

### Cuprins

<i>Laborator 1</i> .....	2
INTERPRETAREA ERORILOR STAȚIONARE ÎN SISTEMELE AUTOMATE ...	2
<i>Laborator 2</i> .....	11
MĂRIMI DE PERFORMANȚĂ ALE SISTEMULUI DE REGLARE AUTOMATĂ .....	11
<i>Laborator 3</i> .....	17
STRUCTURI DE REGLARE CALCULATE PRIN METODA GUILLEMIN-TRUXAL .....	17
<i>Laborator 4</i> .....	21
CORECȚIA ÎN CAZUL METODEI GUILLEMIN-TRUXAL .....	21
<i>Laborator 5</i> .....	26
CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODE FRECVENȚIALE PE BAZA SISTEMULUI ECHIVALENT DE ORDINUL DOI .....	26
<i>Laborator 6</i> .....	30
CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODE FRECVENȚIALE PE BAZA SISTEMULUI ECHIVALENT DE ORDINUL DOI .....	30
<i>Laborator 7</i> .....	34
ACORDAREA REGULATOARELOR CU METODELE MODULULUI ȘI SIMETRIEI.....	34
<i>Laborator 8</i> .....	38
CALCULUL REGULATOARELOR ÎN CAZUL REGLĂRII ÎN CASCADĂ.....	38
<i>Laborator 9</i> .....	41
CALCULUL REGULATORELOR PENTRU PROCESE CU TIMP MORT FOLOSIND MARGINEA DE FAZĂ .....	41
<i>Laborator 10</i> .....	46
CALCULUL REGULATOARELOR PENTRU PROCESE CU TIMP MORT UTILIZÂND METODA ZIEGLER-NICHOLS .....	46
<i>Laborator 11</i> .....	53
INTRODUCERE ÎN STEP 7. APLICAȚII .....	53
<i>Laborator 12</i> .....	66
STUDIUL INFLUENȚEI PARAMETRILOR DE ACORD AI REGULATOARELOR. APLICAȚIE PRACTICĂ.....	66

## Laborator 1

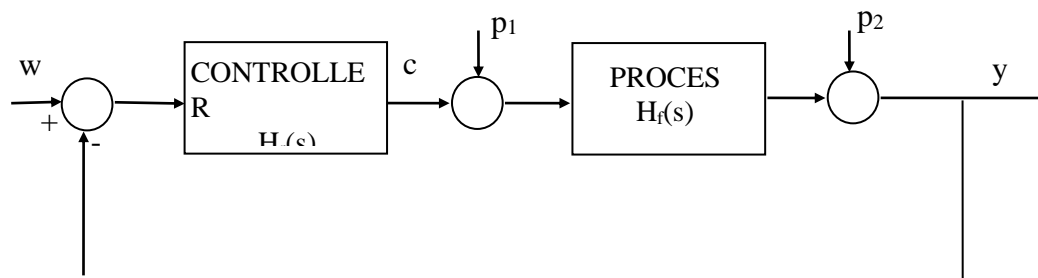
### INTERPRETAREA ERORILOR STAȚIONARE ÎN SISTEMELE AUTOMATE

#### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- analiza și interpretarea erorilor staționare de *urmărire* și de *reglare*;
- studiul influenței componentelor P, I și D ale algoritmilor de reglare asupra erorilor staționare
- interpretarea *caracteristicii externe*.

#### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Structura unui sistem de reglare automată este prezentată în figura de mai jos, figura 1:



**Figura 1.1.** Structura unui sistem de reglare

w- semnal de referință

c - semnal de comandă

$\varepsilon$ - semnal de eroare

y - semnal de ieșire

$H_o(s)$  - funcția de transfer a sistemului închis

$H_d(s)$  - funcția de transfer a sistemului deschis

$H_f(s)$  - funcția de transfer a părții fixate

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

---

Semnalul de eroare este:

$$\varepsilon(s) = w(s) - y(s) = (1 - H_o(s)) \cdot w(s) \quad (1.1)$$

$$\text{sau: } \varepsilon(s) = \frac{1}{(1 + H_d(s))} \cdot w(s).$$

Din teorema valorii finale se va determina eroarea staționară ca fiind:

$$\varepsilon_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \varepsilon(s) = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) \quad (1.2)$$

$$\text{deci: } \varepsilon_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot (1 - H_o(s)) \cdot w(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s}{(1 + H_d(s))} \cdot w(s)$$

Se definesc:

- eroarea staționară la poziție;

$$w(t) = u_o(t) \text{ deci } w(s) = \frac{1}{s}$$

$$\varepsilon_{stp} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot (1 - H_o(s)) \cdot \frac{1}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} (1 - H_o(s)) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{(1 + H_d(s))} = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} H_d(s)}$$

$$\varepsilon_{stp} = \frac{1}{1 + c_p} \quad (1.3)$$

- eroarea staționară la viteză;

$$w(t) = t \text{ deci } w(s) = \frac{1}{s^2}$$

$$\varepsilon_{stv} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot (1 - H_o(s)) \cdot \frac{1}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(1 - H_o(s))}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s \cdot (1 + H_d(s))} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s \cdot H_d(s)}$$

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

---

$$\varepsilon_{stv} = \frac{1}{c_v} \quad (1.4)$$

- eroarea staționară la accelerație.

$$w(t) = \frac{t^2}{2} \text{ deci } w(s) = \frac{1}{s^3}$$
$$\varepsilon_{sta} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot (1 - H_o(s)) \cdot \frac{1}{s^3} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(1 - H_o(s))}{s^2} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2 \cdot (1 + H_d(s))} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2 \cdot H_d(s)}$$
$$\varepsilon_{sta} = \frac{1}{c_a} \quad (1.5)$$

În caz general avem:

$$w(t) = \frac{t^n}{n!} \text{ deci } w(s) = \frac{1}{s^{n+1}}$$
$$\varepsilon_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^n \cdot H_d(s)} = \frac{1}{c} \quad (1.6)$$

Din formulele de calcul a erorilor staționare și a coeficienților de eroare se deduce că:

- dacă pe calea directă nu există efect integrator atunci:
  - eroarea staționară la poziție este finită și nenulă, iar prin creșterea factorului de amplificare pe calea directă poate fi făcută oricât de mică;
  - eroarea staționară la viteză este infinită;
  - eroarea staționară la accelerație este infinită;
- dacă pe calea directă există un integrator atunci:
  - eroarea staționară la poziție este nulă;
  - eroarea staționară la viteză este finită și nenulă;
  - eroarea staționară la accelerație este infinită;
- dacă pe calea directă există un dublu integrator:
  - eroarea staționară la poziție este nulă;
  - eroarea staționară la viteză este nulă;

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

- eroarea staționară la accelerație este finită și nenulă.

Un sistem de reglare automată poate funcționa în *regim de urmărire* sau în *regim de reglare*:

- În *regim de urmărire*  $p_1=0$ ,  $p_2=0$ , referința are o variație oarecare în timp și se impune ieșirii să urmărească cât mai fidel referința. Se consideră următoarele situații:
  - dacă referința este o treaptă se impune un regulator *simplicu integrator*
  - dacă referința este o rampă se impune un regulator *dublu integrator*;
- În *regim de reglare* referința este constantă iar perturbațiile sunt diferite de zero; condiția care se impune ieșirii este să rămână constantă - analog cu referința - indiferent de perturbații. Sistemul are deci capacitatea de a rejecta perturbațiile externe.

$\varepsilon_{stp}$	$p_1, p_2$	$H_f(s)$	$H_r(s)$
0	$p_1=0$ $p_2=\text{treaptă}$	oarecare	simplicu integrator
0	$p_1=0$ $p_2=\text{treaptă}$	integrator	proporțional
0	$p_1=\text{treaptă}$ $p_2=0$	integrator	dublu integrator
0	$p_1=\text{treaptă}$ $p_2=0$	oarecare	simplicu integrator

Pentru rejectarea perturbațiilor în regim staționar se consideră următoarele situații:

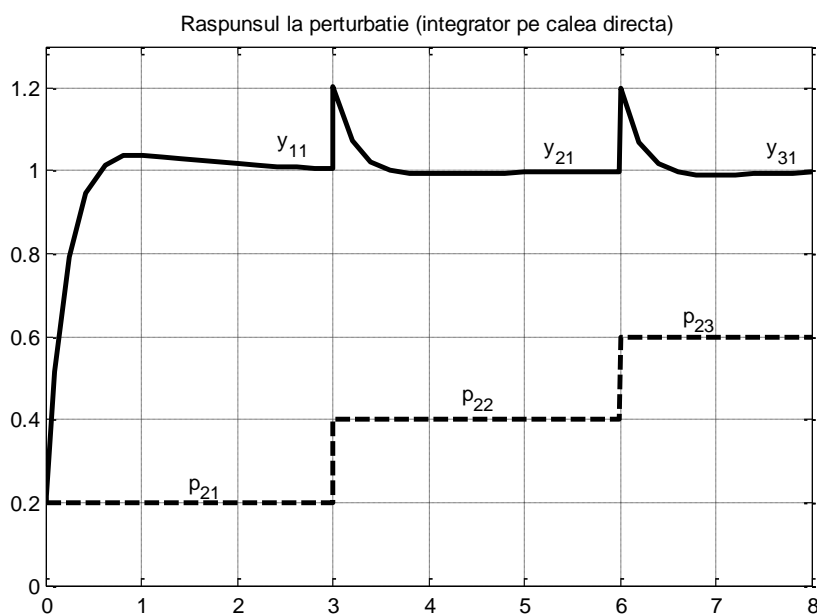
- $p_1=0$ ,  $p_2=\text{treaptă}$  - pe calea directă e necesar un integrator;
- $p_1=0$ ,  $p_2=\text{rampă}$  - pe calea directă e necesar un dublu integrator;
- $p_1=\text{treaptă}$ ,  $p_2=0$  iar  $H_f$  nu are caracter integrator, atunci se impune folosirea unui regulator simplicu integrator;
- $p_1=\text{treaptă}$ ,  $p_2=0$  iar  $H_f$  este un integrator atunci se va folosi un regulator dublu integrator.

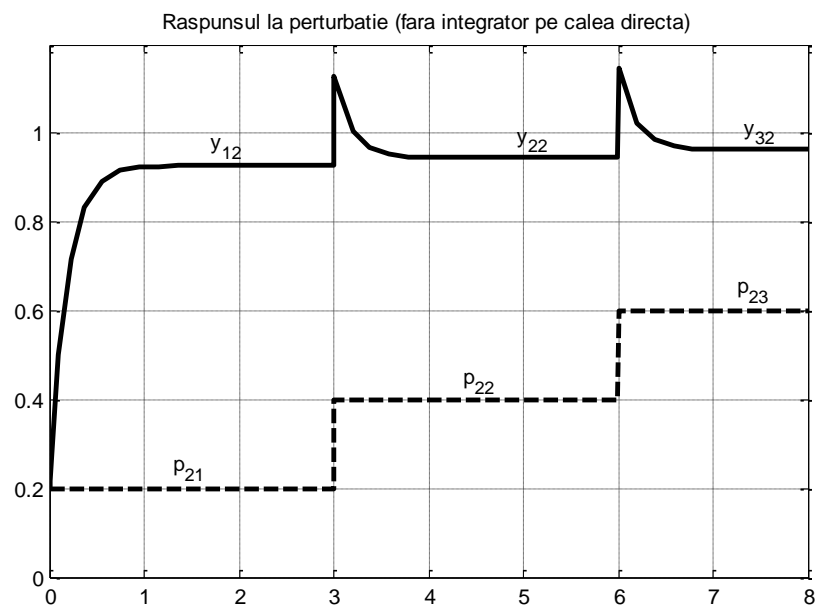
## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

În anumite situații pentru  $p_1 = 0$  și referință treaptă, mărimea perturbatoare  $p_2$  constituie sarcina instalației din partea fixată. Dependența:

$$y(\infty) = f(p_2(\infty)) \mid w = u_0$$

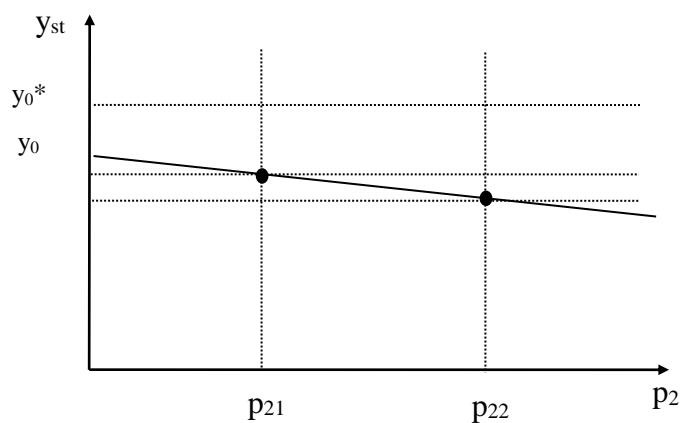
constituie caracteristica *externă* sau de *sarcină* a instalației supuse reglajului automat. De remarcat că în lipsa buclei de reglare automată, caracteristica amintită pentru comandă constantă constituie *caracteristica externă naturală* a acestei instalații. Ridicarea unei caracteristici de *sarcină* face apel la ipoteza cvasistaționarității. Astfel, după ce s-a epuizat regimul tranzitoriu de urmărire se aplică succesiv treptele de perturbație  $p_{21}, p_{22}, p_{23}, \dots$  rezultând valorile staționare  $y_{11}, y_{21}, y_{31}, \dots$  respectiv  $y_{12}, y_{22}, y_{32}, \dots$ . Presupunând, în primul caz, că pe calea directă nu există un integrator iar în cel de-al doilea caz, presupunând un regulator cu componentă integratoare pe calea directă, rezultă regimurile tranzitorii reprezentate în figura 2:





**Figura 1.2.** Regimurile tranzitorii

Reunind într-un grafic valorile staționare, se obțin *caracteristicile de sarcină* care pot fi *rigide* sau *căzătoare*.

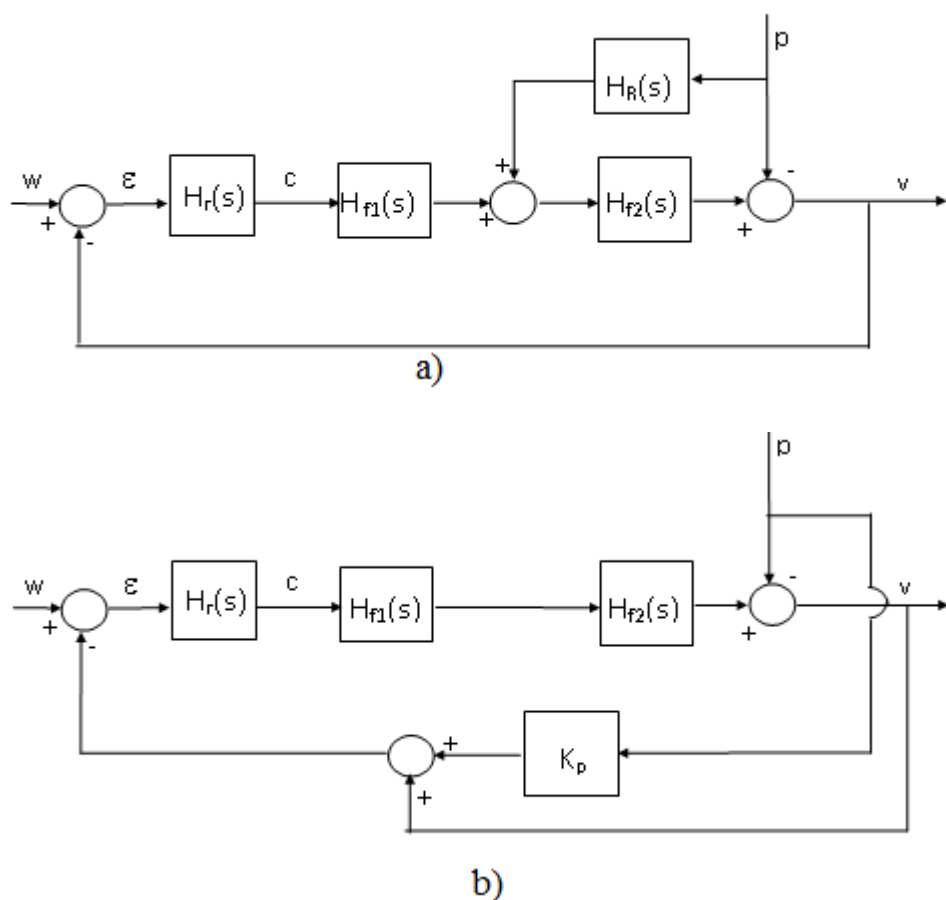


**Figura 1.3.** Caracteristica de sarcină

Cu cât amplificarea pe calea directă este mai mare, cu atât înclinarea acestor caracteristici este mai redusă. În multe aplicații practice este necesară modificarea *caracteristicii de sarcină* de obicei în sensul reducerii înclinării.

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

În vederea obținerii unor erori staționare nule fără a avea elemente integratoare se folosesc structuri speciale de reglare. Elementele integratoare reduc marginea de fază a sistemelor ducând la instabilitate, de aceea în anumite aplicații practice se vor evita. Se consideră structurile de reglare de mai jos (figura 1.4) pentru care se asigură rejectarea perturbațiilor fără a fi necesar un element de integrare. În acest caz, ieșirea în raport cu perturbația tinde asimptotic la zero.



**Figura 1.4.** Rejectarea perturbației a) cu un regulator suplimentar  $H_{RP}$ , b) cu reacție de la perturbație

### 4. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

1. Se consideră un proces caracterizat prin  $H_f(s) = \frac{1}{s(s+1)}$ , se cere determinarea regulatorului proporțional care asigură o eroare staționară la viteză mai mică de 0,1.

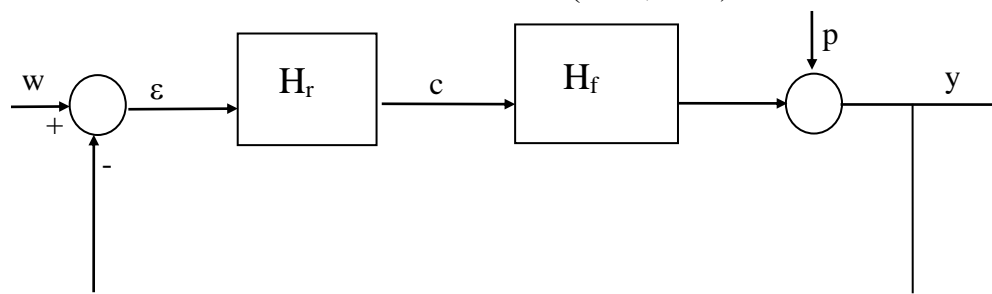


## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

2. Pentru structura din *figura 1.5* se consideră partea fixată caracterizată prin

$$H_f(s) = \frac{5}{2s+1}.$$

- Folosind MATLAB-ul să se evidențieze erorile staționare la poziție și viteză atunci când pe calea directă se consideră un regulator proporțional cu  $V_r=1, 2, 5$  iar apoi un regulator PI cu  $T_i=1$  și  $V_r=2$ .
- Să se scrie funcția de transfer în raport cu perturbația “p” și să se evidențieze efectul perturbației asupra ieșirii în cazul unui regulator proporțional și a unui regulator PI. ( $V_r=2, T_i=1$ );
- Considerând perturbația “p” variind în trepte, să se urmărească răspunsul sistemului la o referință treaptă unitară. Treptele de perturbație sunt :0.2, 0.3, 0.4. Se va ridica caracteristica de sarcină ( $V_r=2, T_i=1$ ).



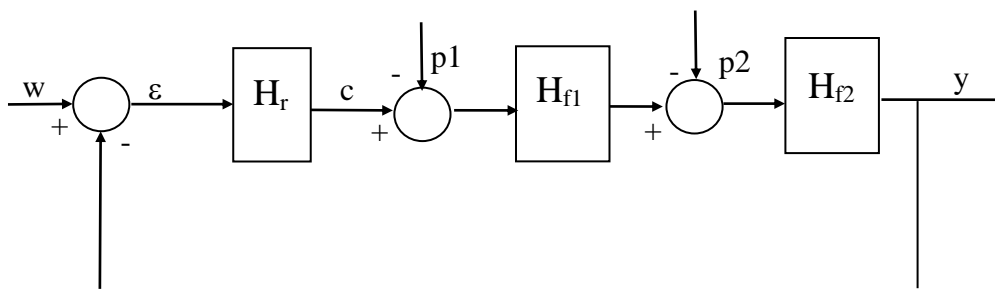
**Figura 1.5.** Structura de reglare pentru problema 2

3. Se consideră sistemul din *figura 1.6* pentru care avem  $H_{f1}(s) = \frac{1}{s}$  și

$$H_{f2}(s) = \frac{1}{s+2}.$$

Să se scrie funcțiile de transfer în raport cu perturbațiile p1 și p2

și să se evidențieze răspunsul sistemului în raport cu aceste perturbații treaptă.

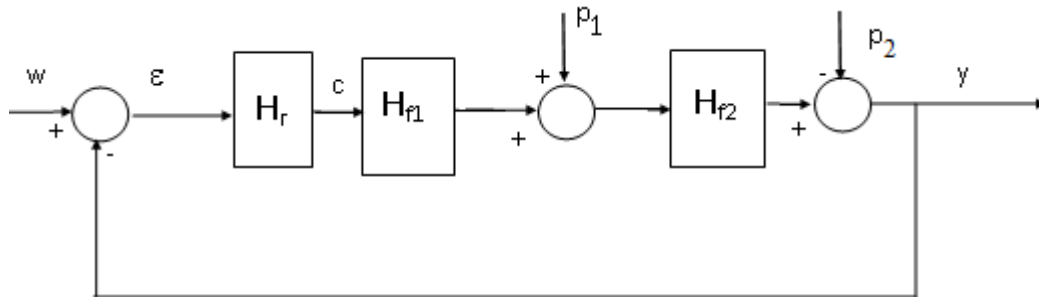


**Figura 1.6.** Structura de reglare pentru problema 3

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

4. Se consideră sistemul în buclă închisă din *figura 1.7* pentru care avem

$$H_{f1}(s) = \frac{1}{20s+1} \text{ și } H_{f2}(s) = \frac{0.5}{s}, \text{ cu regulatorul } H_R(s) = V_R, \text{ cu } V_R \in (2 \div 10).$$

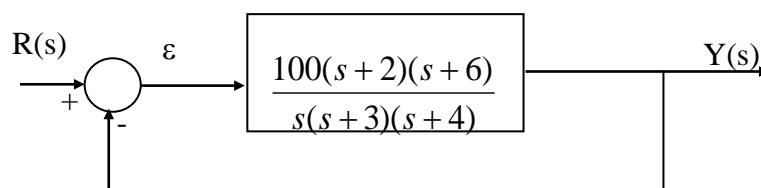


**Figura 1.7.** Structura de reglare pentru problema 4

Să se studieze comportarea sistemului considerând următoarele situații:

- la o referință treaptă unitară
- la o referință rampă unitară
- la o perturbație  $p_1$  treaptă de valoare 0.2
- la o perturbație  $p_2$  treaptă de valoare 0.1

5. Fiind dată structura de reglare din *figura 1.8*, să se calculeze erorile staționare pentru referințe de  $5r(t)$ ,  $5tr(t)$ ,  $5t^2r(t)$ , unde  $r(t)$  este semnal treaptă unitară.



**Figura 1.8.** Structura de reglare pentru problema 5

## Laborator 2

### MĂRIMI DE PERFORMANȚĂ ALE SISTEMULUI DE REGLARE AUTOMATĂ

#### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- prezentarea mărimilor de performanță în regim staționar și în regim tranzitoriu a unui sistem de reglare automată;
- prezentarea mărimilor de performanță exprimate în domeniul frecvențial.

#### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

##### 2.1. Mărimi de performanță în domeniul timp

##### 2.1.1. Mărimi de performanță în *regim staționar*

**Eroarea staționară**, calculată cu teorema valorii finale:

$$\varepsilon_{st} = \lim_{s \rightarrow 0} [s \cdot \varepsilon(s)] \quad (2.1)$$

<b>Semnal</b> <b>Sistem</b>	Treaptă	Rampă	Parabolă
Proportional	$\varepsilon_{stp} = \frac{1}{1 + c_p}$	$\infty$	$\infty$
Simplu integrator	0	$\varepsilon_{stv} = \frac{1}{c_v}$	$\infty$
Dublu integrator	0	0	$\varepsilon_{sta} = \frac{1}{c_a}$

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

---

Coeficienții de poziție, viteză, accelerație:

$$c_p = \lim_{s \rightarrow 0} [H_d(s)] \quad (2.2)$$

$$c_v = \lim_{s \rightarrow 0} [s \cdot H_d(s)] \quad (2.3)$$

$$c_a = \lim_{s \rightarrow 0} [s^2 \cdot H_d(s)] \quad (2.4)$$

### 2.1.2. Mărimi de performanță în **regim tranzitoriu**

Performanțele în acest regim se referă la rapiditate și la alura semnalului.

#### 2.1.2.1. Sisteme de ordin 1

Un sistem de ordin 1, fără zerouri, va avea funcția de transfer dată de:

$$H(s) = \frac{k}{\tau s + a} = \frac{k/\tau}{s + a/\tau} \quad (2.5)$$

Considerând diverse criterii de stabilitate (10%, 5% respectiv 2%), pe baza constantei de timp se poate determina timpul de răspuns al sistemului:

- $\tau = \frac{90\% t_s}{2.3} \quad (2.6)$

- $\tau = \frac{95\% t_s}{3} \quad (2.7)$

- $\tau = \frac{98\% t_s}{4} \quad (2.8)$

#### 2.1.2.2. Sisteme de ordin 2

Întrucât în cele mai multe aplicații ale sistemului de urmărire structura unui sistem de ordinul doi oscilant amortizată satisface în suficientă măsură regimul tranzitoriu, mărimile de performanță se vor determina pentru acest sistem:

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

---

$$H_o(s) = \frac{k}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.9)$$

unde  $\omega_n$  este pulsația liberă neamortizată, iar  $\zeta$  este coeficientul de amortizare.

Rapiditatea este analizată prin  **timpul de răspuns (sec)**, adică timpul în care semnalul de ieșire ajunge constant:

$$t_r = \frac{1}{\zeta\omega_n} \cdot \ln\left(\frac{1}{0.05 \cdot \sqrt{1-\zeta^2}}\right) \text{ sau practic } t_r \cong \frac{4}{\zeta\omega_n} [\text{sec}] \quad (2.10)$$

Mărimile de performanță care analizează forma regimului tranzitoriu sunt **suprareglajul (%)**:

$$\sigma = \frac{y_{\max} - y_{st}}{y_{st}} \cdot 100 [\%] \text{ sau } \sigma = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (2.11)$$

și **raportul de cadere** (Decay-Ratio), care este raportul a două maxime succesive, de aceeași polaritate.

O alta mărime de performanță a regimului tranzitoriu este **abaterea maximă** ( $\Delta y$ ).

O altă mărime de performanță este **peak time (sec)**, adică timpul la care răspunsul sistemului atinge prima valoare maximă:

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} [\text{sec}] \quad (2.12)$$

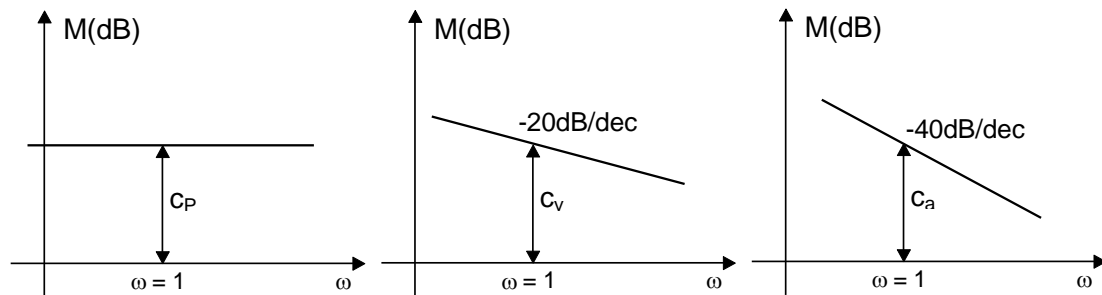
**Rise time (sec)** reprezintă timpul necesar pentru ca răspunsul sistemului să ajungă de la 10% la 90% din valoarea sa staționară.

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

### 2.2. Mărimi de performanță în domeniul frecvențial

#### 2.2.1. Mărimi de performanță în **regim staționar**

Mărimile de performanță în regim staționar apar în zona pulsațiilor joase ( $\omega \rightarrow 0$ ), legate de asimptota de joasa frecvență:



**Figura 2.1.** Mărimi de performanță în regim staționar, frecvențial

#### 2.2.2. Mărimi de performanță în **regim tranzitoriu**

Mărimea de performanță legată de sistemul deschis este **marginea de fază** (distanța de la axa  $-\pi$  până la faza sistemului, acolo unde caracteristica de modul taie axa  $\omega$ ):

$$\gamma_k = \pi + \varphi(\omega) \Big|_{\omega=\omega_t} \quad (2.13)$$

În cazul sistemului de ordinul doi există relația:

$$\gamma_k = \arccos\left(\frac{1}{2\xi^2 + \sqrt{1 + 4\xi^4}}\right) \quad (2.14)$$

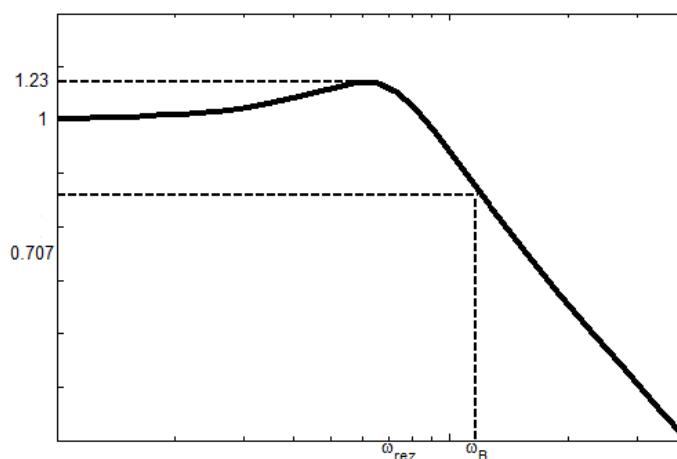
Mărimea de performanță legată de sistemul închis este **banda de trecere**, care pentru sistemul de ordinul doi este definită prin relația:

$$\Delta\omega_B = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4}} \quad (2.15)$$

### 3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

1. Fiind dat procesul caracterizat de următoarea funcție de transfer:

$$H_f(s) = \frac{100}{s^2 + 15s + 100} \text{ să se găsească } t_p, \sigma, t_r \text{ și } t_s$$



**Figura 2.2.** Banda de trecere

2. Fiind dat procesul de ordin 1,  $H_f(s) = \frac{2}{10s + 3}$  să se estimeze timpul de răspuns. Să se verifice rezultatele folosind Matlab.

3. Se consideră partea fixată  $H_f(s) = \frac{1}{2s + 1}$  și regulatorul

a)  $H_R(s) = 2$

b)  $H_R(s) = \frac{2}{s}$

c)  $H_R(s) = \frac{10}{s}$

d)  $H_R(s) = \frac{2}{s^2}$

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

---

Să se evidențieze mărimile de performanță în regim staționar și tranzitoriu atât în domeniul timp cât și în domeniul frecvențial, folosind mediul de programare Matlab. Să se compare valorile pentru cele trei cazuri de reglatoare.



## **Laborator 3**

### STRUCTURI DE REGLARE CALCULATE PRIN METODA GUILLEMIN-TRUXAL

#### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- însușirea metodei de calcul a structurilor de reglare folosind metoda Guillemin-Truxal
- familiarizarea cu formele de variație ale ieșirii  $y(t)$  pentru diferite seturi de performanțe uzuale
- interpretarea gradului de afectare a performanțelor impuse folosind structuri simplificate de reglare
- însușirea metodelor de calcul a structurilor de reglare bazate pe reprezentarea grafică

#### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Pentru sisteme rapide - acolo unde metoda Guillemin-Truxal de calcul a structurii de reglare este comodă - setul de performanțe uzual prevede:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{stp} = 0 \\ \varepsilon_{stv} < \varepsilon_{stv}^* \\ t_r < t_r^* \\ \sigma < \sigma^* \\ \Delta\omega_B < \Delta\omega_B^* \end{array} \right.$$

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

---

Ipoteza fundamentală pe care se bazează metoda, consideră sistemul închis echivalent unuia de ordinul doi:

$$H_o(s) = H_{02} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.1)$$

Cunoscând partea fixată  $H_f(s)$ , uzual de forma:

$$H_f(s) = \frac{K_f}{s(T_f s + 1)} \quad (3.2)$$

se poate determina ușor regulatorul:

$$H_R(s) = \frac{1}{H_f(s)} \cdot \frac{H_{02}(s)}{1 - H_{02}(s)} \quad (3.3)$$

Evident  $\xi$  și  $\omega_n$  se aleg în acord cu setul de performanțe impus.

O problemă care apare constă în aproximarea structurii de reglare calculate - complicate, greu realizabile - cu una mai simplă și mai ușor realizabilă, dar care poate conduce la îndeplinirea performanțelor. Dacă se calculează regulatorul cu relațiile de mai sus, rezultă:

$$H_R(s) = \frac{\omega_n / 2\xi \cdot (T_f s + 1)}{K_f \cdot \left( 1 / 2\xi\omega_n s + 1 \right)} \quad (3.4)$$

Dacă  $T_f \cong \frac{1}{2\xi\omega_n}$ , un regulator P, mai simplu ar îndeplini cu oarecare

aproximare performanțele. Problema este o verificare în acest caz dacă aproximația poate fi admisă.

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

---

În cazul unor procese având mai mult de doi poli, se pot face în anumite condiții diferite aproximări ale funcțiilor de transfer pentru a le aduce la forma dată în ecuația (3.1). Modalitatea cea mai uzuală de aproximare a unor dinamici de ordin superior este prin simplificarea funcției de transfer, pe baza identificării polilor dominanți.

### 3. PAȘII DE CALCUL

Din valoarea impusă pentru suprareglaj,  $\sigma < \sigma^*$ , se calculează valoarea factorului de amortizare,  $\xi$ , corespunzător:

$$\xi = \frac{|\ln(\sigma)|}{\sqrt{\ln^2(\sigma) + \pi^2}} \quad (3.5)$$

Ținând cont de valoarea timpului de răspuns impus,  $t_r < t_r^*$ , se calculează pulsația naturală,  $\omega_n$ :

$$\omega_n = \frac{4}{t_r \cdot \xi} \quad (3.6)$$

Se verifică valoarea coeficientului la viteză, ținând cont de valorile calculate la (3.5), respectiv (3.6):

$$c_v = \frac{\omega_n}{2 \cdot \xi} \quad (3.7)$$

Pe baza coeficientului la viteză se estimează valoarea erorii staționare la viteză:

$$\varepsilon_{stv} = \frac{1}{c_v} \quad (3.8)$$

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

În cazul în care valoarea calculată la (3.8) nu respectă  $\varepsilon_{\text{stv}} < \varepsilon_{\text{stv}}^*$ , se aleg alte valori pentru timpul de răspuns și/sau suprareglaj (mai mici decât cele impuse în specificațiile de performanță), care să asigure îndeplinirea acestei cerințe.

Se verifică îndeplinirea cerinței legată de banda de trecere, utilizând relația:

$$\Delta\omega_B = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4}} \quad (3.9)$$

Calculul final al regulatorului se bazează pe relația (3.3) sau echivalent (3.4).

### 4. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

1. Pentru partea fixată se consideră:  $K_f = 2$ ,  $T_f = 2$  sec, iar setul de performanțe este:

$$\text{a) } \begin{cases} \varepsilon_{\text{stp}} = 0 \\ t_r^* \leq 40 \text{ sec} \\ \sigma^* \leq 15\% \\ c_v \geq 0,2 \\ \Delta\omega_B^* \leq 2 \text{ rad/sec} \end{cases} ; \text{ b) } \begin{cases} \varepsilon_{\text{stp}} = 0 \\ t_r^* \leq 8 \text{ sec} \\ \sigma^* \leq 15\% \\ c_v \geq 1 \\ \Delta\omega_B^* \leq 2 \text{ rad/sec} \end{cases} ; \text{ c) } \begin{cases} \varepsilon_{\text{stp}} = 0 \\ t_r^* \leq 8 \text{ sec} \\ \sigma^* \leq 10\% \\ c_v \geq 1,5 \\ \Delta\omega_B^* \leq 1,2 \text{ rad/sec} \end{cases}$$

Să se calculeze regulatorul prin metoda Guillemin-Truxal, dacă este cazul să se simplifice și să se evidențieze grafic performanțele.

## **Laborator 4**

### CORECȚIA ÎN CAZUL METODEI GUILLEMIN-TRUXAL

#### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- prezentarea avantajelor corecției în cazul metodei Guillemin-Truxal
- acordarea reguletoarelor pe baza metodei Guillemin-Truxal

#### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

##### 2.1. Corecția cu dipol

Structura de ordinul doi  $H_{02}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$  este simplă, comodă, dar

limitată în posibilități. Pentru un set de performanțe mai sever se recurge la corecția sistemului închis, ajungând la:

$$H_{0c}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{s + z_c}{s + p_c} \cdot \frac{p_c}{z_c} \quad (4.1)$$

Pentru determinarea regulatorului se impune mai întâi calculul structurii închise  $H_{0c}(s)$  în concordanță cu mărimile de performanță impuse, și anume determinarea factorului de amortizare-  $\xi$ , a pulsației naturale-  $\omega_n$ , precum și a dipolului ( $p_c, z_c$ ).

Calculul polului și zeroului de corecție ( $p_c, z_c$ ) este posibil prin diferite metode simple, ținând cont că dacă  $z_c$  și  $p_c$  sunt apropiați (formează un dipol

$\frac{p_c}{z_c} \cong (1,0 \div 1,10)$ ), atunci:

$$\Delta\sigma_c \cong \frac{p_c}{z_c} - 1[\%] \quad (4.2)$$

Va rezulta pentru sistemul de ordinul 2, fără corecție, un suprareglaj dat de:

$$\sigma_2 = \sigma^* - \Delta\sigma_c \quad (4.3)$$

unde  $\sigma^*$  reprezintă suprareglajul impus în specificațiile de performanță.

Pe baza ecuației (4.3) se poate determina factorul de amortizare,  $\xi$ , al structurii de ordinul 2 fără corecție, urmând ca pulsația naturală,  $\omega_n$ , să se determine din alte mărimi de performanță impuse inițial (de exemplu, din timpul de răspuns, similar algoritmului descris în laboratorul 3). Presupunând cunoscute atât factorul de amortizare,  $\xi$ , cât și pulsația naturală,  $\omega_n$ , se determină coeficientul la viteză corespunzător:  $c_{v2} = \frac{\omega_n}{2\xi}$ . Pentru o determinare precisă a dipolului ( $p_c, z_c$ ) se va construi sistemul:

$$\begin{cases} \frac{p_c}{z_c} = 1 + \Delta\sigma_c \\ \frac{1}{c_v^*} = \frac{1}{c_{v2}} - \frac{1}{z_c} + \frac{1}{p_c} \end{cases} \quad (4.4)$$

de unde se deduce:

$$\begin{cases} p_c = \frac{\Delta\sigma_c}{2 \frac{\xi}{\omega_n} - \frac{1}{c_v^*}} \\ z_c = \frac{p_c}{1 + \Delta\sigma_c} \end{cases} \quad (4.5)$$

Verificările care se impun se referă doar la timpul de răspuns. Dacă aceasta este îndeplinită, calculul structurii  $H_{0C}(s)$  este încheiat. Structura de reglare va fi dată de:

$$H_R(s) = \frac{1}{H_f(s)} \cdot \frac{H_{0C}(s)}{1 - H_{0C}(s)} \quad (4.6)$$

În cazul corecției, structura regulatorului va fi una complicată, întrucât:

$$H_R(s) = \frac{\omega_n^2 p_c (s + z_c)(T_f s + 1)}{K_f \left[ z_c s^2 + (2\xi \omega_n z_c + p_c z_c)s + (\omega_n^2 z_c - \omega_n^2 p_c + 2\xi \omega_n) \right]} \quad (4.7)$$

În ipoteza unor poli reali  $\beta_1$  și  $\beta_2$ :

$$H_R(s) = \frac{\omega_n^2 p_c (s + z_c)(T_f s + 1)^2}{K_f^* (s + \beta_1)(s + \beta_2)} \quad (4.8)$$

este evidentă tendința simplificării.

Structura regulatorului final, din ecuația (4.7), se va aduce la o structură de regulator tipizat (P, PI, PD, PID). În acest sens:

a) se caută o simplificare a grupurilor  $\frac{Ts+1}{s+\beta} = \frac{Ts+1}{\beta \left( \frac{1}{\beta} s + 1 \right)} \cong \frac{1}{\beta}$

dacă  $\frac{T}{1/\beta} \in \left( \frac{1}{5} \div 5 \right)$

b) se atașează la constantă de timp mare constantă redusă, conform relației:

$(Ts+1)(T_1 s+1) \cong (T+T_1)s+1$ , dacă  $T \gg T_1$ .

c) se simplifică grupul  $\frac{Ts+1}{\beta \left( \frac{1}{\beta} s + 1 \right)} \cong \frac{1}{\beta} \left[ \left( T - \frac{1}{\beta} \right) s + 1 \right]$  dacă  $T > 5 \cdot \frac{1}{\beta}$ ,

respectiv  $\frac{Ts+1}{\beta \left( \frac{1}{\beta} s + 1 \right)} \cong \frac{1}{\beta \left[ \left( \frac{1}{\beta} - T \right) s + 1 \right]}$  dacă  $T < \frac{1}{5} \cdot \frac{1}{\beta}$ .

În urma simplificărilor (rezultând un regulator simplificat  $H_{Rsim}(s)$ ) este necesară verificarea îndeplinirii tuturor performanțelor buclei închise:

$$H_{0C}(s) = \frac{H_f(s)H_{Rsim}(s)}{1 + H_f(s)H_{Rsim}(s)} \quad (4.9)$$

### 2.2. Corecția cu zero și pol de balast

În cazul unui set de performanțe mai sever, când o structură de ordinul doi nu dă rezultate, se recurge la acest tip de corecție. Pașii care se parcurg sunt:

- se determină  $\xi$  corespunzător performanței  $\sigma^*$  și se majorează această valoare cu circa 10%, deci  $\xi' = 1,1\xi$ . Din relația  $\Delta\omega_B$  se determină  $\omega_n'$ , iar din relația

$$\frac{1}{c_v^*} = \frac{2\xi'}{\omega_n'} - \frac{1}{z_c} + \frac{1}{p_c} \text{ urmează să se determine } z_c \text{ și } p_c.$$

Pentru o variantă mai simplă de calcul se impune ca  $\frac{2\xi'}{\omega_n'} - \frac{1}{z_c} = 0$ , de unde

$$\text{rezultă sistemul } \begin{cases} z_c = \frac{\omega_n'}{2\xi'} \\ p_c \geq c_v^* \end{cases}$$

Verificarea performanțelor se referă în primul rând la timpul de răspuns obținut, dar este utilă și verificarea suprareglajului real.

Determinarea structurii  $H_R(s)$  parcurge aceleași etape ca în cazul anterior.

## 3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

1. Se consideră partea fixată  $H_f(s) = \frac{K_f}{s(T_f s + 1)}$ , cu  $K_f = 2$ ,  $T_f = 5 \text{ sec}$  și setul de

$$\text{performanțe } \begin{cases} \varepsilon_{stp} = 0 \\ t_r < 8 \text{ sec} \\ \sigma \leq 10\% \\ c_v \geq 1,5 \\ \Delta\omega_n \leq 1,2 \text{ rad/sec} \end{cases}$$



## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

---

Să se determine structura sistemului închis obținut prin corecția cu dipol sau corecția cu zero și pol de balast, respectiv structura reguletoarelor aferente, simplificate. Să se demonstreze grafic îndeplinirea setului de performanțe. Ce se întâmplă dacă  $K_f$  și  $T_f$  se modifică?

$$K_f = K_{fN} \pm 20\% K_{fN} ; \quad T_f = T_{fN} \pm 20\% T_{fN}$$

## Laborator 5

### CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODE FRECVENȚIALE PE BAZA SISTEMULUI ECHIVALENT DE ORDINUL DOI

#### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- însușirea metodei de calcul a structurilor de reglare folosind metode frecvențiale
- verificarea performanțelor de reglaj în cazul acordului reglatoarelor cu metode frecvențiale;

#### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Metoda diagramelor logaritmice permite o determinare expeditivă, comodă și directă a reglatoarelor. Aceste avantaje ies însă în evidență doar dacă partea fixată are o anumită structură particulară:

$$H_f(s) = \frac{K_f}{s(T_f s + 1)} \quad (5.1)$$

Setul de performanțe impus este de forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{stp}^* = 0 \\ \sigma^* \leq \sigma \\ t_r^* \leq t_r \\ c_v^* \geq c_v \\ \Delta\omega_B^* \leq \Delta\omega_B \end{array} \right.$$

#### 2.1. Determinarea unui regulator $P$

1. Se reprezintă în diagrame logaritmice partea fixată sub forma diagramei de modul, sistemul fiind de fază neminimă, determinând pulsația de tăiere ( $\omega_t$ ) și cea de frângere ( $\omega_f$ ).
2. Se determină factorul ( $\xi$ ) corespunzător suprareglajului impus  $\sigma = \sigma^*$  și se calculează valoarea  $|A|$ :

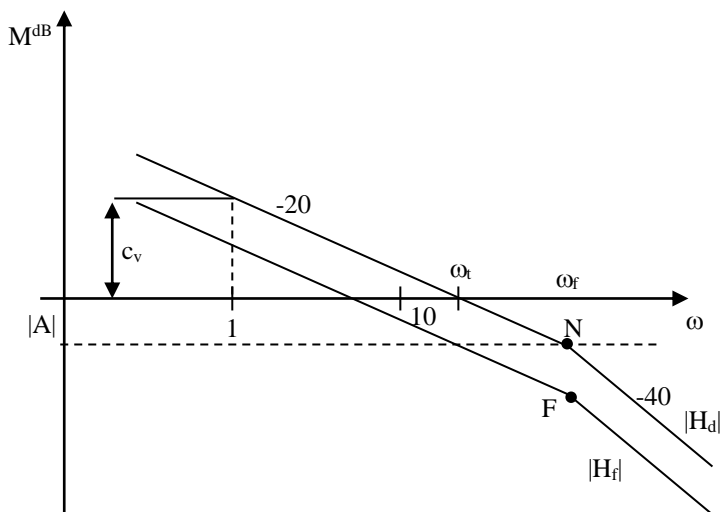
$$|A| \cong \frac{1}{4\xi^2},$$

care apoi se reprezintă în decibeli. La  $\omega = \omega_f$  rezultă punctul N.

Se translatează caracteristica inițială ( $H_f$ ) pentru a avea frângerea în N, rezultând astfel forma finală a buclei directe, deschise ( $H_r = 1$ ). Este evident că:

$$\overline{FN} = V_R |_{dB}$$

acordând atenție sensului translației necesare.



**Figura 5.1.** Determinarea unui regulator P

Verificările necesare se referă la următoarele performanțe:

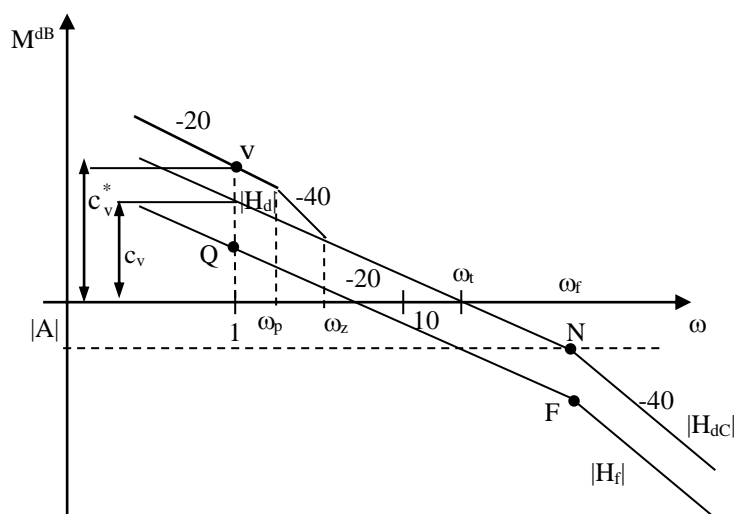
- Timpul de răspuns: presupune citirea pulsației ( $\omega_t$ ) din diagramele logaritmice și întrucât  $\omega_t = \frac{\omega_n}{2\xi}$  rezultă  $\omega_n = 2\xi\omega_t$ ,  
deci trebuie ca  $t_r = \frac{4}{\xi\omega_n} \leq t_r^*$ ;
- Coeficientul erorii staționare la viteză, care se citește direct din diagramele logaritmice la  $\omega=1$ , fiind necesar ca  $c_v \geq c_v^*$ ;
- Lărgimea benzii de trecere se ia orientativ  $\Delta\omega_B \cong \omega_t$ .

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

### 2.2. Determinarea parametrilor unui regulator PI

La impunerea unui set mai sever de performanțe 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 erorii staționare de viteză este prea mic, se recomandă folosirea unui regulator PI, cu structura:

$$H_{PI}(s) = V_R \frac{1 + sT_z}{1 + sT_p} \quad (5.2)$$



**Figura 5.2.** Determinarea unui regulator PI

Pentru determinarea grafo-analitică a parametrilor se reprezintă mai întâi în diagrame logaritmice  $H_f(j\omega)$ , diagrama de modul și dreapta  $|A|$ , rezultând punctele F și N. Se determină apoi grafic pulsația ( $\omega_t$ ) și coeficientul ( $c_v$ ) la  $\omega=1$ . Se plasează pulsațiile ( $\omega_z$ ) și ( $\omega_p$ ) astfel încât:

$$\begin{cases} \omega_z \approx 0,1\omega_t \\ \omega_p = \frac{c_v}{c_v^*} \omega_z \end{cases}$$

în care ( $\omega_p < \omega_z$ ). Cu ajutorul acestor pulsații se poate determina structura directă, deschisă a sistemului cu regulator PI (notat  $H_{dC}$ ). Parametrii regulatorului sunt:

$$\begin{cases} V_R|_{dB} = \overline{QV} \\ T_z = \frac{1}{\omega_z} = \frac{1}{0,1\omega_t} \\ T_p = \frac{1}{\omega_p} = \frac{1}{\omega_z} \cdot \frac{c_v^*}{c_v} \end{cases}$$

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

### 3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

Se consideră funcția de transfer a părții fixate

$$H_f(s) = \frac{3.5}{s(0.5s + 1)}$$

Setul de performanțe este

$$\text{a) } \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{\text{stp}}^* = 0 \\ \sigma^* \leq 15\% \\ t_r^* \leq 15[\text{sec}] \\ c_v^* \geq 1 \\ \Delta\omega_B^* \leq 15[\text{rad/sec}] \end{array} \right. \quad \text{respectiv} \quad \text{b) } \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{\text{stp}}^* = 0 \\ \sigma^* \leq 15\% \\ t_r^* \leq 1[5\text{sec}] \\ c_v^* \geq 5 \\ \Delta\omega_B^* \leq 15[\text{rad/sec}] \end{array} \right.$$

Urmând pașii de calcul descriși în prezentarea teoretică, să se proiecteze un regulator P și PI. Să se simuleze răspunsul la treaptă și la rampă pentru a demonstra grafic îndeplinirea performanțelor.

### **Laborator 6**

## CALCULUL REGULATOARELOR PRIN METODE FRECVENȚIALE PE BAZA SISTEMULUI ECHIVALENT DE ORDINUL DOI

- continuare -

### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- însușirea metodei de calcul a structurilor de reglare folosind metode frecvențiale
- verificarea performanțelor de reglaj în cazul acordului reglatoarelor cu metode frecvențiale

### 2. CONSIDERATII TEORETICE

Metoda diagramelor logaritmice permite o determinare expeditivă, comodă și directă a reglatoarelor. Aceste avantaje ies însă în evidență doar dacă partea fixată are o anumită structură particulară:

$$H_f(s) = \frac{K_f}{s(T_f s + 1)} \quad (6.1)$$

$$\text{Setul de performanțe impus este de forma: } \begin{cases} \varepsilon_{\text{stp}}^* = 0 \\ \sigma^* \leq \sigma \\ t_r^* \leq t_r \\ c_v^* \geq c_v \\ \Delta\omega_B^* \leq \Delta\omega_B \end{cases}$$

## 2.1. Determinarea unui regulator PD

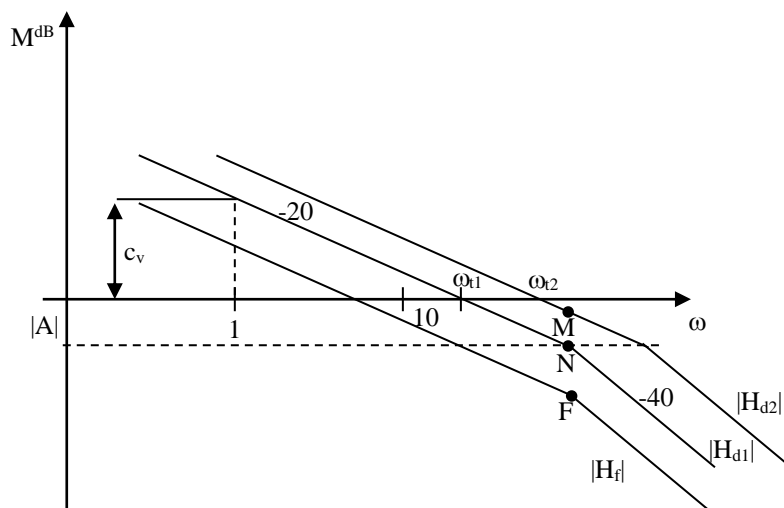
Se încearcă îndeplinirea performanțelor cu un regulator P, dar timpul de răspuns va fi depășit, restul performanțelor fiind îndeplinite. În acest caz este util un regulator PD real având:

$$H_{PD} = V_R \frac{1 + \tau_D s}{1 + T_N s} \quad (6.2)$$

În scopul determinării parametrilor acestui regulator se calculează  $\omega_{t1}$ , de unde  $t_r = \frac{2}{\xi^2 \omega_{t1}}$ , iar din  $t_r^* = \frac{2}{\xi^2 \omega_{t2}}$  rezultă  $\omega_{t2} = \omega_{t1} \frac{t_r}{t_r^*}$ . Se plasează pe axa pulsațiilor  $\omega = \omega_{t2}$ , reprezentând structura deschisă finală. Translatarea spre dreapta a structurii  $H_{d1}$  presupune un regulator de tip PD. Pentru parametrii acestui regulator se deduce:

$$\begin{cases} V_R|_{dB} = \overline{MF} \\ \tau_d = T_f \\ T_N = \tau_d \frac{t_r^*}{t_r} \end{cases}$$

Verificarea performanțelor se reduce doar la lărgimea de bandă.



**Figura 6.1.** Determinarea unui regulator PD

## 2.2. Determinarea parametrilor unui regulator PID

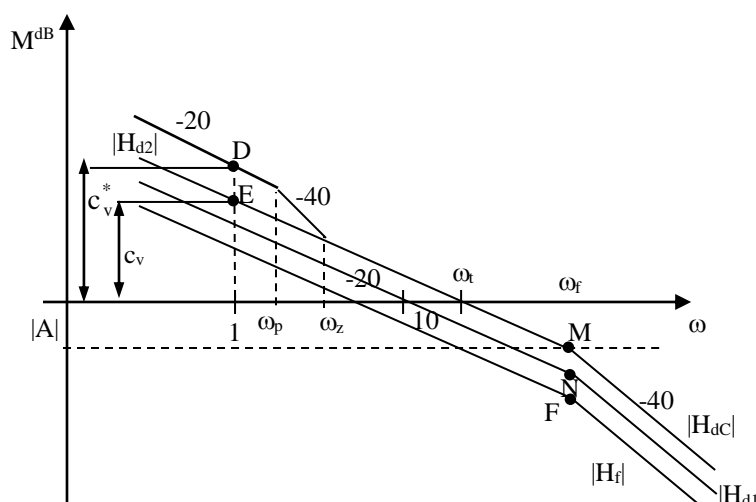
La impunerea unui set mai sever de performanțe se încearcă folosirea unui regulator simplu, de tip proporțional, dar acesta nu poate îndeplini toate performanțele, mai mult nici un regulator PI sau PD nu va putea rezolva problema, urmând să se folosească un regulator PID:

$$H_R(s) = V_R \frac{1 + s\tau_d}{1 + sT_N} \cdot \frac{1 + sT_z}{1 + sT_p} \quad (6.3)$$

Se începe cu determinarea regulatorului PD după metoda deja cunoscută:

- se reprezintă în diagrame logaritmice  $H_f(j\omega)$
- se determină  $(\xi)$ , deci și poziția dreptei  $|A|$ , rezultând punctul N și structura  $H_{d1}$
- se calculează  $(\omega_{t2})$  și se translatează spre dreapta structura  $(H_{d1})$  până la  $(H_{d2})$ , aceasta implicând un regulator PD
- se citește  $c_v$  dat de  $H_{d2}$ , se calculează  $\frac{c_v^*}{c_v} (> 1)$
- se plasează  $\begin{cases} \omega_z \approx 0,1\omega_{t2} \\ \omega_p = \frac{c_v}{c_v^*} \omega_z \end{cases}$

rezultând structura completă  $(H_{dc})$ , în care s-a adăugat și regulatorul PI modificat.





**Figura 6.2.** Determinarea unui regulator PID

Parametrii regulatorului vor fi:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_R|_{dB} = \overline{DE} + \overline{MF} \\ T_z = \frac{1}{\omega_z} = \frac{1}{0,1\omega_t} \\ T_p = \frac{1}{\omega_p} = \frac{1}{\omega_z} \cdot \frac{c_v^*}{c_v} \\ \tau_d = T_f \\ T_N = \tau_d \frac{\omega_{t1}}{\omega_{t2}} \end{array} \right.$$

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

### 3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

Se consideră funcțiile de transfer a părții fixate

$$H_f(s) = \frac{3.5}{s(0.5s + 1)}$$

Setul de performanțe este

$$\begin{array}{lcl} \text{a) } \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{stp}^* = 0 \\ \sigma^* \leq 10\% \\ t_r^* \leq 3[\text{sec}] \\ c_v^* \geq 2 \\ \Delta\omega_B^* \leq 15[\text{rad/sec}] \end{array} \right. & \text{respectiv} & \text{b) } \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{stp}^* = 0 \\ \sigma^* \leq 10\% \\ t_r^* \leq 1[\text{sec}] \\ c_v^* \geq 6 \\ \Delta\omega_B^* \leq 15[\text{rad/sec}] \end{array} \right. \end{array}$$

Urmând pașii de calcul descriși în prezentarea teoretică, să se proiecteze un regulator PD și PID. Să se simuleze răspunsul la treaptă și la rampă pentru a demonstra grafic îndeplinirea performanțelor.

### ***Laborator 7***

#### ACORDAREA REGULATOARELOR CU METODELE MODULULUI ȘI SIMETRIEI

##### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- verificarea performanțelor de reglare în cazul acordării reguletoarelor cu metodele modulului și simetriei pentru un sistem scalar;

##### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Metodele modulului și simetriei sunt foarte utile în acordarea reguletoarelor pentru procese care nu conțin timp mort și a căror structură conține una sau cel mult două constante de timp dominante și o constantă de timp mică, parazită  $T_{\Sigma}$ . Metoda simetriei este recomandată unui proces tehnologic cu caracter integrator. Dacă aceste presupuneri sunt îndeplinite, rezultă un regulator cu structura cea mai complexă de tip PID, pentru care se poate admite forma:

$$H_R(s) = V_R \left( \frac{1 + T_d s}{1 + \alpha T_d s} \right) \left( 1 + \frac{1}{s T_i} \right) \quad (7.1)$$

cu  $\alpha = (0.125 \div 0.1)$ .

Acordul regulatorului presupune adoptarea unei forme „optime” a buclei directe, în cazul proceselor rapide, fără timp mort. Metodele modulului și a simetriei asigură o comportare bună a sistemelor de reglare automată la anumite clase de referință și perturbații

În cazul metodei **modulului** din forma optimă:

$$H_d^*(s) = H_R(s) \cdot H_f(s) = \frac{1}{2T_\Sigma s(T_\Sigma s + 1)} \quad (7.2)$$

se deduce  $H_R(s)$  în funcție de diferitele variante ale părții fixate:

$$H_R(s) = \frac{H_d^*(s)}{H_f(s)} \quad (7.3)$$

Performanțele se evaluează analizând funcția de transfer a sistemului în buclă închisă:

$$H_0(s) = \frac{H_d^*(s)}{1 + H_d^*(s)} = \frac{1}{2T_\Sigma^2 s^2 + 2T_\Sigma s + 1} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + 2\frac{\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (7.4)$$

Din relația (7.4), prin identificarea coeficienților rezultă:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{2T_\Sigma}}; \quad \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (7.5)$$

Timpul de răspuns va fi:

$$t_r = \frac{4}{\xi\omega_n} = \frac{4}{\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}T_\Sigma}} = \frac{4}{\frac{1}{2T_\Sigma}} = 8T_\Sigma \quad (7.6)$$

iar suprareglajul:

$$\sigma = e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \cong 4.3\% \quad (7.7)$$

Performanțele obținute – timp de răspuns mic (7.6), suprareglaj redus (7.7) – fac ca metoda modulului să fie atractivă atunci când se dorește urmărirea unei referințe de tip treaptă. În cazul unei referințe de tip rampă, performanțele sunt cu atât mai bune cu cât constanta de timp parazită este mai mică. Coeficientul la viteză poate fi estimat folosind:

$$c_v = \frac{\omega_n}{2\xi} = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}T_\Sigma}}{2 \frac{1}{\sqrt{2}}} = \frac{1}{2T_\Sigma} \quad (7.7)$$

de unde rezultă direct eroarea staționară la viteză ca fiind:

$$\xi_{stv} = \frac{1}{c_v} = 2T_\Sigma \quad (7.8)$$

În cazul metodei **simetriei** forma optimă a buclei directe este dată de:

$$H_d^*(s) = H_R(s) \cdot H_f(s) = \frac{4T_\Sigma s + 1}{8T_\Sigma^2 s^2 (T_\Sigma s + 1)} \quad (7.9)$$

parametrii de acord ai regulatorului rezultând și acum prin identificare din relația:

$$H_R(s) = \frac{H_d^*(s)}{H_f(s)} \quad (7.10)$$

În acest caz, performanțe superioare se obțin la urmărirea unei referințe de tip rampă:

$$\varepsilon_{stv} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s \cdot H_d(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s \cdot \frac{4T_\Sigma s + 1}{8T_\Sigma^2 s^2 (T_\Sigma s + 1)}} = 0 \quad (7.11)$$

În cazul urmăririi unei referințe de tip treaptă, acordarea regulatorului prin metoda simetriei duce la performanțe proaste, caracterizate printr-un suprareglaj ridicat, de aproximativ 43%, și un timp de răspuns  $t_r = 11T_\Sigma$ .

### 3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

Se consideră funcțiile de transfer a părții fixate din tabelul 7.1. Să se completeze tabelul, calculând funcția de transfer a regulatorului prin metoda modulului și simetriei.

Nr. crt.	$H_f(s)$	$H_R$ -metoda modulului	$H_R$ -metoda simetriei
1.	$\frac{2}{s+1}$		
2.	$\frac{2}{s(s+1)}$		
3.	$\frac{2}{(s+1)(10s+1)}$		
4.	$\frac{2}{s(s+1)(10s+1)}$		
5.	$\frac{2}{(s+1)(10s+1)(20s+1)}$		

6.	$\frac{2}{s(s+1)(10s+1)(20s+1)}$		
----	----------------------------------	--	--

**Tabelul 7.1.** Funcțiile de transfer ale părții fixate

Dacă este necesar să se simplifice regulatorul.

Să se reprezinte răspunsul la treaptă și rampă.

### ***Laborator 8***

## CALCULUL REGULATOARELOR ÎN CAZUL REGLĂRII ÎN CASCADĂ

### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- verificarea avantajelor reglării în cascadă față de reglarea monobucă;

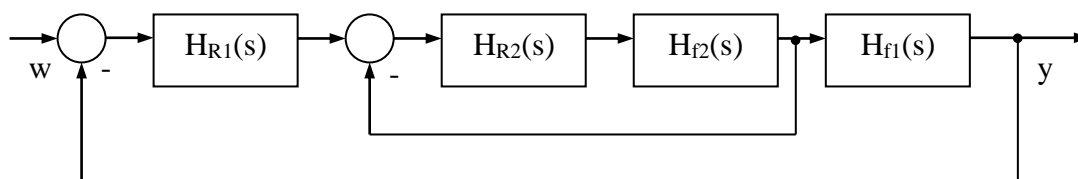
### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Reglarea în cascadă este utilizată atât în cazul proceselor rapide, cât și în cazul proceselor lente și cu timp mort. În cazul proceselor cu un anumit grad de complexitate, funcția de transfer  $H_f(s)$  a procesului poate conține un număr mai mare de constante de timp. Pentru a nu se recurge la complicarea structurii și construcției reglatoarelor destinate unor astfel de procese ce conțin mai mult de două constante de timp dominante, se utilizează în practică structuri de reglare în cascadă în cadrul căreia se utilizează mai multe blocuri de reglare tipizate.

Principiul reglării în cascadă se bazează pe împărțirea procesului în subproces, prin alegerea unor mărimi intermediare măsurabile care se transmit

cauzal de la intrare la ieșire. În Figura 8.1 se prezintă schema de principiu a unui sistem de reglare în cascadă, unde procesul a fost descompus în două subprocesse cu funcțiile de transfer  $H_{f1}(s)$  și  $H_{f2}(s)$ . Astfel, în această schemă, pe lângă regulatorul principal  $H_{r1}(s)$ , destinat reglării mărimii de ieșire  $y(t)$ , se introduce și regulatorul  $H_{r2}(s)$ , al cărui rol este de a limita și controla mărimea intermediară  $x(t)$ .

Pentru folosirea eficientă a avantajelor reglării în cascadă este necesar ca alegerea variabilelor intermediare să se efectueze în conformitate cu anumite considerente. Astfel, în primul rând, aceste mărimi trebuie să fie ușor accesibile, respectiv să poată fi măsurate prin mijloace tehnice simple, fără dificultăți la instalarea traducătoarelor corespunzătoare fiecărei mărimi. În al doilea rând, este indicat ca mărimile intermediare să răspundă mai repede decât mărimea de ieșire la acțiunea anumitor perturbații, reducându-se în acest mod influența perturbațiilor respective asupra mărimii  $y(t)$ .



**Figura 8.1.** Structura reglării în cascadă

Cu alte cuvinte, se vor alege variabilele intermediare, pe cât posibil, astfel încât perturbațiile dominante să fie compensate total sau parțial în cadrul unor bucle interioare.

În al treilea rând, este indicat ca porțiunile separate în cadrul procesului să nu conțină mai mult decât două constante de timp, iar valoarea acestor constante de timp să fie cât mai redusă în cadrul subproceselor din buclele interioare.

Dificultățile în obținerea unor performanțe cât mai bune, cu ajutorul structurilor de reglare în cascadă sunt legate de alegerea și acordarea optimă a algoritmilor de reglare, ținând seama că regulatoarele buclelor interioare au referința fixată extern de către un alt regulator. Se recomandă ca bucla interioară să aibă o viteză de răspuns mai mare decât bucla principală, de aceea un regulator P este frecvent utilizat în cadrul buclei interioare, deși prezintă dezavantajul unei reglări cu

eroare. Creșterea factorului de amplificarea în bucla interioară contribuie la creșterea vitezei de răspuns și la diminuarea erorii. Pentru bucla exterioară se recomandă un regulator PI sau PID.

În cazul proceselor rapide, pentru alegerea și acordarea reglatoarelor pot fi folosite criteriul modulului sau criteriul simetriei. Structurile de reglare în cascadă sunt mai performante decât structurile convenționale cu un singur regulator numai dacă se alcătuiesc în mod corespunzător, alegând corect variabilele intermediare și asigurând alegerea optimă a reglatoarelor.

În cazul reglării în cascadă, proiectarea începe cu regulatorul din bucla internă (de exemplu,  $H_{R2}$  în Figura 8.1) în așa fel încât performanțele impuse măririi de ieșire  $x(t)$  să fie îndeplinite. Proiectarea regulatorului din bucla externă se face ținând cont de funcția de transfer a părții fixate  $H_{f1}(s)$ , precum și de funcția de transfer pentru bucla internă, procesul fiind în acest caz reprezentat de:

$$H_f(s) = H_{f1}(s) \frac{H_{f2}(s)H_{R2}(s)}{1 + H_{f2}(s)H_{R2}(s)} \quad (8.1)$$

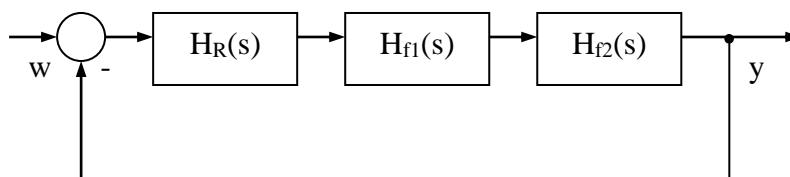
### 3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

Se consideră partea fixată:

$$H_{f1}(s) = \frac{8.6}{(0.01s + 1)(0.6s + 1)} \text{ și } H_{f2}(s) = \frac{2.4}{(0.5s + 1)(50s + 1)}.$$

Folosind reglarea în cascadă (Figura 8.1), determinați reglatoarele astfel încât bucla internă să rejeteze perturbația treaptă, iar bucla externă să rejeteze perturbația rampă.

Comparați performanțele obținute cu performanțele unui regulator calculat în așa fel încât sistemul în buclă închisă să rejeteze perturbația rampă (Figura 8.2).



**Figura 8.2.** Structura monobuclă



## Laborator 9

### CALCULUL REGULATORELOR PENTRU PROCESE CU TIMP MORT FOLOSIND MARGINEA DE FAZĂ

#### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- însușirea metodei de acordare a reguletoarelor PI, PD și PID pentru procese cu timp mort
- verificarea performanțelor obținute

#### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Un proces caracterizat de timp mort va avea funcția de transfer dată de:

$$H_f = H'_f e^{-T_m s} \quad (9.1)$$

unde  $H'_f = \frac{k}{T_f s + 1}$  reprezintă partea rațională a funcției de transfer, iar  $T_m$  reprezintă

valoarea timpului mort. În funcție de valoarea raportului dintre constanta de timp dominantă a procesului și timpul mort aferent, există mai multe situații:

- dacă  $\frac{T_m}{T_f} < 0.2$ , valoarea timpului mort se poate neglija, proiectarea regulatorului fiind făcută classic, folosind pentru partea fixată:

$$H'_f = \frac{k}{(T_f s + 1)(T_m s + 1)}$$

- dacă  $0.2 < \frac{T_m}{T_f} < 1$ , timpul mort nu mai poate fi neglijat, în proiectarea regulatorului ținându-se cont de valoarea acestuia
- dacă  $\frac{T_m}{T_f} > 1$ , timpul mort este preponderent, pentru control fiind folosite structuri speciale de reglare sub forma predictorului Smith

Pentru controlul sistemelor cu timp mort mare, există o varietate de metode pentru proiectarea reglatoarelor:

- Metode frecvențiale: impunerea marginii de fază, aproximarea timpului mort (Pade)
- Metode experimentale: Ziegler-Nichols, metoda releului, etc.

Metoda impunerii marginii de fază pentru calculul reglatoarelor nu poate preciza tipul de regulator. Acesta se alege în funcție de performanțele impuse sistemului în buclă închisă:

$$\varepsilon_{\text{stp}} = 0 \Rightarrow \text{regulator PI}$$

$$t_r \ll \Rightarrow \text{regulator PD}$$

$$\varepsilon_{\text{stp}} = 0 \text{ și } t_r \ll \Rightarrow \text{regulator PID}$$

### 2.1 Algoritmul de proiectare a unui regulator PI

Algoritmul presupune determinarea parametrilor unui regulator PI, cu funcția de transfer:

$$H_{\text{PI}} = k \left( 1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (9.2)$$

Se reprezintă funcția de transfer a procesului în diagrama Bode (fază și modul). Fiind dată marginea de fază  $\gamma_k^*$ , faza sistemului pe buclă directă  $H_d = H_R H_f$  va fi:

$$\varphi = -180^\circ + 15^\circ + \gamma_k^* = -165^\circ + \gamma_k^* \quad (9.3)$$

faza regulatorului PI fiind considerată a fi  $\angle H_{PI} = -15^\circ$ .

De pe diagrama bode a  $H_f$  (din diagrama de fază) se citește pulsația  $\omega'$  la care faza este egală cu  $\varphi$ . Pentru pulsația  $\omega'$  se citește de pe diagrama bode modulul  $|H_f|_{dB}$  (din diagrama de modul).

Se impune ca pulsația  $\omega' = \omega_t(H_d)$ , rezultând că:

$$|H_d|_{dB} = 0 \Rightarrow |H_R H_f|_{dB} = 0 \quad (9.4)$$

De aici rezultă că  $|H_R|_{dB} = -|H_f|_{dB}$ .

Se impune ca modulul lui  $|H_R| = k$ , rezultând  $|H_R|_{dB} = 20 \log_{10} |H_R|$ . Se obține în final valoarea factorului de proporționalitate  $k$ , ca fiind:

$$|H_R|_{dB} = 20 \log_{10} k \Rightarrow k = 10^{\frac{|H_R|_{dB}}{20}} \quad (9.5)$$

Pentru determinarea constantei de integrare se folosește relația:

$$\omega' = \frac{4}{\tau_i} \quad (9.6)$$

### 2.2 Algoritmul de proiectare a unui regulator PD

Algoritmul presupune determinarea parametrilor unui regulator PD, cu funcția de transfer:

$$H_{PD} = k \left( \frac{1 + \tau_d s}{1 + \beta \tau_d s} \right) \quad (9.7)$$

## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

cu  $0.1 < \beta < 0.125$ .

Se reprezintă funcția de transfer a procesului în diagrama Bode (faza și modul). Faza sistemului în buclă directă,  $H_d = H_R H_f$ , va fi dată de:

$$\varphi = -180^\circ - \arctg \frac{1-\beta}{2\sqrt{\beta}} + \gamma_k^* \quad (9.8)$$

dacă se impune marginea de fază,  $\gamma_k^*$ , precum și valoarea  $0.1 < \beta < 0.125$ . În cazul în care se cunoaște doar valoarea  $0.1 < \beta < 0.125$ , se consideră

$$\gamma_k^* = \arctg \frac{1-\beta}{2\sqrt{\beta}} \Rightarrow \varphi = -180^\circ.$$

Faza regulatorului PD se consideră a fi  $\angle H_{PD} = \arctg \frac{1-\beta}{2\sqrt{\beta}}$ , având valoarea

$$\text{maximă când } \omega = \frac{1}{\tau_d \sqrt{\beta}}.$$

De pe diagrama bode (diagrama de fază a procesului) se citește pulsația  $\omega_0$  la care faza este egală cu  $\varphi$ . Pentru pulsația  $\omega_0$  se citește de pe diagrama bode modulul  $|H_f|_{dB}$  (din diagrama de modul).

Se impune ca pulsația  $\omega_0 = \omega_t(H_d)$  și va rezulta că

$$|H_d|_{dB} = 0 \Rightarrow |H_R H_f|_{dB} = 0 \quad (9.9)$$

de aici rezultând că  $|H_R|_{dB} = -|H_f|_{dB}$ .

Pentru calculul factorului de proporționalitate,  $k$ , se impune ca modulul lui

$$|H_R| = \frac{k}{\sqrt{\beta}}, \text{ rezultând } |H_R|_{dB} = 20 \log_{10} |H_R| \Rightarrow |H_R|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{k}{\sqrt{\beta}}. \text{ Valoarea finală}$$

a  $k$  se obține din relația:

$$k = \sqrt{\beta} \cdot 10^{\frac{|H_R|_{dB}}{20}} \quad (9.10)$$

Pentru determinarea constantei de timp, se folosește relația:

$$\omega_0 = \frac{1}{\tau_d \sqrt{\beta}} \Rightarrow \tau_d \quad (9.11)$$

### 3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

1. Calculați un regulator PI ( $\gamma_k^* = 50^\circ$ ) și un regulator PD ( $\beta = 0.1$ ), pentru

$$H_f = \frac{2}{(10s + 1)(5s + 1)} e^{-3s}.$$

## **Laborator 10**

### **CALCULUL REGULATOARELOR PENTRU PROCESE CU TIMP MORT UTILIZÂND METODA ZIEGLER-NICHOLS**

#### **1. SCOPUL LUCRĂRII**

- calculul algoritmilor de reglare prin metoda Ziegler-Nichols;
- implementarea algoritmilor de reglare;
- evaluarea performanțelor cu diferiți algoritmi de reglare;

#### **2. CONSIDERAȚII TEORETICE**

Metodele Ziegler-Nichols se bazează pe minimizarea unui indice de performanță ISE (integrala erorii pătratice) și asigurarea unei comportări bune în situațiile: urmărirea unei referințe, eliminarea efectelor perturbațiilor.

Sunt metode euristice de proiectare a reguletoarelor PID. Valorile optime ale parametrilor de acord ai regulatorului se determină pe baza studierii efectului fiecărui parametru asupra răspunsului procesului: suprareglaj, perioada de oscilație, erori staționare.

Funcția de transfer a reguletoarelor PID este:

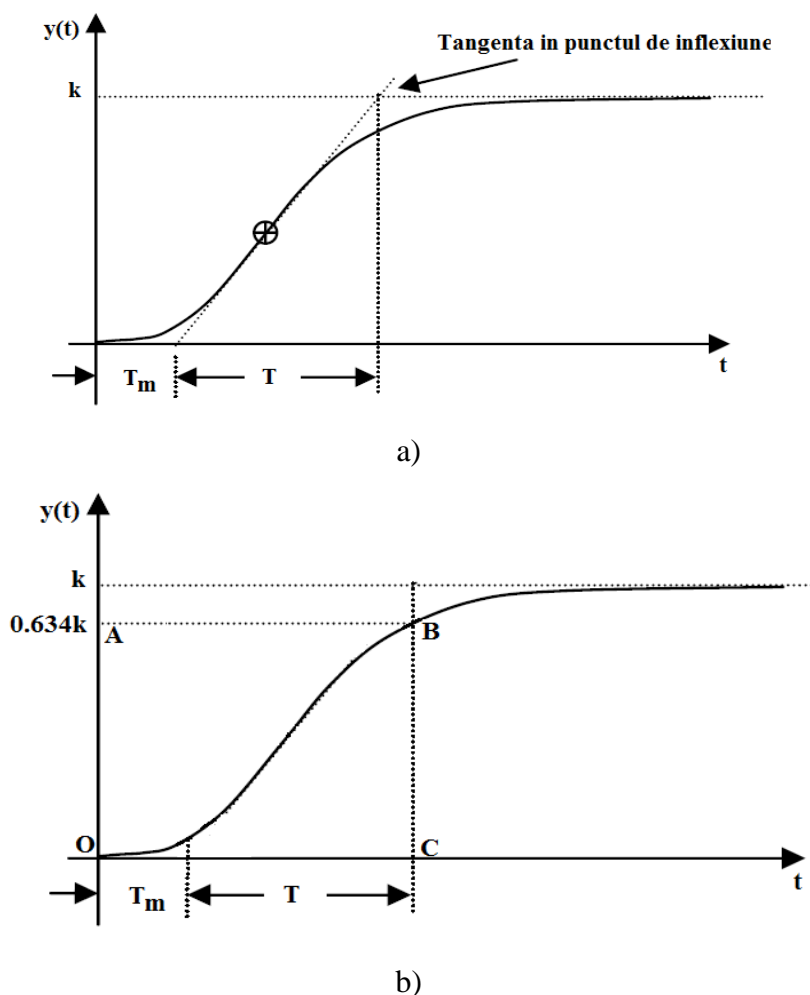
$$H_R(s) = k_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (10.1)$$

unde  $k_p$  este factorul de amplificare,  $T_i$  – constanta de timp a componentei integratoare, iar  $T_d$  – constanta de timp a componentei derivate. În general, factorul de amplificare se specifică sub forma bandei de proporționalitate BP (exprimată în procente):

$$BP = \frac{100}{k_p} [\%] \quad (10.2)$$

## 2.1. Prima metoda de ajustare a parametrilor ZN (metoda în buclă deschisă)

Prima metodă se aplică proceselor cu răspuns indicial similar celui reprezentat în Fig. 10.1, răspuns tipic pentru un sistem de ordinul întâi cu timp mort. Răspunsul indicial este caracterizat de trei parametri importanți:  $T_m$  – timpul mort al procesului, respectiv,  $T$  – constanta de timp a acestuia și factorul de amplificare –  $k$  – care se determină analitic.



**Figura. 10.1.** Răspunsul indicial al procesului utilizat în prima metodă de ajustare a parametrilor reguletoarelor cu Ziegler-Nichols a) determinarea parametrilor funcției de transfer asociate procesului utilizând metoda a); b) determinarea parametrilor funcției de transfer asociate procesului utilizând metoda b)

Modelul procesului va fi:

$$H_p(s) = \frac{k}{Ts + 1} e^{-T_m s} \quad (10.3)$$

Determinarea parametrilor  $T$  și respectiv  $T_m$  se poate face prin două metode:

- Prin trasarea tangentei la graficul răspunsului indicial în punctul de inflexiune și notând intersecțiile cu axa timpului ( $t$ ) și cu valoarea de regim staționar, așa cum se arată în Fig. 10.1. a)
- Utilizând relația ce indică evoluția în timp a ieșirii procesului  $y(t)$ , considerând valorile  $y(t)$  după trecerea timpului mort:

$$y(t) = k(1 - e^{-t/T}) \quad (10.4)$$

Dacă argumentul funcției indiciale se ia  $t=T$ , din relația (10.4) se obține:

$$y(t) = k(1 - e^{-t/T}) = k(1 - e^{-1}) = k(1 - 0.376) = 0.634k \quad (10.5)$$

Dacă se consideră îndeplinită condiția (10.5), atunci se determină grafic valoarea răspunsului indicial  $y=0.634k$ , din Fig. 10.1. b), rezultând punctul A. Prin intersecția paralelei în punctul A cu răspunsul indicial  $y(t)$  se obține punctul B. Proiecția acestuia pe axa timpului determină segmentul OC, având măsura abscisei egală valoric cu  $T$  – constanta de timp a procesului. Timpul mort -  $T_m$  – se determină grafic. Parametrii regulatorului se determină ulterior pe baza tabelului 10.1.

PID	$k_p$	$T_i$	$T_d$
P	$T/kT_m$	$\infty$	0
PI	$0.9T/kT_m$	$T_m/0.3$	0
PID	$1.2T/kT_m$	$2T_m$	$0.5T_m$

**Tabelul 10.1.** Parametrii regulatorului utilizând prima metodă Ziegler-Nichols



## 2.2. A doua metodă de ajustare a parametrilor ZN (metoda în buclă închisă)

Cea de-a doua metodă se aplică proceselor care pot fi aduse la limita de stabilitate printr-un regulator P. Pașii necesari pentru determinarea parametrilor regulatorului PID sunt:

- Se consideră sistemul în buclă închisă cu un regulator P:  $H_R(s)=k_p$ .
- Se crește progresiv valoarea factorului de amplificare, până la o valoare critică  $k_p=k_{pr}$ , la care procesul este la limita de stabilitate (oscilant întreținut).
- Se notează valoarea  $k_{cr}$  precum și valoarea perioadei de oscilație -  $T_{cr}$ .

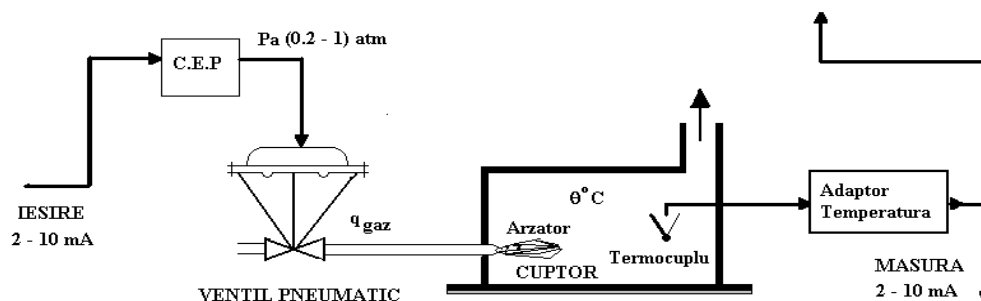
Parametrii regulatorului se determină ulterior pe baza tabelului 10.2.

PID	$k_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5k_{cr}$	$\infty$	0
PI	$0.45k_{cr}$	$T_{cr}/1.2$	0
PID	$0.6k_{cr}$	$T_{cr}/2$	$T_{cr}/8$

**Tabelul 10.2.** Parametrii regulatorului utilizând a doua metodă Ziegler-Nichols

## 3. DESCRIEREA PROCESULUI

Reprezentarea schematică este dată în Fig. 10.2, unde este redat procesul (cuptorul), senzorul pentru măsurarea ieșirii (termocuplu), precum și elementul de execuție (ventilul pneumatic).



**Figura 10.2.** Reprezentarea schematică a procesului

Semnalul de comandă este scalat în gama 2-10mA. Prin intermediul unui convertor electropneumatic (CEP) se comandă deschiderea sau închiderea unui ventil pneumatic ce va modifica debitul de gaz ( $q_{gaz}$ ) ce intră în cuptor. Arderea gazului în cuptor duce la variația temperaturii ( $\theta^{\circ}\text{C}$ ), variație măsurată prin termocuplul instalat. Semnalul măsurat (temperatura  $\theta^{\circ}\text{C}$ ) este adus în gama 2-10mA prin adaptorul de temperatură. Ieșirea regulatorului se conectează la intrarea procesului (notată IEȘIRE în Fig. 10.2.), iar ieșirea procesului (notată MĂSURĂ în Fig. 10.2.) se conectează la intrarea regulatorului.

Regulatorul utilizat pentru controlul automat al procesului este un regulator analogic, de tip ELC 111. Constructiv, regulatorul analogic constă dintr-o carcasă paralelipipedică prevăzută cu un capac rabatabil, în interiorul căreia se găsește ansamblul funcțional. Pe panoul frontal al aparatului se găsesc:

- Comutatorul A-M, pentru reglare automată sau manuală
- Butonul potențiometrului pentru reglare manuală
- Aparat indicator al semnalului de referință cu scala gradată de la 0 la 100% corespunzător intervalului 2-10 mA
- Aparat indicator al erorii cu scala gradată  $\pm 10\%$

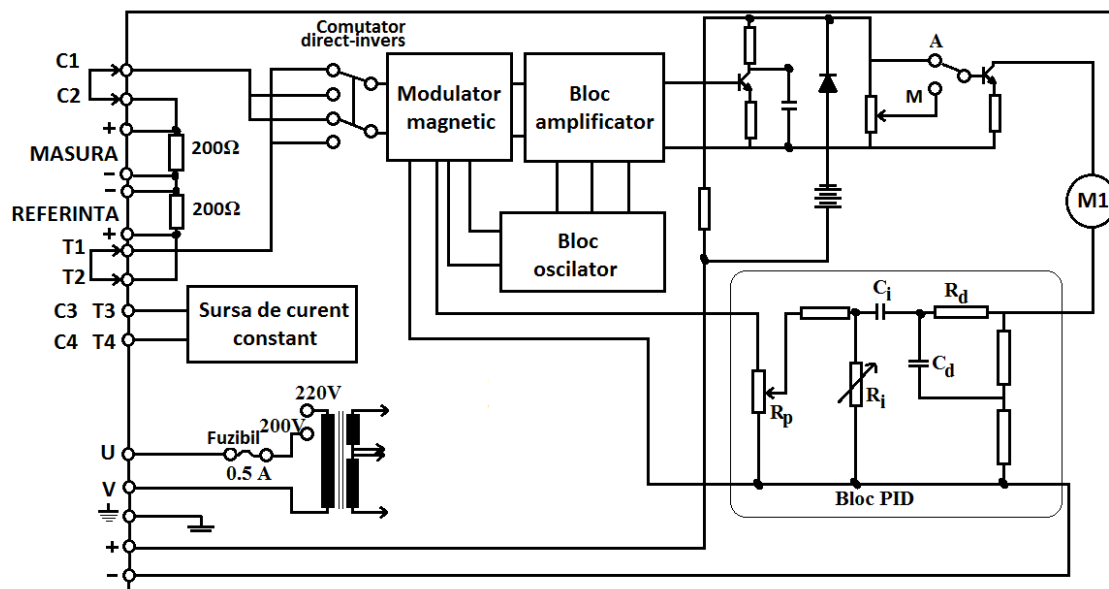


Figura 10.3. Schema bloc a regulatorului analogic

Schema bloc a regulatorului este reprezentată în Fig. 10.3, pe șasiul glisant fiind montate, așa cum reiese și din Fig. 10.3, circuitul de bază al regulatorului, blocul panou frontal, blocul modulator magnetic și PID, blocul amplificator și blocul oscilator, sursa de curent constant.

### 4. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

#### 4.1 Metoda în buclă deschisă

- Se setează regulatorul pe mod manual.
- Se aduce procesul la punctul de echilibru prin ajustarea manuală a semnalului de intrare (ajustarea valorii  $u_0$  în Fig. 10.4).
- Se aplică un semnal treaptă pe intrarea procesului  $u$ .
- Se măsoară ieșirea procesului la intervale constante de timp, se trasează grafic răspunsul indicial obținut și se determină similar metodei evidențiate în Fig. 10.1. constanta de timp a procesului  $T$  și valoarea timpului mort  $T_m$
- Se calculează parametrii regulatorului P (și PI) corespunzător tabelului 10.1.
- Se setează parametrii regulatorului,  $T_i$  – constanta de timp integratoare și BP-banda de proporționalitate.

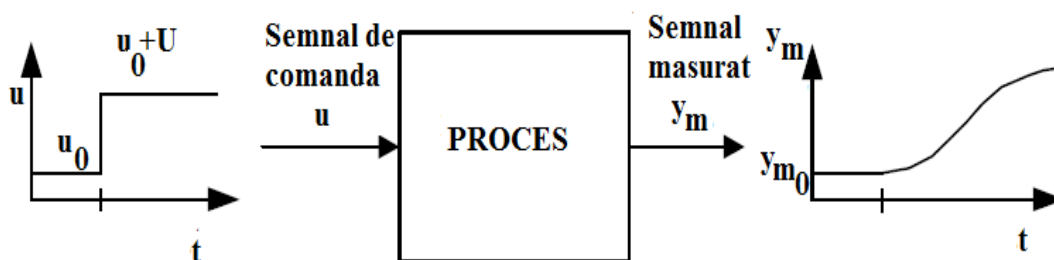


Figura 10.4. Metoda de ajustare a parametrilor în buclă deschisă

- Se setează regulatorul pe mod automat și se testează performanțele în urmărirea unei referințe date.
- Se verifică performanțele în cazul unei perturbații la ieșirea procesului.
- Se modifică parametrii regulatorului și se urmăresc modificările apărute în răspunsul procesului.

### 4.2 Metoda în buclă închisă

- Se setează regulatorul pe mod manual.
- Se aduce procesul la punctul de echilibru prin ajustarea manuală a semnalului de intrare (ajustarea valorii  $u_0$  în Fig. 10.5).
- Se aduce regulatorul la forma unui regulator simplu proporțional P, prin setarea parametrilor  $T_i = \infty$  (valoarea maximă admisibilă) și  $T_d = 0$  (dacă există).
- Se închide bucla de reglare prin setarea regulatorului pe mod automat.
- Se aplică un semnal treaptă pe referința procesului  $y_{sp}$
- Se mărește treptat valoarea factorului de amplificare  $k_p$  până când ieșirea măsurată este la limita de stabilitate (răspunsul este oscilant întreținut). Valoarea  $k_p$  la care ieșirea este oscilant întreținută se notează cu  $k_{cr}$ .
- Se măsoară perioada oscilației și se notează valoarea acesteia -  $T_{cr}$
- Se calculează parametrii regulatorului P (și PI) corespunzător tabelului 10.2.
- Se setează parametrii regulatorului,  $T_i$  – constanta de timp integratoare și BP – banda de proporționalitate.

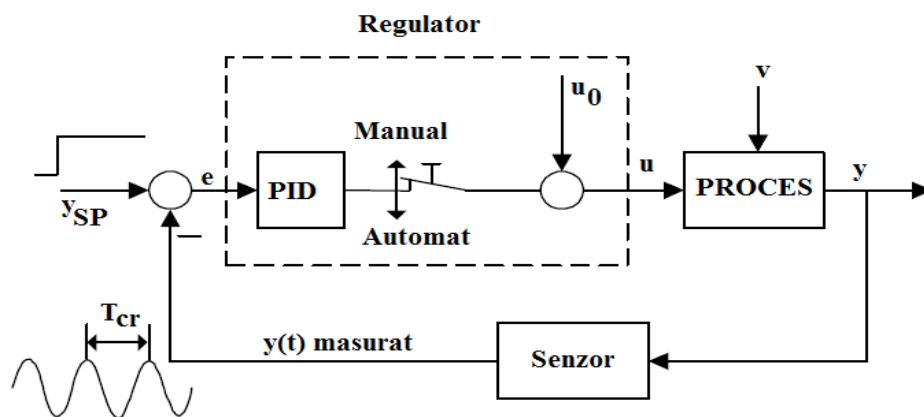


Figura 10.5. Metoda de ajustare a parametrilor în buclă închisă

- Se setează regulatorul pe mod automat și se testează performanțele în urmărirea unei referințe date.
- Se verifică performanțele în cazul unei perturbații ( $v$ ) la ieșirea procesului.
- Se modifică parametrii regulatorului și se urmăresc modificările apărute în răspunsul procesului.

## ***Laborator 11***

### INTRODUCERE ÎN STEP 7. APLICAȚII

#### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- familiarizarea cu principiile de programare ale echipamentelor PLC;

#### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Sistemul PROSIM este un simulator avansat de procese ce funcționează pe baza principiilor de programare ale echipamentelor PLC (Programable Logic Controller – Automate Programabile). Toate intrările și ieșirile au fost proiectate respectând standardele industriale, respectiv 24V pentru mărimile digitale și 0-10V pentru mărimile analogice. Automatul programabil - marca Siemens din seria S7-1200 - este montat pe o platforma trainer care permite realizarea ușoară a conexiunilor cu sistemul PROSIM atât prin conectori individuali cât și simultan, printr-un cablu panglică cu 50 de fire.

Programarea automatelor, conform standardelor internaționale, se poate face utilizând unul din limbajele acceptate: Ladder Diagram (LAD), Function Block (FUB), Statement List (STL) și Structured Text (ST). Mediul de programare al automatelor din seria S7-1200, Step 7 Basic - Totally Integrated Automation Portal, dispune de două dintre acestea: LAD și FUB, alegerea fiind la latitudinea programatorului. Pentru a susține practicile de proiectare sigură a echipamentelor, nici contactele și nici senzorii nu au un tip predefinit (normal deschis sau normal închis). Fiecare senzor și fiecare contact are asociat un switch pentru setarea comportamentului, lasând la latitudinea programatorului alegerea modului de funcționare a contactului/senzorului în funcție de rolul acestuia în cadrul instalației și de necesitățile de siguranță.

Figura 11.1 prezintă panoul echipamentului, putându-se identifica 3 zone majore descrise în continuare în amănunt.

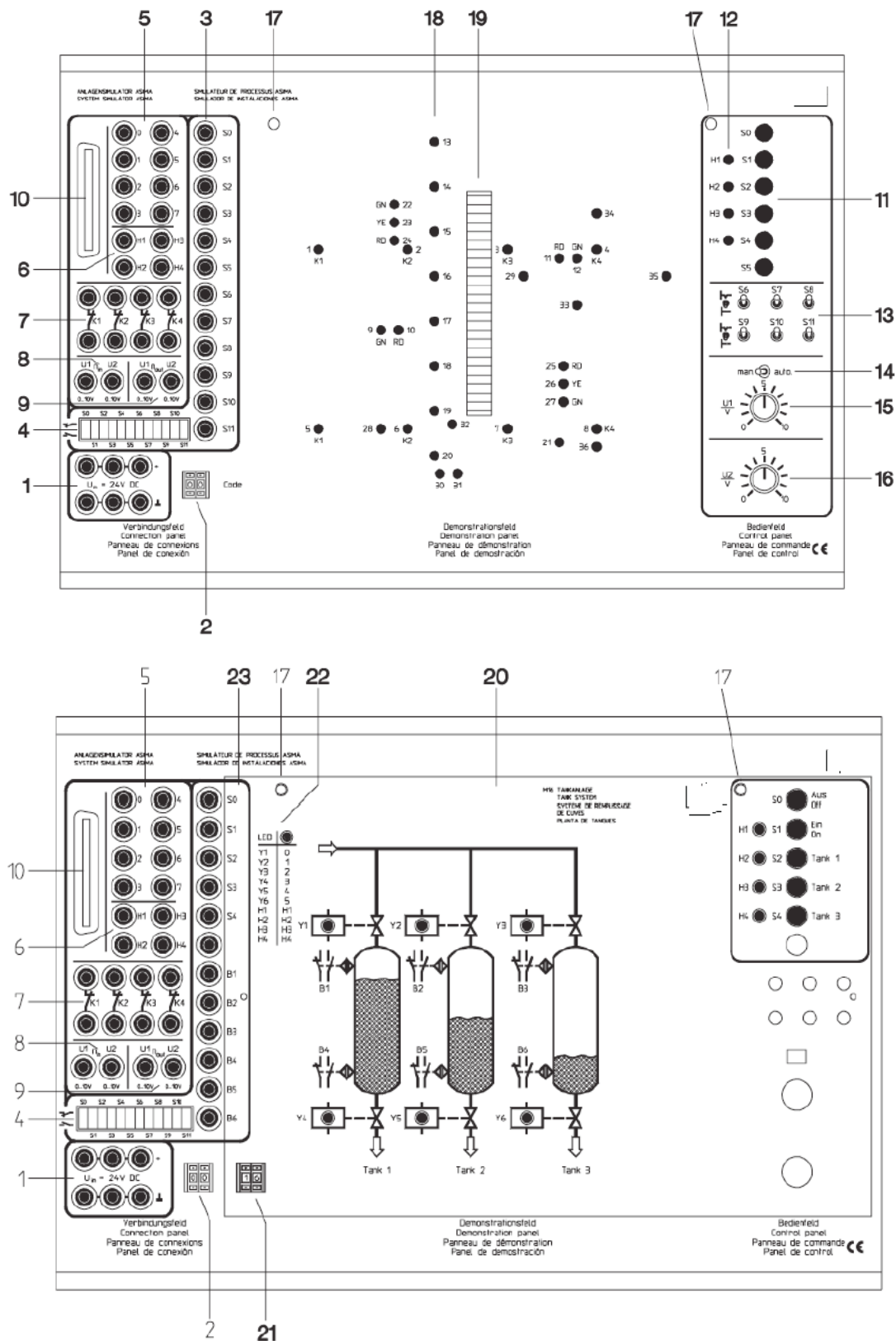


Figura 11.1. Descrierea panoului echipamentului

### *Panoul de conexiuni*

1. Bornele de alimentare ale panoului; panoul trebuie alimentat cu o tensiune stabilizată de 24V (spre exemplu din sursa automatului). În cazul utilizării cablului panglică, alimentarea pe aceste borne nu mai este necesară.
2. Selector mască (trebuie să coincidă cu numărul de la punctul 21).
3. Borne pentru conectarea senzorilor și contactelor la automatul programabil. În cazul utilizării cablului panglică, aceste borne nu se folosesc.
4. Set de switch-uri utilizat în setarea comportamentului senzorilor și contactelor (normal închis sau normal deschis)

Nota: Tipul celor 12 semnale digitale (activ pe 0 sau activ pe 1 - altfel spus, normal închis sau normal deschis) care ies din panoul simulator este selectat pentru fiecare în parte cu ajutorul acestor switch-uri. Pentru aceasta sunt utilizate doar switch-urile de pe pozițiile impare (numărătoarea făcându-se de la zero, începând de la stanga); astfel al doilea switch de la stânga la dreapta (numarul 1) va controla comportamentul semnalului S0, al patrulea (numarul 3) va controla comportamentul semnalului S1 s.a.m.d. Switch-urile de pe pozițiile pare nu sunt folosite și pot avea orice stare fără a influența în vreun fel funcționarea sistemului; pe parcursul acestui document vom poziționa aceste switch-uri în aceeași poziție ca switch-ul impar vecin (util) pentru simplitate, deci, când ne vom referi la switch-ul aferent semnalului S0, ne referim la grupul format din switch-ul 0 și switch-ul 1; în mod similar, switch-ul aferent semnalului S1 va fi format din switch-ul 2 și switch-ul 3 (numărătoarea se face întotdeauna de la stânga la dreapta)

5. Borne pentru conectarea automatului la simulator (actuatori). În cazul utilizării cablului panglica, aceste borne nu se folosesc.
6. Borne pentru conectarea la automat a lămpilor indicatoare. În cazul utilizării cablului panglică, aceste borne nu se folosesc (excepție pentru alimentarea în paralel cu o altă ieșire)

Nota: Pe maști, lămpile sunt notate cu simbolul P (lampa 1 are simbolul P1, lampa 2

simbolul P2 s.a.m.d.) Pe borne, semnalele aferente sunt notate cu simbolul H (H1, H2 s.a.m.d.). Cele 2 notații desemnează aceleași semnale, iar în documentul curent ne vom referi la ele doar prin notația P.

7. Contactele normal închise a 4 relee ce pot fi folosite pentru ilustrarea caracteristicilor de siguranță.
8. Intrări analogice în simulator. Tensiunea pe aceste borne respectă standardul industrial 0-10V. În cazul utilizării cablului panglică, aceste borne nu se folosesc
9. Ieșiri analogice din simulator, de asemenea pe standardul industrial 0-10V. În cazul utilizării cablului panglică, aceste borne nu se folosesc
10. Conector cablu panglică

### ***Panoul de control***

11. Butoane cu revenire. Comportamentul lor (normal deschis sau normal închis) este setat de swith-urile din grupul (4)
12. Lampi de semnalizare
13. Butoane cu funcție dublă (cu sau fără revenire). Comportamentul lor (normal deschis sau normal închis) este setat de swith-urile din grupul (4)
14. Selector “Manual/Automat”
15. Potențiomtru. Dacă selectorul (14) este pe poziția “man”, valoarea setată de acest potențiomtru (tensiune în intervalul 0-10V) este aplicată direct simulatorului de proces și în funcție de masca aplicată, se setează un parametru (spre exemplu o rată de încărcare a unui bazin). Pe poziția “auto” a selectorului (14) valoarea setată pe acest potențiomtru este ignorată, în locul ei fiind folosită intrarea U1.
16. Potențiomtru. Valoarea setată de acest potențiomtru (tensiune în intervalul 0-10V) modifică un parametru de proces (spre exemplu rata de descărcare a unui bazin)

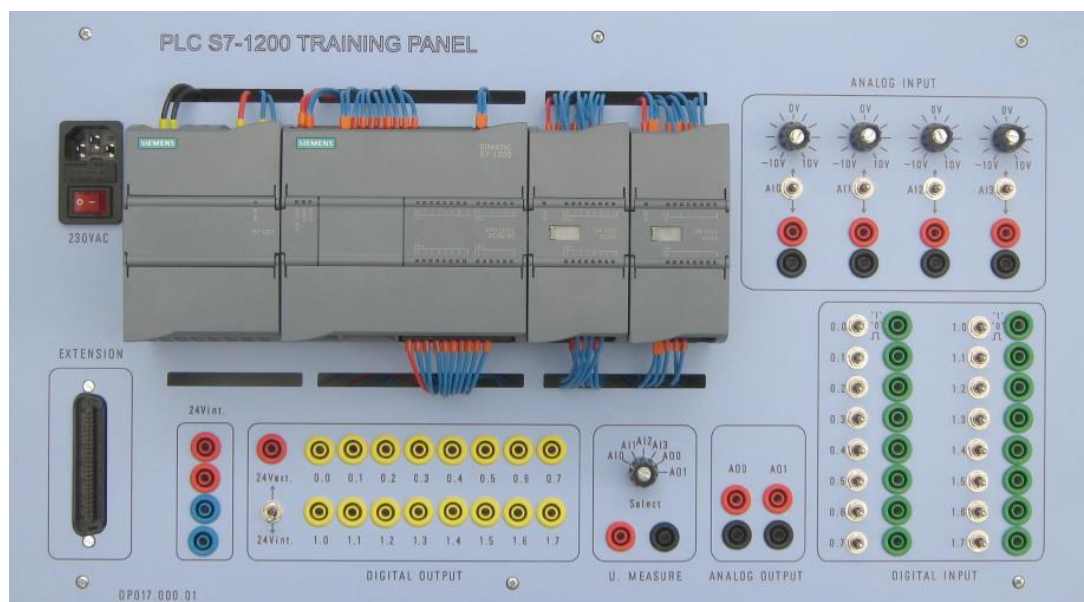
### ***Panoul demonstrativ***

17. Ghidaje pentru fixarea maștii



18. Leduri ce indică starea actuatorilor procesului simulat
19. Bara de leduri care indică mișcarea sau procesele de umplere/golire ale unor recipiente
20. Masca aplicată
21. Numărul măștii curente (Selectorul 2 trebuie setat pe acest număr)
22. Tabelul de semnale de intrare (actuatori și lampi) aferent măștii curente.
23. Etichetele semnalelor de ieșire din simulator (senzori și contacte)

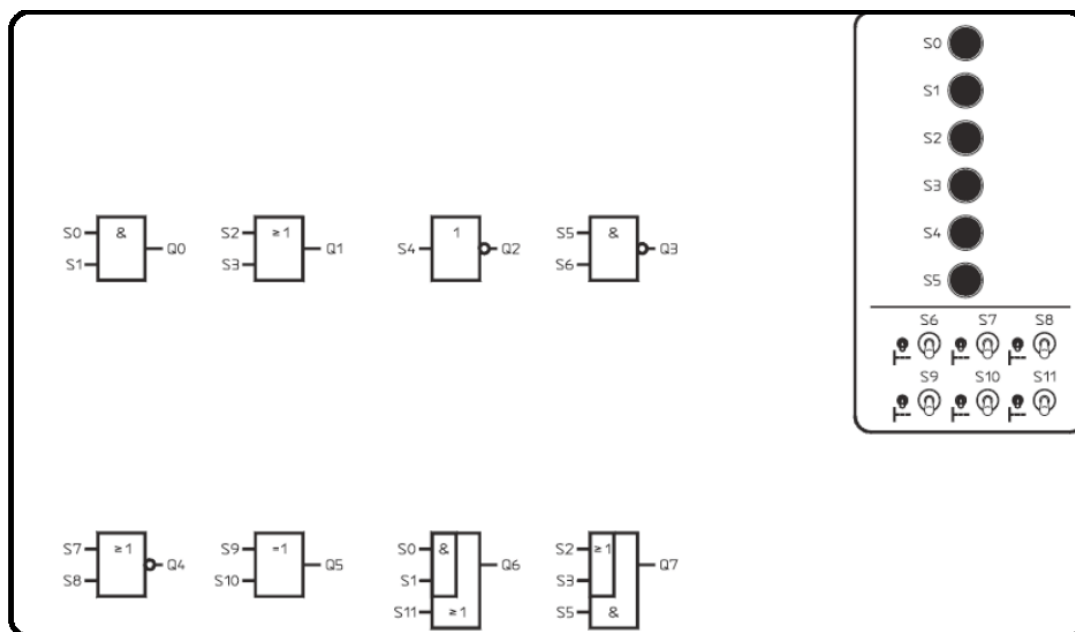
Figura 11.2 prezintă automatul programabil utilizat (PLC S7-1200 training panel). Așa cum reiese din prezentarea echipamentului, platforma PROSIM este compatibilă cu automatele programabile industriale care utilizează nivelele de tensiune 24V pentru intrările digitale și 0-10V pentru cele analogice. Pentru interfațarea ușoară a semnalelor, automatul este montat pe o platformă ajutătoare, care face trecerea de la terminalele automatului la bornele și conectorii specifici platformei PROSIM. De exemplu bornele digital inputs Ix.y ale PLC-ului sunt conectate la panoul digital input (figura 11.2 dreapta jos), la bornele x.y corespunzătoare, iar acestea conectate direct la panoul de conexiuni și bornele (3) asociate – figura 11.1.



**Figura 11.2.** Automatul programabil PLC S7-1200 training panel

## 4. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

Se vor implementa funcțiile logice de bază prezentate grafic în figura 11.3 și descrise mai jos:



**Figura 11.3.** Masca procesului

- Funcția SI: Ieșirea Q0 este activă dacă contactele S0 și S1 sunt simultan active

S0	S1	Q0
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

$$Q0 = S0 \text{ ȘI } S1$$

- Funcția SAU: Ieșirea Q1 este activă dacă cel puțin unul din contactele S2 și S3 este activ

S0	S1	Q0
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

$$Q1 = S2 \text{ SAU } S3$$

- Funcția NU (negare): Ieșirea Q2 este activă dacă S4 nu este activ

S4	Q2
0	1
1	0

$$Q2 = \text{NOT}(S4)$$

- Funcția SI-NU: Ieșirea Q3 este activă dacă S5 și S6 nu sunt simultan active

S5	S6	Q3
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

$$\begin{aligned} Q3 &= \text{NOT}(S5 \text{ ȘI } S6) \\ Q3 &= \text{NOT}(S5) \text{ NOT}(\text{ȘI}) \text{ NOT}(S6) \\ Q3 &= \text{NOT}(S5) \text{ SAU } \text{NOT}(S6) \end{aligned}$$

- Funcția SAU-NU: Ieșirea Q4 este activă dacă S7 și S8 sunt simultan inactive

S7	S8	Q4
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

$$\begin{aligned} Q4 &= \text{NOT}(S7 \text{ SAU } S8) \\ Q4 &= \text{NOT}(S7) \text{ NOT}(\text{SAU}) \text{ NOT}(S8) \\ Q4 &= \text{NOT}(S7) \text{ ȘI } \text{NOT}(S8) \end{aligned}$$

- Funcția SAU-Exclusiv: Ieșirea Q5 este activă dacă doar unul dintre contactele S9 și S10 este activ

S9	S10	Q5
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

$$\begin{aligned} Q5 &= (S9 \text{ ȘI } \text{NOT}(S10)) \\ &\quad \text{SAU} \\ &\quad (\text{NOT}(S9) \text{ ȘI } S10) \end{aligned}$$

- Funcția SI-SAU: Ieșirea Q6 este activă dacă contactele S0 și S1 sunt simultan active sau contactul S11 este activ

S0	S1	S11	Q6
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	1
0	0	1	1
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	1

$$Q6 = (S0 \text{ ȘI } S1) \text{ SAU } S11$$

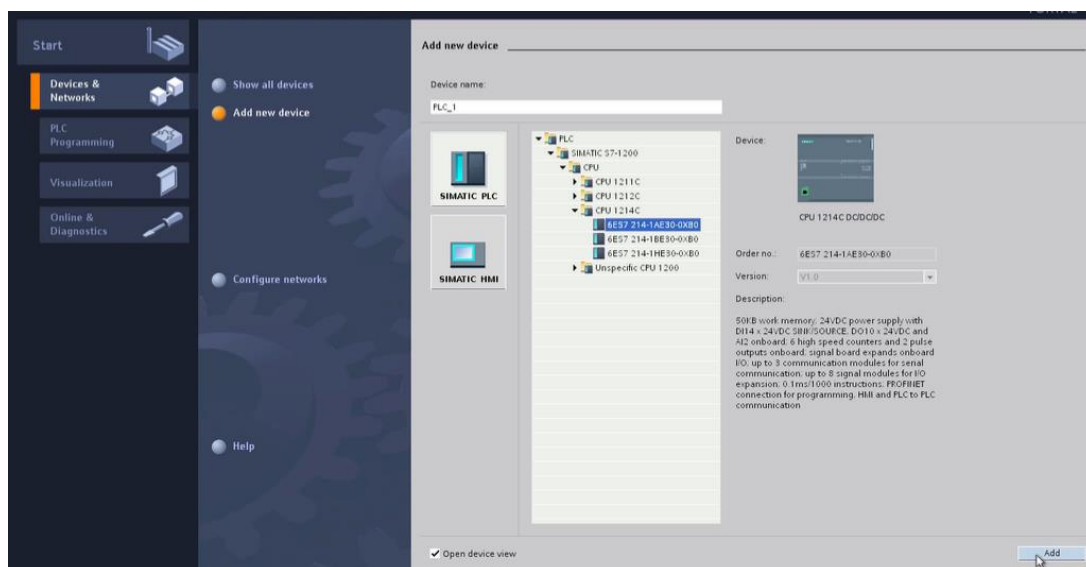
- Funcția SAU-SI: Ieșirea Q7 este activă dacă cel puțin unul din contactele S2 și S3 este activ și contactul S12 este activ

S2	S3	S12	Q7
0	0	0	0
1	0	0	0
0	1	0	0
1	1	0	0
0	0	1	0
1	0	1	1
0	1	1	1
1	1	1	1

$$Q7 = (S2 \text{ SAU } S3) \text{ \textbf{ȘI} } S12$$

Pentru implementarea funcțiilor logice, se va deschide programul *Totally Integrated Automation*, selectând opțiunea *Create new project*. În câmpurile noi, se va trece numele proiectului (*Project name*) și autorul (*Author*). Opțional se poate adăuga o scurtă descriere a proiectului în subsecțiunea *Comment*. La subsecțiunea *Path* se selectează fișierul unde va fi salvat proiectul. După completarea secțiunilor, se selectează *Create*, opțiune ce va crea proiectul.

În continuare se vor configura componentele principale ale proiectului, PLC-ul precum și blocurile de intrări/ieșiri analogice și digitale. În fereastra nouă, se selectează opțiunea *Configure a device -> Add new device*. Se selectează unitatea *CPU 1214C*, *6ES7 214-1AE30-0XB0 -> Add*, similar figurii 11.4 de mai jos.



**Figura 11.4.** Selectarea unității CPU

În fereastra nou deschisă, figura 11.5, se observă sloturile pentru componentele principale, precum și PLC-ul ce a fost adăugat la pasul anterior.

În fereastra din dreapta, se selectează *Hardware catalog*, urmând a se adăuga modulele pentru intrări/ieșiri digitale, respectiv intrări/ieșiri analogice. Se selectează mai întâi *DI/DO* -> *DI8/DO8 x 24VDC* -> *6ES7 223-1BH30-0XB0* și se adaugă la proiect, prin drag and drop, în dreapta PLC-ului existent. Se selectează, pentru exemplificare, un modul de intrări, respectiv ieșiri analogice, *AI/AO*-> *AI4 x 13bits/AO2 x 14bits* -> *6ES7 234-4HE30-0XB0* și se adaugă proiectului.

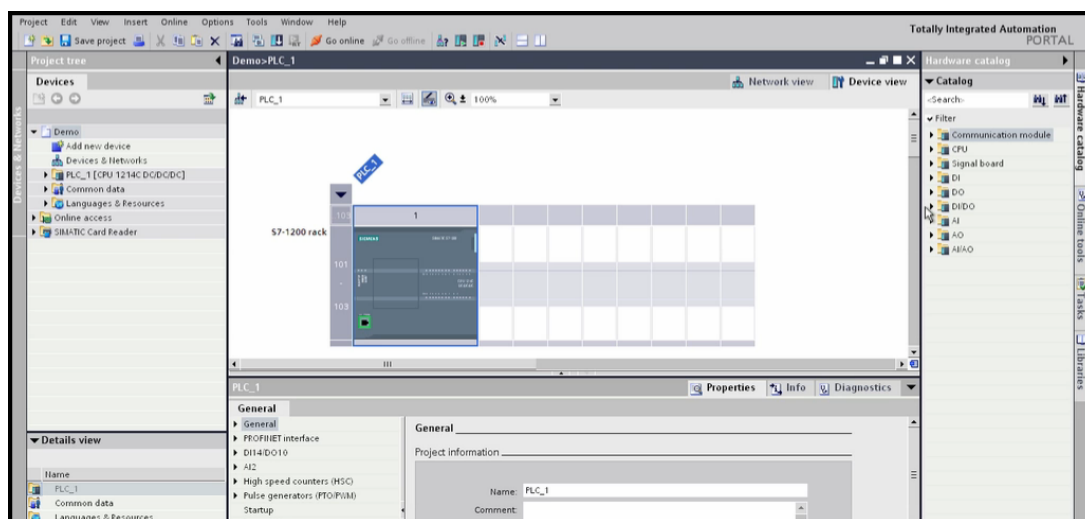


Figura 11.5. Adăugarea PLC-ului

În continuare se vor configura PLC-ul, precum și cele două module adăugate. Se selectează PLC-ul, iar în fereastra de configurare se selectează *Properties* -> *General* -> *Project Information* -> *Name*, introducându-se *AP S7-1214C*. În câmpul *Author* se specifică numele autorului proiectului. Se selectează apoi *PROFINET Interface* -> *Ethernet addresses* -> *Add new subnet*, urmând a se specifica adresa TCP/IP necesară pentru stabilirea conexiunilor dintre calculatorul ce va rula proiectul și modulele (PLC, DI/DO, AI/AO) adăugate proiectului. La *IP addresses* se introduce 192.168.0.10, iar la *Subnet mask* 255.255.255.0. Din *General* -> *System and clock memory*, se bifează pe rând *Enable the use of system memory byte*, respectiv *Enable the use of clock memory byte*. Pentru configurarea modulului DI/DO, se selectează modulul, la *Properties* -> *General* -> *Author*, se specifică

numele autorului proiectului. Revenind la *General ->DI8/DO8 -> IO addresses/ HW identifier* se specifică adresa de start pentru semnalele de intrare, respectiv ieșire: *Input addresses -> Start address -> 2, Output addresses -> Start address -> 2*. Se realizează configurarea modului AI/AO, modificând *Properties -> General -> Author*, prin introducerea numelui autorului proiectului, precum și adresele de start pentru semnalele analogice de intrare (*General ->AI4/AO2 -> IO addresses/ HW identifier -> Input addresses -> Start address -> 3*), respectiv de ieșire (*General ->AI4/AO2 -> IO addresses/ HW identifier -> Output addresses -> Start address -> 3*).

Se salvează configurările realizate: *Project -> Save*.

Pentru scrierea programului se selectează din *Project tree*, numele PLC-ului configurat la pasul anterior, *AP S7-1214C ->Program blocks ->Main*, ce va deschide fereastra principală a proiectului. În partea dreaptă a ecranului, sub opțiunea *Instructions* se regăsesc principalele categorii de instrucțiuni necesare realizării programelor utilizând diagramele ladder logic. Diagramele ladder sunt diagrame speciale folosite de obicei în sistemele logice de control industrial. Denumirea de ladder (din engleză: scară) vine de la asemănarea acestora cu o scară: două linii verticale desemnând sursa de putere, și linii orizontale reprezentând circuitele de control.

În subsecțiunea *Bit logic*, se regăsesc instrucțiunile necesare rezolvării problemelor propuse în această lucrare de laborator. Poziționarea cursorului pe oricare dintre aceste instrucțiuni oferă programatorului informații legate de utilitatea respectivei instrucțiuni. Redactarea programului se face în *Network 1* prin simpla includere a instrucțiunilor dorite. Fiecărei instrucțiuni de tip input i se va specifica adresa corespunzătoare din modulul DI/DO, putându-i-se în același timp asocia și un tag pentru explicarea utilității instrucțiunii, figura 11.6.

Instrucțiunile de tip output trebuie să conțină la rândul lor o referință la adresa unei ieșiri digitale de pe modulul DI/DO din automatul programabil. La fel ca și instrucțiunile de tip input, pot să conțină și o explicație a utilității lor, în câmpul *tag*, figura 11.7.

# Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

Atât adresele pentru semnalele de intrare cât și cele pentru semnalele de ieșire trebuie să coincidă cu unul din contactele *digital input*, respectiv *digital output* ce se dorește a fi utilizat, de pe panoul automatului programabil, figura 11.2.

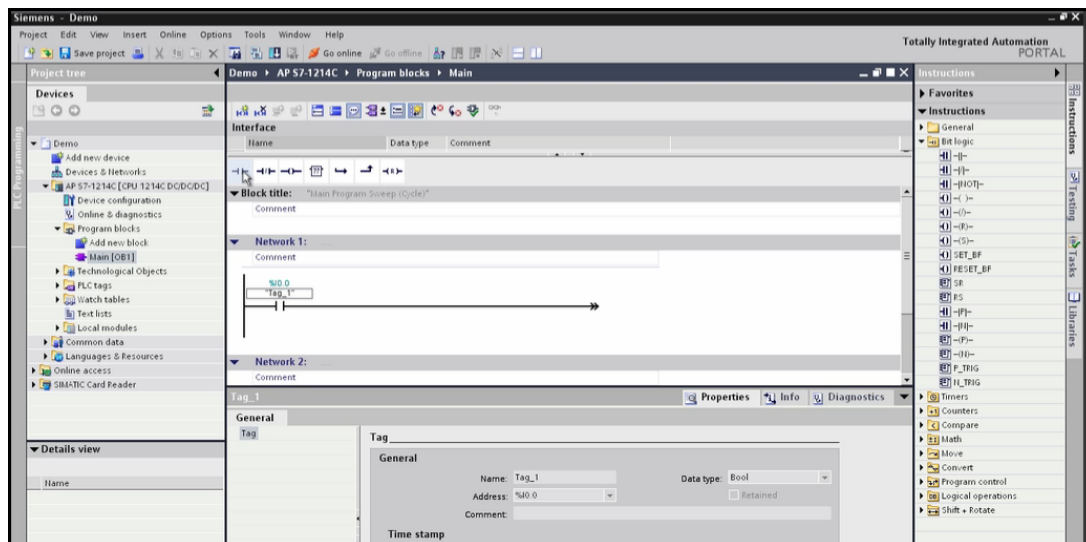


Figura 11.6. Introducerea unei instrucțiuni de tip input în programul principal (main)

Pentru adresarea unui semnal de intrare (input) se utilizează sintagma %Ix.y, unde x.y reprezintă adresa contactului corespunzător de pe automatul programabil (digital input). Pentru adresarea unui semnal de ieșire (output) se utilizează sintagma %Qx.y, unde x.y reprezintă adresa contactului corespunzător de pe automatul programabil (digital output).

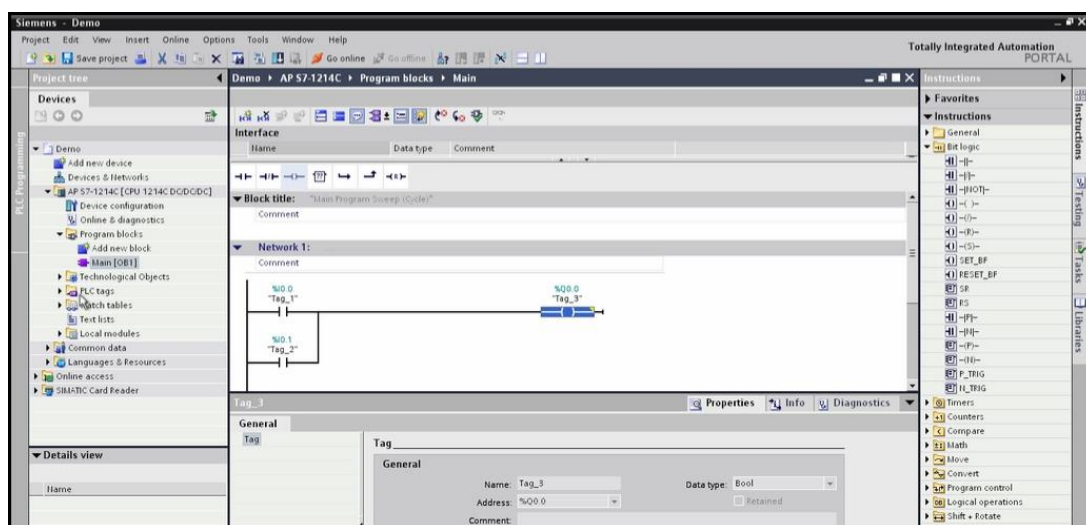


Figura 11.7. Introducerea unei instrucțiuni de tip output în programul principal (main)

Cele mai des utilizate instrucțiuni de tip input se grupează în două categorii, fiind reprezentate ca:

- contact normal deschis  $-|$ —
- contact normal închis  $-|/$ —

în timp ce instrucțiunile de tip output sunt reprezentate grafic prin  $-( )$ —, putând fi la fel de tip normal închis sau deschis. Principiul contactelor normal închise, respectiv normal deschise, este relativ simplu de înțeles. Un contact normal deschis nu va conduce curent electric până când nu va fi activat, în timp ce un contact normal închis va conduce curent electric până va fi activat. În diagramele ladder, execuția instrucțiunilor se face de sus în jos și de la stânga la dreapta. Mai multe condiții (instrucțiuni) în serie presupun operații de tip “ȘI”, în timp ce mai multe condiții (instrucțiuni) în paralel implică operații de tip “SAU”.

După implementarea funcțiilor logice în diagramele ladder și înainte de încărcarea programului în PLC se vor parcurge următorii pași pentru verificarea configurării sistemului:

- asigurați-vă că toate conexiunile sunt corecte
- asigurați-vă că toate butoanele din zona Digital Input a trainer-ului (PLC S7-1200 TRAINING PANEL) sunt pe poziția de mijloc
- asigurați-vă că toate butoanele din zona Analog Input a trainerului sunt pe poziția de mijloc
- asigurați-vă că poziția comutatorului din zona Digital Output este pe poziția 24Vint (în jos)
- asigurați-vă că pe panoul de comenzi al PROSIM, întrerupatorul poziționat deasupra potențioetrelor este comutat spre stânga
- asezați masca potrivită pe platforma PROSIM
- setați numărul măștii pe platforma PROSIM (în acest caz 01)
- setați switch-urile (în acest caz toate switch-urile trebuie setate pe poziția “ON” - în sus - adică sunt contacte normal deschise)

După verificarea setărilor de mai sus se va iniția încărcarea programului ce conține funcțiile logice în PLC, selectând din *Project tree* denumirea PLC-ului și apoi *Download to device*, similar figurii 11.8. În fereastra nou deschisă, *Extended*



## Ingineria Reglării Automate 1 – Îndrumător de laborator

*download to device*, se selectează din nou PLC-ul, urmând a se începe încărcarea efectivă a programului prin *Load*, comandă ce deschide *Load preview*. Urmează compilarea programului realizat și verificarea acestuia înainte de a fi încărcat în PLC.

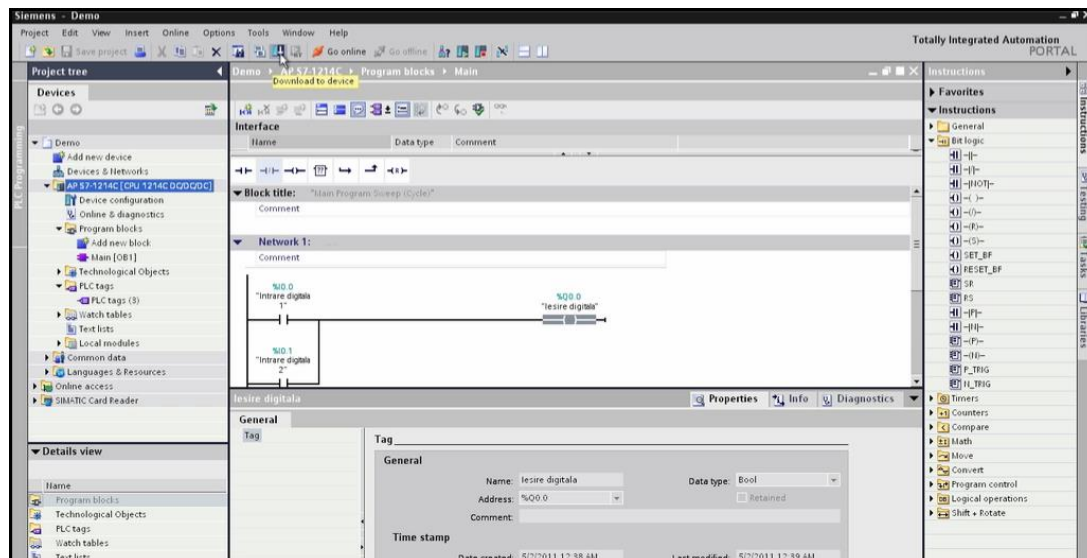
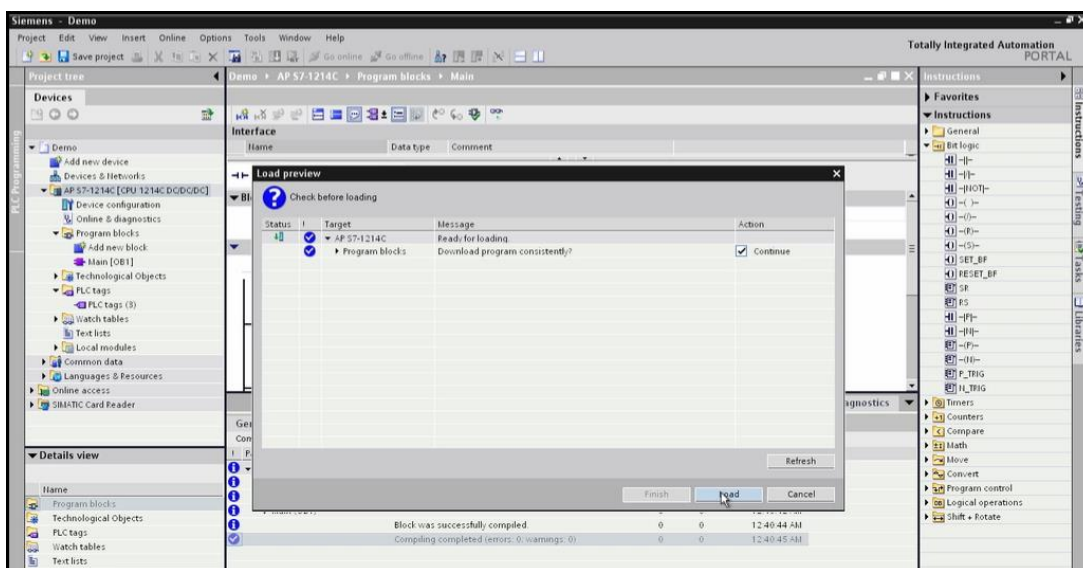


Figura 11.8. Inițierea încărcării programului în PLC

Compilarea realizată cu succes va fi semnalată corespunzător în fereastra de *Load preview*, prin afișarea unui mesaj asociat PLC-ului: *Ready for loading*. Se selectează prin urmare continuarea acțiunii de download a programului, bifând *Continue* și apoi *Load*, conform figurii 11.9.



**Figura 11.9.** Încărcarea efectivă a programului în PLC

În fereastra de *Load results*, se va selecta pornirea tuturor modulelor prin bifarea *Start all*, urmată de *Finish*. Se vor testa pe rând toate instrucțiunile logice implementate în programul încărcat în PLC.

## **Laborator 12**

### STUDIUL INFLUENȚEI PARAMETRILOR DE ACORD AI REGULATOARELOR. APLICAȚIE PRACTICĂ

#### 1. SCOPUL LUCRĂRII

- evaluarea influenței parametrilor de acord ai reguletoarelor PID asupra mărimilor de performanță ale sistemelor în buclă închisă;
- familiarizarea cu simulatorul de procese ACS (Analog Control System).

#### 2. CONSIDERAȚII TEORETICE

Funcția de transfer a unui regulator PID paralel este dată în ecuația de mai jos:

$$H_R(s) = k_p + \frac{1}{T_i s} + T_d s \quad (12.1)$$

unde  $k_p$  este factorul de amplificare,  $T_i$  – constanta de timp a componentei integratoare, iar  $T_d$  – constanta de timp a componentei derivativă. Un controler de tip P va avea ca efect reducerea erorilor staționare, însă va avea ca efect nedorit creșterea suprareglajului. Un control de tip integrator -  $T_i$  – va elimina eroarea staționară, în timp ce un control de tip derivativ -  $T_d$  – va crește stabilitatea sistemului, reducând suprareglajul și timpul de răspuns al sistemului în buclă închisă.

### 3. DESFĂȘURAREA LUCRĂRII

Se va studia influența celor trei parametri de accord  $k_p$ ,  $T_i$  și  $T_d$  asupra mărimilor de performanță uzuale ale sistemului în buclă închisă: suprareglaj, eroare staționară la poziție, respectiv timp de răspuns. Rezultatele obținute se vor trece în tabelul 12.1 de mai jos.

Parametru	Eroare staționară	Suprareglaj	Timp de răspuns
$k_p$			
$T_i$			
$T_d$			

**Tabelul 12.1.** Influența parametrilor de accord asupra mărimilor de performanță

Studiul de caz propus este controlul unui motor de current continuu, având funcția de transfer dată de:

$$H_f(s) = \frac{1}{s(s+2)} \quad (12.2)$$

Se vor implementa mai întâi în Matlab diferite tipuri de reglatoare P, PD, PI și PID, studiindu-se influența parametrilor de accord asupra mărimilor de performanță specificate în tabelul 12.1:

$$k_p = 5$$

$$k_p = 10$$

$$k_p = 5, T_d = 0.3$$

$$k_p = 5, T_d = 0.8$$

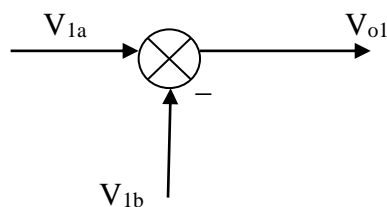
$$k_p = 5, T_i = 2$$

$$k_p = 5, T_i = 3.5$$

Utilizând simulatorul de procese se vor implementa pe rând reglatoarele propuse mai sus, verificându-se concordanța dintre simulările realizate în Matlab și aplicațiile practice.

Simulatorul de procese, ACS (Analog Control System), conține blocurile necesare pentru implementarea practică a sistemului de reglare. Se vor utiliza în acest sens blocurile ACS – 13001, ACS – 13002, ACS – 13003, ACS – 13004, ACS – 13005, ACS – 13008, ACS – 13010 și ACS – 13016. În continuare se prezintă descrierea blocurilor.

ACS – 13001 Summing Junction (Bloc sumator) este utilizat pentru a realiza circuitul de reacție negativă a sistemului în buclă închisă. Semnalele de intrare în acest bloc sumator se conectează pe bornele galbene, în timp ce ieșirea din sumator se preia de pe borna albastră. Figura 12.1 prezintă modalitatea de utilizare a blocului sumator.

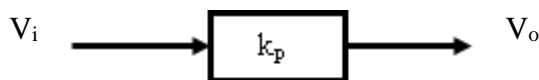


**Figura 12.1.** Blocul sumator ACS - 13001

ACS – 13002 P – Controller va realiza amplificarea semnalului de eroare:

$$\frac{V_o}{V_i} = k_p \quad (12.3)$$

Figura 12.2 prezintă schematic principiul blocului ACS – 13002. Valoarea factorului de amplificare  $k_p$  se setează din potentiometrul alb (între 0-10), această valoare putând fi amplificată din potențiometrul albastru (1, 10, 50).

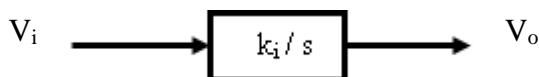


**Figura 12.2.** Regulator P ACS – 13002

ACS – 13003 I – Controller va realiza funcția integratorului dintr-un regulator PID:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k_i}{s} \quad (12.4)$$

Reprezentarea schematică a blocului ACS – 13003 este dată în figura 12.3, valoarea parametrului  $k_i = 1/T_i$  fiind setată prin intermediul potențiometrului alb (între 0-10), putând fi amplificată mai apoi din potențiometrul albastru corespunzător (1, 10, 50).

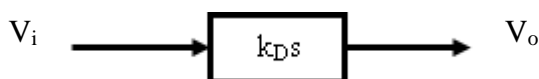


**Figura 12.3.** Regulator I ACS – 13003

ACS – 13004 D- Controller realizează funcția componentei derivate a regulatorului PID:

$$\frac{V_o}{V_i} = k_d s \quad (12.5)$$

Reprezentarea schematică a blocului ACS – 13004 este dată în figura 12.4, valoarea parametrului  $k_d$  fiind setată din potențiometrul alb (între 0-1).

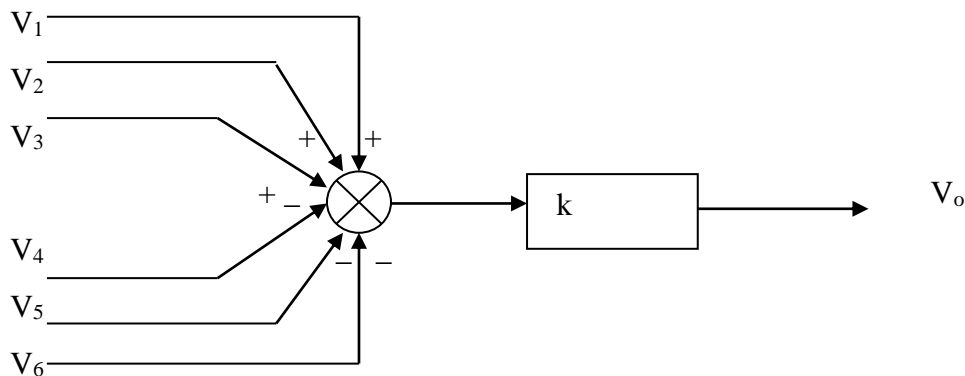


**Figura 12.4.** Regulator D ACS – 13004

ACS – 13005 Sum/Dif Amplifier realizează operații matematice de însumare/diferență a maxim șase semnale  $V_1$ - $V_6$ , rezultatul putând fi ulterior amplificat cu un factor  $k$ , a cărei valoare se setează din potențiometrul alb (între 0-10). Figura 12.5 prezintă reprezentarea schematică a blocului ACS – 13004, corespunzător ecuației:

$$V_o = k(V_1 + V_2 + V_3 - V_4 - V_5 - V_6) \quad (12.6)$$

ACS – 13008 Second Order Plant va fi utilizat pentru implementarea funcției de transfer a procesului din ecuația (12.2).



**Figura 12.5.** Bloc ACS - 13005

Blocul permite implementarea atât a unei funcții de transfer de ordinul întâi, cât și a unei funcții de transfer de ordinul doi (ordinul întâi în serie cu un integrator):

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{bT}{s(s + aT)} \quad \text{sau} \quad \frac{V_o}{V_i} = \frac{bT}{s + aT} \quad (12.7)$$

Valorile parametrilor  $a$ ,  $b$  și respectiv  $T$  se pot seta din potențiometrele asociate fiecăruia:  $a$  și  $b$  în gama 0-10, respectiv  $T$  cu valorile 1, 10 sau 100. Figura 12.6 prezintă reprezentarea schematică a blocului ACS – 13008.



**Figura 12.6.** Blocul ACS - 13008

ACS – 13010 Test Signal Generator va fi utilizat pentru generarea semnalului de referință de tip treaptă, de forma dată în figura 12.7. Potențiometrele asociate pot fi utilizate pentru a seta amplitudinea semnalului, offset-ul și frecvența.



$ref_{min}$

**Figura 12.7.** Semnalul de referință de tip treaptă

Blocul ACS – 13016 Calibration and Testing Module va fi utilizat pentru afișarea amplitudinii diferitelor semnale: referință, eroare, comandă, etc. Semnalul de ieșire a procesului se va vizualiza pe un osciloscop extern conectat la una din bornele CH1 sau CH2 ale adaptorului incorporate modulului ACS – 13013 Analog Power Driver.