, se recurge la corecția sistemului închis [1,2], ajungind la:

$$H_{oc}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi_2 \omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{s + z_c}{s + p_c} \cdot \frac{p_c}{z_c} \quad (1.16)$$

Calculul structurii închise $H_{oc}(s)$ parurge următoarele etape:

- se presupune o creștere cu ($\Delta G = 5\%$) a suprareglajului datorită prezenței dipolului, deci:

$$G_2 = G^* - \Delta G = 5\% \quad (1.17)$$

- din anexa A1 se determină valoarea ξ_2 corespunzătoare suprareglajului (G_2);
- se alege (ω_{n2}) apropiat de valoarea ce rezultă din

$$\omega_{n2} \approx \frac{\Delta \omega_B}{\sqrt{1-2\xi_2^2 + \sqrt{2-4\xi_2^2+4\xi_2^4}}} = \frac{\Delta \omega_B^*}{f(\xi_2)}; \quad (1.18)$$

(1.18) folosind sistemul de ecuații [1,2] și relația (1.5) rezultă:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{p_c}{z_c} = 1 + \Delta G \\ \frac{1}{C_v} \leq \frac{2\xi_2}{\omega_{n2}} - \frac{1}{z_c} + \frac{1}{p_c} \end{array} \right. \quad (1.19)$$

de unde se deduce:

$$\left\{ \begin{array}{l} p_c = \frac{\Delta G}{2 \cdot \xi_2} - \frac{1}{z_c} = p_c / (1 + \Delta G) \\ z_c = p_c / (1 + \Delta G) \end{array} \right. \quad (1.20)$$

c) Verificările care se impun se referă doar la timpul de răspuns:

$$t_v \approx \frac{4}{\xi_2 \omega_{n2}}$$

Dacă această relație este îndeplinită, calculul structurii $H_{oc}(s)$ este încheiat.

d) Determinarea analitică a regulatorului $H_R(s)$ folosind relațiile (1.9), (1.16) respectiv (1.19) astfel încât, dacă se noțează:

$$L(s) = (s^2 + 2\xi_2 \omega_{n2}s + \omega_{n2}^2)(s + p_c) \quad (1.21)$$

se deduce că:

$$H_d(s) = \frac{H_o(s)}{1 - H_o(s)} = \frac{\omega_{n2}(s + z_c)(1 + \Delta G)}{(L(s) - \omega_{n2}^2(1 + \Delta G)(s + z_c))}. \quad (1.22)$$

În din partea a două:

Pe baza primei părți a relației (1.19) rezultă:

$$(1.21) L(s) - \omega_{n2}^2(1 + \Delta G)(s + z_c) = s(s^2 + as + b) \quad (1.21)$$

în care

$$a = 2\xi_2 \cdot \omega_{n2} - p_c \quad (1.22)$$

$$b = 2\xi_2 \cdot \omega_{n2} - \omega_{n2}^2 \cdot \Delta G \quad (1.23)$$

remarcind că pentru valori (ω_{n2}) reduse - deci ($\Delta \omega_B^*$) impusă mică - este posibil ca polii ecuației de gradul doi din relația (1.21') să rezulte complex conjugăți, nerealizabili cu regulatori tipizați. Evident, în acest caz, fie se reia întreg calculul regulatorului încercind o acceptare a măririi gamei ($\Delta \omega_B^*$), fie se

utilizează o altă metodă de calcul. În ipoteza că polii (β_1) și (β_2) din relația:

$$s^2 + as + b = (s + \beta_1)(s + \beta_2) \quad (1.24)$$

sunt reali, din relațiile (1.9) și (1.10) rezultă:

$$H_{R2}(s) = \frac{\omega_n^2(s+z_c)(1+\Delta\zeta)}{s(s+\beta_1)(s+\beta_2)} \cdot \frac{(\tau_{AP}s+1)(T_{M1}s+1)(T_ms+1)}{K_{AP}K_{M1}K_M}$$

Desigur, expresia $H_{R2}(s)$ este încă prea complicată, încercând simplificări pentru a o aduce la structura de regulator tipizat. În acest sens

d₁) se caută o simplificare a grupurilor

$$\frac{\tau_{AP}s+1}{s+\beta} = \frac{\tau_{AP}s+1}{\beta(\frac{1}{\beta}s+1)} \approx \frac{1}{\beta} \quad (1.26)$$

admisibilă în general dacă $[1,3]$:

$$\frac{T}{1/\beta} \in (\frac{1}{5} \div 5); \quad (1.27)$$

d₂) se "atașează" la constanta de timp mare constanta redusă, conform relației:

$$(Ts+1)(T_1s+1) \approx (T + T_1)s + 1 \quad (1.28)$$

dacă, de pildă, $T > T_1$;

d₃) se simplifică grupul:

$$\frac{\tau_{AP}s+1}{\beta(\frac{1}{\beta}s+1)} \approx \frac{1}{\beta} \left[(T - \frac{1}{\beta})s + 1 \right] \quad (1.29)$$

dacă, opus relației (1.27), $T > 5(1/\beta)$, respectiv

$$\frac{\tau_{AP}s+1}{\beta(\frac{1}{\beta}s+1)} \approx \frac{1}{\beta \left[(\frac{1}{\beta} - T)s + 1 \right]} \quad (1.29')$$

dacă $T < \frac{1}{5}(\frac{1}{\beta})$

Cu aceste simplificări se ajunge la un regulator PI sau PID.

e) Determinarea parametrilor regulatorului folosește relațiile (1.13) și (1.14) pentru varianta PID. Formele PD sau PI se deduc ușor din aceste relații.

1.4. CALCULUL REGULATORULUI $H_{R3}(s)$ PENTRU CAZUL SISTEMULUI DE ORDINUL DOI CORECTAT (CORECTIA CU ZERO SI POL DE BALAST)

a) Setul de performanțe e identic cu cel din cazul 1.3.

b) Parametrii sistemului inchis

S-a arătat anterior că încercarea de a realiza îndeplinirea performanțelor cu o structură $H_{O2}(s)$ de tip (1.4) nu dă rezultate, fiind necesară o corecție a structurii (1.4) de pildă la forma (1.16).

Se determină din anexa A1 (ζ^*) corespunzător performanței $\zeta \leq 10\%$ și se majorează această valoare cu circa 10%, deci

$$\zeta' = 1,1 \zeta^* \quad (1.31)$$

Din relația (1.18), înlocuind ($\zeta_2 = \zeta'$) se determină (ω_n'), apoi din (1.5) rezultă:

$$G_v^* = \frac{1}{\zeta' s_{tv}} \quad (\text{pentru } u_{Q_0} = 1)$$

iar din partea a doua a relației (1.19):

$$\frac{1}{G_u^*} = \frac{2\zeta'}{\omega_n'} - \frac{1}{z_c} + \frac{1}{p_c}$$

urmează să se determine (z_c) și (p_c).

Pentru o variantă simplă de calcul se impune ca:

$$\frac{2\zeta'}{\omega_n'} - \frac{1}{z_c} = 0 \quad (1.32)$$

de unde rezultă sistemul:

$$\begin{cases} z_c = \omega_n'/2\zeta' \\ p_c \geq G_v^* \end{cases} \quad (1.33)$$

verificind că:

$$p_c \approx (3 \div 6) \omega_n^* \quad (1.34)$$

c) Verificarea performanțelor impuse se referă în primul rînd la timpul de răspuns obținut ($t_v \leq t_v^*$), dar este utilă verificarea suprareglajului real prin calculul răspunsului indicial unitar, folosind, pentru un singur pol de balast, relația (1.16).

d) Determinarea structurii $H_{R3}(s)$ a regulatorului parcurge aceleasi etape ca în cazul anterior.

d) Determinarea parametrilor de acord ai regulatorului este similară în principiu cazului anterior.

1.5. ANALIZA REZULTATELOR

a. Considerind definitive structurile $H_{R2}(s)$ și $H_{R3}(s)$ obținute pentru o aceeași parte fixată și un același set de performanțe impuse, se compară răspunsurile indiciale unitare, evidențind:

- abaterile de la performanțele impuse
- deosebirile dintre rezultatele finale obținute și performanțele impuse inițial.

b. Considerind regulatoarele H_{R1}^* și H_{R1}^{**} în variantele 1.2d₁ și 1.2d₃, se calculează răspunsurile indiciale (pentru $U_{D0} = 1/s$) la aceeași parte fixată și se compară rezultatele.

2 CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODE PRECVENTIALE PE BAZA SISTEMULUI ECHIVALENT DE ORDINUL DOI

Metoda diagramelor logaritmice permite o determinare expeditează, comodă și directă a regulatoarelor P, PI sau PD după setul de performanțe impuse, necesar pentru a confi sistemului închis de ordinul doi comportarea cerută prin performanțele inițiale. Aceste avantaje ies însă pregnant în evidență doar dacă partea fixată are o anumită structură particulară.

2.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

Să analizeză structura din figura 1.3 în care se operează o serie de simplificări:

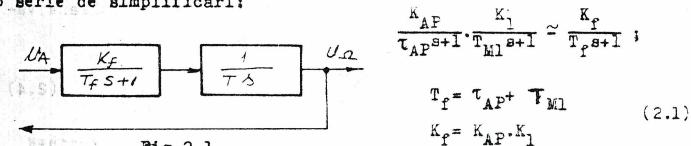


Fig.2.1

și se negligează frecările viscoase ale rotorului, așa încât:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{K_M^*}{T_M^* s + 1} \approx \frac{K_M^*}{T_M^* s} = \frac{1}{T_M^*} = \frac{1}{T_S} ; \quad T^* = T_M^*/K_M^* \\ \frac{K_M^*}{T_M^* s + 1} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

rezultând structura din figura 2.1, performanțele fiind impuse mărimii (U_R) întrucât calcularea lor în raport cu mărimea (Ω_{TM}) e foarte simplă.

2.2. DETERMINAREA FACTORULUI (V_R) AL UNUI REGULATOR P

a) Se impune setul de performanțe

- eroare staționară la poziție $\varepsilon_{stP}^* = 0$
- suprareglaj $\xi^* \leq 15\%$
- timp de răspuns $t_r^* \leq 1$ [sec]
- coeficientul erorii staționare la viteză: $C_v^* > 5$ [1/V]
- lățimea de bandă: $\Delta\omega_B^* \leq 10$ [rad/sec.]

b) Calculul factorului de amplificare (V_R)

Se reprezintă în diagrame logaritmice partea fixată dată în figura 2.1.

$$H_f = \frac{K_f}{T_f s + 1 \cdot T_S} \quad (2.3)$$

sub forma diagramei de modul, sistemul fiind de fază minimă - figura 2.2 - determinând pulsăriile de tăiere ω_t și cea de fringere ω_f .

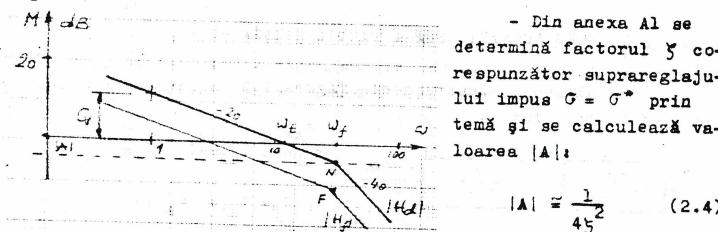


Fig. 2.2 care apoi se reprezintă în decibeli - în figura 2.2. La ($\omega = \omega_f$) rezultă punctul N.
- Se translatează caracteristica inițială (H_f) pentru a avea fringerea în N, rezultând astfel forma finală a buclei directe, deschisă ($H_r = 1$). Este evident că:

$$\overline{PN} = V_R / \text{dB} \quad (2.5)$$

acordind atenție sensului translației necesare.

c) Verificările necesare se referă la următoarele performanțe:

- timpul de răspuns: presupune cîtirea pulsării (ω_t) din diagramele logaritmice și intrucit

$$\omega_t = \omega_n / 2\xi \quad (2.6)$$

rezultă

$$\omega_n = 2\xi \omega_t \quad (2.7)$$

dăci trebuie ca:

$$t_r = \frac{2}{\xi^2 \omega_t} = \frac{4}{\xi \omega_n} \leq t_r^* \quad (2.8)$$

- Coeficientul erorii staționare la viteză care se citează direct din diagramele logaritmice la $\omega = 1$ - figura 2.2 -, fiind necesar ca

$$C_v \geq C_v^*$$

- Lărgimea benzii de trecere se ia orientativ

$$\Delta\omega_B \approx \omega_t \quad (2.9)$$

Dacă toate performanțe sunt îndeplinite, regulatorul P îndeplinește funcția necesară, proiectarea fiind încheiată. În caz contrar trebuie introduse regulații mai complicate.

2.3. DETERMINAREA PARAMETRILOR UNUI REGULATOR PI

a) La impunerea unui set mai sever de performanțe:

- eroarea staționară la poziție $\varepsilon_{stP}^* = 0$
- suprareglaj $\xi^* \leq 7,5\%$
- timp de răspuns $t_r^* < 1$ [sec]
- coeficientul erorii staționare la viteză $C_v^* \geq 10$ [1/V]
- lățimea de bandă $\Delta\omega_B \leq 10$ [rad/sec]

se încearcă folosirea unui regulator simplu, de tip proporțional, dar acesta nu poate îndeplini toate performanțele. În cazul în care timpul de răspuns e corespunzător, dar în special coeficientul e-

erorii staționare de viteză (C_v^*) este prea mic; se recomandă folosirea unui regulator PI (modificat).

b) Calculul parametrilor regulatorului PI

Structura acestui regulator este:

$$H_{PI} = V_R \frac{1+sT_z}{1+sT_p} \quad (2.10)$$

urmărind a determina grafo-analitic parametrii (V_R), (T_z) și (T_p).

Se reprezintă mai întâi în diagrame logaritmice $H_f(j\omega)$, diagrama de modul, și dreapta $|A|$ conform relației (2.4), rezultând punctele F și N. Se determină apoi grafic - vezi figura 2.3 - pulsăția (ω_z) și coeficientul (C_v^*) la $\omega = 1$.

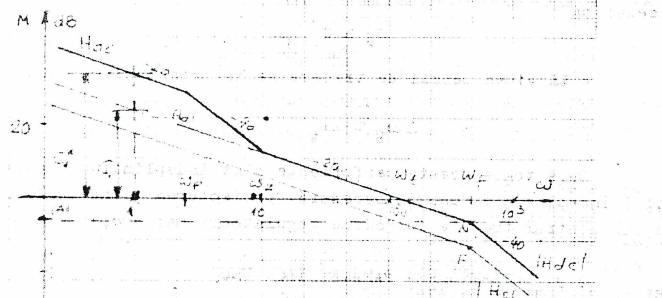


Fig.2.3

Se plasează pulsățile (ω_z) și (ω_p) astfel încât:

$$\begin{cases} \omega_z \approx 0,1\omega_t \\ \omega_p = \frac{C_v^*}{C_v} \omega_z \end{cases} \quad (2.11)$$

în care ($\omega_p < \omega_z$). Cu ajutorul acestor pulsății se poate determina structura directă, deschisă a sistemului cu regulator PI modificat - linia groasă figura 2.3 - notată H_{dc} . Parametrii regulatorului sunt:

$V_R = \frac{2\pi}{\omega_p} \cdot \frac{1}{\omega_z} \cdot \frac{1}{\omega_t} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_z/\omega_t)^2}}$

$T_z = \frac{1}{\omega_z} \cdot \frac{1}{\omega_t} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_z/\omega_t)^2}}$

$T_p = \frac{1}{\omega_p} \cdot \frac{1}{\omega_t} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_p/\omega_t)^2}}$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_R/dB = \overline{QU} ; \\ T_z = 1/\omega_z = \frac{1}{0,1\omega_t} ; \\ T_p = 1/\omega_p = \frac{C_v^*}{C_v} \cdot \frac{1}{\omega_z} . \end{array} \right. \quad (2.12)$$

c) Verificările necesare se referă doar la ($\Delta\omega_B^*$), restul performanțelor fiind implicit indeplinite.

2.4. DETERMINAREA PARAMETRILOR UNUI REGULATOR PD

a) Se impune setul de performanțe

- eroarea staționară la poziție $\epsilon_{stP}^* = 0$

- suprareglajul $G^* \leq 10\%$

- timpul de răspuns $t_r^* \leq 0,5$ sec

- coeficientul erorii staționare la viteză $C_v^* \geq 5 [1/V]$

- latimea de bandă $\Delta\omega_B \leq 10 [\text{rad/sec}]$

b) Calculul parametrilor regulatorului

Intrucît performanțele sunt apropiate de cele de la punctul 2.2.a, se încearcă indeplinirea lor cu un regulator P, dar timpul de răspuns va fi depășit, restul performanțelor fiind indeplinite. În acest caz este util un regulator PD real având:

$$H_{PD} = V_{Rt} \frac{1+s\tau_d}{1+sT_N} \quad (2.13)$$

In scopul determinării parametrilor (V_{Rt}), (τ_d) și (T_N) se reprezintă în diagrame logaritmice partea fixată - figura 2.4 - iar din anexa Al și (G^*) rezultă factorul (ζ), deci se poate trasa orizontală de $|A|$ - figura 2.4 -, rezultând punctul N.

Se trasează caracteristica H_1 și se determină ω_{t1} , de unde

$$\zeta = \frac{\omega_{t1}}{\omega_{tr}} = \frac{\omega_{t1}}{\zeta^2 \cdot \omega_{t1}} \quad (2.6)$$

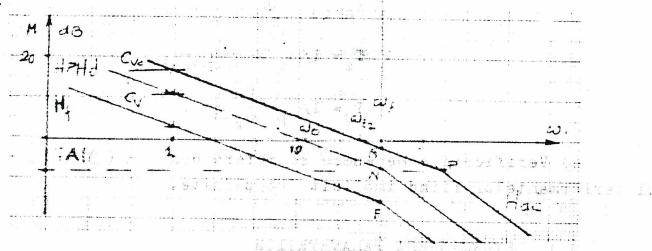


Fig.2.4 Logaritmică diagram

iar din

$$t_r^* = \frac{2}{\zeta^2 \omega_{t2}} \quad (2.14)$$

rezultă

$$\omega_{t2} = \omega_{t1} \frac{t_r^*}{t_r} \quad (2.15)$$

Se placează pe axa pulsărilor $\omega = \omega_{t1}$, reprezentând structură deschisă finală H_{dc} - linie groasă, figura 2.4 -, marcind segmentul MP. Translatarea spre dreapta a structurii H_1 și H_{dc} presupune un regulator de tip PD. Pentru structura corespunzătoare relației (2.13) se deduce că [1,2]

$$\begin{cases} V_{Rt}/dB = \overline{MP} \\ \tau_d = T_f; \\ T_N = \tau_d \frac{t_r^*}{t_r} \end{cases} \quad (2.16)$$

c) Verificarea performanțelor se reduce doar la lărgirea de bandă (înținând cont de 24.b).

2.5. DETERMINAREA PARAMETRILOR UNUI

REGULATOR PID

a) Se supune setul de performanțe mai sever:

- eroarea staționară la poziție $\epsilon_{stP}^* = 0$

- suprareglajul $G^* \leq 7,5\%$

- timpul de răspuns $t_r^* \leq 0,5$ [sec]
- coeficienții erorii staționare la viteză $C_v^* \geq 12$ [1/sec]
- lățimea de bandă $\Delta \omega_B^* \leq 10$ [rad/sec].

b) Calculul parametrilor regulatorului

Având în față exemplele anterioare, este evidentă imposibilitatea realizării performanțelor cu un regulator P. Mai mult, nici un regulator PI sau PD nu va putea rezolva problema urmănd să se folosească un regulator combinat:

$$H_R = H_{PD} \cdot H_{PI} = V_{Rt} \frac{1+sT_d}{1+sT_N} V_R \frac{1+sT_z}{1+sT_P} \quad (2.17)$$

care de fapt e un regulator PID.

Se începe cu determinarea parametrilor regulatorului PD după metoda cunoscută:

- se reprezintă în diagrame logaritmice ($H_f(j\omega)$)
- din anexa A1 și din (C^*) se determină (ζ), deci și poziția dreptei $|A|$, rezultând punctul N și structura H_1 - figura 2.5.

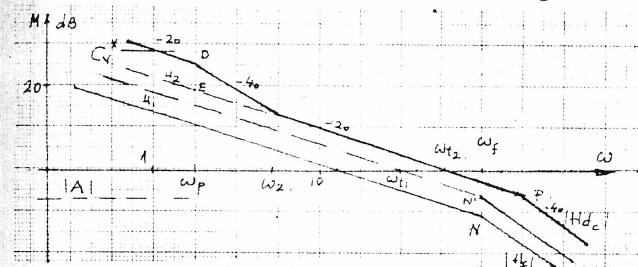


Fig.2.5

- se calculează (ω_{t2}) și se translatează spre dreapta structura (H_1) pînă la (H_2) , aceasta implicind un regulator PD,

- Se citește C_v dat de H_2 - la $\omega = 1$ -, se calculează $C_v^*/C_v (> 1)$

- se placează $\begin{cases} \omega_z = 0,1 \omega_{t2} \text{ și} \\ \omega_p = \omega_z \frac{C_v}{C_v^*} \end{cases}$

rezultind structura completă H_{dc} - figura 2.5 - în care s-a adăugat și regulatorul PI modificat.

Parametrii regulatorului vor fi:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_R |_{dB} = \overline{DE} + \overline{MF} \\ T_z = 1/\omega_z \\ T_p = 1/\omega_p \\ \tau_d = T_f \\ T_N = \tau_d \frac{\omega_t}{\omega_{t1}} \end{array} \right.$$

c) Verificările necesare se referă doar la $(\Delta\omega_B^*)$ restul performanțelor fiind implicit respectate.

In general, printr-o serie de încercări se pot obține aici parametri ai regulatorului care să asigure performanțe cît mai apropiate de cele impuse.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

În figura 2.5 sunt prezentate unele sugestii privind posibilele moduri de realizare a acestor parametri.

temperatură a reglatorului și a sistemului de control și să urmărește un "overshoot" minim în timpul transiției de la răspuns la valoarea inițială.

(f.8) - rezolvarea lui este similară cu cea din figura 2.5, diferența fiind că se va calcula ω_p .

Metoda este expeditive rezultând direct diferenții parametrii ai regulatorilor, dar setul de performanțe impuse este mai sărac.

CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODE FRECVENTIALE CU ASIGURAREA UNIEI MARGINI DE FAZA IMPUSE

3

(f.9) - rezolvarea lui este similară cu cea din figura 2.5, diferența fiind că se va calcula ω_p .

Metoda este expeditive rezultând direct diferenții parametrii ai regulatorilor, dar setul de performanțe impuse este mai sărac.

3.1. CONSIDERATII ASUPRA PARTII FIXATE

(f.10) - Metoda se va aplica buclei de reglare a temperaturii cuporului θ_c - figura 1.2 - fiind preluate în figura 3.1, valurile parametrilor din funcțiile de transfer fiind date la punctul A1.

De remarcat că nu sunt necesare simplificări, acest lucru fiind un avantaj al metodei.

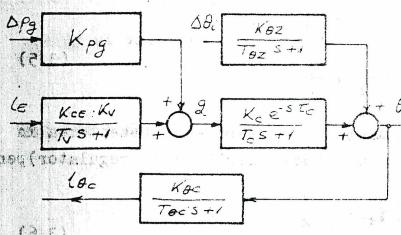


Fig.3.1

adică temperatura $\theta_c = \theta_{co} = ct$, funcția principală fiind cea de reacție a perturbațiilor externe (Δp_g) și ($\Delta \theta_i$), în acest caz efectul I este absolut necesar (viteza de răspuns fiind de importanță secundară) și deci $E_{stP}^* = 0$,

- marginea de fază $f_K = 45 \pm 50^\circ$, deci sistemul relativ slab amortizat, acceptabil întrucât procesul tehnologic nu este pretențios.

3.2. CALCULUL PARAMETRILOR UNUI REGULATOR PI

a) Performanțele impuse sunt următoarele:

- sistemul lucrează în regim de stabilizare,

marginea de ciștiț $m_k^* \geq 5$ dB;

b) Calculul parametrilor regulatorului de tip:

$$H_R = V_R \left(1 + \frac{1}{s\tau_i}\right) \quad (3.1)$$

presupune deci determinarea valorilor (V_R) și (τ_i)

Se reprezintă în diagrame logaritmice partea fixată originală (bucla deschisă fără regulator):

$$H_f(s) = \frac{K_{GE} K_V}{T_V s + 1} \cdot \frac{K_C e^{-s\tau_c}}{T_c s + 1} \cdot \frac{K_E}{T_E s + 1} \quad (3.2)$$

cin diagramele logaritmice de modul și de fază determinind pulsătia (ω') pentru care

$$\angle H_f(j\omega') = -135^\circ = -2,36 \text{ [rad]} \quad (3.3)$$

De asemenea se măsoară:

$$|H_f(j\omega')| = |H_f|. \quad (3.4)$$

Cu acestea, parametrii regulatorului vor fi:

$$\begin{cases} V_R \approx \frac{1}{|H_f|}; \\ \tau_i = \frac{4}{\omega'} \end{cases} \quad (3.5)$$

c) Verificarea performanțelor presupune reprezentarea în diagrame logaritmice a sistemului (bucla deschisă cu regulator) pentru a se testa dacă

$$\begin{cases} t_k \Rightarrow t_k^* \\ m_k \geq m_k^* \end{cases} \quad (3.6)$$

în caz favorabil, proiectarea va fi încheiată.

3.3. CALCULUL PARAMETRILOR UNUI REGULATOR PD

a) Performanțele impuse sint următoarele:

- sistemul lucrează mai ales în regim, "de urmărire", adică

temperatura prescrisă se schimbă des și trebuie în anumite situații, să urmărească un "profil" prescris $\theta_o(t)$, ceea ce recomandă regulatorul PD;

- erorile staționare nenule deranjează nesemnificativ;
- fiind frecvențe pornirile - lucru "în șarjă" - se recomandă o margine de fază mare, pentru suprareglaj redus:

$$t_k^* \geq 50 \div 60^\circ. \quad (3.7)$$

și simultan

$$m_k^* \geq 5 \text{ dB}. \quad (3.8)$$

b) Calculul parametrilor regulatorului, de tip

$$H_R = V_R \frac{\tau_d s + 1}{\beta \tau_d s + 1} = V_R \frac{\tau_d s + 1}{T_N s + 1} \quad (3.9)$$

presupune determinarea parametrilor (V_R) și (τ_d) întrucit $\beta = 0,1 \div 0,125$.

Din reprezentarea în diagrame logaritmice a structurii (3.2) se determină pulsătia (ω_o) pentru care:

$$\angle H_f(j\omega_o) = -180^\circ = -\pi \text{ [rad]} \quad (3.10)$$

precum și valoarea

$$|H_f(j\omega_o)| = H_{fo} \quad (3.11)$$

Relațiile de acord vor fi []

$$\begin{cases} V_R = \sqrt{\beta} / H_{fo} \\ \tau_d = \frac{1}{\omega_o \sqrt{\beta}}; \\ T_N = \beta \tau_d \end{cases} \quad (3.12)$$

c) Verificarea performanțelor necesită reprezentarea buclei deschise complete în diagrame logaritmice și testarea condițiilor (3.6).

3.4. CALCULUL PARAMETRILOR UNUI REGULATOR PID

Este comod doar în cazul în care [1,2,3]