

## ***Prefață***

Lucrarea cu titlul „Conducerea proceselor industriale – *Îndrumător de laborator*” se adresează studenților din anul IV de studiu de la specializarea Automatică și Informatică Aplicată, specializare din cadrul Facultății de Automatică și Calculatoare a Universității Tehnice din Cluj-Napoca. Prezenta lucrare pune la dispoziția studenților atât bazele teoretice necesare desfășurării lucrărilor de laborator aferente disciplinei „Conducerea proceselor industriale”, cât și modalitatea de desfășurare a părții aplicative din cadrul acestora.

În structura îndrumătorului intră șapte lucrări de laborator, după cum urmează:

- **LABORATOR NR. 1 : Noțiuni introductive** (echivalentul a două ore fizice)
- **LABORATOR NR. 2 : Acordarea reguletoarelor pentru procese cu timp mort** (echivalentul a patru ore fizice)
- **LABORATOR NR. 3 : Sisteme de reglare numerice** (echivalentul a patru ore fizice)
- **LABORATOR NR. 4 : Structuri de reglare bazate pe principiul compensării perturbației** (echivalentul a șase ore fizice)
- **LABORATOR NR. 5 : Structuri de reglare în cascadă** (echivalentul a patru ore fizice)
- **LABORATOR NR. 6 : Simularea sistemelor de reglare a mărimilor electrice aferente unei termocentrale** (echivalentul a patru ore fizice)
- **LABORATOR NR. 7 : Controlul turației unui motor asincron** (echivalentul a patru ore fizice)

Parcursul celor șapte lucrări de laborator vor permite studenților însușirea unor noțiuni generale din domeniul teoriei reglării automate, dar și a unor noțiuni specifice corespunzătoare aplicațiilor de control automat prezentate. Pe lângă cerințele obligatorii impuse spre a fi rezolvate de către studenți, au fost introduse și câteva

probleme opționale care le permit acestora să continue studiul și să dobândească cunoștințe suplimentare.

Toate simulările prezentate în lucrare au fost realizate utilizând pachetul software Simulink aparținând mediului de programare Matlab, versiunea 7.5.0 (R2007b).

Lucrările de laborator au fost elaborate luând în considerare faptul că studenții cunosc noțiunile de bază, noțiuni dobândite prin aprofundarea cursurilor de specialitate urmate în semestrele anterioare. De asemenea, a fost considerat și faptul că studenții sunt deja familiarizați cu mediul de simulare Simulink.

Autorul își exprimă mulțumirea și recunoștința domnului Prof. dr. ing. Mihail Abrudean pentru îndrumarea, sprijinul și ajutorul acordat la elaborarea acestei lucrări.

Autorul își exprimă mulțumirea domnului Prof. dr. ing. Tiberiu Coloși pentru sprijinul și sfaturile acordate.

Autorul

## Notatii și specificații generale

Următoarele notații generale au fost utilizate în întreaga lucrare:

- $\mathbf{L}\{\}$  – transformata Laplace pentru condiții inițiale nule;
- $\mathbf{Z}\{\}$  – transformata Z;
- $\mathbf{t}$  – variabila timp;
- $\mathbf{H(s)}$  – funcție de transfer continuă;
- $\mathbf{H(z)}$  – funcție de transfer discretă.

Toate celelalte notații au fost introduse în text în contextul utilizării acestora.

**!!! Remarcă: A nu se confunda notația  $\mathbf{s}$  aferentă transformatei Laplace cu notația  $\mathbf{s}$  care semnifică unitatea de măsură în sistem internațional a variabilei timp (secunda).**

Exemplu de utilizare:

- Dacă în text formularea este de tipul: „funcția de transfer a procesului este 
$$\mathbf{H(s) = \frac{K}{1 + T \cdot s} = \frac{3}{1 + 2s}}$$
”,  $\mathbf{s}$  semnifică variabila complexă corespunzătoare transformatei Laplace;
- Dacă în text formularea este de tipul: „constanta de timp  $\mathbf{T = 5s}$ ”,  $\mathbf{s}$  semnifică unitatea de măsură secunda (constanta de timp are valoarea 5 secunde).



# Cuprins

<b>LABORATOR NR. 1 : Noțiuni introductive</b>	.....1
1.1. Structura de reglare monocontur	.....1
1.2. Performanțele sistemelor de reglare automată	.....4
1.3. Identificarea experimentală a procesului tehnologic	.....5
1.4. Acordarea reglatoarelor pentru procese rapide	.....9
1.5. Concluzii	.....12
1.6. Desfășurarea lucrării	.....13
1.7. Exercițiu opțional	.....15
<b>LABORATOR NR. 2 : Acordarea reglatoarelor pentru procese cu timp mort</b>	.....16
2.1. Criterii de acordare a reglatoarelor pentru procese cu timp mort	.....16
2.2. Exemple de simulare	.....18
2.3. Criteriul Ziegler-Nichols bazat pe aducerea procesului la limita de stabilitate	.....25
2.4. Concluzii	.....28
2.5. Desfășurarea lucrării	.....29
2.6. Exercițiu opțional	.....30
<b>LABORATOR NR. 3 : Sisteme de reglare numerice</b>	.....31
3.1. Schema de reglare monocontur cu regulator numeric	.....31
3.2. Metoda Dahlin	.....34
3.3. Metoda Kalman	.....41
3.4. Concluzii	.....49
3.5. Desfășurarea lucrării	.....49
3.6. Exercițiu opțional	.....50
<b>LABORATOR NR. 4 : Structuri de reglare bazate pe principiul compensării perturbației</b>	.....51
4.1. Noțiuni teoretice	.....51
4.2. Principiul de calcul al sistemelor de reglare cu compensarea perturbației	.....55
4.3. Exemple de calcul și de simulare a sistemelor de reglare cu compensarea perturbației	.....59
4.4. Concluzii	.....75
4.5. Desfășurarea lucrării	.....76
4.6. Exercițiu opțional	.....77
<b>LABORATOR NR. 5 : Structuri de reglare în cascadă</b>	.....78
5.1. Noțiuni teoretice	.....78
5.2. Principiul de calcul al sistemelor de reglare în cascadă	.....80
5.3. Exemple de calcul și de simulare a sistemelor de reglare în cascadă	.....81
5.4. Concluzii	.....95
5.5. Desfășurarea lucrării	.....95
5.6. Exercițiu opțional	.....96

<b>LABORATOR NR. 6 : Simularea sistemelor de reglare a mărimilor electrice afereente unei termocentrale</b>	.....97
6.1. <i>Noțiuni generale</i>	.....97
6.2. <i>Simularea sistemelor de reglare</i>	.....99
6.3. <i>Concluzii</i>	.....118
6.4. <i>Desfășurarea lucrării</i>	.....118
6.5. <i>Exercițiu opțional</i>	.....119
<b>LABORATOR NR. 7 : Controlul turației unui motor asincron</b>	.....120
7.1. <i>Modelul procesului</i>	.....120
7.2. <i>Calculul parametrilor regulatorului</i>	.....124
7.3. <i>Simularea sistemului de reglare a turației motorului asincron</i>	.....128
7.4. <i>Concluzii</i>	.....132
7.5. <i>Desfășurarea lucrării</i>	.....132
7.6. <i>Exercițiu opțional</i>	.....132
<b>Bibliografie</b>	.....133

# LABORATOR NR. 1

## Noțiuni introductive

### 1.1. Structura de reglare monocontur

Structura de reglare monocontur este prezentată în figura 1.1.

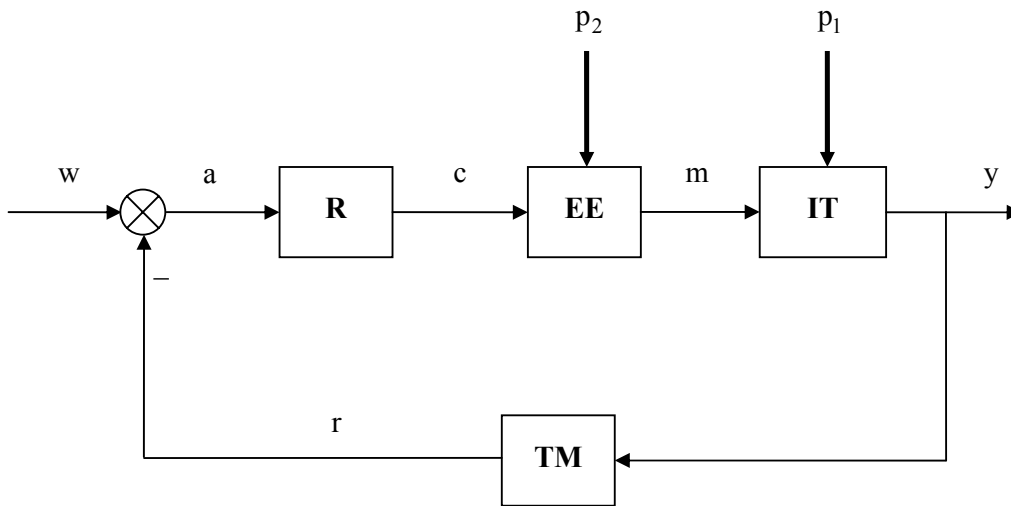


Figura 1.1. Schema de reglare monocontur

În figura semnificația notațiilor este următoarea:

- **IT** – instalația tehnologică (procesul tehnologic);
- **EE** – elementul de execuție;
- **TM** – traductorul de măsură;
- **R** – regulatorul;
- **w** – semnalul de referință;
- **y** – semnalul de ieșire (din procesul tehnologic);
- **m** – semnalul de execuție;
- **a** – semnalul de abatere;
- **c** – semnalul de comandă generat de regulator;
- **r** – semnalul de reacție (semnalul de măsură);
- **p<sub>1</sub>** – semnalul de perturbație care acționează asupra procesului tehnologic (influențează semnalul de ieșire y);

- $p_2$  – semnalul de perturbație care acționează asupra elementului de execuție (influențează semnalul de execuție  $m$ ).

Scopul utilizării sistemului de reglare monocontur este menținerea valorii semnalului  $y$  la valoarea dorită. Această constrângere este îndeplinită dacă abaterea  $a = w - r = 0$ . Dacă în urma comparării semnalelor  $w$  și  $y$  rezultă  $a \neq 0$ , regulatorul va prelucra (după o lege de reglare) abaterea și va genera semnalul de comandă. Semnalul de comandă se transmite procesului tehnologic prin intermediul elementului de execuție, a cărui ieșire o reprezintă semnalul de execuție. Astfel elementul de execuție reprezintă interfața dintre regulator (elementul de comandă) și instalația tehnologică supusă reglării automate. Prin modificarea valorii semnalului de execuție are loc implicit și modificarea valorii semnalului de ieșire ( $y$ ) în sensul aducerii sau a readucerii acestuia la valoarea impusă. Perturbațiile influențează negativ buna funcționare a sistemului de reglare, iar efectul acestora trebuie rejectat de către regulator.

Dacă elementele din componența schemei din figura 1.1 se consideră ca având un comportament liniar, funcționarea acestora în regim dinamic poate fi exprimat prin utilizarea funcțiilor de transfer, caz tratat în această lucrare. În general, în schemele de calcul a reguletoarelor, instalația tehnologică, elementul de execuție și traductorul de măsură se consideră ca un singur element, pe calea directă, denumit partea fixată a sistemului. Funcția de transfer echivalentă a părții fixate rezultă prin înmulțirea celor trei funcții de transfer corespunzătoare elementelor anterior menționate.

În marea majoritate a cazurilor, în practică, se utilizează reguletoare de tip PID (Proportional – Integrativ – Derivativ). În continuare se prezintă funcțiile de transfer (notate cu  $H_R(s)$ ) a unor forme uzuale ale reguletoarelor de tip PID, rezultate prin diferite combinații ale celor trei efecte P, I și D.

- regulator P : 
$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R, \quad (1.1)$$

- regulator PI: 
$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s}\right), \quad (1.2)$$

- regulator PD ideal: 
$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot (1 + T_D \cdot s), \quad (1.3)$$

- regulator PD realizabil (cu filtru de ordinul 1):



$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \frac{1 + T_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s}, \quad \text{sau} \quad (1.4)$$

$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \left(1 + \frac{T_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s}\right), \quad (1.5)$$

– regulator PID ideal:  $H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + T_D \cdot s\right), \quad (1.6)$

– regulator PID realizabil (cu filtru de ordinul 1 pentru componenta derivativă):

$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \left(1 + q \cdot \frac{T_D}{T_I} + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s}\right), \quad (1.7)$$

$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s}\right) \cdot \frac{1 + T_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s}, \quad (1.8)$$

$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = \frac{K_R + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s}. \quad (1.9)$$

Notățiile din relațiile anterioare au următoarea semnificație:  $K_R$  - constanta de proporționalitate a regulatorului,  $T_I$  - constanta de timp de integrare a regulatorului,  $T_D$  - constanta de timp de derivare a regulatorului,  $T_f$  - constanta de timp a filtrului de ordinul 1 (în general  $T_f \approx 0.1 \cdot T_D$ ),  $q$  – coeficient de interdependență cu valoarea dependentă de construcția regulatorului,  $K_I$  - constanta de integrare a regulatorului, respectiv  $K_D$  - constanta de derivare a regulatorului.

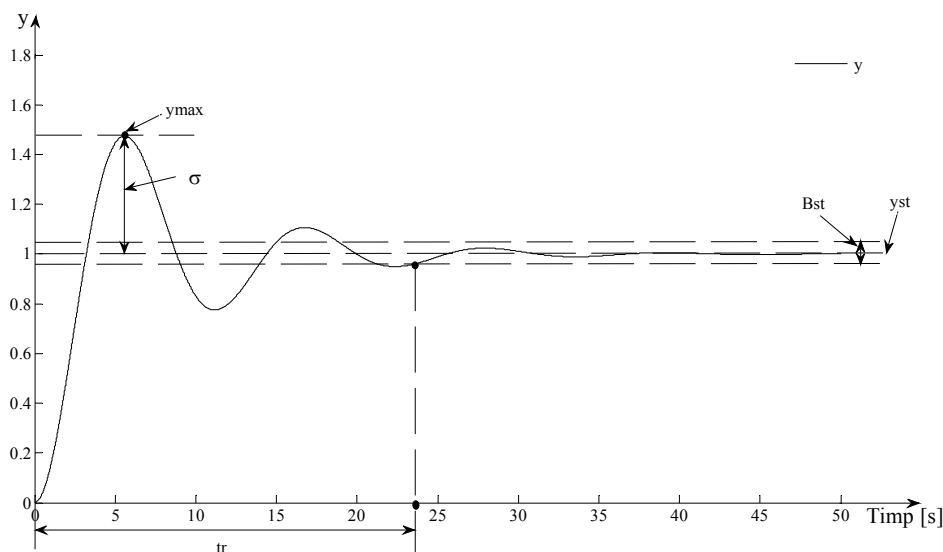
Filtrul de ordinul 1 se aplică în relațiile (1.4), (1.5), (1.7), (1.8) și (1.9) cu scopul realizabilității componentei derivate a regulatorului. În cazul absenței filtrului, componenta derivativă ar amplifica foarte mult semnalele de frecvență ridicată. Dacă în relația (1.7)  $q = 0$ , aceasta devine:

$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s}\right). \quad (1.10)$$

De asemenea dacă  $q = 1$ , relațiile (1.7) și (1.8) devin echivalente, formă corespunzătoare unui regulator PID serie. Relația (1.9) reprezintă forma desfășurată a regulatorului de tip PID. Regulatele de tip P, PI, PD se obțin prin modificările corespunzătoare realizate în relația (1.6), respectiv, după caz,  $T_I \rightarrow \infty$  **sau/și**  $T_D = 0$ .

## 1.2. Performanțele sistemelor de reglare automată

Pentru evidențierea performanțelor sistemelor de reglare automată se utilizează răspunsul indicial (la semnal de intrare de tip treaptă unitară), pentru un sistem în buclă închisă, evidențiat în figura 1.2.



**Figura 1.2. Performanțele sistemului de reglare automată**

Din figura 1.2 rezultă următoarele performanțe:

- suprareglajul:  $\sigma = \frac{y_{\max} - y_{st}}{y_{st}} \cdot 100 [\%]$ , unde  $y_{\max}$  este valoarea maximă a răspunsului, iar  $y_{st}$  este valoarea staționară a acestuia;
- timpul de răspuns:  $t_r$ , perioada de timp de la începutul simulării până la momentul în care răspunsul sistemului rămâne în banda de staționaritate  $B_{st}$  de  $\pm [2-5] \%$  față de  $y_{st}$ . Valoarea exactă a benzii de staționaritate se alege în funcție de precizia dorită.
- abaterea staționară la poziție:  $a_{stp}$ , diferența dintre semnalul de referință și semnalul de reacție în regim staționar.

În cazul răspunsului din figura 1.2 rezultă  $\sigma = 47.5 \%$ ,  $t_r = 23.5s$  și  $a_{stp} = 0$ .

Un sistem este cu atât mai performant cu cât valoarea suprareglajului și a timpului de răspuns este mai mică, iar abaterea staționară la poziție este nulă. De o deosebită importanță în practică este și domeniul de variație a semnalului de comandă generat

de regulator (valoarea minimă și maximă a acestuia) pentru a se putea realiza analiza posibilității aplicării acestuia elementului de execuție (este necesară considerarea riscului saturării elementului de execuție și efectul acestui fenomen asupra bunei funcționări a sistemului).

### **1.3. Identificarea experimentală a procesului tehnologic**

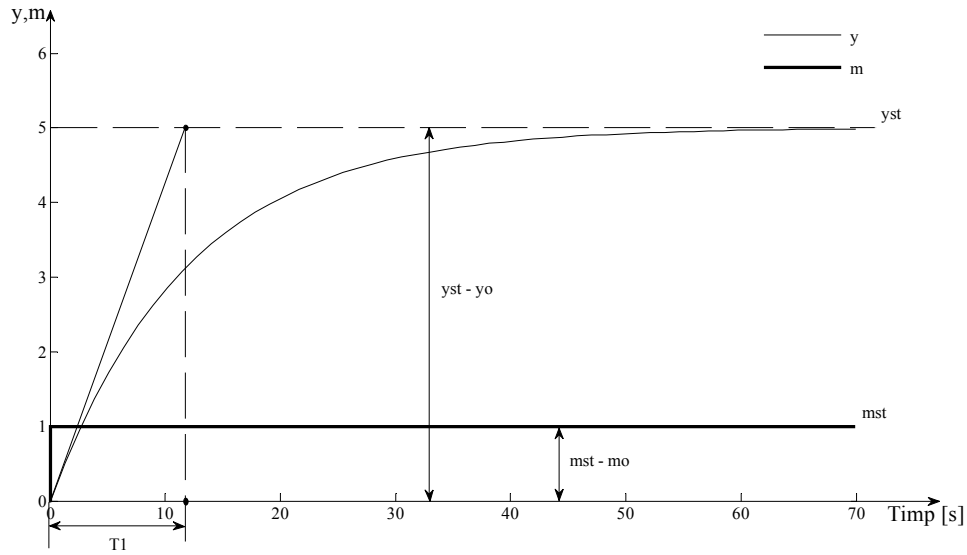
Calculul parametrilor regulatorului din figura 1.1 este posibil doar dacă modelele matematice (în acest caz funcțiile de transfer) care descriu funcționarea în regim dinamic a celorlalte elemente din schemă sunt cunoscute. Dacă parametrii funcției de transfer a elementului de execuție, respectiv a traductorului de măsură se consideră cunoscute (uneori se pot deduce din fișa tehnică a acestor componente), rămâne problema identificării modelului matematic aferent procesului tehnologic.

O posibilitate prin care parametrii funcției de transfer a procesului tehnologic pot fi identificați o reprezintă identificarea experimentală. Identificarea experimentală este posibilă atunci când instalația tehnologică permite efectuarea experimentelor corespunzătoare fără a exista pericole de avarii, respectiv fără a perturba buna funcționare a fluxului tehnologic din care instalația face parte. Unul din avantajele utilizării metodelor de identificare experimentală este reducerea complexității calculului comparativ cu cazul modelării pe cale analitică. Acest aspect se datorează faptului că, după obținerea datelor experimentale prelucrarea acestora este relativ simplă, așa cum se va putea observa din exemplele următoare.

Pentru procedura de identificare experimentală bucla de reacție din figura 1.1 va fi deconectată, iar pe bucla directă se vor realiza toate modificările corespunzătoare obținerii pentru semnalul de execuție (semnalul de intrare în proces) a unei forme de variație de tip treaptă. Experimentul va dura până în momentul când, în urma măsurătorilor semnalului de ieșire ( $y$ ) se constată că valoarea acestuia s-a stabilizat.

În cazul celor patru exemple de mai jos, forma de variație a semnalului de execuție s-a considerat de tip treaptă unitară (valoarea inițială  $m_0 = 0$ , valoarea staționară  $m_{st} = 1$ , iar comutația are la loc la momentul  $t = 0$ ). Treapta unitară este prezentată în figura 1.3, fiind omisă din celelalte trei figuri (1.4, 1.5 și 1.6) pentru a nu altera vizualizarea metodelor.

În cazul figurii 1.3, răspunsul indicial corespunde cu răspunsul unui proces de ordinul I fără timp mort.



**Figura 1.3. Metoda tangentei pentru procese de ordinul I fără timp mort**

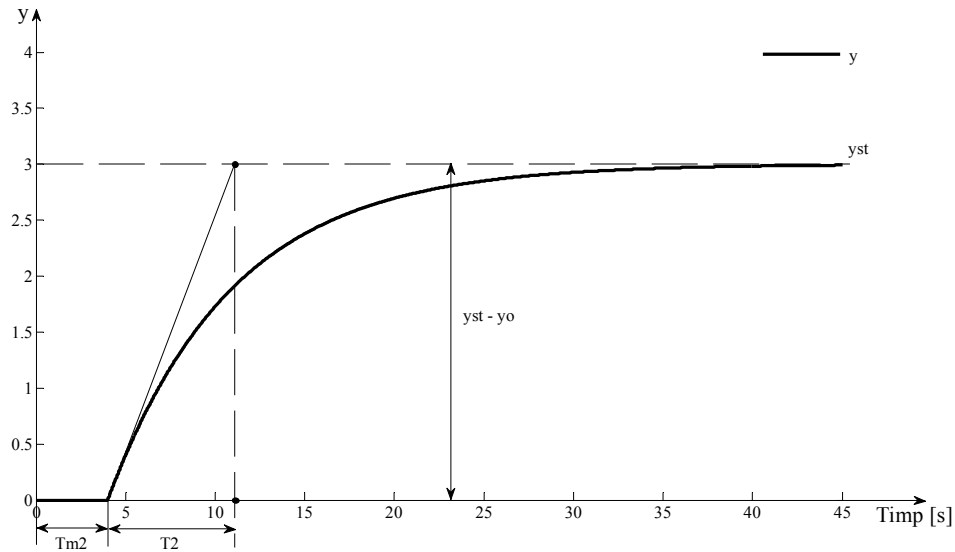
De pe grafic rezultă valoarea inițială  $y_0 = 0$ , respectiv valoarea staționară  $y_{st} = 5$  a răspunsului procesului. Utilizând aceste valori se calculează constanta de proporționalitate a procesului tehnologic:

$$K_{IT_1} = \frac{y_{st} - y_0}{m_{st} - m_0} = 5. \quad (1.11)$$

Dacă semnalele  $y$  și  $m$  sunt de aceeași natură (de exemplu tensiuni) constanta de proporționalitate este adimensională (caz considerat în această lucrare), iar dacă sunt de naturi diferite, unitatea de măsură a acesteia va fi raportul unităților de măsură ale celor două semnale (exemplu:  $y$  – temperatură [ $^{\circ}\text{C}$ ],  $m$  – debit de gaz [ $\text{Nm}^3/\text{h}$ ] [1], rezultă  $K_{IT_1}$  [ $^{\circ}\text{C} \cdot \text{h} / \text{Nm}^3$ ]). Datorită faptului că procesul este de ordinul I fără timp mort, tangenta se trasează în originea răspunsului [2] (care în acest caz corespunde cu originea sistemului de coordonate). Valoarea constantei de timp  $T_1$  a procesului este distanța pe axa timpului dintre origine și proiecția punctului de intersecție al tangentei cu paralela la abscisă dusă prin valoarea staționară a răspunsului procesului, în acest caz 12s. Utilizând valorile obținute pentru  $K_{IT_1}$  și  $T_1$ , funcția de transfer a procesului tehnologic este:

$$H_{IT_1}(s) = \frac{L\{y(t)\}}{L\{m(t)\}} = \frac{K_{IT_1}}{1 + T_1 \cdot s} = \frac{5}{1 + 12s}. \quad (1.12)$$

În figura 1.4 este prezentat cazul aplicării metodei tangentei pentru un sistem de ordinul I cu timp mort.



**Figura 1.4. Metoda tangentei pentru procese de ordinul I cu timp mort**

În acest caz:

$$K_{IT_2} = \frac{y_{st} - y_0}{m_{st} - m_0} = 3, \quad (1.13)$$

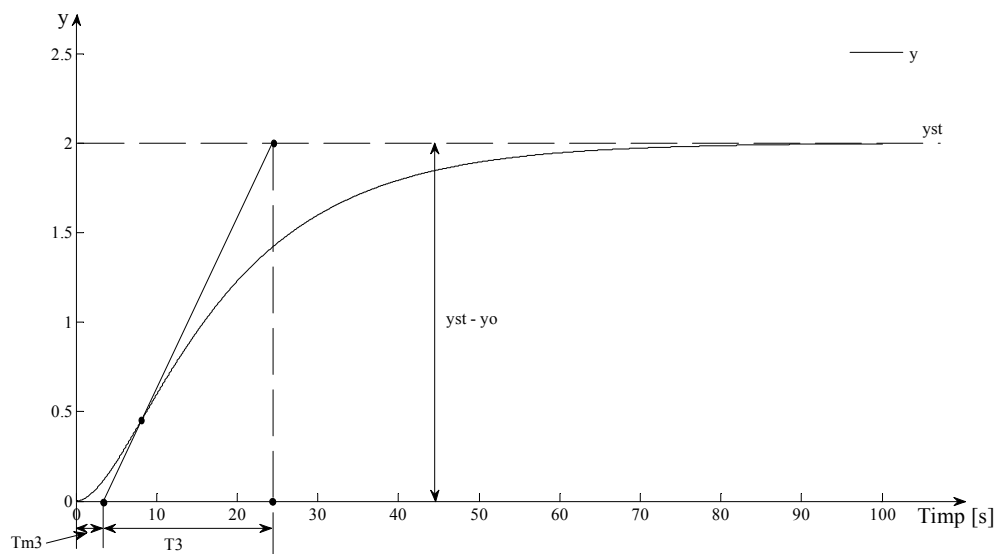
iar tangenta se trasează în originea răspunsului procesului și este translatată spre dreapta cu valoarea corespunzătoare timpului mort. De pe grafic rezultă valoarea constantei de timp mort  $T_{m2} = 4s$  și valoarea constantei de timp a procesului  $T_2 = 7s$ , iar funcția de transfer a procesului tehnologic este:

$$H_{IT_2}(s) = \frac{L\{y(t)\}}{L\{m(t)\}} = \frac{K_{IT_2}}{1 + T_2 \cdot s} \cdot e^{-T_{m2} \cdot s} = \frac{3}{1 + 7s} \cdot e^{-4s}. \quad (1.14)$$

Răspunsul din figura 1.5 corespunde cu răspunsul unui proces de ordin superior. Acest aspect rezultă direct din sesizarea existenței punctului de inflexiune (punctul de coordonate (8.24s,0.46)). Prin utilizarea metodei tangentei modelul unui proces de ordin superior este aproximat printr-o funcție de transfer corespunzătoare unui proces de ordinul I cu timp mort.

Constanta de proporționalitate a procesului tehnologic este:

$$K_{IT_3} = \frac{y_{st} - y_0}{m_{st} - m_0} = 2. \quad (1.15)$$



**Figura 1.5. Metoda tangentei pentru procese de ordinul superior**

Tangenta se trasează în punctul de inflexiune, iar de pe grafic rezultă valorile  $T_{m3} = 3.5s$  și  $T_3 = 20.8s$ . Funcția de transfer corespunzătoare este:

$$H_{IT_3}(s) = \frac{L\{y(t)\}}{L\{m(t)\}} = \frac{K_{IT_3}}{1 + T_3 \cdot s} \cdot e^{-T_{m3} \cdot s} = \frac{2}{1 + 20.8s} \cdot e^{-3.5s}. \quad (1.16)$$

O altă metodă de aproximare a modelului proceselor de ordin superior cu o funcție de transfer corespunzătoare unui proces de ordinul I cu timp mort este metoda lui Cohen-Coon [3]. Pentru aplicarea metodei se consideră același răspuns experimental ca și în cazul anterior, astfel  $K_{IT_4} = K_{IT_3}$ .

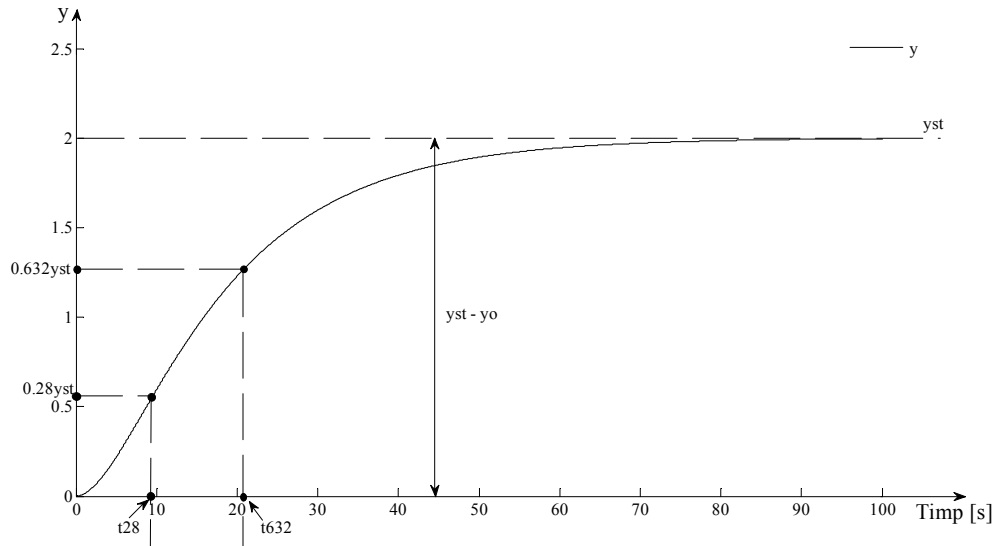
Calculul constantelor de timp se bazează pe determinarea grafică a valorilor timpilor corespunzătoare valorilor  $0.28 \cdot y_{st}$ , respectiv  $0.632 \cdot y_{st}$  ale răspunsului, la fel ca și în figura 1.6 (în acest caz  $y_{st} = 2$ ). Au rezultat valorile  $t_{28} = 9.2s$ , respectiv  $t_{632} = 20.8s$ . Relațiile corespunzătoare calculul constantelor de timp ale procesului prin metoda Cohen-Coon sunt:

$$- \text{ pentru constanta de timp a procesului: } T = 1.5 \cdot (t_{632} - t_{28}); \quad (1.17)$$

– pentru constanta de timp mort a procesului:  $T_m = 1.5 \cdot (t_{28} - \frac{1}{3} \cdot t_{632})$ , (1.18)

– pentru parametrul necesar acordării reguletoarelor prin criteriul Cohen-

$$\text{Coon } \alpha = \frac{T}{T_m}. \quad (1.19)$$



**Figura 1.6. Identificarea experimentală prin metoda Cohen-Coon**

După aplicarea relațiilor precedente au rezultat constantele de timp  $T_{m4} = 3.4s$  și  $T_4 = 17.4s$ , respectiv parametrul  $\alpha = 5.117$ . Funcția de transfer corespunzătoare este:

$$H_{IT_4}(s) = \frac{L\{y(t)\}}{L\{m(t)\}} = \frac{K_{IT_4}}{1 + T_4 \cdot s} \cdot e^{-T_{m4}s} = \frac{2}{1 + 17.4s} \cdot e^{-3.4s}, \quad (1.20)$$

formă diferită decât cea din relația (1.16).

#### 1.4. Acordarea reguletoarelor pentru procese rapide

Se consideră sistemul de reglare din figura 1.1 în care sunt cunoscute funcțiile de transfer corespunzătoare elementelor care aparțin părții fixate:

-  $H_{IT}(s) = \frac{L\{y(t)\}}{L\{m(t)\}} = \frac{2}{(1 + 0.1s) \cdot (1 + 6s)}$ , constantele de timp fiind exprimate în secunde;

- $H_{EE}(s) = \frac{L\{m(t)\}}{L\{c(t)\}} = \frac{5}{1+0.2s}$ , constanta de timp fiind exprimată în secunde;
- $H_{TM}(s) = \frac{L\{r(t)\}}{L\{y(t)\}} = \frac{0.01}{1+0.1s}$ , constanta de timp fiind exprimată în secunde.

Constantele de proporționalitate pot să fie adimensionale sau pot să fie exprimate în funcție de specificul fiecărei aplicații în parte.

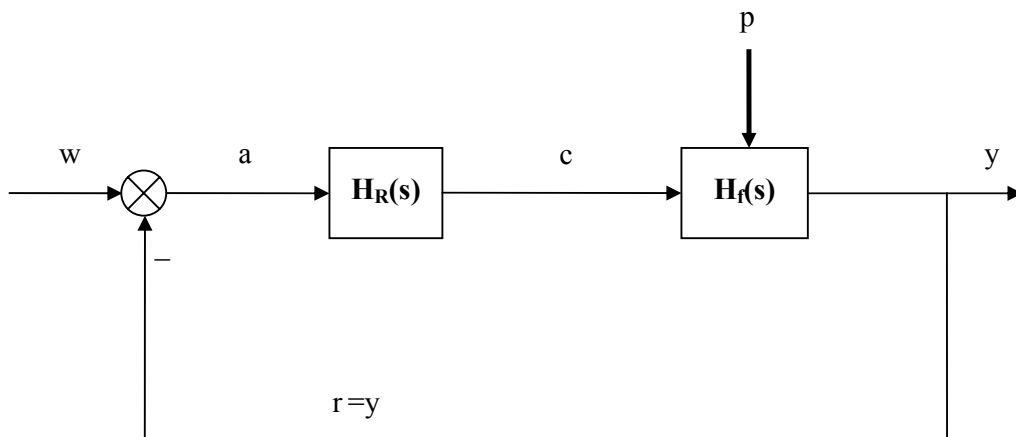
Funcția de transfer a părții fixate este:

$$H_f(s) = H_{EE}(s) \cdot H_{IT}(s) \cdot H_{TM}(s) = \frac{0.1}{(1+0.1s) \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.2s)(1+6s)}. \quad (1.21)$$

Suma constantelor de timp foarte mici (mai mici decât o zecime) comparativ cu constanta de timp dominantă a procesului ( $T = 6s$ ) este  $T_{\Sigma} = 0.1+0.1+0.2 = 0.4s$ . De asemenea este valabilă inegalitatea  $T > 2 \cdot T_{\Sigma}$ . În acest caz relația (1.21) devine echivalentă cu relația (1.22):

$$H_f(s) = H_{EE}(s) \cdot H_{IT}(s) \cdot H_{TM}(s) = \frac{K_P}{(1+T_{\Sigma} \cdot s) \cdot (1+T \cdot s)} = \frac{0.1}{(1+0.4s)(1+6s)}, \quad (1.22)$$

iar schema din figura 1.1 devine:



**Figura 1.7. Schema de reglare monocontur rezultată prin considerarea părții fixate**



În relația (1.22)  $K_P$  este constanta de proporționalitate a procesului iar  $p$  este perturbația totală care acționează asupra părții fixate.

*a) Criteriul modulului – varianta Kessler*

Relația de calcul a regulatorului prin utilizarea criteriului modulului [4] este:

$$H'_R(s) = \frac{H'_d(s)}{H_f(s)}, \quad (1.23)$$

unde  $H'_d(s) = \frac{1}{2 \cdot T_\Sigma \cdot s \cdot (1 + T_\Sigma \cdot s)}$  este funcția de transfer impusă pentru calea directă.

În cazul exemplului considerat, rezultă:

$$H'_R(s) = \frac{H'_d(s)}{H_f(s)} = \frac{\frac{1}{2 \cdot T_\Sigma \cdot s \cdot (1 + T_\Sigma \cdot s)}}{\frac{K_P}{(1 + T_\Sigma \cdot s) \cdot (1 + T \cdot s)}} = \frac{(1 + T \cdot s)}{2 \cdot K_P \cdot T_\Sigma \cdot s} = \frac{1 + 6s}{0.08s} = 75 \cdot \left(1 + \frac{1}{6s}\right), \quad (1.24)$$

funcție de transfer ce corespunde unui regulator PI a cărui constantă de proporționalitate este  $K'_R = 75$  și a cărui constantă de timp de integrare este  $T'_I = 6s$ .

Dacă în figura 1.7 semnalul de intrare ( $w$ ) este de tip treaptă și regulatorul este calculat prin utilizarea criteriului modulului, atunci performanțele sistemului de reglare sunt: abatere staționară la poziție nulă, suprareglaj  $\sigma = 4.3\%$  și timp de răspuns  $t_r \cong 8.4 \cdot T_\Sigma$ . Dacă semnalul  $w$  este de tip rampă regulatorul anterior amintit nu poate asigura abatere staționară la viteză nulă.

*b) Criteriul simetriei*

Relația de calcul a regulatorului prin utilizarea criteriului simetriei este [5]:

$$H''_R(s) = \frac{H''_d(s)}{H_f(s)}, \quad (1.25)$$

unde  $H''_d(s) = \frac{1 + 4 \cdot T_\Sigma \cdot s}{8 \cdot T_\Sigma^2 \cdot s \cdot (1 + T_\Sigma \cdot s)}$  este funcția de transfer impusă pentru calea directă.

În cazul exemplului considerat, rezultă:

$$H_R''(s) = \frac{H_d''(s)}{H_f(s)} = \frac{\frac{1+4 \cdot T_\Sigma \cdot s}{8 \cdot T_\Sigma^2 \cdot s^2 \cdot (1+T_\Sigma \cdot s)}}{\frac{K_P}{(1+T_\Sigma \cdot s) \cdot (1+T \cdot s)}} = \frac{(1+4 \cdot T_\Sigma \cdot s) \cdot (1+T \cdot s)}{8 \cdot K_P \cdot T_\Sigma^2 \cdot s^2} = \frac{1+7.6s+9.6s^2}{0.128s^2}, \quad (1.26)$$

funcție de transfer ce corespunde unui regulator PID în serie cu un element integrator.

Relația (1.26) se poate rescrie sub forma prezentată în relația (1.27):

$$H_R''(s) = \frac{1+7.6s+9.6s^2}{0.128s^2} = 59.375 \cdot \frac{(1+\frac{1}{7.6s}+1.263s)}{s}, \quad (1.27)$$

unde, pentru regulatorul PID, constanta de proporționalitate  $K_R'' = 59.375$ , constanta de timp de integrare  $T_I'' = 7.6s$ , respectiv constanta de timp de derivare  $T_D'' = 1.263s$ .

Dacă în figura 1.7 semnalul de intrare ( $w$ ) este de tip treaptă și regulatorul este calculat prin utilizarea criteriului simetriei, atunci performanțele sistemului de reglare sunt: abatere staționară la poziție nulă, suprareglaj  $\sigma = 43\%$  și timp de răspuns  $t_r \cong 16.5 \cdot T_\Sigma$ . Dacă semnalul  $w$  este de tip rampă regulatorul anterior amintit asigură abatere staționară la viteză nulă.

## 1.5. Concluzii

1. Lucrarea curentă prezintă o serie de noțiuni generale din teoria reglării automate care necesită a fi cunoscute înainte de parcurgerea lucrărilor următoare.
2. A fost detaliat principiul de funcționare a sistemului de reglare monocontur și au fost prezentate performanțele de reglare care vor fi urmărite în continuare.
3. Ca metode de identificare au fost tratate metoda tangentei și metoda lui Cohen- Coon.
4. Regulatorii calculate prin utilizarea criteriului modulului generează performanțe mai bune dacă semnalul de intrare în sistem ( $w$ ) este de tip treaptă, iar regulatorii calculate prin utilizarea criteriului simetriei generează performanțe mai bune dacă semnalul de intrare în sistem ( $w$ ) este de tip rampă.

## 1.6. Desfășurarea lucrării

1. Se consideră următoarele seturi de date experimentale, care corespund răspunsurilor indiciale aferente unor procese tehnologice:

Setul 1:

$t = \{0, 0.2000, 0.4000, 0.6000, 0.8000, 1.0000, 1.2000, 1.4000, 1.6000, 1.8000, 2.0000, 2.2000, 2.4000, 2.6000, 2.8000, 3.0000, 3.2000, 3.4000, 3.6000, 3.8000, 4.0000, 4.2000, 4.4000, 4.6000, 4.8000, 5.0000\},$

$y = \{0, 0.5652, 1.0365, 1.4294, 1.7570, 2.0302, 2.2579, 2.4478, 2.6061, 2.7381, 2.8481, 2.9399, 3.0163, 3.0801, 3.1333, 3.1776, 3.2146, 3.2454, 3.2711, 3.2926, 3.3104, 3.3253, 3.3377, 3.3481, 3.3567, 3.3639\}.$

Setul 2:

$t = \{0, 0.2000, 0.4000, 0.6000, 0.8000, 1.0000, 1.2000, 1.4000, 1.6000, 1.8000, 2.0000, 2.2000, 2.4000, 2.6000, 2.8000, 3.0000, 3.2000, 3.4000, 3.6000, 3.8000, 4.0000, 4.2000, 4.4000, 4.6000, 4.8000, 5.0000\},$

$y = \{0, 0, 0, 0.5262, 1.0291, 1.4232, 1.7320, 1.9740, 2.1636, 2.3121, 2.4285, 2.5198, 2.5912, 2.6472, 2.6911, 2.7255, 2.7525, 2.7736, 2.7901, 2.8031, 2.8132, 2.8212, 2.8274, 2.8323, 2.8361, 2.8391\}.$

Setul 3:

$t = \{0, 0.2000, 0.4000, 0.6000, 0.8000, 1.0000, 1.2000, 1.4000, 1.6000, 1.8000, 2.0000, 2.2000, 2.4000, 2.6000, 2.8000, 3.0000, 3.2000, 3.4000, 3.6000, 3.8000, 4.0000, 4.2000, 4.4000, 4.6000, 4.8000, 5.0000\},$

$y = \{0, 0.3196, 1.0179, 1.8455, 2.6711, 3.4310, 4.0994, 4.6710, 5.1508, 5.5485, 5.8750, 6.1413, 6.3576, 6.5326, 6.6739, 6.7876, 6.8791, 6.9527, 7.0117, 7.0590, 7.0970, 7.1274, 7.1518, 7.1714, 7.1870, 7.1996\}.$

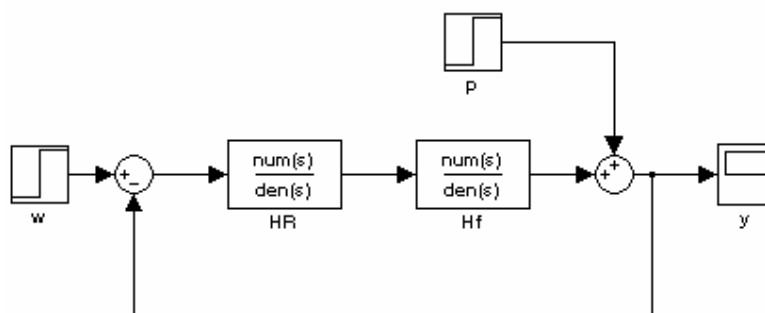
Remarcă: În cele trei seturi de date anterioare, timpul  $t$  este exprimat în secunde, iar  $y$  se consideră a fi o mărime de aceeași natură cu a semnalului de execuție  $m$ .

Pentru seturile de date 1 și 2 să se realizeze grafic curbele experimentale și să se aplice metoda tangentei. În ambele cazuri, după stabilirea funcției de transfer a procesului, să se realizeze grafic comparația dintre răspunsul experimental și

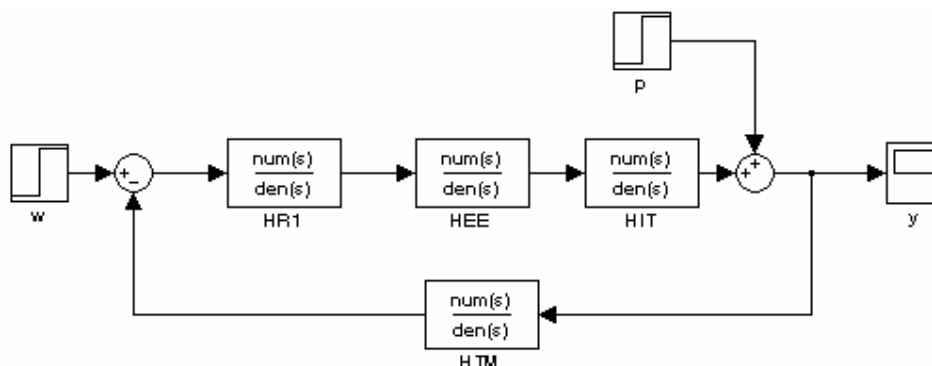
răspunsul simulat (răspunsul indicial a procesului, considerându-se funcția de transfer rezultată în urma identificării experimentale).

Pentru setul de date 3 să se realizeze grafic curba experimentală în două exemplare și să se aplice atât metoda tangentei, cât și metoda lui Cohen Coon. Să se realizeze pe același grafic comparația între cele trei răspunsuri, răspunsul experimental și cele două răspunsuri simulate.

2. Să se verifice prin simularea în mediul Simulink, dacă cele două regulatoare calculate în subcapitoul 1.4 asigură performanțele specificate în expunere referitoare la suprareglaj și la abaterea staționară la poziție, dacă semnalul de referință este de tip treaptă unitară. În cazul regulatorului acordat prin criteriul simetriei, să se verifice și performanța referitoare la abaterea staționară la viteză, dacă semnalul de referință este de tip rampă. Schemele de simulare implementate în Simulink se prezintă în figurile 1.8 (utilizarea în simulare a funcției de transfer a părții fixate) și 1.9 (cazul utilizării tuturor elementelor schemei din figura 1.1).



**Figura 1.8. Schema de simulare utilizând funcția de transfer a părții fixate**



**Figura 1.9. Schema de simulare utilizând separat funcțiile de transfer a tuturor componentelor sistemului de reglare**

Simulările trebuie realizate în cazul ambelor scheme anterior prezentate. Valoarea semnalului de perturbație va fi setată la 0. De asemenea semnalul de perturbație poate fi introdus cu semn pozitiv sau negativ, în funcție de caz, iar acest aspect se controlează din interiorul blocului corespunzător. Evident există posibilitatea introducerii și a altor tipuri de semnale de perturbație de decât semnalul treaptă.

Remarcă: În cazul schemei din figura 1.9, răspunsul sistemului, pentru abatere staționară la poziție nulă, nu se va mai stabiliza la valoarea  $y = 1$  datorită existenței elementului (traductorul de măsură) de pe calea de reacție.

### **1.7. Exercițiu opțional**

Să se refacă simulările din subcapitolul anterior, punctul 2 în cazul în care valoarea semnalului de perturbație este diferită de 0. Se recomandă utilizarea semnalelor de perturbație de tip treaptă, rampă, respectiv sinusoidal la diferite valori ale parametrilor acestora. Să se explice pentru fiecare caz dacă regulatorul prezintă sau nu capacitatea de a rejecta efectul perturbației.

## LABORATOR NR. 2

### Acordarea reguletoarelor pentru procese cu timp mort

#### 2.1. Criterii de acordare a reguletoarelor pentru procese cu timp mort

Criteriile de acordare a reguletoarelor pentru procese cu timp mort prezintă o deosebită importanță practică. Acestea pot fi aplicate fie pentru controlul proceselor cu timp mort propriu-zis, fie pentru controlul proceselor a căror model poate fi aproximat prin expresii care includ timpul mort. O caracteristică a acestor criterii este aceea că sunt foarte ușor de aplicat în contextul în care este cunoscut comportamentul în regim dinamic a procesului care se dorește a fi controlat.

Se consideră că, în urma aplicării identificării experimentale, s-a obținut funcția de transfer a părții fixate corespunzătoare unui proces liniar, de forma:

$$H_f(s) = \frac{K_f}{1 + T \cdot s} \cdot e^{-T_m \cdot s}, \quad (2.1)$$

unde  $K_f$  este constanta de proporționalitate,  $T$  este constanta de timp a părții fixate a procesului tehnologic iar  $T_m$  este constanta de timp mort. Relațiile de calcul care vor fi prezentate în continuare se utilizează pentru calculul reguletoarelor de tip PID, a căror funcție de transfer în forma cea mai generală este:

$$H_R(s) = K_R \cdot \left(1 + q \cdot \frac{T_D}{T_I} + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s}\right), \quad (2.2)$$

notațiile fiind identice cu cele prezentate în lucrarea anterioară (Laboratorul Nr. 1).

Relațiile corespunzătoare criteriilor de acordare a reguletoarelor care vor fi prezentate în această lucrare, permit calculul constantei de proporționalitate, respectiv constantelor de timp de integrare, respectiv de derivare a regulatorului. În tabelul 2.1 se exemplifică câteva criterii, respectiv relațiile aferente acestora, pentru răspuns optim în raport cu referința, iar în tabelul 2.2 câteva criterii respectiv relațiile aferente acestora, pentru răspuns optim la perturbații [6].

Alegerea unui anumit criteriu din cele prezentate în tabelele 2.1 și 2.2 este la latitudinea proiectantului. Este de menționat faptul că nu există o recomandare care să precizeze care dintre metode generează rezultate mai bune în mod general.

**Tabelul 2.1. Criterii de acordare pentru procese cu timp mort (răspuns optim în raport cu referința)**

<b>Criteriul de acordare</b> <b>Regulatorul</b>	<b>Ziegler-Nichols</b>	<b>Oppelt</b>	<b>Chien – Hrones – Reswrich (pentru răspuns aperiodic)</b>
<b>P</b>	$K_R = \frac{T}{T_m \cdot K_f}$	$K_R = \frac{T}{T_m \cdot K_f}$	$K_R = \frac{0.3 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$
<b>PI</b>	$K_R = \frac{0.9 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 3.3 \cdot T_m$	$K_R = \frac{0.8 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 3 \cdot T_m$	$K_R = \frac{0.35 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 1.2 \cdot T_m$
<b>PID (q = 1)</b>	$K_R = \frac{1.2 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 2 \cdot T_m$ $T_D = 0.5 \cdot T_m$	$K_R = \frac{1.2 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 2 \cdot T_m$ $T_D = 0.42 \cdot T_m$	$K_R = \frac{0.6 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = T_m$ $T_D = 0.5 \cdot T_m$

**Tabelul 2.2. Criterii de acordare pentru procese cu timp mort (răspuns optim la perturbații)**

<b>Criteriul de acordare</b> <b>Regulatorul</b>	<b>Kopelovici (pentru răspuns aperiodic)</b>	<b>Kopelovici (pentru răspuns oscilant)</b>	<b>Chien – Hrones – Reswrich (pentru răspuns aperiodic)</b>	<b>Cohen – Coon</b>
<b>P</b>	$K_R = \frac{0.3 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$	$K_R = \frac{1.41}{K_f} \cdot \left( \frac{T}{T_m} \right)^{0.917}$	$K_R = \frac{0.3 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$	$K_R = \frac{1.5}{K_f} \cdot \left( \frac{1}{\alpha} + 0.333 \right)$
<b>PI</b>	$K_R = \frac{0.6 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 0.8 \cdot T_m + 0.5 \cdot T$	$K_R = \frac{1.41}{K_f} \cdot \left( \frac{T}{T_m} \right)^{0.945}$ $T_I = 2.03 \cdot T \cdot \left( \frac{T_m}{T} \right)^{0.739}$	$K_R = \frac{0.6 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 4 \cdot T_m$	$K_R = \frac{1.5}{K_f} \cdot \left( \frac{1}{\alpha} + 0.333 \right)$ $T_I = T_m \cdot \left( \frac{3.33\alpha + 0.333\alpha^2}{1 + 2.2\alpha} \right)$
<b>PID (q = 1)</b>	$K_R = \frac{0.95 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 2 \cdot T_m$ $T_D = 0.4 \cdot T_m$	$K_R = \frac{1.3}{K_f} \cdot \left( \frac{T}{T_m} \right)^{0.945}$ $T_I = 0.917 \cdot T \cdot \left( \frac{T_m}{T} \right)^{0.771}$ $T_D = 0.59 \cdot T_m$	$K_R = \frac{0.95 \cdot T}{T_m \cdot K_f}$ $T_I = 2.4 \cdot T_m$ $T_D = 0.42 \cdot T_m$	$K_R = \frac{1.35}{K_f} \cdot \left( \frac{1}{\alpha} + 0.2 \right)$ $T_I = T_m \cdot \left( \frac{2.5\alpha + 0.5\alpha^2}{1 + 0.6\alpha} \right)$ $T_D = T_m \cdot \left( \frac{0.37\alpha}{1 + 0.2\alpha} \right)$

Recomandarea este ca proiectantul să realizeze simulările corespunzătoare utilizării reguletoarelor rezultate prin aplicarea tuturor criteriilor mai sus menționate și să selecteze pentru aplicațiile practice regulatorul care a generat cele mai bune performanțe.

## 2.2. Exemple de simulare

Se consideră funcția de transfer din relația (2.3) corespunzătoare părții fixate a unui sistem de reglare monocontur (procesul tehnologic + elementul de execuție + traductorul de măsură):

$$H_{f_1}(s) = \frac{K_{f_1}}{(1 + T_1 \cdot s) \cdot (1 + T_2 \cdot s) \cdot (1 + T_3 \cdot s)} = \frac{2}{(1 + 0.1s) \cdot (1 + 5s) \cdot (1 + 15s)}, \quad (2.3)$$

unde constanta de proporționalitate este considerată adimensională iar constantele de timp sunt exprimate în minute.

Răspunsul indicial al acestui proces este aproximativ identic cu răspunsul procesului prezentat în figura 1.5 cu diferența că în acest caz timpul este exprimat în minute. Ținând cont de această afirmație, procedura de identificare experimentală prin metoda tangentei nu diferă, dar constantele de timp rezultate sunt exprimate în minute. În urma identificării a rezultat funcția de transfer de ordinul I cu timp mort care aproximează procesul de ordin superior anterior menționat, astfel:

$$H'_{f_1}(s) = \frac{K'_{f_1}}{1 + T'_1 \cdot s} \cdot e^{-T'_{m1} \cdot s} = \frac{2}{1 + 20.8s} \cdot e^{-3.5s}, \quad (2.4)$$

relație în care constantele de timp sunt exprimate în minute.

Pentru calculul parametrilor regulatorului se alege criteriul Chien – Hrones – Reswch (pentru răspuns aperiodic) din tabelul 2.1. După efectuarea calculelor și utilizarea valorilor parametrilor în relația (2.2), au rezultat reguletoarele:

$$H_{R_p}(s) = K_{R_p} = 2.08, \quad (2.5)$$

$$H_{R_{pi}}(s) = K_{R_{pi}} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{I_{pi}}} \cdot s\right) = 2.08 \cdot \left(1 + \frac{1}{8.05 \cdot s}\right), \quad (2.6)$$

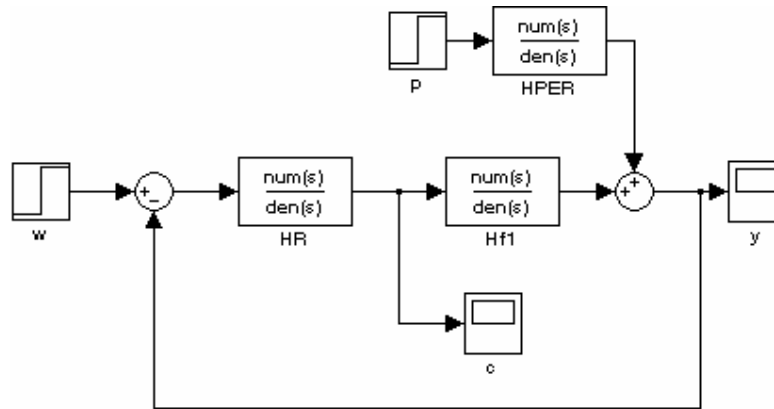


$$H_{R_{PID}}(s) = K_{R_{PID}} \cdot \left( 1 + q \cdot \frac{T_{D_{PID}}}{T_{I_{PID}}} + \frac{1}{T_{I_{PID}} \cdot s} + \frac{T_{D_{PID}} \cdot s}{1 + T_{f_1} \cdot s} \right) =$$

$$= 3.56 \cdot \left( 1 + \frac{1.47}{7} + \frac{1}{7 \cdot s} + \frac{1.47 \cdot s}{1 + 0.147 \cdot s} \right). \quad (2.7)$$

În relațiile anterioare constantele de proporționalitate sunt adimensionale, constantele de timp sunt exprimate în minute,  $q = 1$ , iar  $T_{f_1} = 0.1 \cdot T_D$ .

Schema de simulare a sistemelor de reglare, implementată în mediul Simulink, fiind luate în considerare regulatoarele calculate mai sus, este prezentată în figura 2.1.

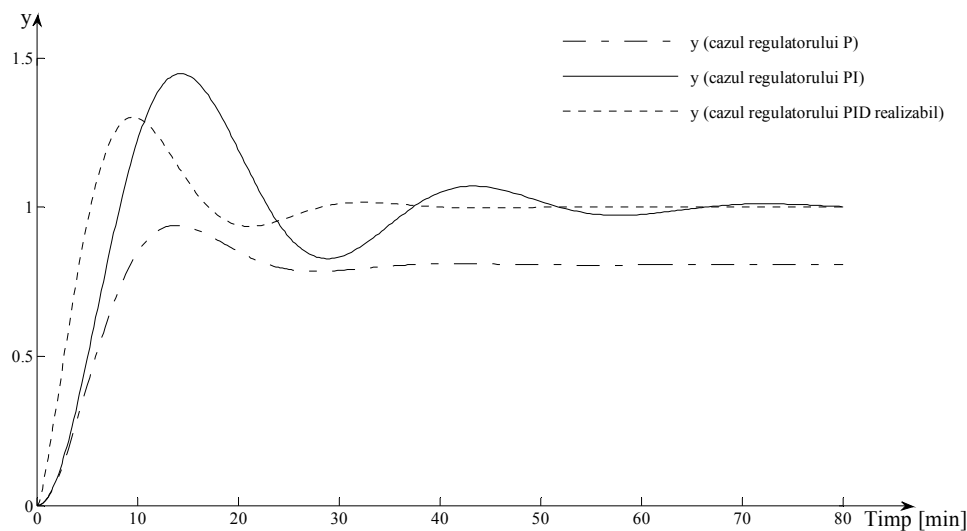


**Figura 2.1. Schema de simulare a sistemului de reglare**

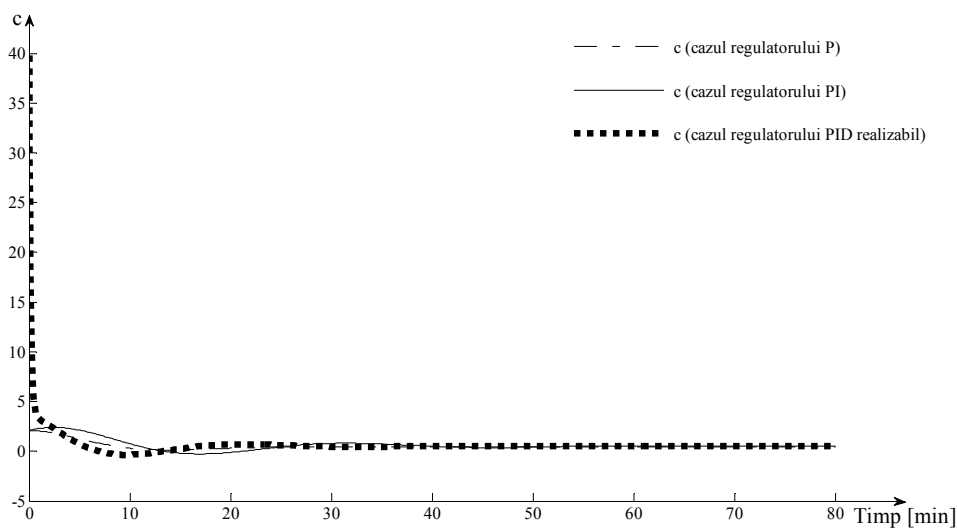
Au fost păstrate aceleași notații ca în figura 1.1 cu remarcă că în acest caz  $y = r$ . Pentru primele simulări semnalul de perturbație are valoarea  $p = 0$ . Simulările sunt realizate pentru funcția de transfer a părții fixate prezentată în relația (2.3), deși pentru calculul regulatoarelor a fost utilizată forma din relația (2.4), formă care aproximează procesul de ordin superior. Semnalul de referință de tip treaptă a fost setat la valoarea  $w = 1$ . În figura 2.2 sunt prezentate comparativ răspunsurile sistemului de reglare din figura 2.1 rezultate prin utilizarea fiecărui regulator din relațiile (2.5), (2.6) și (2.7). Evoluția semnalelor de comandă corespunzătoare cazului tratat se evidențiază în figura 2.3.

În cazul regulatorului P, performanțele legate de suprareglaj și timpul de răspuns sunt foarte bune, dar abaterea staționară la poziție ( $a_{stp}$ ) nu este nulă ( $y \neq 1$ ). În cazul regulatoarelor PI și PID (realizabil) abaterile staționare la poziție sunt nule. Performanțele legate de suprareglaj și timpul de răspuns sunt mai bune (având valori mai mici) în cazul regulatorului PID decât în cazul regulatorului PI. Astfel

$\sigma_{PID} = 30.1 \%$ , mai mic decât  $\sigma_{PI} = 44.7\%$ , iar  $t_{rPID} = 25.36 \text{ min}$ , mai mic decât  $t_{rPI} = 48.99 \text{ min}$  (timpul de răspuns este corespunzător intrării răspunsului în banda de staționaritate de  $B_{st} = \pm 3 \%$  față de valoarea staționară a răspunsului).



**Figura 2.2. Grafic comparativ între diferite răspunsuri ale sistemului de reglare**

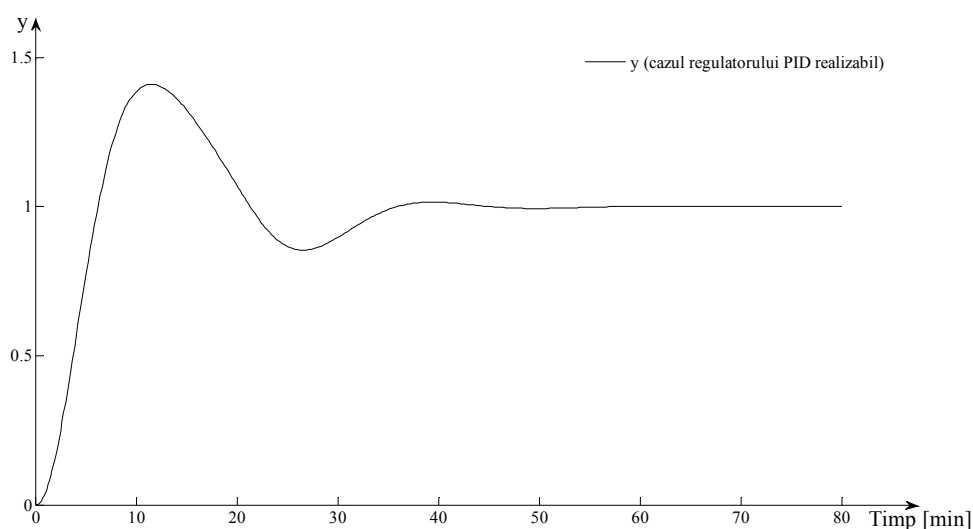


**Figura 2.3. Grafic comparativ între semnalele de comandă generate de reglatoare**

Rezultatele foarte bune generate de regulatorul PID se justifică prin generarea unui semnal de comandă de valoare foarte ridicată chiar la începutul simulării

( $c = 39.83$ ), comparativ cu cazul celorlalte regulatoare (a căror semnal de comandă nu depășește valoarea  $c = 2.5$ ). În general astfel de valori mari pentru semnalul de comandă nu sunt acceptate de către elementul de execuție, datorită saturării acestuia. O altă problemă pentru anumite aplicații practice este imposibilitatea transmiterii comenzilor negative (în figura 2.3 semnalele corespunzătoare reguletoarelor PI și PID scad o scurtă perioadă sub valoarea  $c = 0$ ).

În acest sens, pentru regulatorul PID din relația (2.7) se refăce simularea în cazul utilizării în figura 2.1 a unui bloc de saturație a semnalului de comandă a regulatorului, care să limiteze valoarea acestuia în domeniul  $c \in [0;4]$ . Răspunsul, respectiv variația semnalului de comandă corespunzător sunt evidențiate în figurile 2.4 și 2.5.

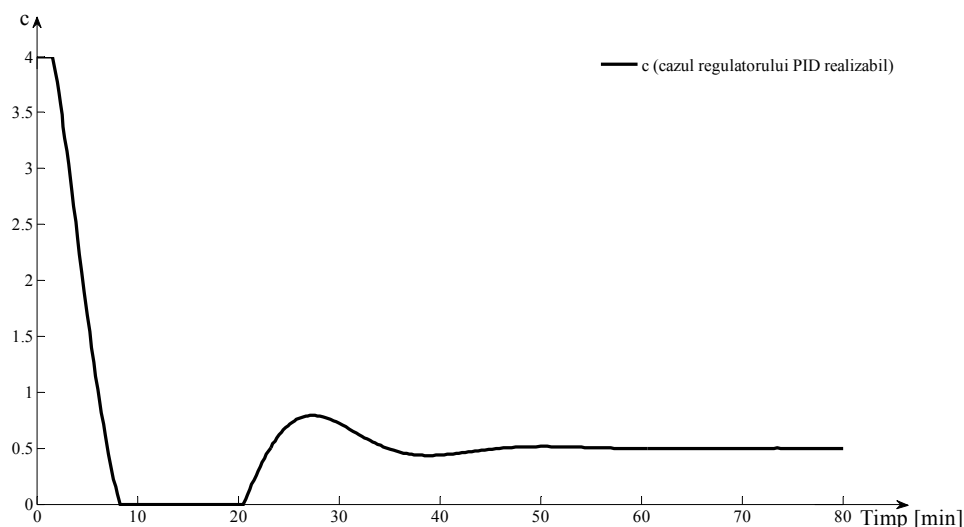


**Figura 2.4. Răspunsul sistemului de reglare cu regulator PID și element de saturație a semnalului de comandă**

Performantele obținute sunt: abatere staționară la poziție nulă, suprareglaj  $\sigma'_{PID} = 40.93\%$ , iar timp de răspuns  $t'_{rPID} = 33.7 \text{ min}$ , acestea fiind mai slabe comparativ cu cazul în care nu a fost saturat semnalul de comandă, dar fiind mai bune decât în cazul regulatorului PI ( $\sigma_{PI} = 44.7\%$ ,  $t_{rPI} = 48.99 \text{ min}$ ).

Din figura 2.5 reiese faptul că, semnalul de comandă, fiind saturat, nu trece peste valoarea  $c = 4$  și nu scade sub valoarea  $c = 0$ .

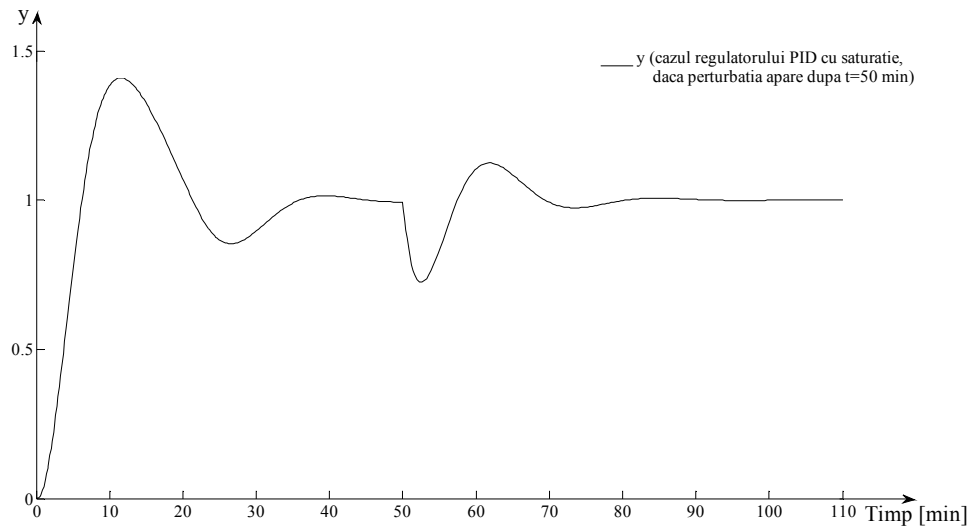
În cazul în care, totuși, rezultatele obținute nu sunt suficiente pentru o anumită aplicație, se poate recurge la un alt criteriu de acordare.



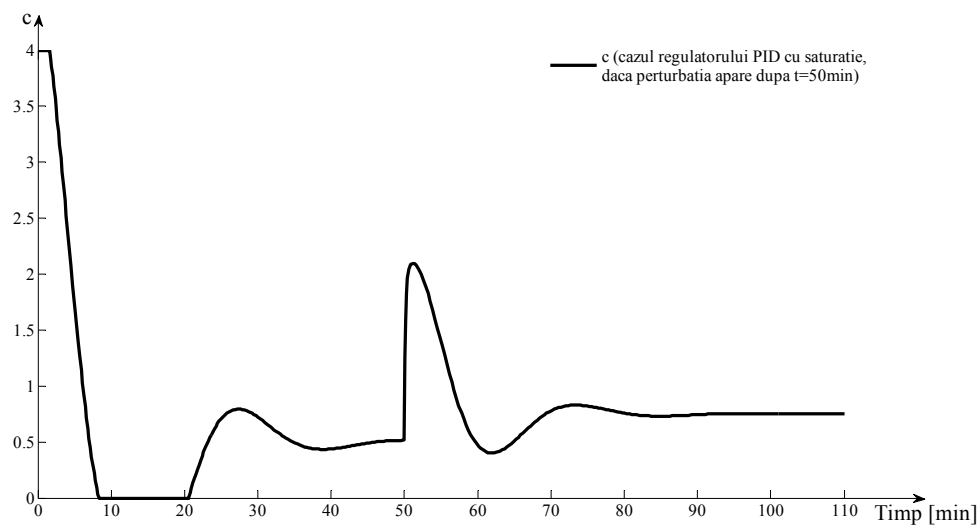
**Figura 2.5. Semnalul de comandă saturat**

O problemă importantă este introducerea în sistemul de reglare a semnalului de perturbație și studiul efectului acestuia asupra semnalului de ieșire (y). În acest sens se consideră cazul regulatorului PID cu saturație pe semnalul de comandă (cazul anterior tratat). Semnalul de perturbație se consideră de tip treaptă negativă cu valoare ( $p = -0.5$ ) a cărei propagare este „întârziată” printr-o funcție de transfer de ordinul I,  $H_{PER}(s) = \frac{1}{1+2s}$ , constanta de timp fiind exprimată în minute. Constanta de proporționalitate a funcției de transfer  $H_{PER}(s)$  a cărei valoare este egală cu 1 semnifică faptul că valoarea semnalului de perturbație, în regim staționar nu este alterată. Dacă perturbația de tip treaptă negativă apare la  $t = 50$  min de la începutul simulării, răspunsul sistemului de reglare se prezintă în figura 2.6, iar evoluția semnalului de comandă generat de regulator se prezintă în figura 2.7.

Din figura 2.6 reiese faptul că efectul perturbației este foarte eficient rejectat, valoarea răspunsului sistemului revenind după numai 17.61min în banda de staționaritate  $B_{st} = \pm 3\%$  față de valoarea staționară (în acest caz  $y = 1$ ). Semnalul de comandă corespunzător este menținut între limitele  $c \in [0;4]$ . Înainte de apariția perturbației, valoarea semnalului de comandă s-a stabilizat la  $c = 0.515$ , iar după apariția perturbației, pentru a compensa efectul acesteia (se consideră faptul că perturbația persistă), s-a stabilizat la o valoare mai mare  $c = 0.75$ .



**Figura 2.6. Răspunsul sistemului de reglare, dacă perturbația p apare după 50 min de la începutul simulării**



**Figura 2.7. Evoluția semnalului de comandă generat de regulator, dacă perturbația p apare după 50 min de la începutul simulării**

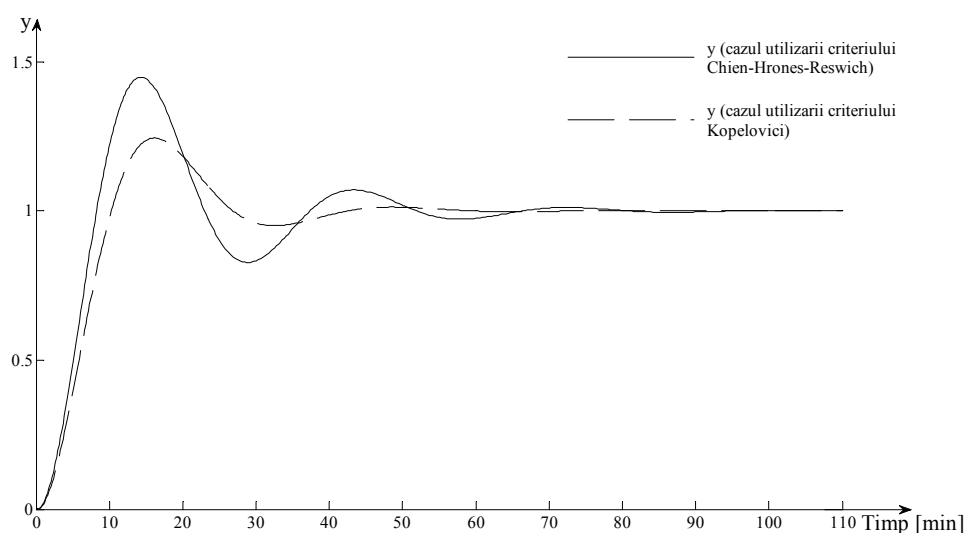
Remarcă: În cazul în care procesul tehnologic este caracterizat de timp mort propriu-zis, simulările se realizează introducând pe calea directă a schemei din figura 2.1 blocul corespunzător timpului mort („Transport Delay” din Simulink). În mediul Simulink, plasarea blocului „Transport Delay” se poate realiza atât înainte, cât și după funcția de transfer a procesului, efectul fiind același.

Pentru a se evidenția diferența între criterii, referitoare la rezultatele generate, se consideră în continuare cazul procesului tehnologic și a regulatorului PI anterior tratat, respectiv pentru același proces, dar pentru regulatorul PI rezultat prin aplicarea relațiilor corespunzătoare criteriului Kopelovici (pentru răspuns aperiodic) din tabelul 2.2. După efectuarea calculelor rezultă funcția de transfer a regulatorului PI (prin criteriul Kopelovici):

$$H'_{R_{PI}}(s) = K'_{R_{PI}} \cdot \left(1 + \frac{1}{T'_{I_{PI}} \cdot s}\right) = 1.78 \cdot \left(1 + \frac{1}{13.2 \cdot s}\right), \quad (2.8)$$

unde constanta de proporționalitate  $K'_{R_{PI}}$  este adimensională, iar constanta de timp  $T'_{I_{PI}}$  este exprimată în minute.

Graficul comparativ între răspunsurile sistemului de reglare din figura 2.1, dacă valoarea semnalului de perturbație  $p = 0$ , pentru cele două cazuri tratate (regulatorul PI rezultat prin aplicarea criteriului Chien-Hrones-Reswich, respectiv criteriul Kopelovici), este prezentat în figura 2.8.

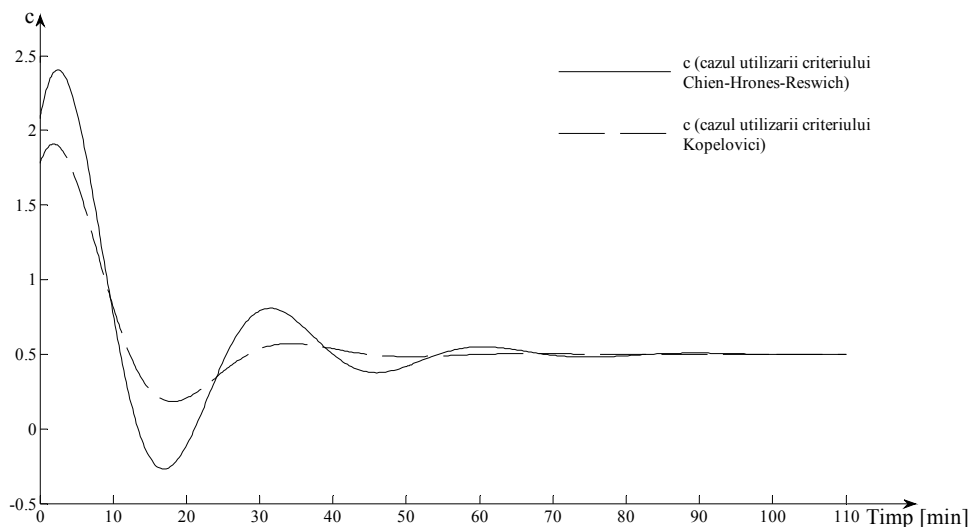


**Figura 2.8. Grafic comparativ între răspunsurile sistemului de reglare, în cazul utilizării celor două criterii menționate pentru calculul reguletoarelor PI**

Din figura 2.8 rezultă că răspunsul corespunzător utilizării criteriului Kopelovici este net superior față de răspunsul corespunzător utilizării criteriului Chien-Hrones-Reswich, atât ca suprareglaj, cât și ca timp de răspuns ( $\sigma'_{PI} = 24.42\%$

mai mic decât  $\sigma_{PI} = 44.7\%$ , iar  $t'_{rPI} = 37.42 \text{ min}$  mai mic decât  $t_{rPI} = 48.99 \text{ min}$ ).

Abaterea staționară la poziție este nulă în ambele cazuri. Figura 2.9 redă evoluția semnalelor de comandă corespunzătoare generate de cele două regulatoare PI comparate.



**Figura 2.9. Evoluțiile semnalelor de comandă generate de regulatoarele PI calculate prin aplicarea celor două criterii comparate**

Domeniul de variație a semnalului de comandă este  $[0.18; 1.91]$ , în cazul aplicării criteriului Kopelovici, respectiv  $[-0.27; 2.4]$  în cazul aplicării criteriului Chien-Hrones-Reswich, fapt ce demonstrează din nou superioritatea criteriului Kopelovici (valoarea maximă a semnalului de comandă este mai mică decât în cazul criteriului Chien-Hrones-Reswich, iar în domeniul de variație a acestuia nu se regăsesc valori negative (în contextul neutilizării elementelor de saturare a valorii semnalului de comandă)).

Concluzia este că, în acest caz regulatorul PI rezultat prin aplicarea criteriului Kopelovici este superior ca performanțe generate ca regulatorul PI rezultat prin aplicarea criteriului Chien-Hrones-Reswich.

### 2.3. Criteriul Ziegler-Nichols bazat pe aducera procesului la limita de stabilitate

Acest criteriu poate fi utilizat pentru procese care permit aducera la limita de stabilitate, adică există posibilitatea obținerii experimentale de oscilații întreținute [7] pentru semnalul de ieșire din proces ( $y$ ). Experimentul se desfășoară în felul următor:

în cazul sistemului din figura 2.1 (completat pe calea directă prin introducerea blocului corespunzător timpului mort: „Transport Delay”), pentru  $p = 0$ , funcția de transfer a regulatorului se consideră a fi de tip P, iar valoarea constantei de proporționalitate corespunzătoare se ajustează pâna la obținerea de oscilații întreținute la ieșirea sistemului. În acest context se reține valoarea constantei de proporționalitate pentru care s-a obținut regimul de limită de stabilitate  $K_{R\lim}$ , respectiv perioada oscilațiilor  $T_{\lim}$ , iar parametrii regulatorului pot fi calculați utilizând relațiile prezentate în tabelul 2.3 [6].

**Tabelul 2.3. Relațiile de calcul pentru criteriul Ziegler-Nichols bazat pe aducerea procesului la limita de stabilitate**

<b>Criteriul de acordare</b>  <b>Regulatorul</b>	<b>Ziegler-Nichols</b>
<b>P</b>	$K_R = 0.5 \cdot K_{R\lim}$
<b>PI</b>	$K_R = 0.45 \cdot K_{R\lim}$ ; $T_I = 0.8 \cdot T_{\lim}$
<b>PID</b>	$K_R = 0.75 \cdot K_{R\lim}$ ; $T_I = 0.6 \cdot T_{\lim}$ ; $T_D = 0.1 \cdot T_{\lim}$

Ca exemplu, se consideră funcția de transfer a părții fixate (procesul tehnologic, respectiv traductorul și elementul de execuție, ultimele două fiind considerate de tip proporțional) a unui sistem de reglare, de forma:

$$H_{f_2}(s) = \frac{K_{f_2}}{(1 + T_{12} \cdot s) \cdot (1 + T_{22} \cdot s)} = \frac{5}{(1 + 4s) \cdot (1 + 5s)} \cdot e^{-2s}, \quad (2.9)$$

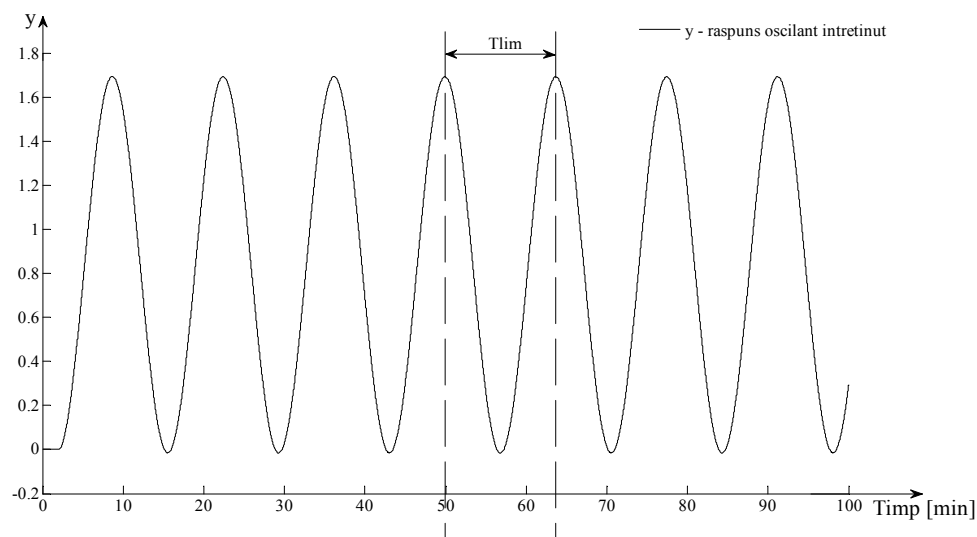
unde constanta de proporționalitate  $K_{f_2}$  este adimensională, iar constantele de timp, respectiv constanta de timp mort („Transport Delay”) sunt exprimate în minute. În urma efectuării experimentului, au rezultat oscilații întreținute pentru constanta de proporționalitate de valoarea  $K_{R\lim} = 1.03853$ . Răspunsul corespunzător este prezentat în figura 2.10. Din acest grafic rezultă perioada oscilațiilor  $T_{\lim} = 13.76 \text{ min}$ .

Simularea sistemului de reglare va fi realizată pentru cazul regulatorului PI, a cărui formă rezultă după aplicarea relațiilor corespunzătoare din tabelul 2.3:



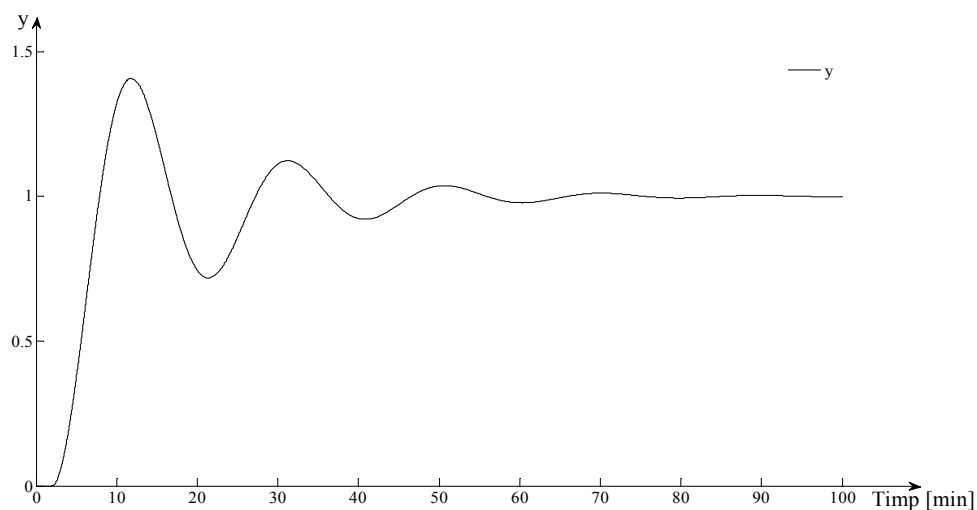
$$H_{R_{PI}}''(s) = K_{R_{PI}}'' \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{I_{PI}}'' \cdot s}\right) = 0.4673 \cdot \left(1 + \frac{1}{11.008 \cdot s}\right), \quad (2.10)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{R_{PI}}''$  este adimensională, iar constanta de timp  $T_{I_{PI}}''$  este exprimată în minute.

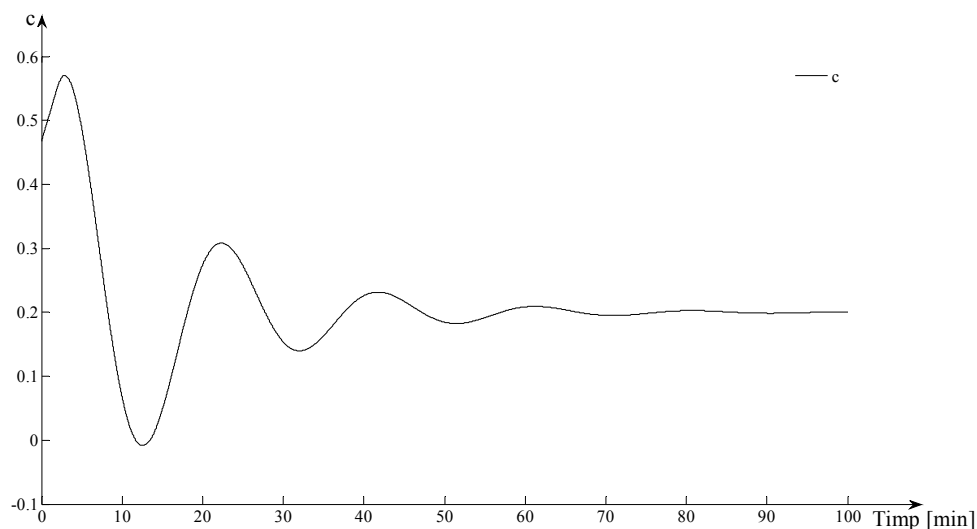


**Figura 2.10. Răspunsul oscilant întreținut al sistemului**

Figura 2.11 redă răspunsul sistemului de reglare rezultat prin utilizarea regulatorului din relația (2.10), iar figura 2.12 evoluția semnalului de comandă generat de regulator, pentru cazul tratat.



**Figura 2.11. Răspunsul sistemului de reglare, dacă regulatorului PI este calculat prin metoda aducerii procesului la limita de stabilitate**



**Figura 2.12. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul PI calculat prin metoda aducerii procesului la limita de stabilitate**

Ultimele simulări au fost realizate menținând blocul corespunzător timpului mort pe bucla directă lângă proces datorită faptului că, procesul prezintă timp mort propriu-zis (funcția de transfer a părții fixate din relația (2.9) nu reprezintă o aproximare a unei funcții de transfer corespunzătoare unui proces de ordin superior).

Performanțele sistemului de reglare rezultă din figura 2.11, acestea fiind abatere staționară la poziție nulă, suprareglaj  $\sigma_{PI}'' = 40.65\%$ , respectiv timpul de răspuns  $t_{rPI}'' = 52.58 \text{ min}$ . Domeniul de variație al semnalului de comandă este  $[-8.4 \cdot 10^{-3}; 0.5701]$ , iar valoarea staționară a acestuia este  $c = 0.2$ . Dacă se utilizează un bloc de saturație a semnalului de comandă care să nu permită scăderea acestuia sub valoarea 0, răspunsul sistemului de reglare va diferi nesemnificativ de răspunsul prezentat în figura 2.11.

## 2.4. Concluzii

1. Această lucrare tratează problema acordării reguletoarelor pentru procese cu timp mort.
2. Au fost prezentate mai multe criterii de acordare, proiectantul având posibilitatea să aleaga un anumit criteriu, care în urma simulărilor, se consideră a fi cel mai potrivit pentru o anumită aplicație.

3. Pentru introducerea în simulare a timpului mort se utilizează blocul „Transport Delay” din Simulink.
4. Simularea numerică a sistemelor prezintă o deosebită importanță deoarece permite proiectantului sistemului de reglare să-și facă foarte repede o imagine asupra comportamentului sistemului în diferite situații fără nici un pericol de a genera avarii.

## 2.5. Desfășurarea lucrării

1. Se dă funcția de transfer a părții fixate a unui sistem de reglare automată (corespunzător schemei din figura 2.1):

$$H_{f_3}(s) = \frac{K_{f_3}}{(1 + T_{13} \cdot s) \cdot (1 + T_{23} \cdot s) \cdot (1 + T_{33} \cdot s)} = \frac{4.25}{(1 + 0.3s) \cdot (1 + 22.5s) \cdot (1 + 40s)}, \quad \text{unde}$$

constanta de proporționalitate  $K_{f_3}$  este adimensională, iar constantele de timp sunt exprimate în minute. Să se aplice atât metoda tangentei, cât și metoda Cohen-Coon răspunsului indicial al modelului anterior menționat și să se deducă cele două funcții de transfer de ordinul I cu timp mort care aproximează acest răspuns.

2. Să se calculeze regulatoarele prin utilizarea relațiilor corespunzătoare fiecărui criteriu prezentat în tabelele 2.1 și 2.2. Toate calculele vor fi realizate pentru funcția de transfer obținută prin aplicarea metodei tangentei, cu excepția calculelor aferente criteriului Cohen-Coon care se bazează pe utilizarea funcției de transfer obținute prin aplicarea criteriului de identificare Cohen-Coon.

3. Separat, pentru tabelul 2.1, respectiv tabelul 2.2, să se realizeze grafic comparația între răspunsurile obținute prin utilizarea regulatoarelor calculate la punctul 2. Pe aceeași figură se vor reprezenta grafic răspunsurile corespunzătoare utilizării tuturor regulatoarelor care se găsesc pe aceeași linie a unui tabel (pentru ambele tabele). De asemenea răspunsurile corespunzătoare utilizării tuturor regulatoarelor care se găsesc pe aceeași coloană a unui tabel vor fi reprezentate grafic pe o figură separată (pentru ambele tabele). Pentru simulări se utilizează schema din figura 2.1, în care  $p = 0$ .

4. Performanțele obținute vor fi centralizate într-un tabel de forma:

Nr. crt.	Criteriul de acordare și regulatorul obținut	Abaterea staționară la poziție ( $a_{stp}$ )	Suprareglajul ( $\sigma$ [%])	Timpul de răspuns ( $t_r$ [s])	Domeniul de variație a comenzii ([valoare minimă;valoare maximă])
1	Ex: Ziegler-Nichols – regulator P				
2	Ex: Ziegler-Nichols – regulator PI				
....	....	....	....	....	....

5. Dacă funcția de transfer a părții fixate a unui sistem de reglare automată,

$$\text{este } H_{f_4}(s) = \frac{K_{f_4}}{(1 + T_{14} \cdot s) \cdot (1 + T_{24} \cdot s)} = \frac{3.3}{(1 + 11s) \cdot (1 + 22s)} \cdot e^{-5s}, \text{ unde constanta de}$$

proporționalitate  $K_{f_4}$  este adimensională, iar constantele de timp (inclusiv constanta de timp mort) sunt exprimate în minute, să se calculeze regulatoarele prin utilizarea criteriului Ziegler-Nichols bazat pe aducerea sistemului la limita de stabilitate (relațiile corespunzătoare sunt prezentate în tabelul 2.3). Să se parcurgă etapele din subcapitolul 2.3.

## 2.6. Exercițiu opțional

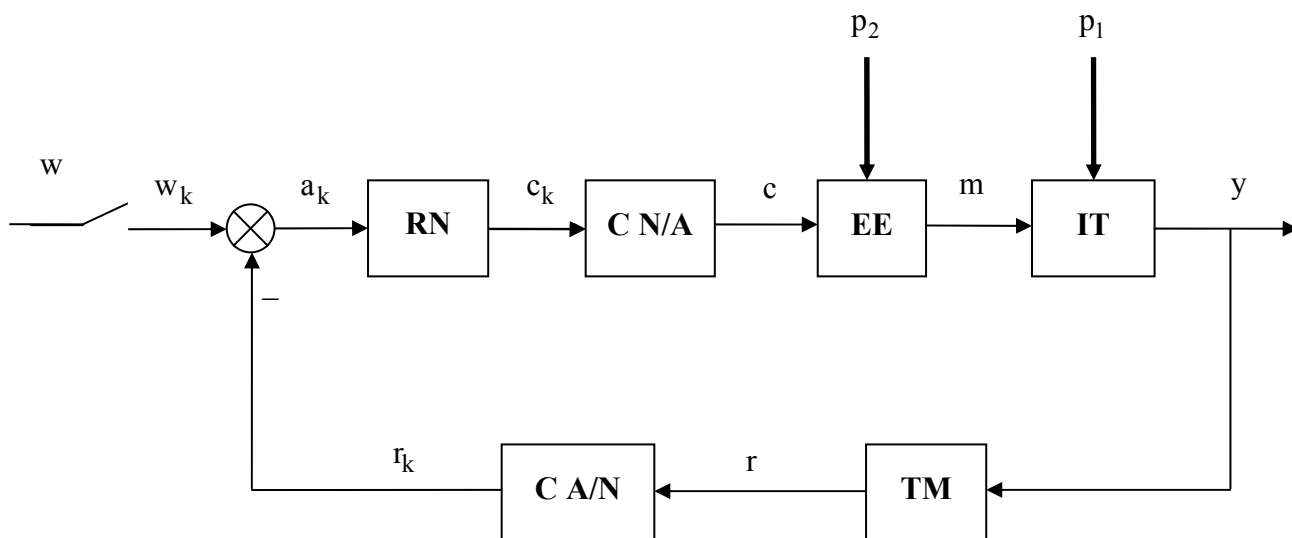
Să se studieze, prin efectuarea de simulări utilizând regulatoarele calculate în subcapitolul 2.5, efectul introducerii perturbațiilor în sistem, respectiv efectul introducerii elementelor de saturație pentru situațiile în care semnalul de comandă prezintă valori foarte mari chiar după începutul simulării, iar apoi se stabilizează la valori mult mai mici (cazul regulatorului PID rezultat prin aplicarea criteriului Chien – Hrones –Reswich). Perturbațiile vor fi considerate de tip treaptă și se vor introduce în sistem fie direct (caz teoretic), fie prin intermediul unor funcții de transfer de „întârziere” de ordinul I (caz real).

## LABORATOR NR. 3

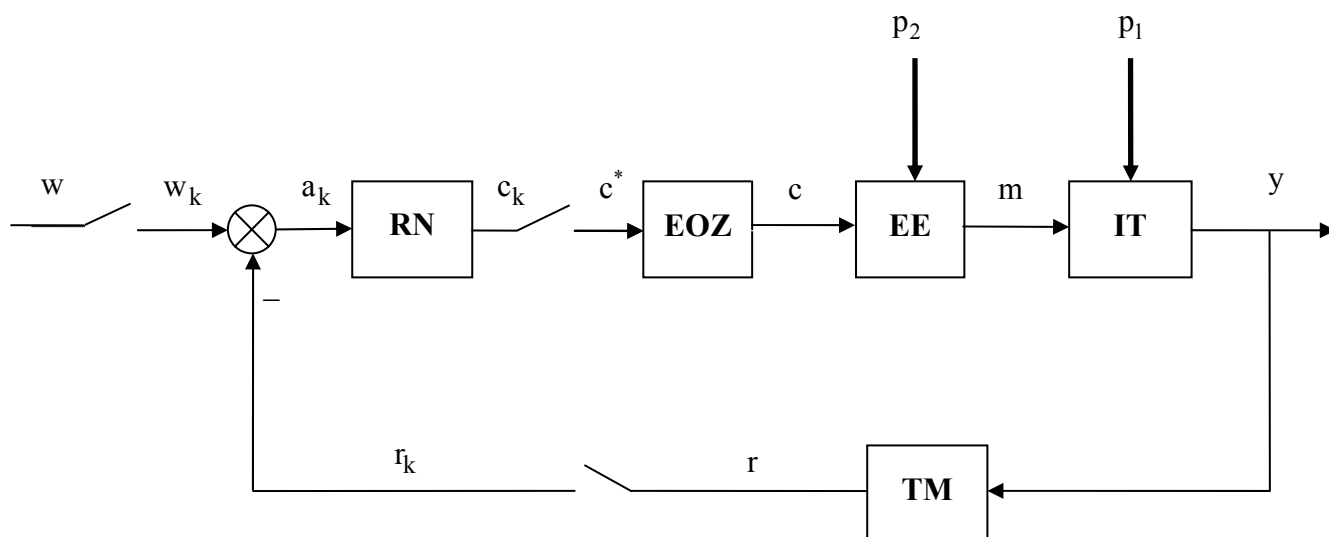
### Sisteme de reglare numerice

#### 3.1. Schema de reglare monocontur cu regulator numeric

Structura de reglare monocontur cu regulator numeric, în forma generală, este prezentată în figura 3.1, iar în forma detaliată în figura 3.2.



**Figura 3.1. Schema de reglare monocontur cu regulator numeric, în forma generală**



**Figura 3.2. Schema de reglare monocontur cu regulator numeric, în forma detaliată**

Notațiile și semnificația acestora este identică cu notațiile utilizate în schema din figura 1.1, cu următoarele excepții:

- **RN** – regulatorul numeric;
- **C N/A** – convertorul numeric-analogic;
- **C A/N** – convertorul analog-numeric;
- **EOZ** – extrapolatorul de ordin zero;
- $c^*$  – semnalul de comandă eşantionat;
- $w_k$  – semnalul numeric de referinţă;
- $a_k$  – semnalul numeric de abatere;
- $r_k$  – semnalul numeric de reacţie;
- $c_k$  – semnalul numeric de comandă.

Convertorul analog-numeric din figura 3.1 este simbolizat sub forma unui „întrerupător” pe calea de reacţie în figura 3.2. Rolul convertorului, după cum rezultă şi din denumirea acestuia este de a converti semnalul analogic generat de traductorul de măsură **TM**, în semnal numeric acceptat de regulatorul numeric [8]. Astfel, în acest caz, „întrerupătorul” are rolul de a eşantiona semnalul analogic, de a cuantiza semnalul eşantionat obţinut şi de a coda semnalul cuantizat rezultat [9]. Evident, pentru a se putea realiza comparaţia între semnalul de referinţă şi semnalul de reacţie, cele două semnale trebuie să fie de acelaşi tip (în acest caz numerice).

Convertorul numeric-analogic din figura 3.1 este echivalent cu două elemente de pe calea directă din figura 3.2 şi anume cu „întrerupătorul” şi cu extrapolatorul de ordin zero. Rolul acestui convertor, după cum rezultă şi din denumirea sa este de a converti semnalul numeric generat de regulatorul numeric în semnal continuu acceptat de elementul de execuţie. În acest caz, „întrerupătorul” are, din punct de vedere teoretic [10], rolul de a converti semnalul numeric generat de regulator în semnal eşantionat prin formarea unui şir de impulsuri Dirac. Refacerea semnalului continuu din semnalul eşantionat este realizată de către extrapolatorul de ordin zero, care generează, pentru fiecare impuls, un semnal de tip treaptă cu aceeaşi amplitudine şi polaritate cu a impulsului şi care are durata egală cu a unei perioade de eşantionare. Astfel semnalul continuu c care se aplică la intrarea elementului de execuţie are aspect de „scăriţă”. Funcţia de transfer a extrapolatorului de ordin zero este:

$$H_E(s) = \frac{1 - e^{-T_E s}}{s}, \quad (3.1)$$

unde  $T_E$  este perioada de eşantionare. Notăția referitoare la perioada de eşantionare se va păstra și în continuare în această lucrare.

Sincronizarea celor două convertoare este asigurată prin utilizarea unui generator de tact (generatorul perioadei de eşantionare).

Procedura privind includerea procesului tehnologic, a elementului de execuție și a traductorului de măsură, în partea fixată a sistemului, rămâne valabilă și în acest context, cu specificația că, în acest caz se include și extrapolatorul de ordin zero [11]. În continuare se va lucra direct cu funcția de transfer a părții fixate și se presupune că toate elementele sistemului de reglare prezintă un comportament liniar.

În cazul sistemelor numerice este necesară utilizarea funcțiilor de transfer discretizate, acestea exprimându-se prin aplicarea transformatei  $Z$ .

În principiu, problema calculului reguletoarelor numerice poate fi abordată în două moduri.

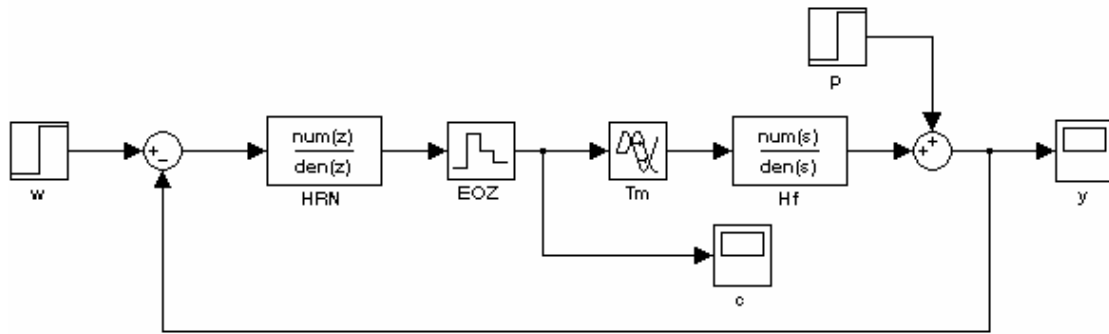
Prima posibilitate de abordare a problemei constă în acordarea reguletoarelor prin utilizarea de criterii specifice sistemelor continue iar apoi discretizarea funcțiilor de transfer rezultate pentru reguletoare (metode „via  $s$ ”). Forma generală a reguletoarelor PID utilizată în cazul reguletoarelor numerice corespunde relației (1.10) din Laboratorul Nr. 1 (obținută pentru  $q = 0$ ) [4]:

$$H_R(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_I \cdot s} + \frac{T_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s}\right). \quad (3.2)$$

A doua posibilitate de calcul a reguletoarelor numerice este utilizarea unor metode specifice, prin aplicarea cărora rezultă direct parametrii reguletorului numeric, mai precis funcția de transfer discretă a reguletorului. Metodele care fac obiectul acestei prezentări corespund celei de-a doua posibilități.

Schema utilizată pentru simularea sistemelor de reglare numerice, implementată în mediul Simulink, se prezintă în figura 3.3.

În schema din figura 3.3 reguletorul este numeric (exprimat prin transformata  $Z$ ), iar partea fixată a sistemului este continuă (cazul real). Pentru introducerea timpului mort ( $T_m$ ) s-a utilizat blocul „Transport Delay”, iar pentru introducerea extrapolatorului de ordin zero s-a utilizat blocul „Zero-Order-Hold”. Perturbația totală  $p$  acționează asupra ieșirii sistemului și a fost considerată de tip treaptă.



**Figura 3.3. Schema de simulare a sistemelor de reglare numerice**

Datorită faptului că se realizează simularea numerică a sistemului de reglare, nu mai este necesară tratarea problemei eșantionării, cuantizării și codării (respectiv decuantizării și decodării) semnalelor pentru care, în exploatarea curentă, această problemă nu se poate neglija.

### 3.2. Metoda Dahlin

Metoda Dahlin se aplică sistemelor pentru care funcționarea în regim dinamic a părții fixate poate fi aproximată prin funcții de transfer de ordinul I sau II cu timp mort, a căror răspuns indicial este aperiodic. Metoda se bazează pe impunerea comportamentului sistemului în buclă închisă ca fiind corespunzător unui sistem de ordinul I cu aceeași valoare a timpului mort ca și în cazul părții fixate. Acest aspect se datorează faptului că, timpul mort nu poate fi compensat.

Etapele corespunzătoare aplicării metodei Dahlin sunt următoarele:

1. Se calculează funcția de transfer discretizată aferentă părții fixate a sistemului, ținând cont de extrapolatorul de ordin zero:

$$H_f(z) = Z\{H_E(s) \cdot H_f(s)\} . \quad (3.3)$$

2. Se calculează funcția de transfer discretizată  $H_0(z)$  aferentă sistemului în buclă închisă (funcția de transfer de ordinul I cu timp mort  $H_0(s)$ , impusă).
3. Se calculează funcția de transfer a regulatorului prin utilizarea relației:

$$H_R(z) = \frac{1}{H_f(z)} \cdot \frac{H_0(z)}{1 - H_0(z)} . \quad (3.4)$$



Funcția de transfer impusă pentru sistemul în buclă închisă, este de forma:

$$H_0(s) = \frac{1}{1 + T \cdot s} \cdot e^{-T_m \cdot s}. \quad (3.5)$$

În relația (3.5) constanta de proporționalitate a funcției de transfer are valoarea 1, astfel valoarea ieșirii sistemului se va stabili la valoarea referinței. Constanta de timp mort  $T_m$  este egală ca valoare cu constanta de timp mort a părții fixate a sistemului. Impunerea valorii constantei de timp  $T$  rămâne la latitudinea proiectantului, dar pot fi enumerate câteva recomandări în raport cu numărul, respectiv cu valorile constantei sau constantelor de timp corespunzătoare părții fixate:

1. Dacă funcția de transfer a părții fixate prezintă o singură constantă de timp, atunci constanta de timp  $T$  se alege mai mică ca valoare decât constanta de timp a părții fixate, cu scopul de a scurta timpul de răspuns al sistemului.
2. Dacă funcția de transfer a părții fixate prezintă două constante de timp cu un decalaj mare de valori între ele, valoarea constantei de timp  $T$  se alege între valorile acestora (nu este obligatoriu să fie aleasă la mijlocul intervalului).
3. Dacă funcția de transfer a părții fixate prezintă două constante de timp apropiate ca valoare, valoarea constantei de timp  $T$  se alege mai mică decât valorile acestora.

Cu scopul efectuării simulărilor, se consideră funcția de transfer a părții fixate a unui sistem de reglare, din relația (3.6):

$$H_{f_1}(s) = \frac{K_{f_1}}{(1 + T_1 \cdot s) \cdot (1 + T_2)} \cdot e^{-T_{m_1} \cdot s} = \frac{2.5}{(1 + 3s) \cdot (1 + 12s)} \cdot e^{-1.5s}, \quad (3.6)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{f_1}$  este adimensională, iar constantele de timp, inclusiv constanta de timp mort sunt exprimate în minute.

Conform implicației teoremei lui Shannon referitoare la constantele de timp, este necesar ca perioada de eșantionare aleasă pentru discretizarea modelului (obținerea funcției de transfer în timp discret) să fie mai mică decât jumătatea celei

mai mici constante de timp a părții fixate. De asemenea este recomandabil ca valoarea perioadei de eșantionare să fie submultiplu întreg a valorii timpului mort. În acest context se va lucra cu perioada de eșantionare  $T_{E_1} = 0.5 \text{ min}$  ( astfel  $T_{E_1} = T_{m_1} / 3$ ). Evident, pentru precizie mai mare trebuie să se lucreze cu o perioadă de eșantionare de valoare mai mică. Prin includerea extrapolatorului de ordinul zero în partea fixată a sistemului, și aplicarea transformatei Z, rezultă:

$$H_{f_1}(z) = \frac{0.008103z^{-1} + 0.00756z^{-2}}{1 - 1.806z^{-1} + 0.8119z^{-2}} \cdot z^{-3}, \quad (3.7)$$

unde  $z^{-3}$  corespunde timpului mort.

Pentru sistemul în buclă închisă, se impune funcția de transfer:

$$H_{01}(s) = \frac{1}{1 + T_{01} \cdot s} \cdot e^{-T_{m_1} \cdot s} = \frac{1}{1 + 7.5s} \cdot e^{-1.5s}, \quad (3.8)$$

iar prin aplicarea transformatei Z rezultă:

$$H_{01}(z) = \frac{0.06449z^{-1}}{1 - 0.9355z^{-1}} \cdot z^{-3}, \quad (3.9)$$

unde  $z^{-3}$  corespunde timpului mort, timpul mort având aceeași valoare ca și în cazul relației (3.8).

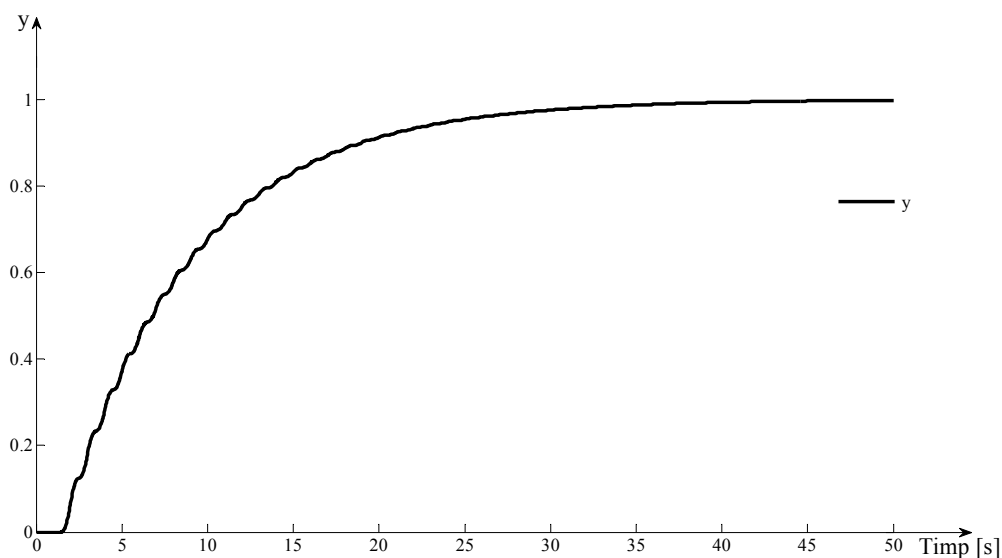
Funcția de transfer a regulatorului numeric rezultă prin aplicarea relației (3.4) pentru acest caz, respectiv:

$$H_{R_1}(z) = \frac{1}{H_{f_1}(z)} \cdot \frac{H_{01}(z)}{1 - H_{01}(z)}, \quad (3.10)$$

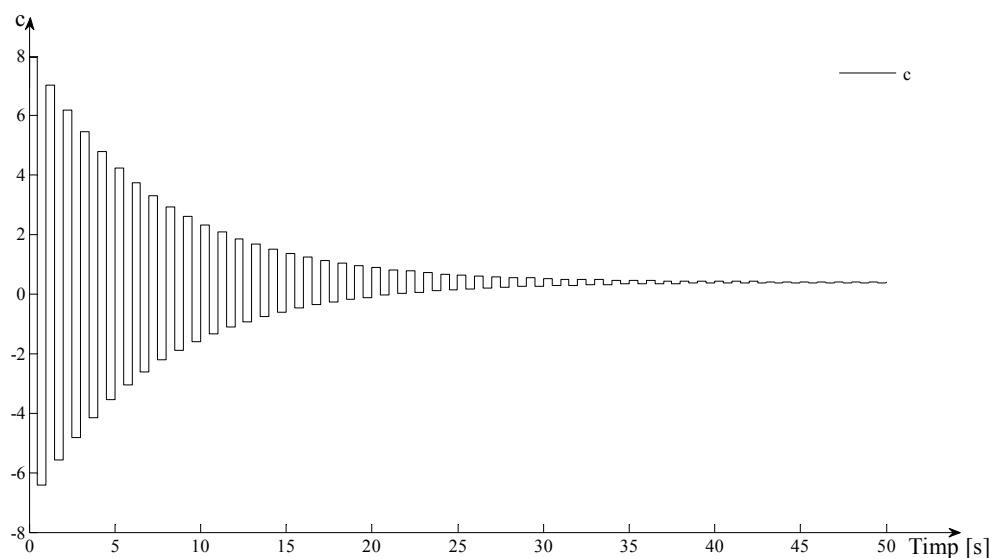
în urma efectuării calculelor rezultând:

$$H_{R_1}(z) = \frac{0.0645 - 0.1165z^{-1} + 0.0524z^{-2}}{0.0081 - 0.0071z^{-2} - 0.0005z^{-4} - 0.0005z^{-5}}. \quad (3.11)$$

Dacă în figura 3.3 se consideră  $w = 1$  ( $w$  - semnal de intrare de tip treaptă unitară și comutația la momentul  $t = 0$ ),  $p = 0$  iar în celelalte blocuri se înlocuiesc datele corespunzătoare anterior prezentate, răspunsul sistemului de reglare ( $y$ ) și evoluția semnalului de comandă ( $c$ ) se prezintă în figurile 3.4, respectiv 3.5.



**Figura 3.4. Răspunsul sistemului, dacă regulatorul numeric este calculat prin metoda lui Dahlin**



**Figura 3.5. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul numeric calculat prin metoda lui Dahlin**

Micile imperfecțiuni ale graficului din figura 3.4 se datorează faptului că semnalul de comandă este puternic oscilant, faptului că perioada de eșantionare, cu toate că este mai mică, nu este extrem de mică comparativ cu cea mai mică constantă de timp a părții fixate și de asemenea faptului că s-a lucrat doar cu patru zecimale (este recomandabil, ca pentru mare precizie, să se lucreze cu mai multe zecimale).

Chiar cu toate aceste mici imperfecțiuni, alura graficului nu a fost semnificativ alterată.

Din figura 3.4 rezultă performanțele sistemului de reglare, și anume abaterea staționară la poziție  $a_{stp} = 0$ , suprareglajul  $\sigma = 0\%$ , respectiv timpul de răspuns  $t_r = 28.4 \text{ min}$ .

Figura 3.5 relevă faptul că, semnalul de comandă generat de regulator este puternic oscilant și prezintă valori mari, atât pozitive cât și negative, în prima parte a simulării, semnal ce nu este în general acceptat de elementele de execuție. În acest sens, pentru eliminarea acestor probleme, se utilizează o formă modificată a regulatorului.

Dacă se determină polii și zerourile funcției de transfer din relația (3.11), aceasta se poate rescrie sub forma:

$$H_{R_1}(z) = \frac{7.963 \cdot (1 - 0.9596z^{-1}) \cdot (1 - 0.8466z^{-1})}{(1 - z^{-1}) \cdot (1 + 0.9335z^{-1}) \cdot (1 + 0.3743z^{-1}) \cdot (1 - 0.3079z^{-1} + 0.1767z^{-2})} \quad (3.12)$$

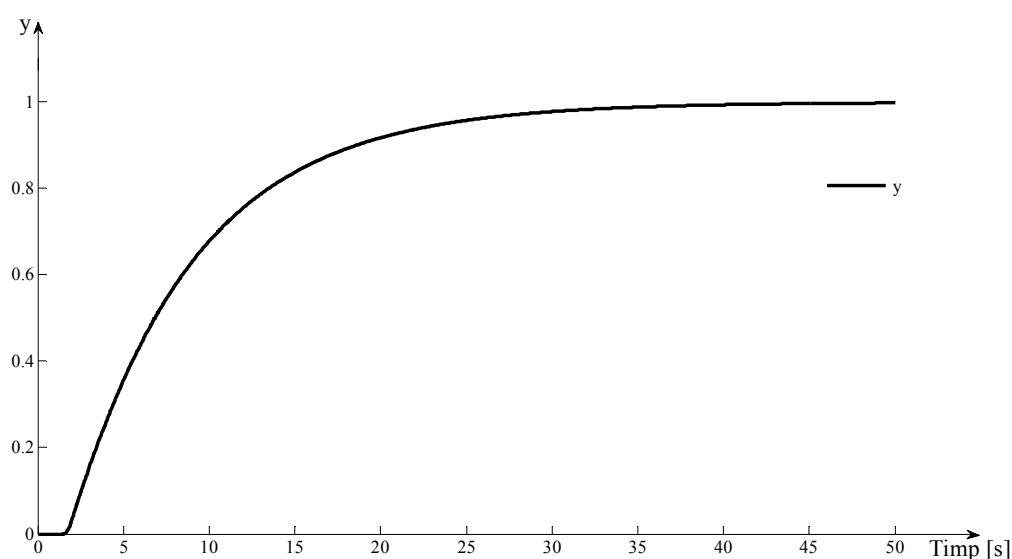
În relația (3.12) polul  $\hat{z}_1 = 1$  este polul integrator și va fi păstrat. Polul  $\hat{z}_2 = -0.9335$  este cel mai apropiat pol de cercul unitate și trebuie eliminat prin substituția  $z = 1$ , respectiv  $z^{-1} = 1$  în factorul corespunzător. Astfel, în relația (3.12),  $(1 + 0.9335z^{-1})$  devine 1.9335. Noua formă a regulatorului se prezintă în relația (3.13):

$$\begin{aligned} H_{R_{11}}(z) &= \frac{7.963 \cdot (1 - 0.9596z^{-1}) \cdot (1 - 0.8466z^{-1})}{1.9335 \cdot (1 - z^{-1}) \cdot (1 + 0.3743z^{-1}) \cdot (1 - 0.3079z^{-1} + 0.1767 \cdot z^{-2})} = \\ &= \frac{4.1184 \cdot (1 - 0.9596z^{-1}) \cdot (1 - 0.8466z^{-1})}{(1 - z^{-1}) \cdot (1 + 0.3743z^{-1}) \cdot (1 - 0.3079z^{-1} + 0.1767 \cdot z^{-2})} = \\ &= \frac{4.1184 - 7.4387z^{-1} + 3.3458z^{-2}}{1 - 0.9336z^{-1} - 0.0049z^{-2} + 0.0047z^{-3} - 0.0661z^{-4}} \quad (3.13) \end{aligned}$$

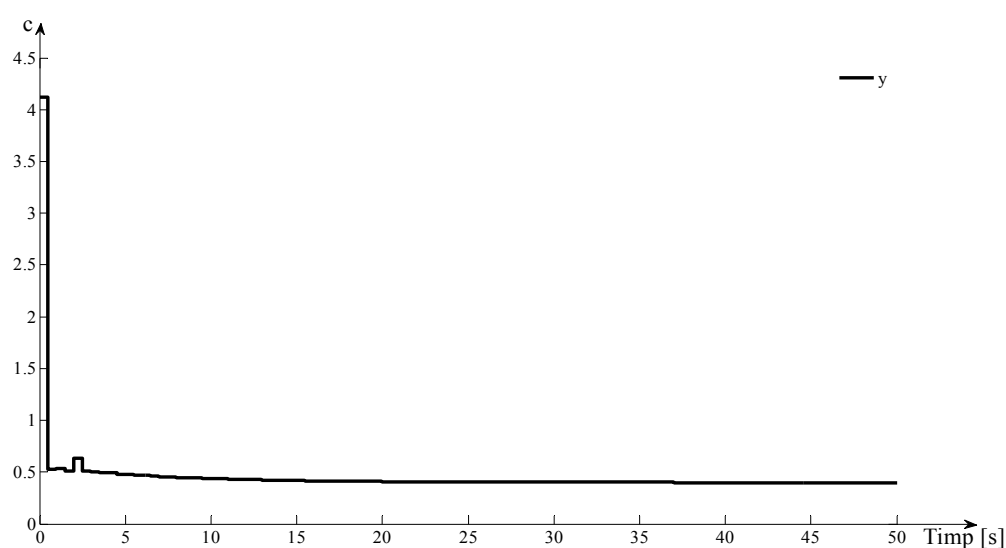
În figurile 3.6 și 3.7 se prezintă răspunsul sistemului, respectiv evoluția semnalului de comandă, în cazul refacerii simulărilor prin utilizarea formei modificate din relația (3.13) a regulatorului. Conform figurii 3.6 performanțele sistemului sunt:

abatere staționară la poziție nulă, suprareglajul  $\sigma_1 = 0\%$ , respectiv timpul de răspuns  $t_r = 28.08 \text{ min}$ , rezultate foarte apropiate de cele obținute în cazul precedent.

Diferența majoră față de cazul precedent o reprezintă îmbunătățirea semnificativă a formei de variație a semnalului de comandă. Astfel, în figura 3.7 se poate observa faptul că semnalul de comandă nu mai prezintă oscilații, valoarea maximă a acestuia s-a redus de la  $c_{\max} = 8$  în cazul precedent, la  $c_{\max} = 4.12$ , iar valorile negative corespunzătoare acestuia au fost eliminate.

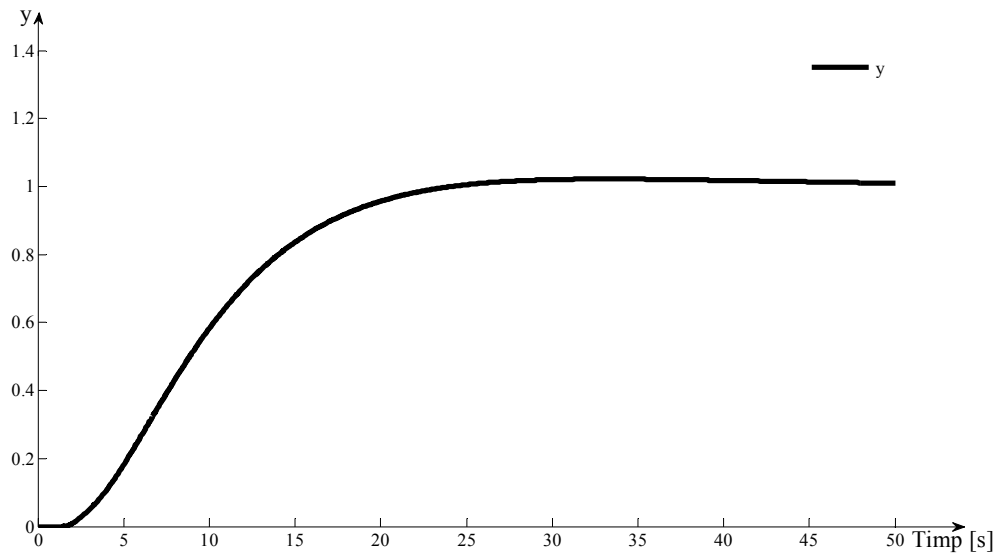


**Figura 3.6. Răspunsul sistemului dacă se utilizează regulatorul numeric modificat**

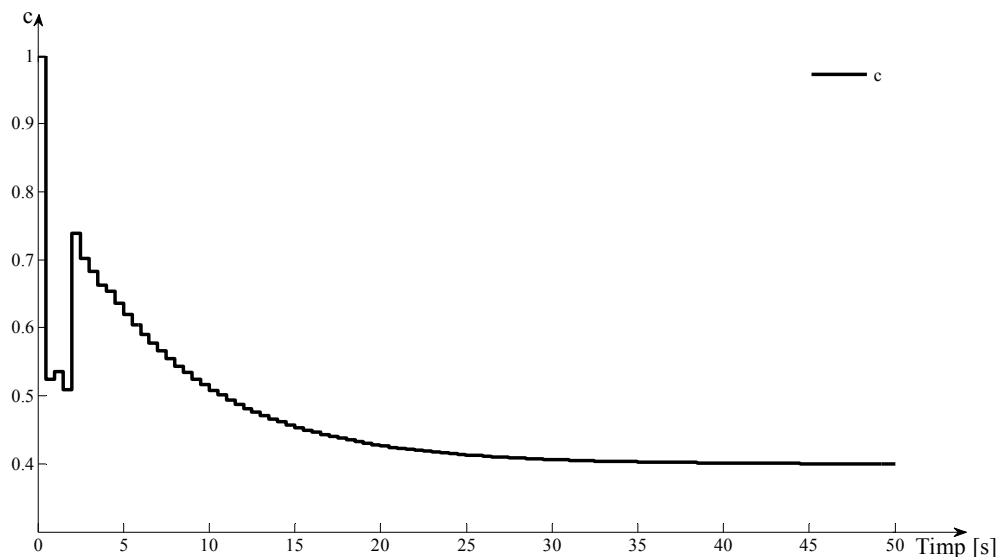


**Figura 3.7. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul numeric modificat**

În cazul în care se dorește limitarea variației semnalului de comandă într-un anumit interval, de exemplu  $c \in [0;1]$ , se recomandă utilizarea unui bloc de saturație a comenzii intercalat în cazul schemei din figura 3.3 între regulatorul numeric și extrapolatorul de ordin 0. Noile rezultate obținute sunt evidențiate în figurile 3.8 și 3.9.



**Figura 3.8. Răspunsul sistemului dacă se utilizează regulatorul numeric modificat, iar variația semnalului de comandă este limitată**



**Figura 3.9. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul numeric modificat, dacă domeniul de variație al acesteia este limitat**

Performanțele sistemului de reglare pot fi deduse din figura 3.8, acestea fiind abaterea staționară la poziție care este nulă, suprareglajul care este  $\sigma'_1 = 2.2\%$  și timpul de răspuns care este  $t'_{r_1} = 20.94 \text{ min}$ . Valoarea suprareglajului, în acest caz, este mai mică decât valoarea benzii de staționaritate  $B_{st}$  de  $\pm 3\%$  față de valoarea staționară a răspunsului  $y_{st} = 1$ . Astfel, timpul de răspuns este mai scurt decât timpul după care apare suprareglajul. Față de cazurile precedente, timpul de răspuns este mai scurt, dar apare suprareglajul. Semnalul de comandă nu depășește valorile de minim ( $c = 0$ ), respectiv de maxim ( $c = 1$ ) impuse, rezultând  $c \in [0;1]$ , fapt ce reprezintă un avantaj major în ceea ce privește utilitatea practică a regulatorului, ținând cont de nemodificarea drastică a performanțelor sistemului comparativ cu cazurile anterioare.

### 3.3. Metoda Kalman

Metoda Kalman se bazează pe impunerea numărului de pași ai semnalului de comandă (numărul de perioade de eșantionare considerate după expirarea timpului mort) după care răspunsul sistemului la semnal treaptă să se stabilizeze la valoarea dorită, respectiv abaterea staționară la poziție să devină 0.

Etapele corespunzătoare aplicării metodei Kalman sunt următoarele:

1. Se calculează funcția de transfer discretizată aferentă părții fixate a sistemului, rezultând forma cea mai generală:

$$H_f(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{(b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + \dots + b_m \cdot z^{-m}) \cdot z^{\frac{T_m}{T_E}}}{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + b_2 \cdot z^{-2} + \dots + a_n \cdot z^{-n}}. \quad (3.14)$$

2. Se verifică dacă  $\sum_{i=0}^m b_i = 1$  și în caz că nu este valabilă egalitatea se calculează

$$\text{constanta } K = \frac{1}{\sum_{i=0}^m b_i}.$$

3. Se amplifică fracția  $\frac{B(z)}{A(z)}$  cu valoarea constantei  $K$ , rezultând:

$$\frac{K \cdot B(z)}{A(z)} = \frac{K \cdot B(z)}{K \cdot A(z)} = \frac{P(z)}{Q(z)}. \quad (3.15)$$

4. Funcția de transfer a regulatorului rezultă utilizând relația:

$$H_R(z) = \frac{Q(z)}{1 - P(Z)}. \quad (3.16)$$

Ca exemplu, se consideră funcția de transfer a părții fixate a unui sistem de reglare, din relația (3.17):

$$H_{f_2}(s) = \frac{K_{f_2}}{(1 + T_{12} \cdot s) \cdot (1 + T_{22})} \cdot e^{-T_{m_2} \cdot s} = \frac{3}{(1 + 8s) \cdot (1 + 10s)} \cdot e^{-4s}, \quad (3.17)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{f_2}$  este adimensională, iar constantele de timp, inclusiv constanta de timp mort sunt exprimate în minute.

Perioada de eșantionare se alege ținând cont de specificațiile de la punctul precedent, rezultând  $T_{E_2} = 1 \text{ min}$ , astfel  $T_{E_2} = T_{m_2} / 4$ .

Incluzând extrapolatorul de ordinul zero în partea fixată a sistemului, și aplicând transformata Z, rezultă funcția de transfer în timp discret a acesteia:

$$H_{f_2}(z) = \frac{B_2(z)}{A_2(z)} = \frac{0.0174z^{-1} + 0.01614z^{-2}}{1 - 1.787z^{-1} + 0.7985z^{-2}} \cdot z^{-4}, \quad (3.18)$$

unde  $z^{-4}$  corespunde timpului mort.

Suma coeficienților care aparțin numărătorului este

$S = 0.0174 + 0.0161 = 0.0335 \neq 1$ . Rezultă constant  $K_2 = \frac{1}{S} = 29.81$ . Conform relației

(3.15), după efectuarea calculelor se obține:

$$\frac{P_2(z)}{Q_2(z)} = \frac{K_2}{A_2(z)} \frac{B_2(z)}{A_2(z)} = \frac{K \cdot B_2(z)}{K \cdot A_2(z)} = \frac{0.5187 + 0.4814z^{-1}}{19.8101 - 53.2806z^{-1} - 23.8038z^{-2}} \cdot z^{-5}. \quad (3.19)$$

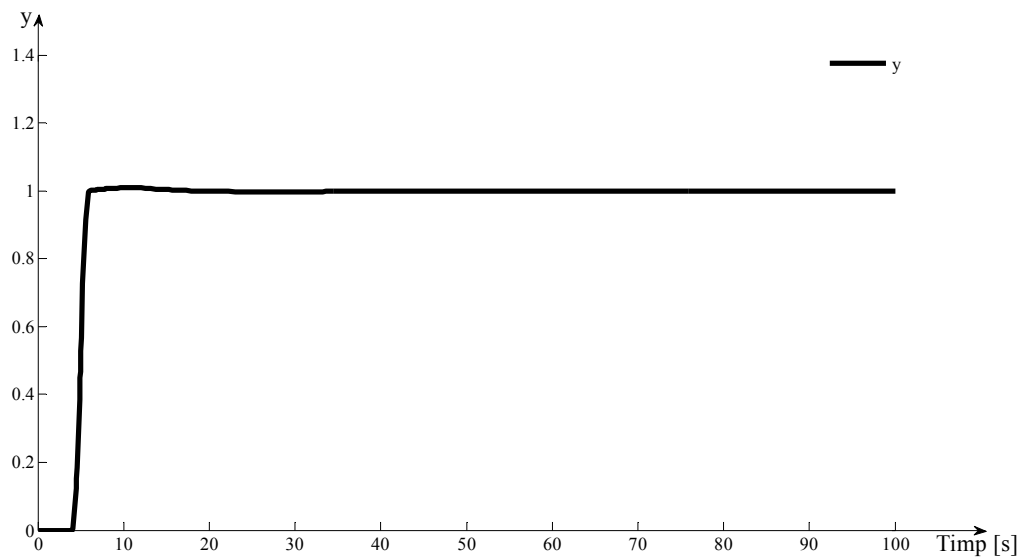
Regulatorul rezultă prin aplicarea relației (3.16), astfel:

$$H_{R_2}(z) = \frac{Q_2(z)}{1 - P_2(Z)} = \frac{29.8101 - 53.2806z^{-1} + 23.8038z^{-2}}{1 - 0.5187z^{-5} - 0.4813z^{-6}}. \quad (3.20)$$

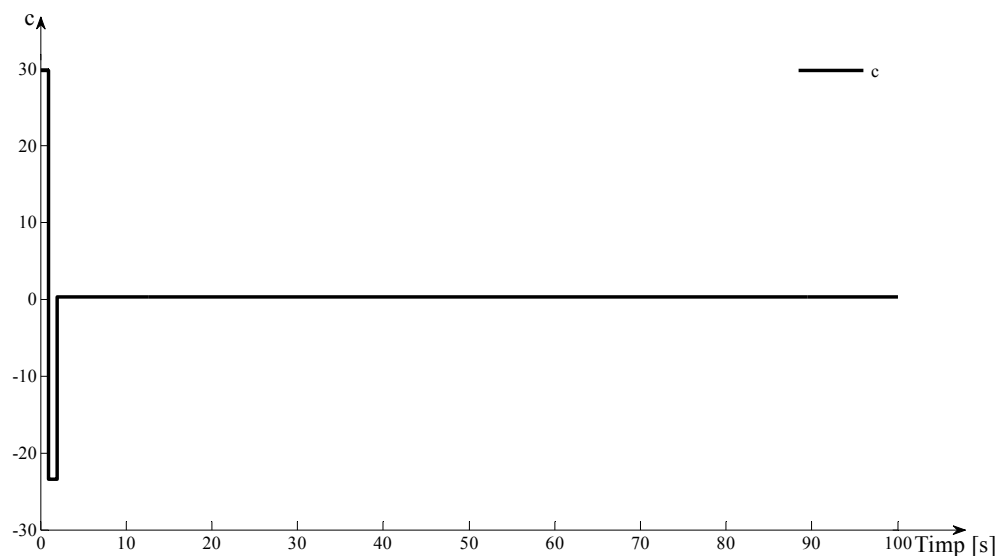
Dacă în figura 3.3 se consideră  $w = 1$  ( $w$  - semnal de intrare de tip treaptă unitară și comutația la momentul  $t = 0$ ),  $p = 0$  iar celelalte blocuri se parametrizează



conform exemplului curent, răspunsul sistemului de reglare ( $y$ ) și evoluția semnalului de comandă ( $c$ ) se prezintă în figurile 3.10, respectiv 3.11.



**Figura 3.10. Răspunsul sistemului, dacă regulatorul numeric este calculat prin metoda lui Kalman**



**Figura 3.11. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul numeric calculat prin metoda lui Kalman**

În figura 3.10 sunt vizibile performanțele sistemului de reglare: abaterea staționară la poziție  $a_{stp_2} = 0$ , suprareglajul  $\sigma_2 = 1.1\%$ , respectiv timpul de răspuns  $t_{r_2} = 6 \text{ min}$ . Suprareglajul nu depășește banda de staționaritate  $B_{st}$  de  $\pm 3\%$  față de

valoarea staționară a răspunsului  $y_{st} = 1$ , valoarea timpului de răspuns fiind considerată înainte de apariția acestuia. Se poate observa faptul că, după expirarea timpului mort, răspunsul sistemului atinge valoarea impusă ( $y = 1$ ) după 2 minute, adică după perioada echivalentă a două perioade de eșantionare. Figura 3.11 relevă faptul că, chiar la începutul simulării, semnalul de comandă prezintă o oscilație și valori mari, atât pozitive cât și negative ( $c_{min} = -23.5$ , respectiv  $c_{max} = 29.82$ ). Acest salt de la o valoare foarte mică la una foarte mare nu este în general acceptat de elementele de execuție. În acest sens, apare la fel ca și în cazul metodei Dahlin necesitatea modificării formei regulatorului cu scopul obținerii unei forme de undă pentru semnalul de comandă care să fie acceptată de elementele de execuție (fără oscilații puternice și fără să depășească valoarea de saturație a acestora).

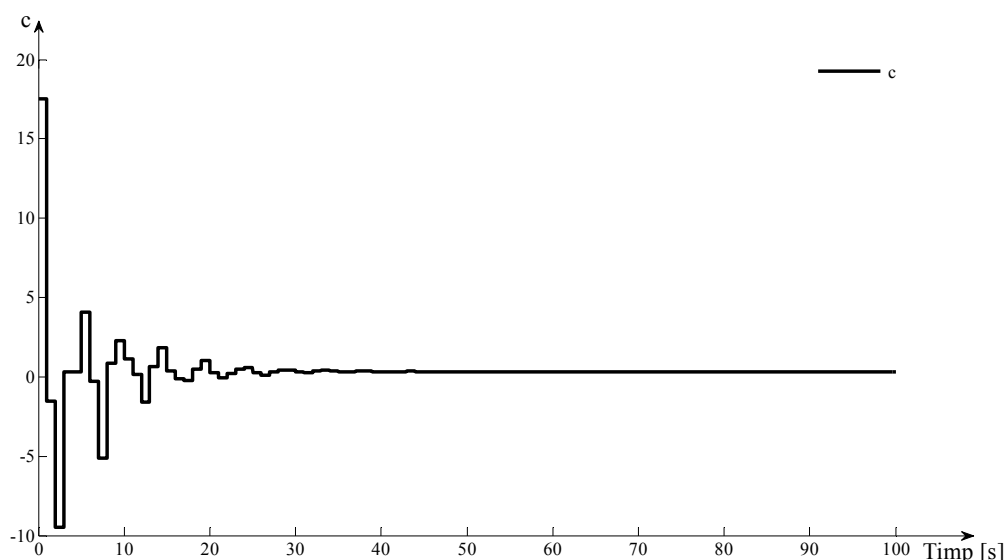
Prin utilizarea polilor și zerourilor funcției de transfer din relația (3.20), rezultă forma rescrisă echivalentă a acesteia:

$$H_{R_2}(z) = \frac{29.8101 \cdot (1 - 0.9049z^{-1}) \cdot (1 - 0.8824z^{-1})}{(1 - z^{-1}) \cdot (1 + 0.7004z^{-1}) \cdot (1 + 1.1z^{-1} + 0.7321z^{-2}) \cdot (1 - 0.8005z^{-1} + 0.9387z^{-2})} \quad (3.21)$$

Polul integrator  $\hat{z}_{21} = 1$  va fi păstrat, iar polul  $\hat{z}_{22} = -0.7004$  fiind cel mai apropiat pol de cercul unitate va fi eliminat prin substituția  $z = 1$ , respectiv  $z^{-1} = 1$ , în factorul corespunzător. Astfel, în relația anterioară,  $(1 + 0.7004z^{-1})$  devine 1.7004. Noua formă a regulatorului se prezintă în relația (3.22):

$$\begin{aligned} H_{R_{21}}(z) &= \frac{29.8101 \cdot (1 - 0.9049z^{-1}) \cdot (1 - 0.8824z^{-1})}{1.7004 \cdot (1 - z^{-1}) \cdot (1 + 1.1z^{-1} + 0.7321z^{-2}) \cdot (1 - 0.8005z^{-1} + 0.9387z^{-2})} = \\ &= \frac{17.5312 \cdot (1 - 0.9049z^{-1}) \cdot (1 - 0.8824z^{-1})}{(1 - z^{-1}) \cdot (1 + 1.1z^{-1} + 0.7321z^{-2}) \cdot (1 - 0.8005z^{-1} + 0.9387z^{-2})} = \\ &= \frac{17.5312 - 31.3335z^{-1} + 13.9984z^{-2}}{1 - 0.7005z^{-1} + 0.4907z^{-2} - 0.3437z^{-3} + 0.2407z^{-4} - 0.6972z^{-5}} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Evoluția semnalului de comandă generat de regulator, dacă se utilizează forma modificată a acestuia, se prezintă în figura 3.12.



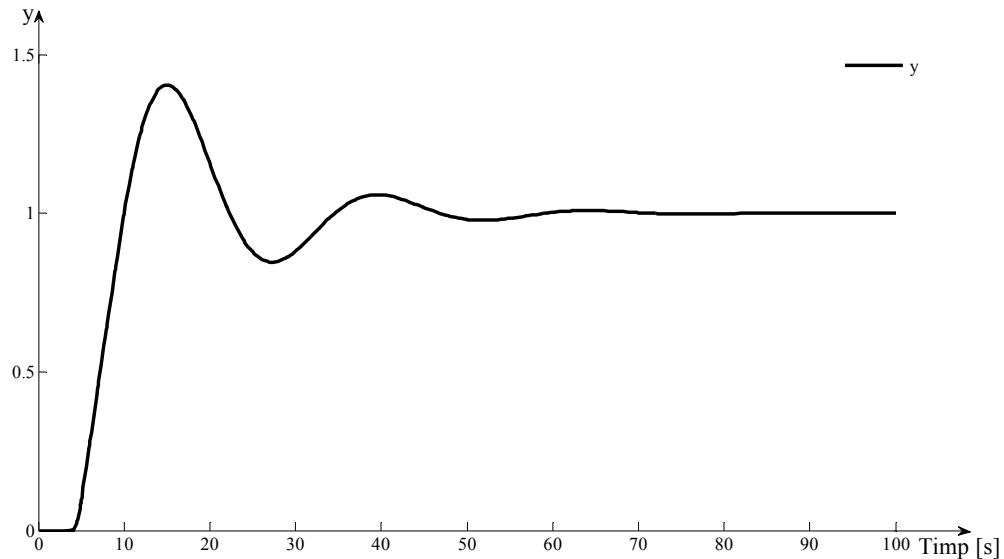
**Figura 3.12. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul numeric modificat**

Domeniul de variație a semnalului de comandă este redus, sunt micșorate atât valoarea minimă, cât și cea maximă (în acest caz  $c_{\min} = -9.5$ , respectiv  $c_{\max} = 17.6$ ), dar nu într-o manieră categorică. De asemenea semnalul de comandă prezintă mai multe oscilații la începutul simulării. Considerând aceste aspecte, se concluzionează faptul că trebuie realizate și alte modificări asupra funcției de transfer a regulatorului.

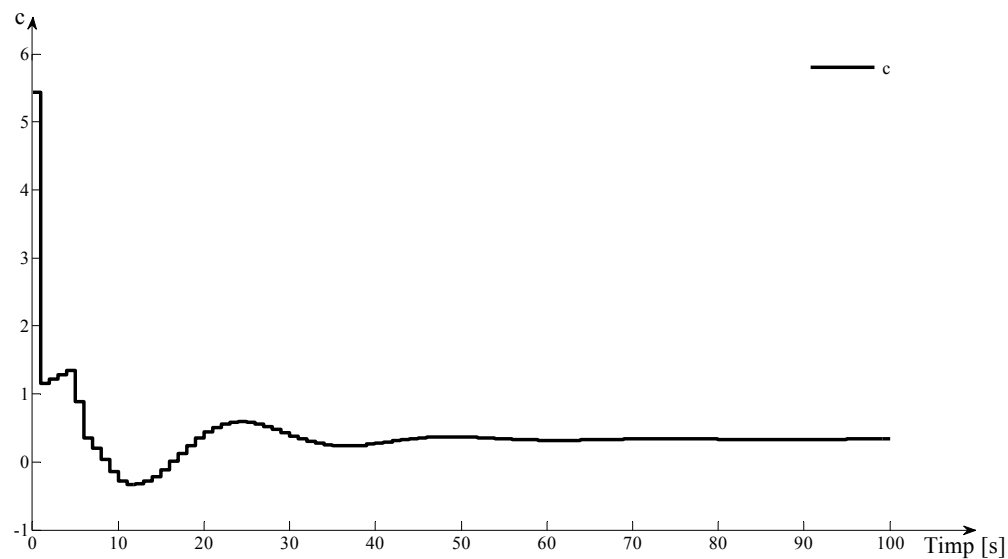
Singura posibilitate de intervenție este asupra factorilor de la numitor care conțin poli complecși conjugați și anume  $(1 + 1.1z^{-1} + 0.7321z^{-2})$ , respectiv  $(1 - 0.8005z^{-1} + 0.9387z^{-2})$ . Procedura este similară ca și în cazul polului real prin efectuarea substituției  $z^{-1} = 1$  ( $z = 1$ ) în tot factorul corespunzător. Astfel  $(1 + 1.1z^{-1} + 0.7321z^{-2})$  devine 2.8321, iar  $(1 - 0.8005z^{-1} + 0.9387z^{-2})$  devine 1.1382. Dacă modificarea se realizează numai pentru un factor din cei doi, iar apoi se efectuează simulările, în ambele situații posibile în acest caz, evoluția semnalului de comandă nu poate fi adusă la forma dorită. În acest context se procedează la aplicarea metodei de simplificare pentru ambii factori simultan. După efectuarea calculelor, rezultă o funcție de transfer corespunzătoare unui regulator PID în timp discret [6]:

$$H_{R_{22}}(z) = \frac{5.4386 - 9.7204z^{-1} + 4.3426z^{-2}}{1 - z^{-1}}. \quad (3.23)$$

Răspunsul sistemului, respectiv evoluția semnalului de comandă rezultate prin utilizarea în simulări a regulatorului din relația (3.23) sunt evidențiate în figurile 3.13, respectiv 3.14.



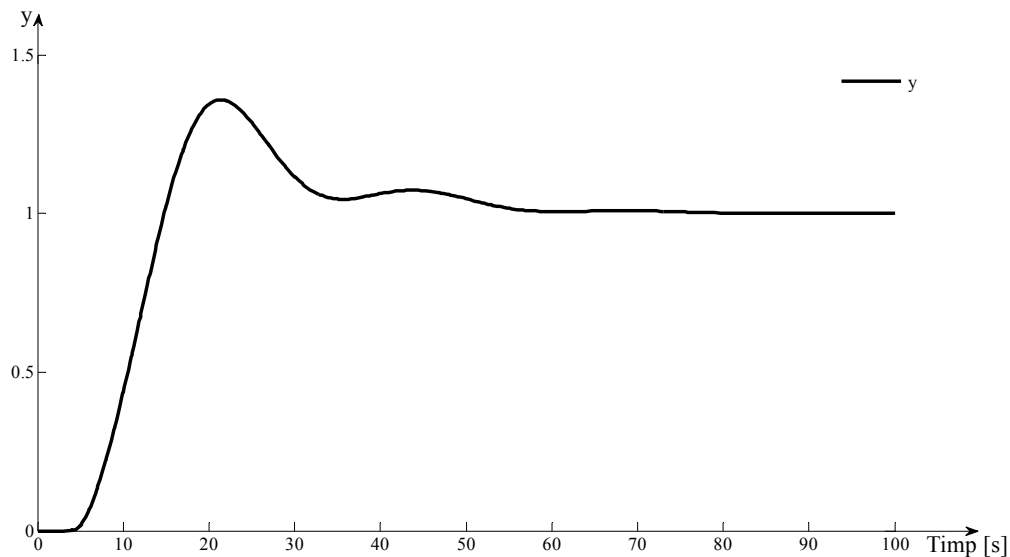
**Figura 3.13. Răspunsul sistemului, dacă regulatorul numeric conține la numitor doar polul integrator**



**Figura 3.14. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul numeric modificat (z)**

În cazul graficului din figura 3.13, performanțele sistemului sunt: abaterea staționară la poziție nulă, suprareglajul  $\sigma_3 = 40.46 \%$ , respectiv timpul de răspuns

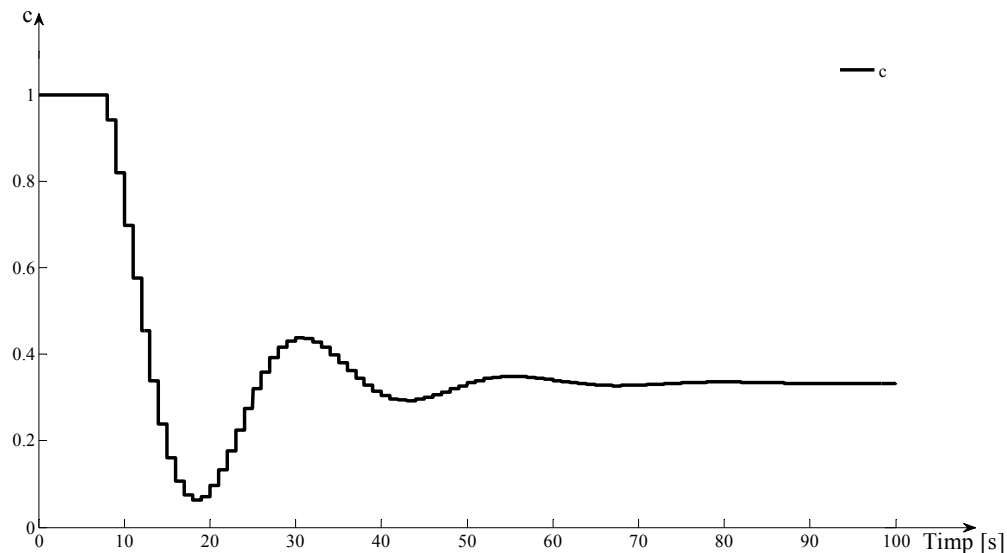
$t_{r_3} = 43.85 \text{ min}$ , fiind evidentă o scădere drastică a performanțelor. În schimb, figura 3.14 relevă faptul că, semnalul de comandă nu mai este oscilant, iar valorile extreme ale acestuia  $c_{\min} = -0.34$ , respectiv  $c_{\max} = 5.44$  sunt mult mai mici (în modul) comparativ cu cele din cazul precedent. Cu toate că, forma semnalului de comandă a fost îmbunătățită, dacă se dorește limitarea valorilor extreme de variație ale acestuia, este necesară intercalarea unui bloc de saturație între regulatorul numeric și extrapolatorul de ordin zero. Dacă se impune domeniul de variație al comenzii  $c \in [0;1]$ , iar simulările sunt refăcute tot în contextul utilizării regulatorului  $H_{R_{22}}(z)$ , rezultatele sunt evidențiate în figurile 3.15 și 3.16.



**Figura 3.15. Răspunsul sistemului, dacă regulatorul numeric conține la numitor doar polul integrator, iar semnalul de comandă este saturat**

Din figura 3.15 rezultă performanțele sistemului de reglare, astfel: abaterea staționară la poziție este nulă, suprareglajul este  $\sigma_4 = 35.8 \%$  (mai mic decât în cazul precedent  $\sigma_3 = 40.46 \%$ ), respectiv timpul de răspuns este  $t_{r_4} = 52.42 \text{ min}$  (mai mare decât în cazul precedent ( $t_{r_3} = 43.85 \text{ min}$ )). Semnalul de comandă din figura 3.16 variază între limitele impuse ( $c_{\min} = 0$ , respectiv  $c_{\max} = 1$ ) și fără oscilații. Limitele de saturație a semnalului de comandă se stabilesc (dacă este necesar) în funcție de constrângerile impuse de condițiile de funcționare ale fiecărei instalații în parte. Nu este neapărat necesar ca domeniul de variație să fie  $[0;1]$  pentru toate aplicațiile. În

cazul lucrării curente s-a realizat o prezentare principală, neținându-se cont de unitățile de măsură corespunzătoare variabilelor intermediare. Introducerea unităților de măsură implică o ușurare a modalității de analiză privitor la stabilirea limitelor necesare pentru variația semnalului de execuție.



**Figura 3.16. Evoluția semnalului de comandă cu saturație, generat de regulatorul numeric modificat (z)**

Remarca 1. În schema din figura 3.3 funcția de transfer a regulatorului poate fi introdusă în Simulink, atât prin utilizarea blocului „Discrete Filter” (direct în  $z^{-1}$ ), cât și prin utilizarea blocului „Discrete Transfer Function” (în  $z$ ), după realizarea ajustărilor matematice corespunzătoare asupra numărătorului, respectiv numitorului. În cazul utilizării corecte, rezultatele generate de cele două blocuri sunt identice.

Remarca 2. Extrapolatorul de ordin zero se include în partea fixată a sistemului de reglare doar în calcule. În schema din figura 3.3, cele două elemente sunt separate.

Remarca 3. În urma modificării formei reglatoarelor și a saturării semnalelor de comandă, performanțele inițiale nu mai pot fi respectate. În cazul metodei Dahlin, în figura 3.8, apare suprareglajul, astfel răspunsul nu mai corespunde unui sistem de ordinul I (cu timp mort), iar în cazul metodei Kalman, în figura 3.15, răspunsul prezintă un suprareglaj mare și nu reușește să se stabilizeze la valoarea staționară ( $y = 1$ ) pe parcursul a două perioade de eșantionare.

Remarca 4. Simulările pot fi realizate și utilizând modelul discret corespunzător pentru partea fixată a procesului. Această abordare este una strict teoretică și **nu**

**corespunde** cazului real (procese tehnologice nu sunt discrete în timp). Un dezavantaj al acestei abordări este faptul că evoluțiile răspunsurilor nu pot fi urmărite cu acuratețe decât strict în momentele corespunzătoare multiplilor întregi ai perioadei de eșantionare.

### 3.4. Concluzii

1. Lucrarea curentă prezintă o serie de noțiuni generale legate de teoria sistemelor numerice și două metode de calcul a reguletoarelor numerice (metoda Dahlin și metoda Kalman).
2. Reguletoarele calculate direct prin aplicarea metodelor anterior menționate generează semnale de comandă care în general nu sunt acceptate de elementele de execuție (datorită formei puternic oscilante de variație, respectiv a valorilor maxime foarte mari ale acestora).
3. Pentru aducerea semnalului de comandă la o formă utilizabilă au fost aplicate ajustări asupra formei inițiale a regulatorului (forma rezultată direct din calcul).
4. Domeniul de variație al semnalelor de comandă poate fi limitat prin aplicarea în simulări a elementelor de saturație.

### 3.5. Desfășurarea lucrării

Se dau funcțiile de transfer corespunzătoare părților fixate a două sisteme de reglare:

$$H_{f_{11}}(s) = \frac{4.3}{(1+5s) \cdot (1+23s)} \cdot e^{-2.5s}, \quad (3.24)$$

respectiv  $H_{f_{21}}(s) = \frac{1.25}{(1+9s) \cdot (1+14s)} \cdot e^{-3s}, \quad (3.25)$

unde constantele de proporționalitate sunt adimensionale, iar constantele de timp sunt exprimate în minute.

1. Pentru funcția de transfer din relația (3.24) să se aplice metoda lui Dahlin și să se urmeze etapele prezentate în subcapitolul 3.2.
2. Pentru funcția de transfer din relația (3.25) să se aplice metoda lui Kalman și să se urmeze etapele prezentate în subcapitolul 3.3.
3. Să se centralizeze rezultatele obținute în urma simulărilor efectuate la punctele 1 și 2, într-un tabel de forma:

Nr. crt.	Cazul tratat	Abaterea staționară la poziție ( $a_{stp}$ )	Suprareglajul ( $\sigma$ [%])	Timpul de răspuns ( $t_r$ [s])	Domeniul de variație a comenzii ([valoare minimă;valoare maximă])
1	Ex: Metoda Dahlin, regulator inițial				
2	Ex: Metoda Dahlin, regulator modificat				
3	Ex: Metoda Dahlin, regulator modificat; semnal de comandă saturat între [valoare minimă;valoare maximă]				
....	....	....	....	....	....

### 3.6. Exercițiu opțional

În cazul schemei din figura 3.3 și în contextul utilizării datelor corespunzătoare aplicațiilor din subcapitolul 3.5, să se introducă perturbația în sistem ( $p \neq 0$ ). Se va urmări dacă efectul acesteia este rejectat și dacă da, cu ce implicații asupra semnalului de comandă, respectiv asupra performanțelor sistemului. Se vor utiliza diferite forme de variație a semnalului de perturbație: treaptă ideală, treaptă „întârziată” (echivalentul răspunsului unui sistem de ordinul I sau ordinul II la semnal treaptă), rampă, sinusoidală.



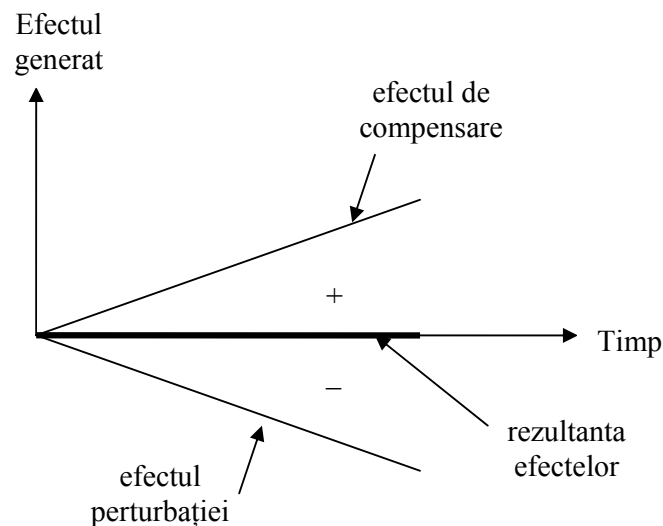
## LABORATOR NR. 4

### Structuri de reglare bazate pe principiul compensării perturbației

#### 4.1. Noțiuni teoretice

Legile de reglare care se bazează pe principiul compensării perturbației (legi feedforward) pot fi implementate doar în cazul în care perturbația poate fi măsurată. Având acces la valoarea perturbației, este posibilă introducerea în structura de reglare a unei reacții suplimentare în raport cu aceasta.

Noțiunea de compensare a perturbației se referă la operația de generare a unui efect de reglare care acționează în sens opus efectului perturbației și în același timp cu acesta. Din punct de vedere teoretic, valoarea rezultantei celor două efecte poate fi impusă prin calcul la 0 (figura 4.1), dar din punct de vedere practic, acest lucru nu este posibil deoarece inerția elementelor cu care se realizează compensarea perturbației nu poate fi neglijată.



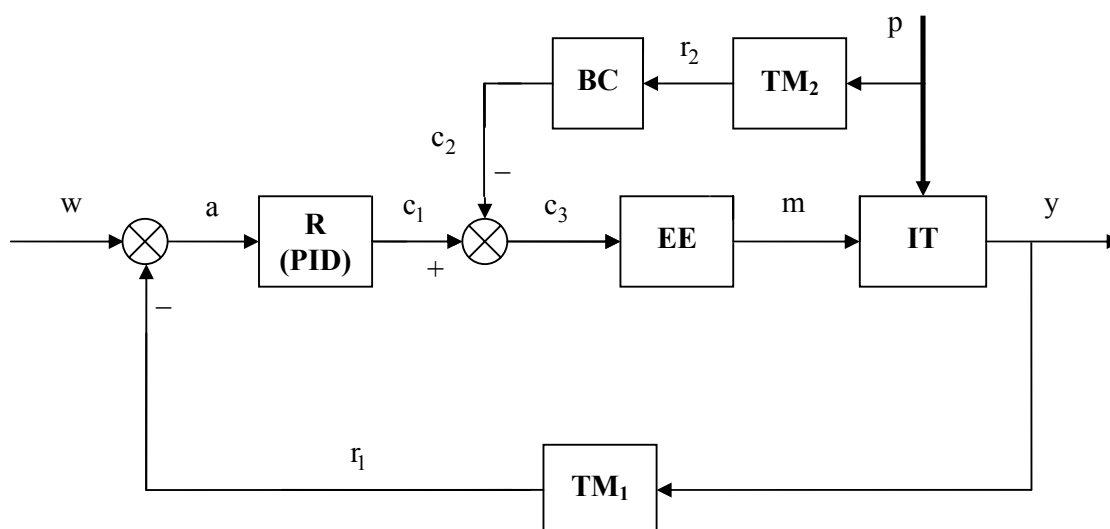
**Figura 4.1. Reprezentarea principală a efectului de compensare**

Figura 4.1 este corectă și în cazul în care se realizează interschimbarea celor două efecte (de compensare și a perturbației).

În practică se utilizează mai multe forme ale structurii de reglare bazate pe compensarea perturbației în funcție de semnalul asupra căruia se manifestă efectul

perturbației, de poziția blocului de compensare sau a regulatorului suplimentar în schemă ori de poziția din schemă unde se introduce reacția de la perturbație. Câteva tipuri de scheme din cele anterior amintite vor fi prezentate în continuare.

Figura 4.2 corespunde situației în care perturbația ( $p$ ) acționează asupra ieșirii procesului ( $y$ ). De asemenea compensarea se realizează prin utilizarea blocului de compensare **BC** [12].

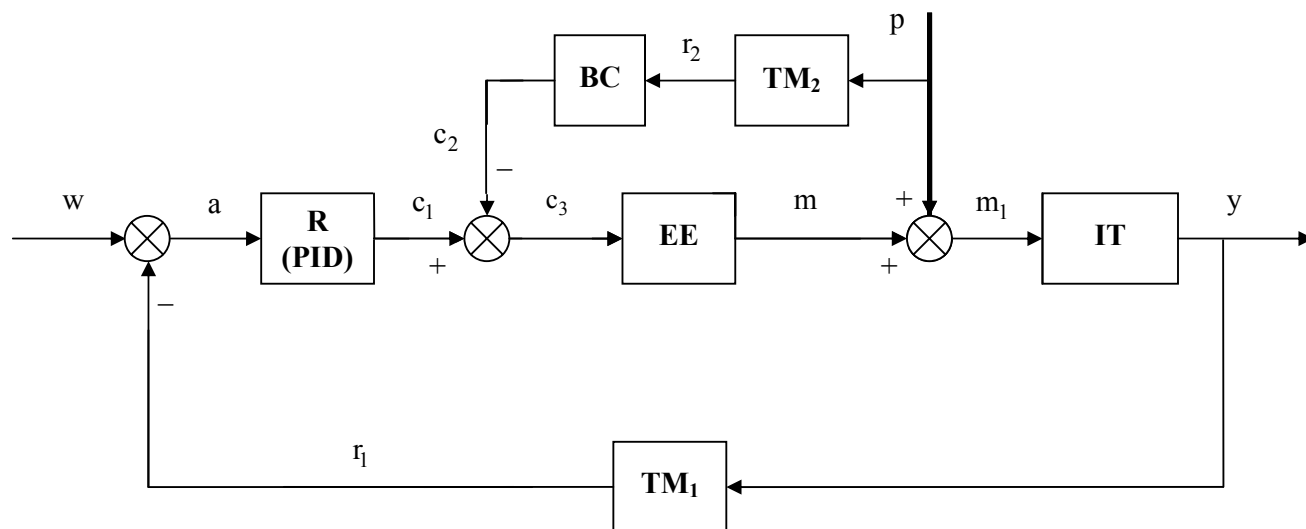


**Figura 4.2. Schemă de reglare cu compensarea perturbației. Varianta 1**

Față de schema monocontur s-a introdus în plus traductorul de măsură **TM<sub>2</sub>** necesar măsurării valorii perturbației. Ieșirea acestui element s-a notat cu  $r_2$  (semnalul de reacție 2), semnalul de ieșire din blocul de compensare s-a notat cu  $c_2$  (semnalul de compensare), iar semnalul de intrare în elementul de execuție s-a notat cu  $c_3$  (comanda finală). Din schemă rezultă că  $c_3 = c_1 - c_2$ , adică comanda generată de regulatorul de tip PID este „corectată” cu valoarea corespunzătoare semnalului  $c_2$ , forțându-se astfel compensarea perturbației. Datorită faptului că semnalul  $c_2$  se transmite cu semnul  $-$  la ieșire, efectul de compensare acționează în sens opus efectului perturbației, indiferent dacă semnul perturbației este  $+$  sau  $-$ . Pentru a exista posibilitatea implementării schemei este necesară respectarea unei constrângeri foarte importante și anume ca inerția pe canalul  $p - IT - y$  să fie comparabilă ca ordin de mărime cu inerția pe canalul  $p - TM_2 - r_2 - BC - c_2 - c_3 - EE - m - IT - y$  [6]. În cazul în care această constrângere nu este satisfăcută, utilizarea blocului de

compensare nu se justifică deoarece efectul de compensare nu se poate transmite în timp util la ieșirea  $y$ . Sistematizând, constrângerea anterior prezentată, ca inerția pe canalul direct perturbație – ieșire să fie comparabilă ca și ordin de mărime cu inerția pe canalul de reacție perturbație – ieșire, este valabilă pentru toate schemele din această lucrare de laborator.

În figura 4.3 se prezintă cazul în care perturbația acționează asupra semnalului de execuție iar blocul de compensare se găsește pe reacția de la perturbație.

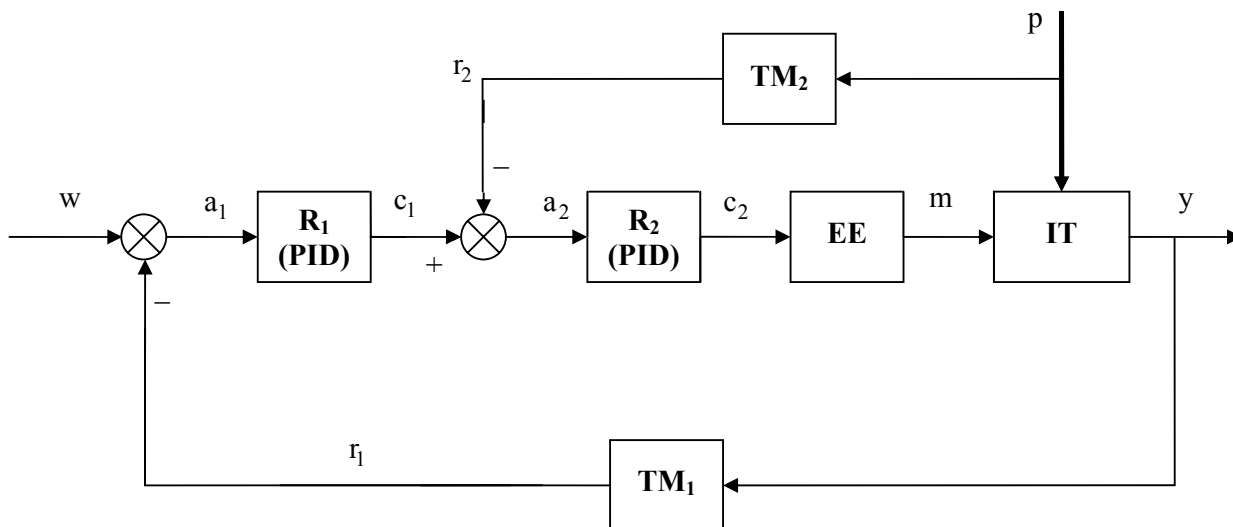


**Figura 4.3. Schemă de reglare cu compensarea perturbației. Varianta 2**

În acest caz perturbația se suprapune peste semnalul de execuție, suma celor două semnale fiind notată cu  $m_1$  (semnalul de execuție perturbat). Blocul de compensare **BC** funcționează în aceleași condiții ca și în cazul precedent. Schema este realizabilă dacă inerția (constantele de timp) traductorului **TM<sub>2</sub>** și a elementului de execuție este foarte mică.

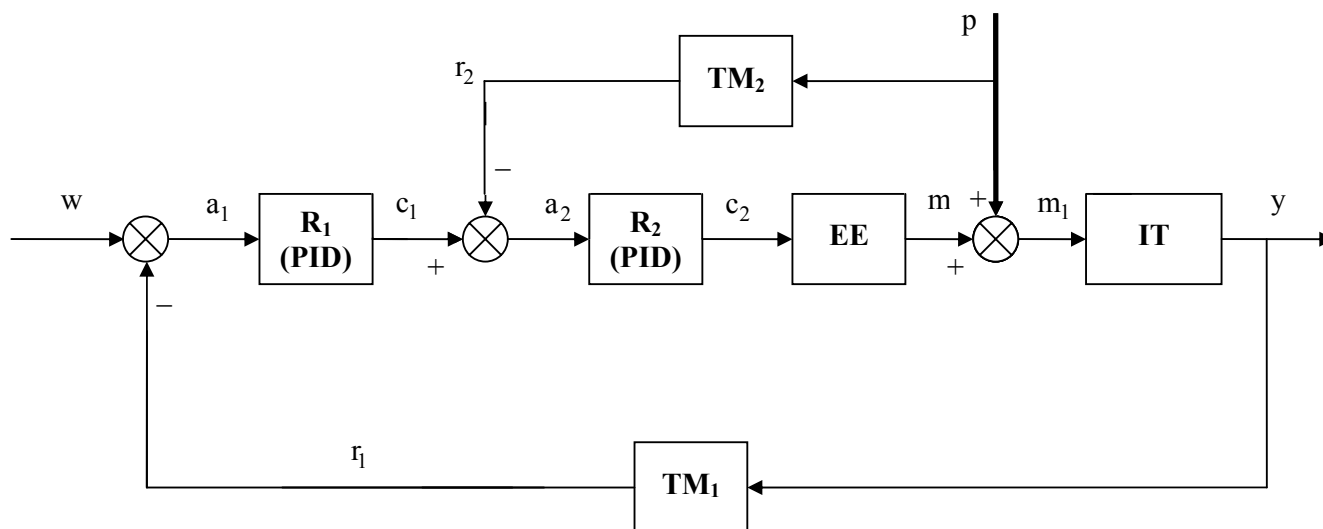
O altă posibilitate de abordare a problemei este eliminarea blocului de compensare de pe reacția de la perturbație și utilizarea unui regulator suplimentar pe calea directă a sistemului de reglare automată (figura 4.4). Regulatorul principal a fost notat cu **R<sub>1</sub>**, iar regulatorul suplimentar (secundar) necesar compensării perturbației a fost notat cu **R<sub>2</sub>**. Pe schemă se poate observa că abaterea  $a_2 = c_1 - r_2$ , iar semnalul de comandă generat de regulatorul **R<sub>2</sub>** (ca rezultat a prelucrării abaterii  $a_2$ ) a fost notat cu  $c_2$ . În figura 4.4 este expus cazul în care perturbația influențează mărimea de ieșire din procesul tehnologic  $y$ . Inerția regulatorului **R<sub>2</sub>** este foarte mică, practic neglijabilă,

iar poziția acestuia în schemă nu influențează constrângerea referitoare la inerția de propagare a perturbației la ieșire pe cele două canale.



**Figura 4.4. Schemă de reglare cu compensarea perturbației. Varianta 3**

Schema precedentă poate fi adaptată și pentru cazul în care perturbația acționează direct asupra semnalului de execuție, caz prezentat în figura 4.5.



**Figura 4.5. Schemă de reglare cu compensarea perturbației. Varianta 4**

La fel ca și în cazul schemei din figura 4.3, efectul perturbației se încearcă a fi rejectat înainte ca acesta să se propage la intrarea procesului și implicit la ieșirea

acestui, dar această operație nu poate fi strict realizată (explicațiile corespunzătoare figurii 4.1).

În toate cele patru scheme de reglare exemplificate toate regulatoarele au fost considerate de tip PID.

Utilizând aceste structuri există posibilitatea rejectării efectului unor tipuri de perturbații care nu ar putea fi corespunzător abordate utilizând o structură monocontur. De asemenea sistemele de reglare feedforward sunt mai rapide comparativ cu sistemele monocontur deoarece nu se așteaptă ca efectul perturbației să modifice valoarea semnalului de ieșire din proces, încercându-se compensarea perturbației în același timp cu apariția și propagarea acesteia. În schimb sistemele de reglare feedforward sunt mai scumpe decât sistemele monocontur deoarece prezintă mai multe elemente (un traductor și un bloc de compensare sau un regulator în plus), sunt mai greu de calculat și de implementat, justificându-se numai atunci când este necesară obținerea unui set de performanțe foarte restrictiv.

#### **4.2. Principiul de calcul al sistemelor de reglare cu compensarea perturbației**

Calculul elementelor de reglare și a blocurilor de compensare se realizează considerând toate elementele schemei ca având un comportament liniar, iar modelul matematic al acestora este exprimat utilizând funcții de transfer. De asemenea, în acest capitol, nu se ia în considerare problema identificării componentelor sistemului de reglare (a traductoarelor, a elementelor de execuție și a instalațiilor tehnologice), acestea presupunându-se a fi cunoscute.

##### *a) Cazul schemei din figura 4.2*

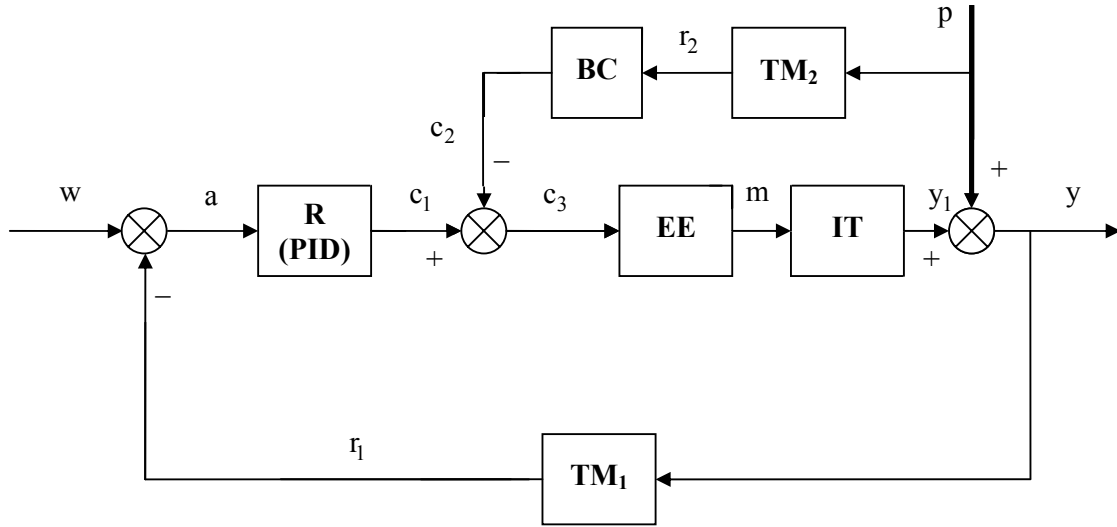
Pentru calculul blocului de compensare se utilizează o formă echivalentă a schemei din figura 4.2, prezentată în figura 4.6.

În figura 4.6 semnalul de ieșire din procesul tehnologic a fost notat cu  $y_1$ , iar  $y = y_1 + p$ .

Calculul regulatorului și a blocului de compensare se realizează în trei etape, după cum urmează:

1. Regulatorul **R** de tip PID se calculează utilizând una dintre metodele specifice de calcul a regulatoarelor (de exemplu criteriul modulului sau criteriul

simetriei) neținând cont de reacția în raport cu perturbația și de efectul perturbației (se consideră  $p = 0$ ).



**Figura 4.6. Schemă echivalentă de calcul a blocului de compensare**

2. Se calculează funcția de transfer a blocului de compensare, pornind de la condiția de compensare a efectului perturbației pe canalul de reacție în raport cu perturbația, condiție prezentată în relația (4.3). Regulatorul principal **R** nu se recalculează.

Dacă se consideră că  $c_1 = 0$  și se utilizează transformata Laplace pentru condiții inițiale nule, atunci:

$$\frac{L\{y_1(t)\}}{L\{p(t)\}} = \frac{y_1(s)}{p(s)} = -H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{BC}(s) \cdot H_{TM_2}(s), \quad (4.1)$$

sau

$$y_1(s) = -H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{BC}(s) \cdot H_{TM_2}(s) \cdot p(s). \quad (4.2)$$

Semnul  $-$  se datorează faptului că  $c_3 = -c_2$ . În această situație, pentru ca rezultanta din figura 4.1 să ia valoarea 0, este necesar ca  $y_1(s) + p(s) = 0$ , sau

$$y_1(s) = -p(s). \quad (4.3)$$

Înlocuind relația (4.3) în relația (4.2), rezultă [13]:

$$-p(s) = -H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{BC}(s) \cdot H_{TM_2}(s) \cdot p(s) \Leftrightarrow \quad (4.4)$$

$$\Leftrightarrow (-H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{BC}(s) \cdot H_{TM_2}(s) + 1) \cdot p(s) = 0 \Leftrightarrow \quad (4.5)$$

$$\Leftrightarrow H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{BC}(s) \cdot H_{TM_2}(s) = 1 \Leftrightarrow \quad (4.6)$$

$$\Leftrightarrow H_{BC}(s) = \frac{1}{H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_2}(s)} \cdot \quad (4.7)$$

3. Analiza realizabilității blocului de compensare din relația (4.7) și modificarea matematică a acestuia pentru obținerea formei realizabile, dacă este cazul.

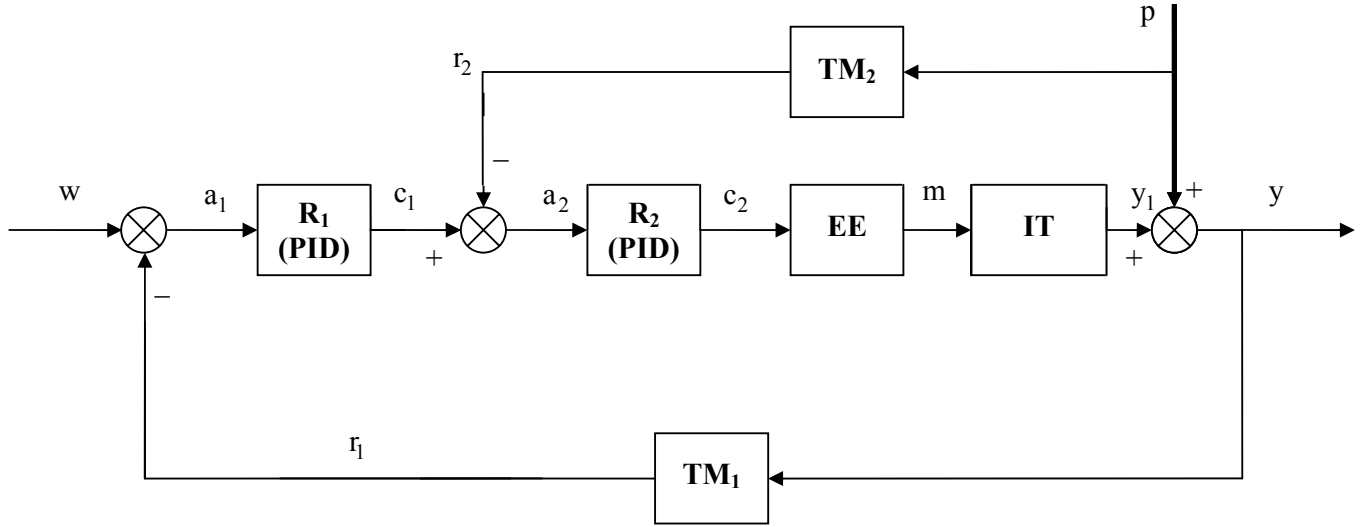
În general, modelele matematice ale traductorului, ale elementului de execuție și ale instalației tehnologice pot fi exprimate prin funcții de transfer de ordinul I sau de ordin superior fără zerouri. Acest aspect implică faptul că numărătorul funcției de transfer a compensatorului, rezultată în urma aplicării relației (4.7), va avea ordinul mai mare decât ordinul numitorului acesteia. În mod evident un astfel de compensator este fizic irealizabil. Totuși pentru a se obține o formă realizabilă a compensatorului, se pot aplica mai multe tipuri de procedee, în funcție de caz. Un procedeu în acest sens este completarea funcției de transfer a compensatorului cu constante de timp de „filtrare” astfel încât ordinul numărătorului să devină egal cu ordinul numitorului. Un alt procedeu constă atât în completarea cu constante de timp de „filtrare”, cât și eliminarea din numărătorul compensatorului a constantelor de timp nesemnificative ca ordin de mărime. Al treilea procedeu este utilizarea unui compensator de tip proporțional.

În cazul schemei din figura 4.3 calculele sunt similare, cu diferența că în relația de calcul a blocului de compensare nu mai apare funcția de transfer a instalației tehnologice.

*b) Cazul schemei din figura 4.4*

Pentru calculul reguletoarelor se utilizează o formă echivalentă a schemei din figura 4.4, prezentată în figura 4.7.

Calculul reguletoarelor se realizează în trei etape, după cum urmează:



**Figura 4.7. Schemă echivalentă de calcul a reglatoarelor**

1. Se calculează funcția de transfer a regulatorului  $R_2$  pornind de la condiția de compensare a efectului perturbației pe canalul de reacție în raport cu perturbația, condiție prezentată în relația (4.3).

Dacă se consideră că  $c_1 = 0$  și se utilizează transformata Laplace pentru condiții inițiale nule, atunci:

$$\frac{L\{y_1(t)\}}{L\{p(t)\}} = \frac{y_1(s)}{p(s)} = -H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{R_2}(s) \cdot H_{TM_2}(s), \quad (4.8)$$

sau

$$y_1(s) = -H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{R_2}(s) \cdot H_{TM_2}(s) \cdot p(s). \quad (4.9)$$

Semnul  $-$  se datorează faptului că  $a_2 = -r_2$ . La fel ca și la punctul *a*), pentru ca rezultanta din figura 4.1 să ia valoarea 0, este necesar ca  $y_1(s) + p(s) = 0$ , sau

$$y_1(s) = -p(s). \quad (4.3)$$

Înlocuind relația (4.3) în relația (4.9) și parcurgând etapele de calcul ale compensatorului de la punctul *a*), rezultă:

$$H_{R_2}(s) = \frac{1}{H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_2}(s)}. \quad (4.10)$$



2. Analiza realizabilității regulatorului din relația (4.10) și modificarea matematică a acestuia pentru obținerea formei realizabile, dacă este cazul. Procedurile sunt similare ca și în cazul obținerii formei realizabile pentru blocul de compensare de la punctul a).
3. Se calculează regulatorul  $\mathbf{R}_1$  de tip PID utilizând una dintre metodele specifice de calcul a regulatorilor (de exemplu criteriul modulului sau criteriul simetriei) neținând cont de reacția în raport cu perturbația și de efectul perturbației (se consideră  $p = 0$ ), dar ținând cont de prezența regulatorului  $\mathbf{R}_2$  pe calea directă a sistemului de reglare automată.

În cazul schemei din figura 4.5 calculele sunt similare, cu diferența că în relația de calcul a regulatorului  $\mathbf{R}_2$  nu mai apare funcția de transfer a instalației tehnologice.

#### 4.3. Exemple de calcul și de simulare a sistemelor de reglare cu compensarea perturbației

Se consideră un sistem de reglare cu compensarea perturbației în structura căruia intră următoarele componente:

- instalația tehnologică (procesul tehnologic), a cărei funcționare în regim dinamic este descrisă prin funcția de transfer  $H_{IT}(s) = \frac{4}{(1+3s) \cdot (1+50s)}$ , constantele de timp fiind exprimate în secunde;
- elementul de execuție a cărei funcționare în regim dinamic este descrisă prin funcția de transfer  $H_{EE}(s) = \frac{6.25}{(1+s)}$ , constanta de timp fiind exprimată în secunde;
- traductoarele a căror funcționare în regim dinamic este descrisă prin funcția de transfer  $H_{TM}(s) = H_{TM_1}(s) = H_{TM_2}(s) = \frac{0.1}{1+0.4s}$ , constanta de timp fiind exprimată în secunde.

Constantele de proporționalitate sunt fie adimensionale, fie se exprimă în funcție de specificul fiecărui proces în parte.

În toate simulările valoarea referinței a fost setată la 0.1 ( $w = 0.1$ ). Ținând cont de faptul că, constanta de proporționalitate a traductorului are valoarea 0.1, pentru abatere staționară la poziție nulă, este necesar ca semnalul de ieșire din sistem să aibă valoarea 1 ( $y = 1$ ).

*a) Cazul schemei din figura 4.6*

Utilizând funcțiile de transfer anterior amintite în regim dinamic, se poate scrie funcția de transfer a părții fixate care include instalația tehnologică, elementul de execuție și traductorul  $\mathbf{TM}_1$  :

$$H_f(s) = H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_1}(s) = \frac{2.5}{(1 + 0.4s) \cdot (1 + 1s) \cdot (1 + 3s) \cdot (1 + 50s)} \quad (4.11)$$

În relația (4.11) este evident faptul că suma constantelor de timp mici  $T_\Sigma = 0.4 + 1 + 3 = 4.4s$  este mult mai mică ca valoare decât constanta de timp dominantă a procesului  $T_1 = 50s$ . Acest aspect implică posibilitatea aplicării criteriului modulului (variantea Kessler), funcția de transfer echivalentă a părții fixate, având forma:

$$H_f(s) = \frac{K_f}{(1 + T_\Sigma s) \cdot (1 + T_1 s)} = \frac{2.5}{(1 + 4.4s) \cdot (1 + 50s)}, \quad (4.12)$$

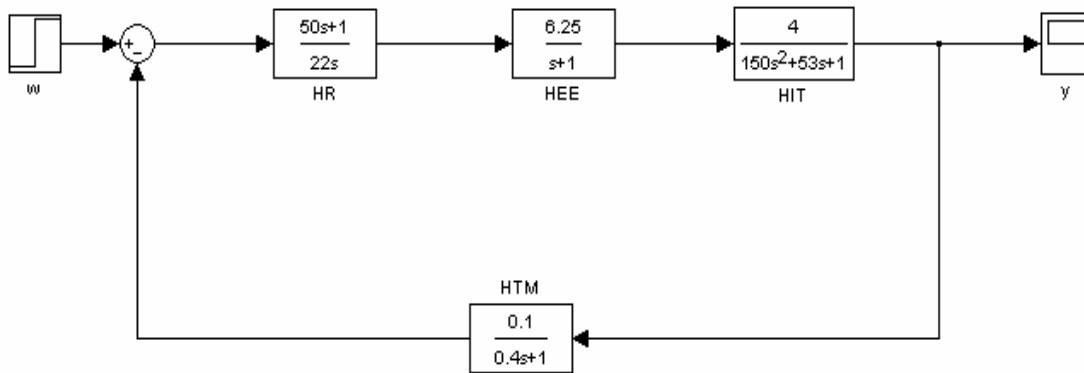
unde  $K_f = 2.5$ .

Aplicând criteriul modulului rezultă funcția de transfer a regulatorului:

$$H_R(s) = \frac{\frac{1}{2 \cdot T_\Sigma \cdot s \cdot (1 + T_\Sigma s)}}{\frac{K_f}{(1 + T_\Sigma s) \cdot (1 + T_1 s)}} = \frac{1 + 50s}{22s} = 2.27 \cdot \left(1 + \frac{1}{50s}\right), \quad (4.13)$$

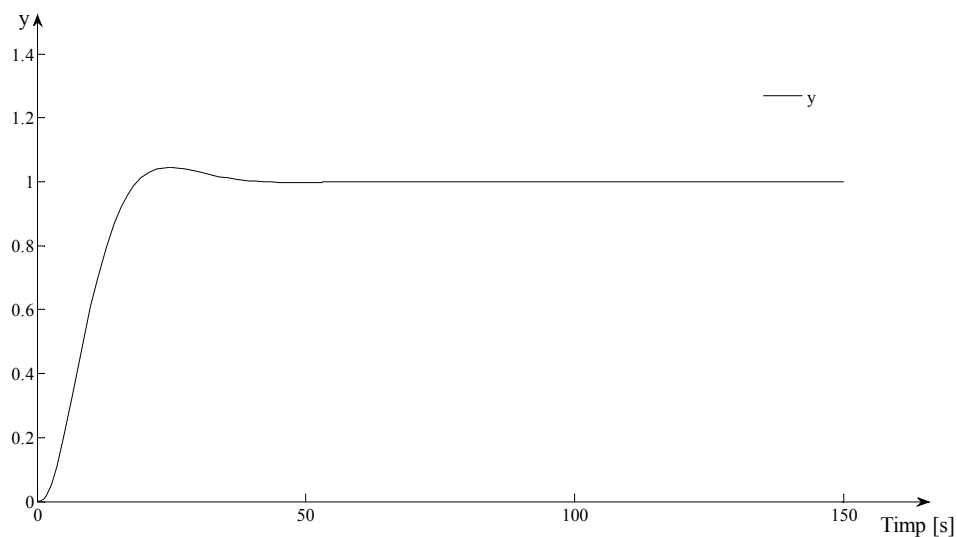
funcție de transfer corespunzătoare unui regulator de tip PI cu constanta de proporționalitate  $K_R = 2.27$  și cu constanta de timp de integrare  $T_I = 50s$ .

În figura 4.8 se prezintă schema de simulare, implementată în mediul Simulink, a sistemului de reglare automată cu regulatorul acordat prin criteriul modulului.



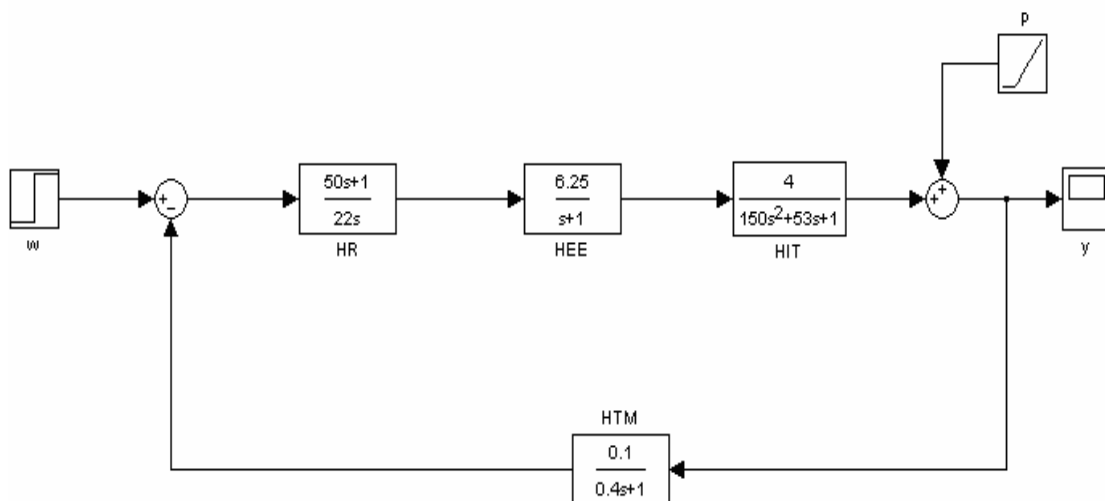
**Figura 4.8. Schema de simulare corespunzătoare criteriului modulului**

Răspunsul sistemului din figura 4.8 se prezintă în figura 4.9. Ieșirea sistemului ( $y$ ) se stabilizează la valoarea dorită ( $y = 1$ ) iar suprareglajul corespunde criteriului modulului ( $\sigma \approx 4.3\%$ ).

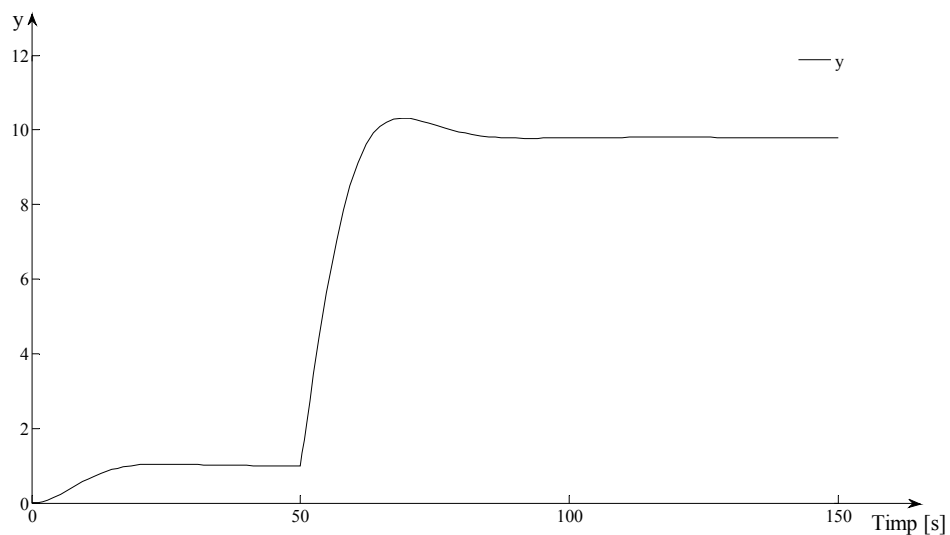


**Figura 4.9. Răspunsul sistemului corespunzător criteriului modulului**

Un aspect foarte important în tratarea problemei este introducerea perturbației în sistem. Dacă se consideră că o perturbație pozitivă de tip rampă acționează direct asupra ieșirii sistemului, schema de simulare, respectiv răspunsul sistemului se prezintă în figurile 4.10 și 4.11.



**Figura 4.10. Schema de simulare cu perturbația pozitivă de tip rampă**



**Figura 4.11. Răspunsul sistemului, dacă perturbația pozitivă de tip rampă apare după 50s**

În acest caz, răspunsul sistemului se stabilizează la valoarea  $y = 9.8$ , deci abaterea staționară la poziție este  $a_{stp} = 8.8$ , fapt ce demonstrează că utilizarea schemei monocontur pentru această situație este insuficientă. Pentru a rezolva această problemă este necesară implementarea unei scheme de tip feedforward.

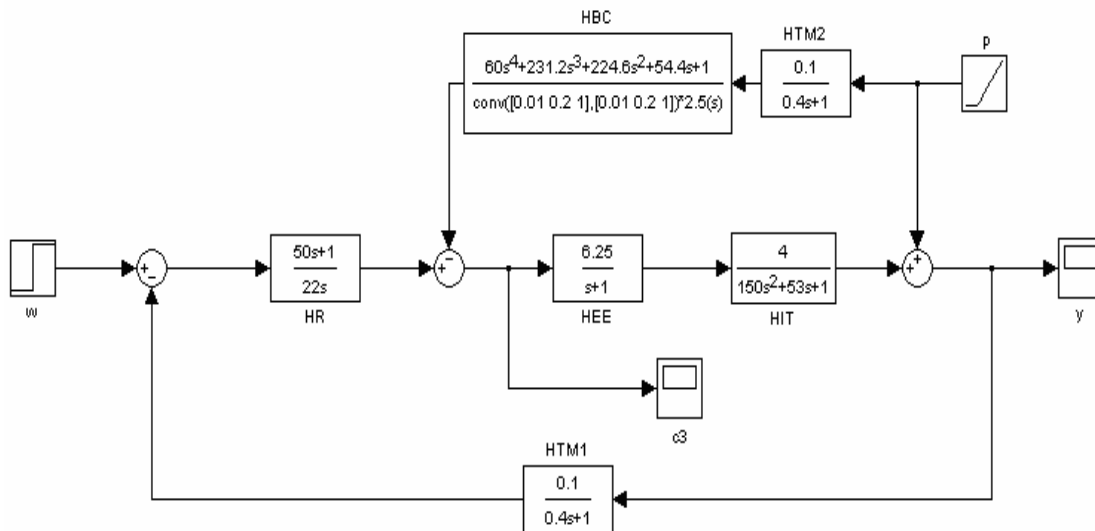
Blocul de compensare se calculează înlocuind datele problemei în relația (4.7), rezultând formula desfășurată a acestuia:

$$H_{BC}(s) = \frac{1}{H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_2}(s)} = \frac{(1+0.4s) \cdot (1+1s) \cdot (1+3s) \cdot (1+50s)}{2.5}. \quad (4.14)$$

Forma funcției de transfer a blocului de compensare din relația (4.14) este irealizabilă fizic deoarece ordinul numărătorului este mai mare decât ordinul numitorului. În acest sens, este necesară introducerea la numitor a unor constante de timp de „filtrare”. În exemplul următor au fost introduse patru constante de timp de filtrare cu valoarea egală  $T_f = 0.1s$ , rezultând:

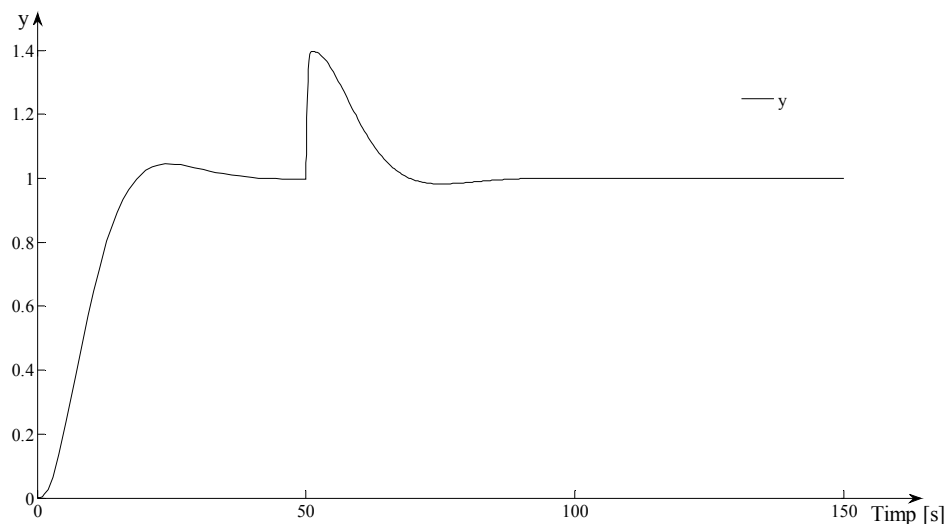
$$H_{BC}(s) = \frac{1}{H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_2}(s)} = \frac{(1+0.4s) \cdot (1+1s) \cdot (1+3s) \cdot (1+50s)}{2.5 \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.1s)}. \quad (4.15)$$

Schema implementată pentru simulare se prezintă în figura 4.12, iar răspunsul sistemului se prezintă în figura 4.13.

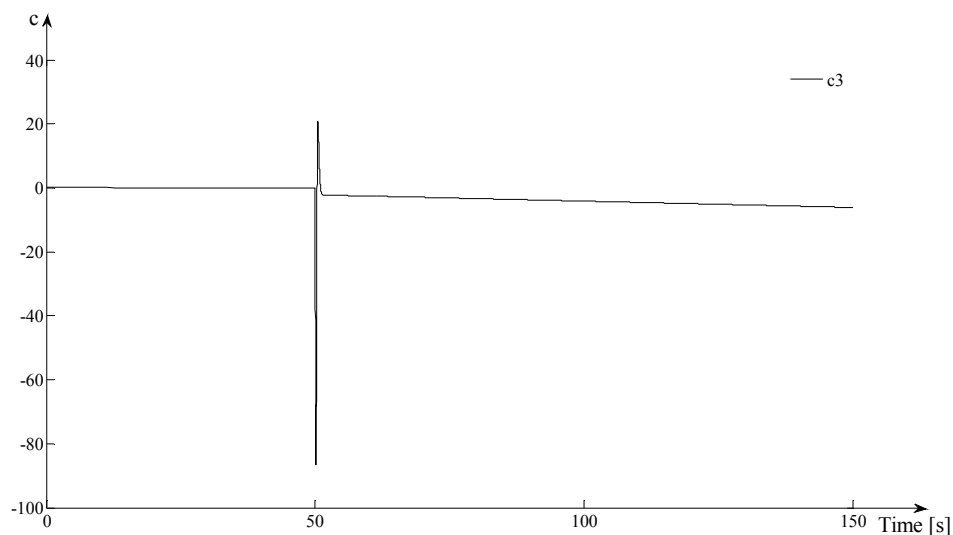


**Figura 4.12. Schema de reglare cu compensarea perturbației**

Spre deosebire de cazul structurii monocontur, în cazul structurii de tip feedforward, efectul perturbației este rejectat foarte eficient, abaterea staționară devenind nulă ( $a_{stp} = 0$ ) deoarece ieșirea sistemului se stabilizează la valoarea  $y = 1$ . Cea mai mare problemă care apare în cazul utilizării acestor tipuri de structuri este valoarea foarte mare a comenzii. Variația semnalului  $c_3$  este prezentată în figura 4.14.



**Figura 4.13. Răspunsul sistemului de reglare cu compensarea perturbației**



**Figura 4.14. Variația semnalului  $c_3$  pentru sistemul de reglare cu compensarea perturbației**

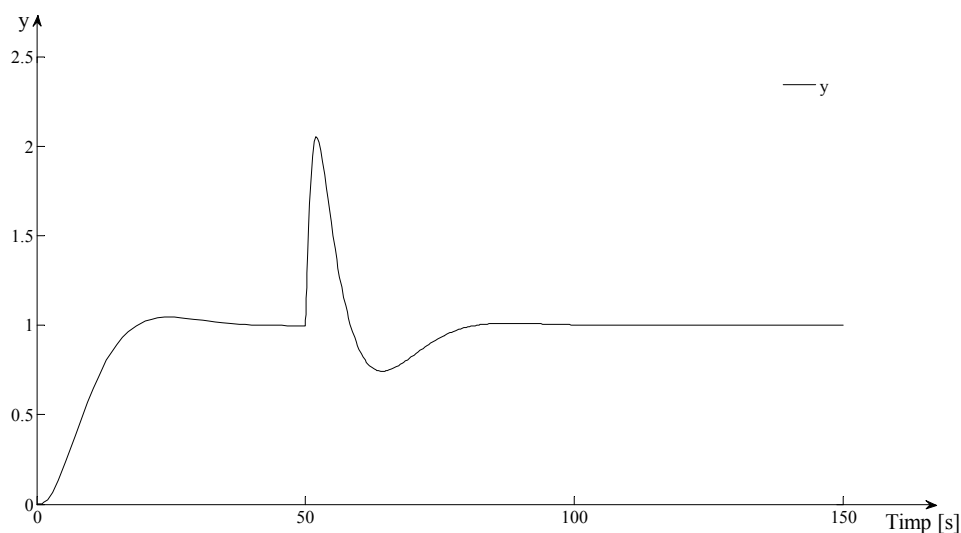
Din figura 4.14 reiese faptul că perechea regulator + compensator forțează puternic sistemul imediat după apariția perturbației, comanda finală ( $c_3$ ) prezentând valori foarte mari, atât pozitive cât și negative. În majoritatea situațiilor aceste valori ale comenzilor nu sunt acceptate de către elementele de execuție (în unele situații ca mărime, în alte situații ca și semn caz în care nu pot fi transmise fizic comenzi negative) și intervine problema realizării unor ajustări.

Prima soluție pentru reducerea valorii comenzii este saturarea acesteia (impunerea unor limite de maxim, respectiv de minim). Bineînțeles micșorarea valorii comenzii implică și o scădere a performanțelor sistemului de reglare. Problema saturării comenzii nu este tratată în acest subcapitol, în schimb va fi tratată la partea de desfășurare propriu-zisă a lucrării de laborator.

A doua soluție pentru reducerea valorii comenzii este simplificarea structurii blocului de compensare **sau/și** mărirea în anumite limite a constantelor de timp de „filtrare”. Dacă în schema din figura 4.12 se modifică funcția de transfer a blocului de compensare, rezultând forma din relația:

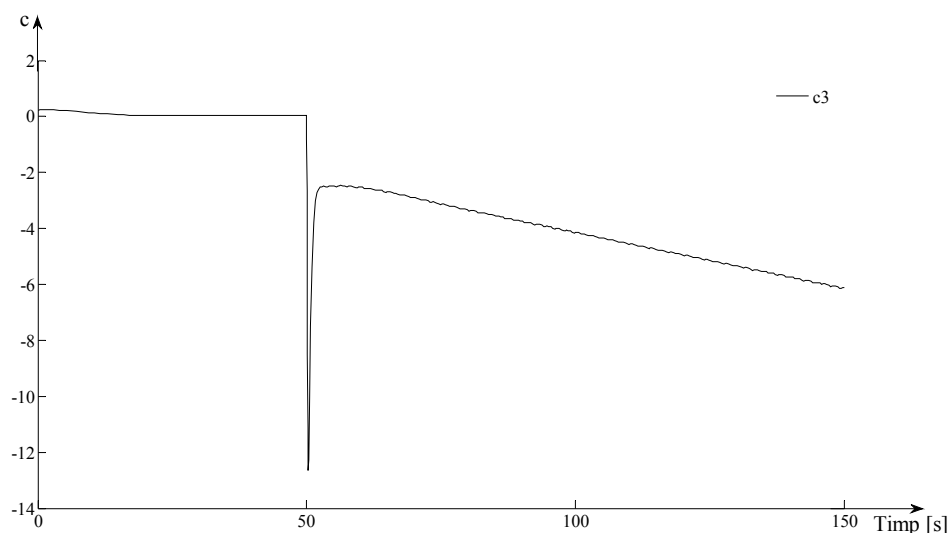
$$H_{BC}(s) = \frac{(1 + T_{\Sigma}s) \cdot (1 + T_I s)}{K_f \cdot (1 + T_f s) \cdot (1 + T_f s)} = \frac{(1 + 4.4s) \cdot (1 + 50s)}{2.5 \cdot (1 + 0.1s) \cdot (1 + 0.1s)}, \quad (4.16)$$

răspunsul sistemului și variația comenzii finale se prezintă în figurile 4.15 și 4.16.



**Figura 4.15. Răspunsul sistemului utilizând forma simplificată a blocului de compensare**

Comparând răspunsul din figura 4.13 cu răspunsul din figura 4.15 se observă o scădere puternică a performanțelor în cazul celei de-a doua, în special a performanței referitoare la suprareglaj. În schimb, comparând variațiile comenzilor în cele două cazuri (figura 4.14 și 4.16), iese în evidență o foarte puternică ameliorare a domeniului de variație a comenzii în cel de-al doilea caz.



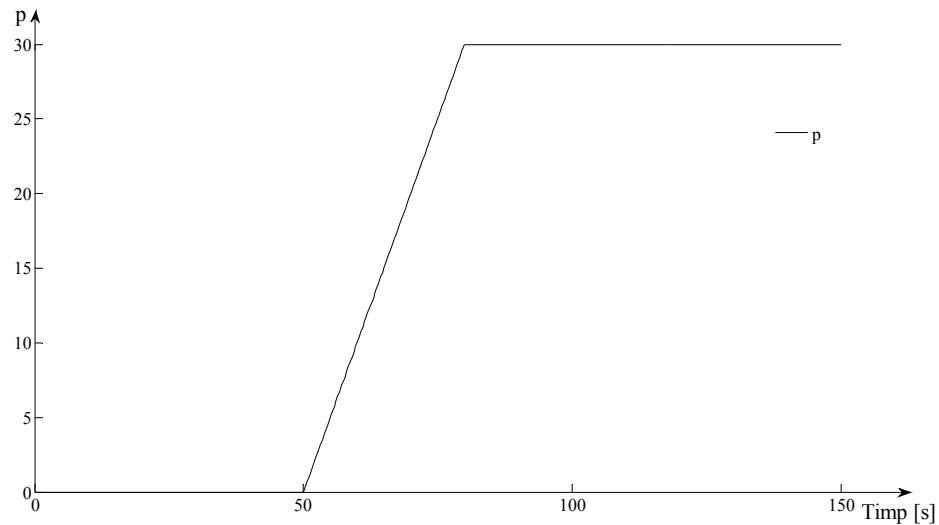
**Figura 4.16. Variația semnalului  $c_3$  utilizând forma simplificată a blocului de compensare**

Structura compensatorului poate fi și mai mult simplificată utilizând la numărător doar constanta de timp dominantă sau utilizând doar o componentă proporțională. Aceste simplificări se realizează corespunzător pentru fiecare caz din practică în parte, dar ținând cont de faptul că performanțele sistemului de reglare se reduc cu atât mai mult cu cât compensatorul prezintă o formă mai simplă.

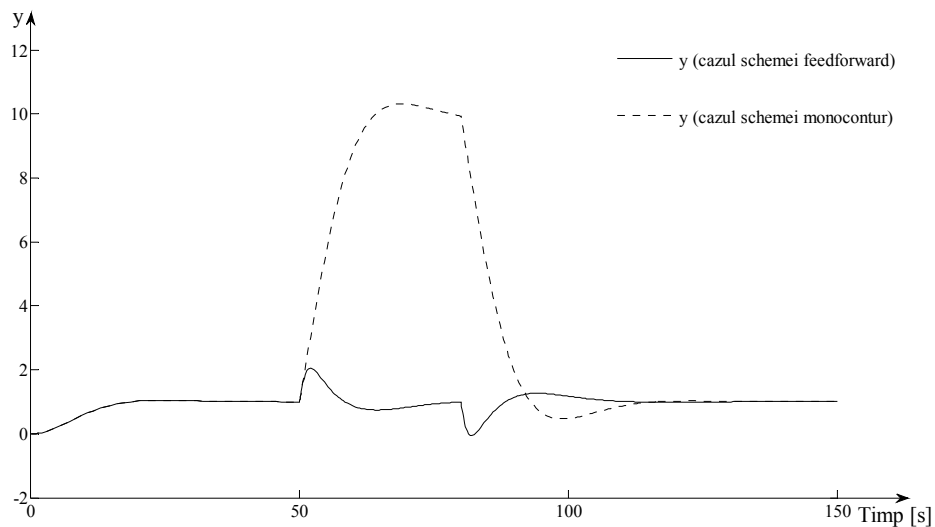
Perturbația de tip rampă este foarte uzuală în practică, însă în forma cu saturație. Acest tip de semnal se poate obține în simulări prin adunarea a două rampe, una crescătoare și una descrescătoare, rezultând forma de undă din figura 4.17. În exemplul dat rampa crescătoare pornește după 50s de la momentul începerii simulării și este dată de relația  $p_1 = t$ , unde  $t$  este timpul, iar rampa descrescătoare pornește după 80s de la momentul începerii simulării și este dată de relația  $p_2 = -t$ . Suma lor este  $p = p_1 + p_2$ .

Dacă în figurile 4.10 și 4.12, în loc de perturbație de tip rampă, se consideră perturbația de tip rampă cu saturație, iar în schema de reglare cu compensarea perturbației se consideră forma compensatorului din relația (4.16), graficul comparativ dintre evoluțiile ieșirilor celor două sisteme se prezintă în figura 4.18.





**Figura 4.17. Perturbație de tip rampă cu saturație**

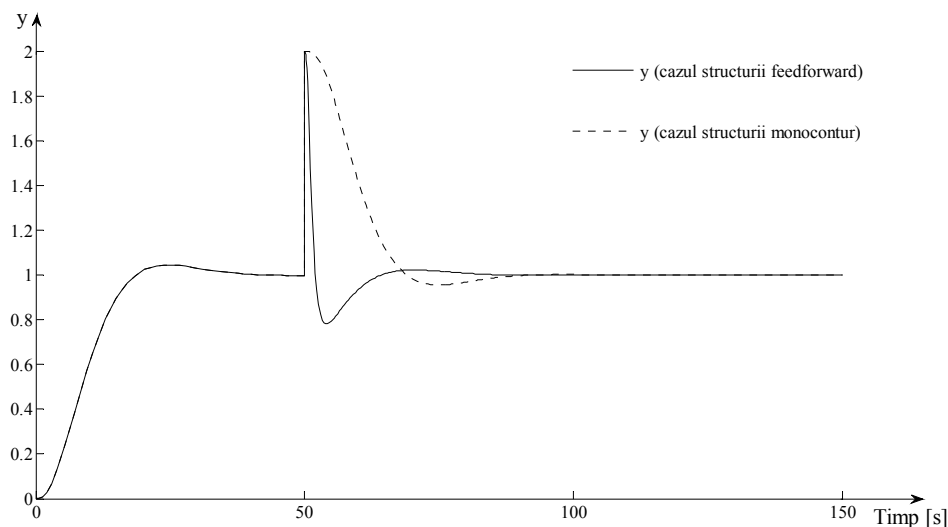


**Figura 4.18. Răspunsurile sistemelor de reglare feedforward și monocontur, dacă perturbația este de tip rampă cu saturație**

Din figura 4.18 rezultă faptul că abaterea staționară este nulă în ambele cazuri, dar performanțele structurii de reglare feedforward sunt mult mai bune decât a structurii monocontur. Diferența cea mai evidentă se observă în cazul suprareglajului.

Un caz problematic legat de eficiența structurilor de reglare feedforward este cazul perturbațiilor de tip treaptă. Dacă simulările se realizează în aceleași condiții ca și în cazul precedent (cazul perturbației de tip rampă cu saturație), cu diferența că perturbația va fi de tip treaptă cu valoarea  $p = 1$ , iar comutația din valoarea 0 în

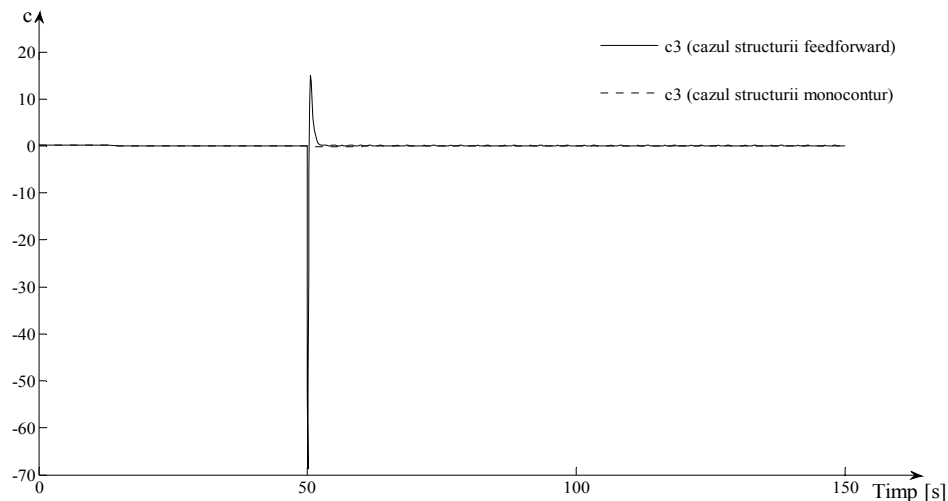
valoarea 1 are loc după 50s de la începerea simulării, graficele comparative dintre răspunsurile celor două sisteme la semnal de intrare de tip treaptă, respectiv dintre comenzile corespunzătoare acestora, se prezintă în figurile 4.19 și 4.20.



**Figura 4.19. Răspunsurile sistemelor de reglare feedforward și monocontur, dacă perturbația este de tip treaptă**

Figura 4.19 relevă faptul că performanțele celor două sisteme de reglare sunt aproximativ egale. Acest aspect are două explicații care se completează reciproc. Prima explicație constă în faptul că, perturbația variind foarte repede (în timpul corespunzător doar a unui singur pas de eșantionare), efectul acesteia nu poate fi compensat concomitent cu modificarea ieșirii (cu propagarea efectului perturbației). A doua explicație rezultă din faptul că efectul derivativ al compensatorului amplifică foarte mult intrarea acestuia datorită variației foarte bruște a comutației perturbației din 0 în 1, așa cum rezultă din figura 4.20. În cazul structurii monocontur  $c_3 = c_1$ , iar în cazul structurii feedforward  $c_3 = c_1 + c_2$ .

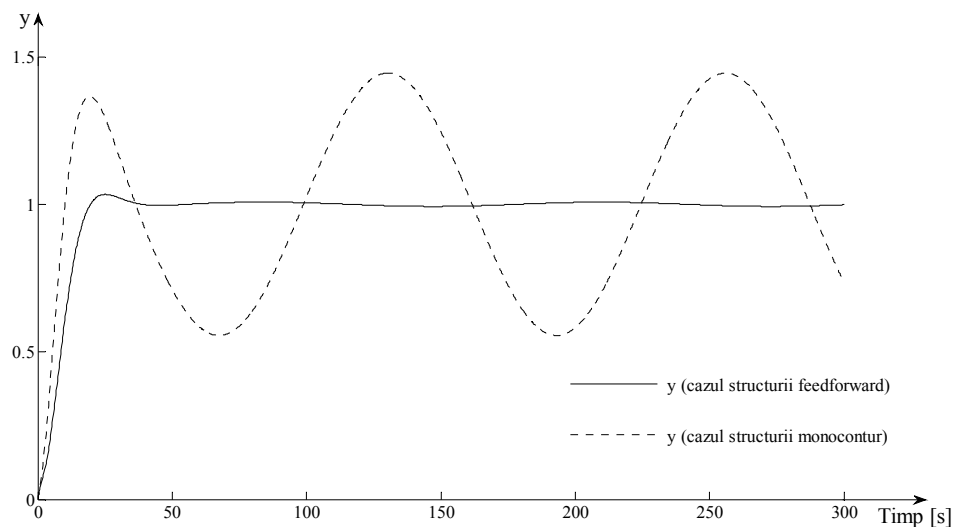
Domeniul foarte larg de variație a comenzii finale din cazul schemei feedforward se datorează semnalului de compensare, nu semnalului generat de regulatorul principal. De asemenea din grafic rezultă faptul că semnalul de comandă este mult mai mic în cazul schemei monocontur decât în cazul schemei bazate pe compensarea perturbației. Situația poate fi ameliorată prin simplificarea structurii compensatorului.



**Figura 4.20. Comenzile corespunzătoare sistemelor de reglare feedforward și monocontur, dacă perturbația este de tip treaptă**

Două situații foarte restrictive pentru buna funcționare a sistemelor automate sunt cazul perturbațiilor de tip sinusoidal, respectiv de tip hiperbolic. Simulările vor fi realizate pentru cazul sistemelor din figurile 4.10 și 4.12, dar utilizând forma compensatorului din relația (4.16).

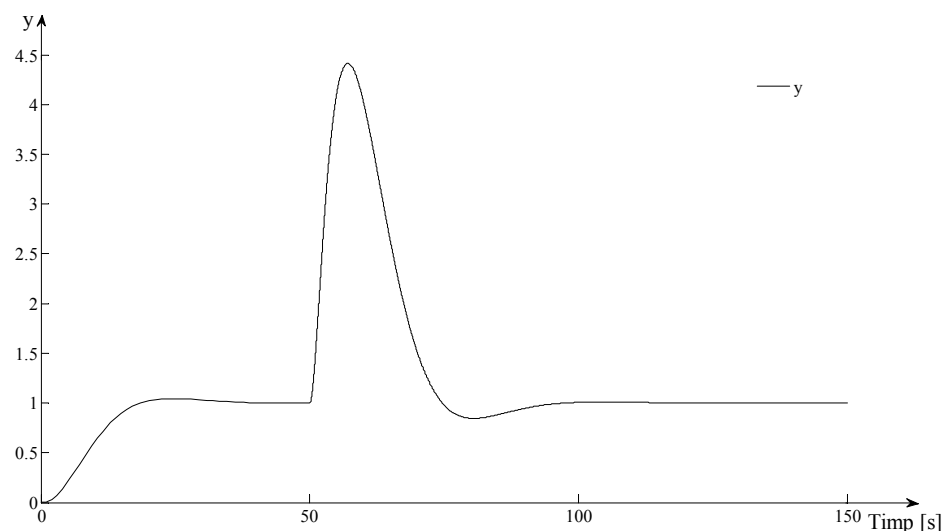
Dacă perturbația de tip sinusoidal apare la începutul simulării și este dată de legea  $p = A \cdot \sin(\omega \cdot t)$ , unde  $A = 1$  și  $\omega = 0.05$  rad/s, graficul comparativ dintre răspunsurile celor două sisteme de reglare (monocontur și feedforward) se prezintă în figura 4.21.



**Figura 4.21. Răspunsurile sistemelor de reglare feedforward și monocontur, dacă perturbația este de tip sinusoidal**

Rezultatele obținute arată faptul că în cazul structurii de reglare monocontur, efectul perturbației deși este atenuat (de la  $A = 1$  la  $A_1 = 0.445$ ), nu poate fi rejectat, în schimb în cazul schemei feedforward efectul perturbației este rejectat (există o ușoară oscilație a ieșirii sistemului, dar variația are loc doar în interiorul benzii de staționaritate de  $\pm 3\%$ ).

Dacă perturbația de tip hiperbolă apare după 50s de la începutul simulării și variază după legea  $p = \frac{1}{2} \cdot t^2$  răspunsul structurii de reglare monocontur va rezulta instabil iar răspunsul structurii feedforward se prezintă în figura 4.22.



**Figura 4.22. Răspunsul sistemului de reglare feedforward, dacă perturbația este de tip hiperbolă**

Inițial simularea a fost realizată utilizând modelul din relația (4.16) pentru funcționarea blocului de compensare, dar, deși răspunsul a fost stabilizat, a rezultat abatere staționară la poziție diferită de zero. Pentru a remedia această problemă s-a optat pentru micșorarea constantelor de timp de „filtrare” de 1000 de ori, rezultând:

$$H_{BC}(s) = \frac{(1 + T_{\Sigma}s) \cdot (1 + T_1s)}{K_f \cdot [1 + (T_f / 1000)s] \cdot [1 + (T_f / 1000)s]} = \frac{(1 + 4.4s) \cdot (1 + 50s)}{2.5 \cdot (1 + 0.00001s) \cdot (1 + 0.00001s)}, \quad (4.17)$$

formă utilizată în simularea care a generat răspunsul din figura 4.22. Efectul acestei ajustări asigură abatere staționară la poziție nulă (în regim staționar,  $y = 1$  vezi figura 4.22), dar comanda corespunzătoare va prezenta valori foarte mari.

Ultimele două exemple (corespunzătoare introducerii perturbațiilor de tip sinusoidal și hiperbolă) demonstrează încă odată utilitatea structurii de reglare bazate pe compensarea perturbației.

b) *Cazul schemei din figura 4.7*

Înlocuind datele inițiale în relația (4.10) se calculează funcția de transfer a regulatorului  $\mathbf{R}_2$ , rezultând:

$$H_{R_2}(s) = \frac{1}{H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_2}(s)} = \frac{(1+0.4s) \cdot (1+1s) \cdot (1+3s) \cdot (1+50s)}{2.5}. \quad (4.18)$$

Forma realizabilă a regulatorului din  $\mathbf{R}_2$  se obține introducând patru constante de timp de „filtrare” la numitor, trei dintre ele fiind  $T_f = 0.1s$ , iar cealaltă  $T_{f_1} = 3s$ , rezultând:

$$\begin{aligned} H_{R_2}(s) &= \frac{1}{H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_2}(s)} = \frac{(1+0.4s) \cdot (1+1s) \cdot (1+3s) \cdot (1+50s)}{2.5 \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.1s) \cdot (1+3s)} = \\ &= \frac{(1+0.4s) \cdot (1+1s) \cdot (1+50s)}{2.5 \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.1s)}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Pentru calculul regulatorului  $\mathbf{R}_1$  este necesară considerarea faptului că regulatorul  $\mathbf{R}_2$  este amplasat pe calea directă, astfel:

$$H_t(s) = H_{R_2}(s) \cdot H_f(s) = \frac{1}{(1+0.1s) \cdot (1+0.1s) \cdot (1+0.1s) \cdot (1+3s)}. \quad (4.20)$$

Suma constantelor de timp foarte mici  $T_{\Sigma_1} = 0.1+0.1+0.1 = 0.3s$  este mult mai mică ca valoare decât constanta de timp dominantă a procesului  $T_2 = 3s$  din acest caz, funcția de transfer echivalentă având forma:

$$H_t(s) = \frac{K_t}{(1+T_{\Sigma_1}s) \cdot (1+T_2s)} = \frac{1}{(1+0.3s) \cdot (1+3s)}, \quad (4.21)$$

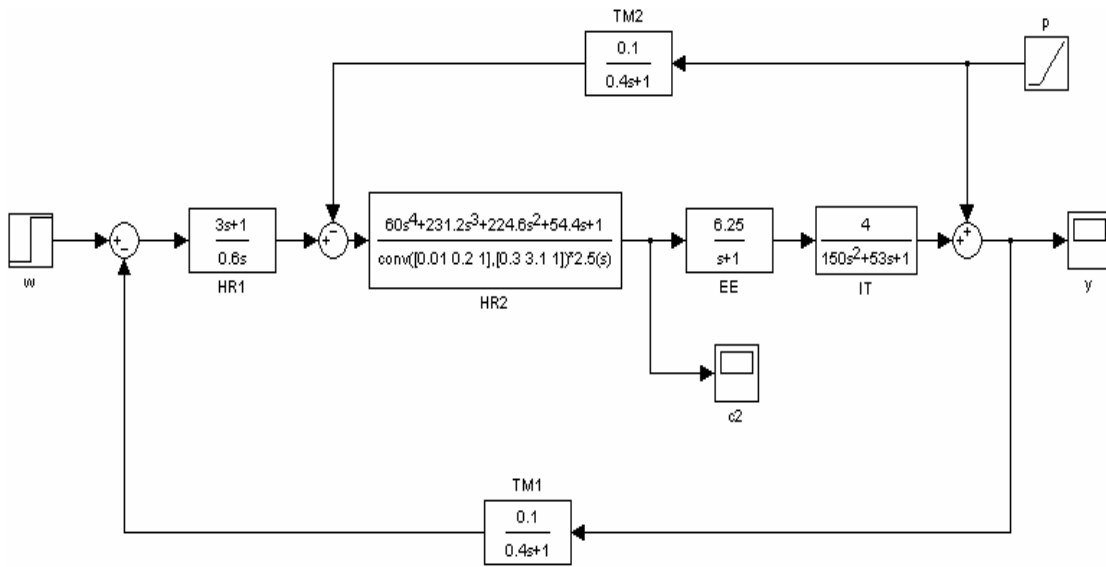
unde  $K_t = 1$ .

Aplicând criteriul modulului rezultă funcția de transfer a regulatorului:

$$H_{R_1}(s) = \frac{1}{\frac{2 \cdot T_{\Sigma_1} \cdot s \cdot (1 + T_{\Sigma_1} s)}{K_t} \cdot (1 + T_{\Sigma_1} s) \cdot (1 + T_2 s)} = \frac{1 + 3s}{0.6s} = 5 \cdot \left(1 + \frac{1}{3s}\right), \quad (4.22)$$

funcție de transfer corespunzătoare unui regulator de tip PI cu constanta de proporționalitate  $K_{R_1} = 5$  și cu constanta de timp de integrare  $T_{I_1} = 3s$ .

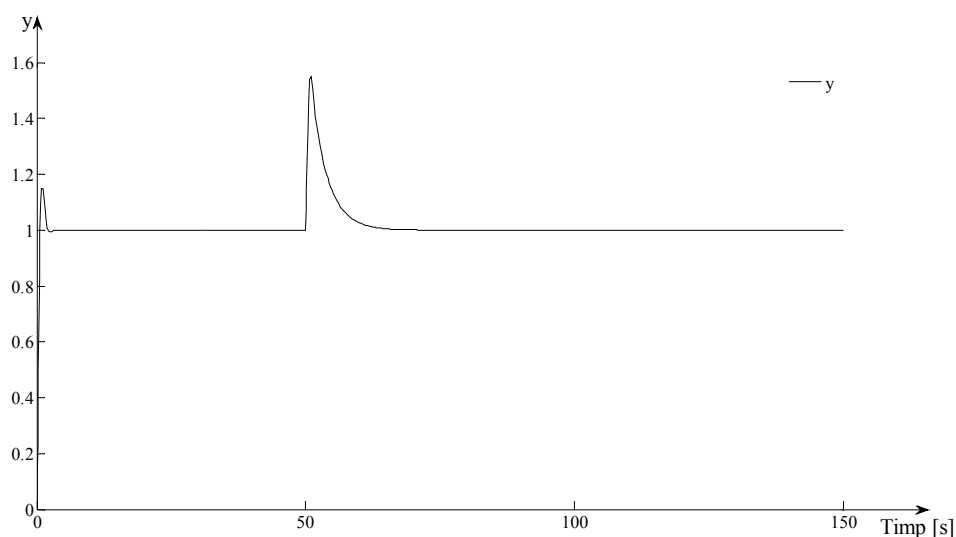
Schema implementată în mediul Simulink cu scopul simulării sistemului de reglare din figura 4.7 dacă perturbația este de tip rampă, se prezintă în figura 4.23.



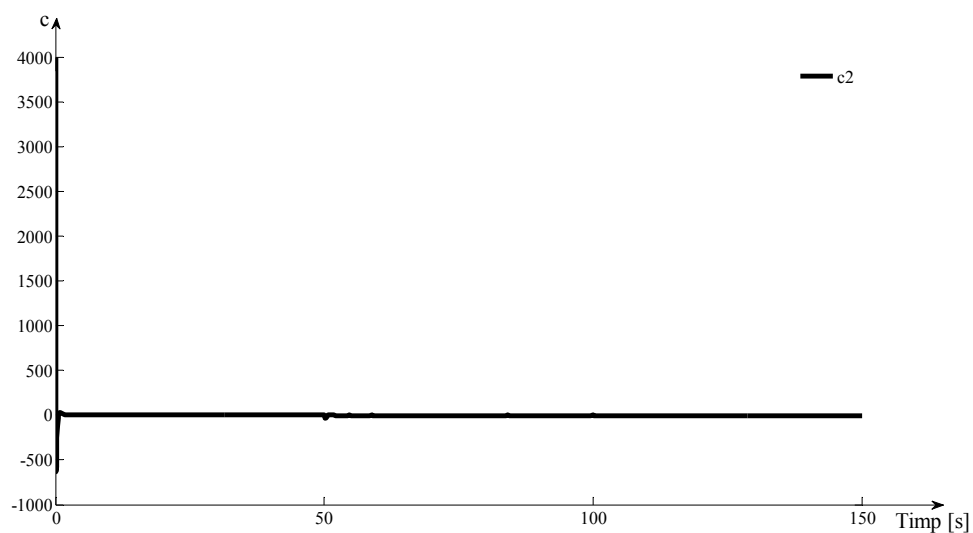
**Figura 4.23. Schema de simulare cu două regulatoare pe calea directă**

Răspunsul sistemului din figura 4.23 se prezintă în figura 4.24, iar comanda corespunzătoare generată de regulatorul  $R_2$  în figura 4.25, considerând faptul că, perturbația apare după 50s de la începutul simulării. Efectul perturbației este rejectat, abaterea staționară la poziție având valoarea  $a_{stp} = 0$  (în regim staționar  $y = 1$ ). Spre deosebire de cazul utilizării blocului de compensare amplasat pe reacția de la perturbație, sistemul cu două regulatoare pe calea directă oferă performanțe mai bune referitor la timpul de răspuns, însă performanțe mai slabe referitor la suprareglaj. În figura 4.25 se observă faptul că, comanda generată de regulatorul  $R_2$ , adică semnalul de intrare în elementul de execuție prezintă valori foarte mari și salturi foarte rapide chiar la începutul simulării. Acest aspect se datorează regulatorului  $R_2$  (mai precis

numărătorului din relația lui  $H_{R_2}(s)$ ) și implică necesitatea ajustării funcției de transfer a acestuia.



**Figura 4.24. Răspunsul sistemului de reglare, dacă perturbația este de tip rampă**



**Figura 4.25. Comanda generată de regulatorul  $R_2$**

Specificațiile legate de recalcularea compensatorului de la punctu *a*) cu scopul micșorării domeniului de variație a comenzii rămân aceleași și pentru cazul regulatorului  $R_2$ . Exemplele următoare se bazează pe o formă a regulatorului (relația 4.23) rezultată atât prin simplificarea structurii acestuia, cât și prin mărirea valorii constantelor de timp de „filtrare”:

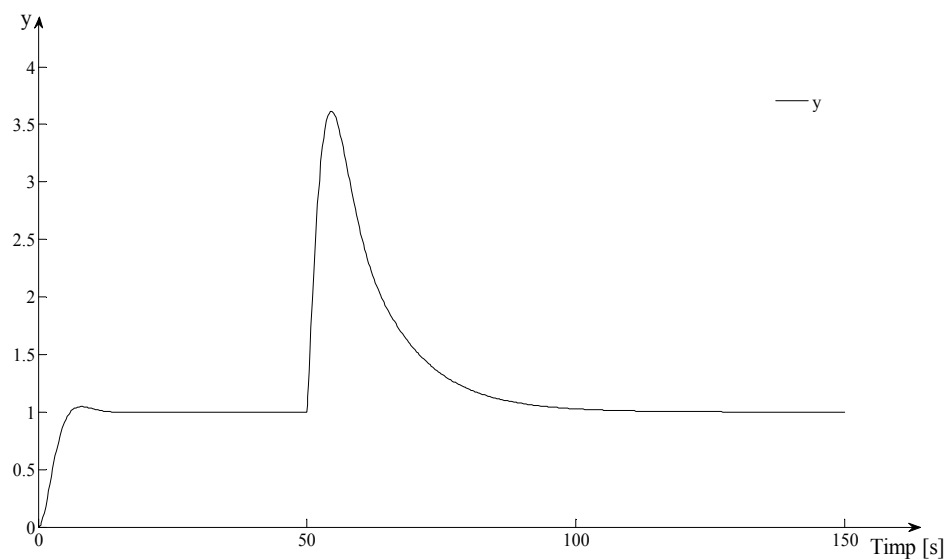
$$H_{R_2}(s) = \frac{(1+3s) \cdot (1+50s)}{2.5 \cdot (1+0.1s) \cdot (1+10s)}. \quad (4.23)$$

Spre deosebire de relația (4.19), în cazul simplificat, au fost reținute la numărător doar termenii corespunzători constantelor de timp ale instalației tehnologice, iar una din cele două constante de filtrare a fost mărită la valoarea  $T_{f_2} = 10s$ .

Utilizând noua funcție de transfer din relația (4.23) se poate calcula și regulatorul  $R_1$  prin aplicarea criteriului modulului, rezultând în urma efectuării calculelor relația:

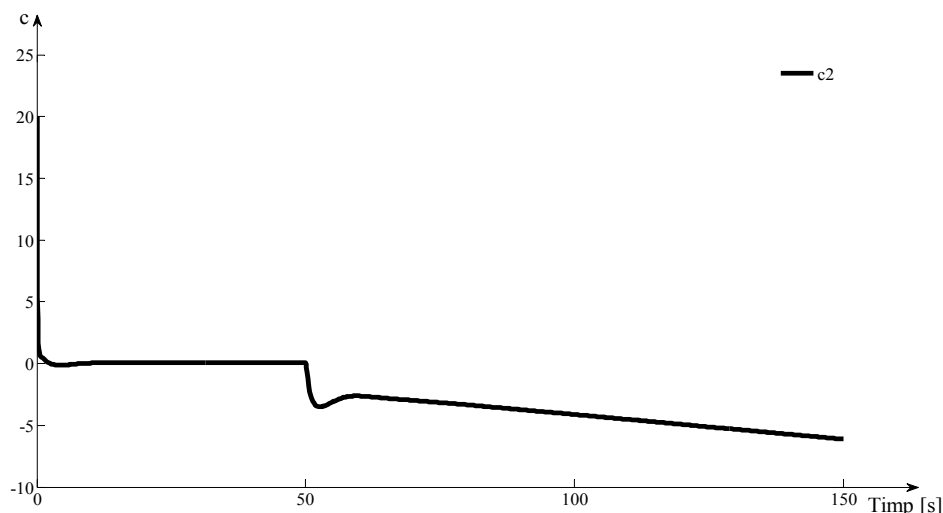
$$H_{R_1}(s) = \frac{1+10s}{3s} = 3.33 \cdot \left(1 + \frac{1}{10s}\right). \quad (4.24)$$

În figurile 4.26 și 4.27 se prezintă răspunsul sistemului, respectiv evoluția comenzii generate de regulatorul  $R_2$  rezultată prin înlocuirea în figura 4.23 a funcției de transfer a regulatorului  $R_2$  cu forma simplificată din relația (4.23) și a funcției de transfer a regulatorului  $R_1$  cu forma recalculată din relația (4.24).



**Figura 4.26. Răspunsul sistemului de reglare cu forma simplificată a regulatorului  $R_2$**





**Figura 4.27. Comanda generată de regulatorul  $R_2$  cu model simplificat**

Figurile precedente arată faptul că efectul perturbației a fost rejectat ( $a_{stp} = 0$ ), domeniul de variație a comenzii a fost mult diminuat, dar performanțele sistemului de reglare sunt mai slabe (atât suprareglajul cât și timpul de răspuns). Evident, structura regulatorului poate fi și mai mult simplificată chiar până la forma proporțională simplă, iar valorile constantelor de timp „filtrare” pot fi de asemenea ajustate. Modificarea formei regulatorului  $R_2$  nu trebuie realizată după un anumit model, ci în funcție de specificul fiecărei aplicații practice în parte.

#### 4.4. Concluzii

1. În lucrarea curentă a fost detaliat principiul funcțional al sistemelor de reglare cu compensarea perturbației (feedforward) și au fost date câteva exemple de calcul ale acestora.
2. A fost demonstrat prin intermediul a unor exemple, faptul că sistemele feedforward prezintă posibilitatea de a rejecta câteva tipuri de perturbații (de tip rampă, sinusoidal, hiperbolă) la care schemele monocontur nu fac față performanțelor impuse.
3. Implementarea structurilor feedforward este mai scumpă decât în cazul structurilor monocontur datorită numărului mai mare de elemente.
4. În anumite cazuri, pentru reducerea valorii comenzilor este necesară modificarea funcției de transfer a elementelor rezultate în urma calculului inițial.

#### 4.5. Desfășurarea lucrării

1. Se consideră componentele unui sistem de reglare a căror funcționare este descrisă în regim dinamic prin următoarele funcții de transfer:

$$H_{IT}(s) = \frac{5.7}{(1+5s) \cdot (1+80s)}, H_{EE}(s) = \frac{3.5}{(1+1.2s)} H_{TM}(s) = H_{TM_1}(s) = H_{TM_2}(s) = \frac{0.2}{1+0.6s},$$

constantele de timp fiind exprimate în secunde.

Utilizând noile date să se parcurgă toate etapele de calcul și de simulare din subcapitolul 4.3, ținând cont de faptul că se dorește menținerea ieșirii procesului la valoarea de 1 ( $y = 1$ ).

Remarcă: La simplificarea funcției de transfer a blocului de compensare, respectiv a regulatorului  $R_2$ , este recomandabil să se păstreze structura indicată, dar valoarea constantelor de timp de „filtrare” rămâne la latitudinea studentului.

2. La fiecare procedură de simulare să se noteze performanțele sistemului de reglare iar rezultatele să fie centralizate într-un tabel de forma:

**Tabel 4.1. Centralizator rezultate experimentale**

Nr. crt.	Cazul tratat	Abaterea staționară la poziție ( $a_{stp}$ )	Suprareglajul ( $\sigma$ [%])	Timpul de răspuns ( $t_r$ [s])	Domeniul de variație a comenzii ([valoare minimă;valoare maximă])
1	Ex.: Schemă monocontur și perturbație de tip rampă				
2	Ex.: Schemă feedforward cu bloc de compensare pe reacție și perturbație de tip rampă				
....	....	....	....	....	....

3. Precizați pentru cazurile tratate în tabelul 4.1, care din sturcturi (monocontur sau feedforward) generează performanțe mai bune considerând același tip de perturbație.

4. Dacă este cazul, selectați din tabelul 4.1 pozițiile corespunzătoare schemelor feedforward pentru care nu s-a obținut  $a_{stp} = 0$  (mai puțin situațiile în care perturbația este de tip sinusoidal) și modificați constantele de timp de filtrare ale blocului de compensare, respectiv ale regulatorului  $R_2$ , astfel încât această situație să fie remediată.

#### 4.6. Exercițiu opțional

În cazul sistemelor feedforward realizați modificarea structurii blocului de compensare, respectiv a regulatorului  $\mathbf{R}_2$  utilizând recomandările din lucrare, cu scopul obținerii unor performanțe mai bune decât cele prezentate în tabel în urma completării acestuia.

## LABORATOR NR. 5

### Structuri de reglare în cascadă

#### 5.1. Noțiuni teoretice

Noțiunea de reglare în cascadă este dată de operația de legare în serie (în cascadă) a două sau mai multe regulatoare [14]. Utilizarea acestei structuri este posibilă în cazul în care un proces complex poate fi descompus în două sau mai multe subprocese, legătura dintre acestea fiind realizată prin intermediul unor variabile intermediare care prezintă posibilitate de măsurare.

Schema de reglare în cascadă corespunzătoare cazului a două regulatoare se prezintă în figura 5.1.

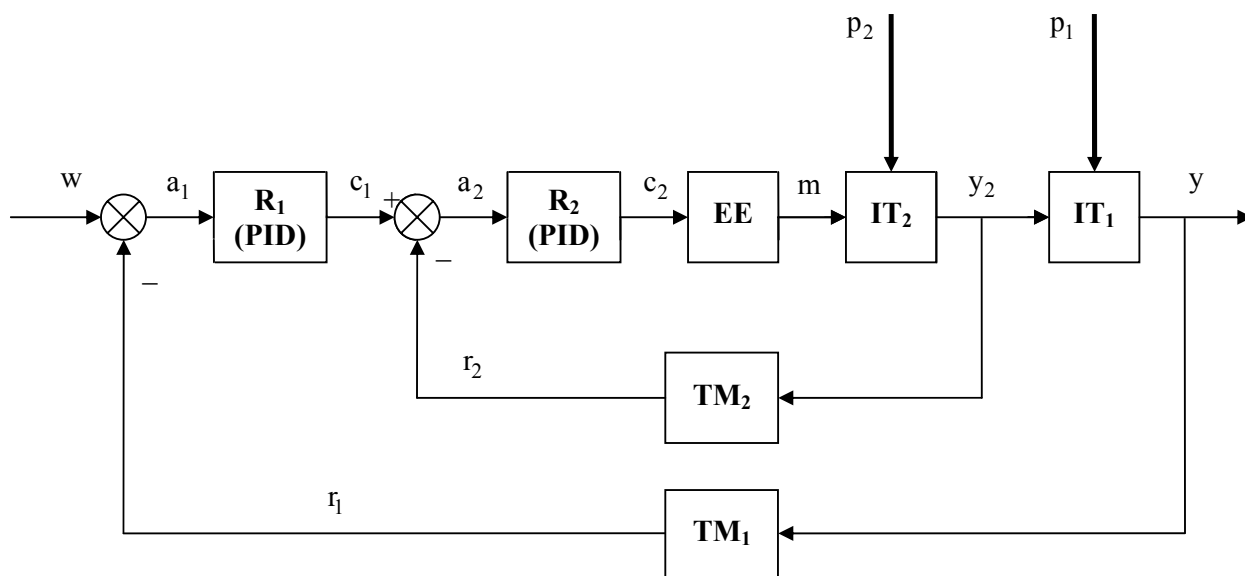


Figura 5.1. Schemă de reglare în cascadă

Față de schema monocontur s-a introdus în plus un regulator ( $R_2$ ) și un traductor de măsură ( $TM_2$ ). Procesul tehnologic aferent instalației tehnologice a fost descompus în două subprocese mai puțin complexe  $IT_2$  și  $IT_1$ , legătura între acestea realizându-se prin intermediul variabilei intermediare  $y_2$ . Variabila intermediară  $y_2$  este măsurată cu ajutorul traductorului de măsură  $TM_2$  rezultând semnalul de reacție  $r_2$  iar valoarea acesteia se modifică mai rapid la acțiunea perturbației  $p_2$  decât valoarea variabilei de ieșire  $y$ . Schema este compusă din două bucle de reglare: bucla interioară în raport cu variabila intermediară  $y_2$  și bucla exterioară în raport cu

variabila de ieșire  $y$ . Regulatorul  $\mathbf{R}_1$  este regulatorul principal și asigură reglarea valorii variabilei de ieșire  $y$ , respectiv rejectarea efectului perturbației  $p_1$ , iar regulatorul  $\mathbf{R}_2$  este regulatorul secundar și asigură reglarea valorii variabilei intermediare  $y_2$ , respectiv rejectarea efectului perturbației  $p_2$  [2]. Din figura 5.1 rezultă faptul că, comanda generată de regulatorul  $\mathbf{R}_1$  ( $c_1$ ) este referința pentru regulatorul  $\mathbf{R}_2$  (abaterea  $a_2$  prelucrată de acest regulator rezultă ca diferență între semnalele  $c_1$  și  $r_2$  ( $a_2 = c_1 - r_2$ )).

Utilizarea în bune condiții a schemei în cascadă este condiționată de îndeplinirea următoarelor recomandări [13]:

1. Fiecare subproces să nu conțină mai mult de două constante de timp.
2. Să nu fie utilizate un număr mai mare de trei bucle de reglare pentru același sistem de reglare automată.
3. Subprocese mai rapide să fie plasate în buclele interioare, iar subprocese mai lente în buclele exterioare.
4. Evitarea **pe cât posibil** a utilizării a mai mult de un singur regulator care să conțină componentă derivativă.

În cazul în care sistemele de reglare în cascadă sunt utilizate corespunzător, acestea oferă mai multe avantaje. Un avantaj major al acestor scheme de reglare este acela că datorită divizării procesului în subprocese mai simple și structura reglatoarelor corespunzătoare va fi mai simplă. Un alt avantaj major este faptul că efectul perturbației  $p_2$  este rejectat total sau în mare măsură (în funcție de caz) în cadrul buclei interioare nepropagându-se sau propagându-se puternic diminuat asupra variabilei de ieșire. Astfel structura de reglare în cascadă prezintă o mai mare insensibilitate la perturbații comparativ cu cazul structurii monocontur. De asemenea inerția buclei interioare poate fi mult redusă datorită utilizării regulatorului  $\mathbf{R}_2$ . De o importanță deosebită este și posibilitatea de a controla și de a limita variația unor variabile intermediare ( $y_2$  în cazul sistemului din figura 5.1).

Implementarea structurii în cascadă prezintă dezavantajul unei structuri mai complicate și a unui cost mai ridicat (datorită introducerii unor componente suplimentare: un regulator și un traductor) comparativ cu cazul structurii monocontur.

## 5.2. Principiul de calcul al sistemelor de reglare în cascadă

Calculul reglatoarelor se realizează ținând cont de faptul că toate elementele schemei din figura 5.1 sunt considerate a avea un comportament liniar și funcționarea acestora în regim dinamic poate fi exprimată utilizând funcții de transfer. De asemenea modelul matematic corespunzător acestor elemente se consideră cunoscut, deci nu este necesară aplicarea procedurilor de identificare.

Calculul reglatoarelor pornește întotdeauna de la ultima buclă din interior (bucla „cea mai interioară”) și se finalizează cu determinarea valorilor parametrilor regulatorului principal (regulatorul din ultima buclă din exterior („bucla cea mai exterioară”). În cazul sistemului din figura 5.1 există doar două bucle, bucla interioară și bucla exterioară. Calculul se realizează în trei etape, după cum urmează:

1. Regulatorul  $R_2$  de tip PID se calculează utilizând una dintre metodele specifice de calcul a reglatoarelor (de exemplu criteriul modulului sau criteriul simetriei) luând în considerare doar elementele din bucla interioară și neținând cont de elementele din bucla exterioară.
2. Utilizând modelul regulatorului  $R_2$  calculat în etapa anterioară, se calculează funcția de transfer în buclă închisă a subsistemului corespunzător buclei interioare de reglare, mai precis  $H_{02}(s) = \frac{L\{y_2(t)\}}{L\{c_1(t)\}}$ .

În continuare bucla interioară de reglare se va considera ca un singur element echivalent (EECH) a cărui funcție de transfer este  $H_{02}(s)$ , așa cum se poate observa și în figura 5.2.

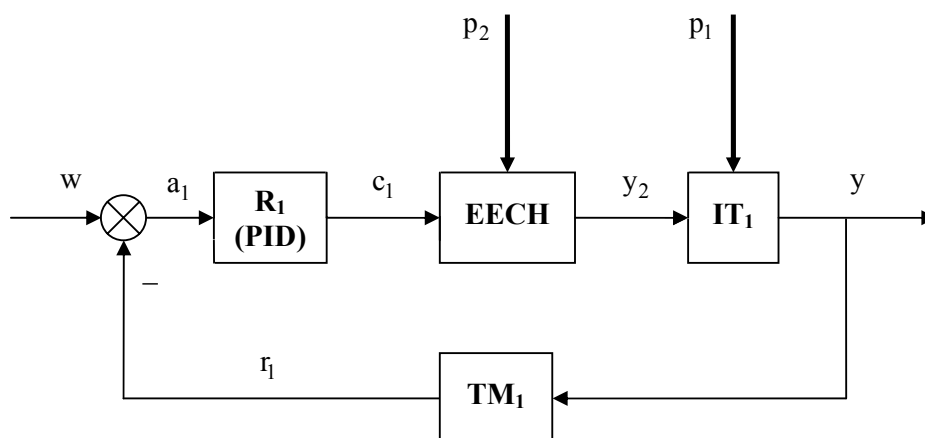


Figura 5.2. Schema echivalentă rezultată după calculul regulatorului  $R_2$

3. Regulatorul  $R_1$  de tip PID se calculează ținând cont și de elementul (EECH) de pe calea directă (figura 5.2). Metoda de calcul a acestui regulator poate fi aceeași sau o altă metodă specifică din teoria reglării automate.

Remarcă: În expunere s-a utilizat expresia regulator „de tip PID”. Această formulare nu obligă neapărat apariția tuturor celor trei acțiuni: proporțional, integrativ și derivativ în expresia regulatorului. Astfel, de exemplu regulatorul PI este tot de tip PID deoarece reprezintă un caz particularizat al structurii generale.

### 5.3. Exemple de calcul și de simulare a sistemelor de reglare în cascadă

Se consideră un sistem de reglare în cascadă în structura căruia intră următoarele componente:

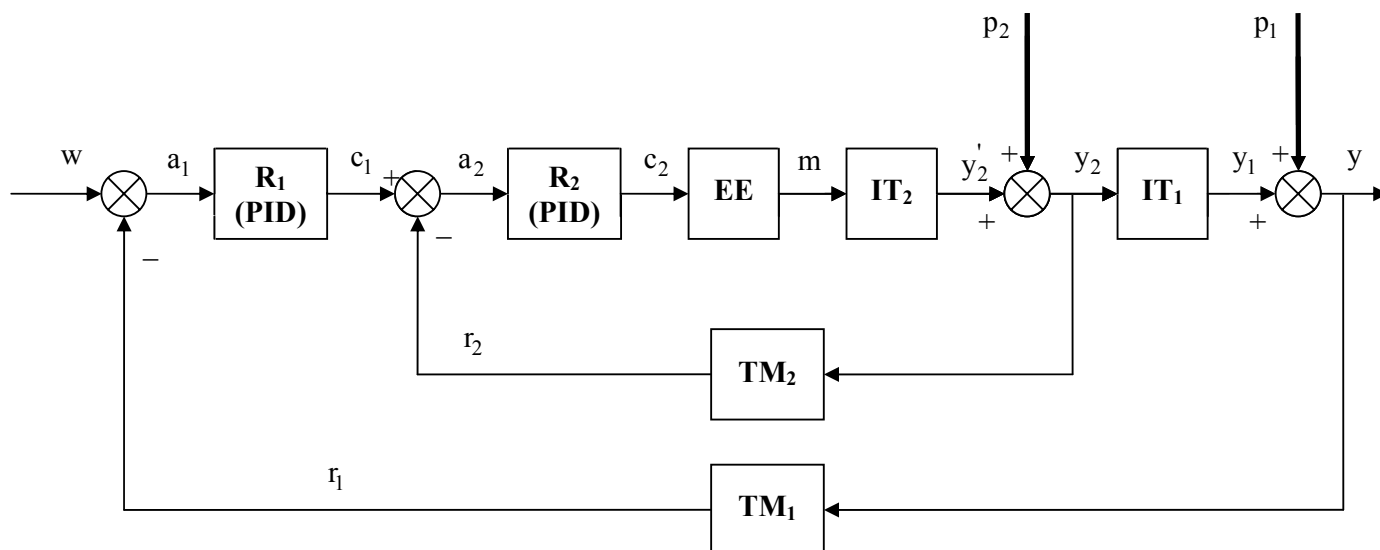
- instalația tehnologică (procesul tehnologic), a cărei funcționare în regim dinamic este descrisă prin funcția de transfer  $H_{IT}(s) = \frac{7.5}{(1+5s) \cdot (1+60s)}$ ;
- elementul de execuție a cărei funcționare în regim dinamic este descrisă prin funcția de transfer  $H_{EE}(s) = \frac{3}{(1+0.3s)}$ ;
- traductoarele a căror funcționare în regim dinamic este descrisă prin funcțiile de transfer  $H_{TM_1}(s) = \frac{0.1}{1+s}$  și  $H_{TM_2}(s) = \frac{0.2}{1+0.1s}$ .

Constantele de timp sunt exprimate în secunde, iar constantele de proporționalitate sunt fie adimensionale, fie se exprimă în funcție de specificul fiecărui proces în parte.

Procesul tehnologic se descompune în două subprocesse mai puțin complexe cărora le corespund funcțiile de transfer  $H_{IT_1}(s) = \frac{3}{1+60s}$  și  $H_{IT_2}(s) = \frac{2.5}{1+5s}$ .

Ținând cont de valoarea constantei de proporționalitate a traductorului (0.1), pentru ca semnalul de ieșire să se stabilizeze la valoarea 1 (dacă abaterea staționară la poziție este nulă  $y = 1$ ), în simulări, valoarea semnalului de referință de tip treaptă a fost setată la 0.1 ( $w = 0.1$ ).

Schema detaliată a sistemului de reglare în cascadă care stă la baza simulărilor se prezintă în figura 5.3.



**Figura 5.3. Schema detaliată a sistemului de reglare în cascadă**

Pentru figura precedentă sunt valabile următoarele relații:  $y_2 = y_2' + p_2$  și  $y = y_1 + p_1$ . De asemenea figura 5.3 corespunde cazului în care perturbațiile  $p_2$  și  $p_1$  acționează direct asupra semnalelor de ieșire din cele două bucle de reglare (interioară, respectiv exterioară). Perturbațiile pot fi pozitive sau negative în funcție de aplicația practică tratată.

Funcția de transfer a părții fixate pentru bucla interioară este:

$$H_{f_2}(s) = H_{IT_2}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_2}(s) = \frac{1.5}{(1 + 0.1s) \cdot (1 + 0.3s) \cdot (1 + 5s)}. \quad (5.1)$$

Datorită faptului că valoarea constantei de timp dominante  $T_2 = 5s$  este mult mai mare decât valorile constantelor de timp mici, există posibilitatea aplicării criteriului modulului. Dacă suma constantelor de timp mici se notează cu  $T_{\Sigma_2} = 0.1 + 0.3 = 0.4s$ , atunci funcția de transfer echivalentă a părții fixate pentru bucla interioară devine:

$$H_{f_2}(s) = \frac{K_{f_2}}{(1 + T_{\Sigma_2}s) \cdot (1 + T_2s)} = \frac{1.5}{(1 + 0.4s) \cdot (1 + 5s)}, \quad (5.2)$$



unde  $K_{f_2} = 1.5$ .

În urma aplicării criteriului modulului, rezultă funcția de transfer a regulatorului  $\mathbf{R}_2$ :

$$H_{R_2}(s) = \frac{1}{\frac{2 \cdot T_{\Sigma_2} \cdot s \cdot (1 + T_{\Sigma_2} s)}{K_{f_2}} \cdot (1 + T_{\Sigma_2} s) \cdot (1 + T_2 s)} = \frac{1 + 5s}{1.2s} = 4.16 \cdot \left(1 + \frac{1}{5s}\right), \quad (5.3)$$

funcție de transfer corespunzătoare unui regulator de tip PI cu constanta de proporționalitate  $K_{R_2} = 4.16$  și cu constanta de timp de integrare  $T_{I_2} = 5s$ .

Cunoscându-se funcția de transfer a regulatorului  $\mathbf{R}_2$ , se poate calcula funcția de transfer echivalentă (în buclă închisă) a buclei interioare:

$$H_{02}(s) = \frac{L\{y_2(t)\}}{L\{c_1(t)\}} = \frac{1}{2T_{\Sigma_2}^2 s^2 + 2T_{\Sigma_2} s + 1} \cdot \frac{1}{H_{TM_2}} = 5 \cdot \frac{1 + 0.1s}{0.32s^2 + 0.8s + 1}. \quad (5.4)$$

În continuare se utilizează forma simplificată a funcției de transfer din relația (5.4):

$$H_{02}(s) \cong \frac{1}{2T_{\Sigma_2} s + 1} \cdot \frac{1}{H_{TM_2}} = 5 \cdot \frac{1 + 0.1s}{1 + 0.8s}. \quad (5.5)$$

În relația (5.5), în acest caz ar putea fi neglijată și influența zeroului. Totuși, pentru a păstra rigurozitatea, în calcule se va ține cont de existența acestuia.

Funcția de transfer a părții fixate pentru bucla exterioară este:

$$H_{f_1}(s) = H_{IT_1}(s) \cdot H_{02}(s) \cdot H_{TM_1}(s) = \frac{1.5 \cdot (1 + 0.1s)}{(1 + 0.8s) \cdot (1 + 1s) \cdot (1 + 60s)}. \quad (5.6)$$

În acest caz  $K_{f_1} = 1.5$ ,  $T_{\Sigma_1} = 0.8 + 1 = 1.8s$ ,  $T_{TM_2} = 0.1s$  iar constanta de timp dominantă a procesului este  $T_1 = 60s$ , rezultând forma echivalentă a părții fixate pentru bucla exterioară:

$$H_{f_1}(s) = \frac{K_{f_1} \cdot (1 + T_{TM_2} s)}{(1 + T_{\Sigma_1} s) \cdot (1 + T_1 s)} = \frac{1.5 \cdot (1 + 0.1s)}{(1 + 1.8s) \cdot (1 + 60s)}. \quad (5.7)$$

Pentru calculul regulatorului  $\mathbf{R}_1$  s-a optat tot pentru aplicarea criteriului modulului, astfel:

$$H_{R_1}(s) = \frac{1}{\frac{2 \cdot T_{\Sigma_1} \cdot s \cdot (1 + T_{\Sigma_1} s)}{K_{f_1} \cdot (1 + T_{TM_2} s)} \cdot \frac{1}{(1 + T_{\Sigma_1} s) \cdot (1 + T_I s)}} = \frac{1 + 60s}{5.4s \cdot (1 + 0.1s)} = 11.11 \cdot \left(1 + \frac{1}{60s}\right) \cdot \frac{1}{1 + 0.1s}, \quad (5.8)$$

relația având forma corespunzătoare unui regulator de tip PI cu filtru de ordinul I, constanta de proporționalitate fiind  $K_{R_1} = 11.11$ , constanta de timp de integrare  $T_{I_1} = 60s$  iar constanta de timp a filtrului  $T_{f_1} = 0.1s$ .

Pentru a demonstra avantajele utilizării sistemului de reglare în cascadă, în paralel s-a realizat și simularea sistemului monocontur corespunzător. Sistemul monocontur rezultă eliminând din schema din figura 5.3 traductorul  $\mathbf{TM}_2$  și regulatorul  $\mathbf{R}_2$  și evident reacția în raport cu variabila intermediară  $y_2$ . În acest caz funcția de transfer a părții fixate devine:

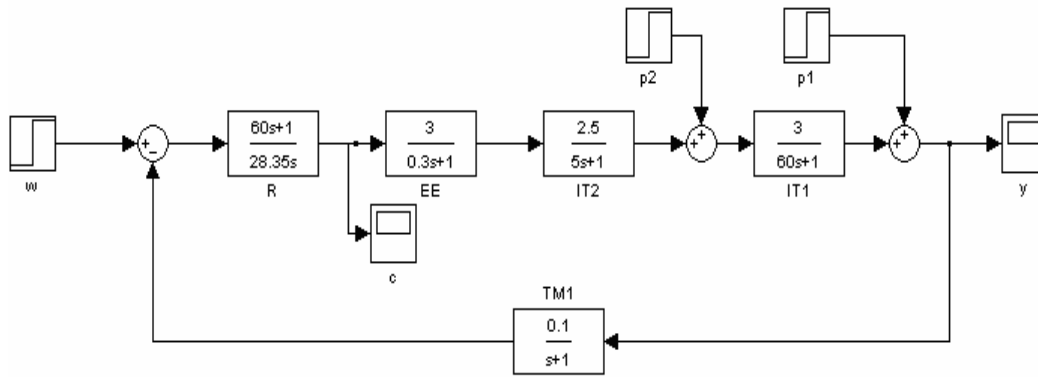
$$H_f(s) = H_{IT}(s) \cdot H_{EE}(s) \cdot H_{TM_1}(s) = \frac{2.25}{(1 + 0.3s) \cdot (1 + 1s) \cdot (1 + 5s) \cdot (1 + 60s)}. \quad (5.9)$$

În acest caz  $T_{\Sigma} = 0.3 + 1 + 5 = 6.3s$ , iar după efectuarea calculelor corespunzătoare criteriului modulului rezultă regulatorul (notat cu  $\mathbf{R}$ ) de tip PI:

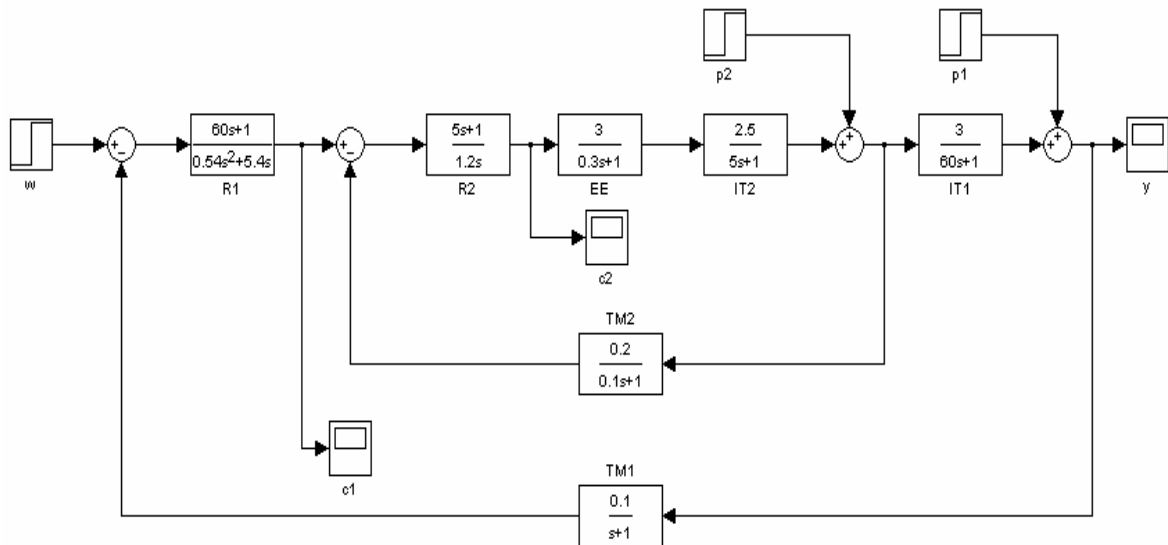
$$H_R(s) = \frac{1 + 60s}{28.35s} = 2.11 \cdot \left(1 + \frac{1}{60s}\right). \quad (5.10)$$

În relația (5.10)  $K_R = 2.11$  și  $T_I = 60s$ .

În figurile 5.4 și 5.5 sunt prezentate schemele de simulare implementate în mediul Simulink pentru cazul sistemului monocontur, respectiv pentru cazul sistemului în cascadă. Perturbațiile, în acest exemplu, se consideră a fi de tip treaptă. În cazul sistemului monocontur s-a păstrat în simulare forma descompusă a procesului tehnologic cu scopul creării posibilității de a introduce perturbația care acționează asupra variabilei intermediare  $y_2$ .



**Figura 5.4. Schema de reglare monocontur**

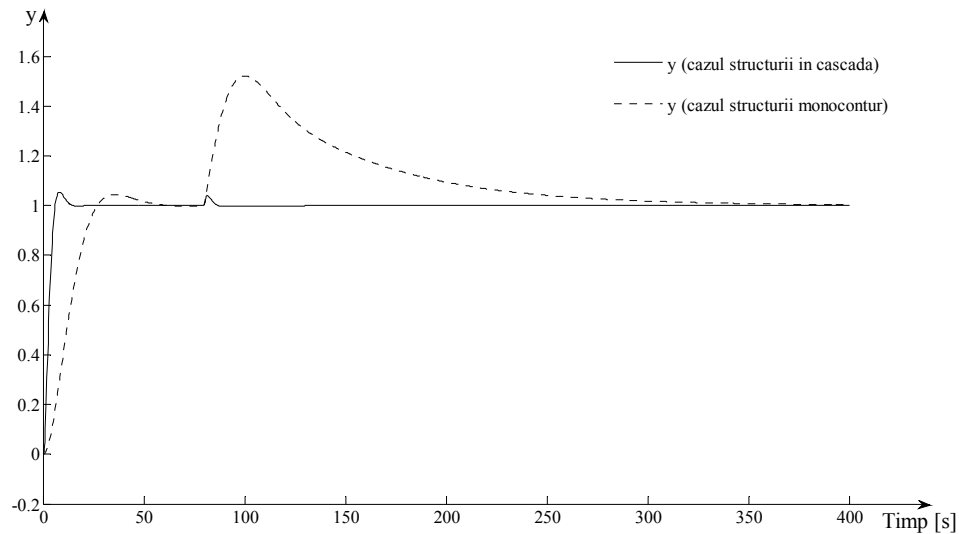


**Figura 5.5. Schema de reglare în cascadă**

Dacă perturbația pozitivă de tip treaptă  $p_2 = 1$  apare după 80s de la începerea simulării, iar perturbația  $p_1 = 0$  își păstrează valoarea pe toată perioada simulării, graficul comparativ între răspunsul sistemului monocontur și răspunsul sistemului în cascadă se prezintă în figura 5.6.

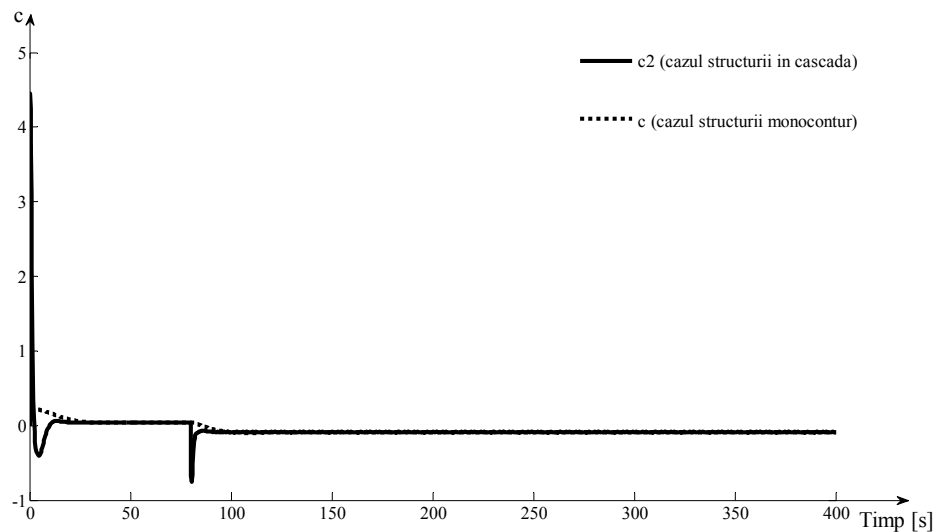
Din figura 5.6 rezultă faptul că performanța legată de timpul de răspuns este net superioară în cazul sistemului în cascadă comparativ cu cazul sistemului monocontur. Performanța referitoare la suprareglaj este aproximativ aceeași (puțin superioară în cazul sistemului monocontur) pentru ambele sisteme înainte de apariția perturbației  $p_2$ , dar după apariția acesteia sistemul în cascadă este mult mai

performant. Efectul perturbației a fost rejectat în cazul ambelor sisteme ( $y=1 \Rightarrow a_{stp} = 0$ ), dar în cazul sistemului în cascadă mult mai eficient.



**Figura 5.6. Răspunsurile sistemelor de reglare monocontur și în cascadă dacă perturbația  $p_2$  este de tip treaptă**

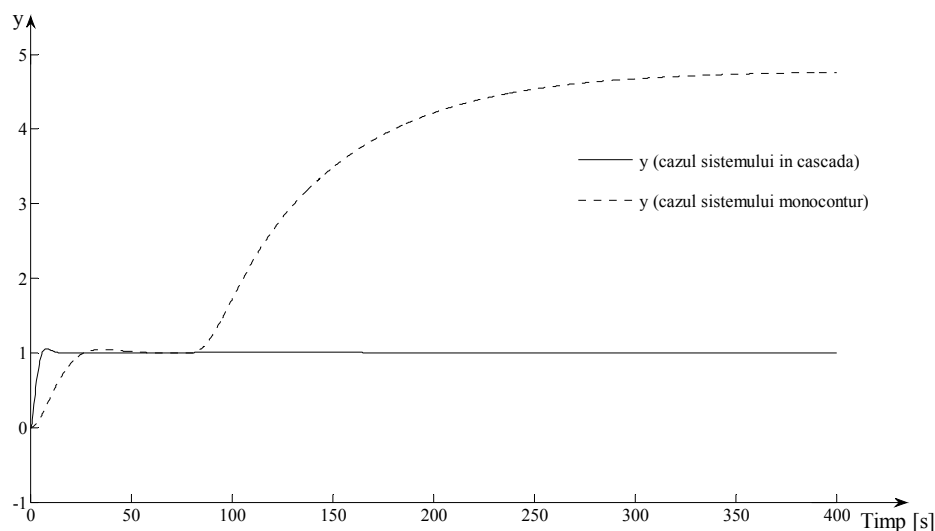
Graficul comparativ dintre variația comenzii aplicate la intrarea elementului de execuție în cazul structurii monocontur ( $c_2$ ) și variația comenzii aplicate la intrarea elementului de execuție în cazul structurii în cascadă ( $c$ ) este prezentat în figura 5.7.



**Figura 5.7. Comenzile corespunzătoare sistemelor de reglare în cascadă ( $c_2$ ) și monocontur ( $c$ ), dacă perturbația este de tip treaptă**

Domeniul de variație a comenzii aplicate de regulatorul  $R_2$  la intrarea elementului de execuție în cazul schemei în cascadă este mai mare decât domeniul de variație a comenzii din cazul schemei monocontur. Salturile valorii semnalului  $c_2$  pot fi observate la începutul simulării când regulatorul forțează pornirea sistemului și anularea abaterii staționare la poziție, precum și în momentul apariției perturbației când regulatorul forțează rejectarea efectului acesteia. Reducerea domeniului de variație a comenzii poate fi realizată prin introducerea de elemente de saturație a acesteia în cazul regulatorului  $R_2$  și/sau în cazul regulatorului  $R_1$ . Limitarea valorii comenzii generate de regulatorul  $R_1$  ( $c_1$ ) duce implicit și la limitarea valorii comenzii generate de regulatorul  $R_2$  ( $c_2$ ). Cu cât comenzile generate de cele două regulatoare sunt micșorate, cu atât și performanțele sistemului de reglare vor scădea. În această lucrare nu se tratează problema saturării comenzilor.

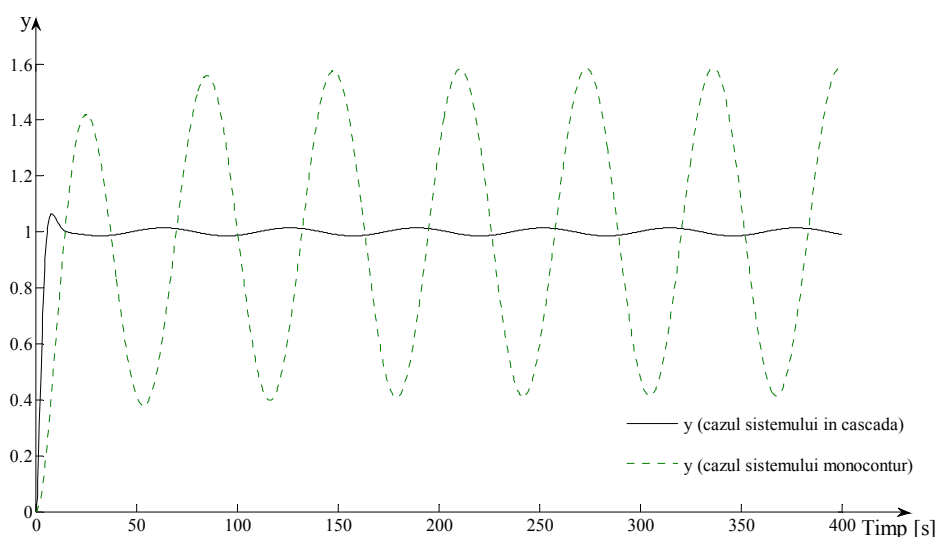
În cazul în care perturbația  $p_1 = 0$  pe toată perioada simulării iar perturbația  $p_2$  este considerată de tip rampă în cazul figurilor 5.4 și 5.5 graficul comparativ între răspunsurile celor două sisteme este evidențiat în figura 5.8. Perturbația care variază după legea  $p_2 = 0.1 \cdot t$  (rampă pozitivă), unde  $t$  este timpul, apare după 80s de la începutul simulării.



**Figura 5.8. Răspunsurile sistemelor de reglare monocontur și în cascadă dacă perturbația  $p_2$  este de tip rampă**

Deși răspunsul este stabilizat în cazul sistemului de reglare monocontur, efectul perturbației nu este rejectat deoarece abaterea staționară la poziție nu este nulă ( $a_{stp} = 3.76 \neq 0$ ), deci acest sistem nu poate gestiona corect cazul unei perturbații de tip treaptă. În cazul sistemului în cascadă efectul perturbației este rejectat foarte eficient, răspunsul sistemului nepărăsind banda de staționaritate de  $\pm 3\%$ . Acest exemplu demonstrează aplicabilitatea și necesitatea utilizării schemei în cascadă.

Un alt exemplu relevant în acest sens este cazul în care este introdusă perturbația de tip sinusoidal. Dacă simularea se realizează în aceleași condiții ca și în cazul precedent, dar perturbația  $p_2$  este de tip sinusoidal și apare la începutul simulării, răspunsurile celor două sisteme de reglare (în cascadă și monocontur) sunt afișate în figura 5.9. Sinusoida corespunzătoare semnalului de perturbație  $p_2$  este dată de legea  $p_2 = A \cdot \sin(\omega \cdot t)$ , unde  $A = 1$  și  $\omega = 0.1$  rad/s.



**Figura 5.9. Răspunsurile sistemelor de reglare monocontur și în cascadă dacă perturbația  $p_2$  este de tip sinusoidal**

Din figura 5.9 rezultă că rejectarea efectului perturbației este îndeplinită doar în cazul sistemului în cascadă deoarece variația sensibilă a ieșirii sistemului nu părăsește banda de staționaritate de  $\pm 3\%$  raportat la valoarea dorită pentru ieșire ( $y = 1$ ). Acțiunea regulatorului sistemului monocontur reduce amplitudinea oscilațiilor, dar insuficient pentru a se obține rezultate acceptabile.

Pentru rejectarea cu rezultate mai bune a efectului perturbațiilor cu valoare puternic variabilă pe întreaga perioadă de simulare și care acționează asupra variabilei intermediare  $y_2$ , se poate opta pentru calculul regulatorului  $\mathbf{R}_2$  utilizând criteriul simetriei. Pornind de la relația funcției de transfer a părții fixate din relația (5.2), aplicând criteriul simetriei se obține:

$$H'_{R_2}(s) = \frac{\frac{1+4T_{\Sigma_2}}{8 \cdot T_{\Sigma_2}^2 \cdot s^2 \cdot (1+T_{\Sigma_2}s)}}{\frac{K_{f_2}}{(1+T_{\Sigma_2}s) \cdot (1+T_2s)}} = \frac{(1+1.6s) \cdot (1+5s)}{1.92s^2}, \quad (5.11)$$

funcție de transfer corespunzătoare unui regulator PID legat în serie cu un element integrator. Cunoscându-se funcția de transfer a regulatorului  $\mathbf{R}_2$ , se poate calcula funcția de transfer echivalentă a buclei interioare:

$$H'_{02}(s) = \frac{L\{y_2(t)\}}{L\{c_1(t)\}} = \frac{1+4T_{\Sigma_2}s}{8T_{\Sigma_2}^3 s^3 + 8T_{\Sigma_2}^2 s^2 + 4T_{\Sigma_2}s + 1} \cdot \frac{1}{H_{TM_2}} \cong 5. \quad (5.12)$$

Aproximarea anterioară a fost realizată ținând cont că atât valoarea constantei de timp a traductorului  $\mathbf{TM}_2$  ( $T_{TM_2} = 0.1s$ ) cât și valoarea constantei de timp  $T_{\Sigma_2} = 0.4s$  sunt mult mai mici decât valoarea constantei de timp dominante a procesului tehnologic ( $T_{I_1} = 60s$ ), aportul acestora putând fi neglijat. Această aproximare putea fi realizată și în cazul relației (5.4), însă s-a preferat tratarea ambelor cazuri. În literatura de specialitate se mai întâlnește aproximarea:

$$\frac{1+4T_{\Sigma_2}s}{8T_{\Sigma_2}^3 s^3 + 8T_{\Sigma_2}^2 s^2 + 4T_{\Sigma_2}s + 1} \cong \frac{1}{1+4T_{\Sigma_2}s}. \quad (5.13)$$

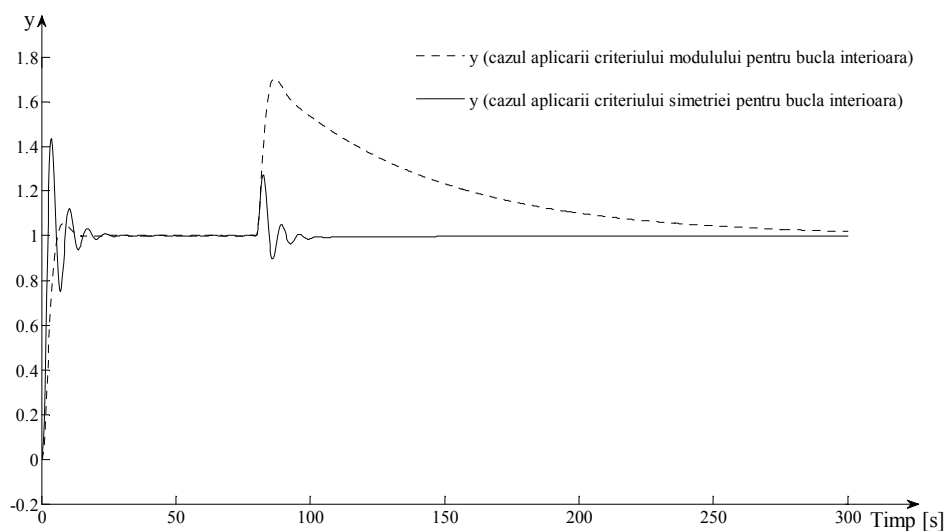
Funcția de transfer a părții fixate a buclei exterioare, în acest caz, devine:

$$H'_{f_1}(s) = H_{IT_1}(s) \cdot H'_{02}(s) \cdot H_{TM_1}(s) = \frac{1.5}{(1+1s) \cdot (1+60s)}, \quad (5.14)$$

unde constanta de timp nesemnificativă este  $T'_{\Sigma_1} = 1s$ . Prin aplicarea criteriului modulului rezultă funcția de transfer a regulatorului  $R_1$  (de tip PI):

$$H'_{R_1}(s) = \frac{1}{\frac{2 \cdot T'_{\Sigma_1} \cdot s \cdot (1 + T'_{\Sigma_1} s)}{K_{f_1}} \cdot (1 + T'_{\Sigma_1} s) \cdot (1 + T_1 s)} = \frac{1 + 60s}{3 \cdot s \cdot (1 + T'_{\Sigma_1} s) \cdot (1 + T_1 s)} = 20 \cdot \left(1 + \frac{1}{60s}\right). \quad (5.15)$$

Performanțele sistemului de reglare în cascadă se testează înlocuind în schema din figura 5.5 semnalul de tip treaptă corespunzător perturbației  $p_2$  cu un semnal de tip rampă a cărei lege de variație este  $p_2 = 5 \cdot t$  și care apare după 80s de la începutul simulării. Simularea se realizează pentru ambele cazuri prezentate (cazul utilizării în schema din figura 5.3 a reguletoarelor  $H_{R_1}(s)$  și  $H_{R_2}(s)$ , respectiv cazul utilizării reguletoarelor  $H'_{R_1}(s)$  și  $H'_{R_2}(s)$  (prin modificarea parametrilor în blocurile corespunzătoare)).



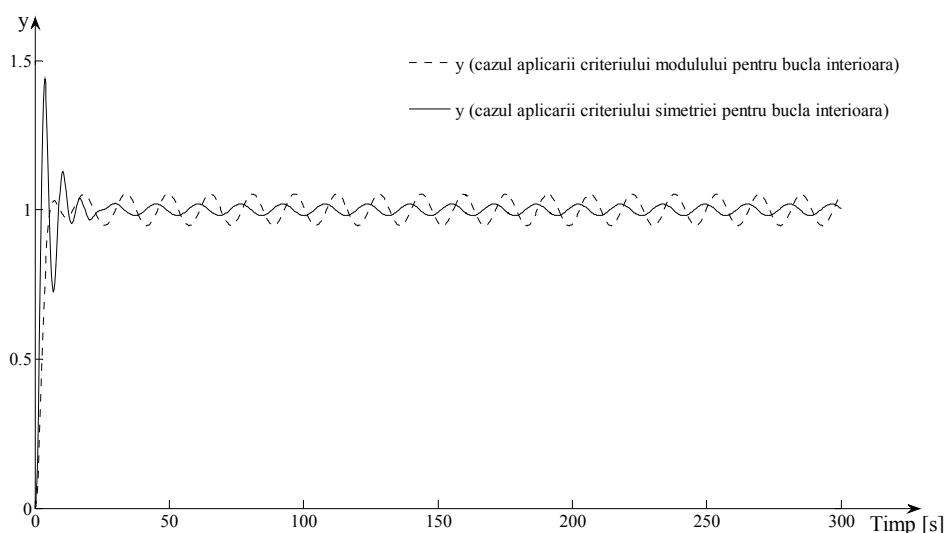
**Figura 5.10. Răspunsurile sistemului de reglare în cascadă pentru cele două modalități de calcul a reguletoarelor și perturbație rampă**

În ambele cazuri efectul perturbației este rejectat. Deși performanțele sistemului, în cazul utilizării reguletoarelor  $H'_{R_1}(s)$  și  $H'_{R_2}(s)$  sunt mai slabe chiar la începutul simulării, când sistemul este pornit și stabilizat, după apariția perturbației



acestea devin net superioare comparativ cu cazul utilizării reguletoarelor  $H_{R_1}(s)$  și  $H_{R_2}(s)$ . Superioritatea este evidentă atât în cazul suprareglajului, cât și în cazul timpului de răspuns.

Superioritatea comportamentului schemei în cazul utilizării criteriului simetriei pentru calculul regulatorului din bucla interioară a sistemului în cascadă se menține și în cazul apariției unei perturbații de tip sinusoidal. Simularea a cărei rezultate sunt prezentate în figura 5.11 a fost realizată în aceleași condiții ca și simularea anterioară, dar perturbația  $p_2$  apare la începutul simulării și variază după legea  $p_2 = A \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$ , unde  $A = 1$  și  $\omega_1 = 0.4$  rad/s.



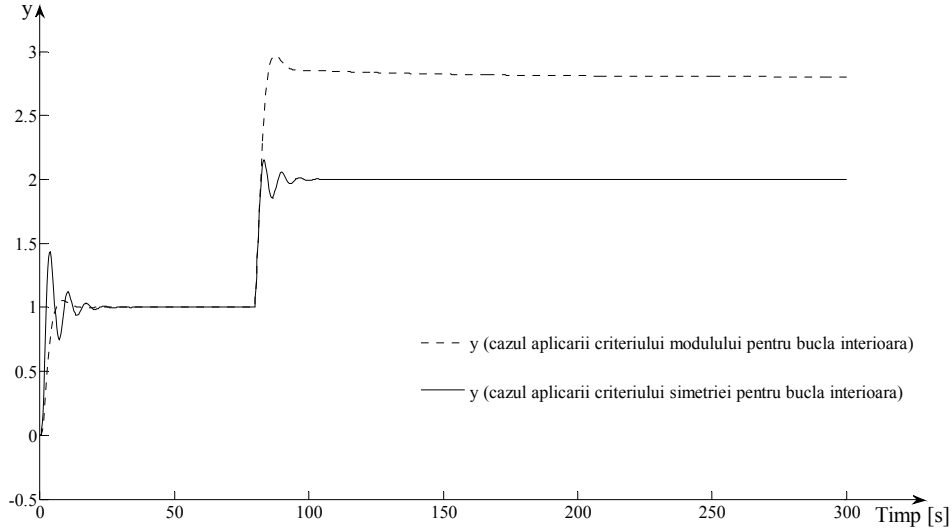
**Figura 5.11. Răspunsurile sistemului de reglare în cascadă pentru cele două modalități de calcul a reguletoarelor și perturbație sinusoidală**

Cu cât frecvența perturbației sinusoidale este mai mare cu atât efectul acesteia este mai greu de rejectat. Astfel răspunsul sistemului de reglare bazat pe folosirea reguletoarelor  $H_{R_1}(s)$  și  $H_{R_2}(s)$  este oscilant și nu se încadrează în banda de staționaritate de  $\pm 3\%$ , în schimb acțiunea reguletoarelor  $H'_{R_1}(s)$  și  $H'_{R_2}(s)$  menține eficient răspunsul, deși oscilant, în banda de staționaritate.

O problemă importantă poate apărea dacă perturbația  $p_1 \neq 0$  și aceasta variază pe întreaga perioadă a simulării (de exemplu perturbația de tip rampă). Următoarea simulare (cazul figurii 5.12) este efectuată în condiții asemănătoare cu simularea din

figura 5.10, cu diferența că  $p_1 = p_2 = 0.5 \cdot t$  și ambele apar după 80s de la începutul acesteia.

În ambele cazuri studiate efectul perturbațiilor nu a putut fi rejectat ( $a_{stp} = 0$ ).



**Figura 5.12. Răspunsurile sistemului de reglare în cascadă pentru cele două modalități de calcul a reguletoarelor și perturbațiile  $p_1$  și  $p_2$  de tip rampă**

O soluție pentru rezolvarea acestei probleme este calculul regulatorului  $R_2$  prin criteriul modulului și calculul regulatorului  $R_1$  prin criteriul simetriei. Diferența majoră este că reguletoarele rezultate în urma aplicării criteriului simetriei (în acest exemplu  $R_1$ ) pot rejecta efectul perturbațiilor de tip rampă, iar cauza care a dus la rezultatele slabe din figura 5.12 a fost introducerea perturbației  $p_1$ . Calculul buclei interioare este același ca și în relațiile (5.1)...(5.5), astfel  $H_{R_2}''(s) = H_{R_2}(s)$ . De asemenea pornind de la relația (5.6), rezultă:

$$H_{f_1}'' = H_{f_1}(s) = \frac{K_{f_1} \cdot (1 + T_{TM_2}s)}{(1 + T_{\Sigma_1}s) \cdot (1 + T_1s)} = \frac{1.5(1 + 0.1s)}{(1 + 1.8s) \cdot (1 + 60s)} \quad (5.16)$$

Aplicând formula de calcul corespunzătoare criteriului simetriei se obține și regulatorul  $R_1$ :

$$H_{R_1}''(s) = \frac{\frac{1+4T_{\Sigma_1}}{8 \cdot T_{\Sigma_1}^2 \cdot s^2 \cdot (1+T_{\Sigma_1}s)}}{\frac{K_{f_1} \cdot (1+T_{TM_2}s)}{(1+T_{\Sigma_1}s) \cdot (1+T_1s)}} = \frac{(1+7.2s) \cdot (1+60s)}{38.88s^2 \cdot (1+0.1s)}, \quad (5.17)$$

echivalentul unui regulator PID cu filtru de ordinul 1 în serie cu un element integrator. Resimulând sistemul de reglare în cascadă în condițiile perturbațiilor utilizate în simularea din figura 5.12, dar înlocuind valorile corespunzătoare reguletoarelor  $H_{R_1}''(s)$  și  $H_{R_2}''(s)$ , evoluția ieșirii sistemului este evidențiată în figura 5.13.



**Figura 5.13. Rejectarea efectului perturbațiilor  $p_1$  și  $p_2$  de tip rampă**

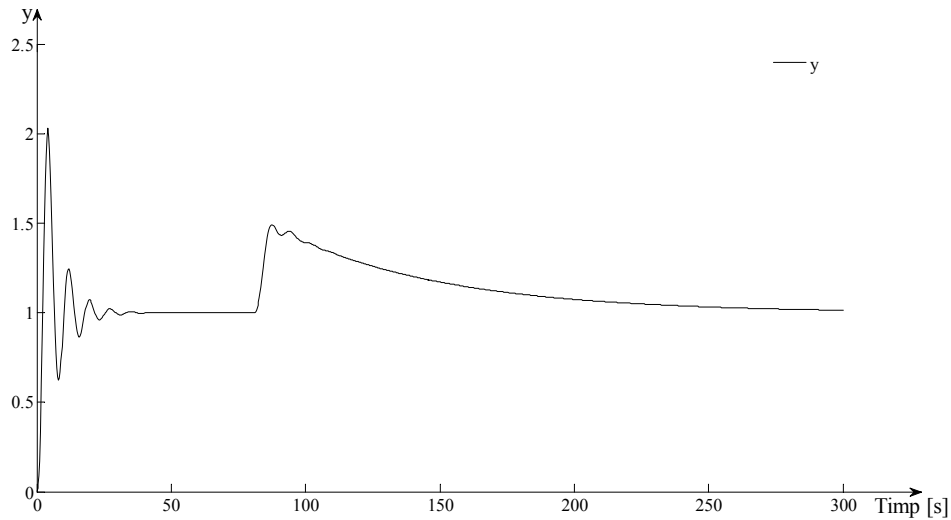
În figura 5.13 este evident faptul că efectul perturbației este rejectat ( $y = 1$ ;  $a_{stp} = 0$ ) într-un timp relativ scurt. Suprareglajul are o valoare mare deoarece reguletoarele forțează imediat după apariția perturbației rejectarea efectului acesteia.

Ultima problemă tratată corespunde situației în care  $p_1 = 0$ , iar  $p_2 = \frac{1}{6} \cdot t^3$ , aceasta din urmă fiind o perturbație foarte restrictivă. Cele trei cazuri prezentate anterior nu oferă capacitatea de a stabili ieșirea sistemului la valoarea dorită ( $y = 1$ ). O soluție este calculul ambelor reguletoare prin aplicarea criteriului simetriei. În acest sens relațiile (5.11) și (5.12) sunt valabile și pentru acest caz, deci  $H_{R_2}'''(s) = H_{R_2}'(s)$ . Înlocuind forma funcției de transfer a părții fixate a buclei exterioare din relația (5.14) în formula de calcul a regulatorului corespunzătoare criteriului modulului, rezultă:

$$H_{R_1}'''(s) = \frac{\frac{1+4T_{\Sigma_1}'}{8 \cdot T_{\Sigma_1}'^2 \cdot s^2 \cdot (1+T_{\Sigma_1}'s)}}{\frac{K_{f_1}}{(1+T_{\Sigma_1}'s) \cdot (1+T_1s)}} = \frac{(1+4s) \cdot (1+60s)}{12 \cdot s^2}, \quad (5.18)$$

adică un regulator PID în serie cu un element integrator.

Răspunsul sistemului de reglare în cascadă, dacă ambele regulatoare sunt calculate utilizând criteriul simetriei,  $p_1 = 0$  și  $p_2 = \frac{1}{6} \cdot t^3$  se prezintă în figura următoare:



**Figura 5.14. Rejectarea efectului perturbației  $p_2$  de tip exponențială**

Efectul perturbației este rejectat foarte greu, așa cum reiese din figura 5.14 (timpul de răspuns are valoare foarte mare), dar considerând dificultatea abordării acestui tip de perturbație și valoarea  $a_{stp} = 0$ , rezultatele obținute pot fi considerate bune.

Remarcă: Cele două criterii exemplificate în această lucrare (criteriul modulului, respectiv criteriul simetriei) sunt foarte uzuale dar nu sunt singurele criterii care pot fi aplicate în cazul calculului reguletoarelor din sistemele de reglare în cascadă.

#### 5.4. Concluzii

1. În lucrarea curentă a fost detaliat principiul funcțional al sistemelor de reglare în cascadă și au fost date câteva exemple de calcul ale acestora utilizând criteriile modulului, respectiv simetriei.
2. Sistemele de reglare în cascadă sunt folosite doar în cazul în care un proces tehnologic poate fi descompus în mai multe subprocesse iar legătura dintre acestea este realizată prin intermediul unor variabile intermediare măsurabile.
3. Implementarea structurilor în cascadă este mai scumpă decât în cazul structurilor monocontur datorită numărului mai mare de elemente. Utilizarea acestora este justificată doar atunci când structurile monocontur nu fac față cerințelor restrictive sau atunci când setul de performanțe impus este foarte restrictiv.
4. Avantajul major al sistemelor de reglare în cascadă constă în posibilitatea rejectării totale sau parțiale a efectelor perturbațiilor (de diferite tipuri) care acționează asupra subproceselor din buclele interne, fără ca acestea să se propage semnificativ (în majoritatea cazurilor) la ieșirea sistemului.

#### 5.5. Desfășurarea lucrării

1. Se consideră componentele unui sistem de reglare a căror funcționare este descrisă în regim dinamic prin următoarele funcții de transfer:

$$H_{IT}(s) = \frac{4.4}{(1+7s) \cdot (1+95s)}, H_{EE}(s) = \frac{4.3}{(1+0.5s)}, H_{TM_1}(s) = \frac{0.05}{1+1.5s} \text{ și } H_{TM_2}(s) = \frac{0.02}{1+0.2s},$$

constantele de timp fiind exprimate în secunde. Procesul tehnologic poate fi descompus în două subprocesse, la fel ca și în figura 5.1, legătura între acestea fiind realizată prin intermediul unei variabile intermediare. Funcțiile de transfer

corespunzătoare subproceselor sunt:  $H_{IT_1}(s) = \frac{2}{1+95s}$  și  $H_{IT_2}(s) = \frac{2.2}{1+7s}$ .

Utilizând noile date, să se parcurgă toate etapele de calcul și de simulare din subcapitolul 5.3, ținând cont de faptul că se dorește menținerea ieșirii procesului la valoarea de 1 ( $y = 1$ ).

2. La fiecare procedură de simulare să se noteze performanțele sistemului de reglare iar rezultatele să fie centralizate într-un tabel de forma:

**Tabel 5.1. Centralizator rezultate experimentale**

Nr. crt.	Cazul tratat	Abaterea staționară la poziție ( $a_{stp}$ )	Suprareglajul ( $\sigma$ [%])	Timpul de răspuns ( $t_r$ [s])	Domeniul de variație a celor două comenzi ([valoare minimă;valoare maximă])
1	Ex: Schemă monocontur și perturbația $p_2$ de tip treaptă				
2	Ex: Schemă în cascadă și perturbația $p_2$ de tip rampă; <b><math>R_1</math> și <math>R_2</math></b> – criteriul modulului				
....	....	....	....	....	....

3. Precizați pentru cazurile tratate în tabelul 5.1, care din sturcturi (monocontur sau în cascadă) generează performanțe mai bune considerând același tip de perturbație.

4. Refaceți simulările pentru cazul în care regulatorul  **$R_2$**  este calculat utilizând criteriul simetriei iar regulatorul  **$R_1$**  rezultă prin aplicarea metodei modulului ținând cont de simplificarea din relația (5.13).

5. Simulați sistemul rezultat după efectuarea calculelor de la cerința anterioară considerând perturbația  $p_2$  de tip rampă cu saturație.

### 5.6. Exercițiu opțional

Refaceți simulările menținând perturbațiile  $p_2$  și introducând în toate cazurile diferite forme de variație pentru perturbația  $p_1$ .

## LABORATOR NR. 6

### Simularea sistemelor de reglare a mărimilor electrice aferele unei termocentrale

#### 6.1. Noțiuni generale

Această lucrare de laborator este strâns legată de „Proiectul de semestru” la disciplina „Conducerea proceselor industriale” intitulat „Analiza și reglarea unui sistem cazan-turbină-generator – sistem electro-energetic radial” [15]. În cadrul proiectului de semestru este realizată descrierea funcționării proceselor tehnologice și a principiilor care stau la baza proiectării sistemelor de reglare automată din cadrul termocentralei, dar și partea de calcul efectiv a componentelor acestora. Pornind de la rezultatele obținute, se dorește simularea sistemului de reglare a puterii active și a frecvenței, respectiv a sistemului de reglare a tensiunii la bornele generatorului [16].

Schema generală a celor două sisteme automate mai sus menționate este următoarea:

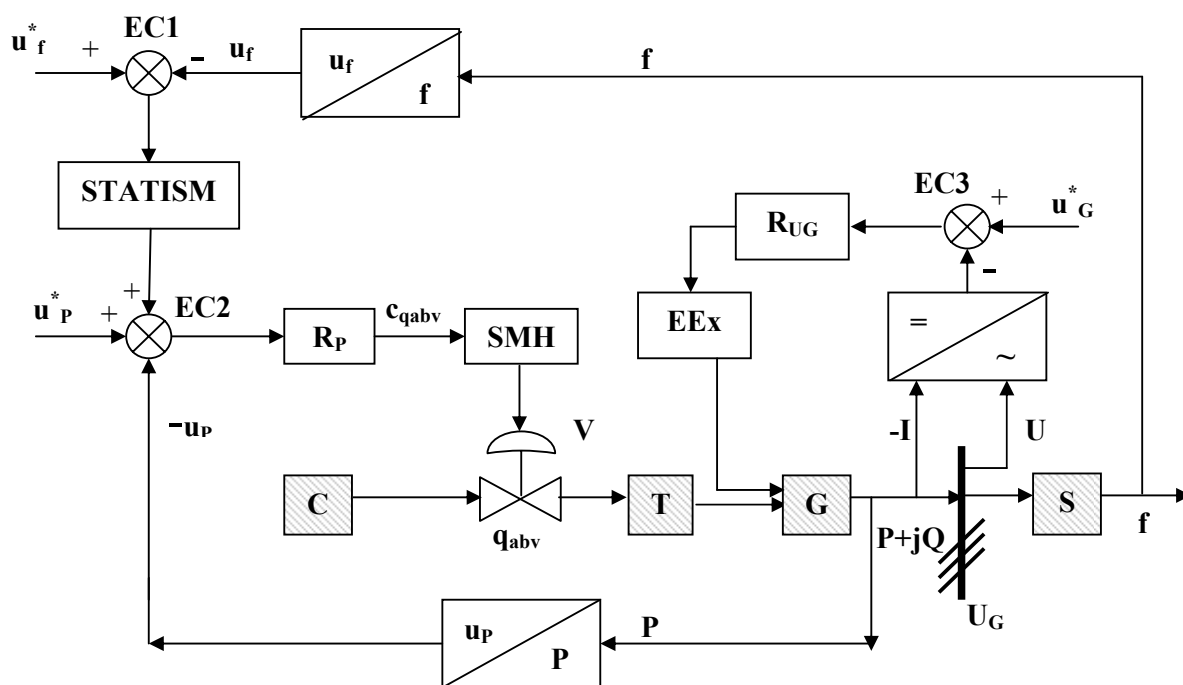


Figura 6.1. Schema generală de reglare automată a mărimilor electrice

În schema precedentă, datorită faptului că se are în vedere reglarea automată a unor procese rapide, se lucrează cu referințe în tensiune unificată (0-10V).

În figura 6.1 semnificația notațiilor este următoarea:

- **C** – cazan;
- **T** – turbină ;
- **G** – generator sincron;
- **S** – sistem energetic radial;
- **R<sub>P</sub>** – regulatorul de putere activă;
- **SMH** – servomotor hidraulic de acționare a ventilului;
- **V** – ventil;
- **R<sub>UG</sub>** – regulatorul tensiunii la bornele generatorului;
- **EEx** – element de excitație a generatorului;
- **P/u<sub>P</sub>** – traductor și adaptor de putere – tensiune unificată;
- **f/u<sub>f</sub>** – traductor și adaptor de frecvență – tensiune unificată;
- **P** – puterea activă;
- **Q** – puterea reactivă;
- **f** – frecvența;
- **U<sub>G</sub>** – tensiunea la bornele generatorului;
- **U, I** – semnalele de reacție de la tensiunea generatorului și de la curentul de sarcină;
- **u<sub>f</sub><sup>\*</sup>** – semnalul de referință pentru frecvență, în tensiune unificată;
- **u<sub>P</sub><sup>\*</sup>** – semnalul de referință pentru puterea activă, în tensiune unificată;
- **u<sub>G</sub><sup>\*</sup>** – semnalul de referință pentru tensiunea la bornele generatorului, în tensiune unificată;
- **u<sub>f</sub>** – semnalul de reacție pentru frecvență, în tensiune unificată;
- **u<sub>P</sub>** – semnalul de reacție pentru putere, în tensiune unificată;
- **u<sub>S</sub>** – semnalul de ieșire din blocul de statism, în tensiune unificată;
- **c<sub>qabv</sub>** – semnalul de comandă generat de regulatorul **R<sub>P</sub>** ;
- **q<sub>abv</sub>** – debitul de abur viu care intră în turbină;
- **EC1, EC2, EC3** – elemente de comparare;
- **STATISM** – bloc corector care asigură o dependență liniară cu o anumită pantă predeterminată pentru panta **f(P)**;
- **=/~** – bloc de redresare a tensiunii.

Sistemul de reglare a puterii active și a frecvenței se realizează cu ajutorul a două bucle de reacție, una în raport cu puterea activă și una în raport cu frecvența,



corespunzătoare corecției de statism. Semnalul de abatere rezultat la ieșirea elementului de comparare **EC2** ( $u_p^* - u_p + u_s$ ) este prelucrată de regulatorul puterii active (**R<sub>p</sub>**), iar semnalul de comandă generat acționează asupra servomotorului hidraulic (**SMH**). Semnalul de ieșire al servomotorului se aplică ventilului (**V**) de admisie a aburului viu în turbină care va obtura mai mult sau mai puțin conducta de abur micșorând sau măbind astfel debitul aburului viu. În forma simplificată și în contextul acestei probleme s-a considerat debitul aburului viu  $q_{abv}$  ca singurul semnal de ieșire din cazan. Datorită destinderii aburului viu pe paletele turbinei, aceasta va antrena rotorul generatorului. În acest fel generatorul va livra în sistemul energetic, în regim trifazat, atât putere activă proporțională cu puterea mecanică preluată de la turbină, cât și putere reactivă datorită supraexcitării generatorului. Semnalul de abatere rezultat la ieșirea elementului de comparare **EC1** ( $u_f^* - u_f$ ) este corectat prin elementul Statism iar valoarea rezultată se aplică la intrarea elementului de comparare **EC2**, cu efect de reacție negativă. Astfel o creștere a frecvenței, respectiv a semnalului  $u_f$  peste valoare referinței  $u_f^*$  duce la o valoare negativă pentru semnalul  $u_s$  (coeficientul de statism fiind o valoare pozitivă), iar o scădere a frecvenței, respectiv a semnalului  $u_f$  sub valoare referinței  $u_f^*$  duce la o valoare pozitivă pentru semnalul  $u_s$ .

Principal, reglarea tensiunii la bornele generatorului se efectuează utilizând două reacții, una negativă în raport cu tensiunea (**U**) și una pozitivă în raport cu curentul de sarcină (**I**) (numită și reacție de compundare) a cărei rol este compensarea căderilor de tensiune din rețea. Ponderea reacției pozitive în raport cu curentul este mult mai mică comparativ cu ponderea reacției negative în raport cu tensiunea. Semnalul total de reacție în tensiune unificată se aplică la intrarea elementului de comparare **EC3** fiind comparat cu semnalul de referință  $u_G^*$ . Rezultă semnalul de abatere care este prelucrat de regulatorul tensiunii la bornele generatorului (**R<sub>UG</sub>**). Semnalul de comandă generat se transmite elementului de excitație **EEx** (a cărui ieșire este curentul continuu de excitație a rotorului generatorului) pentru a realiza fluxul de excitație. Prin intermediul curentului de excitație se reglează valoarea tensiunii la bornele generatorului.

## 6.2. Simularea sistemelor de reglare

Datele preliminare de la care s-a pornit proiectarea într-o formă simplificată a principalelor circuite de reglare au fost:

- puterea grupului:  $P = 360 \text{ MW}$ ;
- presiunea aburului viu :  $p = 126 \text{ bar}$ ;
- consumul specific:  $1/\eta_0 = 2335 \text{ Mcal/MWh}$ ;
- entalpia aburului viu  $i_2 = 818 \text{ Mcal/to}$ .

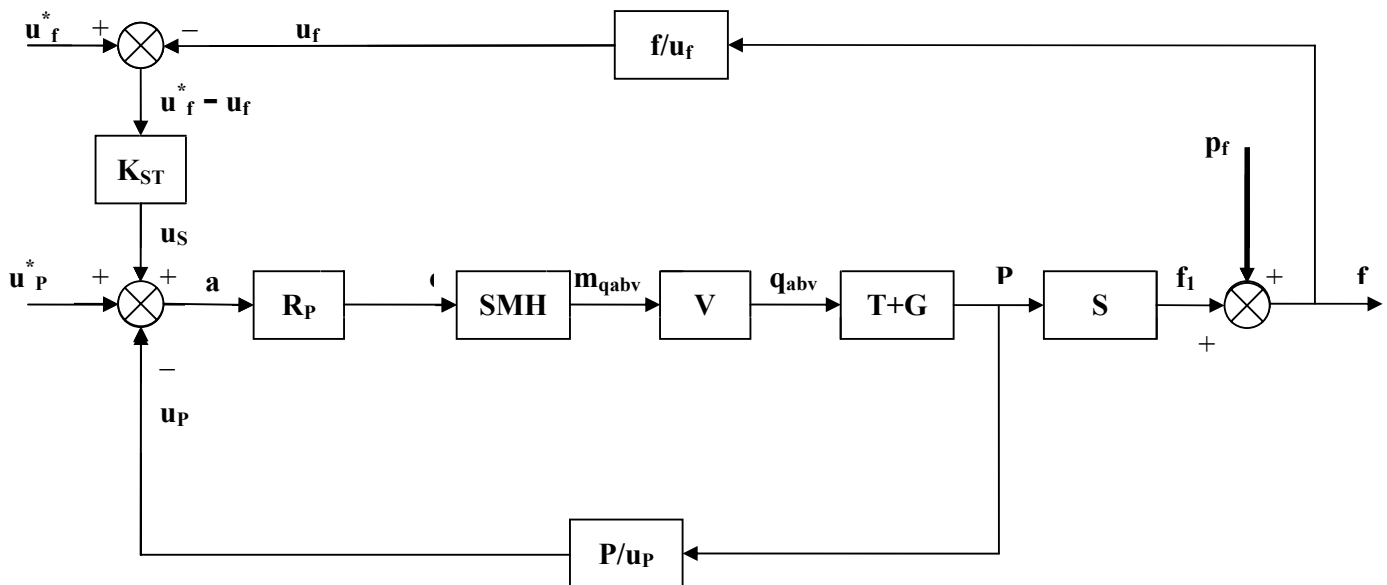
Simulările se vor realiza presupunând că pornirea sistemului termoelectric este ideală fiind valabile două ipoteze simplificatoare:

1. Se neglijează inerțiile electro-mecanice din componența termocentralei și a sistemului electro-energetic conectat.
2. Se neglijează toate problemele generate de pornirea în sarcină a instalației.

De asemenea o precizare importantă este aceea că problema va fi abordată din punct de vedere al reglării automate, unele limitări fizice nefiind considerate în expunere. Aceste limitări vor fi incluse și tratate pe larg în cadrul activității propriu-zise de laborator. Se insistă asupra detaliilor de programare și a interpretării rezultatelor obținute.

*a) Simularea sistemului de reglare a puterii active și a frecvenței*

Schema bloc a sistemului de reglare a puterii active și a frecvenței este prezentată în figura 6.2.



**Figura 6.2. Schema bloc a sistemului de reglare a puterii active și a frecvenței**

Notațiile suplimentare care au fost introduse față de cazul figurii 6.1 sunt următoarele:

- **a** – semnalul de abatere prelucrat de regulatorul puterii active **R<sub>p</sub>**;
- **c<sub>qabv</sub>** – semnalul de comandă a debitului de abur viu;
- **m<sub>qabv</sub>** – semnalul de execuție a debitului de abur viu (deplasarea unghiulară pe care o dezvoltă axul cu came acționat hidraulic și care prin rotire deschide progresiv supapele de admisie parțială a aburului);
- **f<sub>1</sub>** – frecvența care reprezintă semnalul de ieșire al sistemului energetic;
- **p<sub>f</sub>** – perturbația în frecvență.

Funcționarea în regim dinamic a tuturor elementelor schemei din figura 6.2 se exprimă prin utilizarea funcțiilor de transfer. În procedura de modelare turbina și generatorul au fost considerate ca un ansamblu. După efectuarea calculelor, a rezultat:

$$H_{SMH}(s) = \frac{L\{m_{abv}(t)\}}{L\{c_{qabv}(t)\}} = K_{SMH} + \frac{1}{T_{SMH} \cdot s} = 0.01 + \frac{1}{20s}, \quad (6.1)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{SMH}$  este exprimată în [m/V], iar constanta de timp  $T_{SMH}$  este exprimată în secunde;

$$H_V(s) = \frac{L\{q_{abv}(t)\}}{L\{m_{qabv}(t)\}} = K_V = 10667.51, \quad (6.2)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_V$  este exprimată în [to/(m·h)];

$$H_{T+G}(s) = \frac{L\{P(t)\}}{L\{q_{abv}(t)\}} = \frac{K_{T+G}}{1 + T_{T+G} \cdot s} = \frac{0.337}{1 + 10s}, \quad (6.3)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{T+G}$  este exprimată în [MW·h/to], iar constanta de timp  $T_{T+G}$  este exprimată în secunde;

$$H_S(s) = \frac{L\{f(t)\}}{L\{P(t)\}} = \frac{K_S}{(1 + T_{1S}s) \cdot (1 + T_{2S}s)} = \frac{0.139}{(1 + s) \cdot (1 + 2s)}, \quad (6.4)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_S$  este exprimată în [Hz/MW], iar constantele de timp  $T_{1S}$  și  $T_{2S}$  sunt exprimate în secunde; această relația reprezintă o simplificare, dependența frecvenței de putere nefiind liniară;

$$H_{P/u_p}(s) = \frac{L\{u_p(t)\}}{L\{P(t)\}} = K_{P/u_p} = 0.027, \quad (6.5)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{P/u_p}$  este exprimată în [V/MW];

$$H_{f/u_f}(s) = \frac{L\{u_f(t)\}}{L\{f(t)\}} = K_{f/u_f} = 0.2, \quad (6.6)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{f/u_f}$  este exprimată în [V/Hz].

Prin utilizarea relațiilor (6.1), (6.2), (6.3), (6.5) și prin aproximarea sumei constantelor de timp, principal necompensabile (foarte mici), la valoarea  $T_\Sigma = 0.01$  s rezultă funcția de transfer a părții fixate a procesului aferent buclei de reglare a puterii active, iar apoi prin aplicarea criteriului modulului rezultă funcția de transfer a regulatorului puterii active:

$$H_{R_p}(s) = \frac{L\{c_{qabv}(t)\}}{L\{a(t)\}} = K_R \cdot \frac{1 + T_D \cdot s}{1 + T_f \cdot s} = 10 \cdot \frac{1 + 10s}{1 + 0.2s}, \quad (6.7)$$

funcție de transfer ce corespunde unui regulator de tip PD cu filtru de ordinul 1. În relația (6.7) constanta de timp de derivare a regulatorului  $T_D$  și constanta de timp a filtrului  $T_f$  sunt exprimate în secunde, iar constanta de proporționalitate a regulatorului  $K_R$  este adimensională.

Pentru calculul coeficientului de statism s-a utilizat calculul funcției de transfer echivalente pentru bucla de reglare a puterii active și s-a impus procentul rezervei de putere reglantă a frecvenței la valoarea de 10% din puterea activă nominală a grupului. Dacă se folosește notația  $a_2 = u_f^* - u_f$ , funcția de transfer a coeficientului de statism este:

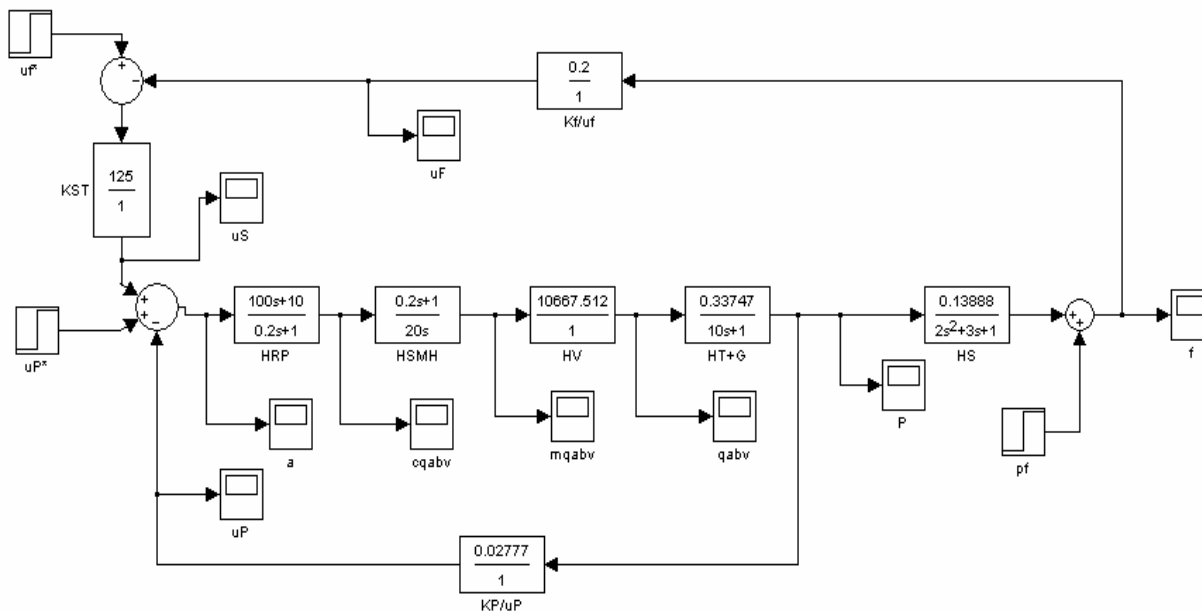
$$H_{ST}(s) = \frac{L\{u_S(t)\}}{L\{a_2(t)\}} = K_{ST} = 125, \quad (6.8)$$

unde constanta de statism  $K_{ST}$  este adimensională.

Dacă perturbația în frecvență se consideră de tip treaptă, schema de reglare a puterii active și a frecvenței, implementată în Simulink, este prezentată în figura 6.3. Au fost introduse elemente de vizualizare și pentru câteva din variabilele intermediare.

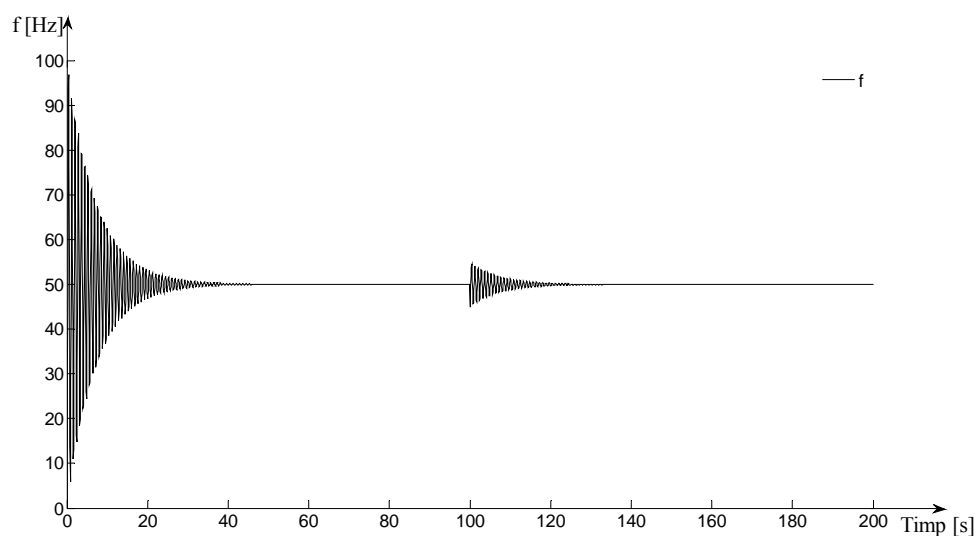
Datorită faptului că, schema de reglare cuprinde componente a căror constante de proporționalitate au valori foarte mari, pentru ca simularea să ofere rezultate corecte este foarte importantă utilizarea mai multor zecimale în cazul tuturor constantelor de proporționalitate din schemă. Simulările au fost realizate setând

semnalele de referință la valorile  $u_p^* = 10V$ , respectiv  $u_f^* = 10V$ , valori care sunt corespunzătoare puterii active nominale ( $P = 360 MW$ ), respectiv frecvenței nominale ( $f = 50 Hz$ ).



**Figura 6.3. Schema de reglare a puterii active și a frecvenței**

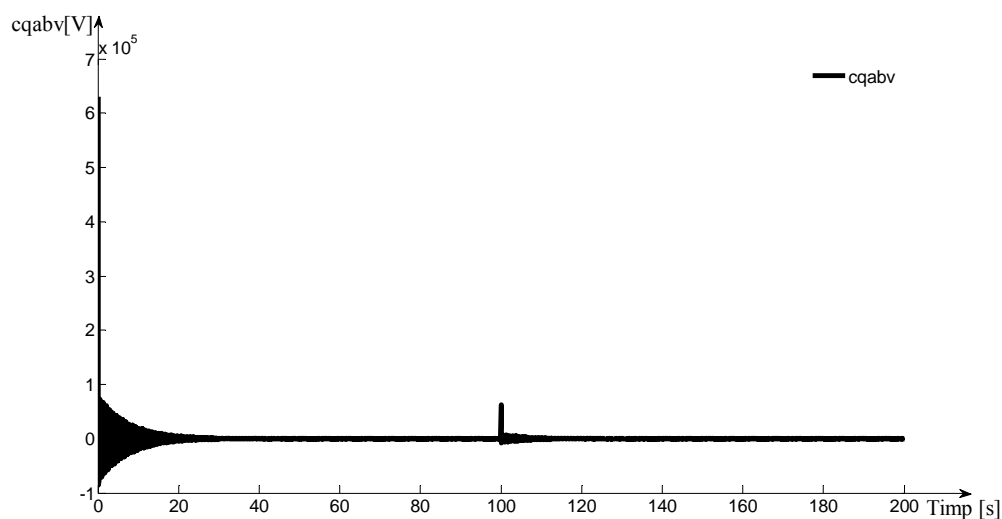
Răspunsul sistemului din figura 6.3 (evoluția semnalului de ieșire (frecvența)) dacă perturbația în frecvență de tip treaptă are valoarea  $p_f = -5 Hz$  (semnul minus semnifică o scădere a frecvenței, nu frecvență negativă) și apare după 150s de la începerea simulării se prezintă în figura 6.4.



**Figura 6.4. Evoluția frecvenței dacă  $p_f$  este de tip treaptă**

Variația semnalului de comandă generat de regulator, corespunzător cazului tratat, este redată în figura 6.5.

Cele două figuri 6.4 și 6.5 relevă faptul că sistemul nu poate fi utilizat prin aplicarea unui semnal de referință de tip treaptă, chiar dacă valoarea frecvenței se stabilizează la 50 Hz ( $a_{stp} = 0$ ) și efectul perturbației este rejectat. Șocul este foarte mare la pornirea sistemului, iar răspunsul este foarte oscilant cu variații extrem (nepermis) de mari în acest context. De asemenea semnalul de comandă prezintă chiar la începutul simulării o valoare foarte mare (proporțională cu  $10^5$ ) neacceptată de servomotorul hidraulic. O problemă o constituie și faptul că valorile negative ale semnalului de comandă implică valori negative ale semnalului de ieșire din servomotorul hidraulic, respectiv ale semnalului de ieșire din ventil (debitul de abur viu  $q_{abv}$ ), valori care nu au semnificație fizică.



**Figura 6.5. Variația semnalului de comandă dacă  $p_f$  este de tip treaptă**

Răspunsul sistemului rămâne puternic oscilant și imediat după apariția perturbației când regulatorul forțează rejectarea efectului acesteia (prin intermediul unui semnal de comandă de valoare foarte mare). Aceste aspecte negative se datorează faptului că, saltul treptei de referință în ambele cazuri este foarte brusc (corespunzător unei perioade de eșantionare), iar componenta derivativă amplifică foarte mult abaterea rezultată. În realitate o instalație de anvergura unui sistem de acest tip este pornită într-o perioadă de timp mult mai îndelungată (aproximativ șapte-zece ore).

O influență negativă asupra rezultatelor simulării o constituie și valoarea ridicată a perturbației (în general perturbația în frecvență nu are valori mai mari de

$\pm 0.2$  Hz.). Această valoare teoretică a fost utilizată pentru a fi mai vizibile performanțele sistemului de reglare automată și pentru o mai bună înțelegere a fenomenelor. Asemănător ca și în cazul referințelor, efectul perturbației nu apare instantaneu.

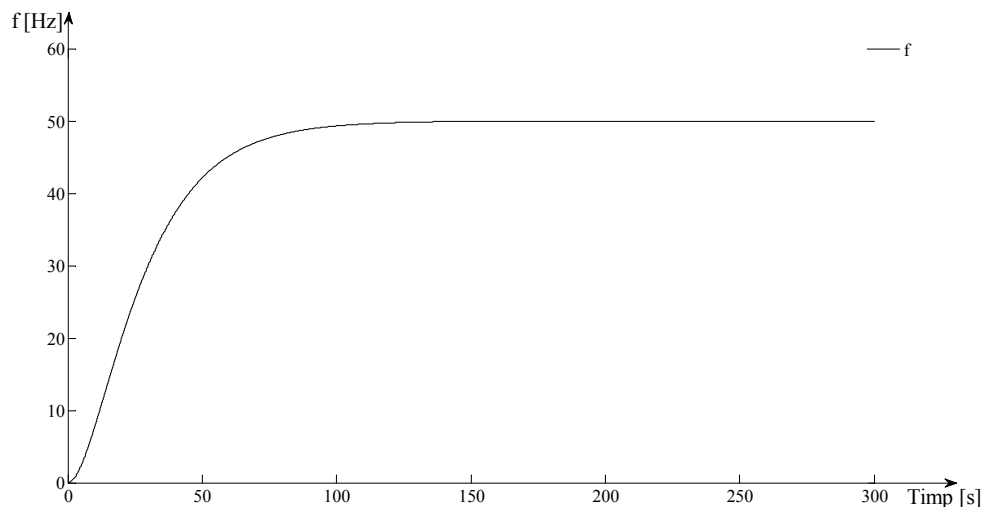
Pentru o apropiere de realitatea este necesară „întârzierea” semnalelor treaptă de referință și a semnalului treaptă de perturbație. Astfel între aceste semnale și sumatoarele în care sunt introduse, se intercalează în toate cele trei cazuri din schema din figura 6.3 elemente de „întârziere” a căror funcție de transfer a fost considerată de ordinul II cu doi poli reali negativi și cu valoarea constantei de proporționalitate 1 (valoarea semnalelor rămâne nealterată în regim staționar). Pentru „întârzierea”

semnalelor de referință s-a utilizat funcția de transfer  $H_{REF}(s) = \frac{1}{(1+10s) \cdot (1+20s)}$ , iar

pentru „întârzierea” semnalului de perturbație s-a utilizat funcția de transfer  $H_{PER}(s) = \frac{1}{(1+5s) \cdot (1+10s)}$ . Prin această procedură semnalul de referință devine

echivalent cu răspunsul unui sistem de ordinul II la semnal treaptă.

În figurile 6.6 și 6.7 se prezintă răspunsul sistemului, respectiv evoluția semnalului de comandă corespunzător dacă perturbația de tip treaptă (-5 Hz) apare la 150s de la începutul simulării. În această simulare s-au utilizat funcțiile de „întârziere” anterior prezentate.

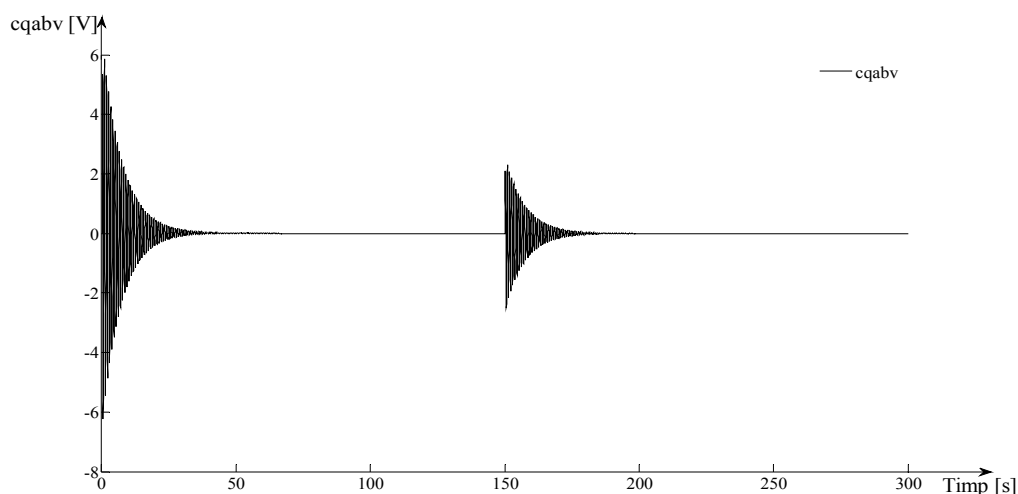


**Figura 6.6. Răspunsul sistemului dacă semnalele de referință, respectiv semnalul de perturbație au fost „întârziate”**

Din figura 6.6 rezultă că abaterea staționară la poziție este 0 ( $a_{stp} = 0$ ) atât înainte de apariția perturbației, cât și după rejectarea totală a efectului acesteia. Răspunsul, deși mai lent decât în cazul figurii 6.4 nu mai prezintă oscilații în prima parte a simulării, ceea ce implică un avantaj major.

Efectul perturbației este rejectat fără ca acesta să se propage semnificativ la ieșirea sistemului (în figura 6.6 practic nu se poate sesiza cu ochiul liber o variație a răspunsului sistemului după 150s de la începerea simulării), fapt ce atestă eficiența sistemului de reglare automată.

Domeniul de variație a semnalului de comandă a fost mult redus (figura 6.7), atât la pornirea sistemului, cât și după apariția perturbației, dar problema oscilațiilor nu a fost rezolvată.

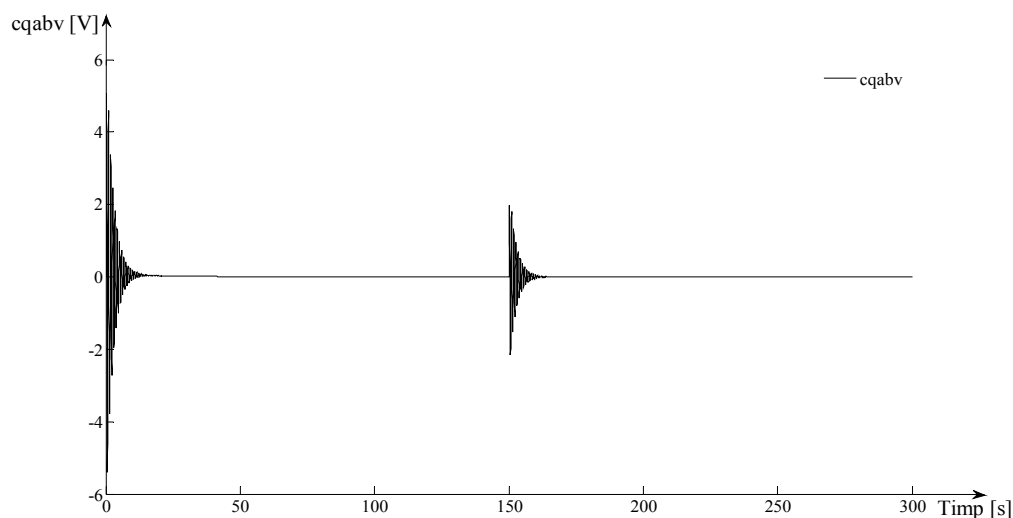


**Figura 6.7. Variația semnalului de comandă dacă semnalele de referință, respectiv semnalul de perturbație au fost „întârziate”**

O posibilitate pentru îmbunătățirea rezultatelor este ajustarea valorii constantei de timp a filtrului regulatorului.

Dacă se consideră  $T_{f1} = 0.09s$  și aceleași condiții ca și pentru simulările din cazul figurilor 6.6 și 6.7, răspunsul sistemului diferă nesemnificativ față de răspunsul din cazul precedent (figura 6.6), dar forma de variație a semnalului de comandă se îmbunătățește, așa cum rezultă din figura 6.8.

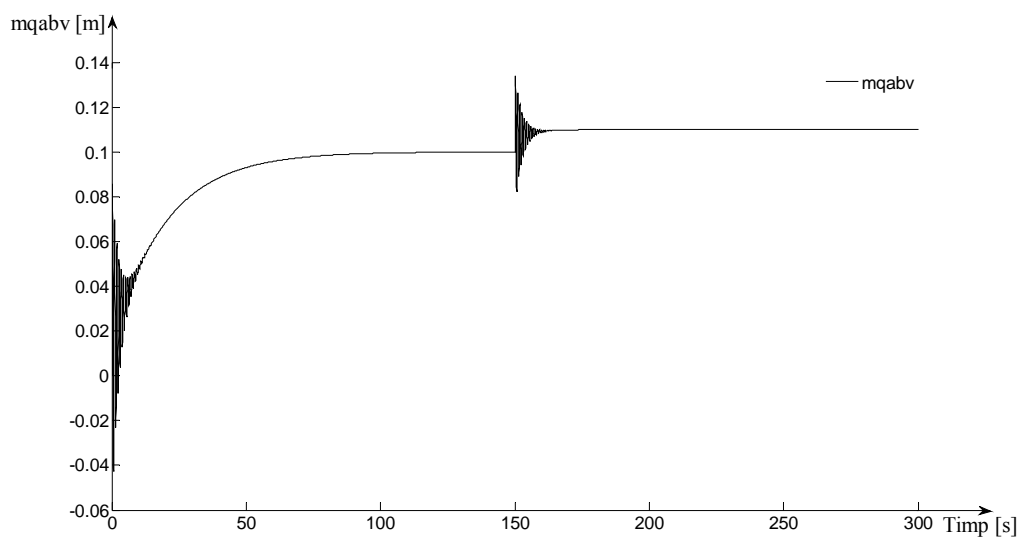




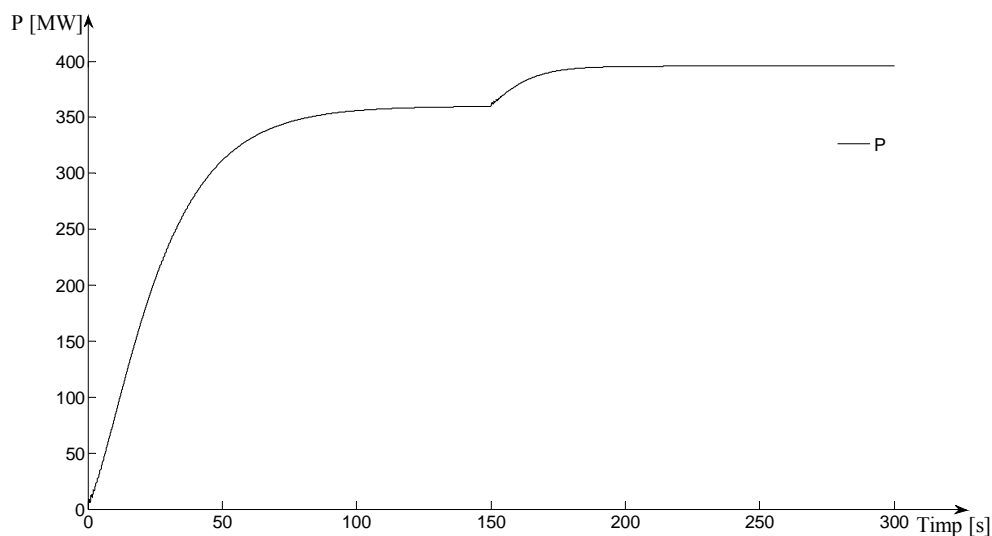
**Figura 6.8. Variația semnalului de comandă dacă se modifică filtrul regulatorului**

Domeniul de variație al semnalului de comandă este mai mic decât în cazul figurii 6.7, iar perioada de timp în care se manifestă oscilația este mult mai scurtă.

În figurile 6.9, respectiv 6.10 sunt redată evoluția semnalului de ieșire din servomotorul hidraulic (SMH), respectiv răspunsul buclei de reglare a puterii active, pentru ultimul caz studiat (cazul corespunzător condițiilor de simulare din figura 6.8) .



**Figura 6.9. Variația semnalului de ieșire din SMH dacă se modifică filtrul regulatorului**



**Figura 6.10. Puterea activă livrată în sistem**

Semnalul de ieșire din **SMH** este oscilant atât la începutul simulării, cât și după apariția perturbației. De asemenea, se poate observa că imediat după începerea simulării acest semnal prezintă valori negative, ceea ce nu corespunde cu realitatea ( $m_{qabv} \in [0; 0.1]m$ ), iar după apariția perturbației valoarea semnalului depășește limita superioară impusă (0.1 m). Problema limitei superioare va fi foarte mult simplificată în cazul scăderii semnificative a valorii perturbației în vederea obținerii unei situații realiste.

Pentru menținerea între limitele impuse a variabilelor intermediare și pentru evitarea evoluțiilor oscilante ale acestora, trebuie respectate următoarele indicații:

1. Trebuie mărite constantele de timp ale funcțiilor de „întârziere” la valori realiste.
2. Este recomandată ajustarea valorii constantei de timp a filtrului regulatorului astfel încât să fie influențate în sens pozitiv valorile semnalelor intermediare.
3. Este necesară utilizarea elementelor de saturație, acolo unde este cazul (de exemplu în cazul semnalului de ieșire a servomotorului hidraulic).
4. Este necesară utilizarea unei valori corespunzătoare pentru perturbația în frecvență.

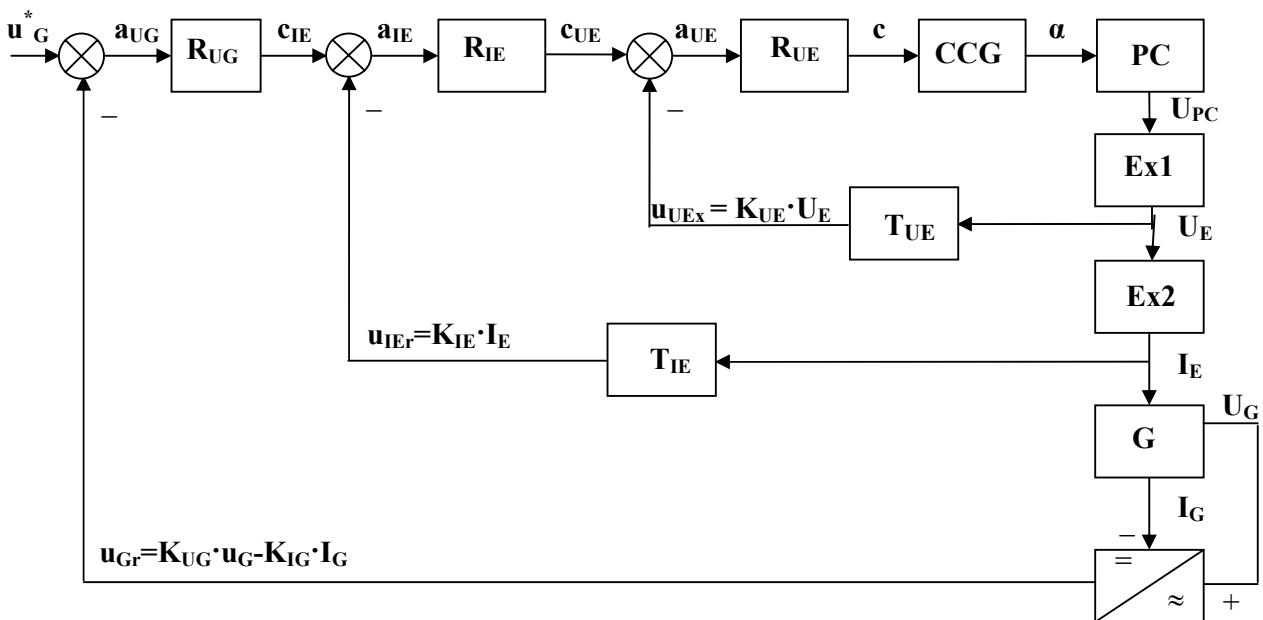
În figura 6.10, în prima etapă (înainte de apariția perturbației) răspunsul sistemului se stabilizează la valoarea de 360 MW (puterea activă nominală), iar după

apariția perturbației în frecvență, valoarea răspunsului crește până la un nou punct de stabilizare (396 MW) cu scopul de a readuce valoarea frecvenței la valoarea dorită (50Hz). Dacă s-ar considera o valoare mai mică pentru perturbația în frecvență și creșterea valorii puterii peste 360 MW ar fi mult mai mică. Cazul prezentat este unul foarte particular și restrictiv deoarece s-a lucrat la putere activă nominală. Generatoarele pot funcționa pentru o scurtă perioadă de timp peste valoarea nominală a puterii active, deși nu este indicat, dar în general nu se depășește cu mai mult de 10% această valoare. Dacă se lucrează la o valoare mai mică decât cea nominală (în marea majoritate din cazuri), adică se păstrează o rezervă de putere activă, se crează posibilitatea rejectării efectului perturbației în frecvență fără ca regimul nominal de funcționare a generatorului să fie atins.

Remarcă: Componenta integratoare care asigură abatere staționară la poziție nulă este conținută în funcția de transfer a servomotorului hidraulic. Astfel se justifică și faptul că regulatorul nu conține componentă integratoare.

*b) Simularea sistemului de reglare a tensiunii la bornele generatorului*

Schema bloc a sistemului de reglare a tensiunii la bornele generatorului este prezentată în figura 6.11.



**Figura 6.11. Schema bloc a sistemului de reglare a tensiunii la bornele generatorului**

Față de cazul figurii 6.1 au fost introduse următoarele notații suplimentare:

- $R_{IE}$  – regulatorul curentului de excitație;
- $R_{UE}$  – regulatorul tensiunii de excitație;
- $CCG$  – complexul de comandă pe grilă;
- $PC$  – puntea redresoare comandată;
- $Ex1$  și  $Ex2$  – subprocese aferente elementului de excitație a generatorului ( $EEx$ );
- $T_{UE}$  – traductor de măsură + adaptor de tensiune – tensiune unificată;
- $T_{IE}$  – traductor de măsură + adaptor de curent – tensiune unificată;
- $I_G$  – curentul de sarcină;
- $a_{UG}$ ,  $a_{IE}$ ,  $a_{UE}$  – abaterile prelucrate de regulatoarele  $R_{UG}$ ,  $R_{IE}$  și  $R_{UE}$ ;
- $c_{IE}$ ,  $c_{UE}$ ,  $c$  – semnalele de comandă generate de regulatoarele  $R_{UG}$ ,  $R_{IE}$  și  $R_{UE}$ ;
- $\alpha$  – semnalul de ieșire din complexul de comandă pe grilă (unghi de amorsare a tiristoarelor redresorului comandat);
- $K_{UE}$ ,  $K_{IE}$  – constantele de proporționalitate a traductoarelor de măsură a tensiunii de excitație, respectiv a curentului de excitație;
- $K_{UG}$ ,  $K_{IG}$  – coeficienți de ponderare a reacției după tensiunea la bornele generatorului, respectiv după curentul de sarcină;
- $u_{UEx}$ ,  $u_{IEr}$ ,  $u_{Gr}$  – semnalele de reacție în tensiune unificată, corespunzătoare celor trei bucle de reglare (a tensiunii de excitație, a curentului de excitație, respectiv a tensiunii la bornele generatorului).

Figura 6.11 relevă faptul că reglarea tensiunii la bornele generatorului se realizează prin utilizarea unei scheme de reglare în cascadă cu trei regulatoare, respectiv trei bucle de reglare. În acest caz, referința regulatorului  $R_{IE}$  este semnalul de comandă generat de regulatorul  $R_{UG}$ , iar referința regulatorului  $R_{UE}$  este semnalul de comandă generat de regulatorul  $R_{IE}$ . Regulatorul  $R_{UE}$  comandă prin intermediul complexului de comandă pe grilă redresorul comandat [17,18]. Semnalul de ieșire în tensiune continuă din redresorul comandat reprezintă semnalul de execuție care se aplică elementului de excitație a excitatricei generatorului. Ponderea reacției pozitive de compundare este de 5% (în raport cu curentul de sarcină) din reacția dublă care generează semnalul de reacție  $u_{Gr}$ .

Semnalul **c** generat de regulatorul **R<sub>UE</sub>** asigură comanda în domeniul [0;8]V, spre deosebire de celelalte semnale de comandă, respectiv celelalte semnale în tensiune unificată din sistem, toate acestea permițând variația între [0;10]V.

Funcționarea în regim dinamic a tuturor elementelor schemei din figura 6.11 a fost modelată prin utilizarea funcțiilor de transfer, a căror relații sunt:

$$H_{EE}(s) = \frac{L\{U_E(t)\}}{L\{U_{PC}(t)\}} = \frac{K_{EE}}{1 + T_{EE} \cdot s} = \frac{1.388}{1 + 0.1s}, \quad (6.9)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{EE}$  este adimensională, iar constanta de timp  $T_{EE}$  este exprimată în secunde;

$$H_E(s) = \frac{L\{I_E(t)\}}{L\{U_E(t)\}} = \frac{K_E}{1 + T_E \cdot s} = \frac{3.6}{1 + 0.5s}, \quad (6.10)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_E$  este exprimată în [A/V], iar constanta de timp  $T_E$  este exprimată în secunde;

$$H_{EG}(s) = \frac{L\{U_G(t)\}}{L\{I_E(t)\}} = K_{EG} = 13.888, \quad (6.11)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{EG}$  este exprimată în [V/A];

$$H_G(s) = \frac{L\{I_G(t)\}}{L\{U_G(t)\}} = \frac{K_G}{1 + T_G \cdot s} = \frac{0.403}{1 + 4 \cdot s}, \quad (6.12)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_G$  este exprimată în [A/V], iar constanta de timp  $T_G$  este exprimată în secunde;

$$H_{CCG+PC}(s) = \frac{L\{U_{PC}(t)\}}{L\{c(t)\}} = K_{CCG+PC} = 45, \quad (6.13)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{CCG+PC}$  este adimensională;

$$H_{T_{UE}}(s) = \frac{L\{u_{UEx}(t)\}}{L\{U_E(t)\}} = K_{UE} = 0.02, \quad (6.14)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{UE}$  este adimensională;

$$H_{T_{IE}}(s) = \frac{L\{u_{IEr}(t)\}}{L\{I_E(t)\}} = K_{IE} = 0.0055, \quad (6.15)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{IE}$  este exprimată în [V/A];

$$H_{T_{UG}}(s) = \frac{L\{u_{Gr}(t)\}}{L\{U_G(t)\}} = K_{UG} = 0.4 \cdot 10^{-3}, \quad (6.16)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{UG}$  este adimensională;

$$H_{T_{IG}}(s) = K_{IG} = 4.96 \cdot 10^{-5}, \quad (6.17)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_{IG}$  este exprimată în [V/A].

În relația (6.13) se observă că, complexul de comandă pe grilă și puntea redresoare comandată au fost considerate ca un ansamblu.

Calculul reguletoarelor începe din bucla cea mai interioară. Astfel, utilizând relațiile (6.9), (6.13), (6.14) și aproximând suma constantelor de timp foarte mici la valoarea  $T_{\Sigma} = 0.01s$ , rezultă funcția de transfer a părții fixate a procesului aferent buclei de reglare a tensiunii de excitație, iar apoi prin aplicarea criteriului modulului rezultă funcția de transfer a regulatorului tensiunii de excitație:

$$H_{RUE}(s) = \frac{L\{c(t)\}}{L\{a_{UE}(t)\}} = K_{RUE} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{IRUE} \cdot s}\right) = 4 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.1s}\right), \quad (6.18)$$

funcție de transfer ce corespunde unui regulator PI cu constanta de proporționalitate  $K_{RUE}$  (adimensională) și constanta de timp de integrare  $T_{IRUE}$  (exprimată în secunde).

După calculul funcției de transfer echivalente a buclei de reglare a tensiunii de excitație se poate calcula funcția de transfer a părții fixate a procesului aferent buclei de reglare a curentului de excitație și implicit funcția de transfer a regulatorului curentului de excitație utilizând criteriul modulului. În calcul s-a aproximat valoarea  $T_{\Sigma} = 0.01$  pentru suma constantelor foarte mici. După efectuarea calculelor a rezultat:

$$H_{RIE}(s) = \frac{L\{c_{UE}(t)\}}{L\{a_{IE}(t)\}} = K_{RIE} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{IRIE} \cdot s} + T_{DRIE} \cdot s\right) = 26 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.52s} + 0.019s\right), \quad (6.19)$$

funcție de transfer ce corespunde unui regulator PID ideal cu constanta de proporționalitate  $K_{RIE}$  (adimensională) și constantele de timp de integrare  $T_{IRIE}$ , respectiv de derivare  $T_{DRIE}$  (ambele exprimate în secunde). Pentru obținerea unei forme realizabile, regulatorului din relația (6.19) i se atașează un filtru de ordinal I, cu constanta de timp  $T_{f2} = 0.05s$ , astfel:

$$H_{RIE}(s) = \frac{L\{c_{UE}(t)\}}{L\{a_{IE}(t)\}} = \frac{K_{RIE} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{IRIE} \cdot s} + T_{DRIE} \cdot s\right)}{1 + T_{f2}s} = \frac{26 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.52s} + 0.019s\right)}{1 + 0.05s}. \quad (6.20)$$

Calculul funcției de transfer a părții fixate aferente buclei de reglare a tensiunii la bornele generatorului se realizează ținând cont de reacția de compundare și neținând cont de filtrul introdus în relația (6.20) (nu se ține cont de filtru la calculul funcției de transfer echivalente a buclei de reglare a curentului de excitație). Prin aproximarea sumei constantelor de timp principal necompensabile la valoarea  $T_{\Sigma} = 0.01$  și prin aplicarea criteriului modulului, rezultă:

$$H_{RUG}(s) = \frac{L\{c_{IE}(t)\}}{L\{a_{UG}(t)\}} = \frac{K_{RUG} \cdot (1 + \frac{1}{T_{IRUG} \cdot s} + T_{DRUG} \cdot s)}{1 + T_{f3}s} = \frac{212 \cdot (1 + \frac{1}{4.02s} + 0.198s)}{1 + 4.2s}, \quad (6.21)$$

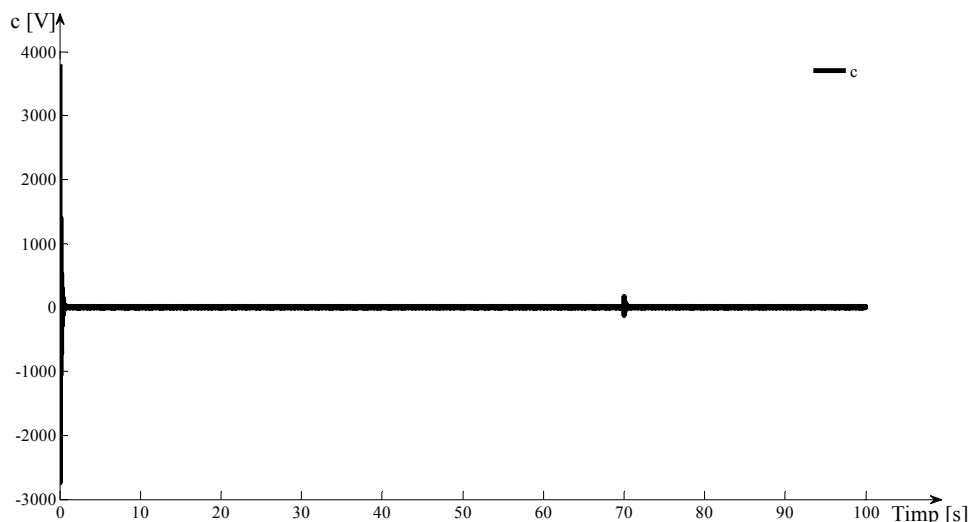
funcție de transfer ce corespunde unui regulator PID cu filtru de ordinal I, cu constanta de proporționalitate  $K_{RUG}$  (adimensională), constantele de timp de integrare  $T_{IRUG}$ , respectiv de derivare  $T_{DRUG}$  (ambele exprimate în secunde) și constanta de timp a filtrului  $T_{f3} = 4.2s$ .

Dacă perturbația în tensiune se consideră de tip treaptă, schema de reglare a tensiunii la bornele generatorului, implementată în Simulink, este prezentată în figura 6.12, figură în care au fost introduse elemente de vizualizare și pentru câteva din variabilele intermediare.

Observația legată de utilizarea mai multor zecimale pentru o simulare corectă rămâne valabilă și în cazul acestei scheme. Perturbația în tensiune de tip treaptă negativă a fost notată cu  $p_U$ , apare după 70s de la începutul simulării și are valoarea -1000V. Simulările au fost realizate setând valoarea semnalului de referință în tensiune unificată  $u_G^*$  la valoare de 9.5V. În acest fel, ieșirile sistemului (tensiunea la bornele generatorului și curentul de sarcină) se vor stabiliza la valorile nominale datorită ponderii de 5% (0.5V) a reacției de compundare (referința de 10V tensiune unificată implică funcționarea la valori nominale a instalației). În exploatarea uzuală se practică setarea valorii semnalului  $u_G^*$  la 10V, astfel depășindu-se valorile nominale la ieșirea sistemului. Depășirea valorilor nominale se justifică deoarece există necesitatea compensării căderilor de tensiune din rețea. Cazul abordat în această expunere a fost ales pentru o mai ușoară urmărire a rezultatelor simulării.







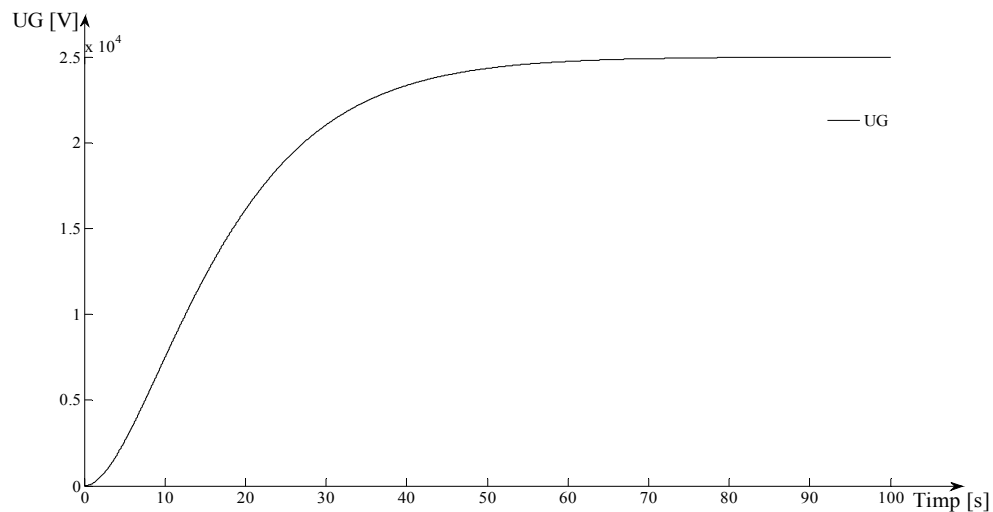
**Figura 6.14. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul  $R_{UE}$ , dacă perturbația  $p_U$  este de tip treaptă**

Din figura 6.13 rezultă faptul că schema de reglare, deși valoarea tensiunii la bornele generatorului se stabilizează la valoarea dorită (valoarea nominală:  $U_{Gnom} = 25kV$ ), iar după apariția perturbației efectul acesteia este rejectat foarte eficient (fără mari variații în jurul valorii de  $25kV$ ), nu este utilizabilă datorită valorilor foarte mari ale răspunsului (peste  $37.5kV$ ) și a oscilațiilor puternice ale acestuia care apar chiar la începutul simulării, respectiv a oscilațiilor puternice ale răspunsului care apar imediat după ce perturbația își manifestă efectul. De asemenea semnalul de comandă generat de regulatorul  $R_{UE}$  prezintă valori nepermis de mari atât la începutul simulării, cât și imediat după apariția perturbației (ținând cont că domeniul de variație al acestuia este  $[0;8]V$ ) precum și oscilații puternice în ambele situații. Problemele care au generat aceste aspecte negative sunt similare celor din cazul sistemului de reglare de la punctual *a*) și anume pornirea prea bruscă a instalației, respectiv aplicarea prea bruscă a semnalului de perturbație prin utilizarea semnalelor treaptă ideale.

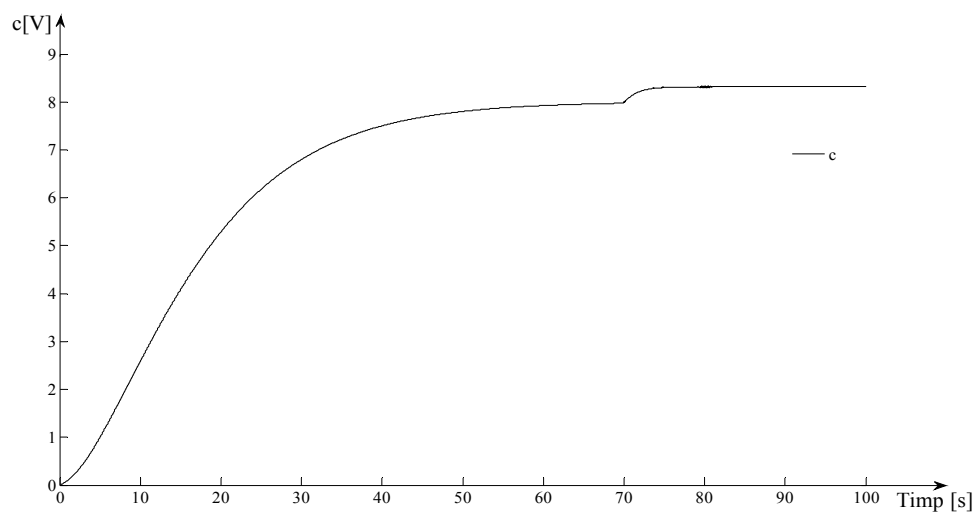
„Întârzierea” semnalelor de referință, respectiv de perturbație s-a efectuat similar exemplului de la punctual *a*) prin utilizarea funcțiilor de transfer de ordinal II

$$H_{REF1}(s) = \frac{1}{(1+5s) \cdot (1+8s)} \text{ și } H_{PER1}(s) = \frac{1}{(1+s) \cdot (1+s)}.$$

După reluarea simulării în noile condiții, evoluțiile celor două semnale prezentate în figurile 6.13 și 6.14 suferă mari modificări sub aspect pozitiv, așa cum reiese din figurile 6.15 și 6.16.



**Figura 6.15. Evoluția tensiunii la bornele generatorului, dacă semnalele de referință, respectiv de perturbație au fost „întârziate”**

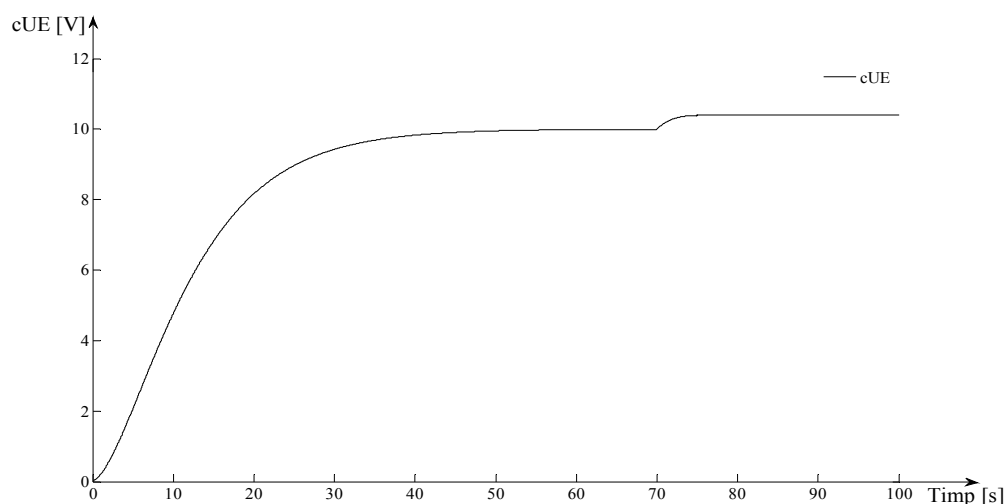


**Figura 6.16. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul  $R_{UE}$ , dacă semnalele de referință, respectiv de perturbație au fost „întârziate”**

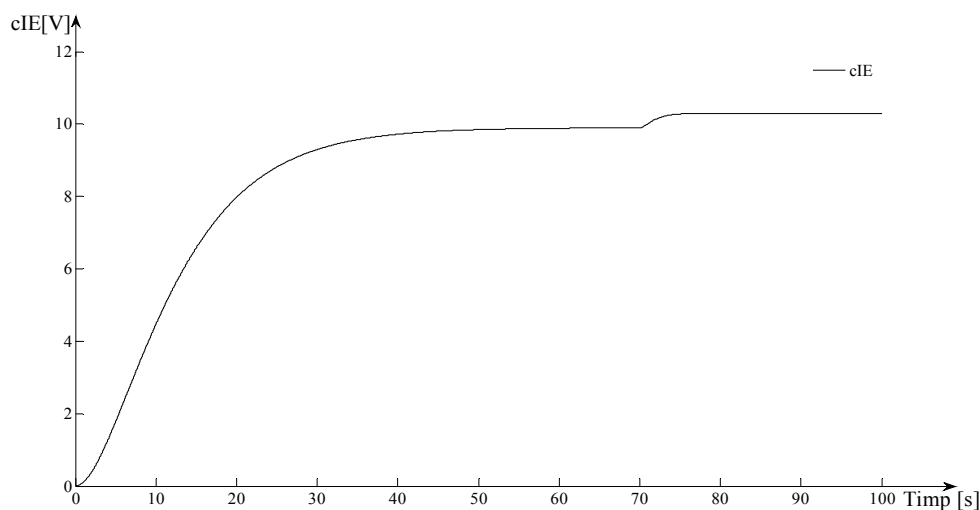
Figura 6.15 relevă faptul că deși mai lent, valoarea tensiunii la bornele generatorului se stabilizează la valoarea nominală fără a atinge valori nepermis de mari la începutul simulării (în acest caz nici măcar nu există suprareglaj) și fără oscilații puternice. Efectul perturbației este rejectat foarte eficient, în figura 6.15, nefiind posibilă vizualizarea acestui fenomen cu ochiul liber, fapt ce demonstrează performanțele foarte ridicate a schemei de reglare cu trei regulatoare în cascadă. De asemenea, semnalul de comandă (figura 6.16) nu prezintă oscilații și nu depășește valorile limită admise înainte de apariția perturbației. După apariția perturbației

valoarea comenzii crește peste limita superioară de 8V pentru a compensa efectul acesteia. În practică pot fi admise în unele cazuri depășiri sensibile ale semnalelor unificate. În caz contrar acțiunea suplimentară necesară va fi realizată prin alte mijloace. Mărirea constantelor de timp de „întârziere” implică un timp de răspuns mai mare pentru semnalul de ieșire din proces.

În figurile 6.17, 6.18 se prezintă evoluția semnalelor de comandă generate de reglatoarele  $R_{IE}$  și  $R_{UG}$  (pentru ultimul caz tratat). Concluziile sunt aceleași ca și în cazul semnalului  $c$ , cu diferența că domeniul de variație al acestora este  $[0;10]V$ .



**Figura 6.17. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul  $R_{IE}$ , dacă semnalele de referință, respectiv de perturbație au fost „întârziate”**



**Figura 6.18. Evoluția semnalului de comandă generat de regulatorul  $R_{UG}$ , dacă semnalele de referință, respectiv de perturbație au fost „întârziate”**

Remarcă 1: Tratarea celor două sisteme de reglare (de la punctele *a*) și *b*)) a fost realizată în scop didactic, astfel considerându-se un regim de funcționare ideal și realizându-se câteva simplificări. În exploatarea curentă, centralele nu se pornesc în sarcină și trebuie urmate mai multe etape și proceduri la pornire nesurprinse în simulări, dar obligatorii în practică.

Remarcă 2: În cazul ambelor scheme de reglare, în anumite condiții, unele semnale prezintă în zona de staționaritate oscilații de valori relative ne semnificative. Aceste oscilații pot fi parțial sau total eliminate prin ajustarea constantelor de timp ale filtrelor reglatoarelor (pentru cazul *a*) – valoarea constantei de timp  $T_f$ , iar pentru cazul *b*) – în principiu valoarea constantei de timp  $T_{f2}$  deoarece aceasta nu a rezultat prin calcul, ci a fost aleasă cu scopul obținerii formei realizabile a regulatorului  $R_{IE}$ ).

### 6.3. Concluzii

1. Lucrarea cuprinde o descriere a modalității de simulare a sistemelor de reglare automată a mărimilor electrice aferente unei termocentrale.
2. Este tratată problema simulării sistemului de reglare a puterii active, respectiv a sistemului de reglare a tensiunii la bornele generatorului.
3. Pentru a se crea posibilitatea simulării sistemelor s-au utilizat mai multe simplificări și s-au ignorat unele constrângeri tehnologice, rezultând o abordare a unui caz ideal.
4. A fost prezentat comparativ, modul în care se comportă cele două sisteme de reglare automată, ca urmare a influenței modului de exploatare a acestora.

### 6.4. Desfășurarea lucrării

1. Fiecare student trebuie să implementeze aplicațiile necesare simulării celor două sisteme automate prezentate în lucrare în mediul Simulink, utilizând propriile valori calculate pentru componentele acestora (în cadrul proiectului disciplinei fiecare student pornește de la un set de date individualizat).

2. Să se parcurgă pentru ambele scheme toate etapele prezentate în lucrare.

3. În cazul sistemului de reglare a puterii active și a frecvenței să se ajusteze valorile constantelor de timp de „întârziere” și valoarea constantei de timp a filtrului regulatorului puterii active, astfel încât semnalul de ieșire din servomotorul hidraulic să tindă să se încadreze în domeniul maxim de variație  $[0;0.1]m$  și să nu prezinte

oscilații puternice. Menținerea semnalului de ieșire la valoarea dorită este obligatorie ( $f = 50\text{Hz}$ ). Dacă nu se reușește riguros respectarea cerinței să se argumenteze de ce.

Remarcă: Prin rezolvarea cerinței de la punctul 3, se dorește remedierea problemelor generate de nerespectarea unor limitări fizice.

4. Pentru sistemul de reglare a puterii active și a frecvenței, să se refacă simulările pentru cazul în care puterea debitată de către generator este de doar 300MW.

5. În cazul sistemului de reglare a tensiunii la bornele generatorului să se realizeze un studiu referitor la modul în care constanta de timp  $T_{f2}$  a filtrului regulatorului  $R_{IE}$  influențează comportamentul sistemului de reglare automată. Se recomandă pentru simulare alegerea câtorva valori pentru  $T_{f2}$  din intervalul 0.01s – 2s.

### **6.5. Exercițiu opțional**

Pentru fiecare din cele două sisteme de reglare automată studiate să se noteze în diferite cazuri supuse simulării performanțele de reglare (abatere staționară la poziție, suprareglaj, timp de răspuns, domeniu de variație a semnalului de comandă) și să se realizeze o analiză comparativă a acestora.

## LABORATOR NR. 7

### Controlul turației unui motor asincron

#### 7.1. Modelul procesului

De o deosebită importanță în practică este controlul turației (vitezei) motoarelor asincrone trifazate, datorită faptului că acestea sunt des întâlnite în aplicațiile care necesită elemente de acționare. În continuare se prezintă un exemplu de calcul pentru regulatorul de viteză a unui motor și simulările aferente fiecărei etape de calcul.

Dacă se consideră un sistem de referință fix legat de stator a – b, modelul matematic considerat care descrie funcționarea motorului asincron este prezentat sub forma unui sistem de cinci ecuații în relația (7.1) [19].

$$\begin{cases} \frac{d\phi_a}{dt} = -\alpha \cdot \phi_a - \omega \cdot \phi_b + L_M \cdot \alpha \cdot i_a \\ \frac{d\phi_b}{dt} = -\alpha \cdot \phi_b - \omega \cdot \phi_a + L_M \cdot \alpha \cdot i_b \\ \frac{di_a}{dt} = -\beta \cdot \frac{d\phi_a}{dt} + \frac{1}{\gamma \cdot L_s} \cdot (u_a - R_s \cdot i_a) \\ \frac{di_b}{dt} = -\beta \cdot \frac{d\phi_b}{dt} + \frac{1}{\gamma \cdot L_s} \cdot (u_b - R_s \cdot i_b) \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot \frac{L_M}{L_r} \cdot (\phi_a \cdot i_b - \phi_b \cdot i_a) - \frac{K_f}{J} \cdot \omega - \frac{M_R}{J} \end{cases} \quad (7.1)$$

Notățiile utilizate în relația (7.1) sunt:

- $\omega$  – viteza unghiulară a rotorului;
- $\phi_a$  – proiecția fluxului magnetic rotorice pe axa a;
- $\phi_b$  – proiecția fluxului magnetic rotorice pe axa b;
- $i_a$  – componenta după axa a a curentului statoric;
- $i_b$  – componenta după axa b a curentului statoric;
- $u_a$  – componenta după axa a a tensiunii de reglare (tensiune statorică);
- $u_b$  – componenta după axa b a tensiunii de reglare (tensiune statorică);

- $J$  – momentul de inerție;
- $K_f$  – coeficientul de frecare;
- $R_r$  – rezistența rotorică;
- $R_s$  – rezistența statorică;
- $L_r$  – inductanța rotorică;
- $L_s$  – inductanța statorică;
- $L_M$  – inductanța mutuală între înfășurarea statorică și înfășurarea rotorică;
- $M_R$  – cuplul rezistent;
- $\alpha$  – parametru dat de relația  $\alpha = \frac{R_r}{L_r}$ ;
- $\beta$  – parametru dat de relația  $\beta = \frac{1}{\gamma} \cdot \frac{L_M}{L_s \cdot L_r}$ ;
- $\gamma$  – parametru dat de relația  $\gamma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s \cdot L_r}$ .

În relația (7.1), variabilele de stare sunt  $\omega$ ,  $\phi_a$ ,  $\phi_b$ ,  $i_a$  și  $i_b$ , iar mărimile de reglare sunt  $u_a$  și  $u_b$ .

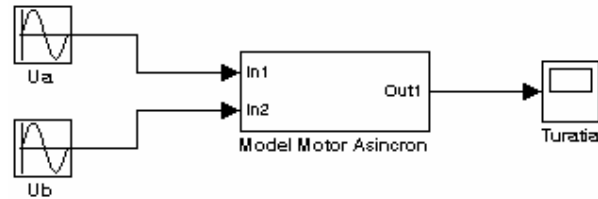
Transformările din sistemul trifazat în sistemul de referință a – b și invers nu vor fi tratate în această lucrare, dar în exploatarea curentă acestea sunt necesare [20]. În acest fel simulările vor utiliza modelul reprezentat în sistemul de referință a – b.

Motorul considerat ca exemplu prezintă o singură pereche de poli statorici și este proiectat la puterea nominală de 37 kW, turația nominală de 2940 rot/min, respectiv frecvența nominală de 50 Hz. De asemenea constantele din relația (7.1) sunt:  $J = 0.4 \text{ Kg} \cdot \text{m}^2$ ,  $K_f = 0.1115$ ,  $R_r = 0.156 \text{ } \Omega$ ,  $R_s = 0.294 \text{ } \Omega$ ,  $L_r = 0.0417 \text{ H}$ ,  $L_s = 0.0424 \text{ H}$ ,  $L_M = 0.041 \text{ H}$ , respectiv  $M_R$  care se consideră a avea valoarea 0 în faza de simulare a turației motorului, respectiv de acordare a regulatorului. Utilizând aceste valori rezultă direct și valorile coeficienților  $\alpha$ ,  $\beta$  și  $\gamma$ .

Schema de simulare în mediul Simulink a turației motorului, în cazul în care acesta este considerat un proces în buclă deschisă, se prezintă în figura 7.1. Sistemul de ecuații din relația (7.1) sunt implementate în blocul (subsistemul) „Model Motor

Asincron”. Semnalul de ieșire din proces este turația, notată cu  $n$ , care este proporțională cu viteza unghiulară  $\omega$  și rezultă prin utilizarea relației:

$$\omega = \frac{\pi}{30} \cdot n \Rightarrow n = \frac{30}{\pi} \cdot \omega . \quad (7.2)$$



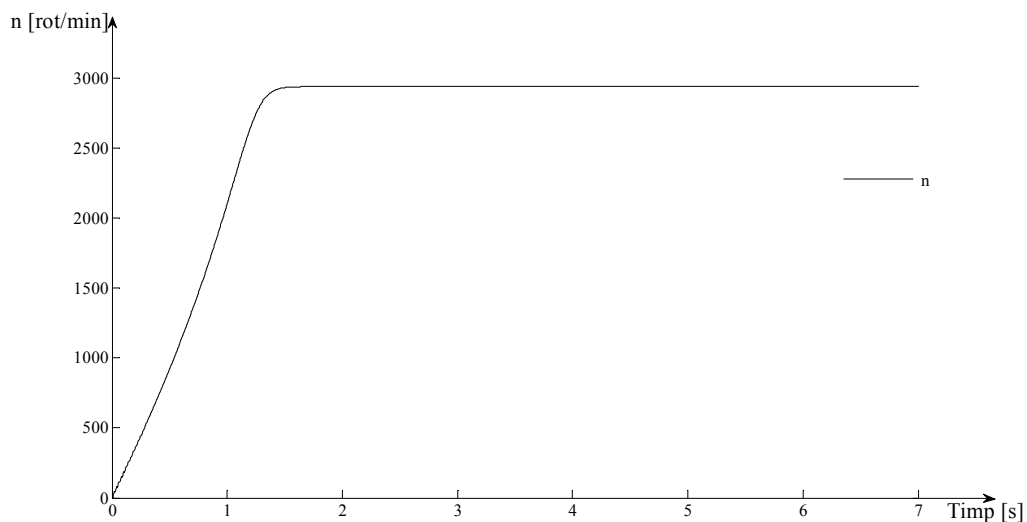
**Figura 7.1. Schema de simulare a turației motorului asincron**

În acest exemplu, se urmărește simularea turației corespunzătoare valorii nominale a acesteia ( $n_n = 2940$  rot/min). Pentru obținerea turației nominale este necesară utilizarea semnalelor de intrare (tensiunile statorice  $u_a$  și  $u_b$ ) din relațiile (7.3) și (7.4), în care  $f_n = 50$  Hz este frecvența nominală a tensiunii de alimentare.

$$u_a = 220\sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot f_n \cdot t + \frac{\pi}{2}), \quad (7.3)$$

$$u_b = 220\sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot f_n \cdot t). \quad (7.4)$$

În aceste condiții, răspunsul sistemului din figura 7.1, se prezintă în figura 7.2.



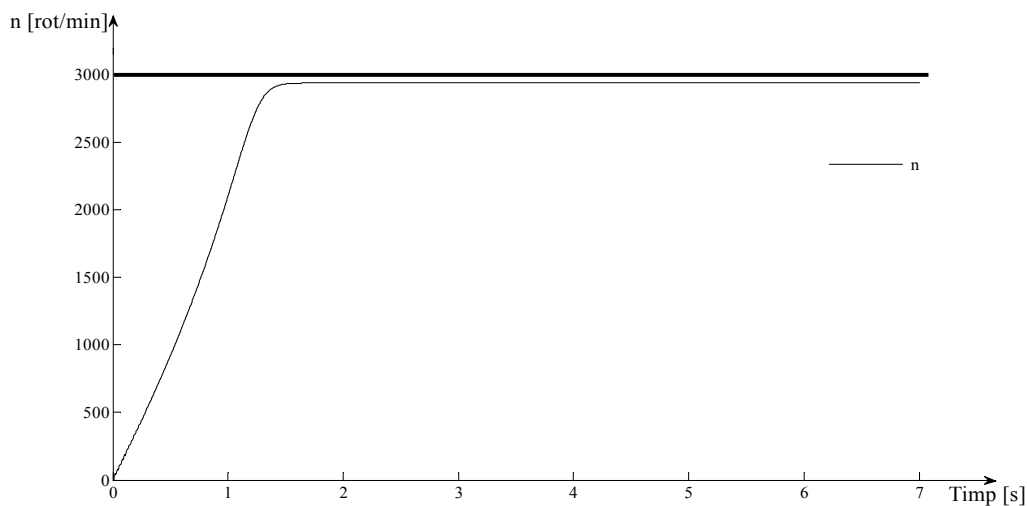
**Figura 7.2. Turația motorului în buclă deschisă**



În figura 7.2 se poate observa că răspunsul sistemului se stabilizează la valoarea  $n = 2940$  rot/min. Viteza de rotație a câmpului magnetic învârtitor este dată de relația [21]:

$$n_0 = \frac{60 \cdot f_n}{p}, \quad (7.5)$$

unde  $p$  este numărul de perechi de poli ai statorului motorului. În cazul exemplului considerat  $p = 1$ , deci  $n_0 = 3000$  rot/min. În figura 7.3 se evidențiază faptul că răspunsul din figura 7.2 nu atinge în regim staționar valoarea de 3000 rot/min, adică turația de sincronism [22].



**Figura 7.3. Răspunsul sistemului în buclă deschisă**

Alunecarea motorului asincron considerat, pentru valoarea nominală a turației, este definită prin relația (7.6) [23,24]:

$$s = \frac{n_0 - n_n}{n_0} = 0.02. \quad (7.6)$$

Controlul turației motorului presupune posibilitatea modificării în regim automat a valorii acesteia, în funcție de cerințele tehnologice impuse, respectiv posibilitatea de a rejecta efectul perturbațiilor.

Remarcă: Dacă în schema 7.1 cele două tensiuni se inversează între ele, sensul de rotire al motorului se va schimba.

## 7.2. Calculul parametrilor regulatorului

Calculul parametrilor regulatorului nu poate fi efectuat utilizând metodele studiate în lucrările de laborator anterioare, deoarece modelul care descrie funcționarea motorului este neliniar. În acest caz se recurge la utilizarea metodei releului.

### a) Exemplu de aplicare a metodei releului

Modul de aplicare a metodei releului [9] se prezintă printr-un exemplu. Astfel, dacă se cunoaște funcția de transfer a părții fixate corespunzătoare unui sistem de reglare:

$$H_f(s) = \frac{K_f}{(1 + T_1s) \cdot (1 + T_2s)} = \frac{2}{(1 + 8s) \cdot (1 + 10s)}, \quad (7.7)$$

unde constanta de proporționalitate  $K_f$  este adimensională, iar constantele de timp  $T_1$ , respectiv  $T_2$  sunt exprimate în secunde, se dorește aducerea la limita de stabilitate a sistemului (obținerea de oscilații întreținute la ieșirea acestuia) prin utilizarea unui releu bipozițional plasat pe calea directă a acestuia. În cazul acestui exemplu,  $H_f(s)$  corespunde unui sistem liniar. Schema de simulare a sistemului (implementată în mediul Simulink), pentru aducerea acestuia la limita de stabilitate, este prezentată în figura 7.4.

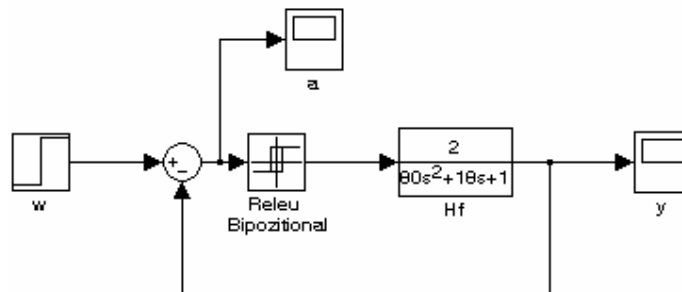
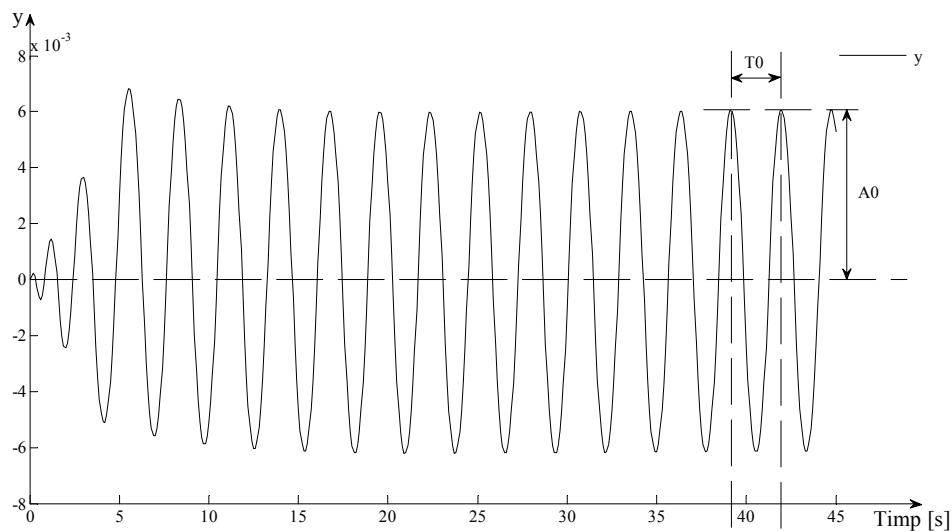


Figura 7.4. Metoda releului

Dacă în figura 7.4 semnalul de intrare  $w = 0$ , iar releul bipozițional este fără histerezis, iar ieșirile acestuia sunt:  $b = 1$ , dacă  $a(t) > 0$ , respectiv  $-b$ , dacă  $a(t) < 0$  ( $a$  reprezintă semnalul de abatere), semnalul de ieșire din sistem ( $y$ ) are forma de variație din figura 7.5.

În figura 7.5, de la  $t = 25s$ , oscilațiile semnalului de ieșire sunt întreținute, existând posibilitatea ca de pe grafic să fie citită valoarea perioadei de oscilație  $T_0$  și valoarea amplitudinii oscilațiilor  $A_0$ . Cunoscând valoarea lui  $A_0$ , se poate calcula factorul de amplificare echivalent al releului bipozițional, prin utilizarea relației (7.8):

$$K_0 = \frac{4 \cdot b}{\pi \cdot A_0} . \quad (7.8)$$



**Figura 7.5. Oscilațiile întreținute ale semnalului de ieșire y**

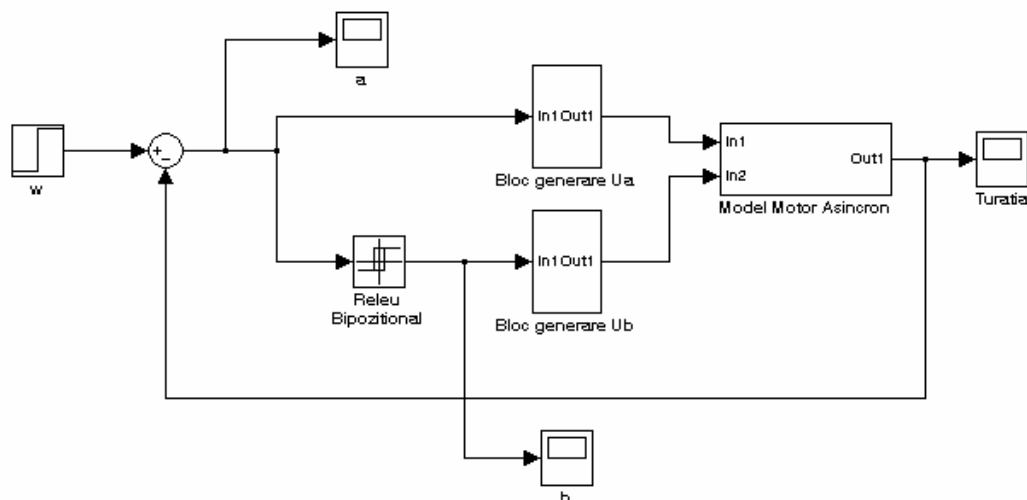
Cunoscând valorile constantelor  $K_0$  și  $T_0$ , se crează posibilitatea calculului parametrilor de acord a reguletoarelor de tip PID prin utilizarea relațiilor criteriului Ziegler – Nichols (tabelul 7.1) [9].

**Tabelul 7.1. Relațiile corespunzătoare criteriului Ziegler – Nichols**

Tipul Regulatorului	Constanta de proporționalitate a regulatorului ( $K_R$ )	Constanta de timp de integrare a regulatorului ( $T_I$ )	Constanta de timp de derivare a regulatorului ( $T_D$ )
<b>P</b>	$0.5 \cdot K_0$	—	—
<b>PI</b>	$0.45 \cdot K_0$	$0.8 \cdot T_0$	—
<b>PID</b>	$0.6 \cdot K_0$	$0.5 \cdot T_0$	$0.12 \cdot T_0$

*b) Cazul motorului asincron*

În figura 7.6 este prezentată schema implementată în mediul Simulink cu scopul aducerii semnalului de ieșire  $n$  (turația) la forma oscilantă întreținută, corespunzătoare aducerii sistemului la limita de stabilitate.



**Figura 7.6. Metoda releului aplicată motorului asincron**

În figura 7.6,  $w = 0$ , iar ieșirea releului bipozițional este  $b = \pm 1$ . De asemenea blocurile de generare a celor două tensiuni de alimentare conțin implementarea formelor de undă corespunzătoare acestora și primesc ca parametru de intrare doar semnul sinusoidelor, astfel:

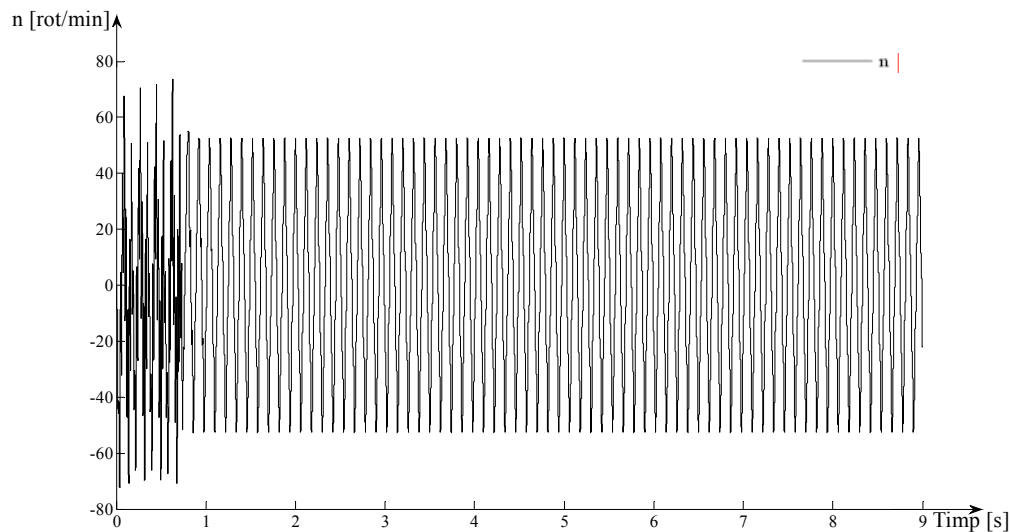
$$u_a = 220\sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot f_n \cdot t + \frac{\pi}{2}), \quad (7.9)$$

$$u_b = b \cdot 220\sqrt{2} \cdot \sin(2\pi \cdot f_n \cdot t), \quad (7.10)$$

unde  $b = \pm 1$ . Fiind vorba de mărimi sinusoidale semnul  $-$  sau  $+$  semnifică defazarea acestora într-un sens, respectiv în celălalt cu  $\pi$ . Pentru a se obține oscilații întreținute la ieșire este necesar ca doar una dintre cele două tensiuni să fie defazată față  $-$  spate (în acest caz  $u_b$ ), iar cealaltă trebuie menținută nemodificată ( $u_a$ ). În cazul în care ambele tensiuni ar fi defazate simultan, producerea regimului oscilant întreținut nu ar fi posibilă.

Remarcă: În această expunere sunt valabile două ipoteze simplificatoare și anume: traductorul și elementul de execuție se consideră neinertiale, respectiv constanta de proporționalitate a traductorului se consideră de valoare unitară.

În cazul în care releul bipozițional este cu histerezis ( $a = \pm 50$ ), răspunsul sistemului din figura 7.6, se prezintă în figura 7.7.



**Figura 7.7. Oscilațiile sistemului pentru releul cu histerezis**

În figura 7.7, după scurt timp de la începerea simulării, s-au obținut oscilații întreținute ale turației motorului (ale ieșirii sistemului). Cazul turațiilor negative corespund rotației în sens invers a rotorului motorului.

Remarcă: Amplitudinea tensiunii nu se modifică prin aplicarea intrării de la releu, astfel condiția  $\frac{u}{f} = ct$  (raportul dintre valoarea efectivă a tensiunii de alimentare  $u$  și valoarea frecvenței acesteia trebuie să fie tot timpul menținut constant) se păstrează fără a se interveni în acest sens în sistem.

Din graficul 7.7, după utilizarea opțiunilor de mărire ale imaginii din mediul Simulink, au rezultat valorile  $A_0 = 52.6$  rot/min, respectiv  $T_0 = 0.12s$ . În acest caz, factorul de amplificare echivalent al releului bipozițional, are valoarea  $K_0 = 0.0242$ . În acest moment există posibilitatea aplicării relațiilor din tabelul 7.1. După efectuarea

calculelor corespunzătoare unui regulator PI au rezultat  $K_P = 0.0109$ , respectiv  $T_I = 0.096\text{ s}$ , regulatorul având funcția de transfer:

$$H_{R_1}(s) = K_{R_1} \left(1 + \frac{1}{T_{I_1} \cdot s}\right) = 0.0109 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.096s}\right). \quad (7.11)$$

În urma simulărilor efectuate sistemului în buclă închisă, s-a observat faptul că, regulatorul din relația (7.11), pentru rezultate bune, necesită a fi modificat prin modificarea constantelor acestuia. Una din cauzele care conduc la procedura de modificare a formei inițiale a regulatorului este faptul că modelul motorului este neliniar. O altă cauză constă în apariția unor mici erori de simulare numerică [25,26] în cazul experimentului necesar determinării parametrilor regulatorului (cazul figurii 7.7), erori care **nu** alterează semnificativ corectitudinea evoluției răspunsului sistemului. Cea de a treia cauză, cu o pondere mare, se datorează constrângerilor impuse de utilizarea blocului VCO (Continuous-Time VCO (Voltage-Controlled Oscillator)) din Simulink, pentru generarea semnalelor de intrare în blocul corespunzător modelului motorului ( $u_a$ , respectiv  $u_b$ ).

În acest sens, în continuare se va lucra cu  $K_{R_2} = K_{R_1} / 4 = 0.0027$ , iar  $T_{I_2} = T_{I_1}$ , rezultând noul regulator, a cărui funcție de transfer este:

$$H_{R_2}(s) = K_{R_2} \left(1 + \frac{1}{T_{I_2} \cdot s}\right) = 0.0027 \cdot \left(1 + \frac{1}{0.096s}\right). \quad (7.12)$$

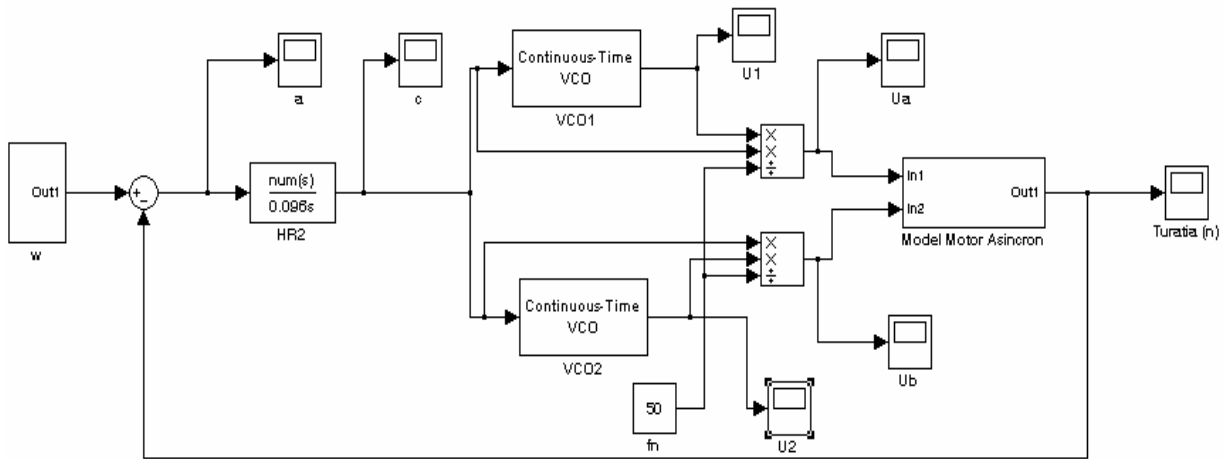
### 7.3. Simularea sistemului de reglare a turației motorului asincron

Schema de simulare a sistemului de reglare a turației motorului asincron se prezintă în figura 7.8. În această figură, semnalul de ieșire din regulator c (semnalul de comandă) este frecvența tensiunii de alimentare. Alimentarea se realizează prin intermediul celor două blocuri VCO care permit modificarea, în funcție de valoarea semnalului de intrare (în acest caz c), a frecvenței semnalului sinusoidal generat de fiecare bloc în parte. Ceilalți parametri ai semnalelor de alimentare sunt setați în interiorul celor două blocuri. Pentru menținerea valorii amplitudinii fluxului magnetic

la o valoare constantă este necesară menținerea raportului  $\frac{u}{f} = \text{ct}$ . [21,27]. Astfel se prelucrează valoarea semnalelor generate de blocurile VCO, rezultând relațiile:

$$u_a = \frac{u_1 \cdot f}{f_n}, \quad (7.13)$$

respectiv  $u_b = \frac{u_2 \cdot f}{f_n}.$  (7.14)



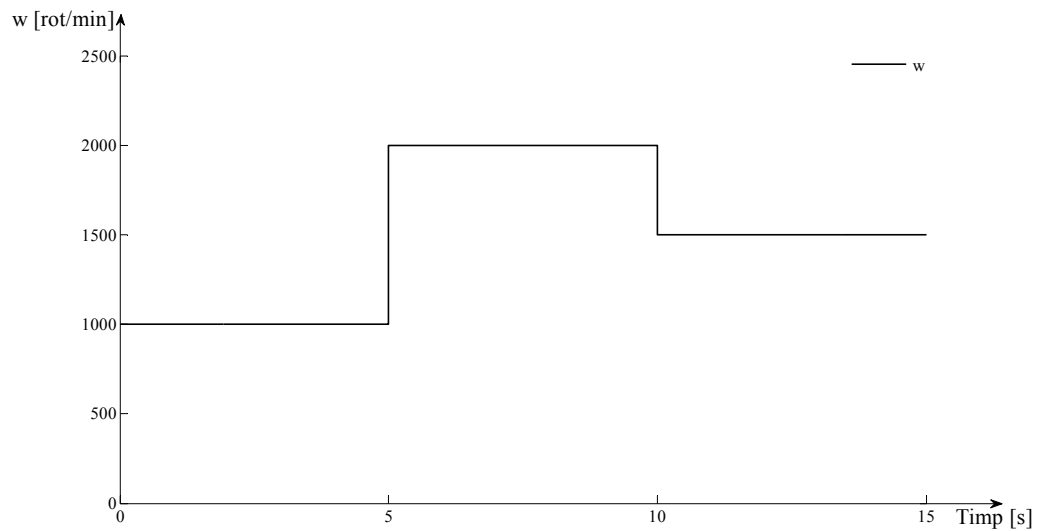
**Figura 7.8. Schema de simulare a sistemului de reglare a turației motorului asincron**

Implementarea relațiilor (7.13) și (7.14) a fost realizată într-o manieră simplificată pentru a fi posibilă efectuarea simulării. În realitate, pentru menținerea constantă a valorii amplitudinii fluxului magnetic se utilizează un regulator aparte.

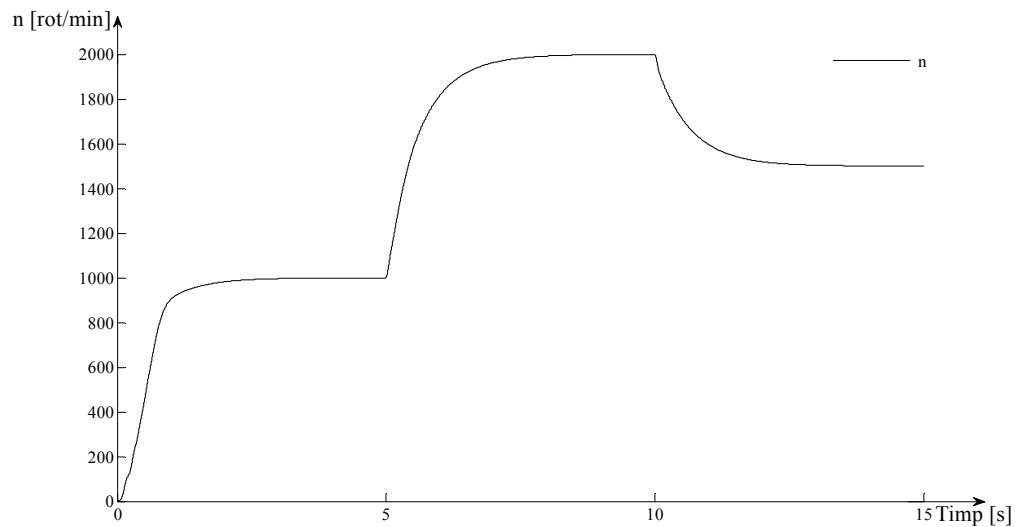
Semnalul de referință  $w$  are forma de variație din figura 7.9 (o reuniune de mai multe semnale de tip treaptă). Prin utilizarea acestui semnal se testează capacitatea regulatorului de a aduce turația motorului asincron în primele 5 secunde de la 0 la 1000 rot/min, în următoarele 5 secunde de la 1000 la 2000 rot/min, iar în ultimele 5 secunde de la 2000 la 1500 rot/min.

Răspunsul sistemului din figura 7.8, dacă semnalul de referință are forma de variație din figura 7.9, se prezintă în figura 7.10. Din această figură rezultă că turația motorului asincron se stabilizează la valoarea referinței pe toate cele trei subdomenii de timp ale simulării, adică  $a_{\text{stp}} = 0$ . De asemenea suprareglajul  $\sigma = 0$ , iar timpul de răspuns  $t_r < 2.2$  s în toate cele trei cazuri.

Evoluția semnalului de comandă generat de regulator (frecvența tensiunii de alimentare) este evidențiată în figura 7.11.



**Figura 7.9. Semnalul de referință**

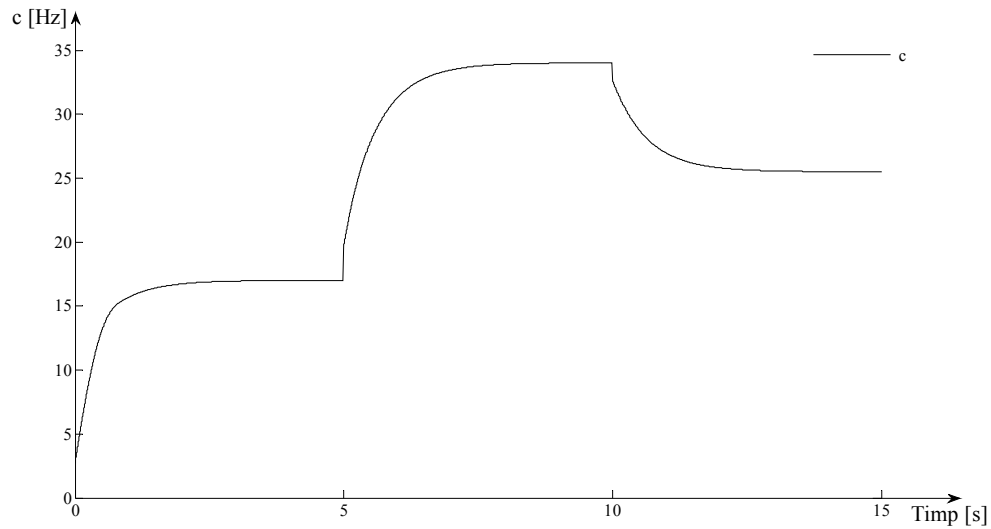


**Figura 7.10. Turația motorului asincron**

Frecvența tensiunilor de alimentare  $u_a$ , respectiv  $u_b$  (graficul din figura 7.11) se stabilizează la valorile corespunzătoare menținerii turației motorului asincron la valoarea referinței pentru toate cele trei subdomenii de timp ale simulării. Este evident că valorile de stabilizare ale frecvenței sunt mai mari decât cele corespunzătoare turației de sincronism pentru cele trei valori ale referinței, deoarece

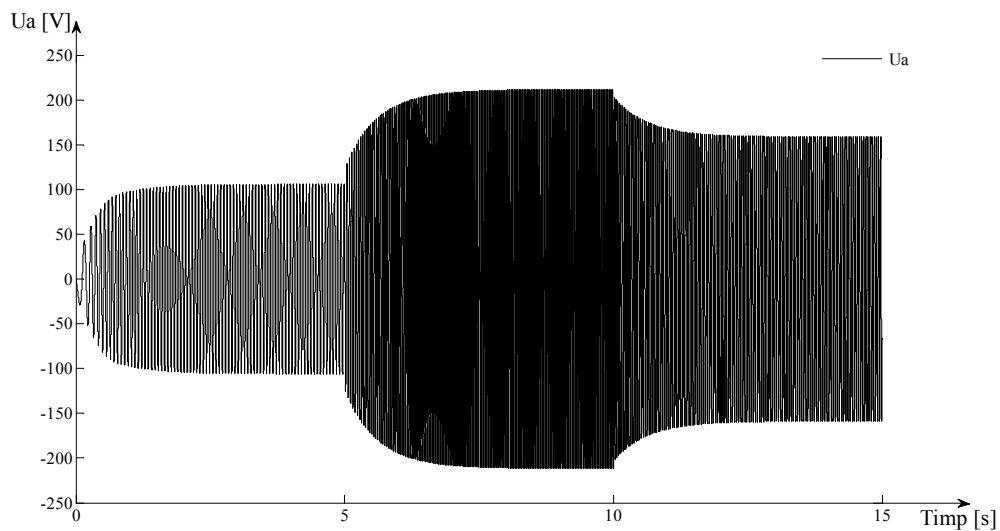


trebuie compensat și efectul alunecării. Astfel, pentru primul subdomeniu de timp al simulării (0-5s)  $f_{1st} = 17.005$  Hz, pentru al doilea subdomeniu de timp al simulării (5-10s)  $f_{1st} = 34.01$  Hz, iar pentru cel de-al treilea subdomeniu de timp al simulării  $f_{3st} = 25.512$  Hz,



**Figura 7.11. Evoluția semnalului de comandă**

Pentru o înțelegere mai bună a efectului aplicării relației  $\frac{u}{f} = ct$ , în figura 7.12 se exemplifică evoluția semnalului  $u_a$ .



**Figura 7.12. Evoluția semnalului  $u_a$**

Datorită numărului mare de puncte care generează graficul și prezentării acestuia în formă nemărită (neutilizând opțiunile de mărire din Simulink [28]), figura 7.12 nu prezintă o claritate foarte ridicată. În schimb este vizibil faptul că odată cu creșterea valorii frecvenței crește și valoarea tensiunii, respectiv odată cu scăderea valorii frecvenței scade și valoarea tensiunii.

#### **7.4. Concluzii**

1. În lucrarea curentă a fost tratată o aplicație pentru controlul turației unui motor asincron.
2. Simulările se bazează pe utilizarea modelului neliniar al unui motor asincron și în cadrul acestora se face abstracție de câteva detalii de implementare practică.
3. Pentru calculul parametrilor regulatorului s-a utilizat metoda releului și relațiile corespunzătoare criteriului Ziegler-Nichols.
4. Exemplul de simulare a sistemului de reglare a fost realizat în cazul în care cuplul rezistiv  $M_R = 0$ .

#### **7.5. Desfășurarea lucrării**

1. Să se implementeze și să se simuleze modelul motorului asincron în mediul Simulink pentru datele din subcapitolul 7.1 și să se parcurgă toate etapele prezentate în lucrare. Această cerință nu include exemplul din subcapitolul 7.2.a).

2. Să se repete simularea sistemului de reglare, pentru semnale de referință de tip treaptă de valori diferite decât cele din exemplu. În cazul în care sistemul nu face față la semnale de intrare treaptă cu o variație mare de la valoarea inițială la valoarea finală, să se recurgă la „întârzierea” referinței prin intermediul unei funcții de transfer de ordinul I sau ordinul II.

#### **7.6. Exercițiu opțional**

Să se studieze comportamentul sistemului de reglare, pentru diferite valori ale cuplului rezistiv  $M_R > 0$ .

## Bibliografie

- [1] Tănăsescu F. T., Stanciu V., Nițu S., Nițu C., „Agenda Tehnică“, Editura Tehnică, București, 1990.
- [2] Abrudean M., „*Teoria sistemelor și control automat*“, Editura MEDIAMIRA Cluj-Napoca, 1998.
- [3] Vînătoru M., „*Conducerea automată a proceselor industriale, Vol. 1*“, Editura Universitaria Craiova, 2001.
- [4] Iliescu S. S. , „*Teoria reglării automate*“, Editura Proxima, București, 2006.
- [5] Gârlășu ST., Coloși T., Feștilă L., „*Electronică și automatizări industriale*“, Editura Didactică și Pedagogică București, 1982.
- [6] Vînătoru M., Iancu E., Maican C., Cănuț G., „*Conducerea automată a proceselor industriale – Îndrumător de laborator - Vol. I -*“, Editura Universitaria Craiova, 2007.
- [7] Hângănuț M., „*Automatică*“, Editura Didactică și Pedagogică București, 1971.
- [8] Ionescu G., Ionescu V, Ionescu T, Dobrescu R., Borangiu T., Șerban S., Soare C., Vârbănescu R., „*Automatica de la A la Z*“, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1987.
- [9] Dobra P., „*Sisteme neliniare*“, Editura U.T.PRES Cluj-Napoca, 1999.
- [10] Dragomir T.-L., „*Elemente de Teoria Sistemelor I*“, Editura Politehnica, Timișoara, 2004.
- [11] Preitl Ș., Precup R.-E., Preitl Z, „*Structuri și algoritmi pentru conducerea automată a proceselor Volumul 2*“, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2009.
- [12] Coloși T., Ignat I., „*Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat*“, Atelierul de multiplicare al Institutului politehnic Cluj-Napoca, 1981.
- [13] Preitl Ș., Precup R.-E., Preitl Z., „*Structuri și algoritmi pentru conducerea automată a proceselor Volumul 1*“, Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2009.
- [14] Feștilă C., „*Reglatoare automate – proiectarea reglatoarelor continue*“, Atelierul de multiplicare al Institutului politehnic Cluj-Napoca, 1990.

- [15] Coloși T., Bikfalvi P., Isoc D., Aștilean A., Tudoran M., „*Tehnici de optimizare \*\*\**“, Atelierul de multiplicare al Institutului politehnic Cluj-Napoca, 1989.
- [16] Coloși T., Isoc D., Aștilean A., „*Automatizări Industriale Continue*“, Atelierul de multiplicare al Institutului politehnic Cluj-Napoca, 1983.
- [17] Feștilă C., Abrudean M., Dulf E., „*Electronică de putere în automatică*“, Editura Mediamira Cluj-Napoca, 2004.
- [18] Dumitrache I., Călin S., Boțan C., Nițu C., „*Automatizări și echipamente electronice*“, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
- [19] Aurora C., Ferrara A., „*Sensorless speed and flux regulation of induction motors : a sliding mode approach*“, Proc. 16th IFAC World Congress, 2005, Prague, Czech Republic.
- [20] Kelemen A., „*Acționări electrice*“, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
- [21] Neamțu V., „*Mașini electrice*“, Editura Mediamira, Cluj-Napoca, 2007.
- [22] Câmpeanu A., Iancu V., Rădulescu M. M., „*Mașini în acționări electrice*“, Editura SCRISUL ROMÂNESC Craiova, 1996.
- [23] Boldea I., „*Parametrii Mașinilor Electrice*“, Editura Academiei Române, București, 1991.
- [24] Moraru A., Hortopan V., Ciric I., „*Electrotehnică, Măsurări și Mașini Electrice*“, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
- [25] Coloși T., Abrudean M., Dulf E., Ungureșan M.-L., „*Numerical Modelling and Simulation Method for Lumped and Distributed Parameters Processes with Taylor Series and Local Iterative Linearization*“, Cluj-Napoca 2008.
- [26] Coloși T., Ungureșan M.-L., Dulf E., Cordoș R. C., „*Introduction to Analogical Modeling and Numerical Simulation with ( $M_{pdx}$ ) and Taylor Series Distributed Parameters Processes*“, Editura GALAXIA GUTENBERG, Cluj-Napoca, 2009.
- [27] Mîndru Gh., „*Electrotehnică și mașini electrice*“, Atelierul de multiplicare al Institutului politehnic Cluj-Napoca, 1976.
- [28] User Guide, Matlab 7.5.0 (R2007b).