

Capitolul 2

Sisteme de reglare automată monovariabile

2.1. Structura sistemului de reglare automată monovariabil

Un sistem de reglare automată monovariabil este caracterizat prin faptul că are o singură mărime de ieșire y și o singură cale de reacție negativă.

Asupra acestui sistem pot acționa mai multe mărimi de intrare: referința, perturbații și zgomote.

Schema bloc structurală a unui sistem de reglare automată monovariabil este dată în Fig.2.1

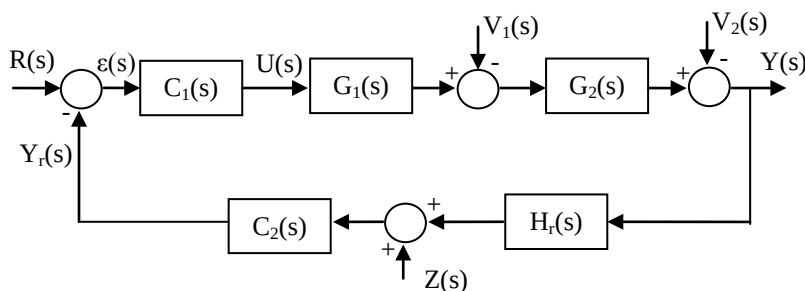


Fig.2.1

Semnificațiile funcțiilor de transfer și a mărimilor care intervin sunt următoarele:

$C_{1,2}(s)$ = funcțiile de transfer ale controlerelor aflate pe calea directă și de reacție a sistemului;

$G_{1,2}(s)$ = funcțiile de transfer ale părții fixate;

$H_r(s)$ = funcția de transfer a traductorului

$R(s)$ = transformata Laplace a mărimii de referință, $r(t)$

$\varepsilon(s)$ = transformata Laplace a abaterii;

$Y_r(s)$ = transformata Laplace a mărimii de măsură (reacție);

$U(s)$ = transformata Laplace a mărimii de comandă;

$V_{1,2}(s)$ = transformata Laplace a mărimilor perturbatoare;

$Y(s)$ = transformata Laplace a mărimii de ieșire

$Z(s)$ = transformata Laplace a zgomotului;

Ținând seama de structura sistemului de reglare automată, pot fi scrise următoarele relații:

$$Y(s) = (U(s) \cdot G_1(s) - V_1(s)) \cdot G_2(s) - V_2(s) \quad (2.1)$$

$$U(s) = C_1(s) \cdot \varepsilon(s) \quad (2.2)$$

$$\varepsilon(s) = R(s) - Y_r(s) \quad (2.3)$$

$$Y_r(s) = (H_r(s) \cdot Y(s) + Z(s)) \cdot C_2(s) \quad (2.4)$$

Inlocuind corespunzător, rezultă:

$$Y(s) = \{C_1(s)[R(s) - (H_r(s) \cdot Y(s) + Z(s)) \cdot C_2(s)] \cdot G_1(s) - V_1(s)\} \cdot G_2(s) - V_2(s) \quad (2.5)$$

Se notează:

$$C(s) = C_1(s) \cdot C_2(s) \quad (2.6)$$

$$G(s) = G_1(s) \cdot G_2(s)$$

Rezultă:

$$Y(s) \cdot [1 + C(s)G(s)H_r(s)] = C_1(s)G(s)R(s) - C(s)G(s)Z(s) - G_2(s)V_1(s) - V_2(s) \quad (2.7)$$

Se obține expresia lui $Y(s)$:

$$Y(s) = \frac{C_1(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)H_r(s)} \cdot R(s) - \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)H_r(s)} \cdot Z(s) - \frac{G_2(s)}{1 + C(s)G(s)H_r(s)} \cdot V_1(s) - \frac{1}{1 + C(s)G(s)H_r(s)} \cdot V_2(s) \quad (2.8)$$

Se fac notațiile:

$$M(s) = \frac{C(s)G(s)H_r(s)}{1 + C(s)G(s)H_r(s)} \quad (2.9)$$

$$N(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)H_r(s)}$$

Rezultă:

$$Y(s) = \frac{1}{C_2(s)} M(s) \frac{1}{H_r(s)} R(s) - \frac{1}{H_r(s)} M(s) Z(s) - G_2(s) N(s) V_1(s) - N(s) V_2(s) \quad (2.10)$$

Funcția de transfer a sistemului deschis este:

$$H(s) = C(s)G(s)H_r(s) \quad (2.11)$$

Se poate scrie că:

$$M(s) = \frac{H(s)}{1 + H(s)} \quad (2.12)$$

$$N(s) = \frac{1}{1 + H(s)}$$

cu proprietatea:

$$M(s) + N(s) = 1 \quad (2.13)$$

Rezultă că mărimea de ieșire depinde atât de referința $R(s)$, de perturbațiile $V_1(s)$, $V_2(s)$ cât și de zgomotul $Z(s)$. Aceste dependențe sunt prin intermediul lui $M(s)$ și $N(s)$.

Se fac notațiile:

- $H_0(s) = \frac{1}{C_2(s)} M(s) \frac{1}{H_r(s)}$ = funcția de transfer a sistemului închis în raport cu referința;
- $H_{0z}(s) = \frac{-1}{H_r(s)} M(s)$ = funcția de transfer a sistemului închis în raport cu zgomotul;
- $H_{0v1}(s) = -G_2(s)N(s)$ = funcția de transfer a sistemului închis în raport cu perturbația V_1 ;
- $H_{0v2}(s) = -N(s)$ = funcția de transfer a sistemului închis în raport cu perturbația V_2 ;

În aceste condiții, expresia lui $Y(s)$ devine:

$$Y(s) = H_0(s)R(s) + H_{0z}(s)Z(s) + H_{0v1}(s)V_1(s) + H_{0v2}(s)V_2(s) \quad (2.14)$$

Se notează:

$$\begin{aligned} Y_R(s) &= H_0(s)R(s) \\ Y_Z(s) &= H_{0z}(s)Z(s) \\ Y_{V1}(s) &= H_{0v1}(s)V_1(s) \\ Y_{V2}(s) &= H_{0v2}(s)V_2(s) \end{aligned} \quad (2.15)$$

$Y_R(s)$, $Y_Z(s)$, $Y_{V1}(s)$ și $Y_{V2}(s)$ reprezintă componentele mărimii de ieșire în raport cu referința, zgomotul, perturbația V_1 și respectiv V_2 .

Se poate scrie:

$$Y(s) = Y_R(s) + Y_Z(s) + Y_{V1}(s) + Y_{V2}(s) \quad (2.16)$$

2.1.1. Influența zgomotelor și perturbațiilor

Se observă că influențele perturbațiilor și zgomotului în mărimea de ieșire sunt date și de factorii $M(s)$ și $N(s)$.

Micșorarea acestei influențe poate fi obținută prin micșorarea factorilor $M(s)$ și $N(s)$.

Deoarece $M(s) + N(s) = 1$, rezultă că influența zgomotului și perturbațiilor nu poate fi micșorată simultan în același domeniu de frecvență.

Atunci când zgomotele au nivele comparabile cu semnalele utile apare o problemă, în sensul că informația utilă este înecată în zgomot și nu poate fi ușor prelucrată. Zgomotul se manifestă de obicei în zona traductoarelor, la semnale mici.

În general, zgomotul se manifestă la frecvențe înalte, iar perturbațiile V_1 și V_2 în domeniul frecvențelor joase.

Este posibilă diminuarea simultană a efectelor zgomotului și perturbațiilor, dacă se micșorează $M(s)$ în zona frecvențelor înalte și $N(s)$ în zona frecvențelor joase.

Spectrul de frecvență corespunzător zgomotului și perturbațiilor are aspectul din Fig.2.2.

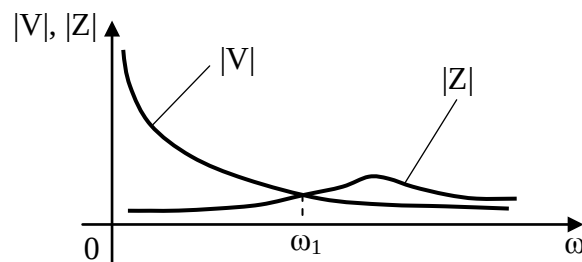


Fig.2.2.

Deoarece $M(s)$ și $N(s)$ depind de controlerile $C_1(s)$ și $C_2(s)$, este necesară alegerea acestor controlere astfel încât la frecvențe joase, ($\omega < \omega_1$) să avem

$M(j\omega) \approx 1$ și $N(j\omega) \approx 0$, iar pentru $(\omega > \omega_1)$, la frecvențe înalte să avem $|M(j\omega)| < |M(j\omega)|_{\max.\text{impus.}}$.

În această manieră este posibilă obținerea mărimilor de ieșire impuse prin rejectarea zgomotelor și diminuarea efectului perturbațiilor.

2.2. Abaterea și eroarea sistemului automat monovariabil

Deoarece în sistemul automat acționează o singură mărime de referință, ne interesează numai abaterea și eroarea în funcție de aceasta. Considerăm $V_1 = V_2 = Z = 0$, deci mărimea de ieșire are numai componenta dată de referință, $Y_R(s)$.

Abaterea în raport cu referința este:

$$\begin{aligned}\varepsilon_R(s) &= R(s) - Y_r(s) = R(s) - H_r(s)Y_R(s)C_2(s) = \\ &= R(s) - H_r(s)C_2(s)\frac{1}{C_2(s)}M(s)\frac{1}{H_r(s)}R(s) = \\ &= R(s)[1 - M(s)] = R(s)N(s) = \frac{1}{1 + H(s)}R(s)\end{aligned}\quad (2.17)$$

Rezultă expresia abaterii:

$$\varepsilon_R(s) = H_{eR}(s)R(s) \quad (2.18)$$

Se observă că abaterea depinde de funcția de transfer a sistemului închis și de referință. Sistemul automat funcționează pe principiul abaterii, și de aceea, în general avem $E_R(s) \neq 0$.

Dacă legătura inversă este unitară, atunci $Y_r(s) = Y(s)$; $C_2(s) = H_r(s) = 1$. În această situație diferența dintre mărimea de referință și mărimea reglată se numește eroare, este notată $E_R(s)$ și are expresia:

$$E_R(s) = R(s) - Y(s) \quad (2.19)$$

Rezultă:

$$E_R(s) = R(s) - \frac{C_1(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)}R(s) \quad (2.20)$$

adică:

$$E_R(s) = \frac{1}{1 + C(s)G(s)}R(s). \quad (2.21)$$

Această expresie se obține din expresia dedusă pentru $\varepsilon_R(s)$ pentru $C_2(s) = H_r(s) = 1$;

Eroarea nu este generată și nu acționează în cadrul sistemului automat, ea fiind o mărime virtuală ce servește la definirea preciziei sistemului de reglare automată.

2.3. Sensibilitatea sistemului de reglare automată

Considerăm că mărimea de ieșire y este afectată de modificarea unui parametru α . Dacă α se modifică, devenind $\alpha + \Delta\alpha$, atunci mărimea de ieșire va deveni $y + \Delta y$.

Măsurând variațiile relative $\Delta\alpha/\alpha$ și respectiv $\Delta y/y$ ale parametrului α și ale mărimii de ieșire y , putem defini sensibilitatea lui y la variațiile parametrului α prin:

$$S_{\alpha}^y = \lim_{\Delta\alpha \rightarrow 0} \frac{\Delta y/y}{\Delta\alpha/\alpha} = \lim_{\Delta\alpha \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta\alpha} \frac{\alpha}{y} = \frac{dy}{d\alpha} \frac{\alpha}{y} = \frac{d(\ln y)}{d(\ln \alpha)}. \quad (2.22)$$

Sensibilitatea definește influența pe care o are asupra mărimii de ieșire y modificarea parametrului α .

Astfel, dacă α se modifică în valori relative cu $a\%$, atunci y variază cu $S_{\alpha}^y \cdot a\%$ și devine $y(1 + S_{\alpha}^y \cdot a\%)$.

Sensibilitatea astfel definită este o sensibilitate relativă, normată, ce oferă posibilitatea ordonării gradelor de influență a mai multor parametri asupra ieșirii.

Astfel, dacă $S_{\alpha}^y = 1$, modificările parametrului se transmit integral asupra ieșirii y , iar dacă $S_{\alpha}^y = 0$, atunci mărimea de ieșire nu este influențată de variațiile parametrului α .

Parametrii SRA se modifică în timp, atât datorită schimbării proprietăților materialelor din care sunt realizate elementele componente sub acțiunea factorilor mediului înconjurător cât și datorită uzurii. Ca urmare, apar modificări în funcția de transfer a părții fixate și a traductorului.

2.3.1. Sensibilitatea funcției de transfer a căii directe a sistemului în raport cu un parametru

Astfel, dacă funcția de transfer a căii directe a sistemului, $H(s)$, depinde de un parametru α , atunci sensibilitatea lui $H(s)$ la variațiile lui α este dată de:

$$S_{\alpha}^{H(s)} = \frac{\partial H(s)/H(s)}{\partial \alpha/\alpha} = \frac{\partial(\ln H(s))}{\partial \ln \alpha}. \quad (2.23)$$

Dacă funcția de transfer $H(s)$ se scrie ca un raport a două polinoame în s ,

$$H(s) = \frac{P(s, \alpha)}{Q(s, \alpha)}, \quad (2.24)$$

atunci sensibilitatea devine:

$$\begin{aligned} S_{\alpha}^{H(s)} &= \frac{\partial(\ln \frac{P(s, \alpha)}{Q(s, \alpha)})}{\partial \ln \alpha} = \frac{\partial(\ln P(s, \alpha) - \ln Q(s, \alpha))}{\partial \ln \alpha} = \\ &= \left[\frac{\partial P(s, \alpha)}{\partial \alpha} \frac{1}{P(s, \alpha)} - \frac{\partial Q(s, \alpha)}{\partial \alpha} \frac{1}{Q(s, \alpha)} \right] \cdot \alpha \end{aligned} \quad (2.25)$$

Exemplu: Considerăm un SRA care are funcția de transfer a căii directe de forma:

$$H(s) = \frac{k}{1 + Ts}; \quad (2.26)$$

Considerăm că parametrii k și T sunt afectați, pe rând, de un parametru α .

2.3.1.1. Influența parametrului asupra amplificării

$$1) k = \alpha \cdot k_0; H(s) = \frac{\alpha \cdot k_0}{1 + Ts}, \quad T = \text{constant}; \quad (2.27)$$

$$S_k^{H(s)} = S_{\alpha}^{H(s)} = \frac{\partial H(s)}{\partial \alpha} \frac{\alpha}{H(s)} = \frac{k_0}{1 + Ts} \frac{\alpha(1 + Ts)}{\alpha k_0} = 1. \quad (2.28)$$

Sensibilitatea este 1, deci orice variație a factorului de amplificare a unui sistem de ordinul I se regăsește integral în funcția de transfer $H(s)$, deci în ieșirea sistemului.

Pentru $k_0 = 1$, $\alpha = 1$, $\alpha = 2$ și $\alpha = 3$, răspunsul indicial al sistemului având funcția de transfer $H(s)$ este dat în Fig.2.3. Răspunsul sistemului este în relație totală cu α .

Pentru:

$$\bullet \quad \alpha = 2 \Rightarrow k = k_0 \left(1 + S_k^{H(s)} \frac{\Delta \alpha}{\alpha} \right) = 1 \left(1 + 1 \cdot \frac{1}{1} \right) = 2 \quad (2.29)$$

$$\bullet \quad \alpha = 3 \Rightarrow k = k_0 \left(1 + S_k^{H(s)} \frac{\Delta \alpha}{\alpha} \right) = 1 \left(1 + 1 \cdot \frac{2}{1} \right) = 3 \quad (2.30)$$

2.3.1.2. Influența parametrului asupra constantei de timp

$$2) T = \alpha T_0; H(s) = \frac{k}{1 + \alpha T_0 s}; \quad k = \text{constant}; \quad (2.31)$$

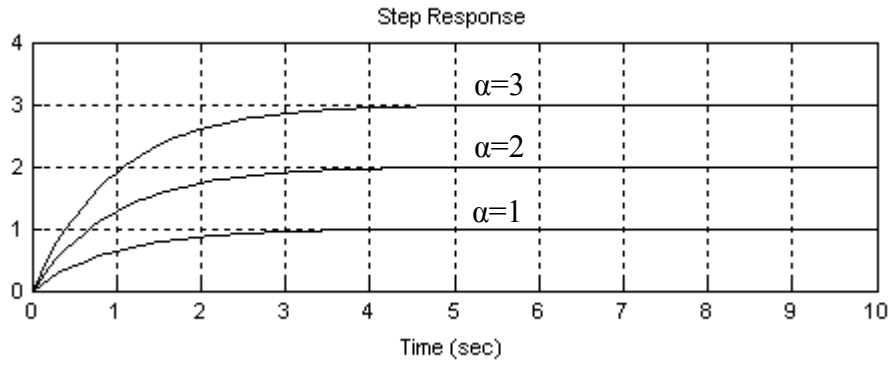


Fig.2.3.

$$\begin{aligned} S_T^{H(s)} = S_\alpha^{H(s)} &= \frac{\partial H(s)}{\partial \alpha} \frac{\alpha}{H(s)} = -\frac{k T_0 s}{(1 + \alpha T_0 s)^2} \frac{\alpha(1 + \alpha T_0 s)}{k} = \\ &= -\frac{\alpha T_0 s}{1 + \alpha T_0 s} \end{aligned} \quad (2.32)$$

În acest caz, sensibilitatea funcției de transfer în raport cu parametrul este în funcție de frecvență.

Pentru $k = 1$, $T_0 = 1$ [s], $\alpha = 1, 2, 3$ situația este prezentată în Fig.2.4.

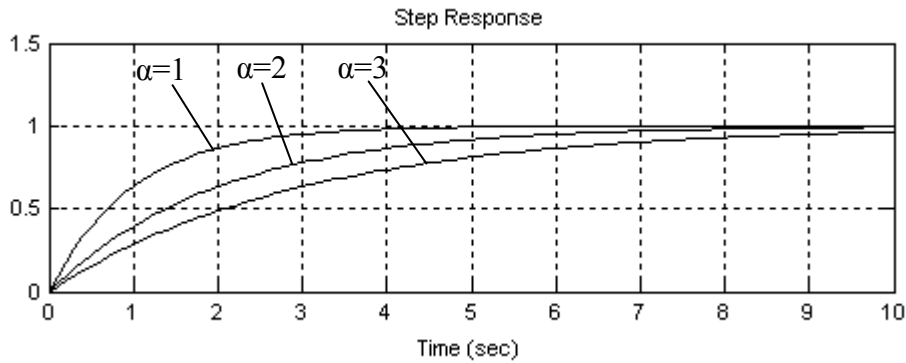


Fig.2.4.

Constantele de timp sunt $T = 1$ [s], 2 [s] și 3 [s], valoarea de regim staționar fiind aceeași. Pentru $s \rightarrow 0$, avem $S_T^{H(s)} \rightarrow 0$, înseamnă că sensibilitatea lui $H(s)$ în raport cu variațiile constantei de timp nu influențează regimul staționar la o variație treaptă a referinței.

2.3.2. Sensibilitatea funcției de transfer în buclă închisă a sistemului în raport cu un parametru

Se consideră sistemul având forma dată în Fig.2.5.

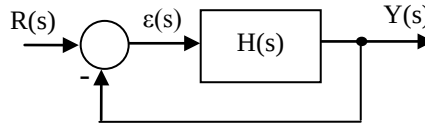


Fig.2.5.

Funcția de transfer în buclă închisă este:

$$H_0(s) = \frac{H(s)}{1 + H(s)}; \quad (2.33)$$

Considerăm că funcția de transfer $H_0(s)$ depinde de un parametru α .

Sensibilitatea lui $H_0(s)$ la variația lui α este:

$$\begin{aligned} S_{\alpha}^{H(s)} &= \frac{\partial H_0(s)}{\partial \alpha} \frac{\alpha}{H_0(s)} = - \frac{\frac{\partial H(s)}{\partial \alpha} (1 + H(s)) - H(s) \frac{\partial H(s)}{\partial \alpha}}{(1 + H(s))^2} \\ &= \frac{\alpha(1 + H(s))}{H(s)} \frac{\partial H(s)}{\partial \alpha} \frac{\alpha}{H(s)(1 + H(s))} = \\ &= \frac{\partial H(s)}{\partial \alpha} \frac{\alpha}{H(s)} \frac{1}{1 + H(s)} = S_{\alpha}^{H(s)} \frac{1}{1 + H(s)} \end{aligned} \quad (2.34)$$

Putem spune deci că:

$$S_{\alpha}^{H_0(s)} = S_{\alpha}^{H(s)} \frac{1}{1 + H(s)}; \quad (2.35)$$

Rezultă că sensibilitatea lui $H_0(s)$ în raport cu α este cu atât mai mică cu cât $1 + H(s)$ este mai mare.

Exemplu: Considerăm funcția de transfer de ordinul I ,

$$H(s) = \frac{k}{1+Ts}, \quad (2.36)$$

plasată într-o buclă cu reacție negativă unitară, așa cum este prezentat în Fig.2.6.

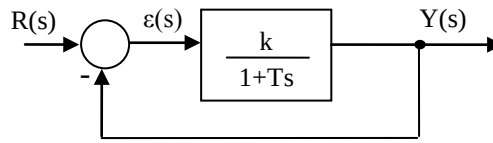


Fig.2.6.

Considerăm funcția de transfer în buclă închisă:

$$H_0(s) = \frac{H(s)}{1+H(s)} = \frac{\frac{k}{1+Ts}}{1+\frac{k}{1+Ts}} = \frac{k}{1+k+Ts} = \frac{\frac{k}{1+k}}{1+\frac{T}{1+k}s}; \quad (2.37)$$

Rezultă:

$$H_0(s) = \frac{k_1}{1+T_1s} \quad (2.38)$$

unde:

$$k_1 = \frac{k}{1+k}; \quad T_1 = \frac{T}{1+k}. \quad (2.39)$$

2.3.2.1. Influența parametrului asupra amplificării

Considerăm că factorul de amplificare k al lui $H(s)$ depinde de parametrul α , adică avem:

$$k = \alpha k_0; \quad k_1 = \frac{\alpha k_0}{1+\alpha k_0}; \quad T_1 = \frac{T}{1+\alpha k_0}; \quad T=\text{constant}. \quad (2.40)$$

Potrivit relației anterioare, avem:

$$S_k^{H_0(s)} = S_k^{H(s)} \frac{1}{1+H(s)} = 1 \cdot \frac{1}{1+\frac{\alpha k_0}{1+Ts}} = \frac{1+Ts}{1+\alpha k_0+Ts}, \quad (2.41)$$

deoarece $S_k^{H(s)} = 1$. Sensibilitatea este, de asemenea, funcție de frecvență.

2.3.2.2. Influența parametrului asupra constantei de timp

Dacă factorul de amplificare este fixat iar constanta de timp depinde de α , avem:

$$k = \text{constant, iar } T = \alpha T_0, \text{ avem:} \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} S_T^{H_0(s)} &= S_T^{H(s)} \frac{1}{1 + H(s)} = - \frac{\alpha T_0 s}{1 + \alpha T_0 s} \frac{1 + \alpha T_0 s}{1 + k + \alpha T_0 s} = \\ &= - \frac{\alpha T_0 s}{1 + k + \alpha T_0 s}. \end{aligned} \quad (2.43)$$

Se constată că și $S_T^{H_0(s)}$ este dependentă de frecvență.

Concluzii: Pentru o intrare treaptă unitară, $r(t)=1(t)$, $R(s) = \frac{1}{s}$, influența parametrului α la nivelul regimului staționar al sistemului în buclă închisă este:

$$\lim_{s \rightarrow 0} S_T^{H_0(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1 + Ts}{1 + \alpha k_0 + Ts} = \frac{1}{1 + \alpha k_0} \quad (2.44)$$

Rezultă că modificarea factorului de amplificare a căii directe la valoarea αk_0 determină modificarea factorului de amplificare al sistemului închis de la valoarea

$$\frac{k_0}{1 + k_0} \quad (2.45)$$

la valoarea

$$\frac{k_0}{1 + k_0} \left(1 + \frac{1}{1 + \alpha k_0} \frac{\Delta \alpha}{\alpha} \right). \quad (2.46)$$

Pentru $k_0 = 1$, $\alpha = 1$, avem:

$$\frac{k_0}{1 + k_0} = \frac{1}{2}. \quad (2.47)$$

Pentru modificări ale parametrului α avem:

$$\bullet \quad \alpha = 2, \Delta\alpha = 1 \Rightarrow k = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{1} \right) = \frac{4}{6} = \frac{2}{3}. \quad (2.48)$$

$$\bullet \quad \alpha = 3, \Delta\alpha = 2 \Rightarrow k = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{4} \cdot \frac{2}{1} \right) = \frac{6}{8} = \frac{3}{4}. \quad (2.49)$$

Acest rezultat este în concordanță cu valoarea amplificării $\frac{\alpha k_0}{1 + \alpha k_0}$.

$$\lim_{s \rightarrow 0} S_T^{H_0(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \left(-\frac{\alpha T_0 s}{1 + k + \alpha T_0 s} \right) = 0 \quad (2.50)$$

Rezultă că, în regim staționar, modificarea constantei de timp a căii directe la valoarea αT_0 nu afectează valoarea de regim staționar a sistemului în buclă închisă.

Sensibilitățile calculate se manifestă în mod diferit la aplicarea unor semnale de referință sinusoidale de diferite pulsații, funcțiile de transfer corespunzătoare fiind diferite.

2.4. Sensibilitatea mărimii de ieșire în raport cu funcția de transfer a părții fixate

Ținând seama de structura sistemului de reglare automată prezentat inițial și de expresia mărimii de ieșire $Y_R(s)$ corespunzătoare variației referinței, se poate determina sensibilitatea lui $Y_R(s)$ în raport cu funcția de transfer a părții fixate.

$$Y_R(s) = \frac{C_1(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)H_r(s)} R(s); \quad (2.51)$$

Rezultă:

$$\begin{aligned} S_{G(s)}^{Y_R(s)} &= \frac{dY_R(s)}{dG(s)} \cdot \frac{G(s)}{Y_R(s)} = \\ &= \frac{C_1(s)(1 + C(s)G(s)H_r(s)) - C_1(s)C(s)G(s)H_r(s)}{[1 + C(s)G(s)H_r(s)]^2} \cdot \\ &\cdot \frac{1 + C(s)G(s)H_r(s)}{C_1(s)} = \frac{1}{1 + C(s)G(s)H_r(s)} = \frac{1}{1 + H(s)} \end{aligned} \quad (2.52)$$

Se obține:

$$S_{G(s)}^{Y_R(s)} = N(s). \quad (2.53)$$

2.5. Sensibilitatea mărimii de ieșire în raport cu funcția de transfer a traductorului

În același mod se determină sensibilitatea ieșirii în raport cu funcția de transfer a părții traductorului, $H_r(s)$:

$$S_{H_r(s)}^{Y_R(s)} = \frac{dY_R(s)}{dH_r(s)} \cdot \frac{H_r(s)}{Y_R(s)} = -C_1(s)G(s) \frac{C(s)G(s)}{[1 + C(s)G(s)H_r(s)]^2} \cdot \frac{H_r(s) \cdot (1 + C(s)G(s)H_r(s))}{C_1(s)G(s)} = -\frac{C(s)G(s)H_r(s)}{1 + C(s)G(s)H_r(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)} \quad (2.54)$$

Rezultă:

$$S_{H_r(s)}^{Y_R(s)} = -M(s). \quad (2.55)$$

Se observă că sensibilitatea lui $Y_R(s)$ în raport cu funcția de transfer a părții fixate $S_{G(s)}^{Y_R(s)}$ este pozitivă, însemnând că variațiile lui $G(s)$ vor influența în același sens mărimea $Y_R(s)$ iar sensibilitatea ieșirii în raport cu funcția de transfer a traductorului, $S_{H_r(s)}^{Y_R(s)}$ este negativă, însemnând că variațiile lui $H_r(s)$ vor atrage modificări în sens contrar ale lui $Y_R(s)$. Altfel spus, această sensibilitate este pozitivă în raport cu $1/H_r(s)$.

Dacă ținem cont că $M(s) + N(s) = 1$, rezultă că cele două sensibilități nu pot fi micșorate simultan.

Dacă se micșorează sensibilitatea $N(s)$ prin alegerea convenabilă a structurii controlerelor, $|C(s)| \gg 1$, simultan are loc creșterea lui $M(s)$.

Pentru a evita manifestarea sensibilității ieșirii în raport cu traductorul este necesar deci ca acesta să fie făcut din materiale de foarte bună calitate și cu o prelucrare foarte îngrijită.

2.6. Micșorarea sensibilităților sistemului de reglare automată

Rezultă de aici că un sistem de reglare automată insensibil la variațiile funcției de transfer a părții fixate, $|N(s)| = 0$, asigură în același timp rejectia perturbațiilor, prin anularea componentelor mărimii de ieșire în raport cu acestea.

Se poate scrie că:

$$|N|_{dB} = 20 \lg \left| \frac{1}{1 + H(s)} \right|; \quad (2.56)$$

Pentru pulsațiile pentru care $|H(s)| \gg 1$, avem:

$$|N|_{dB} \cong 20 \lg \frac{1}{|H(s)|} = -20 \lg |H(s)| = -|H|_{dB}; \quad (2.57)$$

iar pentru pulsațiile pentru care $|H(s)| \ll 1$, avem:

$$|N|_{dB} \cong 20 \lg \frac{1}{|1 + 0|} = 0. \quad (2.58)$$

Pentru sisteme deschise de tip 0 și 1 (fără nici un pol sau cu un singur pol în origine), funcțiile de sensibilitate definite au aspectul dat în Fig.2.7 și Fig.2.8, respectiv:

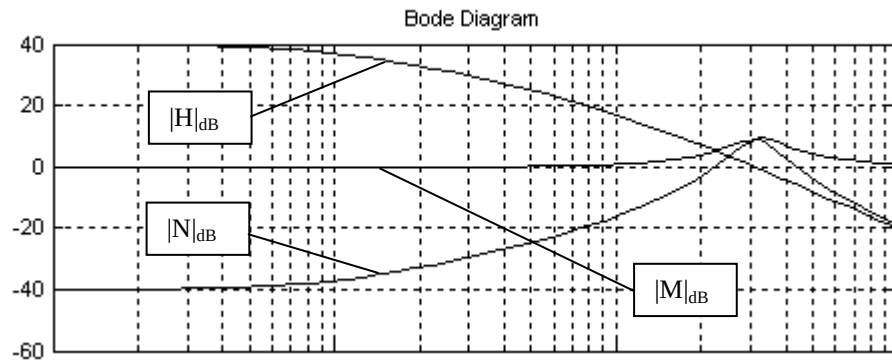


Fig.2.7.

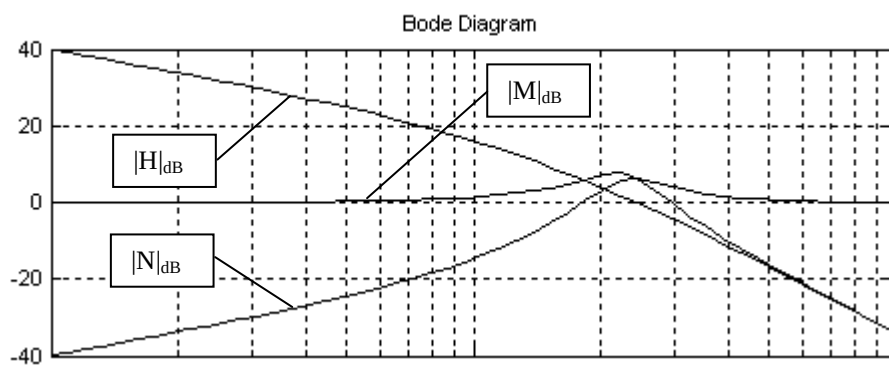


Fig.2.8.

Se observă că sensibilitatea $N(j\omega)$ este o funcție de frecvență și că $|N(j\omega)|$ este cu atât mai mic cu cât $|H(j\omega)| > 1$.

Pentru valori joase ale frecvențelor, deci pentru zona în care acționează perturbațiile, $|N(j\omega)| \cong 0$ (foarte mic) deci avem o rejecție foarte bună a perturbațiilor.