

SCHEMA BLOC A UNUI SISTEM AUTOMAT MODERN.

Prof. dr. ing . Sorin Larionescu

Sistemele automate moderne au structuri și algoritmi de conducere noi care permit obținerea unor performanțe mai bune. Studiarea și proiectarea lor se face pe baza unui model teoretic – schemă bloc care depinde de tipul instalației, metoda de proiectare folosită și performanțele acceptate.

În mod tradițional sistemele automate sunt proiectate pe baza unui model liniar cu o singură intrare și o singură ieșire SISI. Schema bloc corespunzătoare modelului teoretic este prezentată în figura 1.

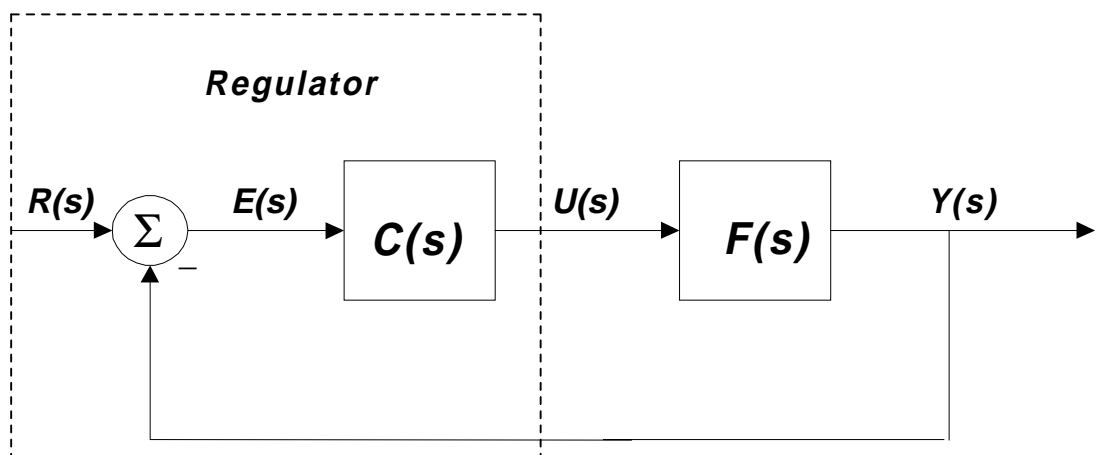


Fig. 1 Schema bloc standard pentru proiectarea unui sistem automat tip SISI.

Funcția de transfer a părții fixe a instalației este $F(s)$ iar $C(s)$ este funcția de transfer a compensatorului erorii din regulator. Blocul $F(s)$ cuprinde elementul de execuție, procesul din instalație automatizat și traductorul. Deci ieșirea $Y(s)$ a sistemului automat este în același timp și ieșirea traductorului. Intrarea în sistemul automat este transformarea Laplace $R(s)$ a

referinței. Eroarea $E(s)$ și mărimea de comandă $U(s)$ sunt semnale interne importante ale sistemului automat. Regulatorul automat este format din comparator și compensatorul erorii.

Folosirea unui regulator automat la conducerea instalației prin închiderea buclei de reacție negativă conduce la obținerea sistemului automat din figura 1. Instalația automatizată are caracteristici remarcabile. Efectul perturbațiilor este înlăturat în mare măsură, funcționarea este mai liniară și sensibilitatea instalației la modificarea parametrilor este scăzută. Prețul plătit pentru aceste beneficii ale automatizării constă în posibilitatea ca sistemul automat să devină instabil.

Regulatorul din figura 1 este cu un singur grad de libertate pentru că permite obținerea performanțelor dorite numai într-un singur regim de funcționare: urmărire sau reglare. În regim de urmărire ieșirea $Y(s)$ trebuie să urmărească referința $R(s)$. Se definește funcția de transfer $H_0(s)$ a sistemului automat:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = H_0(s) = \frac{C(s)F(s)}{1 + C(s)F(s)} \quad (1)$$

O urmărire ideală presupune $Y(s)=R(s)$, adică $H_0(s)=1$ sau $E(s)=0$, unde eroarea $E(s)$ este:

$$E(s) = R(s) - Y(s) = R(s) - \frac{C(s)F(s)}{1 + C(s)F(s)} R(s) = \frac{1}{1 + C(s)F(s)} R(s) \quad (2)$$

Pentru o eroare nulă rezultă din (2) că este necesar ca $C(s)=\infty$, fapt imposibil. Mai mult, chiar valori mari ale lui $C(s)$ nu sunt posibile în practică fără înrăutățirea stabilității sistemului. În practică se acceptă performanțe mai puțin ambițioase decât eroarea nulă, de exemplu criteriile integrale sau anularea erorii numai în regim staționar. Conform teoremei valorii finale eroarea staționară este definită în modul următor:

$$\varepsilon_{st} = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s) \quad (3)$$

În practică determinarea experimentală a performanțelor sistemului automat este mult mai ușoară în regim de urmărire. Din această cauză proiectarea sistemului automat pentru înlăturarea efectului perturbațiilor, adică în regim de reglare, se face tot cu ajutorul schemei bloc din figura 1.

Pe lângă eroarea staționară alți doi indicatori importanți de performanță ai sistemului automat, ζ și ω_n , sunt definiți pe baza unui model de ordinul doi pentru funcția de transfer $H_0(s)$:

$$H_0 = K \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4)$$

în care ζ este fracțiunea de amortizare critică,
 ω_n : pulsația naturală.

De exemplu, pentru amortizarea răspunsului indicial la sfert de amplitudine, conform acordării regulatorului în regim de reglare după metoda Ziegler-Nichols, se impune $\zeta = 0.22$. Pentru funcționarea în regim de urmărire se prefera ca răspunsul indicial al sistemului automat să nu aibă suprareglare și în consecință se impune $\zeta = 0.5 \dots 0.8$. Se observă cum pe baza schemei bloc SISI din figura 1 și a modelului liniar (4) se poate alege acordarea regulatorului atât în regim de reglare cât și în regim de urmărire.

Altă performanță importantă a sistemelor automate este sensibilitatea la variația unui parametru α a funcției de transfer $F(s, \alpha)$ a părții fixe a instalației. Indexul de performanță Bode pentru sensibilitate este definit astfel:

$$f(\alpha) = \frac{\frac{dF(s, \alpha)}{d\alpha}}{\frac{F(s, \alpha)}{\alpha}} \quad (5)$$

Aplicând indexul de sensibilitate Bode la schema bloc din figura 1 și ținând seama de relația (1) de definiție a funcției de transfer $H_0(s)$ se obține *funcția de sensibilitate* $S(s)$:

$$S(s) = \frac{\frac{dH_0(s)}{dF(s)}}{\frac{H_0(s)}{F(s)}} = \frac{dH_0}{dF} \cdot \frac{F}{H_0} = \frac{1}{1 + C(s)F(s)} \quad (6)$$

Se definește și *funcția de sensibilitate complementară* $T(s)$:

$$T(s) = \frac{C(s)F(s)}{1 + C(s)F(s)} \quad (7)$$

Se observă relația:

$$S(s) + T(s) = 1 \quad (8)$$

Un rol foarte important în definirea performanțelor sistemului automat îl joacă semnalul de comandă $U(s)$ care depinde de semnalul de intrare $R(s)$ prin relația (2) în felul următor:

$$U(s) = C(s)E(s) = \frac{C(s)}{1 + C(s)F(s)} R(s) = \frac{T(s)}{F(s)} R(s) \quad (9)$$

Proiectarea sistemului automat reprezentat în figura 1 constă, pe scurt, în determinarea funcției de transfer $C(s)$ a compensatorului regulatorului, cunoscând funcția de transfer H_0 a sistemului automat și funcția de transfer $F(s)$ a părții fixe a instalației care cuprinde elementul de execuție, procesul din instalație automatizat și traductorul. Am văzut mai înainte că soluția ideală implică $H_0 = 1$ și nu este, în general, realizabilă practic, nici măcar aproximativ, din cauza pierderii stabilității sistemului automat. Un obiectiv mai puțin ambițios constă în asigurarea unei erori staționare nule. Din (2) și (3) rezultă:

$$\varepsilon_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{\frac{1}{sR(s)} + \frac{C(s)F(s)}{sR(s)}} = 0 \quad (10)$$

Această condiție este îndeplinită dacă oricare din termenii numitorului este infinit. În cazul primului termen ar trebui ca $sR(s) = 0$. Deoarece înmulțirea cu s corespunde derivării în domeniul timp rezultă că derivata referinței trebuie să fie nulă, fapt posibil numai atunci când referința $r(t)$ este constantă. Acest caz nu este semnificativ în funcționarea sistemului automat așa că mai rămâne cealaltă variantă:

$$\frac{C(s)F(s)}{R(s)} = \gamma \quad (11)$$

în care γ este o constantă.

Din (11) rezultă funcția de transfer a compensatorului regulatorului din figura 1 astfel încât eroarea staționară să fie nulă:

$$C(s) = \gamma \frac{R(s)}{F(s)} \quad (12)$$

Această relație arată că regulatorul proiectat cuprinde un model al semnalului de referință și un model al părții fixe a instalației.

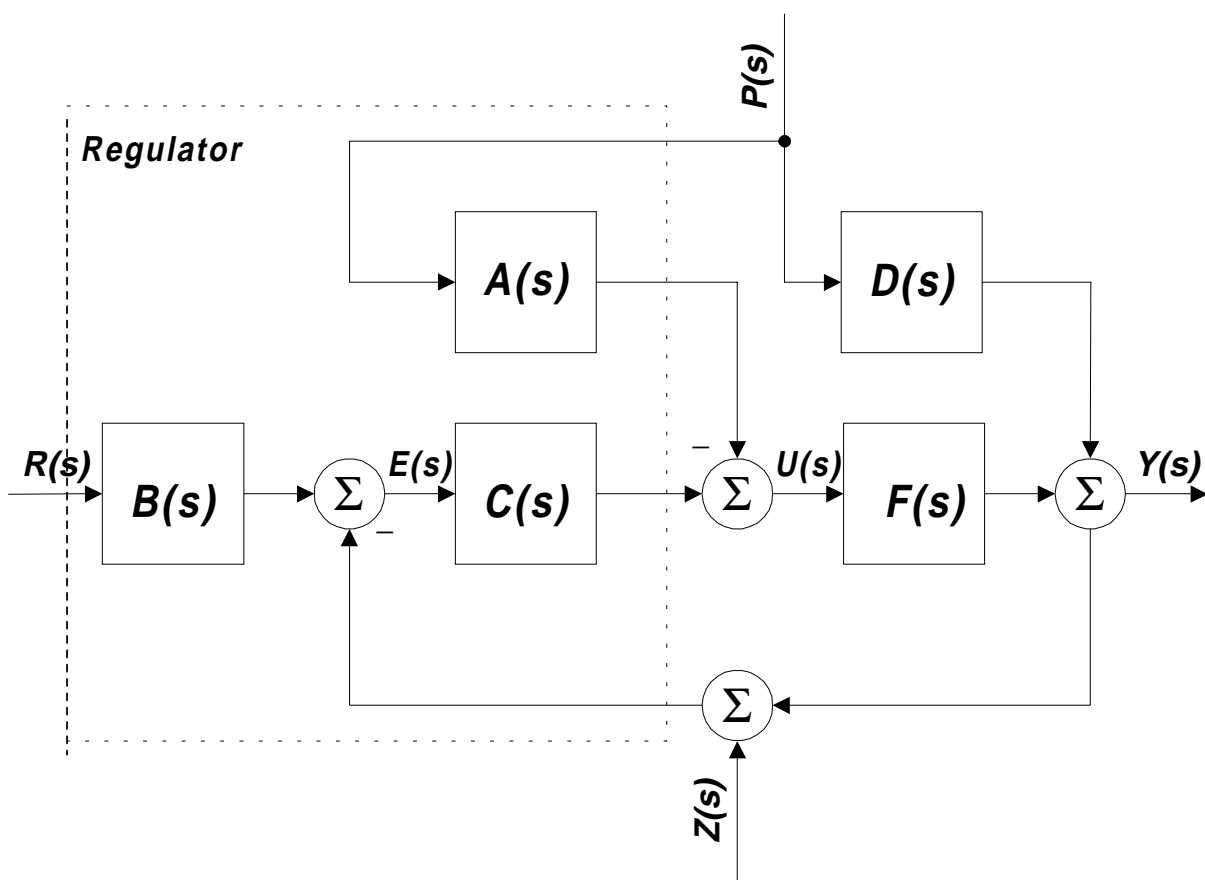


Fig. 2 Schema bloc tipică a unui sistem automat modern.

Metoda de proiectare a modelului intern pentru regulator prezentată mai înainte este folosită frecvent în practică deși are multe dezavantaje. Regulatorul PID, de exemplu, conține un model al semnalului treaptă și un model al instalației sub forma unei funcții de transfer cu două constante de timp.

În figura 2 se propune o schemă bloc standard pentru automatizarea instalațiilor din construcții. Regulatorul are două grade de libertate, putând fi acordat pentru o funcționare simultană atât în regim de urmărire cât și de reglare. Această performanță este obținută cu ajutorul blocului de prefiltrare a referinței care are funcția de transfer $B(s)$. Pentru o înlăturare mai bună a efectului perturbațiilor măsurabile $P(s)$ s-a introdus și un bloc de compensare a perturbațiilor cu funcția de transfer $A(s)$. Această structură de regulator cu compensarea perturbației este întâlnită în cazul reglărilor automate ale temperaturii din clădiri deoarece perturbația este în acest caz temperatura exterioară și poate fi măsurată. În figura 2, în afară de referința $R(s)$, mai apar două semnale exogene: perturbația $P(s)$ și zgomotul $Z(s)$. Blocul $D(s)$

caracterizează transferul perturbației în instalație și are o funcție de transfer, în general, necunoscută. Relația dintre ieșire și intrări este următoarea:

$$Y = \frac{BCF}{1+CF}R + \frac{D-FA}{1+CF}P - \frac{CF}{1+CF}Z \quad (13)$$

Folosind definiția (6) a sensibilității și (7) a sensibilității complementare această relație poate fi scrisă astfel:

$$Y(s) = T(s)B(s)R(s) + S(s)[D(s) - F(s)A(s)]P(s) - T(s)Z(s) \quad (14)$$

În mod asemănător mărimea de comandă $U(s)$ determinată de (9) devine:

$$U(s) = \frac{T(s)}{F(s)} \left[B(s)R(s) - \left[D(s) + \frac{A(s)}{C(s)} \right] P(s) - Z(s) \right] \quad (15)$$

Folosind schema bloc propusă în figura 1 și relațiile (14) și (15) se pot enunța următoarele obiective ale proiectării regulatorului:

1. O bună urmărire necesită ca $T(s)$ să fie finit în relația (14).
2. Înlăturarea perturbațiilor $P(s)$ se face pentru $S(s)$ mic. Atunci când $S(s)=0$ perturbația nu afectează deloc ieșirea $Y(s)$ în relația(14)
3. Tot din (14) rezultă că dacă $T(s)=0$ are loc o înlăturare perfectă a zgomotului.
4. Pentru a economisi energia de comandă din (15) rezultă că $T(s)$ trebuie să fie cât mai mic posibil

Dar relația (8) arată că $S(s)$ și $T(s)$ sunt complementare, nu pot fi în același timp mici sau mari. Deci proiectarea regulatorului pentru un sistem automat robust trebuie să găsească cel mai bun compromis posibil între cerințele contradictorii impuse sensibilității și sensibilității complementare.

Bibliografie

1. Ionescu C., Vlădeanu V., Larionescu S., Ionescu D., Automatizări, Ed. didactică și pedagogică, București, 1982.
2. Dorf R., Bishop R., Modern Control Systems, Addison-Wesley, New York, 1998.
3. Dutton K., Thompson S., Barraclough., The art of control engineering, Addison-Wesley, New York, 1997.