

## 8. Alegerea si acordarea reguletoarelor

Elementele care caracterizează un regulator automat și pe baza cărora se pot compara între ele diferitele reguletoare, în scopul **alegerii** celui mai adecvat tip, sunt următoarele:

- natura fizică a mărimii de intrare și ieșire;
  - mediul în care vor lucra reguletoarele;
  - gradul de complexitate al procesului și performanțele ce se impun mărimii reglate.
- În general, pentru majoritatea proceselor, legile de reglare P, PI, PD sau PID sunt satisfăcătoare, dar există procese la care se impun, datorită strategiilor complexe de conducere, reguletoare cu structuri speciale, cum ar fi cele de tip extremal, adaptiv etc. Astfel de structuri se realizează, însă, de cele mai multe ori, cu structuri numerice;
- posibilitățile de integrare în sisteme numerice complexe de conducere (calculatoare de proces);
  - parametrii legii de reglare : constanta de timp de integrare  $T_I$ , constante de timp de derivare  $T_D$ , banda de proporționalitate BP ;
  - transferul funcționării « automat-manual » și invers, fără șoc și fără echilibrare prealabilă;
  - viteza de răspuns a procesului automatizat;
  - numărul de elemente de execuție ce pot fi comandate simultan, în paralel, de către un regulator.

Pentru **proiectarea reguletoarelor** automate specializate, calculul funcției de reglare este analitic. În plus se urmărește și o proiectare constructivă (de dimensionare și de alegere a valorilor specifice blocurilor componente). În cadrul proiectării trebuie verificate și condiții suplimentare privind *stabilitatea, controlabilitatea și observabilitatea* sistemului sau *sensibilitatea* acestuia.

Proiectarea regulatorului automat se face atât pe baza datelor inițiale, furnizate de caracteristicile elementului de execuție și ale instalației tehnologice, ce alcătuiesc partea fixată (procesul) dintr-un *sistem de reglare automată*, cât și pe baza performanțelor de regim staționar și tranzitoriu ce se urmăresc a fi realizate în cadrul sistemului.

Referitor la regimul staționar, se impune, de obicei, valoarea erorii staționare  $\varepsilon_{st}$ , pentru un anumit tip de mărime de intrare  $y_{ref}$  (treaptă, rampă) și/sau de perturbație. Pentru regimul tranzitoriu, se impun, prin datele inițiale de proiectare, valorile maxime pentru: suprareglajul la intrare  $\sigma$  și la perturbație  $\mu$ , durata regimului tranzitoriu  $t_r$ , în

special la procesele rapide, gradul de amortizare pentru răspunsul la intrare  $\delta$  și/sau la perturbație  $v$ , timpul de creștere  $t$ , ș.a.

Deoarece parametrii regulatorului automat ( $RA$ ) se pot afla în intervale mult mai largi de valori decât cele necesare la reglarea procesului respectiv, este necesară operația de **acordare** a regulatorului ales. Aceasta constă în ajustarea parametrilor regulatorului (tipizat)  $K_R$ ,  $T_I$ ,  $T_D$ . Dacă aceasta ajustare are ca scop optimizarea procesului reglat conform unui anumit criteriu, de exemplu minimizarea erorii, ea devine o acordare optimă a  $RA$ .

Limitele în care variază parametrii  $K_R$  ( $BP$ ),  $T_I$ ,  $T_D$  ai regulatorului tipizat ales depind de natura și caracteristicile procesului din  $SRA$ .

Pentru alegerea, proiectarea sau acordarea reglatoarelor este necesară cunoașterea cât mai exactă a caracteristicilor

Pentru alegerea, proiectarea și acordarea reglatoarelor este necesară cunoașterea cât mai exactă a caracteristicilor procesului ce urmează a fi reglat.

În practică, de multe ori, aceste caracteristici sunt ridicate experimental. În acest scop se consideră elementul de execuție, instalația tehnologică și traductorul de reacție ca formând partea fixată ( $PF$ ) a  $SRA$  (Figura 1) și i se aplică un semnal de comandă de tip treaptă, urmându-se evoluția în timp a mărimii de ieșire.

Prin această metodă de identificare experimentală se apreciază parametrii de baza ai părții fixate: factorul de amplificare  $K_{PF}$ , constanta de timp  $T_{PF}$  și timpul mort  $\tau$ .

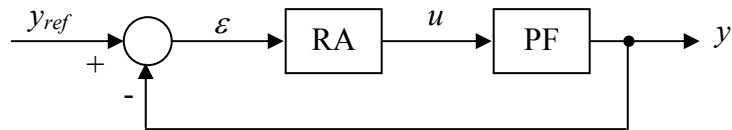


Figura 1. Schema bloc a sistemului de reglare automată

Pentru un răspuns real  $y(t)$  precum cel reprezentat în Figura 2,  $K_{PF}$  este egal cu valoarea staționară  $y_{st}$  a mărimii de ieșire a părții fixate (deoarece treapta de comandă  $u(t)$  era unitară). Pentru obținerea parametrilor  $T_{PF}$  și  $\tau$  se procedează astfel: se duce în punctul de inflexiune I tangenta la  $y(t)$  obținându-se punctele A și B.

Din B se duce perpendiculara pe axa absciselor, rezultând punctul C. Timpul mort  $\tau$  este dat de mărimea segmentului OA iar constanta de timp  $T_{PF}$  a părții fixate este dată de mărimea segmentului AC.

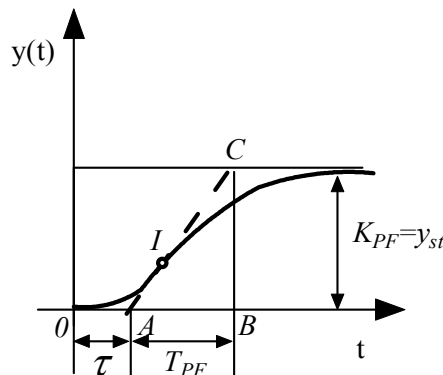


Figura 2. Răspunsul sistemului PF și identificarea parametrilor PF

În ceea ce privește răspunsul indicial (răspunsul la intrare treapta unitara), interpretarea acestuia cu scopul determinării funcției de transfer se face fie utilizând atase cu răspunsuri tipice normate, pentru sisteme tip cum este exemplul răspunsului indicial din fig. 2. Se arată că dinamica sistemului se poate bine aproxima printr-o constantă de timp mort și o constantă de timp principală  $T$ . Dacă mărimea de intrare are o variație  $\Delta u$ , iar mărimea de ieșire s-a stabilizat cu o abatere  $\Delta y$  față de vechiul regim staționar, atunci procesul va avea o funcție de transfer:  $H(s) \cong \frac{K}{T \cdot s + 1} e^{-\tau s}$  cu factorul de amplificare  $K = \frac{\Delta y}{\Delta u}$ , cu constanta de timp  $T$  egală cu valoarea subtangentei dusă în punctul de inflexiune și  $\tau$  timpul mort (sau timpul de întârziere al răspunsului).

### 8.1. Problema sintezei SRA

Fie un sistem (proces) specificat prin funcția sa de transfer  $H(s)$ , sistem pe care îl vom mai denumi și parte fixată.

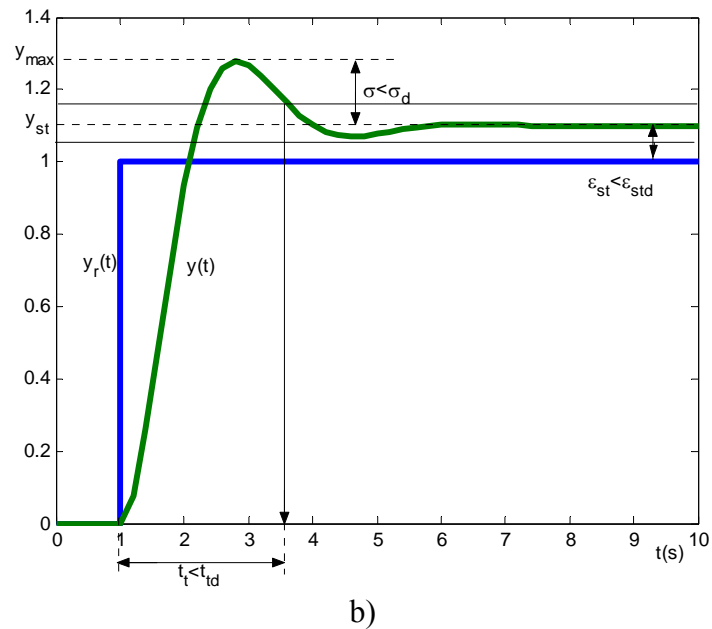
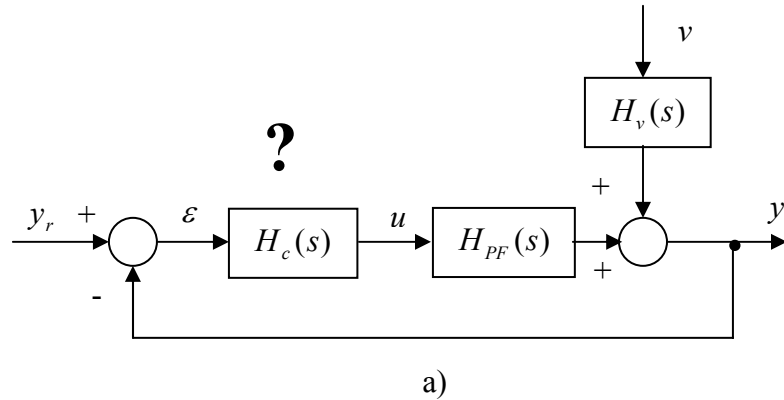
Sinteza convențională a unui SRA constă în determinarea, legii de reglare sau a funcției de transfer al unui compensator/regulator  $H_c(s)$ , conectat cu procesul în buclă închisă (figura 3), astfel încât pe lângă satisfacerea dezideratelor (S) și (R) ale problemei reglării să fie îndeplinită și următoarea listă (minimală) de performanțe ale regimului dinamic și a celui staționar.

- a)  $\sigma \leq \sigma_d$
- b)  $t_t \leq t_{t,d}$
- c)  $\varepsilon_s \leq \varepsilon_{s,d}$

unde indicele  $d$  corespunde unei performanțe dorite (impuse) de beneficiarul instalației respective.

Să fixăm mai precis aceste date:

- Condiția (S) ne spune că sistemul rezultat în buclă închisă trebuie să fie stabil (intern asimptotic stabil);
- Condiția (R) dacă este îndeplinită obligă răspunsul indicial să tindă asimptotic ( $t \rightarrow \infty$ ) spre valoarea treptei. În consecință, sistemul fiind sigur precis la  $y_r(s) = \frac{1}{s}$  condiția ca  $\varepsilon_s \leq \varepsilon_{s,d}$  se referă la eroarea staționară la rampă, deci la eroarea de viteză  $\varepsilon_v \leq \varepsilon_{v,d}$ ; această condiție nu este întotdeauna precizată.



*Figura 3. Sinteza unui SRA*  
a) *schema functională bloc; b) performanțe dorite.*

Există mai multe procedee prin care se realizează sinteza convențională:

1. Sinteza prin metoda locului geometric al rădăcinilor;
2. Sinteza în frecvență;
3. Sinteza exactă (metoda poli-zero-uri);
4. Metode speciale.

Se vor prezenta câteva din aceste metode accentul punându-se pe metodele practice de proiectare.

## 8.2. Metode speciale de sinteză

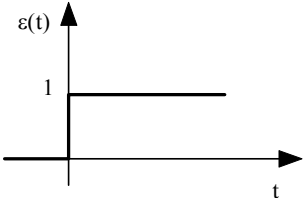
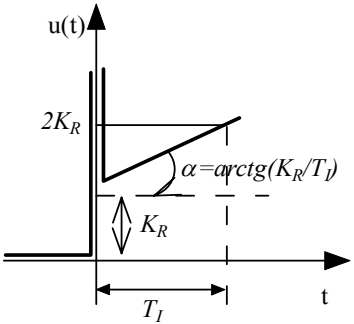
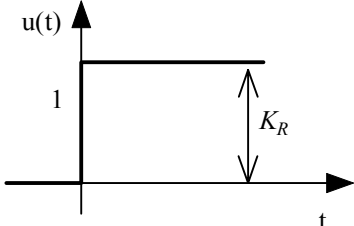
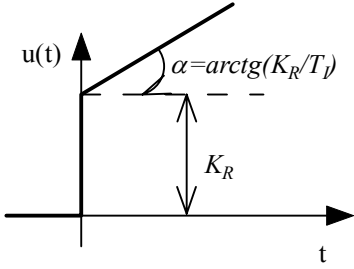
În practică, de cele mai multe ori se dispune de un regulator standard (tipizat), sinteza SRA fiind centrată pe alegerea și acordarea acestui regulator.

a. Alegerea regulatorului automat constă în stabilirea tipului de regulator (specializat sau unificat, continuu sau discret), precum și a legii de comandă.

Se poate recurge la una din următoarele metode:

- alegerea tipului de regulator și a legii de comandă (vezi tabelul 1) pe baza experienței obținute în practica industrială; de exemplu, pentru reglarea temperaturii se poate alege un regulator continuu de tip *PI* sau *PID*, nivel *P*, etc.
- pe baza raportului  $\tau/T$  unde  $\tau$  este timpul mort iar  $T$  constanta de timp dominantă a părții fixate; Astfel dacă  $\tau/T = 0,2$  se poate alege un regulator bipozițional; dacă  $\tau/T < 1$  se alege un regulator continuu standard (*PID*) iar dacă  $\tau/T > 1$  se aleg regulatoare speciale (Tabelul 2.)

Tabelul 1. Legi de comandă standard ideale

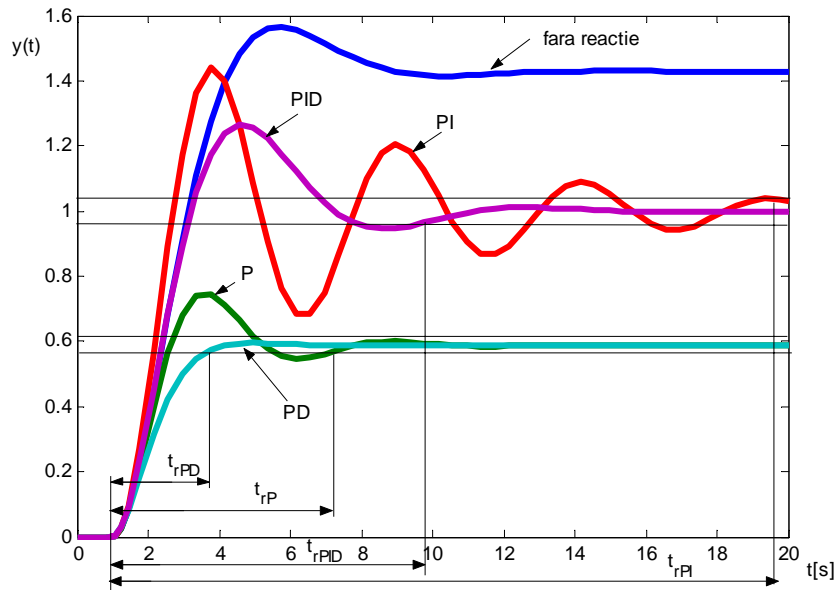
	Tipul regulatorului	Legea de reglare și funcția de transfer $\varepsilon(t) \rightarrow \boxed{H(s)} \rightarrow u(t)$	Alura răspunsului indicial ideal ( $\varepsilon(t) = 1(t)$ ) 
1	PID – proporțional integral derivativ	$u(t) = K_R \cdot \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t \varepsilon(\theta) d\theta + T_d \cdot \frac{d\varepsilon(t)}{dt}$ $u(t) = K_R \left[ \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\theta) d\theta + T_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right]$ $H_C(s) = K_R \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s \right)$	
2	P – proporțional  $T_i \rightarrow \infty$ $T_D = 0$	$u(t) = K_R \cdot \varepsilon(t)$ $H_C(s) = K_R$	
3	PI – proporțional integral  $T_D = 0$	$u(t) = K_R \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int \varepsilon(t) dt$ $u(t) = K_R \left[ \varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\theta) d\theta \right]$ $H_C(s) = K_R \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$	

4	PD proporțional derivativ  $T_I \rightarrow \infty$	$u(t) = K_R \cdot \varepsilon(t) + T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt},$ $u(t) = K_R \left[ \varepsilon(t) + T_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right]$ $H_C(s) = K_R (1 + T_D s)$	
---	---	--	--

**Tabelul 2 Alegerea tipului de regulator după raportul  $\tau / T_{PF}$**

Valoarea $\tau / T_{PF}$	Tipul de regulator ce se recomandă a fi utilizat
0,2	bipozitional
<1,0	RA cu acțiune continuă, cu componentele P, I, D
>1,0	RA cu caracteristici speciale sau sisteme de reglare complexe cu regulatoare având componente P, I, D

Pentru a evidenția influența tipului de regulator asupra comportării SRA, în **Figura 4** au fost trasate răspunsurile în timp ale mărimii de ieșire dintr-un SRA,  $y(t)$ , pentru o variație treaptă a mărimii de intrare,  $y_{ref}(t) = 1(t)$ , în condițiile în care sunt utilizate regulatoarele P, PI, PD și PID.



*Figura 4. Răspunsurile indiciale ale unui SRA pentru diverse regulatoare continue și liniare*

Comparându-se curbele de răspuns, se pot face următoarele aprecieri:

- regulatorul de tip P reduce apreciabil suprareglajul, conduce la un timp tranzitoriu  $t_\tau$  scurt, dar introduce o eroare staționară  $\varepsilon_{st}$  mare;

- prin introducerea componentei  $I$ , regulatorul de tip  $PI$  anulează eroarea staționară la intrare treaptă, însă duce la un suprareglaj mai mare decât la regulatorul  $P$  și la o valoare mare a timpului de răspuns  $t_r$ ;
- prin introducerea componentei  $D$  regulatorul de tip  $PD$  îmbunătățește comportarea dinamică (suprareglajul  $\sigma$  și durata regimului tranzitoriu  $t_r$  sunt mici), însă menține o eroare staționară mare;
- regulatorul de tip  $PID$ , combinând efectele  $P$ ,  $I$  și  $D$ , oferă performanțe superioare atât în regim staționar, cât și în regim tranzitoriu.

Tabelul 3 indică tipul regulatorului adecvat, în funcție de parametrul  $y$  reglat și de valoarea parametrilor părții fixate, cât și unele date orientative privind ordinul de mărime a parametrilor  $K_R$ ,  $T_I$  și  $T_D$ .

**Tabelul 3 Alegerea tipului de regulator în funcție de parametrul reglat**

Parametrul reglat	Tipul regulatorului	Observatii
Nivel	$P$	$\tau / T_{PF}$ mic, pentru $K_{PF}$ mare, $RA$ cu $K_R$ mic
	$PI$	pentru perturbații de debit de intrare și de ieseire în proces
Presiune	$P$	pentru reglări simple
	$PI$	$RA$ cu $BP$ mare și $T_I$ mic pentru lichide; $BP$ mic și $T_I$ mare pentru gaze și abur
	$PID$	Cazuri speciale; performanțe deosebite
Temperatura	$PI$ , $PID$	procesul are $\tau / T_{PF}$ mare
Debit și amestecuri	$PI$	procesul are $T_{PF}$ mic și $K_{PF}$ mare

b. Acordarea regulatorului automat reprezintă ajustarea parametrilor acestuia corespunzător cerințelor procesului. Dacă aceasta ajustare are în vedere o comportare a procesului în funcție de un anumit criteriu (de exemplu, durata minimă a procesului tranzitoriu, influența minimă a perturbațiilor, etc.), acordarea se numește acordare optima.

Se vor prezenta în continuare câteva criterii ce realizează o acordare optimă.

### 8.2.1. Sinteza SRA pornind de la funcția de transfer în circuit închis $H_0(s)$

Criteriul permite acordarea optimă a reguletoarelor pe baza impunerii unei funcții de transfer în circuit închis  $H_{0d}(s)$  astfel încât să fie satisfăcute performanțele de regim tranzitoriu și staționar dorite:

$$H_{0d}(s) = \frac{H_{PF}(s) \cdot H_C(s)}{1 + H_{PF}(s) \cdot H_C(s)} \quad (8.1)$$

Astfel, cunoscând a-priori funcția de transfer a părții fixate a sistemului, rezultă funcția de transfer a regulatorului:

$$H_C(s) = \frac{1}{H_{PF}(s)} \cdot \frac{H_{0d}(s)}{1 - H_{0d}(s)} \quad (8.2)$$

În practică orice sistem, complex sau nu, poate fi aproximat cu un sistem de ordinul II.

$$H_{0d}(s) = K_d \frac{\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (8.3)$$

Pentru un sistem de ordinul II valoarea parametrilor  $\zeta$  și  $\omega_n$  determină performanțele de regim tranzitoriu ale sistemului iar  $K_d$ , factorul de amortizare al sistemului determină performanțele de regim staționar.

În condițiile în care cerințele de performanță impuse nu pot fi satisfăcute cu ajutorul unui model de ordinul doi se vor adăuga acestui model poli și zerouri astfel încât performanțele sistemului să fie satisfăcute cât mai bine. Se obține astfel un model al sistemului sub forma:

$$H_{0d}(s) = K_d \frac{\omega_n}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{\prod_{i=1}^n p_i \prod_{j=1}^m (s + z_j)}{\prod_{j=1}^m z_j \prod_{i=1}^n (s + p_i)} \quad (8.4)$$

unde  $p_i$  și  $z_i$  reprezintă poli și zerouri suplimentari introduși în model pentru satisfacerea performanțelor dorite.

Gradul de complexitate al funcției  $H_{0d}(s)$  și  $H_{PF}(s)$  determină gradul de complexitate al legii de reglare impunându-se verificarea realizabilității algoritmului de reglare (excesul polilor față de zerourile funcției de transfer a compensatorului să fie mai mare sau egală cu zero -  $e_{H_C} \geq 0$ ).

Pentru procesele tehnologice este îndeplinită relația  $e_{H_{PF}} \geq 0$  iar din relația 9.1 rezultă:

$$e_{H_{0d}} = e_{H_{PF}} + e_{H_C} \quad (9.5)$$

Este evident că pentru asigurarea realizabilității algoritmului de reglare trebuie să avem:

$$e_{H_{0d}} \geq e_{H_{PF}} \quad (9.6)$$

Condiția 9.6 permite a stabili numărul minim de poli și zerouri suplimentari introduși în modelul de ordinul doi astfel încât să fie satisfăcută și condiția de realizabilitate fizică a algoritmului de reglare.

Cel mai folosit model al funcției de transfer în circuit închis dorite  $H_{0d}(s)$  rămâne însă sistemul de ordinul doi.



### 8.2.2. Criteriul modulului. Varianta Kessler.

Este un criteriu ce permite acordarea optimă a reguletoarelor destinate proceselor rapide (fără timp mort  $\tau = 0$ ). Criteriul asigură o bună comportare a SRA la anumite clase de referințe și perturbații.

Dacă funcția de transfer a părții fixate (procesul) nu conține poli în origine atunci se poate scrie sub următoarea formă:

$$H(s) = \frac{K_f}{\prod_k (1 + sT_k) \cdot \prod_i (1 + sT_{\gamma i})} \quad (8.7)$$

unde  $T_k$  sunt constantele principale și  $T_{\gamma i}$  constantele de timp parazite ( $T_{\gamma i} \leq 5 \div 10 \cdot T_k$ )

Dacă se notează cu  $T_\Sigma = \sum_i T_{\gamma i}$  se poate rescrie  $H(s) = \frac{K_f}{(1 + sT_\Sigma) \prod_k (1 + sT_k)}$

Pentru o astfel de funcție de transfer este necesar un regulator a cărui funcție de transfer să fie de forma:

$$H_c(s) = \frac{\prod_j (1 + sT_j)}{K_c s} \quad (8.8)$$

cu  $K_c = 2K_f T_\Sigma$  și  $T_j = T_k$

Dacă funcția de transfer a părții fixate (procesul) are un pol în origine:

$$H(s) = \frac{K_f}{s \cdot \prod_k (1 + sT_k) \cdot \prod_i (1 + sT_{\gamma i})} = \frac{K_f}{s \cdot (1 + sT_\Sigma) \prod_k (1 + sT_k)} \quad (8.9)$$

se adoptă pentru regulator o funcție de transfer:

$$H_c(s) = \frac{\prod_j (1 + sT_j)}{K_c} \quad (8.10)$$

cu  $K_c = 2K_f T_\Sigma$  și  $T_j = T_k$

Criteriul asigură precizia sistemului la intare treaptă,  $\sigma = 4.5\%$  și o durată a procesului tranzitoriu de  $t_t \equiv 6,73T_\Sigma$ .

Criteriul este destinat acordării optime a SRA destinate proceselor rapide (acționării electrice, reglajul de tensiune la generator, etc.)

### 8.2.3. Criteriul suprafeței minime a erorii (Ziegler-Nichols) de acordare experimentală optimă a RA liniare și continue

Criteriul face parte din categoria metodelor experimentale de acordare, bazate pe atingerea limitei de stabilitate. Aceste metode nu necesită identificarea prealabilă a modelului părții fixate, ele aplicându-se cu bucla de reglare în funcțiune, cu referința și perturbațiile menținute constante și cu modificarea parametrilor regulatorului, până ce

SRA atinge limita de stabilitate. Este un criteriu de minimizare a erorii dintre răspunsul real și ideal.

Ținând seama de o serie de particularități (sisteme cu regim oscilant sau sisteme cu  $\varepsilon_{st} \neq 0$ ) Ziegler și Nichols au propus următoarea metodologie de acordare a regulatorului automat:

- se trece regulatorul pe lege de comanda P;
- se mărește factorul de amplificare al acestuia (se micșorează BP) până când se ajunge la limita de stabilitate, sistemul fiind deci sediul unor oscilații întreținute, și se notează perioada oscilațiilor cu  $T_{lim}$  și amplificarea la limita de stabilitate  $K_{Rlim}(BP_{lim})$ .

Criteriul este aplicabil în forma clasică pe o structură simplă de sistem de reglare automată cu o singură mărime de intrare și o singură mărime de ieșire (Figura 9.3.).

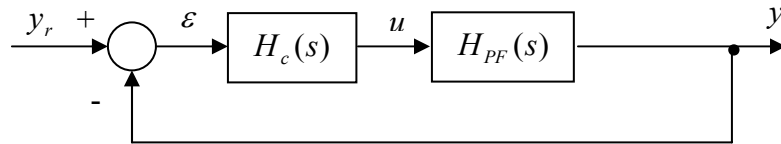


Figura 5. Schema bloc a sistemului de reglare automată

$H_{PF}(s)$  – reprezintă partea fixată a sistemului de reglare automată

$H_C(s)$  – funcția de transfer a sistemului compensator/regulator.

În acest caz sistemul compensator este un regulator PID pentru care dependența dinamică între mărimea de comandă  $u(t)$  și mărimea de eroare este de forma:

$$u(t) = K_p \varepsilon(t) + K_I \int_0^t \varepsilon(t) dt + K_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (8.11)$$

unde :  $u(t)$  reprezintă mărimea de comandă (ieșirea regulatorului);

$\varepsilon(t) = y_{ref}(t) - y(t)$  este mărimea de eroare;

$K_p$ - constanta de proporționalitate;

$K_I$  - constanta de integrare;

$K_D$  - constanta de derivare.

Expresia este prezentată pentru sisteme cu acțiune inversă. În cazul în care sistemul este cu acțiune directă

$$\varepsilon(t) = y(t) - y_{ref}(t)$$

Relația (9.11) anterior definită este folosită pentru alegerile de tip paralel sau cu amplificarea independentă.

O altă formă de prezentare pentru interdependența intrare ieșire a unui regulator PID este:

$$u(t) = K_c \left( \varepsilon(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \varepsilon(t) dt + T_D \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \right) \quad (8.12)$$

Relația de definire (9.12) este impusă de ISA (Instrumentation Systems and Automation Society). Într-o astfel de prezentare constantele reprezintă:

$K_c$  - amplificarea de comandă;

$T_I$  - constanta de timp de integrare;

$T_D$  - constanta de timp de derivare.

Relația (8.11) este definită pentru o marcare a timpului în secunde iar relația (8.12) pentru o marcare a timpului în minute.

Interdependența celor două familii de parametrii este imediată

$$K_p = K_c$$

$$K_I = \frac{K_c}{T_I}$$

$$K_D = K_c \cdot T_D$$

Stabilirea parametrilor regulatorului PID cu ajutorul criteriului Ziegler–Nichols este deosebit de simplă și se bazează exclusiv pe limita de stabilitate a sistemului funcționând în circuit închis. Este necesar să stabilim *factorul de amplificare limită*, deci factorul de amplificare care asigură funcționarea auto-oscilantă a sistemului funcționând în circuit închis. De asemenea este necesară stabilirea *perioadei de oscilație* pentru un astfel de regim.

Dacă vom nota  $K_{lim}$  valoarea amplificării care asigură funcționarea la limita de stabilitate și  $T_{lim}$  perioada de auto-oscilație a sistemului parametrii regulatorului se determină pe baza relațiilor prezentate în *Tabelul 4*.

*Tabelul 4*

Regulator	$K_c$	$T_I$	$T_D$
P	$0.5 \cdot K_{lim}$	-	-
PI	$0.45 \cdot K_{lim}$	$T_{lim}/1,2$	-
PID	$0.6 \cdot K_{lim}$	$T_{lim}/2$	$T_{lim}/8$

Valorile parametrilor din *Tabelul 4* caracterizează structura regulatorului din relația (9.12). Conversia valorilor parametrilor pentru forma de prezentare 9.11 este imediată (vezi *Tabelul 5*).

*Tabelul 5*

Regulator	$K_p$	$K_I$	$K_D$
P	$0.5 \cdot K_{lim}$	-	-
PI	$0.45 \cdot K_{lim}$	$0.54 \cdot \frac{K_{lim}}{T_{lim}}$	-
PID	$0.6 \cdot K_{lim}$	$1.2 \cdot \frac{K_{lim}}{T_{lim}}$	$0.075 \cdot K_{lim} \cdot T_{lim}$

Metoda prezentată este extrem de simplă și ușor de aplicat. Din păcate un astfel de criteriu nu furnizează informații referitoare la performanțele sistemului. Este recomandabil ca odată operația de sinteză terminată să se efectueze evaluarea comportării sistemului în buclă închisă cu regulatorul prin simulare.