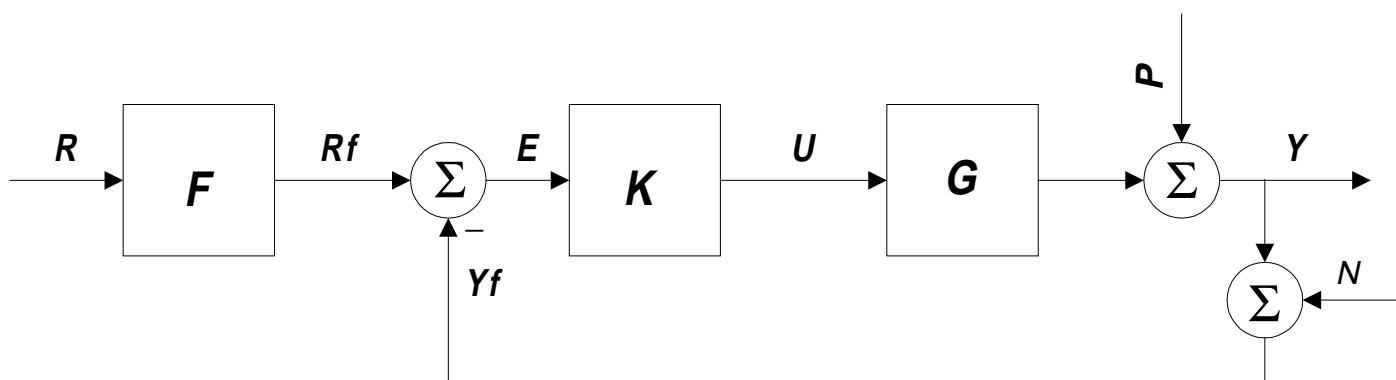


## Reglarea automată a instalațiilor pe baza unui model intern.

*Prof. dr. ing. Sorin Larionescu – UTCB*

Majoritatea reglatoarelor automate folosite în instalațiile pentru construcții sunt clasice, de tipul P, 2P, 3P, PI, PD sau PID<sup>1</sup>. Alte reglatoare care mai pot fi folosite sunt de tipurile: adaptiv, neural, fuzzy, neliniar, cu model intern, etc. Reglatoarele care conțin explicit un model intern<sup>2</sup> al instalației automatizate, apărute în ultimii zece ani, au o șansă mare să cunoască o utilizare mai largă deoarece sunt relativ simple, permit eliminarea totală a perturbației și urmărirea exactă a referinței și pot fi implementate cu ajutorul reglatoarelor clasice de tip PID. Folosirea lor permite înțelegerea mai ușoară a folosirii reglatoarelor cu două grade de libertate, a robusteții stabilității și performanțelor sistemului, consideră eroarea de modelare și permite evitarea saturării comenzii fără măsuri speciale antisaturare. Aceste reglatoare pot fi proiectate simbolic fără ajutorul unor metode grafice cum este metoda locului rădăcinilor și din această cauză proiectarea lor este mai intuitivă și are o valoare educațională mai mare. Alături de feedforward și reglarea în cascadă, reglarea pe bază de model intern reprezintă o arhitectură alternativă la bucla clasică de reglare.



*Fig. 1 Buclă cu regulator clasic cu două grade de libertate.*

Bucla de reglare clasică din Fig. 1 este echivalentă cu bucla cu regulator cu model intern din Fig. 2 dacă este respectată următoarea relație dintre compensatorul clasic  $K$  și compensatorul  $Q$  al buclei cu model intern:

<sup>1</sup> Proporțional, bipozițional, tripozițional, Proporțional-Integrativ, Proporțional-Derivativ sau Proporțional-Integrativ-Derivativ.

<sup>2</sup>Conducere pe bază de model intern - Internal Model Control - IMC

$$K = \frac{Q}{1 - G_m Q} \quad (1)$$

sau

$$Q = \frac{K}{1 + G_m K} \quad (2)$$

în care  $G_m$  este modelul instalației automatizate  $G$ .

În practică se proiectează compensatorul  $Q$  și apoi se determină cu ajutorul relației (1) compensatorul clasic  $K$ . Dacă nu rezultă un compensator PID se face o aproximare.

Să vedem cum se proiectează compensatorul  $Q$  al regulatorului cu model intern  $G_m$ .

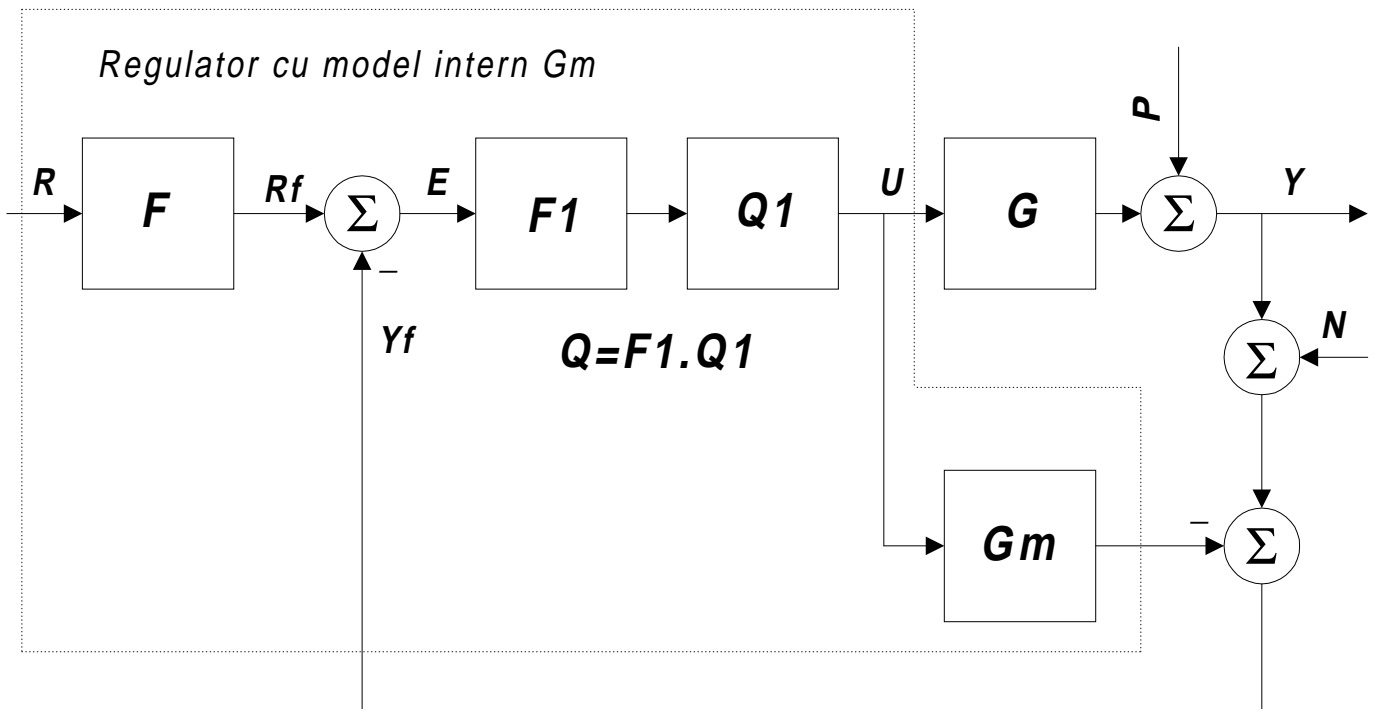


Fig. 2 Buclă cu regulator cu două grade de libertate și model intern explicit  $G_m$ .

Relația dintre intrările  $R$  (referința),  $P$  (perturbația) și  $N$  (zgomotul) și ieșirea  $Y$  este:

$$Y = \frac{GQ}{1 + Q(G - G_m)} FR + \frac{1 - G_m Q}{1 + Q(G - G_m)} P - \frac{GQ}{1 + Q(G - G_m)} N \quad (3)$$

Pentru proiectarea compensatorului  $Q$  se iau în considerare două cazuri: a) modelul  $G_m$  este identic cu procesul  $G$  și b) modelul  $G_m$  este diferit de procesul  $G$ . Să le examinăm pe rând.

a) Modelul  $G_m$  este identic cu procesul  $G$ .

În această situație există relația:

$$G_m = G \quad (4)$$

Cu această condiție (3) devine:

$$Y = G_m QFR + (1 - G_m Q)P - G_m QN \quad (5)$$

Comanda  $U$  și eroarea  $E$  vor avea următoarele expresii:

$$U = QFR - QP - QN \quad (6)$$

$$E = (1 - G_m Q)FR - (1 - G_m Q)P - (1 - G_m Q)N \quad (7)$$

Dacă este compensatorul  $Q$  este determinat cu relația:

$$Q = \frac{1}{G_m} \quad (8)$$

atunci perturbația  $P$  este eliminată în (5) iar ieșirea  $Y$  sistemului automat depinde numai de  $R$  și  $N$ :

$$Y = FR - N \quad (9)$$

Dacă nu există zgomot,  $N=0$ , atunci se poate alege prefiltrul  $F$  astfel încât ieșirea  $Y$  să urmărească în modul dorit referința  $R$ . Din Fig. 2 se observă că dacă modelul este perfect și (4) este îndeplinită atunci sistemul este în buclă deschisă în regim de urmărire. Cu alte cuvinte reacția apare numai dacă perturbația  $P$  este diferită de zero. Deci singurul element care afectează urmărirea este prefiltrul  $F$ .

Pentru un model  $G_m$  perfect sistemul automat funcționează ideal în regim de urmărire a referinței  $R$  și în regim de înlăturare a perturbației  $P$  dacă compensatorul  $Q$  este o funcție de modelul  $G_m$  conform relației (8).

b) Modelul  $G_m$  este diferit de procesul  $G$ .

În acest caz atât perturbația  $P$  cât și eroarea de modelare sunt transmise prin reacția negativă la intrare ca în Fig. 2 și compensatorul  $Q$  trebuie să fie dezacordat pentru a face față noii situații. Relația (8) nu mai este valabilă. Din păcate proiectarea compensatorului  $Q$  chiar în cazul a) al modelelor perfecte cu ajutorul relației (8) nu este posibilă, în practică, deoarece conduce la un compensator  $Q$  care poate să fie instabil, sau nerealizabil<sup>3</sup> fizic, sau neadecvat, sau să nu conducă la performanțele dorite<sup>4</sup> pentru  $Y$ ,  $E$  și  $U$ . Evitarea acestor situații se face în patru etape.

---

<sup>3</sup> Nu respectă principiul cauzalității care spune că efectul trebuie să nu anticipeze cauza.

<sup>4</sup> De exemplu nu înlătură zgomotul  $N$  sau nu este suficient de rapid.

*Etapa 1.* În primul rând transformăm compensatorul  $Q$  astfel încât să fie format din două blocuri  $Q_1$  și  $F_1$  ca în Fig. 2. Noul compensator va fi:

$$Q = F_1 Q_1 \quad (10)$$

*Etapa 2.* Se determină  $Q_1$  în funcție de modelul procesului  $G_m$  astfel încât acesta să fie *stabil și realizabil fizic*. O variantă<sup>5</sup> o constituie folosirea următoarei relații:

$$Q_1 = \frac{1}{G_{m1}} \quad (11)$$

în care  $G_{m1}$  este un model al procesului automatizat care conține toate componentele de fază minimă ale lui  $G_m$ , adică polii și zerourile din semiplanul stâng.

Datorită modului în care a fost ales,  $G_{m1}$  este invertibil iar  $Q_1$  calculat cu (11) este stabil și realizabil fizic.

*Etapa 3.* În această etapă impunem condiția ca  $Q$  să fie *adecvat* și să satisfacă *performanțele dorite* prin introducerea unei filtrări suplimentare a erorii  $E$  cu ajutorul filtrului  $F_1$  din Fig. 2. Pentru un răspuns aperiodic al sistemului automat se alege  $F_1$  astfel:

$$F_1 = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n} \quad (12)$$

în care  $\lambda$  este un parametru de tip constantă de timp cu care se pot asigura anumite performanțe cum ar fi durata procesului tranzitoriu sau banda de trecere. Cu cât  $\lambda$  este mai mare cu atât este mai mare și robustețea sistemului automat.

Ordinul  $n$  al filtrului  $F_1$  este ales suficient de mare astfel încât compensatorul  $Q$  determinat de (11) să fie *adecvat*, adică ordinul numitorului lui  $Q$  să fie mai mare sau cel mult egal cu ordinul numărătorului lui  $Q$ .

*Etapa 4.* Înlocuind (11) și (12) în (10) se obține cu ajutorul relației (1) expresia analitică a compensatorului clasic dorit:

$$K = \frac{Q}{1 - G_m Q} = \frac{1}{s} \frac{G_{m1}^{-1}}{((\lambda s + 1)^n - G_{m2})/s} = \frac{1}{s} f \quad (13)$$

în care  $G = G_{m1} \cdot G_{m2}$  iar  $G_{m1}$  este partea de fază minimă a modelului iar  $G_{m2}$  respectiv partea de fază neminimă a modelului procesului, adică partea care conține zerourile din semiplanul drept și întârzierile cu timp mort.

Dezvoltând în (13) pe  $f(s)$  în serie Taylor se obține prin aproximare un regulator PID

---

<sup>5</sup> Există și alte posibilități.

$$K = \frac{1}{s} \left( f(0) + f'(0)s + \frac{f''(0)}{2}s^2 + \dots \right) \cong K_r \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (14)$$

cu acordarea următoare:

$$K_r = f'(0) \quad (15)$$

$$T_i = \frac{f'(0)}{f(0)} \quad (16)$$

$$T_d = \frac{f''(0)}{2f'(0)} \quad (17)$$

*Exemplu.* Să considerăm un model de tip Strejc pentru instalația care urmează să fie automatizată și care are forma următoare:

$$G_m = \frac{K_p e^{-\tau s}}{(Ts+1)^n} \quad (18)$$

Partea de fază minimă a modelului procesului  $G_m$  care conține numai polii și zerourile din semiplanul stâng este:

$$G_{m1} = \frac{K_p}{(Ts+1)^n} \quad (19)$$

Partea  $Q_1$  a compensatorului  $Q$  din Fig. 2 care este o funcție de modelul intern al procesului se calculează în acest caz cu (11) rezultând:

$$Q_1 = \frac{1}{G_{m1}} = \frac{(Ts+1)^n}{K_p} \quad (20)$$

Ordinul numărătorului lui  $Q_1$  este mai mare cu doi decât ordinul numitorului, deci  $Q_1$  este *neadecvat*. Ordinul  $n$  al filtrului  $F_1$  ar trebui să fie ales egal cu doi sau mai mare pentru ca  $Q$  determinat de (10) să fie *adecvat*. Vom alege totuși în (12)  $n=1$  pentru obținerea unui regulator mai simplu iar problema adecvării o rezolvăm mai târziu. Deci,

$$F_1 = \frac{1}{(\lambda s + 1)} \quad (21)$$

Compensatorul  $Q$  din Fig. 2 va fi conform relației (10) următorul:

$$Q = \frac{(Ts+1)^n}{K_p(\lambda s+1)} \quad (22)$$

Cu relația (1) se obține compensatorul clasic K al sistemului automat din Fig. 1.

$$K = \frac{Q}{1-G_m Q} = \frac{1}{K_p} \frac{(Ts+1)^n}{\lambda s+1-e^{-\tau s}} \quad (23)$$

Acest compensator este un predictor Smith. Se poate face următoarea aproximare<sup>6</sup>:

$$e^{-\tau s} \approx 1 - \tau s \quad (24)$$

și (23) devine:

$$K = \frac{1}{K_p} \frac{(Ts+1)^n}{(\lambda + \tau)s} = \frac{1}{K_p(\lambda + \tau)} \frac{1}{s} f \quad (25)$$

în care

$$f = (Ts+1)^n \quad (26)$$

poate fi dezvoltată în serie Taylor

$$f = (Ts+1)^n \cong 1 + nTs + \frac{1}{2}nT^2(n-1)s^2 \quad (27)$$

Înlocuind pe f în (25) se obține:

$$K = \frac{nT}{K_p(\lambda + \tau)} \left[ 1 + \frac{1}{nTs} + (n-1)\frac{T}{2}s \right] \quad (28)$$

care este un regulator PID ideal de forma

$$K = K_r \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (29)$$

cu acordarea

$$K_r = \frac{nT}{K_p(\lambda + \tau)} \quad (30)$$

$$T_i = nT \quad (31)$$

$$T_d = (n-1)\frac{T}{2} \quad (32)$$

Compensatorul ideal PID (29) este *neadecvat* deoarece are un derivator ideal și ordinul numărătorului este mai mare decât ordinul numitorului. La acest rezultat s-a ajuns deoarece nu am ales în (21) pentru  $F_1$  forma adecvată. Acest neajuns se înlătură în practică alegând un compensator PID ideal cu filtrarea componentei derivate astfel

$$K = K_r \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{0,2T_d s + 1} \right) \quad (33)$$

Din (5), (6), (18) și (22) rezultă ieșirea și comanda sistemului în regim de urmărire:

$$Y = QG_m FR = \frac{e^{-\tau s}}{\lambda s + 1} FR \quad (34)$$

$$U = QFR = \frac{(Ts + 1)^n}{K_p(\lambda s + 1)} FR \quad (35)$$

Dacă regulatorul are un singur grad de libertate, deci prefiltrul  $F=1$ , din relațiile precedente se constată că parametrul  $\lambda$  determină performanțele sistemului automat. Pentru a nu avea comenzi  $U$  prea energice rezultă din (34) și (35) că este necesar ca banda de trecere a sistemului automat să fie mai mică sau egală cu banda de trecere a procesului. Astfel un compromis<sup>7</sup> rezonabil a valorii lui  $\lambda$  în (30) din punct de vedere a robusteții stabilității și robusteții performanțelor este:

$$\lambda \geq nT \quad (36)$$

Pentru a ilustra cât de bună este acordarea propusă pentru modelul Strejc să considerăm procesul cu modelul particular

<sup>6</sup> Există și aproximări mai bune. În mod curent se folosesc aproximări Pade de ordinul unu sau doi.

<sup>7</sup> Condițiile de robustețe a stabilității și de robustețe a performanțelor sunt contradictorii.

$$G_m = \frac{7e^{-0.6s}}{(3s+1)^4} \quad (37)$$

Parametrii propuși pentru regulator (30), (31), și (32) sunt:

$$\begin{aligned} K_r &= 0,136 \\ T_i &= 12 [s] \\ T_d &= 4,5 [s] \end{aligned} \quad (38)$$

Regulatorul PID (33) cu filtrarea acțiunii derivate va fi atunci

$$K(s) = K_r \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{0,2T_d s + 1} \right) = 0,136 \left( 1 + \frac{1}{12s} + \frac{4,5s}{0,9s + 1} \right) \quad (39)$$

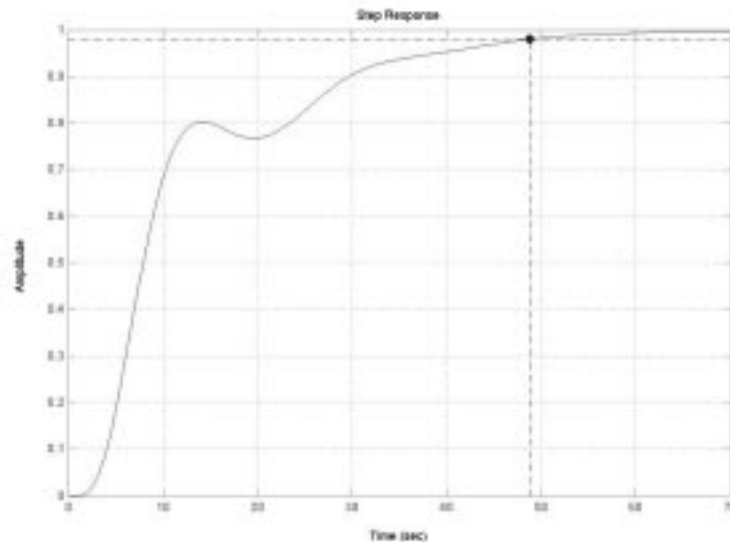


Fig. 3 Răspunsul indicial al sistemului automat cu procesul (37) și regulatorul (39).

În privința performanțelor sistemului automat se constată din răspunsul indicial prezentat în Fig. 3 că durata regimului tranzitoriu este de 48,8 secunde, adică cea impusă prin condiția (36). Marginea de amplificare GM din Fig. 4 pentru sistemul automat este 3,28 , marginea de fază PM este 89,6 grade, marginea de întârziere  $\Delta\tau/\tau$  este 18,8 iar valoarea de vârf a sensibilității  $M_s$  este 3,82 dB. Din Fig. 4 se observă că marginea de fază nu este semnificativă, dar restul valorilor indică o robustețe a stabilității foarte bună. Dacă se dublează valoarea constantei de proporționalitate a regulatorului din (38)  $K_r=0,0226$  se obțin următoarele performanțe: marginea de amplificare GM=1,63 , marginea de fază PM=41,9 grade, marginea de întârziere  $\Delta\tau/\tau = 2,54$ , suprareglarea 20% și durata procesului tranzitoriu 62,1 secunde. Sistemul nu mai este robust. Mulți autori consideră regulatoarele cu model intern o alternativă viabilă la regulatoarele clasice. După părerea mea aceste regulatoare sunt

avantajoase atunci când se încearcă rezolvarea *simbolică* a problemei proiectării compensatoarelor pentru modele ale proceselor diferite de cele clasice, de exemplu Modelul Kupfmuller sau modelul Strejk. Echivalarea posibilă a acestor compensatoare cu compensatoarele clasice PID permite proiectarea inginerescă a sistemelor automate pe baze mai intuitive și prin luarea în considerare a robusteții stabilității și performanțelor și a valorilor mari pentru semnalul de comandă U.

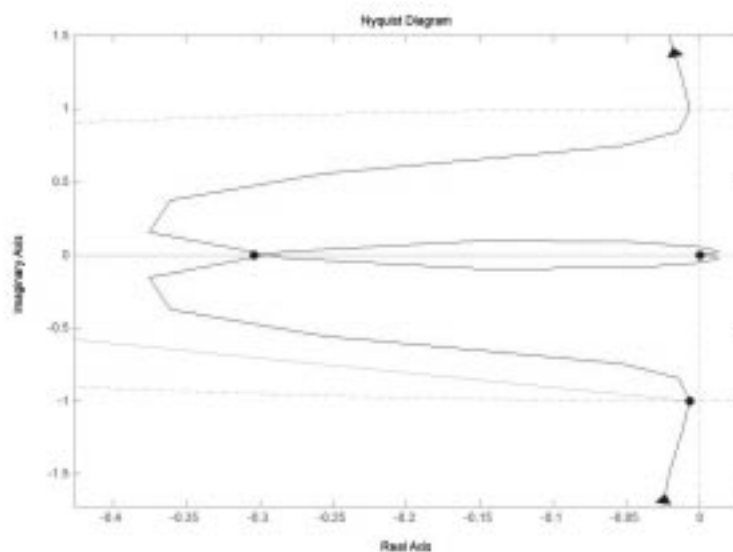


Fig. 4 Hodograful Nyquist pentru sistemul automat cu bucla deschisă având procesul (37), și regulatorul (39).

### Bibliografie

1. Astrom K. J., Control System Design, Lund Institute of Technology, 2001.
2. Astrom K. J., Model Uncertainty and Robust Control Design, COSY Valencia Workshop, Sept., 1999.
3. Brosilow C., Joseph B., Tehniques of Model-Based Control, Prentice Hall. NY, 2002.
4. Brosilow C., Stryczek K., Incorporating Process Uncertainty and Analitic Design of PID Controllers into Undergraduate Process Control, Case Western Reserve University, 1995
5. Dorf R., Bishop R., Modern Control Systems, Addison-Wesley, New York, 1998.
6. Dumitrache I., Dumitriu S., Mihu I., Munteanu F., Muscă Gh., Calcev C., Automatizări electronice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1993.
7. Dutton K., Thompson S., Barraclough., The art of control engineering, Addison-Wesley, New York, 1997.

8. Fraisse G., La regulation thermique des batiments tertiaires: application de la logique floue a la regulation centrale du chauffage en regime intermitent, These, Institut national des sciences appliques de Lyon,1997.
9. Goodwin G. C., Graebe S. F., Salgado M. E., Control System Design, Prentice Hall, N.Y., 2000.
10. Horan T. J., Control Systems and Applications for HVAC/R, Prentice Hall Career&Technology, N.Y., 1997
11. Ionescu C., Vlădeanu V., Larionescu S., Ionescu D., Automatizări, Ed. didactică și pedagogică, București, 1982.
12. Jack H., Automating Manufacturing Systems with PLCs, 2001.
13. Jack H., Dynamic System Modeling and Control, 2001.
14. Jack H., Manufacturing Controls, 2002.
15. Kwakernaok H., Meinsma G., Design Methods for Control Systems, Dutch Institute of Systems and Control, 2001.
16. Landau I., D., Identificarea și comanda sistemelor, Ed. tehnică, București, 1997.
17. Larionescu S., Accente noi în analiza și proiectarea sistemelor automate, A XXXVI-a Conferință națională de instalații, Sinaia, 2-5 oct.2001, Vol. 2,p.57-65.
18. Larionescu S., Aprecierea robusteții sistemelor automate, Măsurări și Automatizări, Nr. 2, 2001, p.55-56
19. Larionescu S., KitSAS – Simularea și Analiza Sistemelor, Matrix Rom, Buc., 1999
20. Larionescu S., KitSAS v. 6.12, 2001, <http://www.geocities.com/larionescu/>
21. Larionescu S., Schema bloc a unui sistem automat modern, A XXXV-a Conferința de instalații, Sinaia, 3-6 oct. 2000, Vol. 2, p. 78-83.
22. Lee Y, Lee J., Park S., PID Controller Tuning for Integrating and Unstable Processes with Time Delay, Korea Advanced Institute of Science and Technology, 1999.
23. Lelic M., PID Controllers in Nineties, Science and Technology Division, Corning, Ny, 1999.
24. Licker P.S., Fundamentals of System analysis. Boyd / Fraser Publishing Company, Boston, 1987.
25. Ould-Bouamama Belkacem, Regulation automatique, EUDIL,1998.
26. Rivera D. E., Internal Model Control: A Comprehensive View, Arizona State University, October, 1999,
27. Skogestad S., Probably the best simple PID rules in the world, AIChE Annual meeting, Reno, NV, USA, Nov. 2001, 28 p.
28. Willis M. J., Tham M. T., Advanced Process Control, University of Newcastle upon Tyne, 2001.