

# **SOLUȚII PENTRU CONDUCEREA UNOR PROCESE OPTOMECATRONICE CU APLICAȚII ÎN DOMENIUL BIOMEDICAL**

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la  
Universitatea Politehnica Timișoara  
în domeniul AUTOMATICĂ

de către

**Ing. Corina Anca Mnerie**

Conducător științific: Prof.univ.dr.ing. Ștefan PREITL

Referenți științifici: Prof.univ.dr.ing. Vladimir RĂSVAN  
Prof.univ.dr.ing. Dumitru POPESCU  
Prof.univ.dr.ing. Radu-Emil PRECUP

Data susținerii tezei: 24.04.2015

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- |   |  |
|---|--|
| 1. Automatică                               | 10. Știința Calculatoarelor                |
| 2. Chimie                                   | 11. Știința și Ingineria Materialelor      |
| 3. Energetică                               | 12. Ingineria sistemelor                   |
| 4. Ingineria Chimică                        | 13. Inginerie energetică                   |
| 5. Inginerie Civilă                         | 14. Calculatoare și tehnologia informației |
| 6. Inginerie Electrică                      | 15. Ingineria materialelor                 |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 16. Inginerie și Management                |
| 8. Inginerie Industrială                    | 17. Arhitectură                            |
| 9. Inginerie Mecanică                       | 18. Inginerie civilă și instalații         |

Universitatea Politehnica Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2015

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității Politehnica Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,  
Tel./fax 0256 403823  
e-mail: editura@edipol.upt.ro

## Prefață

Teza de doctorat reprezintă o sinteză a rezultatelor de cercetare obținute pe parcursul activității mele ca doctorand în cadrul Departamentului de Automatică și Informatică Aplicată al Universității Politehnica Timișoara, în perioada 2003-2015, și ca asistent de cercetare în cadrul Universității „Aurel Vlaicu” din Arad, din 2009 până în prezent.

Adresez sincere mulțumiri domnului Prof.dr.ing. Ștefan PREITL pentru modul profesional în care m-a îndrumat pe întreg parcursul stagiului doctoral. Calde mulțumiri pentru încrederea acordată, pentru răbdare, pentru sprijinul științific și moral de care am beneficiat din partea domniei sale.

Mulțumiri deosebite adresez și domnului Prof.dr.ing. Virgil-Florin DUMA, de la Universitatea „Aurel Vlaicu” din Arad, pentru șansa acordată prin cooptarea mea în colectivul de cercetare a două proiecte, pentru suportul științific, material și moral oferit.

Mulțumesc, totodată, membrilor comisiei de îndrumare Conf.dr.ing. Florin DRĂGAN, Ș.I. dr.ing. Claudia-Adina BOJAN-DRAGOȘ și Ș.I.dr.ing. Mircea-Bogdan RĂDAC, pentru evaluarea, susținerea și coordonarea oferită înainte și în timpul elaborării tezei de doctorat.

Îmi exprim recunoștința față de membrii comisiei de doctorat, domnul Prof.dr.ing. Vladimir-Ioan CREȚU, Director al Departamentului de Calculatoare, Universitatea Politehnica Timișoara, domnul Prof.dr.ing. Vladimir RĂSVAN de la Universitatea din Craiova, domnul Prof.dr.ing. Dumitru POPESCU de la Universitatea Politehnica din București, și, nu în ultimul rând, domnul Prof.dr.ing. Radu-Emil PRECUP de la Universitatea Politehnica Timișoara, pentru onoarea de care am parte prin analiza lucrării, observațiile și comentariile constructive, precum și pentru acceptul de participare la susținerea publică a tezei de doctorat.

Adresez mulțumiri din tot sufletul familiei mele pentru permanenta susținere de care am avut parte, în toată această perioadă.

Teza de doctorat a fost realizată cu sprijin parțial din granturile IDEI 1896/2008 (2009-2011) și Parteneriate 1682/2012 (2012-2016).

Timișoara, aprilie 2015

**Corina Anca Mnerie**

Mnerie, Corina Anca

**SOLUȚII PENTRU CONDUCEREA UNOR PROCESE OPTOMECATRONICE CU APLICAȚII ÎN DOMENIUL BIOMEDICAL**

Teza de doctorat ale UPT, Seria 1, Nr. 19, Editura Politehnica, 2015, 151 pagini, 62 figuri, 22 tabele.

ISSN:1842-5208

ISBN: 978-606-554-941-8

Cuvinte cheie:

structuri de reglare automată, algoritmi de reglare, proiectare bazată pe model, soluții LCA, reglare GPC, galvoscaner, sistem optomecatronic

Rezumat:

Teza de doctorat este orientată spre dezvoltarea unor noi soluții care să genereze creșterea performanțelor sistemelor de scanare de tip galvoscaner. Îmbunătățirea performanțelor este realizată prin dezvoltarea unor noi soluții de reglare (obiectiv principal) și prin analiza și generarea unor semnale de referință dedicate cu variație specifică (obiectiv secundar). Soluțiile de reglare propuse și dezvoltate sunt realizate cu metode de proiectare bazate pe model (Model Based Design - MBD) și pot fi încadrate în categoria soluțiilor Low Cost Automation (LCA) dedicate clasei de procese optomecatronice de tip galvoscaner. Pentru proiectarea reguletoarelor sunt abordate metode clasice, bazate pe criterii de optim, și metode bazate pe reglare predictivă GPC (Generalized Predictive Control). Soluțiile propuse au fost testate prin simulare pe modelul aplicației de laborator cu date numerice reale.

## CUPRINS

Lista de figuri	8
Lista de tabele	12
Lista de abrevieri	13
Lista de notații	14
<b>1. Introducere</b>	<b>16</b>
1.1. Scurtă descriere a tezei	16
1.2. Sinteză a contribuțiilor aduse prin teză	18
<b>2. Soluții moderne de scanare destinate aplicațiilor biomedicale</b>	<b>20</b>
2.1. Scanere optice	20
2.1.1. Puncte de vedere în clasificarea dispozitivelor de scanare (DS)	21
2.1.2. Aplicații remarcabile ale sistemelor de scanare	22
2.2. Scanere de tip galvanometric (GS – Galvanometer based Scanner)	23
2.2.1. Arhitectura constructiv-funcțională a Galvoscanerelor	24
2.2.2. Semnale de referință utilizate în conducerea galvoscanerelor	26
2.2.2.1. Semnal de referință compus de tip „liniar + sinusoidal”	29
2.2.2.2. Semnal de referință compus de tip „liniar + parabolic”	33
2.3. Studiu de caz relativ la echipamentul abordat în teză: Galvoscaner Thorlabs 1D (GVS001)	36
2.3.1. Arhitectura constructiv – funcțională a galvoscanerului Thorlabs 1D	36
2.3.2. Standul experimental pentru studiul și testarea echipamentului GS 1D	38
2.3.3. Cerințe și condiții de funcționare impuse GS 1D	38
2.3.4. O aplicație reprezentativă pentru galvoscanere – sistemul de tomografie optică în coerență (OCT – Optical Coherence Tomography)	39
2.4. Concluzii și contribuții personale	42
<b>3. Analiza și modelarea sistemului cu galvoscaner – posibilități de creștere a performanțelor sistemului</b>	<b>43</b>
3.1. Modele matematice pentru GS	43
3.1.1. Model matematic aferent galvoscanerul cu magnet permanent în rotor (BLDC-m)	44
a. Modelul Matematic (MM) aferent PC – servomotorul de curent continuu cu magnet permanent în rotor	44
b. Structura de GS cu regulatorul de tip RG-PDT1; funcția de transfer aferenta buclei de reglare cu ieșirea poziția unghiulară $\theta(t)$	46
c. Echivalența formală - între GS care funcționează în buclă de reglare (closed-loop) cu GS care funcționează izolat (open-loop)	47
d. Detalii privind posibilitățile concrete de amplasare a detectorului optic	48
e. Influența modificării temperaturii interioare de funcționare a sistemului	49
3.1.2. Un model matematic cu timp mort pentru galvoscaner	50
3.1.3. Validarea MM bazată pe determinări experimentale (identificare experimentală) și rezultate de simulare	51
a. Rezultate experimentale	51
b. Sinteza asupra valorilor numerice pentru GS studiat	53

## 6 Cuprins

c. Rezultate de simulare pentru validarea MM	53
d. Modele matematice (MM) asociabile perturbațiilor externe și interne, parametrice	57
3.2. Unele dezavantajele ale soluției de bază de GS în buclă de reglare cu regulator PD-T1. Posibilități de îmbunătățire a performanțelor	58
3.2.1. Analiza princialelor dezavantajele ale soluției de bază GS cu bucla de reglare cu regulator PDT1	58
3.2.2. Posibilități de îmbunătățire a performanțelor	58
3.3. Concluzii și contribuții personale	59
<b>4. Structuri de conducere clasice și moderne propuse în teză pentru galvoscanere</b>	60
4.1. Structuri de conducere automată utilizate	61
4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu regulatoare clasice, varianta cu regulator PD-T1 și regulator PID	62
4.2.1 Metode clasice de proiectare a RG convenționale bazat pe criterii de optim. Sinteză selectivă, orientată pe aplicație	63
A. Criteriul Modulului Optim - varianta Kessler (MO)	63
B. Criteriul Optimului Simetric (SO)	66
C. Criteriul Optimului Simetric Extins (ESO method)	66
4.2.2 Dezvoltarea unor noi soluții de reglare (extinse) cu RG clasice pentru conducerea sistemului cu galvoscaner	67
A. Soluția de reglare de bază a sistemului cu galvoscaner (soluția suport)	67
B. Structura de reglare cu regulator PI înseriat cu RG PD-T1 în bucla de bază	68
C. Structura de reglare extinsă cu două bucle cu regulator PID-T1 în bucla externă (principală)	69
4.2.3. Rezultate de simulare și concluzii relative la soluțiile de reglare propuse	70
A. Performanțe realizate în domeniul timp	70
B. Analiza de sensibilitate relativă la structurile de reglare nou dezvoltate	74
4.3. Soluții de reglare cu predicție propuse pentru galvoscanere	77
4.3.1. Metode de proiectare a regulatoarelor predictive bazate pe model - Model based Predictive Control. Sinteză selectivă, orientată pe aplicație	78
4.3.2. Dezvoltarea soluției de reglare bazat pe algoritmul de reglare predictiv generalizat, Generalized Predictive Control (GPC)	80
4.3.3. Dezvoltarea algoritmului de reglare predictiv (GPC) pentru GS în variantă 2DOF (RST). Studiu de caz orientat pe aplicație.	82
A. Reformularea a.r. GPC în reprezentarea IMC respectiv 2DOF (RST).	82
B. O modalitate de tratare a limitărilor introduse în semnalul de comandă.	84
C. Tratarea studiului de caz	85
4.3.4. Rezultate de simulare	89
4.3.5. Dezvoltarea unei soluții de reglare cu predicție utilizând Toolbox-ul Matlab MPC. Studiu de caz orientat pe aplicație.	92
4.3.6. Soluții de reglare pentru cazul în care aplicația prezintă timp mort; utilizarea schemelor de reglare cu predictor Smith	94
A. Punerea problemei	94
B. Dezvoltarea unei soluții de reglare cu predictor Smith pentru aplicația GS	98
4.4. Analiza soluțiilor de reglare adoptate bazată pe evaluarea indicatorilor integrali (de optimizare dinamică)	101

---

4.4.1. Studiul de optimalitate asupra parametrilor RG pentru soluția de bază (GS cu RG PD-T1)	103
4.4.2. Studiul de optimalitate asupra parametrilor RG pentru soluția nou propusă – soluția de bază extinsă cu PID-T1	107
4.5. Concluzii și contribuții personale	111
<b>5. Concluzii. Contribuții aduse prin teză. Direcții ulterioare de cercetare.</b>	113
5.1. Concluzii finale	113
5.2. Sinteză asupra contribuțiilor aduse prin teză	115
5.3. Direcții ulterioare de cercetare	117
<b>Anexe</b>	118
Anexa 3.1 Echivalența funcțională a motoarelor DC-m și BLDC-m	119
Anexa 3.2 Diagrame și scheme de simulare pentru generarea unor semnale speciale de referință	123
Anexa 4. Transfer fără șocuri de pe un algoritm de reglare pe alt algoritm de reglare numerică	131
<b>Bibliografie</b>	139
<b>Lucrări proprii</b>	146

## LISTA DE FIGURI

<b>Nr. Figură</b>	<b>Semnificație</b>
Fig. 2.2.1.	Galvoscanerul 1D
Fig. 2.2.2.	Funcția de scanare (a) de tip triunghiular; (b) de tip dinte de fierăstrău
Fig. 2.2.3.	Funcția de scanare compusă pe intervale
Fig. 2.2.4.	Semnal „liniar+sinusoidal” cu $f=100\text{Hz}$ , $A=0,25\text{V}$ , $\eta=96\%$ , generat în Matlab Simulink (a) pentru o perioadă, (b) detaliu de racordare liniar și sinusoidal
Fig. 2.2.5.	Semnal „liniar+parabolic” cu $f=100\text{Hz}$ , $A=0,25\text{V}$ , $\eta=96\%$ , generat în Matlab Simulink (a) pentru o perioadă, (b) detaliu de racordare liniar și parabolic
Fig. 2.3.1.	Galvoscanerul Thorlabs GVS001
Fig. 2.3.2.	(a) Stand experimental pentru studiul GS 1D; (b) Schema bloc funcțională a GS Thorlabs GVS001
Fig. 2.3.3.	Schema de principiu a unui sistem OCT (după [29], prelucrat)
Fig. 2.3.4.	Exemplificarea scanării laterale cu GS bidimensional (după [3])
Fig. 2.3.5.	Dispozitiv de mână pentru scanarea cu GS 1D (după [33])
Fig. 3.1.1.	Schema bloc a unui SRA-c
Fig. 3.1.2.	Schema bloc a servomotorului de curent continuu cu magnet permanent rotativ
Fig. 3.1.3.	Exemplificarea funcției de scanare (după [21])
Fig. 3.1.4.	Posibilități de amplasare a detectorului optic pe axul motorului
Fig. 3.1.5.	Exemple selectate pentru răspunsul experimental la semnal treaptă ale sistemului GS: (a) semnal treaptă unitar, situația fără $T_m$ semnificativ, (b) semnal treaptă unitar, situația cu $T_m$ semnificativ
Fig. 3.1.6.	Exemple selectate pentru răspunsul experimental al sistemului GS pentru: (a) semnal sinusoidal (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), (b) semnal triunghiular (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), (c) semnal dinte de fierăstrău cu acoperire de 80% (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V).
Fig. 3.1.7.	Schema Simulink pentru validarea MM propus pentru GS
Fig. 3.1.8.	Răspunsul prin simulare a MM propus la: (a) semnal treaptă unitar fără evidențierea efectului perturbației; (b) semnal treaptă unitar cu evidențierea efectului perturbației
Fig. 3.1.9.	Răspunsul prin simulare a MM propus la: (b) semnal sinusoidal (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), (c) semnal triunghiular (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), (d) semnal dinte de fierăstrău cu acoperire de 80% (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V).
Fig. 3.1.10.	Caracteristicile de pulsație pentru: (a) sistemul GS - servomotor + RG PD-T1 – (schema Simulink din fig. 3.1.17), (b) sistemul de ordin 2 echivalent (f.t. din rel. (3.1.-11))



- Fig. 3.1.11. Schema bloc aferentă MM a părții mecanice (echipamentul mecanic) în care a fost evidențiată acțiunea perturbațiilor posibile în cuplul mecanic: în cuplul perturbator extern ( $m_s$ ) și în cuplul de frecări  $m_f$  (intern)
- Fig. 4.1.1. (a) SRA-c adaptată la studiul de caz, (b). SRA-c cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 adaptată la studiul de caz, (c) Schema bloc a unui SRA-csd (cvasi-cascadă) cu două bucle de reglare, adaptată la studiul de caz (Observație: în cazul în care se utilizează un același EM,  $EM_2=EM_1=EM$  este unic și se va considera completarea punctată)
- Fig.4.2.1. Răspunsul la semnal treaptă de referință a SRA propuse: (a) soluția de conducere cu RG PI înseriat în structura de bază, perturbație de tip treaptă; (b) perturbație de tip rampă limitată; (c) soluția de conducere în cascadă cu RG PID-T1 extins, perturbație de tip treaptă, (d) detaliu pentru (c); (e) perturbație de tip rampă limitată; (f) detaliu pentru (e)
- Fig. 4.2.2. Răspunsul SRA cu RG PID-T1 extins pentru semnale de referință periodice cu frecvența 200 Hz (a) sinusoidal, (b) triunghiular, (c) dinte de fierăstrău cu acoperire 80%, (d) semnal compus „liniar+sinusoidal” cu frecvența 100 Hz
- Fig. 4.2.3. Răspunsul SRA cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 existent pentru semnal de referință periodic: sinusoidal (a) frecvența 33,33 Hz, (c) frecvența 200 Hz, (e) frecvența 400Hz și triunghiular (b) frecvența 33,33 Hz, (d) frecvența 200 Hz, (e) frecvența 400Hz
- Fig. 4.2.4. Analiza comparativă a soluțiilor de reglare propuse (cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 existent în bucla de bază, respectiv cu RG PID-T1 extins) în domeniul pulsațiilor (a) Caracteristicile Bode ale sistemului deschis  $H_o(j\omega)$ , (b) Hodograful lui Nyquist  $\omega: 0_+ \rightarrow \infty$  și cercurile.
- Fig. 4.3.1. Schema bloc informațională a unei structuri de reglare în varianta 2DOF (RST) (a) clasic, (b) extinsă cu element de limitare pe ieșirea regulatorului.
- Fig. 4.3.2. Schema bloc aferentă a unei structuri de reglare bazată pe model intern (IMC) cu incorporarea limitării pe ieșirea regulatorului (după [71] și [82])
- Fig. 4.3.3. Răspunsul sistemului la semnal treaptă unitar,  $\lambda=0.8, 0.3, 0.1, 0.05$ : (a)  $N_u=3$ ; (b)  $N_u=5$ ; (c)  $N_u=10$ .
- Fig. 4.3.4. Răspunsul sistemului la semnal treaptă unitar  $N_u=3, 5, 10$ : (a)  $\lambda=0.1$ ; (b)  $\lambda=0.8$ .
- Fig. 4.3.5. (a) Evoluția comenzilor generate de RG predictive ( $N_u=10$ ) versus RG PID-T1 extins; (b) Evoluția eroarilor de reglare a SRA cu RG predictiv ( $N_u=10$ ) versus SRA cu RG PID-T1.
- Fig. 4.3.6. Comparație a răspunsului sistemului cu regulator predictiv la semnale periodice: (a) sin 100Hz; (b) sin 400Hz; (c) triunghi 100Hz; (d) triunghi 400Hz.
- Fig. 4.3.7. Răspunsul sistemului la semnal treaptă unitar utilizând MPC Toolbox,  $\lambda=0.8$ : (a)  $N_u=3$ ; (b)  $N_u=5$ ; (c)  $N_u=10$ ; (d)  $N_u=12$ .
- Fig. 4.3.8. Răspunsul sistemului la semnale periodice utilizând MPC Toolbox,  $\lambda=0.8, N_u=12$ : (a) sin 200Hz; (b) triunghi 200Hz; (c) dinte de fierăstrău 200Hz, grad de acoperire 80%; (d) semnal compus liniar+sinusoidal 100Hz.

- Fig. 4.3.9. Structura unui SRA cu predictor Smith (a) varianta de bază, (b) varianta reconfigurată (informațional)
- Fig. 4.3.10. Schema bloc aferentă SRA cu predictor Smith discret în varianta abordată și dezvoltată în teză, pentru conducerea sistemelor optice de scanare
- Fig. 4.3.11. SRA cu predictor Smith discret - varianta adaptivă pentru timp mort variabil (după [97])
- Fig. 4.3.12. Schema Matlab-Simulink SRA cu predictor Smith discret.
- Fig. 4.3.13. Răspuns SRA cu predictor Smith discret pentru: (a) PC – model redus GS; (b) PC – model extins GS
- Fig. 4.3.14. Răspuns SRA cu predictor Smith discret pentru semnal de intrare: (a) treaptă unitar; (b) sinusoidal; (c) detaliu reprezentativ (b); (d) triunghiular; (e) detaliu reprezentativ (d); (f) dinte de fierăstrău; (g) și (h) detalii reprezentative (f)
- Fig. 4.4.1. Variația indicatorilor integrali pentru  $k_{PD}$  variabil (conform tabel 4.4.1) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă
- Fig. 4.4.2. Variația indicatorilor integrali pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.2) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă
- Fig. 4.4.3. Variația indicatorilor integrali pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.3) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă
- Fig. 4.4.4. Variația mărimilor SRA de bază pentru  $k_{PD}$  variabil (conform tabel 4.4.1) (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare
- Fig. 4.4.5. Variația mărimilor SRA de bază pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.2) (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare
- Fig. 4.4.6. Răspunsul SRA utilizând pentru parametrii RG PD-T1 valorile optime conform criteriului  $J_1$ :  $k_{PD} = 2.35 \times k_{PD}$ ,  $T_d = 2.5 \times T_d$  și  $T_f = 0.1T_f$
- Fig. 4.4.7. Variația indicatorilor integrali pentru  $K_R$  variabil (conform tabel 4.4.5) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă.
- Fig. 4.4.8. Variația indicatorilor integrali pentru  $T_i$  variabil (conform tabel 4.4.6) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă
- Fig. 4.4.9. Variația indicatorilor integrali pentru  $T_i$  variabil (conform tabel 4.4.7) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă
- Fig. 4.4.10. Variația mărimilor SRA de bază pentru  $K_R$  variabil (conform tabel 4.4.5) (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare.
- Fig. 4.4.11. Variația mărimilor SRA de bază pentru  $T_i$  variabil (conform tabel 4.4.6) (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare.
- Fig. 4.4.12. Variația mărimilor SRA de bază pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.7) (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare.
- Fig. A3.1.1. Schema motorului de curent continuu – DC-m

- 
- Fig. A3.1.2. Schema electrică a motorului BLDC-m
- Fig. A3.2.1. Diagrama de generare a semnalului compus „liniar+sinusoidal” -  $s(t)$
- Fig. A3.2.2. Schema Simulink pentru generarea semnalului compus „liniar+sinusoidal”
- Fig. A3.2.3. Diagrama de generare a semnalului compus „liniar+parabolic” -  $p(t)$
- Fig. A3.2.4. Schema Simulink pentru generarea semnalului compus „liniar+parabolic”
- Fig. A4.1.1. Diagrama bloc a RG de ordinul n.
- Fig. A4.1.2. (a) Schema generală de comutare între doi algoritmi de reglare numerică; (b) Schema de comutare între doi a.r.n. în forma canonică reglabilă.
- Fig. A4.1.3. Schema bloc de comutare între doi a.r.n. de ordinul 1.
- Fig. A4.1.4. Schema bloc de comutare între doi a.r.n. de ordinul 2.

## LISTA DE TABELE

<b>Nr. Tabel</b>	<b>Semnificație</b>
Tabelul 1.1.1.	Prezentare succintă a contribuțiilor personale
Tabelul 2.2.1.	Sinteza elementelor constructive ale GS conduse în buclă de reglare
Tabelul 2.2.2.	Sinteza asupra informațiilor necesare pentru generarea unor semnale de referință de tip „liniar+sinusoidal”
Tabelul 2.3.1.	Specificații tehnice ale GS Thorlabs GVS001
Tabelul 3.1.1.	Valori numerice ale parametrilor MM al GS
Tabelul 4.2.1.	Relații specifice legate de proiectarea bazată pe Criteriul MO (variantea Kessler) [29], [51]
Tabelul 4.2.2.	Relații specifice legate de proiectarea bazată pe Criteriul Optimului Simetric (variantea Kesler)
Tabelul 4.2.3.	Valori numerice pentru parametrilor RG utilizate în simulări
Tabelul 4.2.4.	Sinteză asupra performanțelor pentru soluțiile de reglare propuse
Tabelul 4.2.5.	Valorile maximumului funcției de sensibilitate și a inversei funcției de sensibilitate pentru soluțiile de reglare propuse
Tabelul 4.3.1.	Expresiile polinoamelor necesare calculului regulatorului predictiv.
Tabelul 4.3.2.	Expresiile polinoamelor regulatorului predictiv.
Tabelul 4.3.3.	Performanțele SRA pentru soluțiile de reglare predictive propuse
Tabelul 4.3.4.	Performanțele SRA pentru soluțiile de reglare predictive propuse
Tabelul 4.4.1.	Valorile indicatorilor integrali $J_1$ și $J_2$ (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate $\sigma_1$ și $t_r$ pentru soluția de bază în condițiile $k_{PD}$ variabil, $T_D$ și $T_f$ constant.
Tabelul 4.4.2.	Valorile indicatorilor integrali $J_1$ și $J_2$ (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate $\sigma_1$ și $t_r$ pentru soluția de bază în condițiile $T_d$ variabil, $k_{PD}$ și $T_f$ constant.
Tabelul 4.4.3.	Valorile indicatorilor integrali $J_1$ și $J_2$ (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate $\sigma_1$ și $t_r$ pentru soluția de bază în condițiile $T_f$ variabil, $k_{PD}$ și $T_d$ constant.
Tabelul 4.4.4.	Valorile parametrilor RG PID-T1 pentru soluția extinsă
Tabelul 4.4.5.	Valorile indicatorilor integrali $J_1$ și $J_2$ (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate $\sigma_1$ și $t_r$ pentru soluția propusă cu RG PID-T1 extins în condițiile $K_R$ variabil, $T_d$ , $T_i$ și $T_f$ constant.
Tabelul 4.4.6.	Valorile indicatorilor integrali $J_1$ și $J_2$ (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate $\sigma_1$ și $t_r$ pentru soluția propusă cu RG PID-T1 extins în condițiile $T_i$ variabil, $K_R$ , $T_d$ și $T_f$ constant.
Tabelul 4.4.7.	Valorile indicatorilor integrali $J_1$ și $J_2$ (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate $\sigma_1$ și $t_r$ pentru soluția propusă cu RG PID-T1 extins în condițiile $T_d$ variabil, $K_R$ , $T_i$ și $T_f$ constant.
Tabelul A3.1.1.	Comparație DC-m și BLDC-m

## LISTA DE ABREVIERI

Abrevieri	Semnificație
GS	Galvoscaner, scanner de tip galvanometric (Galvanometer-based scanner, Galvo)
GS 1D, GS 2D	GS unidimensional, respectiv bidimensional
DS	Dispozitive de scanare
CM	Microscop confocal (Confocal Microscope)
OCT	Tomografie în coerență optică (Optical Coherence Tomography)
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
SRA	Sistem de reglare automată
SRA-c	Sistem de reglare automată convențional
SRA-csd	Sistem de reglare automată în cascadă
MM	Model matematic
MM-II	Model matematic intrare-ieșire
MM-ISI	Model matematic intrare-stare-ieșire
SISO	Single Input Single Output
f.t.	Funcție de transfer
a.r.n.	Algoritm de reglare numerică
PC	Proces condus
EM	Element de măsură
EE	Element de execuție
2DOF	Două grade de libertate (Two Degrees of Freedom)
RG	Regulator
RG PI	Regulator Proporțional-Integrator
RG PID-T1	Regulator Proporțional-Integrator-Derivativ cu temporizare
RG PD-T1	Regulator Proporțional-Derivativ cu temporizare
RG 2DOF	Regulator cu două grade de libertate
RG 2DOF-RST	Regulator cu două grade de libertate realizat în varianta de implementare cu polinoame R, S, T.
DC-m	Motor de current continuu (Direct current motor)
BLDC-m	Motor de current continuu fără perii (Brushless DC-m)
BLS-m	Motor sincron fără perii (Brushless Sincron motor)
PT2-Tm	Sistem de ordinul doi cu timp mort
MPC	Model Predictive Control
GPC	Generalized Predictive Control
MO-m	Metoda Modulul Optim
SO-m	Metoda Optimul Simetric
ESO-m	Metoda Optimul Simetric extins
CARIMA	Controller Auto-Regressive Integrated Moving-Average
IMC	Internal Model Control

## LISTA DE NOTAȚII

<b>Notații</b>	<b>Semnificație</b>
$t_a$	timp util de scanare
$\tau$	timp inutilizabil de scanare
$f$	frecvența semnalului periodic
$T$	perioada semnalului periodic
$\omega$	pulsația semnalului
$A$	amplitudinea semnalului triunghiular
$x_a$	amplitudinea de scanare utilă
$v$	viteza de scanare
$\eta$	randament de scanare (duty cycle)
$a_0$	amplitudinea semnalului sinusoidal
$a, b, c$	coeficienții ecuației de gradul doi
$u_a(t)$	tensiunea de alimentare a motorului
$u_c(t)$	tensiunea de comandă
$i_a(t)$	curentul prin indus
$R_a$	rezistența bobinei
$L_a$	inductanța bobinei
$\omega(t)$	viteza unghiulară a motorului
$\theta(t)$	poziția unghiulară a motorului
$k_e$	constanta de flux
$k_m$	coeficient electromagnetic
$k_A$	constanta de amplificare
$m_s$	cuplul rezistent (de sarcină) (DC-m)
$m_f$	cuplul de frecare (DC-m)
$k_f$	coeficientul de frecări vâscoase (DC-m)
$J$	moment de inerție
$e_a(t)$	tensiunea contra electromotoare
$T_a$	constanta de timp electrică
$T_m$	constanta de timp mecanică (motoare)
$k_{GS}$	factorul de amplificare global al servosistemului
$T_d$	constantă de timp de derivare
$T_f$	constantă de timp de filtrare
$K$	coeficientul de amplificare
$\omega_0$	pulsația internă a sistemului
$\xi$	coeficientul de amortizare
$k$	coeficientul elastic al arcului
$m$	momentul magnetoelectric
$B$	inducția magnetică prin cadru
$N$	numărul de spire
$S$	aria cadrului
$x(\theta)$	funcție de scanare liniară
$z^{-1}$	operator de întârziere discret

---

$T_e$	perioadă de eșantionare
$T_m$	timp mort
$d$	timp mort discret
$w(t), w(s)$	mărime de referință
$e(t), e(s)$	eroare de reglare
$y(t), y(s)$	mărime de ieșire
$\sigma_1$	suprareglaj
$t_1, t_{r1}$	timp de primă reglare
$t_r$	timp de reglare
$T_{\Sigma}$	Constantă de timp egală cu suma constantelor de timp mici
$S_0(s)$	funcția de sensibilitate
$M_{s0}$	valoarea maximă a funcției de sensibilitate
$M_{s0}^{-1}$	inversa valorii maxime a funcției de sensibilitate
$H_0(s)$	f.t. a sistemului deschis
$H_{0opt}(s), H_{ropt}(s)$	f.t. optimizate ale sistemului deschis și închis
$\beta$	parametru de proiectare metoda ESO
$\Phi_r$	rezerva de fază
$N_1$ și $N_2$	limitele orizontului de predicție (GPC/MPC)
$N_u$	orizontul de control (GPC/MPC)
$\lambda$	operator de ponderare constant (GPC/MPC)
$\hat{y}((t+j t))$	valoarea predicată a ieșirii la momentul de timp (t+j) (GPC/MPC)
$\delta(j)$ și $\lambda(j)$	secvențe ale operatorilor de ponderare (GPC/MPC)
$J(N_1, N_2, N_u)$	funcția obiectiv (GPC/MPC)
$\Delta$	operator de incrementare (GPC/MPC)
$T(z), R(z), S(z)$	polinoamele regulatorului 2DOF
$A_i(z^{-1}), B_i(z^{-1}),$ $C_i(z^{-1}), D(z^{-1}),$ $E_i(z^{-1}), F_i(z^{-1}),$ $G_i(z^{-1})$	Polinoame discrete necesare în calculul GPC
$J_1, J_2$	indicatori integrali
$i_d, i_q$	curentul axei d, respectiv q
$L_d, L_q$	inductanța după axa d, respectiv q

# 1. INTRODUCERE

## 1.1. Scurtă descriere a tezei

Prezenta teză de doctorat este orientată spre dezvoltarea unor noi soluții care să genereze creșterea performanțelor sistemelor de scanare de tip galvoscaner. Soluțiile propuse și dezvoltate sunt realizate cu metode de proiectare bazate pe model (Model Based Design - MBD) și pot fi încadrate în categoria soluțiilor Low Cost Automation (LCA) dedicate clasei de procese optomecatronice de tip galvoscaner.

În acest sens au fost stabilite două obiective prin intermediul cărora se poate realiza îmbunătățirea calității scanării, pentru echipamentele de tip galvoscaner:

- *Obiectivul principal* constă în dezvoltarea de noi soluții de reglare automată - clasice și moderne - care să asigure performanțele de regim dinamic și staționar dorite.
- *Obiectivul secundar* constă în studiul și generarea unor semnale de referință cu variație specifică, capabile să crească performanțele sistemelor de scanare ce utilizează galvoscanere.

Teza de doctorat a fost elaborată în contextul unei dezvoltări continue a dispozitivelor de scanare, a integrării acestora în sisteme de scanare complexe cu aplicații directe în domeniul biomedical de investigare neinvazivă și fără contact cu proba, *in vitro* și/sau *in vivo*. Aplicația abordată în lucrare este focalizată pe un dispozitiv de scanare oscilant pentru scanare unidimensională, scanner de tip gavanometric, și este reprezentativă pentru o clasă de procese optomecatronice.

Lucrarea este structurată în cinci capitole principale.

Capitolul 2 este destinat prezentării succinte a scannerelor optice în general, respectiv prezentării scannerelor de tip galvanometric (numite și galvoscanere) în particular. Galvoscanerele sunt analizate atât din punct de vedere al arhitecturii lor constructiv-funcționale, cât și prin prisma tipurilor de semnale de referință utilizate în conducerea lor. În finalul capitolului este prezentat echipamentul de laborator utilizat ca aplicație în cadrul tezei - Galvoscanerul Thorlabs GVS001 - și standul experimental conceput, aflat în laboratorul de optomecatronică a Universității "Aurel Vlaicu" din Arad.

În capitolul 3, pentru aplicația abordată, este dezvoltată și prezentată analiza de detaliu a sistemului de tip galvoscaner în scopul modelării și încadrării acestui echipament într-o structură de reglare automată (SRA). Se prezintă un model matematic detaliat, validat prin compararea rezultatelor obținute experimental cu rezultatele de simulare în Matlab Simulink; acest model va constitui în continuare model de referință pentru noile soluții de reglare propuse în cap. 4. Un model de ordin redus, de tip benchmark, necesar/util în proiectarea unor noi structuri de reglare extinse, și un model matematic cu timp mort, utilizat în dezvoltarea soluției de reglare cu predictor Smith, sunt de asemenea elaborate și prezentate. Tot în cadrul acestui capitol sunt modelate și prezentate principalele tipuri de perturbații care pot afecta funcționarea galvoscanerelor.



Evaluarea performanțelor realizate de echipament este realizată în mod critic prin sublinierea dezavantajelor soluției de bază și enumerarea posibilităților de îmbunătățire a acestora.

Rezultatele de cercetare referitoare la identificarea experimentală a echipamentului și la studiul semnalelor de referință pentru conducerea galvoscanerelor a fost realizată în cadrul colectivului de cercetare în optomecatronică a universității din Arad. Comunicarea și publicarea unor rezultate a fost susținută prin două granturi naționale de cercetare (unul de tip IDEI și cel de-al doilea de tip Parteneriate), la care am participat, respectiv particip în calitate de membră.

Bazat pe analiza neajunsurilor sistemului cu galvoscaner, prezentate în finalul cap. 3, în capitolul 4 sunt dezvoltate și prezentate noile structuri de conducere pentru galvoscanere după cum urmează:

- Soluții de reglare automată bazate pe SRA clasice:
  - ✓ SRA convențional cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 existent în bucla de reglare de bază; metoda adoptată pentru proiectarea RG PI este metoda Optimului Simetric Extins, studiul fiind realizat pentru trei valori ale parametrului  $\beta$ .
  - ✓ SRA în cascadă cu RG PID-T1 extins în bucla de reglare externă; metoda adoptată pentru proiectarea RG PID-T1 este metoda Modulului Optim.
- Soluții de reglare automată cu SRA cu predicție bazate pe modelul procesului:
  - ✓ Soluția cu algoritm de reglare predictiv cu RG cu două grade de libertate (2DOF) în variantă de SRA – RST; metoda aleasă pentru proiectarea RG predictiv este GPC, studiul pentru stabilirea celei mai bune soluții, dintre cele proiectate, bazându-se pe diferite valori ale parametrilor RG predictiv ( $N_u - 3$  valori,  $\lambda - 4$  valori).
  - ✓ Soluția cu algoritm de reglare predictiv generat prin intermediul programului Matlab MPC Toolbox.
  - ✓ Soluția de reglare cu predictor Smith pentru cazul sistemului cu timp mort.

Tot în cadrul acestui capitol, pentru soluțiile de reglare automată propuse, bazate pe RG clasice, se realizează o analiză de sensibilitate și o analiză bazată pe evaluarea indicatorilor integrali (de optimizare dinamică) ai sistemului de reglare.

Toate soluțiile propuse sunt prezentate prin intermediul diagramelor informaționale, a valorilor numerice ale parametrilor RG, a reprezentărilor grafice obținute prin simulare la diferite tipuri de semnale de referință și a tabelor concepute pe baza principalilor indicatori de performanță.

Ultimul capitol, capitolul 5, sintetizează concluziile finale, contribuțiile personale și propune noi direcții de cercetare bazate pe rezultatele obținute la momentul finalizării tezei de doctorat.

Cele trei Anexe și Bibliografia sunt prezente în partea finală a tezei. Anexa 3.1 cuprinde scheme de simulare și diagrame logice referitoare la generarea semnalelor de referință complexe specifice funcționării galvoscanerelor. Anexa 3.2 prezintă justificarea echivalenței funcționale, prin modelare matematică, a motoarelor de tip BLDC-m (elementul de execuție a GS) și DC-m. Aceste aspecte nu sunt incluse în detaliu în cadrul capitolelor principale ale tezei, dar sunt parte integrantă a acesteia.

În Anexa 4.1. sunt prezentate rezultatele unor cercetări preliminare legate de implementarea unor algoritmi de conducere discreți de ordin superior în vederea

asigurării „tregerii fără șoc” la schimbarea condițiilor de funcționare a procesului; aceste rezultate preliminare vor constitui suport pentru cercetările ulterioare.

Rezultatele prezentate în teză continuă linia cercetărilor în domeniul conducerii sistemelor mecatronice ale Colectivului de *Conducerea Proceselor* al Departamentului de Automatică și Informatică Aplicată, al Universității Politehnica Timișoara.

## 1.2. Sinteza a contribuțiilor aduse prin teză

Contribuțiile personale aduse prin intermediul prezentei teze de doctorat sunt evidențiate, alături de concluzii, în finalul fiecărui capitol principal, și detaliat în ultimul capitol. O sinteză este prezentată și în tabelul 1.1.1.

Tabelul 1.1.1 – Prezentare succintă a contribuțiilor personale

Capitol	Contribuții	Articole suport
Cap.2	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Analiza sistemică și constructiv-funcțională a echipamentului de laborator galvoscaner Thorlabs GVS001 cu stabilirea condițiilor și cerințelor de funcționare a echipamentului de scanare;</li> <li>- Conceperea și realizarea standului experimental din cadrul laboratorului de Optomecatronică al Universității „Aurel Vlaicu” din Arad;</li> <li>- Bazat pe studiul bibliografic referitor la semnalele utilizate ca referință în funcționarea galvoscanerelor, se dezvoltă și prezintă o metodă de calcul algoritmic a semnalelor de referință optimizate de tip „liniar+sinusoidal” și „liniar+parabolic”; în acest sens sunt prezentate și rezultatele obținute, prin simularea în Matlab Simulink.</li> </ul>	<p>[4] [115] [116] [117]</p>
Cap. 3	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dezvoltarea și elaborarea a trei MM pentru echipamentul de laborator: <i>un model detaliat</i> – soluția de reglare de bază (utilizat în simulările de validare a soluțiilor de reglare propuse), <i>un model de ordin redus</i> (benchmark) util în faza de dezvoltare / proiectare a RG și <i>un model cu timp mort</i> (rezultat din experimente); prezentarea modelelor este susținută de rezultate de simulare.</li> <li>- Validarea MM propuse pe baza datelor obținute și a determinărilor experimentale efectuate pe echipamentul de laborator;</li> <li>- Susținerea și justificarea echivalenței dintre MM ale GS open loop – GS closed loop;</li> <li>- Sinteza principalelor observații referitoare la neajunsurile soluției de reglare integrată în echipamentul de laborator.</li> </ul>	<p>[61] [94] [117]</p>

Cap. 4	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Dezvoltarea, verificarea și validarea prin simulare a două noi soluții de reglare bazate pe structuri și regulatoare clasice (SRA convențional dezvoltat prin extinderea RG PD-T1 integrat cu un RG PI în bucla de reglare de bază și SRA în cascadă cu RG PID-T1 extins în cea de-a doua buclă de reglare);</li> <li>- Efectuarea unei analize a sensibilității sistemului pentru cele două structuri propuse;</li> <li>- Dezvoltarea unor noi soluții de reglare cu RG predictiv bazate pe metoda GPC în varianta de realizare cu RG 2DOF (RST) și în varianta cu RG proiectat cu Matlab MPC Toolbox, și verificarea prin simulare a rezultatelor obținute;</li> <li>- Efectuarea unui studiu comparativ detaliat relativ la parametrii RG predictiv proiectat pentru aplicația cu GS;</li> <li>- Pentru cazul MM cu timp mort, dezvoltarea unei soluții de reglare cu RG predictiv bazat pe schemele de reglare cu predictor Smith și verificarea prin simularea a rezultatelor;</li> <li>- Realizarea unui studiu asupra optimalității parametrilor reguletoarelor clasice adoptate, bazat pe analiza indicatorilor integrali – indicatorii de optimizare dinamică ai sistemului.</li> </ul>	<p>[61] [93] [94]</p>
--------	---	-------------------------------

Ca rezultat al cercetărilor întreprinse în cadrul colectivului de cercetare în optomecatronică al Universității "Aurel Vlaicu" din Arad (pe domeniul specific sistemelor de scanare optică) și într-o colaborare continuă și extrem de importantă cu colectivul de *Conducerea Proceselor* al Departamentului de Automatică și Informatică Aplicată al Universității Politehnica Timișoara (pe domeniul conducerii automate a sistemelor) pot fi menționate **17** lucrări științifice publicate și **două** capitole de carte editate în Springer Verlag cu ISBN-internațional. Toate lucrările sunt legate de tematica tezei, în mod direct sau indirect prin activitățile de cercetare desfășurate.

Din cele 17 lucrări științifice **8** sunt cuprinse în baze de date ISI, iar dintre acestea la **3** lucrări figurez în calitate de prim autor, la celelalte în calitate de co-autor.

## **2. SOLUȚII MODERNE DE SCANARE DESTINATE APLICAȚIILOR BIOMEDICALE**

Abordarea studiilor teoretice și experimentale legate de dezvoltarea unor soluții îmbunătățite de conducere a galvoscanerelor necesită prezentarea unor detalii constructiv-funcționale referitoare la scanere (în general), respectiv la galvoscanere în particular; paragraful 2.1 al acestui capitol este dedicat tocmai acestor aspecte strict necesare abordării conducerii.

Mai departe, eficientizarea „procesului de scanare”, a „scanării”, și creșterea performanțelor acestuia este determinată atât de calitatea asigurată de structura de conducere adoptată cât și de utilizarea unor semnale de referință cu caracteristici optimizate; în acest sens în paragraful 2.2 sunt tratate în detaliu principalele semnale de referință utilizate pentru scanerile galvanometrice și – plecând de la studii detaliate prezentate în lucrările [1] - [4] – sunt propuse și prezentate două variante de semnale de referință compuse, utilizate pentru creșterea randamentului de scanare.

În vederea testărilor soluțiilor și simulării comportării structurilor de reglare existente și nou propuse, precum și a diferitelor semnale de referință – inclusiv a celor nou propuse - în paragraful 2.3. se prezintă structura constructiv-funcțională a echipamentul optomecatronic de laborator cu galvoscaner unidimensional (galvoscanerul Thorlabs 1D), standul experimental realizat, precum și o aplicație reprezentativă a utilizării scanerelor de tip galvanometric din domeniul biomedical.

În finalul capitolului sunt prezentate principalele concluzii și contribuții personale aduse prin acest capitol.

### **2.1. Scanere optice**

Scanerile optice sunt dispozitive optomecatronice ce folosesc surse laser, utilizate pe scară largă în cele mai variate domenii. În literatură “scanarea” (procesul de scanare) este definită (de exemplu după [5]), ca fiind procesul de parcurgere succesivă a regiunilor unui mediu, spațial sau temporal, având ca scop urmărirea unor parametrii caracteristici ai acestuia, cu sau fără modificarea proprietăților mediului dat.

Aspectele constructiv-funcționale, cu caracter “introdusiv”, dar obligatoriu necesare abordării studiilor legate de dezvoltarea soluțiilor de conducere a sistemelor de scanare sunt prezentate în acest paragraf, detaliate după cum urmează. În paragraful 2.1.1 se face o scută clasificare a dispozitivelor de scanare funcție de diferite puncte de vedere, urmând ca în paragraful 2.1.2 să fie prezentate într-o formulare sintetică domeniile de aplicativitate, precum și aplicațiile semnificative ale acestora.

### 2.1.1. Puncte de vedere în clasificarea dispozitivelor de scanare (DS)

Procesul de scanare – și corespunzător dispozitivele de scanare - poate fi clasificat (pot fi clasificate) după mai multe criterii [1], [5] - [7]. O sinteză asupra diferitelor puncte de vedere este prezentată în continuare. Astfel principalele puncte de vedere frecvent utilizate în clasificarea procesului de scanare sunt:

- Funcție de parametrul spațio-temporal, scanare *spațială* sau *temporală*;
- Funcție de numărul parametrilor de investigat, scanare *uniparametrică* sau *multiparametrică*;
- Funcție de tipul parametrului studiat, scanare *optică*, *auditivă*, *mecanică*, *termică*, *magnetică* ș.a. (implicit și funcție de tipul sensorului utilizat);
- Funcție de gradul de intervenție asupra mediului scanat, scanare *pasivă* sau *activă*;
- Funcție de numărul dimensiunilor de reprezentare a obiectului de scanat, scanare *pe o singură axă*, *plană* sau *volumetrică*.

În cadrul tezei conceptul de *proces de scanare* - și corespunzător și noțiunea de sistem (sisteme) de scanare - este apelat relativ la sistemele de *scanare spațială*, *optică*, *unidimensională* și *pasivă*.

În contextul punctelor de vedere de clasificare enumerate, dispozitivele de scanare optică cu surse laser (prescurtat în continuare cu DS) pot fi și ele clasificate după mai multe criterii după cum urmează:

- Funcție de numărul dimensiunilor obiectului scanat:
  - DS unidimensionale (1D);
  - DS bidimensionale (2D);
  - DS tridimensionale (3D).
- Funcție de performanțele realizate de sistemul de scanare:
  - Precizie – DS de precizie mică, medie, înaltă;
  - Viteză – DS lente, medii, rapide.
- Funcție de tipul de mișcare al capului de scanare:
  - DS de translație;
  - DS de rotație – cu oglindă plană (monogon), cu oglindă poligonală, cama optică;
  - DS oscilatorii – galvanometric și rezonant;
  - DS prin refracția razei – prisme Riesly;
  - DS acusto-optic;
  - DS cu semiconductori;
  - DS holografic.
- Funcție de domeniul de utilizare:
  - DS destinate domeniului comercial;
  - DS destinate aplicațiilor industriale;
  - DS destinate măsurărilor de laborator;
  - DS destinate aplicațiilor medicale;
  - DS destinate investigațiilor de teren, ș.a.

Un alt punct de vedere în clasificarea dispozitivele de scanare optică cu surse laser - prezentat în [8] - este cel determinat de inerția DS și - funcție de acesta - împarte sistemele de scanare în două categorii mari:

- DS cu *inerție mare* care cuprind DS de rotație (scaner poligonal, holografic), oscilator rezonant și de translație (transversal și longitudinal); în aceste situații, la modificările parametrice ale părții mecanice (de exemplu momentul de inerție total) este util ca algoritmi

de conducere să poată fi adaptați la situațiile concrete de funcționare; dacă aceste modificări apar în timpul funcționării, atunci utilizarea unor regulatoare bazate pe algoritmi cu comutare (fără șoc) poate fi foarte utilă;

- DS cu *inertie mică* care cuprind DS oscilatorii (galvoscanerelor și MEMS – MicroElectromechanical Microlens array) și DS non-mecanice (acusto-optice și electro-optice).

### 2.1.2. Aplicații remarcabile ale sistemelor de scanare

Din punct de vedere istoric galvanometru a fost inventat în 1880 ca un instrument de măsură static, un echipament în buclă deschisă. Primele aplicații în domeniul opticii au fost inscripționarea coloanei sonore pentru filme, iar mai apoi înregistrarea formei de undă pe hârtie fotografică.

Dezvoltarea din ultimii ani a sistemelor de scanare este în strânsă legătură atât cu dezvoltarea tehnologică pe partea sistemelor de comandă și control cât și în legătură cu complexitatea proceselor care solicită prezența scanării. Exemple reprezentative pentru aplicațiile care utilizează procesul de scanare sunt menționate în literatură.

Astfel, în funcție de gradul de complexitate al aplicației, un sistem de scanare poate conține un singur DS, de exemplu pentru scanarea codurilor de bare în aplicațiile comerciale, sau poate cuprinde două sau trei DS, de exemplu pentru aplicațiile biomedicale de vârf.

În industria constructoare de mașini sistemele de scanare se utilizează pe scară largă la prelucrarea materialelor, inscripționarea, perforarea, tăierea sau sudarea acestora [7].

Proiecțiile laser sunt aplicații ale sistemelor de scanare utilizate atât în zona industrială, cât și în cea de divertisment [10]. Metrologia cu sisteme de scanare laser se folosește și la nivel de laborator, și la nivel industrial [10].

Un domeniu relativ mai nou este cel al artei, în care sistemele de scanare sunt folosite în procesele de restaurare [11].

Echipamentele electromecanice de birotică de tip copiator și imprimante laser au în componența lor un scanner transversal, respectiv poligonal [1], [5].

Investigațiile de teren, terestre, maritime sau aeriene, aplicațiile în geodezie sau în estimarea calității mediului reprezintă doar o parte din aplicațiile sistemelor de scanare. Alte domenii de vârf a utilizării sistemelor de scanare de investigație îl constituie cel militar și de securitate națională care beneficiază de asemenea de dezvoltarea sistemelor de scanare și a performanțelor acestora.

În finalul acestei prezentări succinte, se evidențiază domeniul de maximă importanță și actualitate, aflat în continuă dezvoltare și reprezentat de aplicațiile sistemelor de scanare din domeniu medical (aplicații în medicină). În cazul acestor aplicații, echipamentele realizate sunt complexe și beneficiază de atenția deosebită a cercetătorilor din diverse ramuri (opticieni, ingineri electroniști și automatizști și în final, beneficiarii, medici). În acest sens, literatura de specialitate face ample referiri la diferite tehnici de scanare ca de exemplu microscopul confocal (Confocal Microscope - CM), tomografia în coerență optică (Optical Coherence Tomography - OCT), microscopia multifoton, cu domenii de aplicativitate diverse: oftalmologie, dermatologie, stomatologie ș.a [12] - [17]. OCT, de exemplu, este o tehnică imagistică de investigație neinvazivă, prin care se realizează o scanare 3D, cu o rezoluție finală de ordinul de mărime microni (8-10 microni rezoluție uzuală, 3-4 pentru sistemele performante) [12] - [13], [18] - [20].

## 2.2. Scanere de tip galvanometric (GS – Galvanometer based Scanner)

Dezvoltarea tehnicilor numerice de prelucrare a informației (inclusiv a algoritmilor numerici de conducere), a tehnicilor de calcul (suportul hardware) a electronicii digitale și analogice (pe parte de element de execuție), dezvoltarea servomotoarelor moderne (BLDC-m și BLS-m) au determinat o evoluție rapidă a domeniului galvoscanerelor atât din punct de vedere mecanic, constructiv, cât și din punct de vedere al sistemelor de comandă și control. De la începutul anilor 90 până în prezent, cele mai utilizate tipuri de scanere sunt scanerile de tip galvanometric [1], [5] – [7], [21] – [22]. La momentul actual existența pe piață a servomotoarelor cu dimensiuni foarte reduse (de ordinul mm) cu performanțe ridicate, servomotoare de tip Brushless DC Micromotors (de exemplu [23]), asigură extinderea domeniilor de vârf de aplicabilitate a galvoscanerelor.

Aceste echipamente fac parte din categoria scanerelor oscilante cu inerție mică; studiul acestor GS, orientat spre dezvoltarea unor soluții de conducere performante, dar și a unor semnale de referință eficiente, constituie obiective ale tezei de doctorat.

Scanerile de tip galvanometric sau galvoscanerile (GS) sunt caracterizate prin precizie ridicată, timp de răspuns adecvat, dimensiuni relativ mici (comparativ cu alte scanere), flexibilitate și preț atractiv; ele sunt produse pe scară largă și utilizate în diverse aplicații tehnice și netehnice - de exemplu - domeniul medical. Un dezavantaj semnificativ al GS este dat însă de limitarea vitezei de scanare în funcție de parametrii constructivi ai servomotorului.

Din punct de vedere al integrării GS în sistemele optice de scanare cu laser – în raport cu celelalte dispozitive de scanare – pot fi evidențiate următoarele avantaje ale GS [1]:

- posibilitatea rotirii/oscilării după o axă a oglinzii de scanare în planul oglinzii;
- posibilitatea controlului eficient al vitezei de rotație/oscilație a oglinzii prin algoritmi de reglare numerici adecvați (de exemplu pentru menținerea constantă a vitezei unghiulare/turației); la soluțiile de conducere adoptate în cazul construcțiilor actuale pot fi aduse îmbunătățiri, adeseori remarcabile, bazate pe adoptarea/dezvoltarea unor noi soluții de conducere.
- posibilitatea realizării scanării după două axe X-Y cu ajutorul a două scanere de tip GS; proiectarea sistemului de scanare bidimensională este simplă (în raport cu a altor DS) și deasemenea există posibilitatea de corecție a distorsiunilor ce pot apărea în imaginile rezultate (cu ajutorul unor echipamente optice sau bazat pe algoritmi de corecție).

În momentul de față principalii producători de GS sunt Cambridge Technology [9], Thorlabs [24], ScanLab [25], Nutfield [26], ș.a. Cele mai importante aplicații ale GS în medicina de vârf se referă la utilizarea acestora în cadrul sistemelor de investigare de tip OCT [18] – [20] (prezentate pe scurt în paragraful 2.3.3), în construcția microscopelor confocale (CM) [22], pentru scanarea laterală a probelor (obținerea unei secțiuni bidimensionale), în varianta GS 2D sau în configurații ce conțin GS și scanere poligonale.

Datorită facilităților tehnice oferite și a performanțelor asigurate, GS moderne se folosesc la generarea funcțiilor (semnalelor) de modulație în Time Domain [12] sau Fourier Domain OCT [27] – [28]. Performanțele impuse

galvoscanerelor de tehnicile imagistice din domeniul biomedical sunt viteză mare de răspuns și precizie de poziționare ridicată; în capitolul 3 aceste performanțe sunt definite și în limbajul specific sistemelor de conducere automată.

Arhitectura generală constructiv-funcțională a galvoscanerelor este sintetizată în paragraful 2.2.1, urmând ca în paragraful 2.2.2 să fie prezentate aspecte referitoare la semnalele de referință necesare funcționării unui sistem de scanare cu GS.

### 2.2.1. Arhitectura constructiv-funcțională a Galvoscanerelor

Arhitectura constructiv-funcțională a scanerelor de tip galvanometric se bazează pe existența și conlucrarea a trei subsisteme (module/elemente) principale, reunite într-un sistem funcțional; conducerea acestui sistem este bazată pe o structură (de conducere) în buclă închisă ce conține: (1) *Elementul de execuție (actuatorul, servomotorul)*, (2) *detectorul (senzorul) de poziție* a echipajului mobil (cel care include și oglinda) și (3) *sistemul (placa electronică) de comandă și control*. Aceste elemente constructive sunt disponibile în diverse variante tehnologice de realizare, iar de alegerea – mai general proiectarea - lor depind performanțele impuse întregului echipament [1], [21] - [22].

Principalele caracteristici ale acestor subsisteme/elemente sunt sintetizate în tabelul 2.2.1. Alegerea configurației optime este dependentă de aplicație, și - nu în ultimul rând - de preț.

Un alt aspect important în atingerea performanțelor impuse unui GS este alegerea oglinzii; acest aspect nu face obiectul tezei, dar câteva observații legate de problemă pot fi utile. Oglinda GS trebuie să aibă masă cât mai mică și inerție cât mai mică, să fie montată cât mai aproape de motor, să fie extrem de rigidă, plată și reflexivă [22]. Avantajul esențial al scanerelor cu oglindă plană oscilantă, în raport cu cele poligonale de exemplu, se regăsește în posibilitatea generării electronice a diferitelor semnale de referință necesare scanării [1], semnale concretizate prin funcția de scanare la ieșirea GS. O analiză a semnalelor de comandă pentru GS este prezentată în paragraful 2.2.2.

În figura 2.2.1 se prezintă structura de bază și principalele componente ale unui GS.

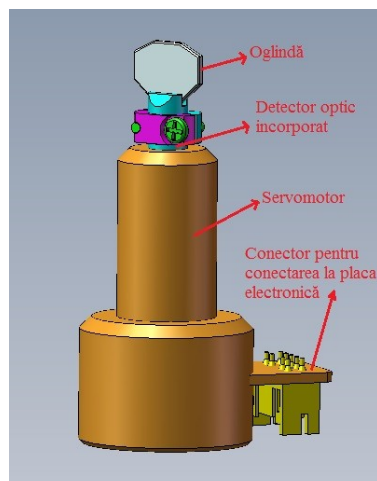


Fig. 2.2.1 Galvoscanerul 1D



Tabelul 2.2.1. Sinteza elementelor constructive ale GS conduse în buclă de reglare

<b>Element constructiv</b>	<b>Tip</b>	<b>Performanțe și aplicații</b>
Actuatorul	Element de execuție cu fier (întrefier) rotativ	<ul style="list-style-type: none"> <li>Folosit la primele generații de GS;</li> <li>Are proprietăți de urmărire și poziționare bune;</li> <li>Stabilitatea și fiabilitatea în timp se degradează.</li> </ul>
	Element de execuție cu bobină rotativă	<ul style="list-style-type: none"> <li>Asigură un cuplu mare la inerție mică;</li> <li>Are performanțe foarte bune la semnale de referință de tip treaptă.</li> </ul>
	Element de execuție cu magnet permanent rotativ	<ul style="list-style-type: none"> <li>Reprezintă noua generație de GS;</li> <li>Are cele mai bune proprietăți de urmărire, poziționare și viteză;</li> </ul>
Senzorul de poziție	Detetoare de poziție capacitive	<ul style="list-style-type: none"> <li>Funcționarea lor se bazează pe măsurarea variației capacității în timpul rotațiilor motorului;</li> <li>Asigură cea mai bună stabilitate, repetabilitate</li> <li>Sunt disponibile în diferite variante tehnologice [6], [8].</li> </ul>
	Detectoare de poziție optice	<ul style="list-style-type: none"> <li>Prezintă avantajul costului, al inerției mici, al dimensiunilor reduse și al consumului redus de energie;</li> <li>Sunt disponibile în diferite tehnologii;</li> <li>Cele mai performante asigură liniaritate, repetabilitate, comportare bună în raport cu perturbațiile [6], [8].</li> </ul>
Placa electronică de comandă și control	Clasa I – Servo comandă cu componentă Integratoare (I)	<ul style="list-style-type: none"> <li>Componenta Integratoare asigură eroarea de reglare redusă – nulă ca sistem de poziționare - în raport cu referințele de scanare;</li> <li>Realizează o foarte bună poziționare unghiulară a oglinzii;</li> <li>Asigură o bună rejectie a perturbațiilor.</li> </ul>
	Clasa 0 – Servo comandă fără componentă Integratoare	<ul style="list-style-type: none"> <li>Realizează timp de răspuns bun, viteză mai mare, datorită componentei Derivative;</li> <li>Pot apare probleme la modul de rejectie al perturbațiilor.</li> </ul>

La ora actuală majoritatea GS sunt construite cu servomotorul în tehnologia BLDC-m (Brushless DC motor) cu magnet permanent în rotor și detector de poziție performant, optic sau capacitiv, integrat pe axul motorului. Placa electronică de comandă și control include regulatorul pentru poziționarea oglinzii, circuite electronice de amplificare, de filtrare și de reglarea a temperaturii.

Regulatorul/regulatele de poziție pot fi proiectate pentru două servo configurații (conform tabelului 2.2.1), cu regulator fără și cu componenta Integratoare, și pot realiza un compromis între performanțele impuse de aplicație, viteză de răspuns și poziționare cât mai exactă a oglinzii.

Modificarea temperaturii înfășurării statorice a servomotorului, și implicit a magnetului permanent din circuitul rotoric, poate produce variații nedorite în funcționarea corectă a GS. Structurile de reglare după temperatură pot fi abordate separat de cele după poziție.

GS proiectate cu RG fără componentă I (de exemplu PD-T1) sunt specifice aplicațiilor de tipul proiecției laser, inscripționări cu laser, printări sau prelucrări de imagini, aplicații pentru care timpul de răspuns este indicatorul cel mai important. Principalul dezavantaj al acestor RG este lipsa unui mod eficient de rejecție a perturbațiilor [29].

Utilizarea RG cu componentă I (PI(D), PI2(D)) și calcului/proiectarea adecvată a parametrilor acestuia poate fi o condiție frecvent solicitată pentru aplicațiile în care precizia poziționării este factorul decizional, ca de exemplu în aplicațiile de investigație biomedicale. Pentru această clasă de aplicații precizia poziționării oglinzii și implicit a fascicolului laser determină acuratețea imaginii achiziționate, extrem de importantă în analiza ulterioară. Structurile care utilizează RG cu componentă integratoare pot asigura atât eroarea de reglare nulă (inclusiv la semnale rampă), cât și o bună rejecție (dar în orice caz reducere) a celor mai semnificative tipuri de perturbații [29]. Funcție de suportul hardware adoptat algoritmi de reglare dezvoltati (optimizați) pot fi apoi implementați atât în variantă analogică cât și în variantă discretă.

În capitolul 4 – dedicat structurilor de conducere dezvoltate - se detaliază atât variante de RG (algoritmi de reglare) existente pe echipamentele cu GS furnizate de producători și – pe baza analizei critice a acestora - sunt propuse noi soluții care pot asigura performanțe mai bune.

### **2.2.2. Semnale de referință utilizate în conducerea galvoscanerelor**

Problema generării semnalelor de referință – în literatură și a semnalelor de comandă - pentru GS a fost pusă în literatură odată cu apariția GS în buclă deschisă [10], [22]. Pentru a realiza o mișcare oscilatorie a oglinzii, GS trebuie să fie conduse cu semnale periodice.

Cele mai frecvente tipuri de semnale de referință utilizate în conducerea scanerelor de tip GS sunt semnalele de tip *triunghiular* și semnalele de tip *dinte de fierăstrău* (în limba engleză *sawtooth*); gradul de acoperire la semnalul dinte de fierăstrău poate ajunge până la 70-80%.

Datorită formei de variație neliniare, în conducerea aplicațiilor reale semnalul *sinusoidal pus* este utilizat mai rar, dar este foarte des apelat în etapa de proiectare și testare a echipamentelor proiectate.

Cercetări recente susțin ideea conducerii GS prin intermediul semnalelor *dedicate, specifice*, compuse [1], [2], [3], [30] - [31]. Perioada acestor semnale

(frecvența de bază) depinde atât de frecvența de scanare impusă prin tema de proiectare cât și de proprietățile constructive ale GS.

*Observație:* Pentru sistemului GS se recomandă ca toate elementele constructive ale echipamentului să fie cât mai rigide - prin construcție - și asamblate corespunzător, iar cea mai mică frecvență de rezonanță naturală (internă) a acestora să fie mai mare decât orice frecvență a semnalului de comandă/referință; în caz contrar pot apărea fenomene de tip „alias” (falsificare, aliasing - terminologie frecvent apelată) care pot duce atât la o funcționare defectuoasă a echipamentului sau chiar la instabilitatea sistemului [1].

*Observație:* În acest sens, al abordării conducerii GS ca sistem cu elasticitate inclusă, pentru viitor, în atenția grupului de cercetare din care fac parte este inclus și aspectul elaborării unor soluții de reglare robustă.

În momentul dezvoltării structurilor de control a mișcării (în circuit închis), „semnalul de comandă” devine în esență „semnalul de referință” al sistemului.

Un parametru calitativ relativ la semnalul de scanare, îl constituie *randament de scanare*, notat cu  $\eta$ . Specialiștii aplează la termenul de *randament de scanare* (în terminologia din limba engleză - duty cycle), ca fiind definit ca raportul dintre „timpul util de scanare” și „timpul efectiv de scanare” pentru o perioadă a semnalului de referință. Randamentul de scanare este unul din indicatorii de performanță ce prezintă interes în alegerea semnalelor de referință. Intervalul de timp necesar opririi și întoarcerii oglinzii (stop and turn time) este inutilizabil din punct de vedere al scanării.

Liniaritatea semnalului de referință pe durata timpului util de scanare este de preferat unei funcții sinusoidale [10], [22]. Din aceste motive, din punct de vedere al randamentului de scanare, cele mai „performante” semnale utilizate ca referință se consideră a fi semnalele generate ca funcții compuse „definite pe intervale”: pentru zona de scanare utilă se utilizează funcții cu o variație liniară în timp, iar pentru zonele de „oprire” și „întoarcere” a oglinzii se folosesc funcții cu variație sinusoidală sau - mai eficient - cu variație polinomială. Aceste tipuri de semnale compuse, aplicate ca semnale de referință la intrarea sistemului de scanare, reduc expunerea echipamentului la defecțiuni mecanice ce pot fi provocate de opriri și întoarceri bruște ale echipajului mobil al GS.

În Fig. 2.2.2 este prezentată forma clasică de variație a semnalelor triunghiular, respectiv a celui de tip „dinte de fierăstrău”, cu evidențierea intervalelor de timp de scanare utilă - intervale de tip (1) - și a intervalelor de timp necesare opririi și întoarcerii oglinzii - intervale de tip (2).

Semnalul de referință triunghiular - figura 2.2.2 (a) - este caracterizat de simetrie, fapt pentru care echipamentul condus cu un astfel de semnal de referință este mai puțin expus fenomenului de supraîncălzire și uzură mecanică. Scanarea devine bidirecțională executându-se pe ambele fronturi ale semnalului de referință, crescător și descrescător.

În cazul semnalului dinte de fierăstrău - figura 2.2.2 (b) - scanarea este unidirecțională, iar timpul util de scanare se evidențiază pe frontul descrescător al semnalului, frontul crescător fiind necesar opririi și întoarcerii oglinzii în poziția inițială. În funcție de gradul de acoperire al semnalului (între 50% și 80%), variază și valoarea/lățimea porțiunii de scanare cu variație liniară. Pentru valori mari ale gradului de acoperire și ale randamentului de scanare impus, echipamentul condus cu un astfel de semnal de referință este supus degradării mecanice, generată de frecare și oprirea bruscă a oglinzii. În timpul unor funcționări cu o durată mai mare, pot apărea și probleme legate de supraîncălzire; acestea pot fi rezolvate - cel puțin în

parte - prin bucle suplimentare de reglare de temperatură, dar și uzura mecanică a echipamentului, generată de frecare sau oprirea bruscă a oglinzii.

Semnalul de referință sinusoidal are dezavantajul neliniarității, motiv pentru care este utilizat mai rar în scanările de mare precizie, dar este cel mai favorabil din punctul de vedere al protecției componentelor mecanice ale echipamentului.

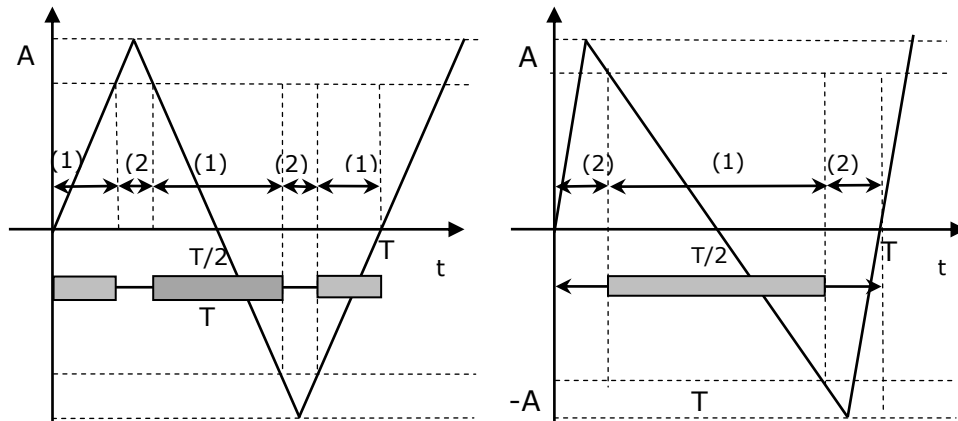


Fig. 2.2.2 Funcția de scanare (a) de tip triunghiular; (b) de tip dinte de fierăstrău.

Bazat pe informațiile referitoare la semnalele de referință clasice, (sinusoidal, triunghiular, dinte de fierăstrău), tratate pe larg în literatură [3], [10], [22], în continuare se analizează și se detaliază aspecte suplimentare specifice semnalelor compuse.

În acest context, în lucrarea [3] se prezintă rezultate de detaliu ale unui studiu experimental referitor la performanțele de scanare realizate utilizând cele trei tipuri de semnale de referință de bază (sinusoidal, triunghiular, dinte de fierăstrău), evidențiându-se avantajele și limitările acestora (neajunsurile care pot apărea în utilizarea acestora). Ca și referențial din punctul de vedere al *calității imaginilor obținute*, semnalul triunghiular este considerat a fi „cel mai bun”.

În continuare, în Fig. 2.2.3 se detaliază alura de principiu a unei *funcții de scanare compuse*, care pot satisface performanțele de randament de scanare impuse. În figură au fost notate  $t_a$  timpii de scanare utili,  $\tau$  timpii necesari pentru oprire și întoarcere a oglinzii,  $T$  perioada semnalului de scanare,  $a_0$  amplitudinea semnalului compus,  $x_a$  amplitudinea până la care semnalul compus are variație liniară,  $A$  amplitudinea unui semnal triunghiular cu o perioadă egală cu cea a semnalului compus.

Conform fig. 2.2.3 „frecvența de scanare” va fi considerată definită ca fiind egală cu inversul perioadei semnalului de referință,  $f=1/T$ , în care  $T$  este perioada semnalului compus definită sub forma.

$$T=2t_a+4\tau \quad (2.2.-1)$$

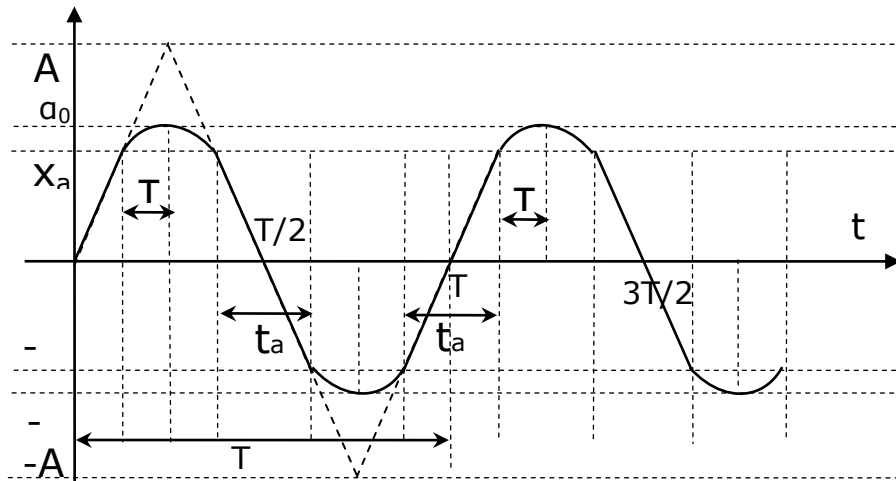


Fig. 2.2.3 Funcția de scanare compusă pe intervale

Pentru o perioadă  $T$  a semnalului compus relația pentru randamentul de scanare este dată de [10], [22]:

$$\eta = \frac{2t_a}{2t_a + 4T} = \frac{t_a}{t_a + 2T} = \frac{2t_a}{T} \quad (2.2.-2)$$

În literatură sunt prezentate diferite studii analitice referitoare la forma semnalelor de scanare compuse.

Astfel, în [1], [5], [22] se prezintă forma analitică de variație a semnalului compus liniar cu sinusoidal. Un studiu analitic comparativ referitor performanța de randament de scanare asigurată de semnalele compuse "liniar și sinusoidal" versus "liniar și polinomial" este prezentat pe larg în [2]. Generarea semnalelor compuse în tehnologie analogică este dificilă, fapt pentru care se preferă generarea lor numerică.

În paragrafele următoare se vor prezenta detaliile legate de generarea numerică a unor astfel de semnale de test compuse:

- restricțiile matematice (de exemplu restricții de tip continuitate) care trebuie luate în considerare la generarea acestor tipuri de semnale,
- rezultate obținute privind generarea semnalelor de scanare compuse și programele Matlab asociate.

Cazurile studiate în cadrul tezei se referă la semnalele compuse liniar cu sinusoidal, respectiv liniar cu parabolic (polinomial de ordinul doi) pentru diferite valori ale randamentului de scanare. Alte tipuri se pot obține în manieră similară.

### 2.2.2.1. Semnal de referință compus de tip „liniar + sinusoidal”

Semnalul compus de tipul „liniar + sinusoidal” (prescurtat „lin+sin”) se realizează sub forma unei funcții compuse (liniară pe porțiuni), în care pe intervalele de scanare utilă se folosește o funcție de gradul I, liniară, iar pentru intervalele de oprire și întoarcere a oglinzii se utilizează o funcție sinusoidală.

În fig. 2.2.3 sunt evidențiate cele două tipuri de intervale, pe baza cărora se discută și restricțiile, respectiv generarea semnalului. Semnalul de referință lin+sin poate fi generat pe baza relațiilor (2.2.-3) – (2.2.-13), pe baza următoarei proceduri și ținând seama de următoarele observații:

(1) În funcție de frecvența de scanare  $f$  și amplitudinea  $A$ , impuse prin tema de proiectare, se alege frecvența semnalului triunghiular de bază,  $f_{triunghi}$ , ce va realiza partea liniară a funcției compuse conform relației:

$$f_{triunghi} = f = \frac{1}{T} \quad (2.2.-3)$$

(2) Se calculează panta semnalului triunghiular, pantă ce reprezintă viteza de scanare  $v$  realizată cu semnal triunghiular, respectiv cu semnal compus „lin+sin”:

$$v = \text{tga} = \frac{4A}{T} = \frac{2x_a}{t_a} \quad (2.2.-4)$$

(3) Pentru intervalul de timp de oprire și întoarcere, se consideră un semnal sinusoidal [1], care să atenueze efortul GS, pe de forma:

$$a = a_0 \sin(\omega_{sin} t) \quad (2.2.-5)$$

*Observație:* Deși se vorbește despre „oprire” de fapt este vorba doar de ideea schimbării sensului, fără discontinuitatea specifică opririi (a se vedea semnalul triunghiular de bază).

(4) Se impune o condiție referitoare la perioada funcției sinus ( $T_{sin}$ ) și implicit la pulsația ( $\omega_{sin}$ ) pentru ca semnalul sinusoidal și semnalul liniar (triunghiular) să poată fi compuse:

$$T_{sin} = \frac{1}{f_{sin}} = \frac{1}{2\pi\omega_{sin}} = 4T \quad (2.2.-6)$$

$$\omega_{sin} = \frac{2\pi}{4T}$$

(5) Pentru ca semnalul sinusoidal și semnalul liniar (triunghiular) să se „racordeze perfect” astfel încât în semnalul generat să nu se manifeste „discontinuități de speța 1-a și a 2-a”, trebuie respectate și următoarele condiții suplimentare (a se vedea fig. 2.2.2):

- pentru inițializarea fazei semnalului sinus:

$$a\left(\frac{t_a}{2}\right) = 0$$

echivalent cu:

$$\sin\left(\omega_{\sin} \frac{t_a}{2}\right) = 0 \quad (2.2.-7)$$

Respectiv

$$a\left(\frac{t_a}{2} + \tau\right) = a_0$$

echivalent cu:

$$\sin\left(\omega_{\sin} \left(\frac{t_a}{2} + \tau\right)\right) = \sin\left(\omega_{\sin} \frac{T}{4}\right) = 1 \quad (2.2.-8)$$

- pentru stabilirea amplitudinii semnalului sinus,  $a_0$ , se impune egalitatea derivatelor celor două funcții (liniar și sinus) în punctele de racordare:

$$v = \dot{a}\left(\frac{t_a}{2}\right) = a_0 \omega \cos\left(\omega\left(\frac{t_a}{2}\right)\right) = a_0 \omega \quad (2.2.-9)$$

(6) Din relațiile (2.2.-7) și (2.2.-8) rezultă o condiție necesară de respectat, la alegerea semnalului sinusoidal, concretizate printr-o interdependență între  $t_a$  (definit ca 1/2 din timpul util de scanare) și  $\tau$  (definit ca 1/4 din timpul de oprire și întoarcere).

$$\begin{aligned} \omega_{\sin} \frac{t_a}{2} &= 2K\pi \\ \omega_{\sin} \frac{T}{4} &= \frac{2\pi}{4T} \frac{2t_a + 4\tau}{4} = \frac{\pi}{2} + 2K\pi \\ \frac{t_a}{T} &= 8K \end{aligned} \quad (2.2.-10)$$

în care  $K$  este număr întreg.

(7) Din relația (2.2.-9) valoarea amplitudinii semnalului sinusoidal,  $a_0$ , este de forma:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{v}{\omega} = \frac{4vT}{2\pi} \\ a_0 &= \frac{2x_a(T-2t_a)}{2\pi t_a} \end{aligned} \quad (2.2.-11)$$

Din cele prezentate rezultă că intervalul de timp  $(0, t_a/2)$  trebuie să cuprindă un număr întreg de perioade ale funcției sinus, semnalul compus „liniar+sinusoidal” neputând fi generat fără a se ține seama de (2.2.-10).

În acest context, expresia randamentului de scanare (2.2.-1) devine:

$$\eta = \frac{2t_a}{2t_a + 4\tau} = \frac{4K}{4K+1} \quad (2.2.-12)$$

*Observație:* Valorilor celorlalți parametri necesari în generarea semnalului se poate face pe baza expresiei randamentului de scanare (2.2.-12):

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{t_a(1-\eta)}{2\eta} \\ \omega &= \frac{\pi\eta}{t_a(1-\eta)} \\ a_0 &= \frac{v}{\omega} = \frac{vt_a(1-\eta)}{\pi\eta} = \frac{2x_a(1-\eta)}{\pi\eta} \end{aligned} \quad (2.2.-13)$$

În Tabelul 2.2.2 sunt sintetizate principalele informații necesare pentru generarea unor semnale de referință de tip „lin+sin”, particularizate pentru anumite frecvențe, considerate reprezentative. Valorile evidențiate pentru parametrii frecvență, amplitudine și timp util de scanare ( $f$ ,  $A$ ,  $t_a$ ) pot fi impuse prin tema de proiectare, iar celelalte pot fi calculate conform algoritmului prezentat mai sus. Parametrii menționați sunt specifici și elementelor constructive ale unui sistem de scanare cu GS, partea generator de referință.

Tabelul 2.2.2. Sinteza asupra informațiilor necesare pentru generarea unor semnale de referință de tip „liniar+sinusoidal”

<b>f</b> [HZ]	<b>T</b> [s]	<b>A</b> [V]	<b>v</b> [V/s]	<b>t<sub>a</sub></b> [s]	<b>T</b> [s]	<b>x<sub>a</sub></b> [V]	<b>η</b>	<b>ω</b> [rad/s]	<b>a<sub>0</sub></b> [V]	<b>f<sub>sin</sub></b> [Hz]	<b>T<sub>sin</sub></b> [s]	<b>K</b>
<b>100</b>	0.01	<b>0.25</b>	100	<b>0.0048</b>	0.0001	0.24	0.96	5000π	1/50π	2500	0.0004	6
<b>100</b>	0.01	<b>0.25</b>	100	<b>0.14/29</b>	0.0025/29	7/29	28/29	5800π	0.5/29π	2900	1/2900	7
<b>50</b>	0.02	<b>1</b>	200	<b>0.48/49</b>	0.005/49	48/49	48/49	4900 π	2/49π	2450	1/2450	12
<b>50</b>	0.02	<b>1</b>	200	<b>0.56/57</b>	0.005/57	56/57	56/57	5700 π	2/57π	2850	1/2850	14
<b>50</b>	0.02	<b>1</b>	200	<b>1.2/121</b>	0.005/121	120/121	120/121	12100 π	1/60.5π	6050	1/6050	30

În figura 2.2.4 sunt prezentate rezultate de simulare în Matlab-Simulink pentru generarea semnalului compus „lin+sin” cu frecvența de scanare de 100 Hz, amplitudinea de 0,25V și randamentul de 96%.

Aceste semnale au fost utilizate ulterior în testarea sistemului cu galvoscaner în varianta de bază și în cadrul soluțiilor de reglare propuse în teză în vederea îmbunătățirii performanțelor de scanare (a se vedea capitolul 4).



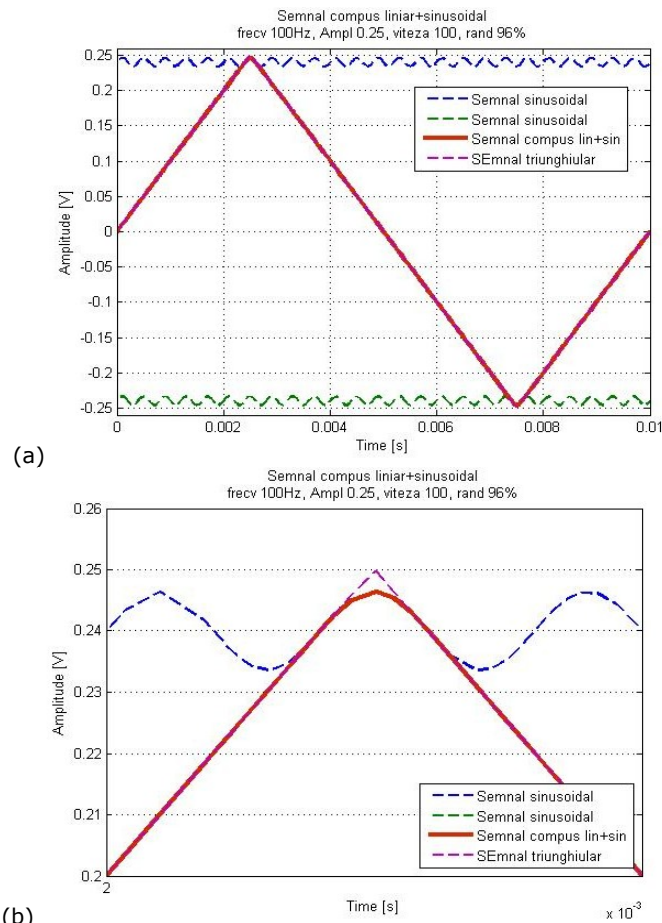


Fig. 2.2.4. Semnal „liniar+sinusoidal” cu  $f=100\text{Hz}$ ,  $A=0,25\text{V}$ ,  $\eta=96\%$ , generat în Matlab Simulink (a) pentru o perioadă, (b) detaliu de racordare liniar și sinusoidal

### 2.2.2.2. Semnal de referință compus de tip „liniar + parabolic”

Bazat pe un studiu detaliat relativ la semnalului de comandă „liniar + sinusoidal”, în [2] a fost demonstrat analitic faptul că, înlocuind partea sinusoidală a funcției compuse cu o funcție polinomială, în particular cu variație parabolică, semnalul rezultat, „liniar + parabolic” (prescurtat „lin+par”), prezintă performanțe de scanare mai bune din punct de vedere al randamentului de scanare (definit conform relației (2.2.-2)).

În continuare, plecând de la principalele rezultatele teoretice sintetizate în [2], în cadrul tezei a fost dezvoltat un algoritm de calcul necesar generării numerice a semnalului compus de tipul „lin+par”; acest algoritm este prezentat în cele ce urmează.

Relațiile de bază (2.2.-1) - (2.2.-4) - aferente generării semnalului triunghiular specificate în paragraful 2.2.2.1 - rămân valabil, semnalul „lin+par” efectiv fiind apoi generat printr-un program Matlab dedicat.

Funcția parabolică ce va fi compusă cu semnalul liniar poate fi descrisă de următorul set de relații:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= at^2 + bt + c \\
 \dot{x}(t) &= 2at + b \\
 \ddot{x}(t) &= 2a
 \end{aligned}
 \tag{2.2.-14}$$

Pentru a evita discontinuitățile funcției compuse rezultate funcția parabolică este supusă următoarelor condiționări:

$$\dot{x}\left(\frac{t_a}{2} + KT\right) = v, \quad K \in \mathbb{Z} \tag{2.2.-15}$$

$$\dot{x}\left(\frac{t_a}{2} + 2T + KT\right) = -v, \quad K \in \mathbb{Z} \tag{2.2.-16}$$

în care  $K$  număr întreg; pentru  $K=0$  se obține prima perioadă a semnalului triunghiular de bază.

*Observație:* Relațiile sunt precizate atât pentru parabolele situate deasupra axei  $Ox$ , cât și pentru parabolele situate dedesubt de axa  $Ox$  (axa timpului).

$$x\left(\frac{t_a}{2} + KT\right) = x\left(\frac{t_a}{2} + 2T + KT\right) = x_a = \frac{vt_a}{2} \tag{2.2.-17}$$

$$x\left(\frac{T}{2} + \frac{t_a}{2} + KT\right) = x\left(\frac{T}{2} + \frac{t_a}{2} + 2T + KT\right) = -x_a = -\frac{vt_a}{2} \tag{2.2.-18}$$

Pe baza relațiilor (2.2.-15) - (2.2.-18) pot fi calculați parametrii necesari definirii funcției parabolice ( $a$ ,  $b$ , respectiv  $c$ ) - relația (2.2.-14) - relativ la parametrii impuși prin tema de proiectare.

O formă a relațiilor pentru calculul parametrilor  $a$ ,  $b$  și  $c$  în funcție de perioada (sau frecvența) de scanare, viteza de scanare și timpul util de scanare, este prezentată în tabelul 2.2.3.

După cum rezultă din analiza efectuată, generarea semnalului compus "liniar + parabolic" nu depinde neapărat de o anumită relație impusă între timpul de scanare utilă și cel necesar opririi și întoarcerii oglinzii, ca în cazul semnalului compus "liniar + sinusoidal" (a se vedea relația (2.2.-10)). Acest lucru poate constitui un avantaj, dar într-un câț funcția parabolică nu este periodică, volumul de calcul necesar generării acestui tip de semnal crește.

În figura 2.2.5 sunt prezentate rezultate de simulare în Matlab Simulink pentru generarea semnalului compus „liniar+parabolic” cu frecvența de scanare de 100 Hz, amplitudinea de 0,25V și randamentul de 96%.

Semnalele prezentate în cadrul acestui subcapitol vor fi utilizate în continuare ca semnale de referință pentru testarea echipamentului de laborator și a noilor soluții de conducere propuse în cadrul tezei (capitolul 4).

Tabelul 2.2.3. Sinteza asupra informațiilor necesare pentru generarea unor semnale de referință de tip „lin+par”

<p>Coeficienții funcției parabolice pentru parabilele situate deasupra axei Ox</p>	$a = -\frac{v}{2T}$ $b = -2a\left(\frac{T}{4} + KT\right) = \frac{v}{T}\left(\frac{T}{4} + KT\right)$ $c = -\frac{vt_a}{2} - a\left(\frac{t_a}{2} + KT\right)^2 - b\left(\frac{t_a}{2} + KT\right)$ $c = -\frac{vt_a}{2} + \frac{v}{2T}\left(\frac{t_a}{2} + KT\right)\left(\frac{t_a}{2} - \frac{T(2K+1)}{2}\right)$
<p>Coeficienții funcției parabolice pentru parabilele situate sub axa Ox</p>	$a = \frac{v}{2T}$ $b = -2a\left(\frac{3T}{4} + KT\right) = -\frac{v}{T}\left(\frac{3T}{4} + KT\right)$ $c = -\frac{vt_a}{2} - a\left(\frac{T}{2} + \frac{t_a}{2} + KT\right)^2 - b\left(\frac{T}{2} + \frac{t_a}{2} + KT\right)$ $c = -\frac{vt_a}{2} - \frac{v}{2T}\left(\frac{t_a}{2} + \frac{(2K+1)T}{2}\right)\left(\frac{t_a}{2} - (K+1)T\right)$

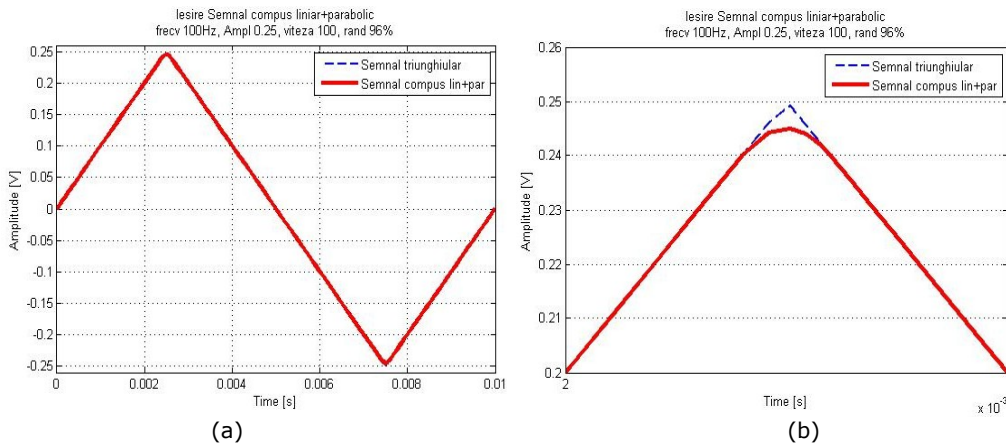


Fig. 2.2.5. Semnal „liniar+parabolic” cu f=100Hz, A=0,25V, η=96%, generat în Matlab Simulink (a) pentru o perioadă, (b) detaliu de racordare liniar și parabolic

### **2.3. Studiu de caz relativ la echipamentul abordat în teză: Galvoscaner Thorlabs 1D (GVS001)**

Echipamentul Galvoscaner Thorlabs 1D (GVS001) abordat ca aplicație nemijlocită în cadrul tezei se află în dotarea laboratorului de optomecatronică al Universității „Aurel Vlaicu” din Arad.

În vederea studiului posibilităților de îmbunătățire a performanțelor echipamentului, în cadrul proiectului de cercetare [32] - și în mod direct cadrul tezei - a fost realizat un stand experimental dedicat, stand prezentat în detaliu în paragraful 2.3.2.

Preliminar, pentru susținerea studiului menționat, în paragraful 2.3.1 se prezintă arhitectura constructiv-funcțională a acestui echipament.

#### **2.3.1. Arhitectura constructiv – funcțională a galvoscanerului Thorlabs 1D**

Galvoscanerul Thorlabs GVS001 [24] (fig. 2.3.1) – prescurtat în continuare GS 1D - face parte din categoria scanerelor mici, construite în tehnologia cu servomotor de curent continuu cu magnet permanent în rotor și bobinajul de comandă dispus în stator (motor de tip BLDC-m). În cazul acestor aplicații, servomotoarele cu magnet permanent rotitor sunt preferate celor cu bobină rotitoare datorită obținerii unui timp de răspuns mai bun, a unei construcții mai fiabile și a unei frecvențe (pulsatie) de rezonanță mai ridicată a sistemului (ca măsură și a inerției mai mici a motorului).

Echipamentul DS 1D include un detector optic de poziție montat pe ax și localizat în carcasa motorului. Detecția poziției se realizează cu ajutorul a două perechi de fotodiode dispuse într-o matrice și o sursă de lumină; funcție de poziția unghiulară a echipajului mobil (axul motorului și oglinda) fotodiodele recepționează a anumită cantitate de lumină, informație interpretată și utilizată de placa de comandă și control.

Oglinda, cu o apertură de 4 mm, este acoperită cu argint și montată rigid pe axul motorului. Atunci când semnalul de referință este aplicat servosistemului, axul servomotorului - împreună cu oglinda montată pe ax - descrie un arc de cerc. Intervalul unghiular de oscilație, pentru un semnal de referință sinusoidal de 100 Hz este de (-12.5°, +12.5°). Dispozitivul poate fi folosit pentru o frecvență maximă de scanare de 1KHz cu o rezoluție de 15μrad. Cu toate că nu face obiect de studiu în teză, este de menționat faptul că alegerea corespunzătoare și montarea corectă a oglinzii unui GS sunt elemente extrem de importante în cadrul procesului de scanare, pentru obținerea calității dorite a imaginilor.

În figura 2.3.1 este prezentat echipamentul de laborator GS Thorlabs GVS001 [24].

Placa electronică de comandă și control înglobează și regulatorul de poziție de tip proporțional-derivativ (PD), realizat în tehnologie analogică. Acesta interpretează semnalul de ieșire obținut de la detectorul optic și generează semnalul de comandă către motor pentru a duce oglinda în poziția dorită. Pentru această clasă de GS - destinată aplicațiilor de tip poziționare vectorială a laserului (laser vector positioning) și microscopie laser (raster positioning) - regulatoarele de tip PD au fost alese, datorită timpului de răspuns bun realizat.

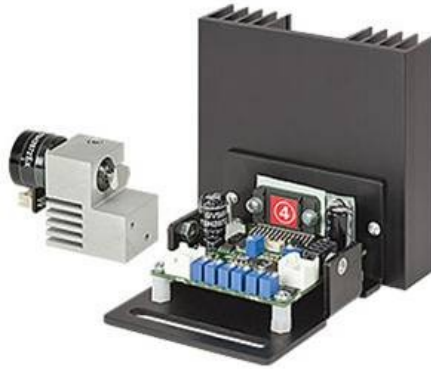


Fig. 2.3.1 Galvoscanerul Thorlabs GVS001 [24]

Pe placa electronică sunt integrate și circuitele necesare filtrărilor, amplificărilor și reglării temperaturii. În acest sens echipamentul este prevăzut și cu un dissipator de căldură necesar răcirii. Principalele specificațiile tehnice ale GVS001 sunt sintetizate în tabelul 2.3.1.

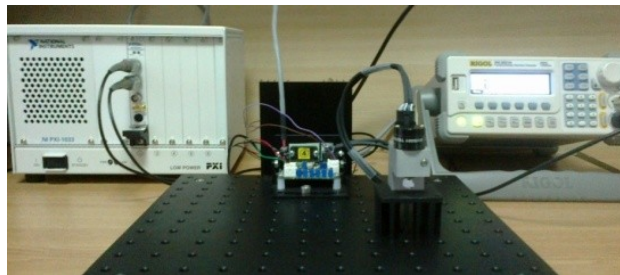
Tabelul 2.3.1 Specificații tehnice ale GS Thorlabs GVS001

Liniaritate pentru un interval de $(-20^{\circ}, +20^{\circ})$	99%
Rezistența bobinei	$2.2 \Omega \pm 10\%$
Inductanța bobinei	$150 \mu\text{H} \pm 10\%$
Inerția rotorului	$0.02 \text{ g} \times \text{cm}^2$
Curentul de vârf	5A
Domeniul de variație a semnalului generat de detectorul optic	$(40-80) \mu\text{A}$
Tensiunea de alimentare:	$\pm 15 \text{ V} \dots \pm 18 \text{ V dc}$
Domeniul de variație a semnalului de intrare	$\pm 10 \text{ V}$
Factorul de scalare a semnalului de intrare	$1 \text{ V/}^{\circ} \text{ (grade)}$
Factorul de scalare a semnalului de ieșire	$0.5 \text{ V/}^{\circ} \text{ (grade)}$
Dimensiunea maximă a fascicolului laser utilizat	4 mm
Greutate	50 g
Temperatura de utilizare	$0^{\circ} - 40^{\circ} \text{ C}$

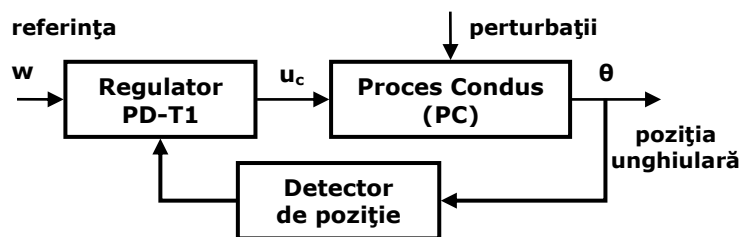
### 2.3.2. Standul experimental pentru studiul și testarea echipamentului GS 1D

Standul experimental pentru studiul și testarea echipamentului GS 1D este compus dintr-un (1) generator de funcții, (2) galvoscanerul Thorlabs 1D și (3) un osciloscop digital. În figura 2.3.2 este prezentat (a) standul experimental, respectiv (b) schema bloc funcțională a GS Thorlabs GVS001.

În cadrul studiilor realizate în teză, legate de dezvoltarea noilor soluții de reglare, a experimentelor și simulărilor efectuate, GS (servomotor + RG PD-T1) este văzut și utilizat ca un „black box”, mărimea de referință aplicându-se la intrarea sistemului, iar mărimea de ieșire accesibilă măsurătorilor fiind poziția unghiulară a axului motorului (a oglinzii); teste s-au realizat neintervenindu-se direct asupra comenzii servomotorului.



(a)



(b)

Fig. 2.3.2 (a) Stand experimental pentru studiul GS 1D; (b) Schema bloc funcțională a GS Thorlabs GVS001

### 2.3.3. Cerințe și condiții de funcționare impuse GS 1D

Principala cerință impusă sistemului de scanare cu GS este *urmărirea cât mai fidelă a referinței*. Această cerință poate fi realizată prin implementarea algoritmilor de urmărire - în variantă analogică sau digitală - a poziției curente impuse (variabile) impuse.

Un rol aparte poate ocupa și posibilitatea eliminării/reducerii efectelor unor perturbații externe sau interne echipamentului. Perturbațiile care pot influența sistemul GS pot fi:

- *perturbații externe aleatoare*, greu previzibile, dar modelabile, prin asemănarea lor cu alte sisteme mecanice de urmărire;
- *perturbații interne - adeseori parametrice -*, introduse de condițiile de funcționare; în condițiile unei scanări de lungă durată, laserul incident

pe oglindă poate duce la încălzirea acesteia, a axului motorului, rezultând probleme de lăgăruire. Deasemenea coeficientul de frecare cu aerul, în condițiile în care GS este introdus într-o incintă, de exemplu într-un dispozitiv de mână, poate varia parametric cu turația.

Modelele matematice aferente acestor tipuri de perturbații pot fi apreciate, și parte din ele sunt deduse și analizate detaliat în capitolul 3 al tezei; ele vor fi utilizate ca suport pentru verificările experimentale simulate.

În vederea îmbunătățirii în continuare a performanțelor acestor sisteme, devine necesară dezvoltarea unor structuri și algoritmi de reglare automată care să țină seama atât de cerința de urmărire a semnalului de referință cât și de cerința de rejecție a perturbațiilor.

### **2.3.4. O aplicație reprezentativă pentru galvoscanere – sistemul de tomografie optică în coerență (OCT – Optical Coherence Tomography)**

Necesitatea investigațiilor medicale neinvazive și fără contact cu proba duc o la dezvoltare continuă a sistemelor de tomografie optică în coerență (prescurtat în continuare OCT) și implicit la îmbunătățirea performanțelor dispozitivelor care intră în componența acestora. Primele sisteme OCT au fost folosite în oftalmologie, pentru studiul retinei și a corneei, tocmai datorită proprietăților nedestructive și de non-contact ale tehnicii imagistice [14] - [17].

În cadrul acestui paragraf este sintetizată o scurtă (dar relativ generală) prezentare atât a sistemului OCT cât și a modului în care performanțele GS folosite în construcția sistemului influențează rezultatele de investigare, calitatea imaginilor achiziționate. Prezentarea susține și elemente care pot fi apoi utilizate la dezvoltarea noilor soluții de conducere, propuse în capitolul 4.

Rezultatul investigațiilor cu ajutorul oricărui tip de sistem OCT este concretizat în imagini bidimensionale sau, cel mai des, tridimensionale (volumetric) de mare precizie (rezoluție), imagini care sunt obținute pe baza fenomenului de interferență optică [18].

Construcția principală a sistemelor OCT are la bază o structură compusă dintr-un *braț de referință* (în limba engleză „reference arm”) și un *braț pentru probă* (în limba engleză „sample arm”) - figura 2.3.3 [18] - [20].

Un fascicol de lumină de intensitate mică, cu lungime de undă situată în zona 1000 nm – 1300 nm (în apropierea zonei de infraroșu), este direcționat printr-un cub divizor optic (beam splitter) către cele două brațe. Sistemele OCT sunt proiectate în așa fel încât unda reflectată de oglinda de referință și cea reflectată de eșantionul de scanat să fie *coerente* (să parcurgă același drum optic) pentru a putea produce un model de interferență. Unda obținută prin recombinația celor reflectate este captată de un fotodetector și generează o imagine OCT. Tehnica imagistică prezintă asemănări cu cea a ecografiei, caz în care semnalele trimise către probă sunt unde sonore. Diferențele apar la precizia și adâncimea care pot fi realizate („văzute”). Datorită vitezei superioare a luminii, prin scanarea cu OCT pot fi văzute detalii mai fine, cu o rezoluție mult mai bună, dar la adâncimi de penetrare a țesutului mai mici (de ordinul de mărime 1-3 mm); prin ecografia cu ultrasunete se poate vedea mai adânc în țesut, dar cu rezoluție mai mică.

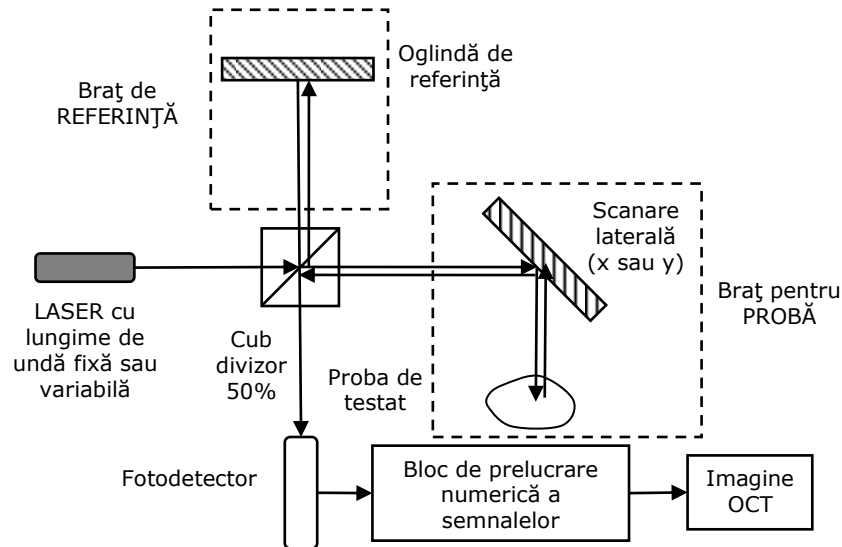


Fig. 2.3.3 Schema de principiu a unui sistem OCT (după [29], prelucrat)

Prima generație de sisteme a fost clasa de *OCT în domeniul timp (TD-OCT – Time Domain OCT)* care au fost proiectate cu oglinda de referință în mișcare de translație pentru a realiza coerența razelor reflectate pentru diverse adâncimi de scanare ale probei. Deoarece la TD-OCT viteza de scanare depinde viteza de deplasare a oglinzii de referință - ceea ce reprezintă o limitare atât din punct de vedere al vitezei de scanare cât și din punct de vedere al stabilității mecanice a sistemului - o nouă generație de sisteme OCT în domeniul frecvențelor (*FD-OCT – Fourier Domain OCT*) a fost dezvoltată. FD-OCT realizează o viteză de scanare de până la 100 de ori mai mare decât cele din prima generație. În sistemele FD-OCT generarea imaginilor se realizează utilizând informații referitoare la diferitele lungimii de undă ale luminii, specifice adâncimilor de penetrare în probă, pe baza algoritmilor matematici susținuți de transformata Fourier.

În funcție de tipul surselor de lumină și de modul de detecție a semnalului interferometric există două tipuri de FD-OCT: unul în care sursa de lumină (laserul) are lungime de undă constantă și detecția lungimii de undă a semnalului reflectat se face cu ajutorul unui spectrometru echipat cu detector CCD (Charge Couple Device) numit SD-OCT - Spectral Domain OCT - și altul în care sursa de lumină laser are lungime de undă variabilă numit SS-OCT - Swept Source OCT - sau Optical Fourier Domain Imaging - OFDI [14] - [16], [19] - [20].

În figura 2.3.4 este prezentat un mod în care galvoscanerile devin parte integrată a unui sistem OCT prin exemplificarea scanării laterale (secțiunea X-Y) cu GS bidimensional cu axe perpendiculare (dupa [3], cu acordul autorului).



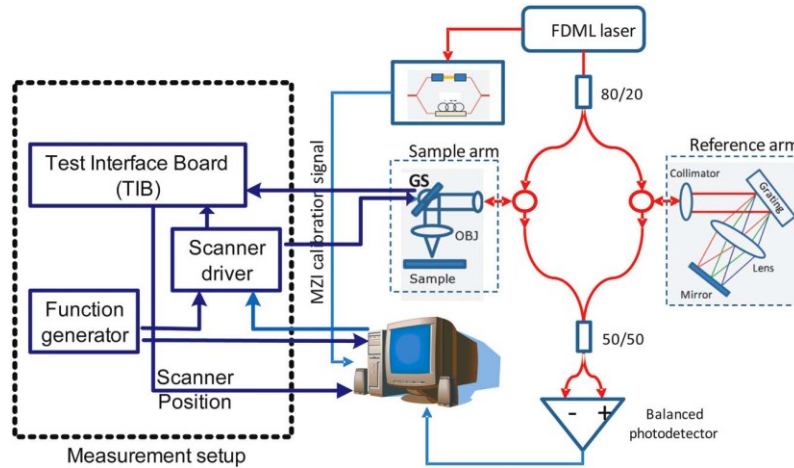


Fig. 2.3.4 Exemplificarea scanării laterale cu GS bidimensional (după [3])

Mai departe, în figura 2.3.5 este prezentat un dispozitiv portabil, „de mână” (în limba engleză - handheld) ce poate fi folosit pentru scanarea unidimensională a probelor cu ajutorul OCT [33]; dispozitivul a fost proiectat și dezvoltat de către inginerii mecanici în cadrul proiectului de cercetare [32] pentru un galvoscaner echivalent cu cel prezentat în paragrafele anterioare. Testele imagistice efectuate cu ajutorul acestui echipament au fost realizate de către medici stomatologi, pentru diferite tipuri de probe, și rezultatele sunt prezentate de exemplu în [33].



Fig. 2.3.5 Dispozitiv de mână pentru scanarea cu GS 1D (după [33])

## 2.4. Concluzii și contribuții personale

Bazat pe un studiu bibliografic relativ extins efectuat, în cadrul acestui capitol sunt sintetizate principalele informații necesare abordării studiilor legate de optimizarea funcțională (dinamică) a sistemelor de scanare cu galvoscaner.

În principal, în cadrul acestui studiu au fost prezentate diferite puncte de vedere în clasificarea scanerelor optice, domeniile de aplicativitate ale acestora, precum și o clasificare a galvoscanerelor a căror poziționare (dinamică) se realizează într-o buclă de reglare (tabelul 2.2.1).

Principalele concluzii rezultate din acest studiu pot fi sintetizate prin următoarele:

(1) În general, în vederea îmbunătățirii performanțelor sistemelor de scanare *prin structuri de reglare performante*, a fost necesară sinteza arhitecturii constructiv-funcționale a scanerelor de tip galvanometric, sinteză pe baza căreia au fost stabilite cerințele și condițiile de funcționare ale servosistemului de scanare.

(2) Pentru studiul de caz abordat, galvoscanerul GS 1D care constituie și obiect al cercetărilor din cadrul grantului [34], respectiv în continuare și [32], fost realizat și prezentat aici un stand experimental dedicat, aflat în laboratorul de Optomecatronică al Universității „Aurel Vlaicu” din Arad [34].

(3) În vederea creșterii performanțelor de scanare *prin intermediul semnalelor specifice de referință* - pornind de la literatură [1] și de la studiile efectuate în cadrul tezei și a proiectului de cercetare [32], în lucrarea [4] - a fost prezentată și o metodă nouă, algoritmică, de calcul a semnalelor de referință de tip „liniar+sinusoidal” și „liniar+parabolic”; în acest sens sunt prezentate și rezultatele obținute, prin simularea în Matlab Simulink.

Aplicația prezentată în finalul capitolului este reprezentativă pentru domeniul biomedical de aplicabilitate a galvoscanerelor și subliniază importanța, actualitatea și perspectivele tematicii de cercetare.

Rezultatele de cercetare și experimentale enumerate pot fi considerate și ca și contribuții de cercetare aduse prin teză.

### 3. ANALIZA ȘI MODELAREA SISTEMULUI CU GALVOSCANER – POSIBILITĂȚI DE CREȘTERE A PERFORMANȚELOR SISTEMULUI

#### 3.1. Modele matematice pentru galvoscanere

Structural și funcțional GS corespunde unei aplicații clasice de sistem mecatronic [35] – [36], având partea electromecanică controlabilă de unul sau mai multe regulatoare. Astfel, schema bloc aferentă sistemului de conducere a unui GS modern aflat în fabricație curentă [1] respectă structura schemei aferente unui sistem de reglare automată convențională (SRA-c), conform fig. 3.1.1 [29].

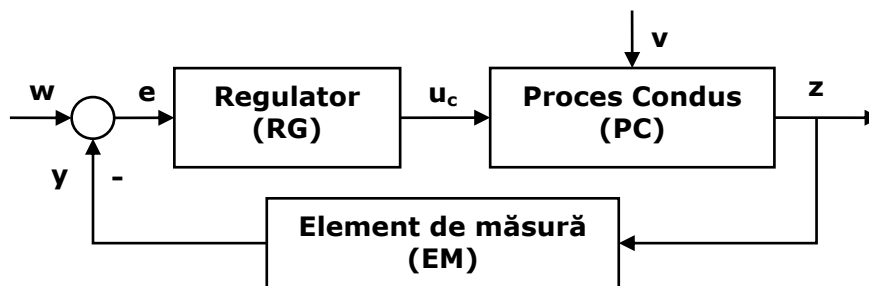


Fig. 3.1.1 Schema bloc a unui SRA-c

Procesul Conducus (PC) include elementul de execuție și corespunde ansamblului compus din elementul de execuție propriuzis, EE (Amplificator Electronic controlat), parte electromecanică (servomotorul de acționare cu oglinda de scanare montată coaxial) – care constituie procesul condus - și elementul de măsură a poziției (EM) (detector de pozitie); EM poate fi montat pe axul comun în două poziții: montare în poziție intermediară și montare la capat de ax (a se vedea detalierea din fig. 3.1.4.) [1].

Structurile de reglare, tipul regulatoarele (RG) care pot fi folosite și diferitele metode de acordare a parametrilor vor depinde de tipul GS și de performanțele impuse; creșterea cerințelor de performanță impuse – în raport cu soluția clasică [24] – constituie însă necesitatea dezvoltării unor noi soluții de conducere. Capitolul 4 al tezei este dedicat unui astfel de studiu detaliat.

În variantă uzuală (existentă în aplicațiile furnizate de producători) RG sunt implementate fie sub forma analogică (tehnologia FA cu AO), fie în variantă numerică. După cum s-a menționat însă, asigurarea unor performanțe superioare solicită dezvoltarea unor noi soluții de reglare (tratate în capitolul 4 al tezei).

### 3.1.1. Model matematic aferent galvoscanerul cu magnet permanent în rotor (BLDC-m)

Modelarea matematică a funcționalității galvoscanerului (GS) cu magnet permanent în rotor (BLDC-m) are la bază ecuațiile de bilanț de energie, respectiv – în acest caz separabile - ecuațiile funcționale ale subsistemelor interconectate în întregul echipament.

**a. Modelul Matematic (MM) aferent PC – servomotor de curent continuu cu magnet permanent în rotor.** Pe baza celor prezentate în capitolul 2, procesul condus (PC) este compus dintr-un servomotor de curent continuu cu magnet permanent în rotor și bobina în stator (BLDC-m) alimentat de un amplificator electronic dedicat [1], [21] - [22], [24]. Fig. 3.1.2. redă schema bloc informațională liniarizată aferentă PC, în care  $k_A$  caracterizează amplificatorul electronic.

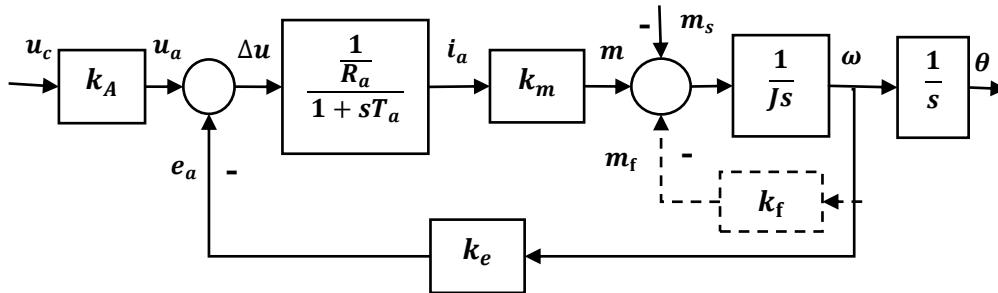


Fig. 3.1.2. Schema bloc a servomotorului de curent continuu cu magnet permanent rotativ

Acceptarea explicitării schemei bloc și a scrierii ecuațiilor aferente PC cu servomotor de tip BLDC-m, au necesitat câteva precizări constructiv funcționale și de modelare referitoare la motoarele BLDC-m.

După cum s-a menționat, în literatură este acceptat și susținut faptul ca MM aferent BLDC-m care funcționează în regim simetric este asemănător cu cel al m.c.c. [1], [37] - [39] (a se vedea și Anexa 3.1), fapt pentru care, în continuare se va accepta aceasta similitudine.

Ecuațiile - simplificate și liniarizate - aferente servomotorului cu magnet permanent în rotor – BLDC-m – pot fi explicitate sub forma [37] - [41] (a se vedea și aspectele explicative din Anexa 3.1):

$$\begin{aligned}
 u_a(t) &= k_A u_c(t) && \text{amplificatorul de putere} \\
 u_a(t) &= R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a(t) && \text{ecuațiile aferente părții electrice} \\
 J \frac{d\omega}{dt} &= m(t) - m_s(t) - m_f(t) && \text{ecuațiile aferente părții mecanice} \\
 \theta(t) &= \int d\omega(t) dt && \text{poziția unghiulară}
 \end{aligned}
 \tag{3.1.-1}$$

în care:	$m(t)=k_m i_a(t)$	expresia cuplului electromecanic
	$m_f(t)=k_f \omega(t)$	cuplul de frecări
	$e_a(t)=k_e \omega(t)$	tensiunea contraelectromotoare

în care  $u_a$  este tensiunea de alimentare a motorului,  $i_a$  curentul prin bobină,  $R_a$  rezistența bobinei,  $L_a$  inductanța bobinei,  $e_a$  tensiunea contra electromotoare,  $J$  momentul de inerție al ansamblului mecanic (conține inerția motorului și a oglinzii),  $m$  cuplul electromagnetic dezvoltat de motor,  $m_s$  cuplul de sarcină,  $m_f$  cuplul de frecare,  $k_f$  coeficient de frecare,  $k_e$  și  $k_m$  coeficienții de cuplu și electromagnetici ce caracterizează motorul,  $k_A$  constantă de amplificare,  $u_c$  mărimea de comandă de la RG,  $\omega$  viteza unghiulară,  $\theta$  poziția unghiulară, iar  $T_a=L_a/R_a$  este constanta de timp electrică a circuitului indusului.

*Observație.* Acceptarea variantei simplificată și liniarizată pentru MM aferent sistemului electromecanic (PC) este justificată de faptul că sistemul funcționând în regim de urmărire a referinței este obligatoriu un răspuns cât mai fidel, în care blocurile funcționale să nu intre în saturație. De fapt chiar și studiul unor noi forme de variație a semnalului de referință este justificat de faptul că nu este admisă intrarea în saturație a blocurilor sistemului în regimul de schimbare a sensului de variație a referinței.

Acceptând că cei doi coeficienții electromagnetici au valori numeric egale ( $k_m = k_e = k$ ) [42], și faptul că pentru servosistemele de precizie coeficientul de frecare  $k_f$  poate fi – cu o bună aproximație – neglijabil, funcția de transfer (f.t.) aferentă servomotorului, cu ieșirea viteza unghiulară și intrarea tensiunea de alimentare este de forma:

$$H_{\omega u_c}(s) = \frac{\omega(s)}{u_c(s)} = k_A \frac{H_d(s)}{1 + k_e H_d(s)} \quad (3.1.-2)$$

în care  $H_d(s)$  corespunde f.t. a căi directe:

$$H_d(s) = \frac{1/R_a}{1 + sT_a} \frac{1}{Js} k_m \quad (3.1.-3)$$

Înlocuind (3.1.-3) în (3.1.-2) și ținând seama de notația pentru constanta de timp mecanică echivalentă a sistemului ( $T_m$ ):

$$T_m = \frac{JR_a}{k_e k_m} \quad (3.1.-4)$$

f.t. (3.1.-2) aferentă servomotorului, cu ieșirea – viteza unghiulară devine:

$$H_{\omega u_c}(s) = \frac{\omega(s)}{u_c(s)} = \frac{\frac{k_A}{k_e}}{s^2 \frac{T_a JR_a}{k_e k_m} + s \frac{JR_a}{k_e k_m} + 1} \quad (3.1.-5)$$

46 3. Analiza și modelarea sistemului cu GS. Posibilități de creștere a performanțelor

$$H_{\omega u_c}(s) = \frac{\omega(s)}{u_c(s)} = \frac{k_{GS}}{s^2 T_a T_m + s T_m + 1}$$

în care  $k_{GS} = k_A/k_e$  - s-a notat factorul de amplificare global al servosistemului. În cazul în care  $T_m$  este sensibil mai mare decât  $T_a$  (cazul BLDC-m pentru aplicații uzuale),  $T_m \gg T_a$ , atunci f.t. dată de relația (3.1.-5) poate fi aproximată sub forma:

$$H_{\omega u_c}(s) = \frac{\omega(s)}{u_c(s)} = \frac{k_{GS}}{(1+sT_m)(1+sT_a)} \quad (3.1.-6)$$

sau pentru situația/varianta cu ieșirea - poziția unghiulară - se obține f.t. (3.1.-7):

$$H_{\theta u_c}(s) = \frac{\theta(s)}{u_c(s)} = \frac{1}{s} \frac{k_{GS}}{(1+sT_m)(1+sT_a)} \quad (3.1.-7)$$

**b. Structura de GS cu regulatorul de tip RG-PDT1; funcția de transfer aferentă buclei de reglare cu ieșirea poziția unghiulară  $\theta(t)$ .** Pentru asigurarea unor performanțe stabile, GS utilizat ca aplicație are implementat pe placa electronică de comandă și control un RG analogic de poziție de tip PD-T1; elementul de măsură este un detector optic integrat în construcția servo-motorului [3]. F.t. aferentă RG PD-T1 este de forma [29]:

$$H_{PD}(s) = \frac{u_c(s)}{e(s)} = k_{PD} \frac{1+sT_d}{1+sT_f} \quad (3.1.-8)$$

în care parametrii RG sunt:  $k_{PD}$  constanta de proporționalitate,  $T_d$  constanta de timp derivativă (de anticipare),  $T_f$  constanta de timp de filtrare și  $T_d \gg T_f$ .

Plecând de la ipoteza rațională că în dezvoltarea soluției de reglare existente s-a acceptat principiul compensării poli-zero-uri [29],  $T_d = T_m$ , funcția de transfer a întregului sistem optomecatronic (RG PD-T1 + servomotor), a galvoscanerului în buclă de reglare (closed-loop) cu ieșirea poziția unghiulară  $\theta(t) = y(t)$ , se poate explicita sub forma:

$$H(s) = \frac{H_{PD}(s)H_{GS}(s)}{1+k_{EM}H_{PD}(s)H_{GS}(s)} = \frac{y(s)}{w(s)} \quad (3.1.-9)$$

*Observație.* Acceptarea ipotezei de mai sus este justificabilă și prin comportarea sistemului - comportare aperiodică - (a se vedea înregistrările din fig.3.1.5 (a)); în cazul în care RG asigură supracompensarea sau subcompensarea constantei de timp mecanice, alura răspunsului era diferită (a se vedea de exemplu [5], dar nu numai).

În acord cu cerințele teoremei constantelor de timp mici [42] se poate defini suma celor două constante de timp ( $T_a$  și  $T_f$ ) ca  $T_{af} = T_a + T_f$ , astfel încât f.t. (3.1.-10) rezultă înlocuind (3.1.-7) și (3.1.-8) în ecuația (3.1.-9):

$$H(s) = \frac{y(s)}{w(s)} = \frac{k_{PD}k_{GS}}{s(1+sT_a)(1+sT_f) + k_{EM}k_{PD}k_{GS}}$$

$$H(s) = \frac{k_0}{s(1+sT_{af})+k_0k_{EM}}$$

$$H(s) = \frac{\frac{1}{k_{EM}}}{s^2 \frac{T_{af}}{k_0k_{EM}} + s \frac{1}{k_0k_{EM}} + 1} \quad (3.1.-10)$$

în care  $k_0$  este coeficientul de transfer al sistemului deschis  $k_0 = k_{PD}k_{GS}$ ; dacă cele două constante de timp ( $T_a$  și  $T_f$ , cu  $T_a < T_f$ ) sunt foarte mici, pentru sistemul GS prezentat, rezultă o f.t. de aproximare de ordinul 2.

$$H(s) = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2}$$

$$H(s) = \frac{K}{s^2T^2 + 2\xi Ts + 1} \quad (3.1.-11)$$

Valorile numerice ale parametrilor modelului (3.1.-11) sunt  $K$  – coeficientul de amplificare aferent sistemului ( $K = 1/k_{EM}$ ),  $\omega_0 = 1/T$  – pulsația internă a sistemului,  $T$  – constanta de timp ( $T^2 = T_{af}/(k_0k_{EM})$ ) și  $\xi$  – coeficientul de amortizare, și pot fi determinate din datele tehnice date de producător pentru GS Thorlabs. Valabilitatea acestor valori poate fi / a fost confirmată și de deteminările experimentale efectuate (identificare experimentală); sistemul fiind de ordinul 2 determinarea coeficienților este imediată ([43] – [45]).

**c. Echivalența formală - între GS care funcționează în buclă de reglare (closed-loop) cu GS care funcționează izolat (open-loop).** Prin posibilitatea aproximării MM aferent GS în buclă închisă cu o f.t. de ordinul 2, rel. (3.1.-11) se poate realiza și o corespondență între galvoscanerile moderne, care funcționează controlate prin buclă de reglare, și dispozitivele de scanare „inițiale” (d.p.d.v. istoric) bazate pe galvanometru, conduse în „circuit deschis”.

Această echivalare este utilă ținând seama de faptul că, în literatură [5], studiul eficienței semnalelor de referință a fost realizat inițial, pentru dispozitivele de scanare cu echipaj mobil (magneto-electric), galvanometrul de bază și a fost adoptat ulterior și pentru structurile de conducere în „buclă de reglare”.

În acest context, pentru un echipament magneto-electric cu funcționarea în buclă deschisă (de exemplu în [5]) ecuația de mișcare și f.t. rezultată în forma:

$$J\ddot{\theta}(t) + c\dot{\theta}(t) + k\theta(t) = m(t)$$

$$m(t) = BNSi(t) \quad (3.1.-12)$$

$$i(t) = R_k u(t)$$

în care, a fost neglijată „dinamica” părții electrice,  $L_k/R_k = T_k \approx 0$ ;  $J$  este momentul de inerție al echipajului mobil,  $c$  coeficientul de amortizare (magneto-electric) al galvanometrului,  $k$  coeficientul elastic al arcului,  $m$  momentul magnetoelectric,  $B$  inducția magnetică prin cadru,  $N$  numărul de spire,  $S$  aria cadrului,  $i(t)$  curentul prin spire,  $R_k$  rezistența echivalentă a circuitului și  $u(t)$  tensiunea aplicată.

### 48 3. Analiza și modelarea sistemului cu GS. Posibilități de creștere a performanțelor

În baza relației (3.1.-12) ecuația diferențială care caracterizează mișcarea echipamentului de scanare care funcționează în circuit deschis poate fi scrisă în forma [5]:

$$\ddot{\theta}(t) + 2\xi\omega_0\dot{\theta}(t) + \omega_0^2\theta(t) = \frac{m(t)}{J} \quad (3.1.-13)$$

în care:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{J}} \quad - \text{ pulsația de rezonanță} \quad (3.1.-14)$$

$$\xi = \frac{c}{2\sqrt{Jk}} \quad - \text{ coeficientul de amortizare}$$

Această formă corespunde comportării unui element de transfer de ordinul 2 (PT2).

Funcția de scanare efectivă (ecuația de mișcare a spotului laser pe un ecran) este dată de:

$$x(\theta) = L \tan 2\theta \quad (3.1.-15)$$

În figura 3.1.3 este ilustrat modul de funcționare a unui GS – partea de echipament mobil - în care  $L$  este distanța dintre oglindă și lentilă,  $\theta$  poziția unghiulară,  $x$  poziția liniară a spotului,  $2x_a$  amplitudinea de scanare utilă (a se vedea cap. 2)

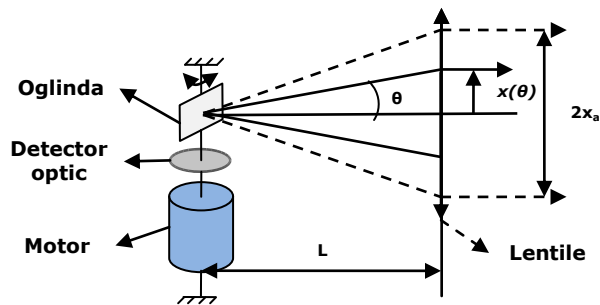


Fig. 3.1.3. Exemplificarea funcției de scanare (după [21])

**d. Detalii privind posibilitățile concrete de amplasare a detectorului optic.** În [1] se prezintă două moduri în care detectorul optic poate fi montat în GS. Fig. 3.1.4 (a) prezintă un mod constructiv mai simplu, în care detectorul optic și oglinda sunt montate la cele două capete ale axului motorului, iar în (b) este exemplificată varianta în care cele două componente (oglanda și detectorul optic) sunt montate la același capăt al axului motorului.



În prima variantă axul motorului trebuie prelungit, fapt care poate conduce la introducerea unei noi constante de timp în sistem, la modificarea constantei de timp globale și implicit la modificarea pulsației de rezonanță a întregului sistem.

Cea de-a doua variantă este mai eficientă din punct de vedere al performanțelor dinamice realizate de GS (timpul de răspuns al sistemului este mai bun), a modului de disipare a căldurii (stabilitatea termică mai mare), dar este mai complicat de executat. Datorită acestui fapt pentru majoritatea GS moderne se preferă o construcție/asamblate conform fig. 3.1.4 (b) [1].

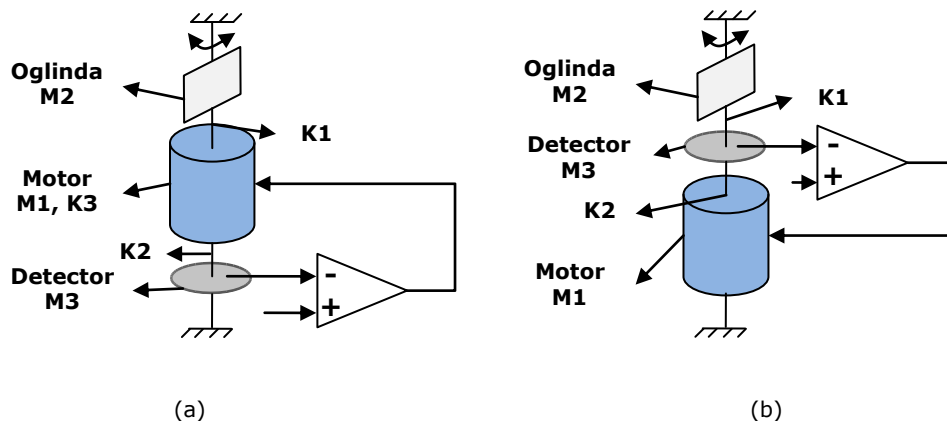


Fig. 3.1.4. Posibilități de amplasare a detectorului optic pe axul motorului

**e. Influența modificării temperaturii interioare de funcționare a sistemului.** Creșterea temperaturii în interiorul galvoscanerului poate conduce la modificări nedorite ale valorilor parametrilor; aceste modificări afectează funcționarea echipamentului, fapt pentru care problema disipării căldurii acumulate este frecvent discutată încă din faza de proiectare constructivă [1], [22]. Astfel, rezistența înfășurării statorice ( $R_T$ ) se modifică cu temperatura conform relației [22]:

$$R_T = R_{25}(1 + 0.0039\Delta T) \quad (3.1.-16)$$

în care  $R_{25}$  este rezistența nominală a bobinei la o temperatură de  $25^\circ\text{C}$  și  $\Delta T = T - 25^\circ\text{C}$  este variația temperaturii față de valoarea de  $25^\circ\text{C}$ .

Necesitatea disipării căldurii și drept consecință necesitatea reglării temperaturii în interiorul GS este necesară la acest tip de servomotor și datorită poziționării magnetului permanent rotativ în centrul bobinei, fapt ce conduce la o încălzire suplimentară [1].

În multe situații se poate accepta că variația medie a temperaturii în înfășurarea statorică nesemnificativă ( $R_T$  variază relativ puțin, poate chiar nesemnificativ); în [1] se apreciază că valoarea temperaturii în centrul înfășurării poate fi mult mai mare decât media, ceea ce poate conduce la modificări ale parametrilor interni galvoscanerului (de exemplu la apariția/manifestarea unui timp mort).

Reglarea temperaturii servomotorului nu a făcut însă obiectul prezentului studiu [32], dar creșterea temperaturii magnetului peste anumite valori poate

### 50 3. Analiza și modelarea sistemului cu GS. Posibilități de creștere a performanțelor

constitui o sursă a perturbațiilor de tip endogen; problema poate constitui pentru viitor obiectul unui studiu de detaliu.

#### 3.1.2. Un model matematic cu timp mort pentru galvoscaner

Cu toate că în ecuațiile primare care descriu funcționalitatea sistemului de bază timpul mort  $T_m$  nu este un parametru specific servosistemelor de tip GS, în unele determinări experimentale timpul mort  $T_m$  își face simțită prezența printr-o anumită întârziere a răspunsului sistemului la un semnal de referință aplicat (de exemplu [35]); fenomenul poate fi datorat și încălzirilor de la nivelul motorului de acționare. În majoritatea situațiilor valoarea timpul mort este considerabil mai mică decât valorile constantelor de timp ale procesului condus, fiind în consecință neglijat încă din faza de proiectare a structurii de reglare [35]; prezența timpului mort poate afecta însă calitatea scanării efectuate cu GS; problema ar putea fi deranjantă în special în cazul în care timpul mort  $T_m$  se manifestă la un moment aleator și/sau este variabil. Trebuie însă remarcat faptul că modelarea matematică a GS printr-un sistem de ordinul 2 cu timp mort (PT2- $T_m$ ) este foarte puțin/sporadic tratată în literatură.

În cadrul programului de cercetare întreprins [32] și a prezentei tezei de doctorat s-a propus și investigarea efectului timpului mort asupra comportării sistemului. În acest context, MM propus pentru GS cu timp mort pleacă de la forma de baza, de sistem PT2, extinsă; în timp continuu aceasta este de forma (PT2- $T_m$ ):

$$H(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{K}{s^2 T^2 + 2\xi T s + 1} e^{-s T_m} \quad (3.1.-17)$$

Această reprezentare poate fi justificată și pe baza alurii răspunsului indicial al GS obținut experimental pentru situația unui timp de funcționare îndelungată, de exemplu fig. 3.1.15 (b).

Pe baza f.t. continue se poate calcula și o variantă discretă a MM, variantă care va constitui baza pentru structuri de reglare cu predictor Smith, soluție propusă în capitolul 4; f.t. rezultă în forma:

$$H(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-d} \quad (3.1.-18)$$

cu 
$$d = \frac{T_m}{T_e}$$

în care  $z^{-1}$  este operatorul de întârziere cu o perioadă de eșantionare,  $T_e$  perioada de eșantionare,  $T_m$  timpul mort pentru sistemul în timp continuu,  $d$  este număr întreg ce reprezintă numărul de perioade de eșantionare de întârziere datorate timpului mort (timp mort discret),  $B(z^{-1})$  și  $A(z^{-1})$  polinoamele obținute prin discretizarea ca răspuns invariant la semnal treaptă a f.t. continue fără timp mort;  $b_1$ ,  $b_2$  și  $a_1$ ,  $a_2$  sunt coeficienții polinoamelor  $B$ , respectiv  $A$ .

### 3.1.3. Validarea MM bazată pe determinări experimentale (identificare experimentală) și rezultate de simulare

**a. Rezultate experimentale.** Pentru validarea MM deduse pe baza ecuațiilor funcționale au fost efectuate numeroase experimente utilizând standul prezentat în paragraful 2.3, urmate de un set de simulări în Matlab Simulink. Semnalele de referință utilizate sunt semnale specifice de test (semnal treaptă unitar și semnal sinusoidal a cărui frecvență a fost adaptată – variată – într-o gamă largă de valori, în acord cu dinamica GS), și alte tipuri de semnale uzuale în funcționarea GS (sinusoidal, triunghiular, dinte de fierăstrău, de diferite frecvențe).

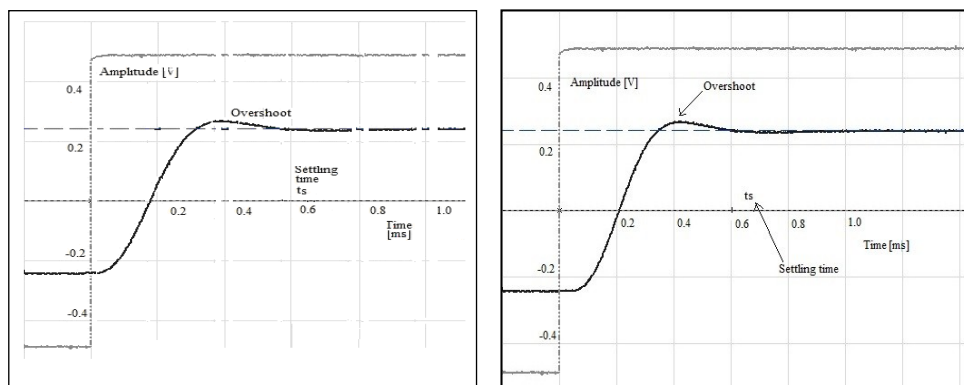
Suportul teoretic al valabilității rezultatelor identificării experimentale poate fi regăsit în foarte multe lucrări de specialitate (de exemplu, [43] – [46]). Rezultatele experimentale, și apoi cele de simulare obținute ca răspuns la semnalele de test, au fost utilizate pentru calculul valorilor indicatorilor de calitate specifici [29]; de exemplu, pentru răspunsul sistemului la semnal treaptă s-au calculat  $t_r$  timp de reglare,  $t_{r1}$  timp de primă reglare,  $t_c$  timp de creștere,  $\sigma_I$  suprareglaj, respectiv pentru semnalul sinusoidal de frecvență variabilă s-au calculat amplitudinea semnalului de intrare și de ieșire (și pe baza acestora, atenuarea introdusă) și defazajul.

O selecție din rezultatele experimentale determinate pentru sistemul cu GS sunt prezentate în fig. 3.1.5, după cum urmează:

- Fig. 3.1.5: (a) și (b) – răspunsuri la semnal treaptă unitar, situații extreme selectate;

- Fig. 3.1.6: (a) – răspunsuri la semnal sinusoidal (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1 V), cazul  $T_m$  de valoare foarte redusă; (b) – răspunsuri la semnal triunghiular (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), cazul  $T_m$  de valoare foarte redusă; (c) – răspunsuri la semnal dinte de fierăstrău cu acoperire de 80% (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), cazul  $T_m$  de valoare foarte redusă.

Înregistrările din fig. 3.1.5 (a) și (b) au fost selectate din mai multe seturi de experimente repetate. Ele constituie situații relativ extreme: (a) pentru situația în care timpul mort constatat  $T_m$  a fost foarte redus (neglijabil) respectiv a doua (b) pentru situația în care timpul mort constatat  $T_m$  a fost relativ mare.



(a)

(b)

Fig. 3.1.5. Exemple selectate pentru răspunsul experimental la semnal treapta ale sistemului GS: (a) semnal treaptă unitar, situația fără  $T_m$  semnificativ, (b) semnal treaptă unitar, situația cu  $T_m$  semnificativ.

### 52 3. Analiza și modelarea sistemului cu GS. Posibilități de creștere a performanțelor

S-a încercat să se dea o interpretare prezenței și variabilității timpului mort,  $T_m$ . După o multitudine de teste și analize, explicațiile cele mai plauzibile pot fi legate de funcționarea de durată a echipamentului (încălzire) și – în timp – poate și de posibile uzuri. Problema rămâne cel puțin în acest moment deschisă; pe viitor, studiile legate de continuarea cercetărilor vor trebui să elucideze – pe de o parte sursa „anomaliei” - iar în cazul în care timpul mort se manifestă, se poate pune și problema analizei și reproiectării robuste a sistemului (una din direcțiile de cercetare ulterioară).

Rezultatele experimentele din Fig.3.1.6 (a), (b) și (c) se referă la situația în care  $T_m$  este de valoare redusă, și caracterizează regimuri de urmărire la diferite variații ale semnalului de referință.

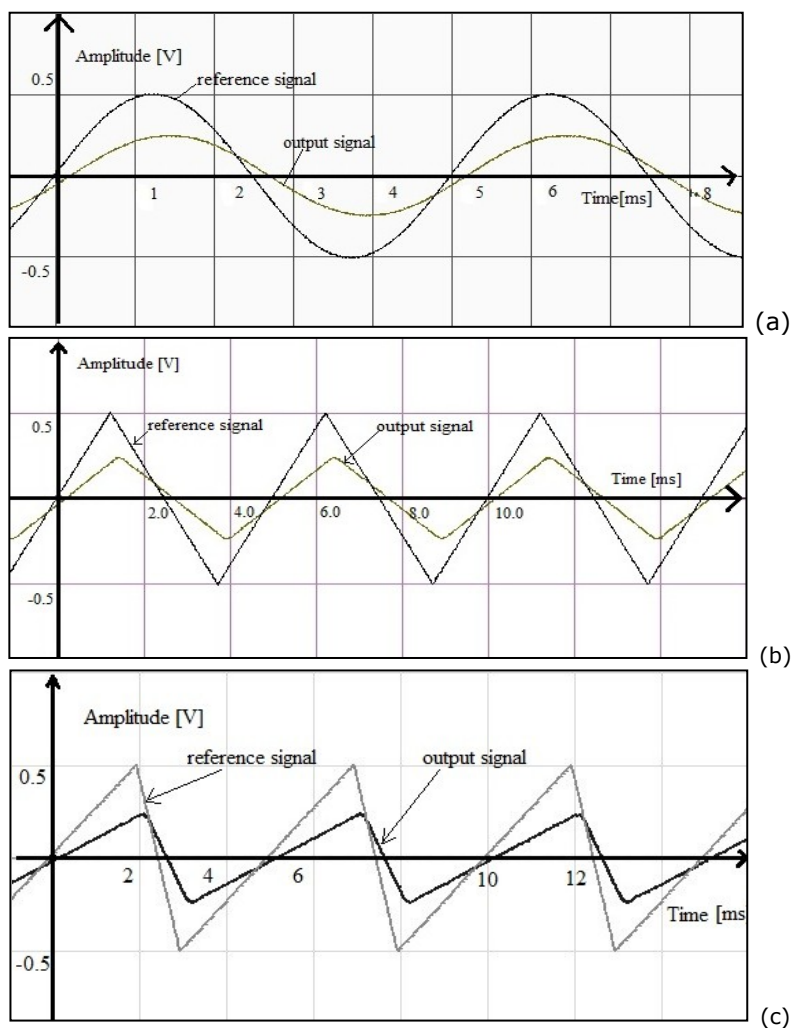


Fig. 3.1.6 Exemple selectate pentru răspunsul experimental al sistemului GS pentru: (a) semnal sinusoidal (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), (b) semnal triunghiular (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), (c) semnal dinte de fierăstrău cu acoperire de 80% (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V).

Pe baza prelucrării rezultatelor experimentale (suportul teoretic aferent este prezentat de exemplu în [43] – [46]), au fost calculați indicatorii de performanță (indicatorii de calitate) ai sistemului GS testat, și s-au obținut următoarele:

- Suprareglajul  $\sigma_1$  ia valori în intervalul (5% - 10%), ceea ce corespunde unui coeficient de amortizare  $\xi$  între 0.60 și 0.70 conform [42];
- Timpul de reglare  $t_r$  este de 0.60 – 0.64 ms, valoare care caracterizează și valoarea constantei de timp globale, T de cca. 0,13 ms (valabilă pentru sistemul de ordinul 2 cu factor de amortizare de 0.65 [42], [47]).
- Valoare pulsației  $\omega_0$  determinată experimental din răspunsul sistemului la semnal sinusoidal este de 7730 rad/sec.

**b. Sinteza asupra valorilor numerice pentru GS studiat.** Pe baza datelor de catalog furnizate de producător [24] și a rezultatelor experimentale, în tabelul 3.1.1 se prezintă valorile numerice ale parametrilor MM de aproximare al GS (ecuațiile 3.1.-1 - 3.1.-11).

Tabelul 3.1.1. Valori numerice ale parametrilor MM al GS

Parametrul	Unitate de măsură	Valoare numerică	
		Date de catalog	Date experimentale, prelucrate
Pulsația internă - $\omega_0$	rad/s		7730
Constanta de timp globală - T	s		$0.129 \times 10^{-3}$
Coeficientul de amortizare - $\xi$			0.65
Rezistența statorului - $R_a$	$\Omega$	2.2	
Inductanța statorului - $L_a$	H	$150 \times 10^{-6}$	
Momentul de inerție al echipajului mobil - J	Kgm <sup>2</sup>	$0.02 \times 10^{-7}$	
Constanta de timp electrică - $T_a$	s	$0.068 \times 10^{-3}$	
Constanta de timp mecanică - $T_m$	s		$1.95 \times 10^{-3}$
Coeficient electromagnetic - $k_m$	Nm/A	0.0015	
Coeficient de cuplu $k_e$	V/rad/s	0.0015	
Constanta de proporționalitate a RG PD-T1 - $k_{pD}$			8.87
Constanta de timp de derivare a RG PD-T1 - $T_d$	s		$1.95 \times 10^{-3}$
Constanta de timp de filtrare a RG PD-T1 - $T_f$	s		$0.032 \times 10^{-3}$

**c. Rezultate de simulare pentru validarea MM.** În vederea validării unor MM care să fie utilizate în cadrul capitolului 4 pentru dezvoltarea soluțiilor de reglare cu performanțe superioare, a fost întocmită o schemă Simulink care să țină seama de funcționalitatea blocurilor component și a sistemului în ansamblu; schema este prezentată în fig. 3.1.7.

Semnălele de referință utilizate în simulări sunt cele menționate și la începutul acestui capitol: în principal semnal treaptă unitar, apoi – cu caracter mai mult informativ semnale de intrare sinusoidal, triunghiular și dinte de fierăstrău;

### 54 3. Analiza și modelarea sistemului cu GS. Posibilități de creștere a performanțelor

parte din rezultatele de simulare sunt prezentate în figurile 3.1.8, respectiv 3.1.9 pentru semnalele de referință periodice.

Pentru ilustrarea performanțelor sistemului GS cu RG PD-T1 în raport cu perturbații externe, în comportarea simulată a sistemului, la secunda 0.002, după stabilizarea răspunsului sistemului a fost aplicată o perturbație externă de tip treaptă; aceasta se manifestă în cuplul de sarcină extern (a se vedea și punctul b din fig. 3.1.8).

Abaterea de la valoarea reglată, sesizată în răspunsul în viteza unghiulară, se datorează tocmai faptului că regulatorul utilizat nu conține componenta integratoare și – drept urmare – bucla are un caracter *cu statism* [29]. Eliminarea "efectului" caracterizat de statismul sistemului solicită dezvoltarea unor noi soluții de conducere mai eficiente, dezvoltate și analizate apoi în cap. 4.

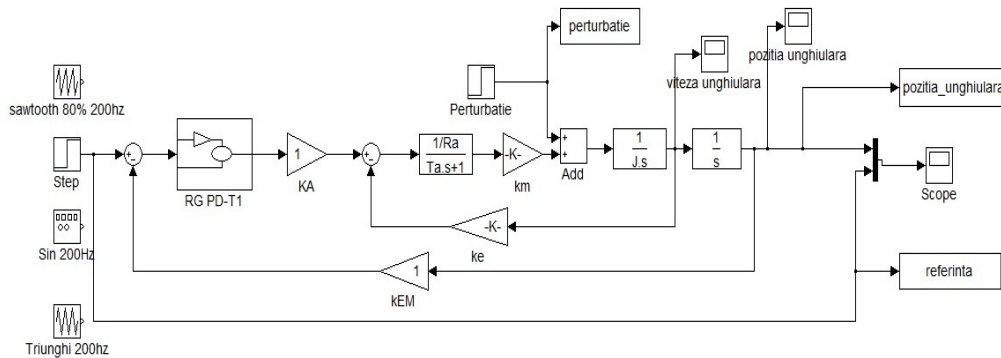


Fig. 3.1.7. Schema Simulink pentru validarea MM propus pentru GS

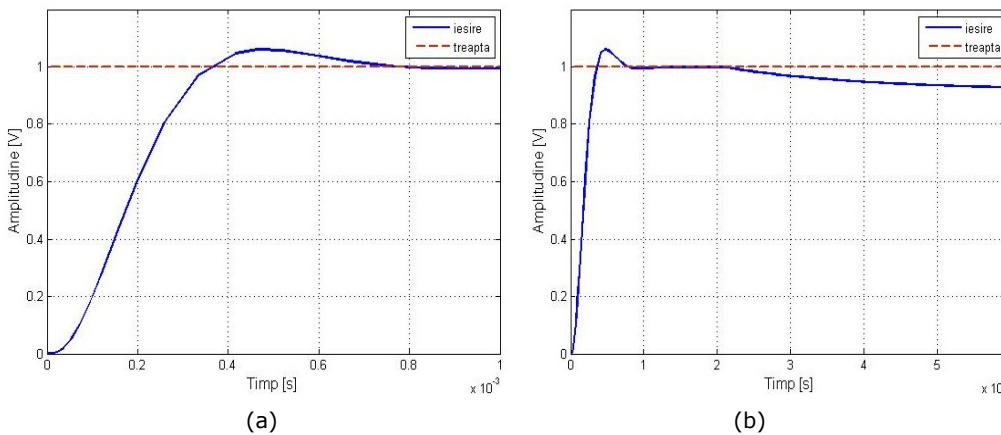


Fig. 3.1.8 Răspunsul prin simulare a MM propus la: (a) semnal treaptă unitar fără evidențierea efectului perturbației; (b) semnal treaptă unitar cu evidențierea efectului perturbației

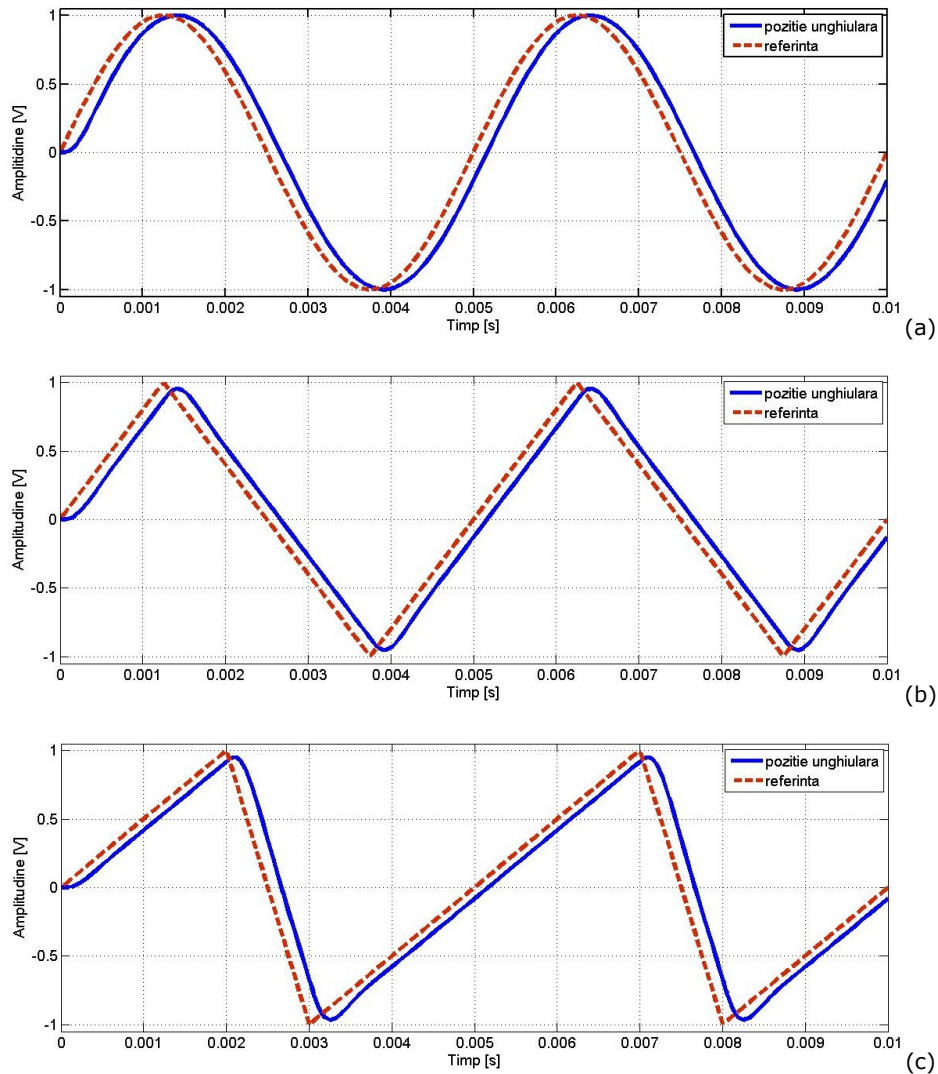


Fig. 3.1.9 Răspunsul prin simulare a MM propus la: (a) semnal sinusoidal (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), (b) semnal triunghiular (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V), (c) semnal dinte de fierăstrău cu acoperire de 80% (frecvența 200Hz, amplitudinea vârf la vârf 1V).

În figura 3.1.10 se prezintă caracteristicile de pulsație (frecvență) pentru (a) sistemul închis aferent GS utilizat în teste (servomotor + RG PD-T1), modelat conform schemei Simulink din fig. 3.1.6., și (b) sistemul de ordin doi propus pentru validare cu f.t. în forma dată de rel. (3.1.-11).

Analizând cele două reprezentări grafice ale caracteristicilor de frecvență (fig. 3.1.10 (a) și (b)) se constată funcționarea echivalentă a celor două modele pentru zona frecvențelor cu valori de până la 1 KHz, zona utilă (recomandată de producător) de funcționare a galvoscanerului.

56 3. Analiza și modelarea sistemului cu GS. Posibilități de creștere a performanțelor

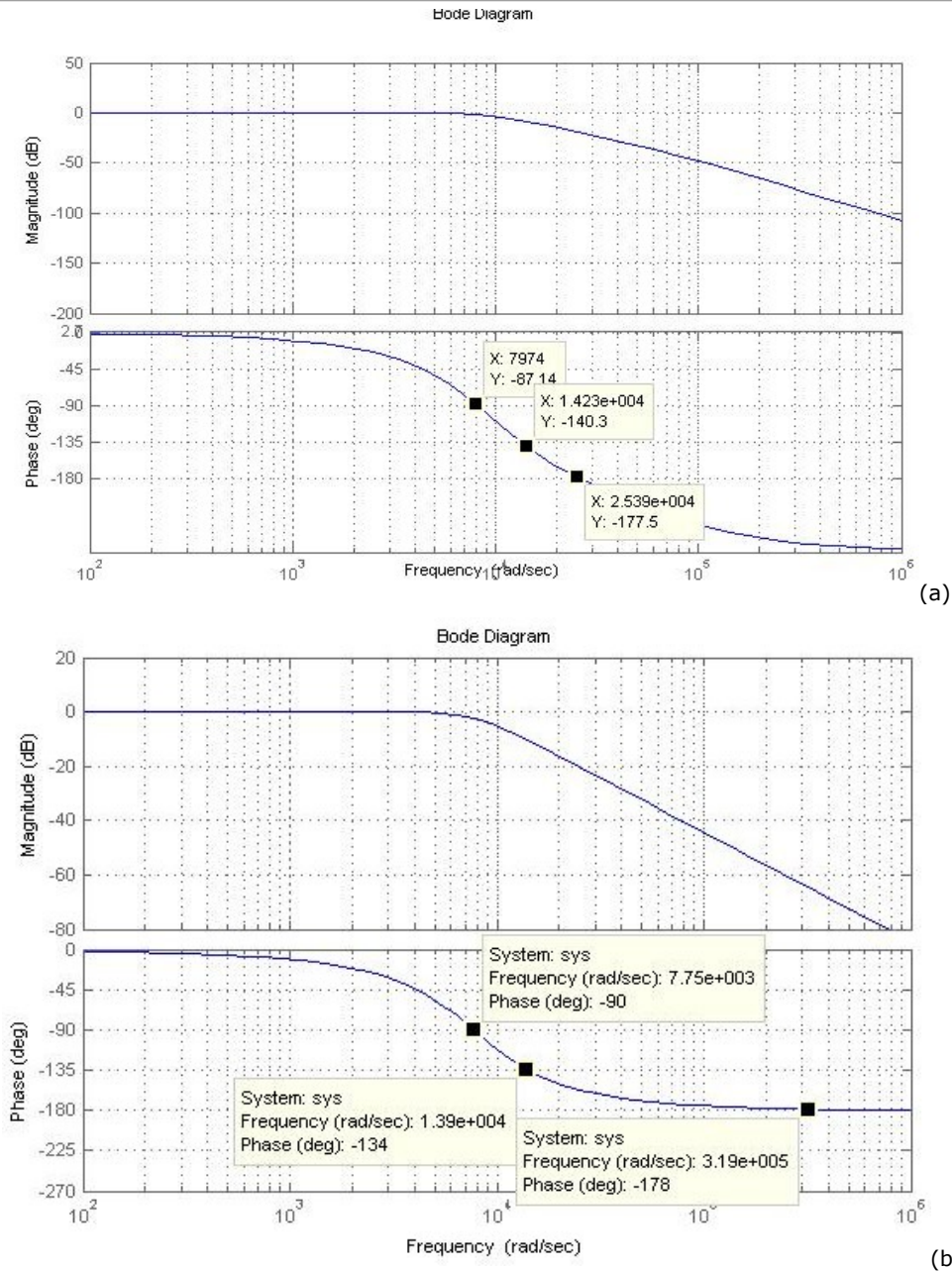


Fig. 3.1.10. Caracteristicile de pulsație pentru: (a) sistemul GS - servomotor + RG PD-T1 - (schema Simulink din fig. 3.1.17), (b) sistemul de ordin 2 echivalent (f.t. din rel. (3.1.-11))

MM al GS în forma din relația (3.1.-11) poate fi validat, iar utilizarea lui în continuare (ca model de proiectare) în dezvoltarea noilor soluții de reglare poate fi justificată pe baza comparării testelor efectuate pe echipamentul de laborator cu cele ale rezultatelor de simulare (realizate în Simulink, cu acest MM).



**d. Modele matematice (MM) asociabile perturbațiilor externe și interne, parametrice.** În funcționarea sistemelor mecatronice în general și a sistemelor cu GS în particular, se pot manifesta perturbații externe (exogene) și/sau interne (endogene), datorate unor fenomene de tip frecare cu aerul, uzură, modificări în proprietățile mecanice și electrice ale sistemului datorită încălzirii echipamentului ș.a. [24], [35] - [36]. În cap. 2 s-au prezentat câteva dintre aceste tipuri de perturbații care pot afecta comportarea GS.

În acest context, schema bloc din fig. 3.1.11 detaliază un mod de a introduce astfel de perturbații parametric de tip frecare în structura MM aferent GS [35] - [36].

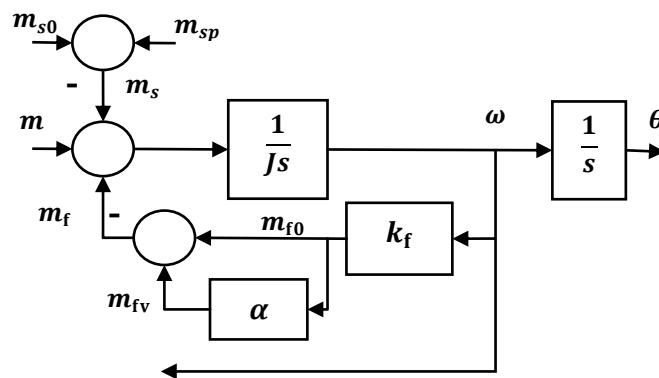


Fig. 3.1.11. Schema bloc aferentă MM a părții mecanice (echipamentul mecanic) în care a fost evidențiată acțiunea perturbațiilor posibile în cuplul mecanic: în cuplul perturbator extern ( $m_s$ ) și în cuplul de frecări  $m_f$  (intern)

$$\begin{aligned}
 m_f(t) &= m_{f0}(t) + m_{fv}(t) \\
 m_{f0}(t) &= k_f \omega(t) \\
 m_{fv}(t) &= a k_f \omega(t)
 \end{aligned}
 \tag{3.1.-19}$$

în care  $m_{f0}$  este partea cu valoare fixă a momentului de frecare, iar  $m_{fv}$  reprezintă valoarea variabilă a momentului de frecare;  $a$  este un coeficient de ponderare, variabil (de exemplu aleator).

Comportarea sistemului GS la diferite tipuri de perturbații se va testa în principal, în raport cu o perturbație de tip treaptă care se manifestă în cuplul de sarcină,  $m_s$ , prin intermediul mărimii fixe,  $m_{s0}$ , și/sau în raport cu o perturbație de tip rampă manifestată în cuplu prin intermediul mărimii cuplului de sarcină variabil (parametric),  $m_{sp}$ ; modificările au efect atât în valoarea cuplului cât și în valorile parametrilor f.t. aferente PC.

### **3.2. Unele dezavantaje ale soluției de bază de GS în buclă de reglare cu regulator PD-T1. Posibilități de îmbunătățire a performanțelor.**

#### **3.2.1. Analiza princiialelor dezavantaje ale soluției de bază GS cu bucla de reglare cu regulator PDT1.**

Pe baza analizei rezultatelor prezentate în paragraful anterior (experimentale și de simulare) se poate observa că răspunsul GS la diferite semnale de referință este în general satisfăcător; probleme apar însă în situațiile în care acționează perturbații externe – modelate în fig. 3.1.6 (a) sub forma semnalului treaptă în cuplu. Această comportare susține necesitatea dezvoltării și utilizării unor structuri de reglare extinse, diferite/suplimentare față de cea de bază. Deasemenea, din rezultatele de simulare prezentate în fig. 3.1.6 (b) – (d) se observă că urmărirea referinței de către mărimea de ieșire (poziția unghiulară) este mai „vizibil” afectată pentru semnalul dinte de fierăstrău (semnal care prezintă variații mai „bruste”).

Datorită importanței și multitudinii domeniilor de utilizare a scannerelor în general și a galvoscanerelor în particular, studiul acestor echipamente este un subiect deosebit de actual. Creșterea performanțelor galvoscanerelor comportă trei direcții principale de cercetare:

- Studiul și dezvoltarea sistemelor/elementelor constructive (mecanice, electromecanice, optice);
- Studiul, dezvoltarea și generarea unor semnale de referință complexe, necesare în vederea realizării funcțiilor de scanare cât mai apropiate de cele ideale; așa cum s-a prezentat în paragraful 2.2.2.
- Studiul și dezvoltare unor noi structuri și algoritmi de reglare automată utilizați în conducerea GS, structuri care se elimine parte din neajunsurile soluțiilor actuale; un astfel de studiu este detaliat în cap. 4.

#### **3.2.2. Posibilități de îmbunătățire a performanțelor**

Performanțelor sistemelor de scanare de tip GS condus cu un RG PD-T1 în buclă de reglare de poziție pot fi îmbunătățite ținând seama de neajunsurile prezentate în paragraful anterior. În acest context, asigurarea creșterii performanțelor galvoscanerelor comportă efectuarea unor studii orientate pe cele trei direcții principale:

- Studiul și dezvoltarea unor noi soluții constructive ale sistemelor de scanare bazate pe elemente de execuție și senzori realizați în tehnologie integrată de tipul sistemelor micro-electro-mecanice (Micro-Electro-Mechanical Systems - MEMS) [48]- [50];
- Dezvoltarea de noi soluții de generare a unor semnale de referință bazate pe funcții complexe, eficiente din punct de vedere al randamentului de scanare (așa cum a fost definit în cap. 2); un mod de generare a semnalelor de tip „liniar+sinusoidal” și „liniar+parabolic” – în variantele schemă Simulink și diagramă logică - este prezentat în Anexa 3.2.
- Studiul și dezvoltare unor noi soluții de conducere bazate pe structuri extinse și algoritmi moderni de reglare automată, soluții menite să reducă din neajunsurile soluțiilor actuale și totodată să îmbunătățească

---

performanțele sistemului de scanare/a rezultatelor scanării; un astfel de studiu este detaliat în cap. 4.

### 3.3. Concluzii și contribuții personale

În cadrul acestui capitol a fost realizată și prezentată analiza sistemelor cu GS în scopul modelării matematice a acestor echipamente. Determinarea unui/unor MM valide pentru GS și identificarea performanțelor realizate de către acestea este strict necesară pentru etapa de dezvoltare a noilor soluții de conducere/reglare propuse în cap. 4.

În acest context, pentru aplicația abordată în teză – aplicație derivată din cercetări de susținute de un grant de cercetare [32] și prezentată în paragraful 2.3, bazat pe o analiză constructiv-funcțională de detaliu a echipamentului - au fost elaborate trei MM pentru GS, după cum urmează:

- Un MM detaliat a cărui comportare în simulări urmărește fidel comportarea echipamentului de laborator din cadrul experimentelor; MM este bazat pe rel. (3.1.-1) – (3.1.-10) și de redat în forma unei scheme Simulink în fig. 3.1.7.
- Un MM de ordin redus (rel. (3.1.-11)) a cărui comportare realizează o foarte bună aproximare a modelului detaliat pentru zona frecvențelor de lucru utile galvoscanerului; modelul este destinat utilizării în faza de proiectare a noilor structuri de conducere.
- Un MM cu timp mort (rel. (3.1.-17) - (rel. (3.1.-18))), propus în urma unor rezultate din determinări experimentale; elaborarea acestui ultim model are ca scop și studiul influenței prezenței timpului mort asupra performanțelor sistemului de scanare considerat.

Validarea modelelor matematice este susținută de concordanța dintre rezultatele experimentale obținute cu echipamentul de laborator și rezultatele de simulare obținute în Simulink.

În vederea îmbunătățirii performanțelor sistemelor de scanare de tip GS cu ajutorul structurilor de conducere/reglare principalele tipuri de perturbații au fost evidențiate și modelate.

Considerând esențială și direcția posibilității de îmbunătățire a rezultatelor (performanțelor) scanării prin utilizarea unor semnale de referință specifice în domeniu [2] ș.a. a fost prezentată o justificare a echivalenței între MM aferent GS în buclă deschisă (soluția inițială bazată pe galvanometru) și MM atașat GS modern utilizat și ca aplicație în cadrul tezei (servomotor – BLDC-m + RG PD-T1). Tot în această direcție s-au elaborat programe Matlab-Simulink pentru generarea semnalelor de referință speciale de tip „liniar+sinusoidal”, respectiv „liniar+parabolic” (Anexa 3.2).

## 4. STRUCTURI DE CONDUCERE CLASICE ȘI MODERNE PROPUSE ÎN TEZĂ PENTRU GALVOSCANERE

Abordarea soluțiilor de conducere alternative este susținută de problemele semnalate în finalul capitolului precedent. Necesitatea unei comportări astatice în raport cu diferite tipuri de perturbații, îmbunătățirea proprietăților de urmărire ale sistemului de scanare și micșorarea timpului de răspuns au condus la ideea dezvoltării de noi soluții de reglare/conducere.

MM aferent PC în general – al aplicației abordate, galvoscaner Thorlabs GVS001, în particular - trebuie să suprindă cât mai complet dinamica procesului (Anexa 3.1), dar în același timp – pentru faza de dezvoltare a reguletoarelor - să fie cât mai simplu de interpretat, respectiv de implementat. Fiind vorba de un PC specific, de tipul acționare electromecanică „cu construcția – și cu valorile parametrilor - bine cunoscută”, respectiv „bine identificabilă”, cu comportare liniară și fără restricții, modelarea matematică pe baza funcției de transfer (f.t.), (procesele SISO - în raport cu comanda), și pe baza modelului intrare-stare-ieșire (MM-ISI) se dovedește eficientă [29], [42]. Mai mult, pentru regimurile normale de funcționare (de urmărire) adoptarea MM liniare (liniarizate) se dovedește pe deplin justificată, acceptată și de producător [24].

Obiectivul principal al acestui capitol este de a prezenta pentru sistemul de scanare cu GS noi soluții de conducere, atât extensii ale soluției clasice cât și soluții moderne. Sistemul de scanare cu GS s-a considerat sub forma structurii de bază prezentată în cap. 2 având modelul matematic cu parametrii determinați în cap. 3. În acest context, în subcapitolul 4.1 se prezintă sintetic structurile de reglare automată folosite în teză pentru extinderea structurii de bază.

În vederea obținerii unor performanțe de reglare îmbunătățite – în speță viteza de reglare/scanare mărită – în subcapitolul 4.2 se propun variante de soluții de conducere extinse (ale soluției de bază); pentru aceste soluții – discutate în detaliu - sunt prezentate studii prin care sunt evidențiate metodologii și particularități legate de dezvoltarea reguletoarelor, și care confirmă îmbunătățirea vitezei de răspuns la variație sinusoidală și variație specială a semnalului de referință. În acest scop sunt prezentate detalii legate de:

- testarea performanțelor SRA prin răspuns la semnal de referință treaptă;
- comportarea SRA în raport cu perturbații externe;
- testarea comportării SRA la diferite tipuri de semnale de referință;
- analiza sensibilității soluțiilor la modificările parametrice din structura sistemului.

În cadrul subcapitolului 4.3 sunt abordate și dezvoltate unele variante de soluții de conducere moderne cu predicție bazate pe modelul procesului. Dezvoltarea algoritmului de reglare bazat pe metoda GPC este prezentat în cadrul unui studiu de caz orientat pe aplicația cu GS. O soluție alternativă este soluția de reglare obținută

utilizând facilitățile toolbox-ului MPC Matlab. Pentru cazul sistemului cu timp mort se propun soluții de proiectare bazate pe schemele cu predictor Smith.

În subcapitolul 4.4 este prezentată o analiză a soluțiilor de conducere adoptate bazată pe evaluarea indicatorilor integrali (de optimizare dinamică); analiza se referă la structurile de reglare care utilizează regulatoarele convenționale.

Capitolul este finalizat prin prezentarea concluziilor și a contribuțiilor personale din paragraful 4.5.

#### 4.1. Structuri de conducere automată utilizate

Soluția de conducere propusă de furnizorul de echipamente [24] este una clasică bazată pe *structura de reglare automată convențională (SRA-c)* [29], [42], [51]. Soluția, prezentată pe larg în paragraful 3.1, presupune existența unui RG PD-T1 a cărei comandă acționează asupra unui servomotor de curent continuu cu magnet permanent în rotor (motor BLDC). Structura SRA-c adaptată la procesul condus (studiul de caz, echipamentul de laborator) este prezentată în figura 4.1.1 (a). Performanțele bune realizate în raport cu referința au fost extrapolate și acceptate tacit ca fiind valabile și în raport cu perturbațiile externe și/sau parametrice interne; după cum este evidențiat în paragraful 4.2. acceptarea nu este într-un totu justificată.

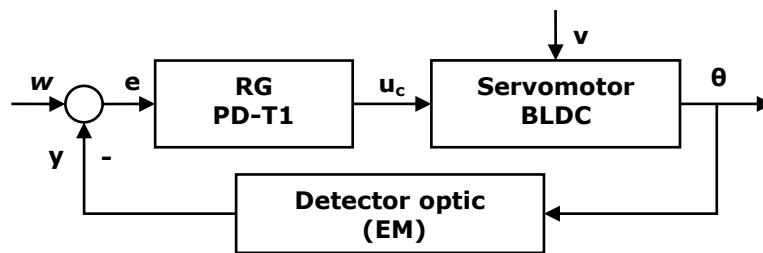


Fig. 4.1.1(a). SRA-c adaptată la studiul de caz

Acest lucru constituie motivul pentru care soluțiile de conducere propuse în teză presupun o extindere, fără afectarea esențială a structurii de bază oferite.

În figura 4.1.1 (b) este prezentată o primă variantă - soluție - de SRA-c extins pentru care, în raport cu soluția cu RG PD-T1 oferită, este înseriat un RG PI (totul în cadrul buclei de reglare de bază); structura de reglare stă la baza primei soluții extinse, propuse, analizate în paragraful 4.2. În această structură, RG PD-T1 va obține rolul de filtru de compensare, RG-PI urmând să asigure funcțiile de reglare și de reacție a efectelor unor perturbații externe.

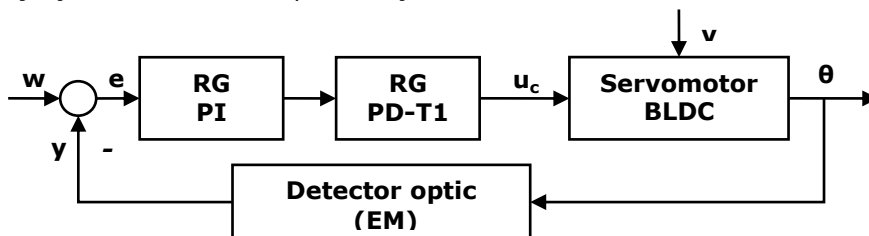


Fig. 4.1.1(b). SRA-c cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 adaptată la studiul de caz

O a doua variantă de extindere a structurii de reglare adoptate de furnizorul de echipament [24] este evidențiată în figura 4.1.1 (c) și are la bază ideea unei *Structurii de sistem de reglare automată în cascadă (SRA-csd) particularizată* (soluție denumită *SRA-csd în cvasi-cascadă* - cea de bază este de exemplu prezentată în [29]). În general, în cazul SRA-csd performanțele obținute în bucla de reglare interioară sunt menținute și apoi sunt îmbunătățite prin intermediul RG extern. Dependent de dinamica buclei subordonate, regulatorul extern poate fi de diferite tipuri; proiectarea lui poate fi realizată apoi prin metode clasice (de exemplu folosind criteriul modului) sau prin metode avansate moderne (de exemplu folosind algoritmi predictivi), ceea ce constituie un avantaj al extensiei.

Relativ la numărul de elemente de măsură disponibile, bucla de reglare exterioară se închide după același element de măsură (linia punctată) sau după un element de măsură suplimentar (linia continuă, după - EM2).

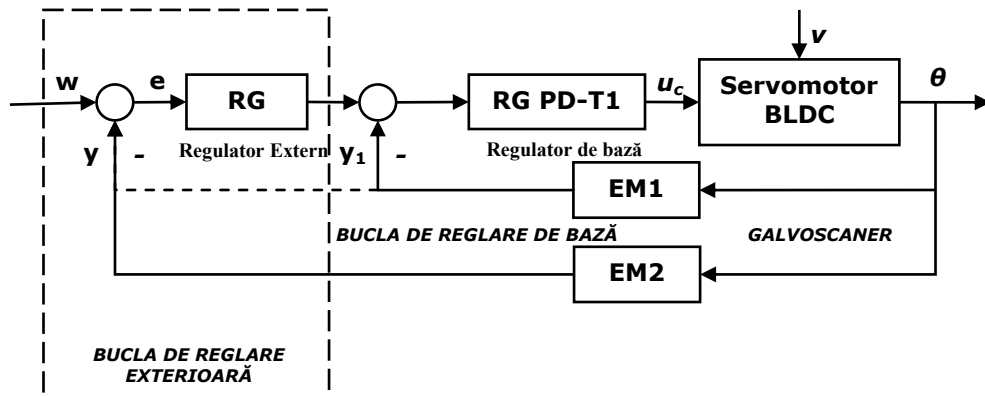


Fig.4.1.1(c). Schema bloc a unui SRA-csd (cvasi-cascadă) cu două bucle de reglare, adaptată la studiul de caz (Observație: în cazul în care se utilizează un același EM, EM2=EM1=EM este unic și se va considera completarea punctată)

## 4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu regulatoare clasice, varianta cu regulator PD-T1 și regulator PID

Cu toate că dezvoltarea algoritmilor de reglare moderni este continuă și fructoasă, datorită simplității legii de reglare, a numărului mic de parametri de acordat, a metodelor clare de proiectare și nu în ultimul rând a performanțelor obținute, o parte deosebit de importantă din aplicațiile industriale beneficiază de reglare cu RG PI sau PID (conform [51]-[55] numărul acestora în aplicațiile industriale și neindustriale este în proporție de 80-90%). Proprietățile acestor tipuri de RG sunt bine cunoscute și pe larg tratate în literatură [51]-[55].

Plecând de la sinteza dată în paragraful 4.1, în paragrafele următoare se dezvoltă două soluții de reglare cu RG PI și PID(-T1); pentru proiectarea regulatoarelor s-au adoptat metodele clasice bazate pe criterii de optim.

În acest scop, pe baza studiului bibliografic, în paragraful 4.2.1 sunt sintetizate elementele de bază ale proiectării unor soluții de reglare cu regulatoare convenționale (de tip PI(D)).

#### 4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu RG PD-T1 și RG PID 63

În paragraful 4.2.2 sunt apoi detaliate noile soluții de reglare bazate pe aceste metode de proiectare; sunt prezentate și analize sistemice detaliate relative la aceste soluții.

Printr-o analiză comparativă în paragraful 4.2.3 sunt prezentate atât rezultatele obținute prin simulare pentru soluțiile de reglare propuse, cât și analiza sensibilității noilor structuri la modificarea parametrilor.

##### **4.2.1. Metode clasice de proiectare a RG convenționale bazat pe criterii de optim. Sinteză selectivă, orientată pe aplicație.**

Din multitudinea metodelor de proiectarea a RG clasice utilizabile pentru aplicația selectată, în cadrul tezei, au fost apelate metode bazate pe „criteriile de optim” clasice, formulate de Whiteley. Pentru aplicații specifice, caracterizabile prin MM liniare de ordin relativ redus, în literatură au fost dezvoltate apoi variante pragmatice de proiectare, foarte utile.

Pentru aplicațiile de tipul acționări electrice (dar nu numai) în anii 1950-1960 au fost introduse Criteriile de Modul date de Kessler [56] - [57]; acestea au fost dezvoltate și adaptate ulterior în diferite studii de specialitate [46], [54], [58]. Metoda în sine se bazează pe optimizarea caracteristicii de frecvență modul-pulsație a sistemului închis [29]. Din punctul de vedere al inginerului, legat de aplicații concrete, se poate accepta că dacă f.t. a PC poate fi adusă la o anumită formă specifică de ordin redus, de tip benchmark, atunci există un RG, ai cărui parametrii pot fi acordați relativ simplu pe baza unor relații analitice ferme; soluția asigură sistemului de reglare automată realizarea anumitor performanțe ferme, care se dovedesc a fi apoi foarte avantajoase. Având în vedere că parametrii RG depind în mod direct de parametrii PC, pentru realizarea performanțelor garantate de metoda de proiectare, MM al procesului trebuie să fie corect determinat. Cele două situații de baza datorate lui Kessler sunt cunoscute sub denumirea de *Criteriul Modulului Optim (MO)* [29], [51], [53], [56], [59], și *Criteriul Optimului Simetric (SO)* [29], [51], [53], [57], [59]. O variantă extinsă a *Criteriul Optimului Simetric* - extindere cunoscută sub denumirea de *Criteriul Optimului Simetric Extins (ESO)* - lărgeste apoi aria de aplicare a criteriului simetric [58].

Ținând seama de specificul aplicației, în teză au fost utilizate cu preponderență aceste criterii; metodologia de aplicare a lor este prezentată succint pe baza bibliografiei [29], [51], [58], [60].

**A. Criteriul Modulului Optim - varianta Kessler (MO).** Considerând f.t. a PC –  $H_{PC}(s)$ , de tip benchmark, și acest criteriu de proiectare, alegerea tipului de RG (cu f.t.  $H_{RG}(s)$ ) și acordarea parametrilor săi se poate face conform Tabelului 4.2.1.

F.t. optimizate pentru sistemul deschis și sistemul închis sunt de forma:

$$\begin{aligned} H_{0opt}(s) &= \frac{1}{2T_{\Sigma} s(1+sT_{\Sigma})} \\ H_{ropt}(s) &= \frac{1}{T_{\Sigma}^2 s^2 + 2T_{\Sigma} s + 1} \end{aligned} \tag{4.2.-1}$$

în care  $T_{\Sigma}$  este constanta de timp care însumează constantele de timp mici ale PC.

64 4. Structuri de conducere clasice și moderne propuse în teză pentru GS

Tabelul 4.2.1. Relații specifice legate de proiectarea bazată pe Criteriul MO (variantea Kessler) [29], [51]

Tip reglare	Proces, $H_p(s)$	Regulator, $H_R(s)$		Notații
	Funcția de transfer	Tip	Funcția de transfer	
Reglare viteză (turație)	$\frac{k_{PC}}{1 + sT_\Sigma}$	<b>I</b>	$\frac{k_r}{s}$	MO-1.1
			$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}$	
	$\frac{k_{PC}}{(1 + sT_1)(1 + sT_\Sigma)}$	<b>PI</b>	$\frac{k_r}{s}(1 + sT_r)$	MO-2.1
$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}, T_r = T_1$				
$\frac{k_{PC}}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + sT_\Sigma)}$ $T_1 > T_2 > T_\Sigma$	<b>PID</b>	$\frac{k_r}{s}(1 + sT_r)(1 + sT_r')$	MO-3.1	
		$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}, T_r = T_1, T_r' = T_2.$		
Reglare poziție	$\frac{k_{PC}}{s(1 + sT_\Sigma)}$	<b>P</b>	$k_r$	MO-1.2
			$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}$	
	$\frac{k_{PC}}{s(1 + sT_1)(1 + sT_\Sigma)}$ , $T_\Sigma / T_1 < 0.2$	<b>PD-T1</b>	$\frac{k_r(1 + sT_d)}{1 + sT_f}$	MO-2.1
$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}, T_d = T_1, T_d / T_f \approx 10$				
$\frac{k_{PC}}{s(1 + sT_1)(1 + sT_2)(1 + sT_\Sigma)}$ $T_1 > T_2 > T_\Sigma, T_\Sigma / T_1 < 0.2$	<b>PD2-T2</b>	$\frac{k_r(1 + sT_{d1})(1 + sT_{d2}')}{(1 + sT_{f1})(1 + sT_{f2})}$ $k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}, T_{d1} = T_1, T_{d2} = T_2,$ $T_{d1} / T_{f1} \approx 10...20,$ $T_{d2} / T_{f2} \approx 10...20.$	MO-3.2	



#### 4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu RG PD-T1 și RG PID 65

Metoda de proiectare asigură următoarele performanțele SRA: suprareglaj  $\sigma_1=4.3\%$ , timp de primă reglare  $t_1=4.7T_\Sigma$ , timp de reglare  $t_s=8.4T_\Sigma$  și statism natural  $\gamma_n=0$  (pentru reglarea poziție dependent de locul de acțiune a perturbației în raport cu componenta integratoare adusă de proces), rezerva de fază  $\varphi_r=60^\circ$ .

*Observație.* Metoda de proiectare va fi utilizată ca soluție de referință/de bază în dezvoltarea soluțiilor de reglare mai performante propuse ulterior în teză; probabil că varianta de bază a soluției de conducere, elaborată de furnizorul de echipament a avut în vedere relații similare cu cele din cazul MO2-2.

**B. Criteriul Optimului Simetric (SO).** Criteriul Optimului Simetric a fost introdus tot de Kessler în [57] și presupune realizarea unui SRA astatic în raport cu o mărime de referință de tip rampă [29], [53], [57], [59]; f.t. optimizată aferentă sistemului deschis conține doi poli în origine. Tabelul 4.2.2 specifică situațiile în care metoda de proiectare este recomandat a fi utilizată precum și relațiile f.t. aferente proiectării bazate pe Criteriul Optimului Simetric.

F.t. aferente sistemului deschis și sistemului închis sunt date de relațiile:

$$H_{0opt}(s) = \frac{1+4T_\Sigma s}{8T_\Sigma^2 s^2(1+sT_\Sigma)} \quad (4.2.-2)$$
$$H_{r0pt}(s) = \frac{1+4T_\Sigma s}{8T_\Sigma^3 s^3 + 8T_\Sigma^2 s^2 + 4T_\Sigma s + 1}$$

Pentru RG proiectate cu criteriul SO performanțele asigurate de SRA pot fi considerate acceptabile: suprareglaj  $\sigma_1 \approx 43\%$ , timp de primă reglare  $t_1=3.1T_\Sigma$ , timp de reglare  $t_s=16.5T_\Sigma$  (în domeniul timp) și rezervă de fază  $\varphi_r=36^\circ$  (în domeniul pulsație); rezerva de fază redusă și suprareglajul relativ mare pot fi dezavantaje serioase, în special în cazul în care parametrii procesului ar fi afectați de perturbații interne. În relația „referință – mărime reglată” aceste performanțe pot fi corectate prin adoptarea și proiectarea adecvată a unor filtre suplimentare plasate pe canalul de referință [29].

**C. Criteriul Optimului Simetric Extins (ESO method).** Prin Criteriul Optimului Simetric Extins, introdus în [8] și detaliat apoi și în [29], [51], se realizează o extensie a metodei de proiectare SO-m, extensie care asigură apoi o îmbunătățire eficientă a performanțelor SRA; această îmbunătățire se manifestă evident în domeniul pulsațiilor, asigurându-se o creștere controlată – prin parametrul de proiectare  $\beta$  - a rezervei de fază  $\varphi_r$ ; creșterea controlată a rezervei de fază conduce și la reducerea sensibilității SRA la modificarea parametrilor PC.

Algoritmul de calcul al parametrilor RG este o generalizare a algoritmului prezentat pentru SO-m, iar cazurile de proiectare se referă la cele trei tipuri de f.t. ale proceselor care conțin componenta integratoare (a se vedea tabelul 4.2.2). Diferența apare la relațiile de acordare a parametrilor RG. Abaterea caracteristicii de pulsație de la valoarea optimă calculată prin SO – pentru creșterea rezervei de fază – se realizează prin parametrizarea relațiilor de optim în forma:

$$\sqrt{\beta} a_0 a_2 = a_1^2$$
$$\sqrt{\beta} a_1 a_3 = a_2^2 \quad (4.2.-3)$$

66 4. Structuri de conducere clasice și moderne propuse în teză pentru GS

în care  $a_i$ , cu  $i$  de la 1 la 3 sunt coeficienții polinomului de la numitorul f.t. a RG.

Tabelul 4.2.2 Relații specifice legate de proiectarea bazată pe Criteriul Optimului Simetric (varianta Kesler)

Tip reglare	Proces - $H_p(s)$	Regulator - $H_R(s)$		Notații
	Funcția de transfer	Tip	Funcția de transfer / Relații de acordare a parametrilor	
Reglare pozitivă	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_\Sigma)}$	PI	$\frac{k_r}{s}(1+sT_r)$	SO-1
			$k_r = \frac{1}{8k_{PC}T_\Sigma^2}, T_r = 4T_\Sigma$	
	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_1)(1+sT_\Sigma)}, T_\Sigma/T_1 < 0.2$	PID-T1	$\frac{k_r}{s}(1+sT_r)(1+sT_r')$	SO-2
			$k_r = \frac{1}{8k_{PC}T_\Sigma^2}, T_r = 4T_\Sigma$ $T_r' = T_1$	
			$\frac{k_r}{s}(1+sT_r) \frac{(1+sT_r')}{(1+sT_f)}$	
			$k_r = \frac{1}{8k_{PC}T_\Sigma^2}, T_r = 4T_\Sigma,$ $T_r' = T_1, T_r'/T_f \approx 10...20$	
$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_\Sigma)}, T_1 > T_2 > T_\Sigma, T_\Sigma/T_1 < 0.2$	PID-T2	$\frac{k_r}{s}(1+sT_r) \frac{(1+sT_r')(1+sT_d)}{(1+sT_f')(1+sT_f)}$	SO-3	
		$k_r = \frac{1}{8k_{PC}T_\Sigma^2}, T_r = 4T_\Sigma,$ $T_r' = T_2, T_r'/T_f \approx 10...20,$ $T_d = T_2, T_d/T_f \approx 10...20.$		

Relațiile de acordare a parametrilor RG se modifică după cum urmează [29]:

$$k_r = \frac{1}{k_{PC} \sqrt[3]{\beta^2 T_\Sigma^2}}$$

$$T_r = \beta T_\Sigma$$

$$T_r' = T_1$$

(4.2.-4)

Flexibilitatea este dată de posibilitatea proiectantului de a alege o valoare a parametrului  $\beta$ , dintr-o gamă de valori recomandată, funcție de cerințele impuse

#### 4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu RG PD-T1 și RG PID 67

SRA. Valorile recomandate pentru  $\beta$  sunt între 4 și 16, ceea ce corespunde unei variații a rezervei de fază între  $30^\circ$  și  $60^\circ$ . Extinderea intervalului în afara acestor limite poate duce la afectarea stabilității SRA.

Performanțele realizate de SRA utilizând această metodă de proiectare sunt evidențiate în literatură [29], [51], [58], cu ajutorul graficelor și a tabelelor, prin comparație cu cele obținute cu metoda de bază SO.

Întrucât în analizele sistemice ale soluțiilor de reglare, prezintă interes sensibilitatea sistemului la modificarea parametrilor procesului, în cadrul tezei va fi abordat aspectul analizei de sensibilitate pentru soluțiile propuse.

Funcția de sensibilitate este definită în [29], [42], [53], [60] ș.a. ca o funcție de variabila operațională „s” prin intermediul f.t. a sistemului deschis  $H_0(s)$ , conform relației:

$$S_0(s) = \frac{1}{1+H_0(s)} \quad (4.2.-5)$$

Din punct de vedere al analizei prezintă interes valoarea maximă a funcției de sensibilitate ( $M_{S_0}$ ) și inversa valorii maxime a funcției de sensibilitate ( $M_{S_0}^{-1}$ ), definite de forma:

$$M_{S_0} = \max\{|S_0(j\omega)|\} \quad (4.2.-6)$$

$$M_{S_0}^{-1} = \max\{|[S_0(j\omega)]^{-1}|\} \quad (4.2.-7)$$

Inversa valorii maxime a funcției de sensibilitate este egală cu raza unui cerc tangent la hodograful lui Nyquist și centrat în punctul de coordonate  $(-1, j0)$  al planului complex. Această valoare constituie un indicator al robusteții sistemului de reglare automată; cu cât  $M_{S_0}^{-1}$  este mai mare (se recomandă valori mai mari decât 0,5 [42], [53]) robustețea SRA este mai mare și sensibilitatea acestuia la modificarea parametrilor este mai mică.

#### 4.2.2. Dezvoltarea unor noi soluții de reglare (extinse) cu RG clasice pentru conducerea sistemului cu galvoscaner

**A. Soluția de reglare de bază a sistemului cu galvoscaner (soluția suport).** Modelarea matematică a sistemului cu galvoscaner (GS) a fost prezentată detaliat în capitolul 3, fiind susținută de testările experimentale și de rezultatele simulărilor efectuate asupra sistemului. În paragraful 3.1 a fost demonstrat faptul că funcția de transfer a SRA de bază - format din RG PD-T1, servomotor BLDC, detector optic (fig. 4.1.1 (a)) - a fost adusă la forma:

$$H(s) = \frac{y(s)}{w(s)} \approx \frac{K\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} = \frac{K}{s^2T^2 + 2\xi Ts + 1} \quad (4.2.-8)$$

F.t. utilizate în calculul SRA pentru sunt de forma:

$$H_{\theta u_c}(s) = \frac{\theta(s)}{u_c(s)} = \frac{1}{s} \frac{k_{GS}}{(1+sT_m)(1+sT_a)} \quad \text{pentru servomotor} \quad (4.2.-9)$$

$$H_{PD}(s) = \frac{u_c(s)}{e(s)} = k_{PD} \frac{1+sT_d}{1+sT_f} \quad \text{pentru RG PD-T1} \quad (4.2.-10)$$

Soluțiile de reglare propuse în cele ce urmează au fost orientate spre îmbunătățirea performanțelor și sunt construite adaptat la această structură.

**B. Structura de reglare cu regulator PI înseriat cu RG PD-T1 în bucla de bază.** Prima soluție propusă pentru îmbunătățirea performanțelor sistemului de bază se bazează pe experiența favorabilă a utilizării RG proporțional-integrator (PI) și presupune proiectarea unui astfel de RG înseriat cu RG PD-T1 existent [61]. Schema bloc informațională a SRA este prezentată în fig. 4.1.1(b).

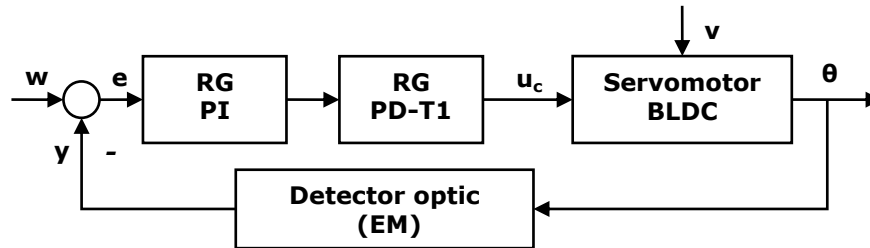


Fig. 4.1.1(b). SRA-c cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 adaptată la studiul de caz (reluare)

Proprietățile dinamice ale sistemului nu sunt influențate de introducerea RG suplimentar în bucla de reglare după poziția unghiulară. F.t. a RG PI suplimentar este de forma [29], [42], [51]-[54]:

$$H_{C-PI}(s) = \frac{k_C}{sT_C} (1+sT_C) \quad (4.2.-11)$$

Astfel f.t. a sistemului deschis este:

$$H_0(s) = \frac{k_0 (1+sT_C)}{s^2 (1+sT_\Sigma)} \quad (4.2.-12)$$

în care parametrii reprezintă:  $T_\Sigma$  suma constantelor de timp mici ale sistemului deschis,  $k_0$  - constanta de proporționalitate global a sistemului și  $T_C$  - constanta de timp de integrare a RG PI.

Considerând cei doi poli nuli din origine RG PI se poate proiecta cu metoda SO-m sau ESO-m. Relațiile de acordare a parametrilor cu ESO-m [29], [58], sunt de forma:

$$k_C = \frac{1}{k_{GS} k_{PD} \beta^{3/2} T_\Sigma^2} \quad \text{cu} \quad T_C = \beta T_\Sigma \quad (4.2.-13)$$

#### 4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu RG PD-T1 și RG PID 69

Performanțele sistemului de reglare proiectat au fost testate, prin simulare, pentru valori ale parametrului  $\beta$  între 9 și 16, rezultatele de simulare fiind prezentate în paragraful 4.2.3 prin comparație cu sistemul de bază.

**C. Structura de reglare extinsă cu două bucle cu regulator PID-T1 în bucla externă (principală).** Soluția de reglare propusă presupune proiectarea unui SRA care respectă structura de conducere în cascadă prezentată în fig. 4.1.1(c), în care procesul condus devine bucla de reglare de bază, optimizată.

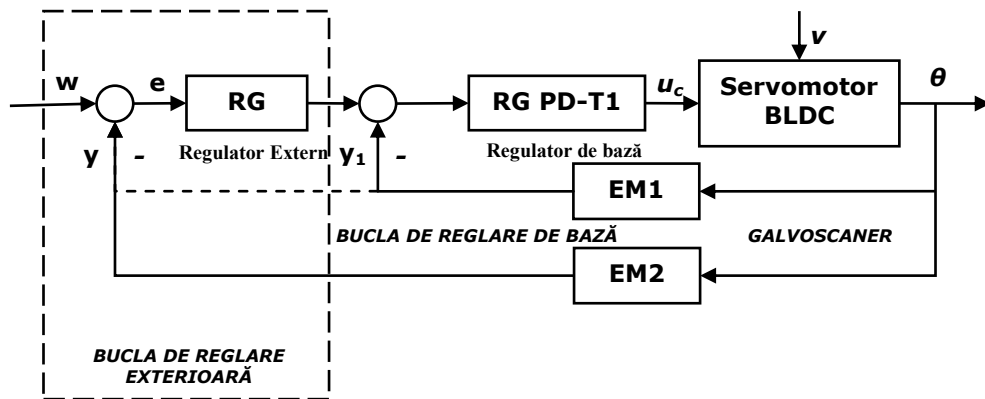


Fig.4.1.1(c). Schema bloc a unui SRA-csd (cvasi-cascadă) cu două bucle de reglare, adaptată la studiul de caz (Observație: în cazul în care se utilizează un același EM, EM2=EM1=EM este unic și schema se va considera în varianta cu completarea punctată), (reluare)

În varianta de realizare paralelă regulatorul Proporțional-Integrativ-Derivativ (PID) însumează toate cele trei componente de bază - P, I și D - necesare reglării; în practică componenta derivativă este extinsă cu un modul informațional cu temporizare de ordinul 1 (DT1). F.t. a unui RG PID(-T1) poate fi explicitată în mai multe variante de exemplu de forma [1] dată de relațiile (4.2-14), în care  $k_r = k_R/T_i$  și  $T_{fi}$  constanta de filtrare a modulului derivativ, mult mai mic decât  $T_d$ .

$$H_R(s) = \begin{cases} k_R \left( 1 + \frac{1}{sT_i} + sT_d \right) \\ \frac{k_r}{s} (1 + sT_{r1})(1 + sT_{r2}) \\ \frac{k_r(1 + sT_{r1})(1 + sT_{r2})}{s(1 + sT_{fi})} \end{cases} \quad (4.2.-14)$$

Bucla internă conține structura de bază a GS, iar bucla externă conține RG real PID extins cu filtru PT1 cu f.t. de forma:

$$H_{C-PID}(s) = \frac{k_{C1}}{s} \frac{1 + 2s\xi T + s^2 T^2}{1 + sT_{f1}} \quad (4.2.-15)$$

în care  $k_{c1}$  este constanta de proporționalitate a RG PID-T1,  $T$  este constanta de timp,  $\zeta$  este factorul de amortizare și  $T_{f1}$  este constanta de filtrare.

Acordarea parametrilor RG aferent buclei exterioare se realizează cu metoda criteriului Modulului Optim, cazul de proiectare MO-3.1. Perechea de zerouri complex conjugate a RG compensează dinamica sistemului de bază cu GS. Filtrul PT1 asigură realizabilitatea fizică a RG și oferă posibilitatea de a aduce SRA extins la performanțele impuse; valorile testate pentru  $T_{f1}$  sunt cuprinse în intervalul 0.005 – 0.035 ms.

Valorile numerice calculate ale parametrilor utilizați în simulări, pentru cele două soluții propuse (A – extindere SRA-c cu RG PI înseriat și B – SRA-csd cu RG PID-T1 în bucla externă) sunt date în tabelul 4.2.3.

Tabelul 4.2.3 Valori numerice pentru parametrilor RG utilizate în simulări

<b>A.</b> SRA-c cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 existent	$\beta = 4$			
	$k_r = 40551$	$T_r' = 1.95ms$	$T_r = 0.272ms$	
	$\beta = 9$			
	$k_r = 11997$	$T_r' = 1.95ms$	$T_r = 0.612ms$	
<b>B.</b> SRA-csd cu RG PID-T1 în bucla exterioară	$\beta = 16$			
	$k_r = 5068$	$T_r' = 1.95ms$	$T_r = 1.088ms$	
	$k_{c1} = 15000$	$T = 0.129ms$	$\xi = 0.65$	$T_{f1} = 0.01ms$

#### 4.2.3. Rezultate de simulare și concluzii relative la soluțiile de reglare propuse

**A. Performanțe realizate în domeniul timp.** Întrucât la momentul elaborării tezei nu a fost permisă intervenția în echipamentul de bază, noile soluții au putut fi testate doar prin simulare numerică; extensia concluziilor va fi posibilă pe standul experimental care va fi dezvoltat în anul ce urmează. Performanțele asigurate de cele două soluții de conducere noi (proapse în paragraful 4.2.2) au fost verificate în răspunsul sistemului la diferite tipuri de semnale de referință:

- referință treaptă, pentru aprecierea indicatorilor de performanță clasici,
- referință specifică aplicației „sistem de urmărire”.

Ținând seama de faptul ca pentru soluția de bază s-a dispus de rezultate experimentale foarte bune și de faptul că MM construit pentru această soluție – transpus și într-o schema Simulink – este mai mult decât concludent, soluțiile testate pot fi confirmate ca fiind „foarte bune”.

În figura 4.2.1 (a), (b) sunt prezentate rezultatele de simulare obținute prin aplicarea unui semnal de referință de tip treaptă unitar structurii de conducere cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 existent în bucla de reglare inițială, prin comparație cu răspunsul MM de bază prezentat în capitolul 3; răspunsul sistemului se referă la modificarea poziției unghiulare a GS (nu la regimul de urmărire).

Analizând răspunsul sistemului se observă faptul că timpul de primă reglare este îmbunătățit (pentru valori ale lui  $\beta = 4$  – varianta de baza a criteriului SO-m (Kessler) - și apoi  $\beta = 9$ ) și efectul perturbațiilor externe este eliminat, dar amplitudinea oscilațiilor introduse în sistem și valoarea timpului de reglare cresc și - pentru semnalele periodice - pot produce oscilații în sistemul de urmărire.

#### 4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu RG PD-T1 și RG PID 71

Comportarea în raport cu posibile perturbații externe a fost testată prin aplicarea unor perturbații externe, de tip treaptă, în cuplul de sarcină al servomotorului, după 5 ms de la aplicarea referinței, respectiv prin aplicarea unui semnal rampă limitat; se observă deficiența majoră a soluției de bază care se dovedește a fi cu statism (abatere permanentă de la poziția scontată). Este cunoscut [29], [53] - [54] ș.a. faptul ca aceasta deficiență în comportare va fi accentuată în regim de urmărire. Din contra, din răspunsurile simulate, se constată că soluțiile noi propuse elimină radical această deficiență.

Pentru structura de conducere în cascadă cu RG PID-T1 extins rezultatele obținute prin simulare, pentru referință treaptă, sunt prezentate în figura 4.2-1 (c)-(f). Față de soluția anterioară se observă o mai bună rejecție a perturbațiilor externe (s-au aplicat aceleași perturbații) și valori mai bune pentru suprareglaj și timp de reglare.

Pentru soluțiile de reglare propuse, în tabelul 4.2.4 este realizată o sinteză asupra indicatorilor de performanță SRA realizate în domeniul timp.

Tabelul 4.2.4 Sinteza asupra performanțelor pentru soluțiile de reglare propuse

Indicator	Structura de bază	Soluția cu RG PI înseriat ( $\beta=4$ )	Soluția cu RG PI înseriat ( $\beta=9$ )	Soluția cu RG PI înseriat ( $\beta=16$ )	Soluția cu RG PID-T1 extins
$\sigma_1$	9%	50%	27%	17%	7%
$t_{r1}$	0.33 ms	0.19 ms	0.30 ms	0.46 ms	0.10 ms
$t_r$	0.64 ms	1.50 ms	2.00 ms	3.00 ms	0.5 ms

După cum s-a mai menționat în capitolul 2, în practică, pentru a realiza „oscilația după o axă” a oglinzii GS, semnalele de referință utilizate în scanare sunt semnale periodice. Soluțiile de reglare de bază și cele noi, propuse, au fost testate atât în raport cu variația sinusoidală cât și în raport cu semnale periodice cu alte forme de variație, specifice procesului de scanare.

Astfel, au fost efectuate teste de simulare a comportării structurilor de reglare propuse pentru următoarele tipuri de semnale de referință periodice: (a) semnal sinusoidal, (b) semnal triunghiular, (c) semnal cu variație în formă de dinte de fierăstrău cu grad de acoperire variat și (d) semnale compuse cu variație specifică, optimizată, de tipul celor prezentate în capitolul 2 – „liniar+sinusoidal” și „liniar+parabolic”; testele au fost efectuate pentru o gamă mai largă de frecvențe a semnalului cuprinsă între 10 Hz și 700 Hz, respectiv pentru grade de acoperire cuprinse între 50% și 90%, pentru semnalele de tip dinte de fierăstrău .

Din multitudinea simulărilor efectuate având ca referință semnale periodice, în figura 4.2-2 se prezintă rezultate obținute în urma aplicării la intrarea SRA cu RG PID-T1 extern a: (a) semnal sinusoidal, (b) triunghiular, (c) în formă de dinte de fierăstrău cu grad de acoperire 80% cu frecvența 200Hz și (d) semnal compus „liniar+sinusoidal” cu frecvența 100 Hz.

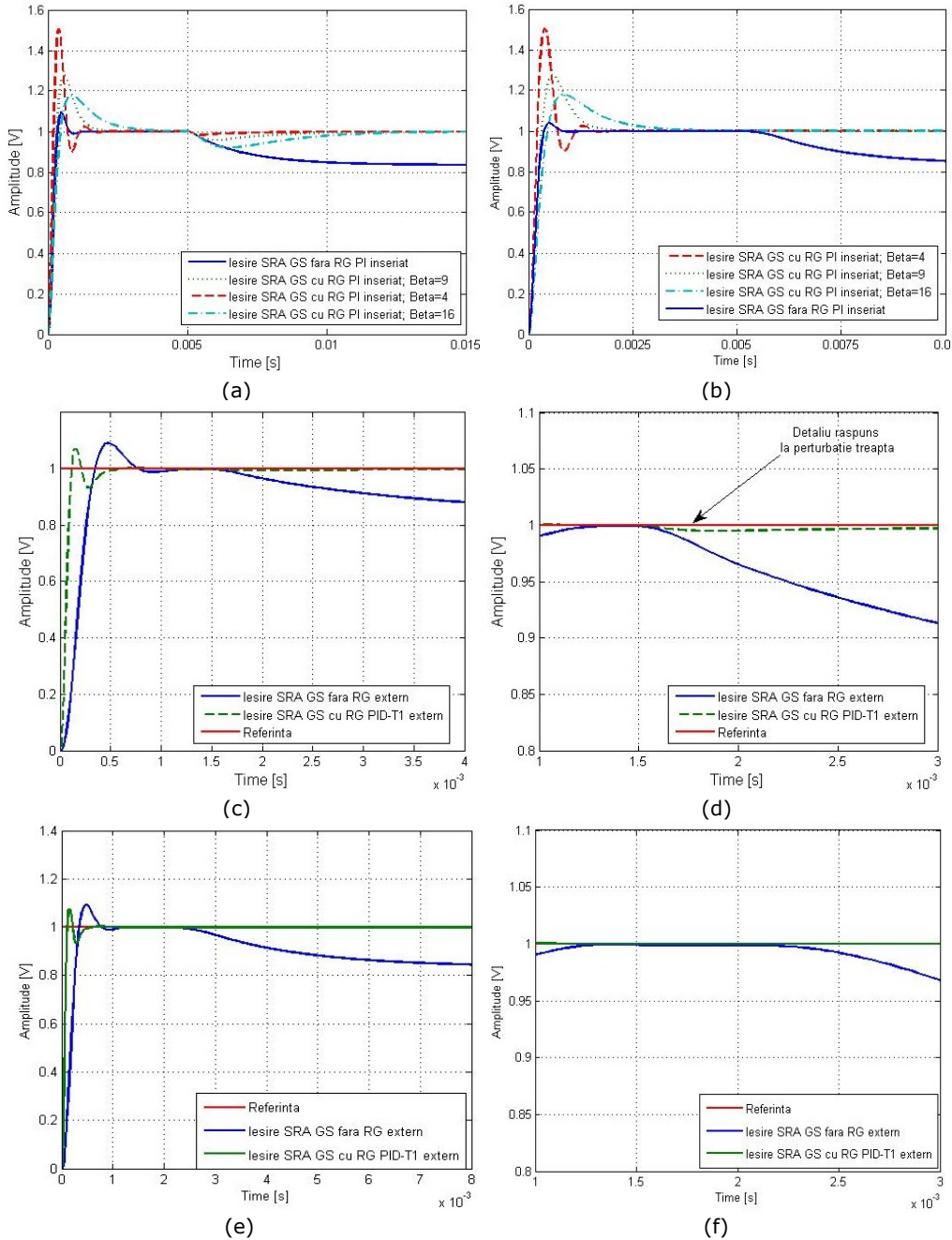


Fig.4.2.1. Răspunsul la semnal treaptă de referință a SRA propuse: (a) soluția de conducere cu RG PI înseriat în structura de bază, perturbație de tip treaptă; (b) perturbație de tip rampă limitată; (c) soluția de conducere în cascadă cu RG PID-T1 extins, perturbație de tip treaptă, (d) detaliu pentru (c); (e) perturbație de tip rampă limitată; (f) detaliu pentru (e)



#### 4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu RG PD-T1 și RG PID 73

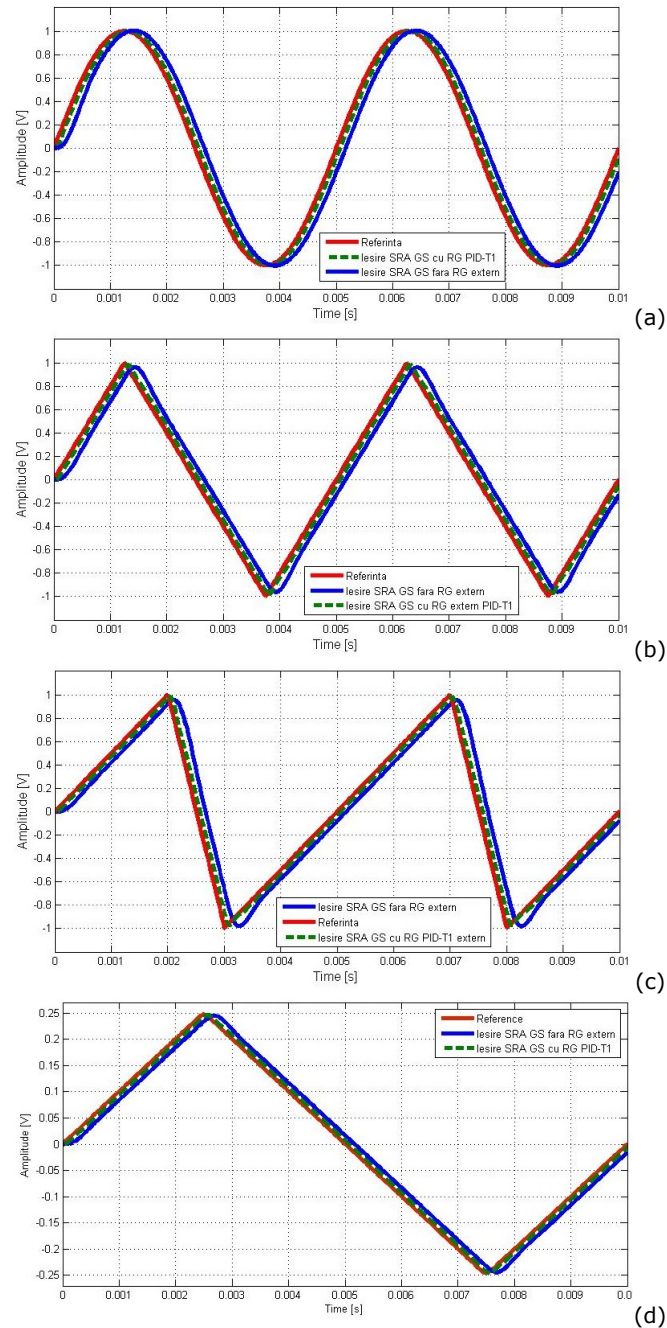


Fig. 4.2.2. Răspunsul **SRA cu RG PID-T1 extins** pentru semnale de referință periodice cu frecvența 200 Hz (a) sinusoidal, (b) triunghiular, (c) dinte de fierăstrău cu acoperire 80%, (d) semnal compus „liniar+sinusoidal” cu frecvența 100 Hz

Din analiza graficelor se poate observa faptul că pentru semnale de referință periodice simetrice (sinusoidal, triunghiular și compus „liniar+sinusoidal”) cu ieșirea poziția unghiulară a oglinzii (ieșirea SRA), soluția de bază asigură urmărirea relativ fidelă a semnalului de intrare (referința). Față de SRA de bază structura cu RG extins PID-T1 prezintă îmbunătățiri (semnificative) ale performanțelor referitoare la timpul de răspuns. Pentru semnalele asimetrice (fig. 4.2.2 (b)), caracterizate prin opriri și (re)porniri în sens opus ale oglinzii – apreciable ca fiind „mai dure” - influența pozitivă a diminuării timpului de răspuns este și mai vizibilă.

Pentru soluția de reglare cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 existent, au fost selectate rezultatele semnificative obținute în urma simulărilor ca urmare aplicării semnalelor periodice deja menționate.

Astfel în figura 4.2.3 se prezintă răspunsul sistemelor de reglare proiectate pentru:

- semnal de referință *sinusoidal* (a) frecvența 33,33 Hz (perioada 0,03 s), (c) frecvența 200 Hz (perioada 0,005 s) și (e) frecvența 400 Hz (perioada 0,0025 s)
- semnal de referință *triunghiular* (b) frecvența 33,33 Hz, (d) frecvența 200 Hz și (f) frecvența 400Hz.

Analizând rezultatele simulărilor soluția de conducere propusă poate fi recomandată în cazul aplicațiilor de scanare mai lente pentru care frecvența semnalului de referință nu depășește 100 Hz. Pentru aplicațiile rapide, în care frecvența de scanare necesară este mare, implicit și frecvența semnalului de referință crește, această soluție de reglare cu RG PI înseriat cu RG PI existent nu poate fi recomandată.

**B. Analiza de sensibilitate relativă la structurile de reglare nou dezvoltate.** Pentru efectuarea unui studiu de sensibilitate comparativă a soluțiilor de reglare au fost determinate caracteristicile Bode aferente funcțiilor de transfer ale sistemului deschis  $H_0(j\omega)$  și hodograful lui Nyquist, pentru soluțiile de reglare propuse. În fig. 4.2.4 sunt prezentate diagramele Bode și Nyquist; peste hodograful lui Nyquist, în planul complex, este suprapus cercul tangent la hodograf, de rază  $M_{50}^{-1}$  și centru  $(-1, j0)$ .

În tabelul 4.2.5 sunt evidențiate valorile maximului funcției de sensibilitate ( $M_{50}$ ) și a inversei funcției de sensibilitate ( $M_{50}^{-1}$ ) obținute pentru soluțiile de reglare propuse. Valorile pentru  $M_{50}^{-1}$  se regăsesc și în diagrama lui Nyquist din fig. 4.2.4 (b) reprezentând razele celor patru cercurilor.

Utilitatea studiului se regăsește în faptul că rezultatele obținute asigură o imagine concludentă asupra robusteții relative a soluțiilor de reglare; relativ la o anumită soluție se asigură o imagine asupra robusteții acesteia în raport cu eventuale modificări parametrice ale procesului, relativ la tendințe în modificarea parametrilor regulatorului.

Analizând punctele de intersecție ale cercurilor cu hodograful, pentru toate soluțiile de reglare propuse se observă robustețea sistemelor de reglare proiectate. Așa cum rezultă și din rezultatele de simulare anterioare, „cea mai bună soluție de reglare” - dintre cele nou propuse în teză - este cea cu RG PID-T1 extern, prezentată în paragraful 4.2.2 punctul C.

În cazul în care în structura sau în funcționalitatea sistemului cu galvoscaner ar apare modificări endogene (parametrice) se poate pune și problema extensiei soluțiilor actuale; în acest sens două ar fi imediate:

- re-proiectarea robustă a regulatorului [62], [63] ș.a.,

#### 4.2. Dezvoltarea soluțiilor de reglare cu structură extinsă, cu RG PD-T1 și RG PID 75

- implementarea unor soluții cu reglatoare convenționale cu adaptarea parametrilor (de exemplu [64], ș.a.).

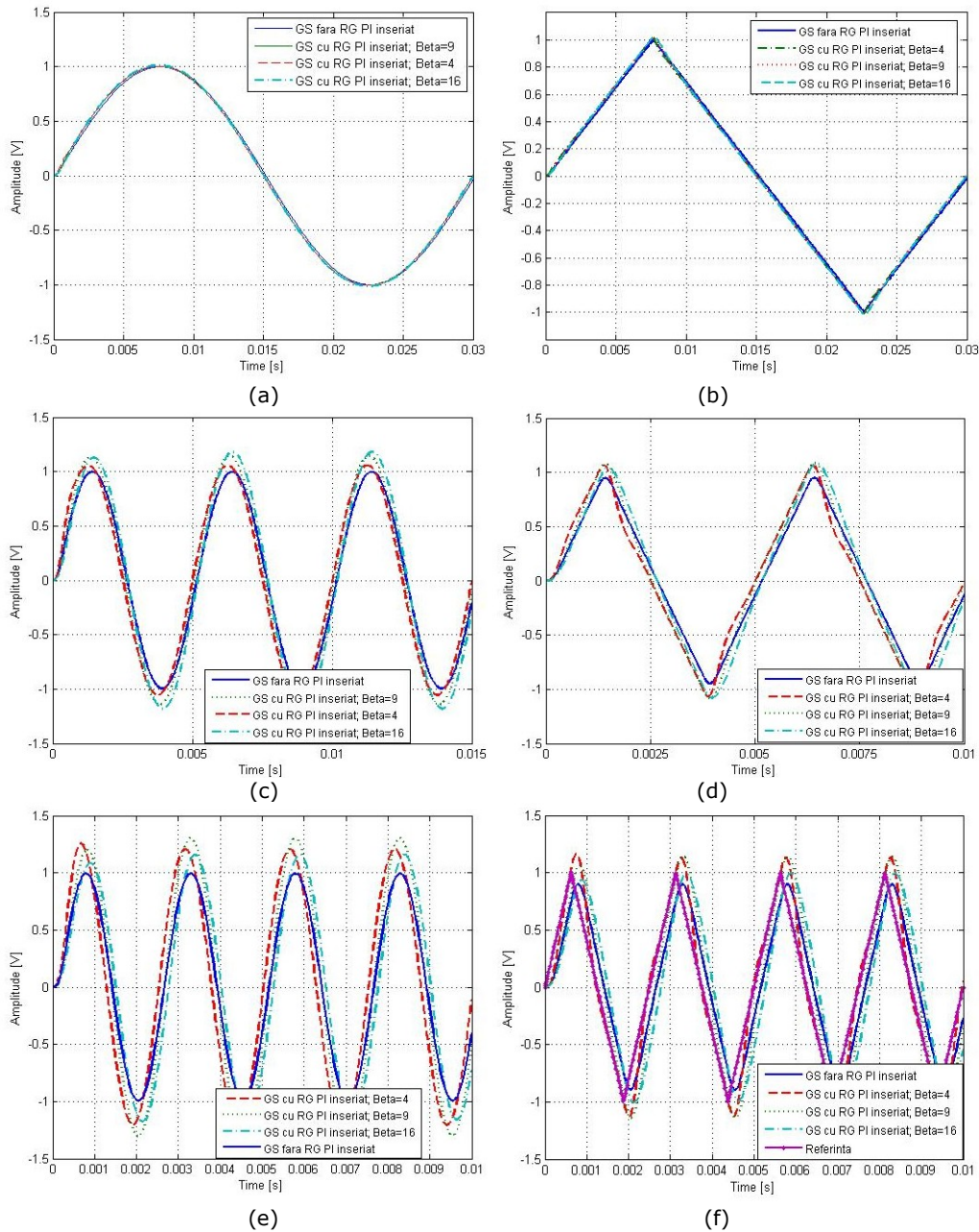


Fig. 4.2.3. Răspunsul **SRA cu RG PI inseriat cu RG PD-T1** existent pentru semnal de referință periodic: *sinusoidal* (a) frecvența 33,33 Hz, (c) frecvența 200 Hz, (e) frecvența 400Hz și *triunghiular* (b) frecvența 33,33 Hz, (d) frecvența 200 Hz, (f) frecvența 400Hz

76 4. Structuri de conducere clasice și moderne propuse în teză pentru GS

Tabelul 4.2.5 Valorile maximului funcției de sensibilitate și a inversei funcției de sensibilitate pentru soluțiile de reglare propuse

Indicator	Soluția cu RG PI înseriat ( $\beta=4$ )	Soluția cu RG PI înseriat ( $\beta=9$ )	Soluția cu RG PI înseriat ( $\beta=16$ )	Soluția cu RG PID-T1 extins
$M_{S0}$	5.77 db 1.94	2.89 db 1.38	1.89 db 1.26	3.64 db 1.52
$M_{S0}^{-1}$	0.5155	0.7246	0.7937	0.6579

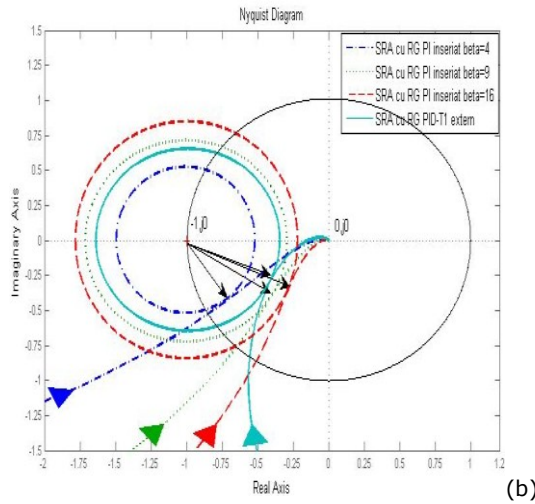
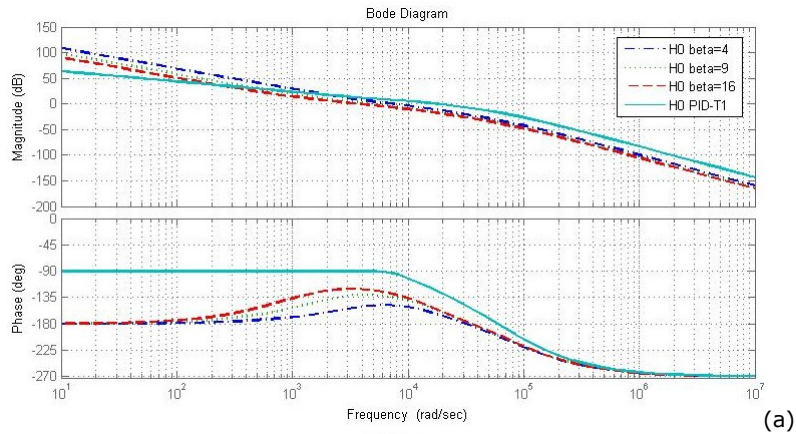


Fig.4.2.4. Analiza comparativă a soluțiilor de reglare propuse (cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 existent în bucla de bază, respectiv cu RG PID-T1 extins) în domeniul pulsațiilor (a) Caracteristicile Bode ale sistemului deschis  $H_o(j\omega)$ , (b) Hodograful lui Nyquist  $\omega: 0_+ \rightarrow \infty$  și cercurile.

### 4.3. Soluții de reglare cu predicție propuse pentru galvoscanere

Implementarea soluțiilor de reglare cu predicție a proceselor industriale (complexe), dar și a celor neindustriale din diferite domenii – de exemplu cel al aparaturii medicale de precizie - au la bază importante rezultate de cercetare teoretică și aplicativă, de dezvoltare și adaptare a metodelor de proiectare [65]-[69], ș.a. Dacă inițial soluțiile de reglare cu predicție au fost dedicate proceselor lente (chimie, termoenenergetică și similare), rezultatele deosebite din domeniul sistemelor de prelucrare numerică a informației (echipamente, software) au permis extinderea acestor metode și în domeniul conducerii proceselor rapide (de exemplu [69] - [71] ș.a.). În acest sens, în [69] sunt sintetizate exemple de software dedicate conducerii MPC. Soluțiile oferite de toolbox-ul MATLAB MPC-Toolbox pot fi de asemeni utilizate eficient în dezvoltarea soluțiilor pentru aplicații de laborator (o abordare în acest sens este prezentată în paragraful 4.3.5). Evoluția metodelor de reglare predictivă, cu aplicații în domeniul industrial, este prezentată și în [72].

Comparativ cu alte structuri de reglare, principalele avantaje ale soluțiilor de reglare cu predicție, pot fi evidențiate în următoarele (de exemplu [65]-[68]):

- Metodele cu predicție sunt intuitive; ca urmare din punct de vedere aplicativ ele pot fi înțelese și parțial însușite și de un personal cu pregătire mai puțin orientată în domeniul reglării automate;
- Aplicabilitatea eficientă a structurilor de reglare cu predicție atât la procese relativ simple, cât și la cele cu grad mare de complexitate (processe cu neliniarități, cu fază neminimă, cu timp mort dominant);
- Dezvoltarea și implementarea relativ ușoară a soluțiilor / regulatorului proiectat; totuși trebuie subliniat că dezvoltarea unei soluții de reglare cu predicție implică adeseori un efort mai mare din partea proiectantului, reflectat printr-un studiu justificativ mai amplu;
- Robustețea structurilor de reglare cu predicție [65], [76];
- Rezolvarea, adeseori foarte eficientă, a problemelor legate de prezența și efectul timpului mort și a perturbațiilor (exogene) măsurate, prin introducerea unei reacții de tip feedforward;
- Posibilitatea relativ simplă de tratare a eventualelor constrângeri care apar în funcționalitatea sistemului – de exemplu limitări ale elementelor de execuție – încă din faza de proiectare a regulatorului;
- Posibilitatea utilizării soluțiilor de reglare combinate în care soluția de reglare cu predicție este utilizată împreună cu alte tehnici de conducere (clasice, după stare, fuzzy, ș.a. [73] - [75]).

În continuare, în cadrul acestui subcapitol, pe baza unui studiu explorativ asupra metodelor de proiectare a reguletoarelor predictive bazate pe model - Model based Predictive Control - sunt dezvoltate soluții de conducere MPC dedicate, orientate pe aplicația discutată în teză. Și în acest caz rezultatele pot fi extinse și pentru alte aplicații similare de mecatronică (mecanisme de precizie).

Soluțiile de reglare cu predicție pot fi considerate și ca soluții alternative, dezvoltate în contextul integrării GS în sisteme de scanare complexe, cu dispozitive de scanare / subsisteme interconectate, cu restricții; comportarea globală a acestor sisteme complexe este doar parțial cunoscută în momentul de față.

#### **4.3.1. Metode de proiectare a reguletoarelor predictive bazate pe model - Model based Predictive Control. Sinteza selectivă, orientată pe aplicație.**

Având ca punct de plecare intuiția și raționamentul expertului uman, strategiile de conducere bazate pe predicție au fost utilizate în variante inițiale în industrie pentru procese ușor controlabile (lente, adeseori aperiodice); pe baza experienței pozitive au fost dezvoltate apoi cercetări teoretice foarte ample cu rezultate în domeniul sistemelor complexe, neliniare, cu parametri variabili (de ex [69]).

O primă aplicație de succes semnalată în literatură este cea referitoare la conducerea unui proces din industria petrolieră [65]. Flexibilitatea metodelor de reglare și ușurința implementării reguletoarelor au dus la o dezvoltare semnificativă a cercetărilor teoretice legate de controlul predictive - atât din punct de vedere al cercetărilor teoretice, cât și a aplicării acestor cercetări în situațiile practice - și la adaptarea acestor soluții la particularitățile unor aplicații bine definite [69], [71], [77]. Drept urmare, controlul predictiv se regăsește în diferite domenii industriale, ca industria chimică, alimentară, constructoare de mașini, aerospațială [65], și neindustriale, ca robotică, aparatură medicală, detecție sau diagnoză [78], [79].

Domeniul, denumit generic de control predictiv bazat pe modelul procesului (MPC), înglobează diverse metode de reglare (control) cunoscute în literatură sub denumirea de Model based Predictive Control (MPC) [65]-[68], [71], [80] ș.a. În esență, metodele sunt construite pe trei elemente esențiale:

- Modelul de predicție;
- Funcția obiectiv;
- Metoda de obținere a legii de reglare / a algoritmului de reglare numeric.

Soluțiile de reglare automată cu predicție presupun utilizarea unui *model pentru procesul condus*, a unui *criteriu de optimizare* a comenzilor reguletoarelor predictiv și a unei *strategii de elaborare a algoritmului de reglare*; cele trei elemente diferă ca reprezentare în varietatea de metode MPC [65], [72], [78]. Evoluția metodelor de reglare predictivă, cu aplicații în domeniul industrial, este prezentată și în [72].

Strategia de conducere cu predicție presupune predicția evoluției ieșirii/ieșirilor sistemului (pentru momente de timp viitoare), pe un orizont de timp (orizontul de predicție), pe baza evoluției viitoare cunoscute a traiectoriei referinței, a valorilor curente și trecute ale ieșirii/ieșirilor. Reguletoare predictiv elaborează comanda bazat pe optimizarea unei funcții de cost orientată spre a obține o eroare de reglare minimă (cât mai aproape de zero).

**Modelului matematic** (MM) aferent procesului real condus (PC), folosit în proiectare, trebuie să fie „cât mai exact” astfel încât - pentru faza de dezvoltare - să furnizeze informații care să fie cât mai apropiate de evoluția procesului (real), dar totodată trebuie să fie simplu și intuitiv; acest ultim deziderat permite și o analiză teoretică mai facilă a soluțiilor. În MM se surprind (includ) și efectele perturbațiilor exogene și / sau interne (endogene) cunoscute. Astfel modelul predictiv va include / poate include, dacă e cazul, și un model al perturbațiilor (model care surprinde efectul perturbațiilor nemăsurabile, al zgomotelor sau al posibilelor erori de modelare, mărimi neincluse în modelul procesului).

Tipul MM al PC poate diferi de la o metodă MPC la alta [65], [68], [71]; se pot folosi MM ca răspuns la semnal impuls, la semnal treaptă, funcție de transfer, MM intrare-stare-ieșire (MM-ISI) sau MM neliniare reprezentate prin logica fuzzy sau

rețele neuronale. Pentru partea de perturbații neincluse în MM al procesului, adeseori se recomandă folosirea modelului Controller Auto-Regressive Integrated Moving-Average (CARIMA) [65], [81]. În această reprezentare modelul perturbațiilor reprezintă diferența dintre ieșirea măsurată și cea calculată pe baza modelului și este de forma:

$$n(t) = \frac{C(z^{-1})e(t)}{D(z^{-1})} \quad (4.3.-1)$$

în care  $C(z^{-1})$  și  $D(z^{-1})$  sunt polinoame în operatorul de întârziere  $z^{-1}$ ,  $e(t)$  este zgomot alb de medie nulă [65].

Asemenea modelului procesului, **funcția obiectiv** poate lua diverse forme, mai simple sau mai complexe, raportat la metoda MPC considerată. Optimizarea funcției obiectiv va asigura atât urmărirea cât mai fidelă a mărării de referință, cât și dozarea efortului regulatorului.

Forma generală, completă, a unei funcții obiectiv este dată de relația 4.3.-2.

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (4.3.-2)$$

unde  $N_1$  și  $N_2$  sunt limitele orizontului de predicție,  $N_u$  este orizontul de control,  $\hat{y}(t+j|t)$ , este valoarea predicată a ieșirii la momentul de timp  $(t+j)$  folosind informațiile disponibile la momentul  $t$ ,  $w(t)$  este semnalul de referință, iar  $\delta(j)$  și  $\lambda(j)$  sunt secvențe ale operatorilor de ponderare a căror valori depind de metoda considerată. Cunoașterea traiectoriei referinței – valabil și pentru cazul aplicației dezvoltate în teză – asigură sistemului și posibilitatea de a reacționa la modificări înainte ca acestea să se producă.

Funcția obiectiv are o formă complexă și presupune optimizarea simultană a doi termeni. Primul termen al sumei realizează minimizarea erorii dintre ieșirile viitoare predictate ale sistemului de reglare și traiectoria mărării de referință cunoscută, pe orizontul de timp considerat, iar cel de-al doilea termen realizează dozarea efortului regulatorului.

Constrângerile sistemului de reglare sunt reprezentate - de regulă - prin (1) limitări fizice ale funcționalității elementelor de execuție, limitări introduse pe ieșirea regulatorului (completate cu măsura AWR), dar și de (2) limitări de ordin economic a asigurării funcționalității sistemului (integrarea soluției în aplicația complexă). Limitările de tipul (1) pot fi introduse în funcția obiectiv înainte de aplicarea procedurii de minimizare a funcției obiectiv (cazul DYNAMIC MATRIX CONTROL - DMC) sau pot fi integrate ulterior în algoritmul de reglare predictiv (cazul GENERALIZED PREDICTIVE CONTROL - GPC); limitările de tipul (2) sunt luate în seamă în studiile economice legate de soluția de reglare [69].

Luarea în considerare și minimizarea unei funcții pătratice asigură o dependență liniară a comenzii regulatorului funcție de comenzile și ieșirile anterioare și valorile viitoare ale referinței.

**Algoritmul de reglare predictiv (cu predicție)** apare ca o consecință a minimizării funcției obiectiv. În cazul în care MM al PC este liniar sau poate fi liniarizat, nu există constrângeri și funcția obiectiv este pătratică și se poate aplica o

metodă analitică de calcul a legii de reglare. Pentru celelalte cazuri metoda de optimizare este de tip iterativ [65]. În vederea reducerii volumului mare de calcule, în literatură se specifică impunerea unei structuri a algoritmului de reglare bazat pe ideea orizontului de control [81]; astfel, se poate considera că după un anumit interval de timp egal cu orizontul de control nu mai apar variații în semnalul de comandă. Această tehnică este utilizată în multe metode MPC [65] și asigură o anumită stabilitate și robustețe sistemului de reglare. Alte aspecte practice referitoare la modalități de reducere a timpului necesar calculelor sunt detaliate și în [82].

Alegerea MM aferent PC, reprezentarea perturbațiilor și alegerea criteriului de optimizare definesc algoritmul MPC și influențează performanțele metodei de proiectare.

În paragrafele din cadrul capitolului se prezintă sinteza studiilor legate de dezvoltarea orientată pe aplicație a unor variante frecvente ale metodelor de conducere cu predicție bazată pe model, (metoda de proiectare cu predicție generalizată) - General Predictive Control (GPC).

#### 4.3.2. Dezvoltarea soluției de reglare bazat pe algoritmul de reglare predictiv generalizat, Generalized Predictive Control (GPC)

*Observație.* În lucrările de „control predictiv” adeseori f.t. în timp discret se explicitează cu variabila independentă  $q$  ( $q^{-1}$  - reprezentând întârzierea elementară) în locul variabilei consacrate  $z$  ( $z^{-1}$ ); explicația se găsește în faptul că apoi seriile de timp aferente variabilelor sunt explicitate ca având variabila independentă  $t$ , de exemplu  $u(t)$ ,  $u(t-1)$  ș.a.m.d.

Conceptul de control predictiv generalizat, Generalized Predictive Control – GPC - a fost introdus de Clarke prin lucrările [81], [83] - pentru o metodă MPC fără constrângeri. Bazat pe performanțele teoretice obținute, dar și pe rezultatele implementării algoritmului în aplicații industriale ([67], [69] ș.a.); metoda GPC este una dintre metodele MPC cel mai frecvent utilizate și adaptate pe aplicație.

Avantajul esențial al metodei constă în faptul că oferă - în absența constrângerilor - o soluție analitică de calcul a unui regulator predictiv robust, bazată pe alocarea polilor [65]. Aceasta este și justificarea soluției adoptate pentru cazul aplicației studiate (Galvoscaner – a se vedea prezentările relative la procesul condus din capitolele 2 și 3).

În raport cu celelalte metode MPC, avantajul principal al metodei este cel al unui algoritm generalizat care poate fi aplicat cu succes atât la procesele de complexitate redusă cât și la procese cu fază neminimă, la procese instabile în buclă deschisă sau la procese cu timp mort variabil [68], [80]. În toate cazurile găsirea soluției „optime” presupune efectuarea unor studii de caz detaliate.

În cazul GPC, pentru proces se folosește un model intrare-ieșire discret, de tip CARIMA (Controller Auto-Regressive Integrated Moving-Average) [67]:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})z^{-d}u(t-1) + C(z^{-1})\frac{e(t)}{\Delta} \quad (4.3.-3)$$

unde  $z^{-1}$  - operatorul de întârziere,  $\Delta = 1 - z^{-1}$  - operator de incrementare,  $y(t)$  - ieșirea procesului,  $u(t)$  - comanda dată de regulator,  $d$  - timpul mort exprimat în



perioade de eșantionare,  $e(t)$  – zgomot alb discret având media zero;  $A(z^{-1})$ ,  $B(z^{-1})$ ,  $C(z^{-1})$  polinoame discrete cu gradele  $na$ ,  $nb$ , respectiv  $nc$ , de forma:

$$A(z^{-1})=1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+\dots+a_{na}z^{-na} \quad (4.3.-4)$$

$$B(z^{-1})=b_0+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+\dots+b_{nb}z^{-nb} \quad (4.3.-5)$$

$$C(z^{-1})=1+c_1z^{-1}+c_2z^{-2}+\dots+c_{nc}z^{-nc} \quad (4.3.-6)$$

Funcția obiectiv utilizată în GPC este o funcție pătratică, de forma (4.3.-2) – reluată în forma:

$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2$$

În multe aplicații practice ale variantei GPC, valorile celor două secvențe de ponderare se aleg, conform [81],  $\delta(j)$  egal cu 1 și  $\lambda(j)$  constant; pentru simplificarea calculelor polinomul  $C(z^{-1})$  este considerat egal cu 1, sau poate fi inclus în polinoamele  $A(z^{-1})$  și  $B(z^{-1})$  [81], [83].

Bazat pe o largă literatură disponibilă (sinteze foarte bune sunt prezentate în [64], [69] – [71], [77], [81], [84] ș.a.), algoritmul de reglare predictiv poate fi obținut prin minimizarea funcției de cost (procedeu relativ simplu), prin luarea în considerare și rezolvarea unei ecuații Diofantice de forma [81]:

$$E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^j F_j(z^{-1}) = 1 \quad (4.3.-7)$$

în care  $E_j$  polinom de grad  $(j-1)$ , respectiv  $F_j$  polinom de grad  $na$ .

Valoarea optimă a predicției ieșirii la momentul  $(t+j)$  cu informațiile disponibile la momentul  $t$  este:

$$\hat{y}(t+j|t) = G_j(z^{-1})\Delta u(t+j-d-1) + F_j(z^{-1})y(t) \quad (4.3.-8)$$

cu polinomul  $G(z^{-1})$  de forma:

$$E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = G_j(z^{-1}) \quad (4.3.-9)$$

Pornind de la valori inițiale, cu  $j$  de la  $N_1$  la  $N_2$  în orizontul de timp de predicție, polinoamele  $E_j$ ,  $F_j$  and  $G_j$ , pot fi calculate în mod recursiv [65]. Recursivitatea ecuației Diofantice este detaliată în [81].

Analizând relațiile (4.3.-8) și (4.3.-9) se observă că ieșirea predictată pe orizontul de control poate fi descompusă în două componente: una care depinde de comenzile viitoare, predictate, și una care depinde de răspunsul liber al sistemului.

$$y(t) = Gu(t) + F(z^{-1})y(t) + G'(z^{-1})\Delta u(t-1) \quad (4.3.-10)$$

$$f(t) = F(z^{-1})y(t) + G'(z^{-1})\Delta u(t-1) \quad (4.3.-11)$$

în care  $G$  este o matrice pătratică obținută din coeficienții polinoamelor  $G_j(z^{-1})$ ,  $F(z^{-1})$  este vectorul coloană al polinoamelor  $F_i(z^{-1})$ ,  $G'(z^{-1})$  este un vector coloană obținut din polinoamele  $G_i(z^{-1})$ , iar  $f$  este răspunsul liber al sistemului (nu depinde de valori predictate) obținut din valorile prezente și anterioare ale ieșirii și comenzii [65].

Comanda elaborată de regulatorul predictiv se obține în forma [65]:

$$\Delta u(t) = K(w(t) - f(t)) \quad (4.3.-12)$$

în care  $K$  este un vector linie obținut ca prima linie a matricii  $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$  și  $w$  este vectorul traiectoriei referinței.

Modul de calcul al secvenței de control nu este unic, în literatură fiind disponibile diverse variante ale metodei [65] - [68], [71] ș.a.

Metoda de calcul analitică aferentă GPC este exemplificată în paragraful următor pentru studiul de caz al sistemului cu GS prezentat în capitolul 3. Implementarea algoritmului în vederea simulărilor este realizată în variantă de regulator cu două grade de libertate (2DOF).

#### 4.3.3. Dezvoltarea algoritmului de reglare predictiv (GPC) pentru GS în variantă 2DOF (RST). Studiu de caz orientat pe aplicație.

După proiectare (dezvoltare), algoritmul de reglare predictiv poate fi reformulat și apoi implementat în varianta de *structură de reglare cu două grade de libertate* (two Degree of Freedom - 2DOF) [63] - [64], [65], [67], [84]. Avantajul deosebit al reformulării în forma structurilor de reglare cu două grade de libertate este dat de rezolvarea separată, cu două regulatoare independente, a celor două probleme principale ale reglării: urmărirea cât mai fidelă a referinței și rejectia cât mai eficientă a perturbațiilor [29], [42], [52]-[54]. Mai mult, forma structurii 2-DOF reformulată în variantă cu model intern (varianta Internal Model Controller, IMC) permite și introducerea avantajoasă a restricțiilor, cu precădere a celor legate de limitările de pe ieșirea regulatorului necesare utilizării și protejării elementelor de execuție.

**a. Reformularea a.r. GPC în reprezentarea IMC respectiv 2DOF (RST).** Pentru cazul „fără restricții” pe ieșirea regulatorului GPC – partea liniară a a.r. – explicitată plecând de la modelul CARIMA (4.3-3), relația de calcul a comenzii (4.3.-12) poate fi reformulată în variantă incrementală specifică unui a.r.n. 2DOF(RST), rezultând de forma:

$$R(z^{-1})\Delta u(t) = T(z^{-1})w(t) - S(z^{-1})y(t) \quad (4.3.-13a)$$

sau

$$\Delta u(t) = \frac{T(z^{-1})}{R(z^{-1})}w(t) - \frac{S(z^{-1})}{R(z^{-1})}y(t) \quad (4.3.-13b)$$

în care polinoamele  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$ ,  $T(z^{-1})$  sunt polinoame în operatorul de întârziere  $z^{-1}$  și pot fi calculate prin identificarea coeficienților în relațiile (4.3.-12) și (4.3.-13a) [65]; forma explicită a polinoamelor  $R(z^{-1})$  și  $S(z^{-1})$  este:

$$R(z^{-1}) = \frac{T(z^{-1}) + z^{-1} \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i I_i(z^{-1})}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i} \quad (4.3.-14)$$

$$S(z^{-1}) = \frac{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i F_i(z^{-1})}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i} \quad (4.3.-15)$$

în care  $k_i$  sunt elementele vectorului linie  $K$  și  $I_i(z^{-1})$  sunt coloanele vectorului coloană  $G$ . Polinomul  $T(z^{-1})$  este un filtru de referință cu formă polinomială (parametru) la alegerea proiectantului; adeseori, în faza de proiectare a RG predictiv acesta este ales egal cu 1 [85]-[87].

Schema bloc informațională a structurii de reglare în varianta 2DOF (RST) este prezentată în figura 4.3.1 (a).

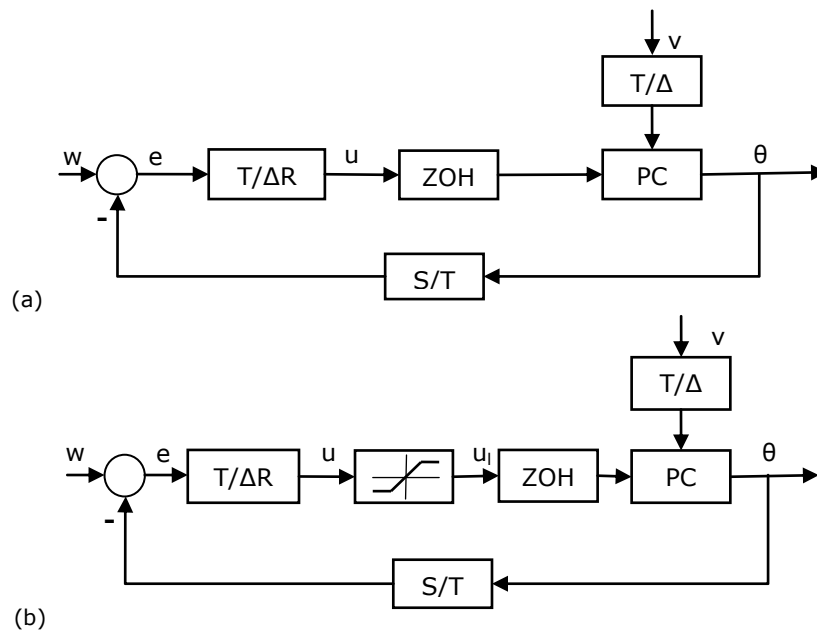


Fig. 4.3.1. Schema bloc informațională a unei structuri de reglare în varianta 2DOF (RST) (a) clasic, (b) extinsă cu element de limitare pe ieșirea regulatorului.

Legea de reglare în variantă incrementală presupune realizarea conexiunii feedforward prin intermediul blocului  $T(z^{-1})/R(z^{-1})$  - cu menirea de a asigura comportarea dorită, și a reacției feedback prin intermediul blocului  $S(z^{-1})/T(z^{-1})$  (care va asigura și comportarea în raport cu perturbația). În acest caz problema constrângerilor (de exemplu limitarea impusă de elementul de execuție) poate fi abordată ulterior proiectării regulatorului predictiv prin introducerea unui bloc suplimentar de limitare pe ieșirea blocului  $T(z^{-1})/R(z^{-1})$  [82], [85] - fig. 4.3.1 (b).

**b. O modalitate de tratare a limitărilor introduse în semnalul de comandă.** O altă variantă prin care performanțele structurii de reglare cu regulator predictiv pot fi îmbunătățite chiar în prezența constrângerilor este prezentată pe larg în [82], [85] - [86]; aceasta presupune transformarea structurii 2DOF (RST) într-o structură de reglare cu model intern (IMC – Internal Model Control). Limitările plasate pe canalul de comandă, pe ieșirea regulatorului sau / și determinate de elementul de execuție, pot cauza fenomenul de Windup [88].

Pentru cazul algoritmului de reglare predictiv (GPC) pentru GS în variantă 2DOF (RST) tratarea limitării poate pleca de la echivalarea algoritmilor GPC, 2-DOF-RST și IMC (a se vedea de exemplu abordarea din [82]). Introducerea restricțiilor pe ieșirea a.r. cu predicție în varianta 2-DOF este avantajoasă dacă schemele bloc din fig. 4.3.1 sunt aduse la forma specifică unei structurii de reglare bazate pe model intern (IMC), [71], [82], [85] - [87], [89]. În acest sens, în fig. 4.3.2 este prezentată o variantă de reprezentare a structurii adaptată după [82]. Avantajul acestei reprezentări IMC constă în faptul că semnalul de comandă este aplicat atât procesului în sine cât și modelului de proces (modelul intern), iar realizarea măsurii AWR este avantajoasă [71]. Componenta integratoare poate fi inclusă sau poate fi exclusă din structura regulatorului IMC (de pe calea directă).

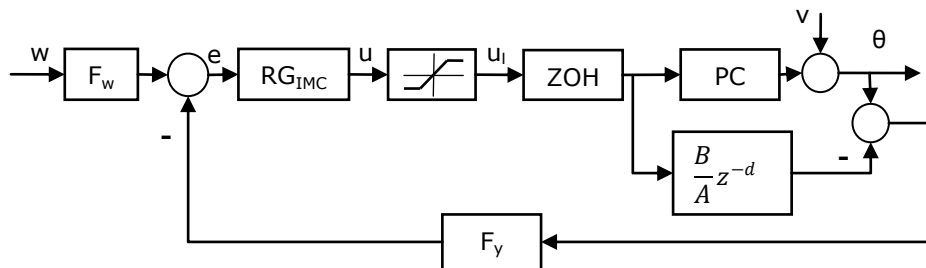


Fig. 4.3.2. Schema bloc aferentă a unei structurii de reglare bazată pe model intern (IMC) cu incorporarea limitării pe ieșirea regulatorului (după [71] și [82])

Echivalând structurile 2-DOF - de bază - și structura IMC, rezultă relațiile de calcul pentru regulatorul IMC și pentru cele două filtre de pe canalul de referință ( $F_w$ ), respectiv de reacție ( $F_y$ ):

$$F_w(z^{-1}) = T(z^{-1})$$

$$F_y(z^{-1}) = S(z^{-1})$$

(4.3.-16)

$$RG_{IMC}(z^{-1}) = \frac{A(z^{-1})}{R(z^{-1})\Delta A(z^{-1}) + B(z^{-1})S(z^{-1})z^{-d}}$$

Cum în aplicația cu galvoscaner nu se manifestă / nu se introduc limitări pe ieșirea regulatorului, problema tratării acestor limitări devine una din preocupările de viitor ale cercetării. În literatură este menționat însă și faptul că implementării acestor soluții trebuie să li se acorde atenție sporită.

*Observație.* Structura de reglare bazată pe predictorul Smith, tratată în paragraful 4.3.6, este tot o structură de tip IMC.

**c. Tratarea studiului de caz.** În cazul aplicație cu galvoscaner, studiul de adoptare a algoritmului de reglare predictiv constituie un obiectiv de susținere a soluțiilor alternative de reglare care să poată asigura performanțe mai bune comportării GS. Studiul a fost dezvoltat considerând pentru procesul condus (variantea PC propriu-zis: GS stabilizat cu RG PD-T1) modelul matematic benchmark de tip PT2 (ordinul 2) de forma (4.3-17), având parametrii funcției de transfer identificați în capitolul 3:

$$H(s) = \frac{\theta(s)}{w(s)} = \frac{K}{s^2 T^2 + 2\xi Ts + 1} \quad (4.3.-17)$$

Proiectarea algoritmului de reglare / a regulatorului predictiv necesită calculul formei discrete a MM al PC, care este o formă echivalentă cu relația (4.3.-3). În absența timpului mort și alegând o perioadă de eșantionare corespunzătoare (0.03 ms) – conform [65] între 1/15 și 1/4 din timpul de creștere - modelul discret pentru GS (procesul condus), în variantă numerică, obține forma:

$$H(z^{-1}) = \frac{z^{-1}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{z^{-1}(0.0272z^{-1} + 0.02436z^{-2})}{1 - 1.667z^{-1} + 0.7185z^{-2}} = \frac{\theta(z^{-1})}{u(z^{-1})} \quad (4.3.-18)$$

Pentru acceptarea „cele mai bune” variante de regulator, a fost efectuat un studiu comparativ detaliat legat de alegerea parametrilor de proiectare - orizontul de control  $N_u$  și constanta de ponderare a efortului regulatorului  $\lambda$ .

Acest studiu relativ la aplicația GS cu regulator cu predicție GPC este prezentat în cele ce urmează.

În lucrările [65] - [68], se menționează - ca informație preliminară - faptul că, cu cât numărul perioadelor de eșantionare utilizate în de predicția evoluției mărimii de ieșire este mai mare cu atât traiectoria de urmărire a referinței este mai bună, dar - ca dezavantaj - și volumul calculelor solicitate pentru elaborarea comenzii crește. În literatură, de exemplu în accord cu [65] - [68], pentru optimizarea raportului între performanțe și calcule, orizontul de predicție trebuie să nu depășească timpul de răspuns al sistemului deschis. O valoare foarte mică sau nulă a lui  $\lambda$  duce la un efort maxim la nivelul regulatorului și influențează negativ elementul de execuție. Valorile optime sunt dependente de aplicație.

Orizonturile de timp de control considerate în cadrul studiului sunt de  $N_u=3, 5$  și 10 perioade de eșantionare, începând cu  $N_1=1$  până la  $N_2=3, 5$ , respectiv 10. Valorile obținute pentru polinoamele  $\Delta A$ ,  $E_i$ ,  $F_i$ ,  $G_i$ , pentru matricea  $G$  și vectorul  $G'$  sunt detaliate în Tabelul 4.3.1; calculul analitic s-a efectuat pe baza relațiilor (4.3.-7)-(4.3.-12) prezentate în paragraful anterior și detaliate în [65] - [68], [81] ș.a.

Expresiile polinoamelor care caracterizează regulatorul predictiv depind de alegerea lui  $\lambda$ . În acest sens, în Tabelul 4.3.2 sunt sintetizate rezultatele obținute pentru diferite valori ale acestui parametru; în speță, regulatorul a fost proiectat considerând orizonturi de predicție egale cu 3, 5, respective 10 perioade de eșantionare.

Tabelul 4.3.1. Expresiile polinoamelor necesare calculului regulatorului predictive.

$N_u = 3$	$\Delta A(z^{-1}) = 1 - 2.667z^{-1} + 2.3855z^{-2} - 0.7185z^{-3}$
	$E_1(z^{-1}) = 1$
	$E_2(z^{-1}) = 1 + 2.667z^{-1}$
	$E_3(z^{-1}) = 1 + 2.667z^{-1} + 4.7274z^{-2}$
	$F_1(z^{-1}) = 2.667 - 2.3855z^{-1} + 0.7185z^{-2}$
	$F_2(z^{-1}) = 4.7274 - 5.6436z^{-1} + 1.9162z^{-2}$
	$F_3(z^{-1}) = 6.9643 - 9.3609z^{-1} + 3.3966z^{-2}$
	$G_1(z^{-1}) = 0.0272 + 0.02436z^{-1}$
	$G_2(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.065z^{-2}$
	$G_3(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.1936z^{-2} + 0.1152z^{-3}$
	$G = \begin{bmatrix} 0.0272 & 0 & 0 \\ 0.0969 & 0.0272 & 0 \\ 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 \end{bmatrix}$
	$G' = \begin{bmatrix} 0.02436 \\ 0.06496 \\ 0.11516 \end{bmatrix}$
	$N_u = 5$
$E_5(z^{-1}) = E_4(z^{-1}) + 9.2128z^{-4}$	
$F_4(z^{-1}) = 9.2128 - 13.2167z^{-1} + 5.0038z^{-2}$	
$F_5(z^{-1}) = 11.3538 - 16.9733z^{-1} + 6.6194z^{-2}$	
$G_4(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.1936z^{-2} + 0.3046z^{-3} + 0.1697z^{-4}$	
$G_5(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.1936z^{-2} + 0.3046z^{-3} + 0.4203z^{-4} + 0.0244z^{-5}$	
$G = \begin{bmatrix} 0.0272 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 \\ 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 \\ 0.4203 & 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 \end{bmatrix}$	
$G' = \begin{bmatrix} 0.02436 \\ 0.06496 \\ 0.11516 \\ 0.16970 \\ 0.22440 \end{bmatrix}$	

	$E_6(z^{-1}) = E_5(z^{-1}) + 11.3538z^{-5}$
	$E_7(z^{-1}) = E_6(z^{-1}) + 13.3073z^{-6}$
	$E_8(z^{-1}) = E_7(z^{-1}) + 15.0255z^{-7}$
	$E_9(z^{-1}) = E_8(z^{-1}) + 16.4861z^{-8}$
	$E_{10}(z^{-1}) = E_9(z^{-1}) + 17.6864z^{-9}$
	$F_6(z^{-1}) = 13.3073 - 20.4651z^{-1} + 8.1577z^{-2}$
	$F_7(z^{-1}) = 15.0255 - 23.5869z^{-1} + 9.5613z^{-2}$
	$F_8(z^{-1}) = 16.4861 - 26.2820z^{-1} + 10.7958z^{-2}$
	$F_9(z^{-1}) = 17.6864 - 28.5318z^{-1} + 11.8453z^{-2}$
	$F_{10}(z^{-1}) = 18.6379 - 30.3456z^{-1} + 12.7077z^{-2}$
$N_u = 10$	$G_6(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.1936z^{-2} + 0.3046z^{-3} + 0.4203z^{-4} + 0.5332z^{-5} + 0.6386z^{-6}$
	$G_7(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.1936z^{-2} + 0.3046z^{-3} + 0.4203z^{-4} + 0.5332z^{-5} + 0.6386z^{-6} + 0.7329z^{-7}$
	$G_8(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.1936z^{-2} + 0.3046z^{-3} + 0.4203z^{-4} + 0.5332z^{-5} + 0.6386z^{-6} + 0.7329z^{-7} + 0.8144z^{-8}$
	$G_9(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.1936z^{-2} + 0.3046z^{-3} + 0.4203z^{-4} + 0.5332z^{-5} + 0.6386z^{-6} + 0.7329z^{-7} + 0.8144z^{-8} + 0.8827z^{-9}$
	$G_{10}(z^{-1}) = 0.0272 + 0.0969z^{-1} + 0.1936z^{-2} + 0.3046z^{-3} + 0.4203z^{-4} + 0.5332z^{-5} + 0.6386z^{-6} + 0.7329z^{-7} + 0.8144z^{-8} + 0.8827z^{-9} + 0.9387z^{-10}$
$G =$	$\begin{bmatrix} 0.0272 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.4203 & 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5332 & 0.4203 & 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.6386 & 0.5332 & 0.4203 & 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 & 0 \\ 0.7329 & 0.6386 & 0.5332 & 0.4203 & 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 & 0 \\ 0.8144 & 0.7329 & 0.6386 & 0.5332 & 0.4203 & 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 & 0 \\ 0.8827 & 0.8144 & 0.7329 & 0.6386 & 0.5332 & 0.4203 & 0.3046 & 0.1936 & 0.0969 & 0.0272 \end{bmatrix}$

$G' =$	$\begin{bmatrix} 0.02436 \\ 0.06496 \\ 0.11516 \\ 0.16970 \\ 0.22440 \\ 0.27660 \\ 0.32420 \\ 0.36600 \\ 0.40160 \\ 0.43080 \end{bmatrix}$
--------	--

Tabelul 4.3.2. Expresiile polinoamelor regulatorului predictive.

$N_u=3$		
$\lambda=0.8$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.0341z^{-1}}{0.371}$	$S(z^{-1}) = \frac{2.1917-2.867z^{-1}+1.006z^{-2}}{0.371}$
$\lambda=0.3$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.0818z^{-1}}{0.8921}$	$S(z^{-1}) = \frac{5.2608-6.7819z^{-1}+2.4131z^{-2}}{0.8921}$
$\lambda=0.1$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.1859z^{-1}}{2.0418}$	$S(z^{-1}) = \frac{11.972-15.4095z^{-1}+5.4792z^{-2}}{2.0418}$
$\lambda=0.05$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.2726z^{-1}}{3.0313}$	$S(z^{-1}) = \frac{17.6268-22.6363z^{-1}+8.0407z^{-2}}{3.0313}$
$N_u=5$		
$\lambda=0.8$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.1349z^{-1}}{0.8217}$	$S(z^{-1}) = \frac{7.3196-10.4773z^{-1}+3.9794z^{-2}}{0.8217}$
$\lambda=0.3$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.2209z^{-1}}{1.3953}$	$S(z^{-1}) = \frac{12.0855-17.2049z^{-1}+6.5146z^{-2}}{1.3953}$
$\lambda=0.1$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.3032z^{-1}}{2.1144}$	$S(z^{-1}) = \frac{17-23.83z^{-1}+9.94z^{-2}}{2.1144}$
$\lambda=0.05$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.3446z^{-1}}{2.6866}$	$S(z^{-1}) = \frac{19.9-27.37z^{-1}+10.16z^{-2}}{2.6866}$
$N_u=10$		
$\lambda=0.8$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.1978z^{-1}}{0.8619}$	$S(z^{-1}) = \frac{9.8018-14.7747z^{-1}+5.8347z^{-2}}{0.8619}$
$\lambda=0.3$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.2486z^{-1}}{1.3276}$	$S(z^{-1}) = \frac{12.9904-18.9959z^{-1}+7.333z^{-2}}{1.3276}$
$\lambda=0.1$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.3139z^{-1}}{2.1026}$	$S(z^{-1}) = \frac{17.4672-24.623z^{-1}+9.2583z^{-2}}{2.1026}$
$\lambda=0.05$	$R(z^{-1}) = \frac{1+0.3561z^{-1}}{2.7612}$	$S(z^{-1}) = \frac{20.6579-28.3979z^{-1}+10.501z^{-2}}{2.7612}$



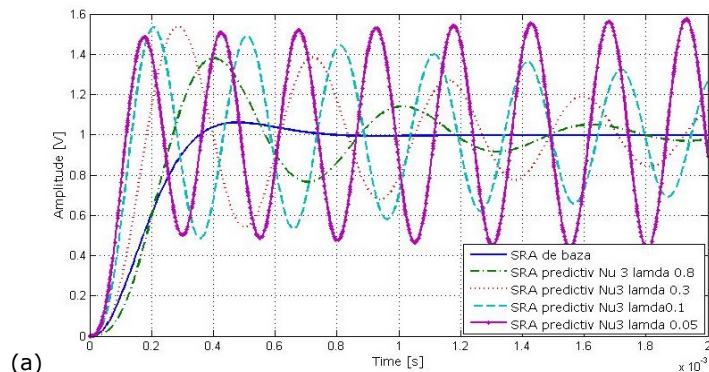
#### 4.3.4. Rezultate de simulare

Parte din rezultatele de simulare aferente soluțiilor de reglare cu variante de regulator predictiv (GPC) propuse pentru conducerea galvoscanerelor sunt prezentate în figurile 4.3.2. – 4.3.4 (ele constituie o parte semnificativă a rezultatelor obținute).

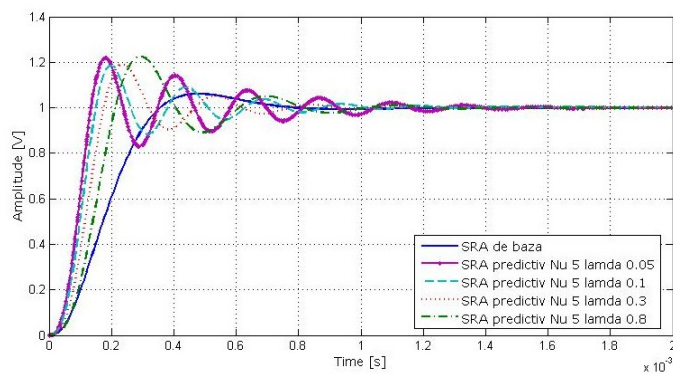
Studiul comparativ prezentat în prima parte se referă în principal la răspunsul SRA proiectat, în raport cu o mărime de referință  $w(t)$  treaptă unitate; aceasta permite o foarte bună vizualizare și apreciere a performanțelor. Ținând seama însă de regimul normal de funcționare al sistemului, regim de urmărire, studiul poate fi extins și pentru alte tipuri de variație a referinței (de exemplu variație triunghiulară sau trapezoidală).

În cadrul testării soluțiilor s-a urmărit:

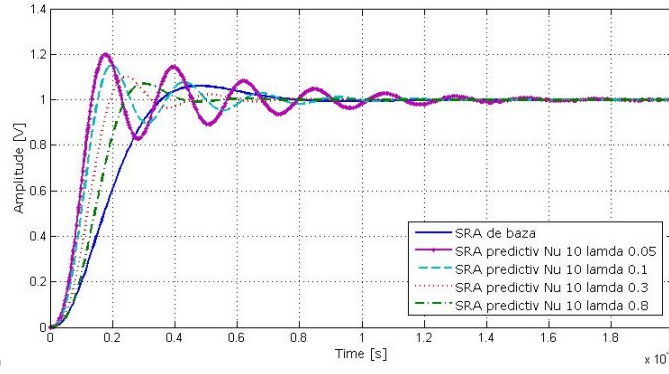
- Influența parametrului  $\lambda$  asupra răspunsul sistemului la semnal treaptă unitar, pe un orizont de predicție considerat – figura 4.3.3;
- Influența orizontului de predicție asupra răspunsul sistemului la semnal treaptă unitar, pentru  $\lambda$  constant – figura 4.3.4;
- Evoluția mărimilor de comandă generate de regulatorul predictiv prin comparare cu RG PID-T1 propus în capitolul anterior – figura 4.3.5. (a);
- Evoluția erorilor de reglare apărute în soluțiile cu regulator predictiv prin comparare cu RG PID-T1 propus în capitolul anterior – figura 4.3.5. (b).



(a)



(b)

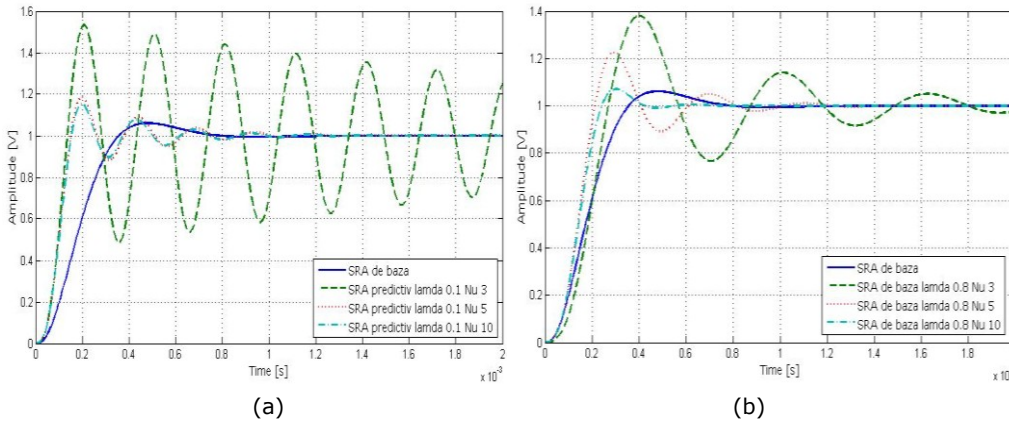


(c)  
Fig. 4.3.3. Răspunsul sistemului la semnal treaptă unitar,  $\lambda=0.8, 0.3, 0.1, 0.05$ :  
(a)  $N_u=3$ ; (b)  $N_u=5$ ; (c)  $N_u=10$ .

În Tabelul 4.3.3 sunt sintetizate și performanțele SRA pentru soluțiile de reglare predictive propuse.

Tabelul 4.3.3 Performanțele SRA pentru soluțiile de reglare predictive propuse

Indicator	Structura de bază	Soluția cu RG predictiv ( $N_u=3$ )		Soluția cu RG predictiv ( $N_u=5$ )		Soluția cu RG predictiv ( $N_u=10$ )	
		$\lambda=0.1$	$\lambda=0.8$	$\lambda=0.1$	$\lambda=0.8$	$\lambda=0.1$	$\lambda=0.8$
$\sigma_1$	9%	50%	39%	20%	21%	18%	<b>9%</b>
$t_{r1}$ [ms]	0.33 ms	0.11	0.25	0.12	0.2	0.12	<b>0.23</b>
$t_r$ [ms]	0.64 ms	> 2	2	0.8	0.9	0.8	<b>0.4</b>



(a) (b)  
Fig.4.3.4. Răspunsul sistemului la semnal treaptă unitar  $N_u=3, 5, 10$ : (a) $\lambda=0.1$ ;  
(b) $\lambda=0.8$ .

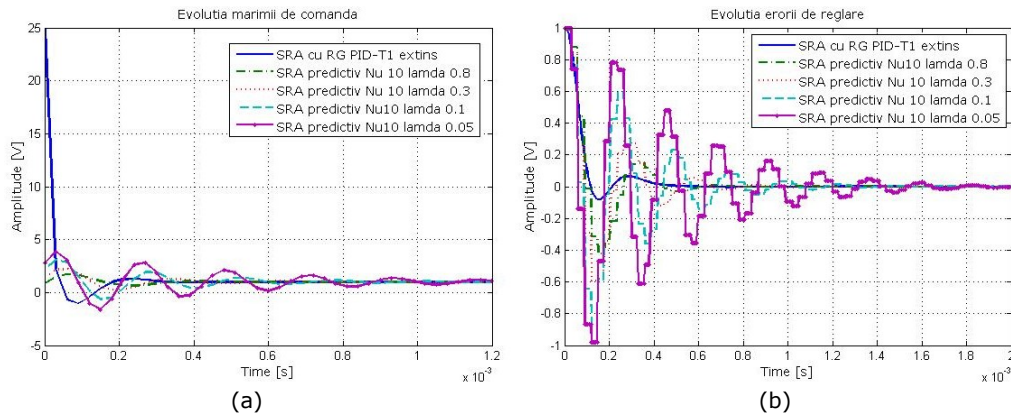


Fig. 4.3.5. (a) Evoluția comenzilor generate de RG predictive ( $N_u=10$ ) versus RG PID-T1 extins; (b) Evoluția erorilor de reglare a SRA cu RG predictiv ( $N_u=10$ ) versus SRA cu RG PID-T1.

Analizând rezultatele testelor prezentate în figurile precedente se observă influența celor doi parametri monitorizați - valoarea factorului de pondere a efortului regulatorului predictiv ( $\lambda$ ) și orizontul de control ( $N_u$ ) - atât asupra evoluției mărimilor SRA, cât și asupra performanțelor realizate de SRA.

După cum s-a menționat, alegerea unei valori mici pentru  $\lambda$  conduce la un răspuns rapid al SRA, adesea puternic oscilant, care mai ales în cazul semnalelor de referință periodice cu perioada mică (respectiv frecvența mare) poate crea probleme în urmărirea mării de referință. Pentru cazul aplicației studiate alegerea lui  $\lambda$  în jurul valorii de 0.8 se dovedește a fi favorabilă.

Referitor la orizontul de control  $N_u$  este evidențiată influența numărului de perioade de eșantionare, de pași, pentru care se face predicția asupra mării de comandă a RG și implicit asupra ieșirii SRA. Se poate observa - fig. 4.3.3. - că diferențele majore în răspunsul și performanțelor SRA apar în primii pași de predicție; diferența dintre performanțele realizate de SRA pentru  $N_u = 3$  și  $N_u = 5$  este mult mai mare decât diferența dintre performanțele realizate de SRA pentru  $N_u = 5$  și  $N_u = 10$ . Rezultatele susțin conceptul *orizontului de control (receding horizon)*, prezentat pe larg în [81]; ideea susține faptul că după un anumit număr finit de perioade de eșantionare  $N$ ,  $N$  mai mare decât  $N_u$ , mărimea de comandă predictată este aproximativ constantă, variația ei fiind considerată nulă [65], [81], în forma:

$$\Delta u(t+j-1)=0, \text{ pentru } j>N_u \quad (4.3.-19)$$

Pentru cazul „cel mai favorabil”, caracterizat prin setul de parametri ( $N_u=10$  și  $\lambda=0,8$ ) evoluția sistemului a fost testată și la variații periodice ale semnalului de referință, în speță variațiile sinusoidal și triunghiular, specifice galvoscanerelor. O selecție a rezultatelor testelor prin simulare sunt prezentate în figura 4.3.6.

#### 4.3.5. Dezvoltarea unei soluții de reglare cu predicție utilizând Toolbox-ul Matlab MPC. Studiu de caz orientat pe aplicație.

Proiectarea și dezvoltarea unui algoritm de reglare predictiv pentru un proces condus complex presupune și un volum mare de calcule cu o complexitate demnă de luat în considerare. În general, pachetele de programe dedicate, destinate proiectării reguletoarelor predictive, sunt proprietate a firmelor producătoare / dezvoltatoare de astfel de echipamente și pot fi utilizate cu restricții.

În foarte multe cazuri, pentru aplicațiile de laborator se utilizează *Model Predictive Control Toolbox (MPC Toolbox)*, software inclus în pachetul de programe *Matlab – Simulink*. Alegerea se datorează atât complexității toolboxului (facilități directe de discretizare, liniarizare, optimizare, posibilitate de a introduce constrângeri, perturbații, etc.) cât și simplității în utilizare (chiar și pentru utilizatori nu foarte avansați); posibilitățile de integrare cu celelalte facilități oferite de pachetul Matlab – Simulink precum și bogata documentație disponibilă (de exemplu [62], [77], [90], ș. a.) constituie deasemenea argumente în favoarea utilizării în dezvoltare și în special în simulare a toolbox-ului *MPC Toolbox*.

Pentru aplicația concretă a conducerii GS (cu schema bloc Simulink dezvoltată și prezentată în capitolul 3, figura 3.1.5) a fost abordată și analizată eficiența variantei proiectării regulatorului predictiv cu ajutorul MPC Toolbox Matlab – Simulink. La baza alegerii parametrilor de optimizare au fost folosite concluziile obținute în studiul comparativ prezentat în paragraful anterior.

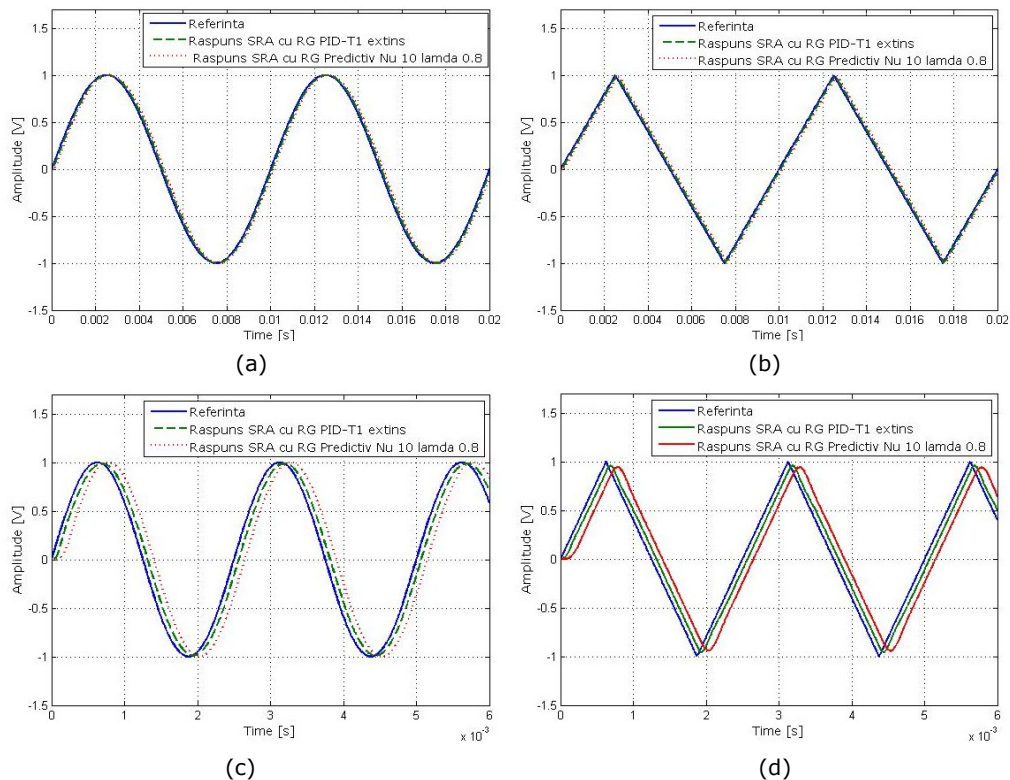


Fig. 4.3.6. Comparație a răspunsului sistemului cu regulator predictiv la semnale periodice: (a) sin 100Hz; (b) sin 400Hz; (c) triunghi 100Hz; (d) triunghi 400Hz.

În figura 4.3.7 sunt prezentate parte din rezultatele de simulare prin comparație cu soluția de bază și cu soluția propusă în paragraful 4.2 (SRA extins cu RG convențional PID-T1). Comparația are în vedere indicatorii de calitate empirici definiți în domeniul timp [29], [42], [54].

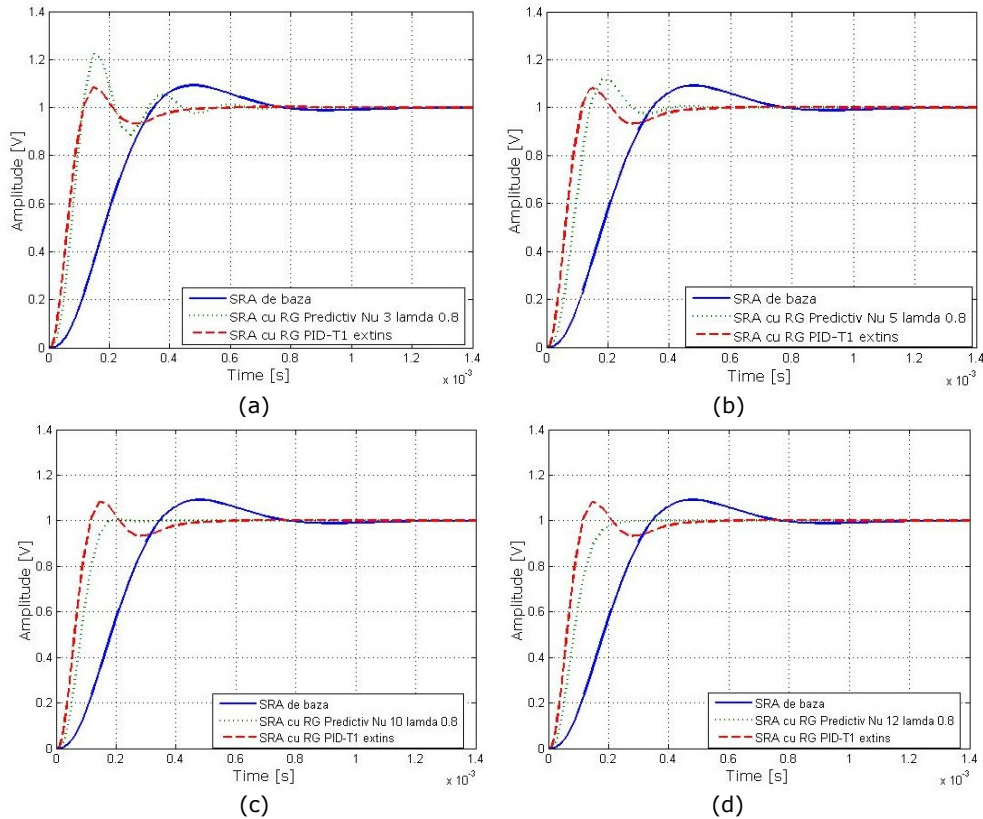


Fig. 4.3.7. Răspunsul sistemului la semnal treaptă unitar utilizând MPC Toolbox,  $\lambda=0.8$ :  
 (a)  $N_u=3$ ; (b)  $N_u=5$ ; (c)  $N_u=10$ ; (d)  $N_u=12$ .

Tabelul 4.3.4. sintetizează performanțele soluțiilor testate reflectate în răspunsul la semnal de referință treaptă unitar. Soluția considerată „cea mai favorabilă” a fost testată apoi și la semnale de referință periodice, specifice funcționării galvoscanerelor – figura 4.3.8 (prezentarea detaliată a fost dată în cap. 2 al tezei).

Tabelul 4.3.4 Performanțele SRA pentru soluțiile de reglare predictive propuse

SRA	Indicator de performanță		
	$\sigma_1$	$t_{r1}$ [ms]	$t_r$ [ms]
Soluția cu RG predictiv MPC Toolbox ( $N_u=3$ )	25%	0.10	0.70
Soluția cu RG predictiv MPC Toolbox ( $N_u=5$ )	17%	0.17	0.40
<b>Soluția cu RG predictiv MPC Toolbox (<math>N_u=10</math>)</b>	<b>0%</b>	<b>0.18</b>	<b>0.18</b>
Soluția cu RG predictiv MPC Toolbox ( $N_u=12$ )	0%	0.30	0.30

Analizând rezultatele evidențiate de grafice din figura 4.3.7 și sintetizate în tabelul 4.3.4 se poate conchide ca „cea mai bună soluție” bazată pe reglarea predictivă (din cele propuse), este soluția cu parametrii de optimizare  $N_u=10$  și  $\lambda=0.8$ .

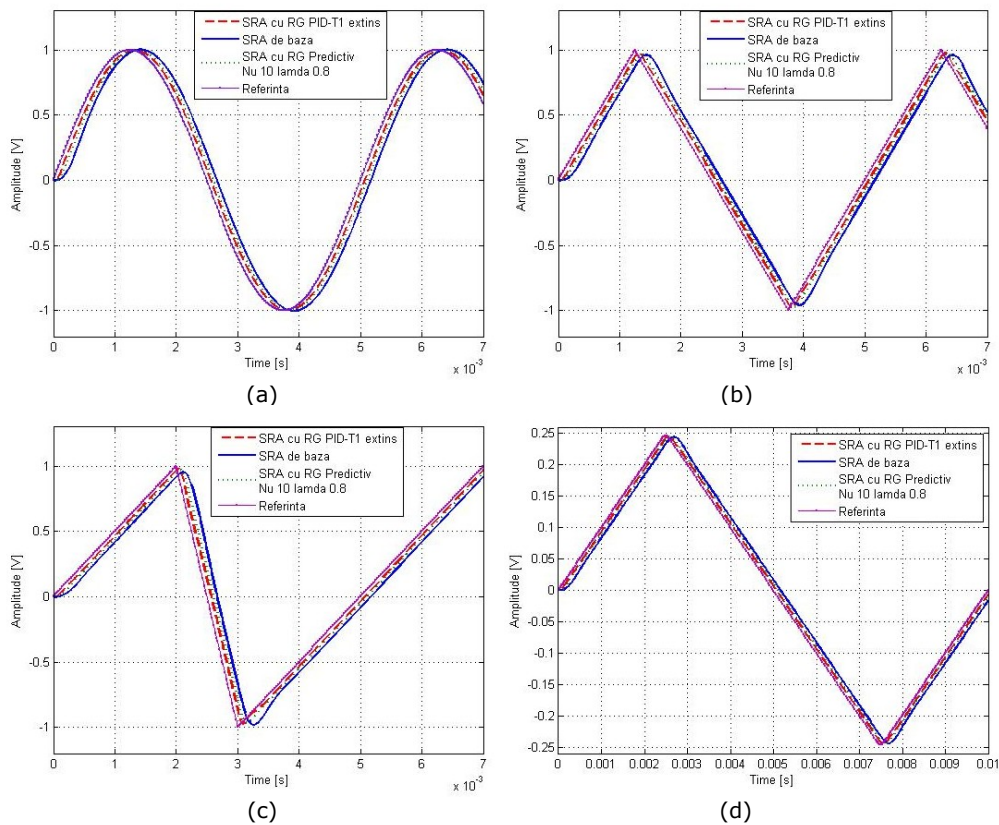


Fig.4.3.8 Răspunsul sistemului la semnale periodice utilizând MPC Toolbox,  $\lambda=0.8$ ,  $N_u=10$ : (a) sin 200Hz; (b) triunghi 200Hz; (c) dinte de fierăstrău 200Hz, grad de acoperire 80%; (d) semnal compus liniar+sinusoidal 100Hz.

Mai departe, comparativ cu celelalte soluții se constată că soluția cu regulator cu predicție este ferm mai bună decât soluția de bază și comparabilă cu soluția cu regulator PID-T1 extins, propusă în paragraful 4.2.2. Recomandările generale sunt sintetizate apoi și în finalul capitolului.

#### 4.3.6. Soluții de reglare pentru cazul în care aplicația prezintă timp mort; utilizarea schemelor de reglare cu predictor Smith

**A. Punerea problemei.** O categorie largă de procese conduse – aparținând la diferite domenii tehnice (dar nu numai) poate fi afectată de prezența și manifestarea – în sens defavorabil pentru conducere – a unui timpului mort  $T_m$ . Prezența timpului mort poate fi datorată la diferite cauze; din cadrul acestora se pot enumera succint timpul necesar transportului de energie, masă sau informație (de exemplu timpul necesar senzorilor pentru procesarea, analizarea și transmiterea

informației pe căi „supraîncărcate” sau afectate de incertitudini, timpul de execuție a algoritmilor de reglare complecși sau timpul de răspuns specific unor elementele de execuție) [91]-[92].

În cazul aplicațiilor de tip galvanoscaner (GS), integrarea GS într-un sistem de scanare complex poate introduce în comportarea acestui sistem (sistemul complex, extins) un timp mort, chiar dacă echipamentul propriu-zis (servomotor BLDC) nu prezintă timp mort propriu semnificativ. Un exemplu de astfel de sistem de scanare, destinat în principiu aplicațiilor biomedicale de vârf (aplicații *in vivo*), este sistemul de investigare de tip OCT - Optical Coherence Tomography (de exemplu [18]- [19]), prezentat succint și în capitolul 2, paragraful 2.3.3.

Chiar și în cazul aplicației GS utilizată în teză, în unele verificări experimentale ale sistemului, în răspunsul la semnal treaptă, a fost observată (fig. cap. 2) prezența unui timp mort a cărei tratare – cel puțin din punct de vedere teoretic – poate deveni utilă, dacă nu chiar necesară; acest timp mort este relativ mic și nu s-a dovedit a fi variabil.

Cum din rezultatele cercetărilor actuale ale colectivului de cercetare din cadrul Universității „Aurel Vlaicu” din Arad relative la GS [33], [61], [93] - [94] se întrevăd și extensii ulterioare în această direcție, s-a pus problema unor studii anticipate relative la dezvoltarea unor soluții de reglare adecvate. Prezentările din cadrul acestui paragraf sintetizează rezultatele unui astfel de studiu, prezentându-se și soluții pentru evitarea efectelor timpului mort; soluțiile analizate sunt bazate pe structuri de reglare clasice, cu predictor Smith, soluții de regulă mai ușor acceptate în industrie [52].

Într-o structură de reglare automată timpul mort al procesului se manifestă printr-o întârziere a efectului comenzii actuale a regulatorului în mărimea de ieșire (efectul timpului mort  $T_m$ ) și implicit printr-o întârziere ulterioară a modificării erorii de reglare la intrarea în blocul regulator. Acest lucru poate conduce la degradarea performanțelor efective în raport cu cele scontate sau – în situații extreme - chiar la afectarea stabilității SRA. Întârzierea introdusă de timpului mort al procesului condus în funcționarea/funcționalitatea SRA poate fi constantă dar și variabilă. Situațiile care solicită abordări complexe, de detaliu, sunt cele în care timpul mort are o valoare apreciabilă în raport cu constantele de timp semnificative ale procesului sau/și este variabil într-un domeniu larg de valori. În aplicația GS apelată această din urmă situație este însă puțin previzibilă.

Reducerea efectului timpului mort – respectiv la limită anihilarea acestuia - a fost una din primele probleme abordate în controlul predictiv; problema a devenit actuală atunci când timpul mort depășește o anumită valoare critică și regulatoarele clasice de tip PD2T2, PID, respectiv și structurile adaptate ale acestora, nu mai satisfac cerințele de performanță impuse [95]. Primele scheme de compensare a timpului mort au fost cele introduse de Smith în [96] (de aici și denumirea structurilor specifice) și presupun realizarea - prin proiectarea RG - în structura SRA a unui bloc pentru compensarea efectului timpului mort.

În figurile 4.3.9 (a) și (b) sunt redate două variante ale structurii de bază a unui SRA cu predictor Smith (a) o varianta inițială, respectiv (b) schema reconfigurată cu regulator extins.

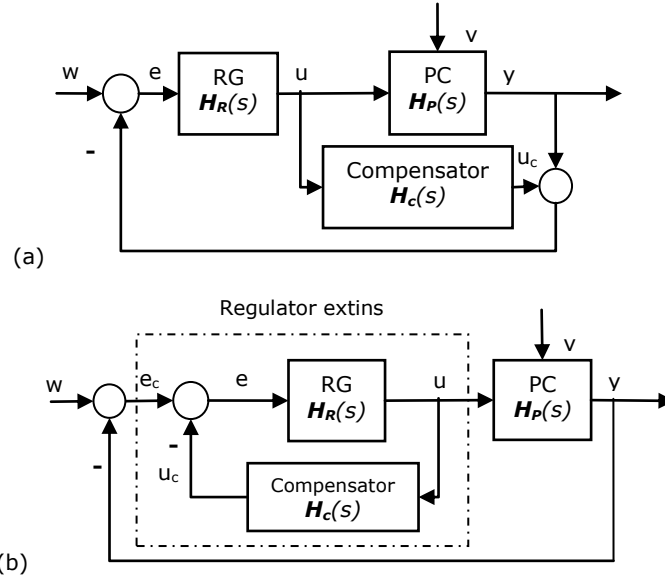


Fig. 4.3.9. Structura unui SRA cu predictor Smith (a) varianta de bază, (b) varianta reconfigurată (informațional)

Structura SRA de bază este una bazată pe modelul intern al procesului (IMC) la care – prin blocul compensator - este solicitată o modelare cât mai corectă, cât mai exactă a procesului. În funcția de transfer a procesului condus ( $H_P(s)$ ) este necesară evidențierea separată a părții cu timp mort ( $H_{Tm}(s)$ ) de partea rațională fără timp mort ( $H'_P(s)$ ), în forma:

$$H_P(s) = H'_P(s)H_{Tm}(s) \quad (4.3.-20)$$

în care

$$H_P(s) = \frac{B_P(s)}{A_P(s)} e^{-sT_m} \quad H'_P(s) = \frac{B_P(s)}{A_P(s)} \quad H'_P(s) = \frac{B_P(s)}{A_P(s)}$$

*Observație:* În continuare, atunci când nu apar incertitudini, indicele  $P$  din f.t. a procesului va fi omis. Timpul mort  $T_m$  este considerat constant, dar poate fi și variabil; în aplicația analizată, prezența timpului mort a fost constată experimental, - la o funcționare de durată - iar domeniul de variație a timpului mort s-a dovedit a fi într-un domeniu de valori relativ restrâns (cap.3). Pentru acest din urmă caz – cu prezența timpului mort luat de valoare maximă – s-a dezvoltat o schemă cu predictor Smith – pentru care timpul mort al procesului poate fi adaptabil, fig.4.3.11.

Problema de bază a dezvoltării structurii de reglare cu predictor Smith revine la proiectarea compensatorului în reacție și se bazează pe impunerea unei f.t. dorită a SRA în așa fel încât „efectul timpului mort să fie scos în afara buclei de reglare”. Funcția de transfer a blocului de compensare depinde exclusiv de



parametrii procesului (obținând caracterul de IMC-structure) rezultând în final sub forma:

$$H_C(s) = H_P'(s)(1 - H_{Tm}(s)) \quad (4.3.-21)$$

în care modulul cu timp mort,  $H_{Tm}(s) = e^{-sT_m}$ , este anevoios de modelat „în continuu”. Timpul mort pentru modelul intern fiind destul de greu de realizat în variantă analogică (soluția clasică este reprezentată de utilizarea aproximărilor Pade de ordinul 1 [29], ș.a.), bazat pe facilitățile oferite de implementarea algoritmilor de reglare în variantă discretă (numerică), în aplicațiile industriale se apelează la implementarea „în discret” a predictorului Smith. Cu toate acestea multe cercetări teoretice se realizează și se prezintă relative și la cazul continuu.

Bazat pe schema clasică a structurii cu - figura 4.3.10 - în literatură sunt prezentate și structuri cu forme modificate menite să realizeze soluții de reglare pentru cazul timpului mort variabil; astfel de soluții conțin estimarea parametrilor procesului și autoacordarea regulatorului, structuri variabile pentru regulatoare și/sau abordări adaptive după un model de referință [91]-[92], [97].

F.t. a modelului discret este compusă din:

$$H_P'(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (4.3.-22)$$

$$H_{Tm}(z^{-1}) = z^{-d} \quad (4.3.-23)$$

în care  $B(z^{-1})$  și  $A(z^{-1})$  sunt polinoame în variabila operațională  $z^{-1}$ , iar  $d$  este număr întreg egal cu numărul de perioade de eșantionare de întârziere ( $d = T_m/T_e$ ).

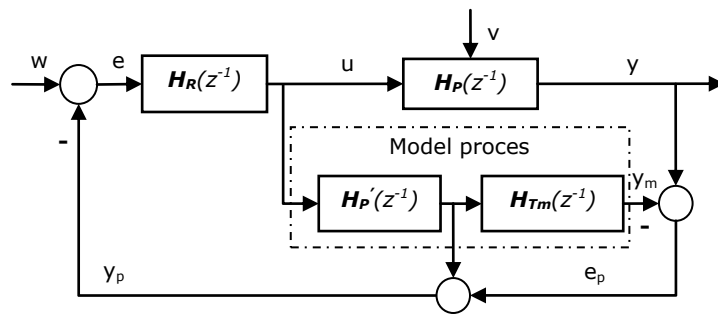


Fig.4.3.10 Schema bloc aferentă SRA cu predictor Smith discret în varianta abordată și dezvoltată în teză, pentru conducerea sistemelor optice de scanare

Pentru cazul în care valoarea timpului mort ar prezenta mici variații în jurul unei valori nominale  $T_{m0}$ , în fig. 4.3.11 (adaptare după [97]) se prezintă o structură de reglare adaptivă, bazată pe predictorul Smith discret; schema este specifică sistemelor integrate în rețele locale de comunicare, pentru care timpul mort poate fi variabil, datorat întârzierilor aferente conexiunilor dintre echipamente (poate fi și cazul sistemului de investigare de tip OCT menționat [18] - [19]).

Fără a intra în detaliile specifice acestor scheme, aflate în curs de dezvoltare, se fac următoarele precizări: blocul de adaptare a timpului mort (adaptiv) are rolul de a modifica valoarea timpului mort la fiecare pas de

eșantionare; adaptarea se face funcție de valorile anterioare înregistrate pentru timpul mort introdus de rețeaua de comunicare (actualizare pas cu pas). Blocul **Filtru** introdus pe reacție are ca scop creșterea robusteții sistemului de reglare (o aplicatie in acest sens este prezentată în [97]).

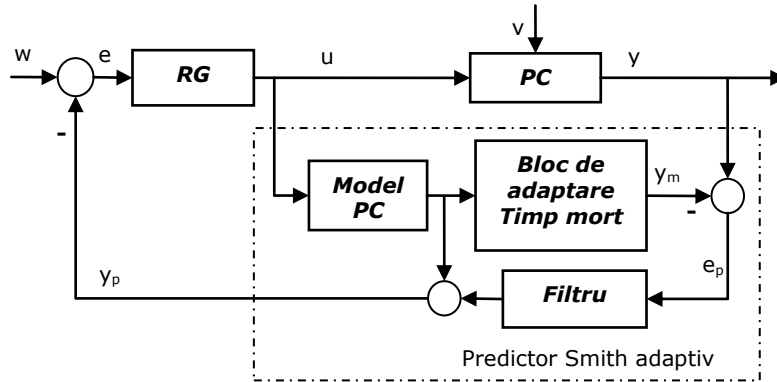


Fig.4.3.11 SRA cu predictor Smith discret - varianta adaptivă pentru timp mort variabil (după [97])

**B. Dezvoltarea unei soluții de reglare cu predictor Smith pentru aplicația GS** (studiu de susținere a unor cercetări ulterioare [61]). Pentru aplicația cu galvoscaner (GS) – și pentru viitor pentru aplicații de scanare complexe cu galvoscanere, de exemplu aplicația OCT - Optical Coherence Tomography, prezentată în paragraful 2.3.3 [18] - [19] - o primă structură de SRA cu predictor Smith, dezvoltat și testat prin simulare, este bazat pe modelul detaliat al GS prezentat în capitolul 3; regulatorul cu compensator în reacție a fost dezvoltat în timp discret. F.t. discretă aferentă procesului, relația (3.1.-15) reluată, este de forma:

$$H(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} z^{-d} \quad \text{cu} \quad d = \frac{T_m}{T_e} \quad (4.3.-24)$$

având valorile numerice calculate (paragraful 2.3.3):

$$H(z^{-1}) = \frac{0.03441z^{-1} + 0.03079z^{-2}}{1 - 1.651z^{-1} + 0.7165z^{-2}} z^{-2} \quad (4.3.-25)$$

În principiu RG de bază poate fi proiectat cu orice metodă de proiectare, luând în considerare doar partea rațională fără timp mort a procesului condus. F.t. în variantă discretă a RG PID-T1 este de forma:

$$H_R(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} \quad (4.3.-26)$$

În vederea generării a.r.n. aferent RG extins cu predictor Smith (cu compensator de reacție), pentru cazul aplicației în care timpul mort egal cu două perioade de eșantionare, f.t. a acestui RG poate fi explicitată sub forma [29]:

$$\left[ 1 + (1-z^{-2}) \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} \right] u(z) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} e(z) \quad (4.3.-27)$$

Conform rel. (4.3.-27) a.r.n. cu predictor Smith (în variantă recursivă) rezultă în forma:

$$u_k = -f_1 u_{k-1} - f_2 u_{k-2} - f_3 u_{k-3} - f_4 u_{k-4} - f_5 u_{k-5} - f_6 u_{k-6} + g_0 e_k + g_1 e_{k-1} + g_2 e_{k-2} + g_3 e_{k-3} + g_4 e_{k-4} \quad (4.3.-28)$$

în care coeficienții  $f_i$  și  $g_i$  depind doar de parametrii părții raționale a procesului condus și de parametrii regulatorului proiectat pentru aceasta.

Valorile obținute pentru f.t. a RG au fost implementate în schemele Simulink din figura 4.3.12.

În figura 4.3.13 (a) se prezintă răspunsul SRA utilizând ca dispozitiv de conducere RG proiectat cu predictor Smith discret și ca PC într-o primă etapă modelul redus (utilizat în proiectare) al GS fără timp mort, iar apoi modelul redus cu timp mort; în figura 4.3.13 (b) același RG este utilizat în schema de predicție pentru modelul extins al GS, în variantă cu și fără timp mort.

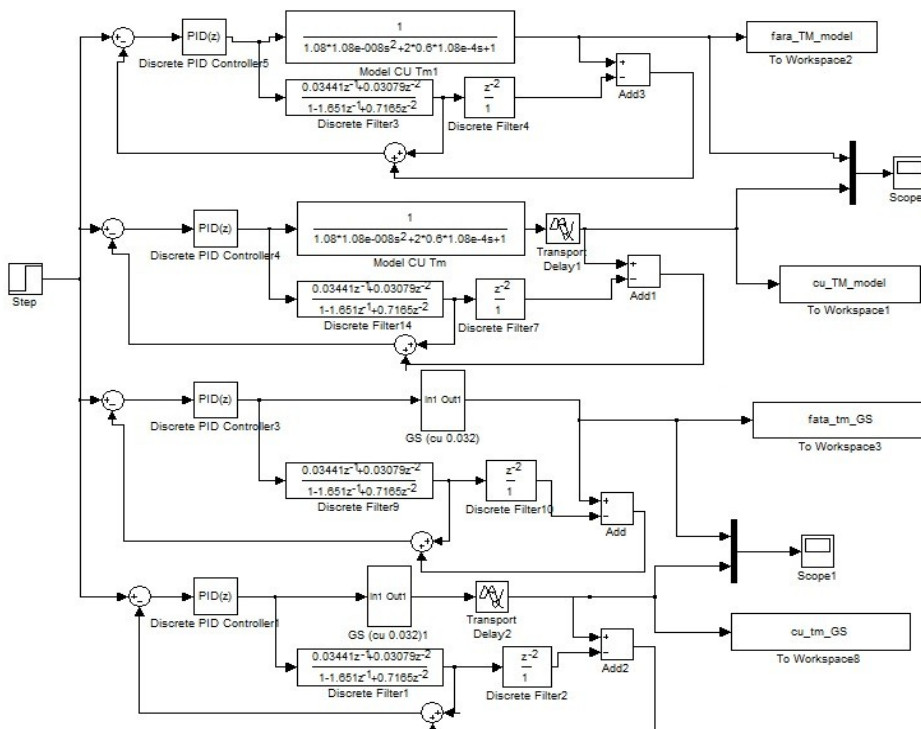


Fig.4.3.12 Schema Matlab-Simulink SRA cu predictor Smith discret.

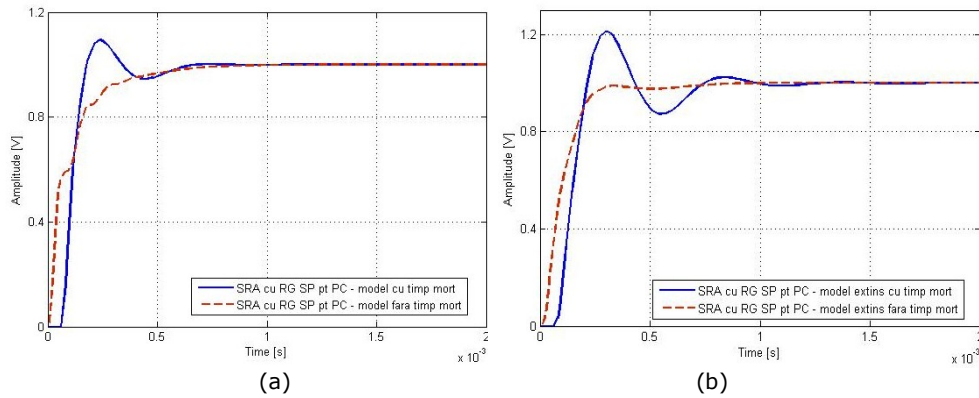
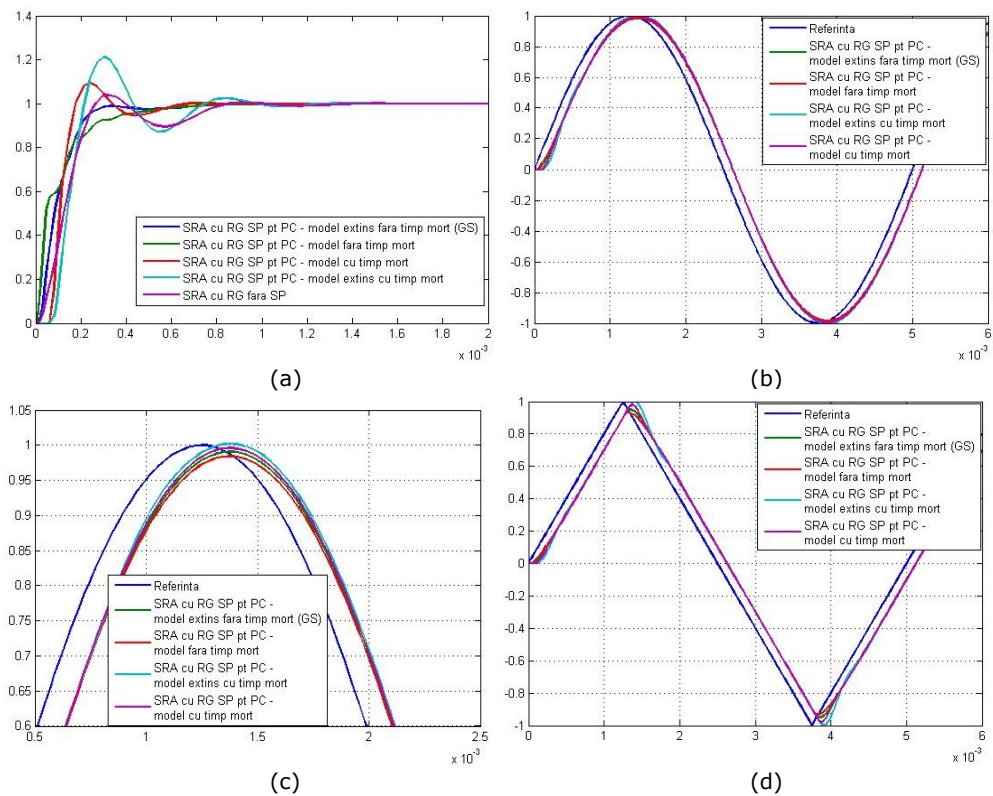


Fig.4.3.13 Răspuns SRA cu predictor Smith discret pentru: (a) PC – model redus GS; (b) PC – model extins GS;

Studiul comparativ poate fi complet analizând rezultatele de simulare reprezentate în fig. 4.3.14, rezultate care evidențiază răspunsurile prin comparație a SRA evaluate pentru semnal de referință treaptă și pentru semnale de referință periodice specifice funcționării GS.



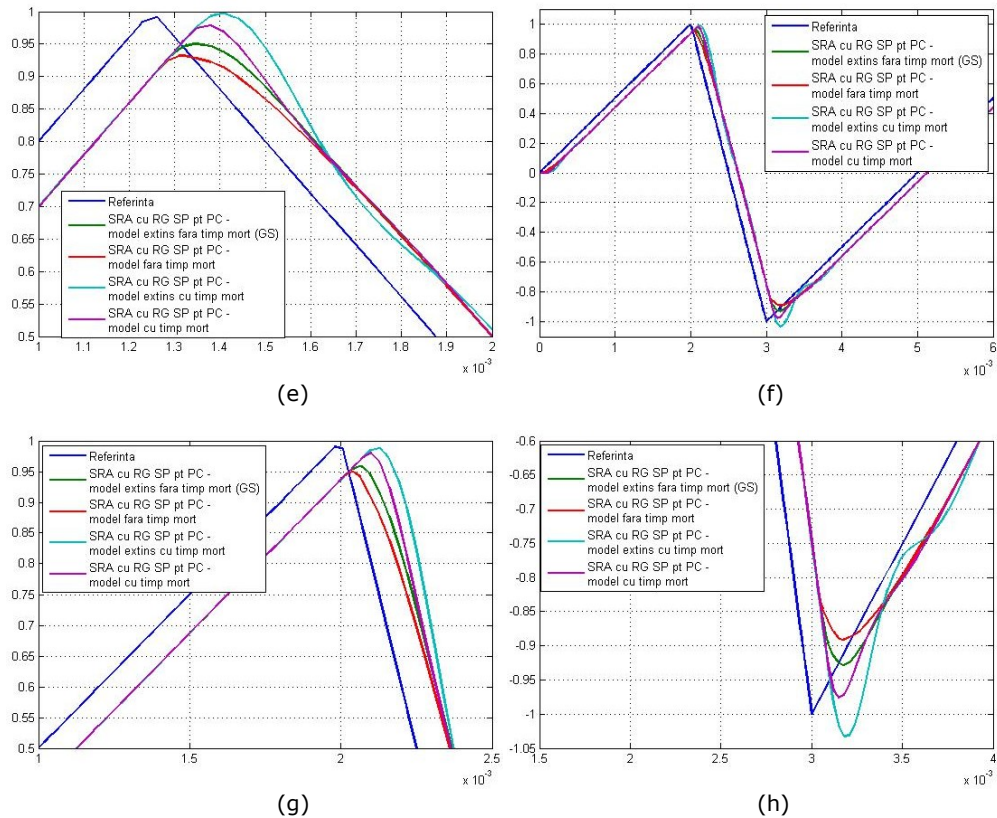


Fig.4.3.14 Răspuns SRA cu predictor Smith discret pentru semnal de intrare: (a) treaptă unitară; (b) sinusoidal; (c) detaliu reprezentativ (b); (d) triunghiular; (e) detaliu reprezentativ (d); (f) dinte de fierăstrău; (g) și (h) detalii reprezentative (f)

Analizând rezultatele de simulare se poate observa că aplicând schemele de reglare cu predicție pentru procesul modelat fără timp mort, răspunsul SRA nu se înrăutățește, ci dimpotrivă indicatorii de performanță sunt mai buni.

#### 4.4. Analiza soluțiilor de reglare adoptate bazată pe evaluarea indicatorilor integrali (de optimizare dinamică)

În cazul sistemelor de urmărire regimurile dinamice permanentizate (regimurile tranzitorii) se instalează la variația mărimilor de intrare (referință) cu o evoluție dorită – cu diferite forme particulare, bine precizate – dar și sub influența unor perturbații – interne sau externe – cu efecte nedorite [29], [42], [54] ș.a.

*Observație.* În cadrul cercetărilor ulterioare (contractul [32]) analizele se vor extinde acceptând ideea prezenței elasticității unor subsisteme din cadrul sistemului cu GS și – drept urmare – se va impune pe lângă o analiză parametrică a procesului și dezvoltarea unor soluții de reglare robustă (a se vedea de exemplu abordări date în [98] – [102] ș.a.).

Optimizarea comportării sistemelor în regimurile cu referință variabilă poate fi necesară în vederea asigurării funcționării corespunzătoare în acord cu obiectivele impuse care se reflectă în cerințele de calitate impuse SRA. Acestea se referă atât la reducerea cât mai accentuată a erorii de reglare (de urmărire a referinței) cât și la reducerea consumului de energie necesar acțiunii de reglare [88]; în multe cazuri optimizarea se acceptă și se realizează printr-un compromis între cele două.

Indicatorii integrali utilizați în optimizarea dinamică pot fi definiți indiferent de categoria de sisteme, în particular pentru sistemele liniare (liniarizate), și pot fi formulați fie în limbajul reprezentării intrare-ieșire, de exemplu relațiile (4.4.-1)-(4.4.-3), fie în limbajul intrare-stare-ieșire de exemplu relațiile (4.4.-4)-(4.4.-5); problema sistemelor optimale este pe larg tratată în literatură (de exemplu o abordare pragmatică orientată pe aplicații industriale este prezentată în [88]).

$$J_1 = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (4.4.-1)$$

$$J_2 = \int_0^{\infty} u^2(t) dt \quad (4.4.-2)$$

$$J_3 = J_1 + \rho J_2 \quad (4.4.-3)$$

$$J_7 = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (4.4.-4)$$

$$J_8 = \int_{t_0}^{t_f} (x^T Q x + u^T R u) dt + x(t_f)^T S x(t_f) \quad (4.4.-5)$$

în care  $e(t)$  este eroarea de reglare,  $u(t)$  este comanda elaborată de regulator,  $x(t)$  vectorul mărimilor de stare,  $\rho$  parametru scalar de ponderare, iar  $Q$ ,  $R$ ,  $S$  matrici de ponderare.

Valorile calculate (măsurate) ale indicatorilor integrali sunt deseori utilizate în industrie pentru compararea performanțelor și calității sistemelor de reglare automată, fiind coroborate cu valorile indicatorilor de calitate empirici (timp de reglare, sprareglaj, ș.a.) [103].

Pentru aplicațiile analizare, respectiv dezvoltate, în cadrul tezei, SRA de bază (GS cu RG PD-T1) și SRA extins cu RG PID-T1 (prezentate în paragrafele anterioare), în pragraful 4.2.2, s-a efectuat un studiu comparativ privind valorile optime ale parametrilor regulatorului – bazat pe indicatori integrali - și valorile alese la acordarea parametrilor reglatoarelor; studiu se referă numai la indicatorii de optimizare dinamică  $J_1$  și  $J_2$ , integrala pătratului erorii de reglare, respectiv integrala pătratului comenzii elaborate de fiecare regulator, putând fi extins și la indicatorul de polioptimizare  $J_3$  (studii similare au fost făcute și prezentate în multe alte lucrări științifice [53] – [55], [99] – [102], [104] ș.a., publicate ca și cărți sau lucrări prezentate la conferințe sau în reviste de specialitate).

În paragraful 4.4.1 se prezintă rezultatele obținute în urma testării prin simulare a comportării SRA de bază pentru diferite valori ale parametrilor de acordare a RG PD-T1, regulator aferent echipamentului de laborator [24]. Pentru soluția cu regulator extins, propus în cadrul tezei rezultatele studiului sunt prezentate în paragraful 4.4.2.

#### 4.4.1. Studiul de optimalitate asupra parametrilor RG pentru soluția de bază (GS cu RG PD-T1)

Ținând seama de valorile parametrilor regulatorului de tip PD-T1 cu care este condus echipamentul de laborator – galvoscanerul Thorlabs GVS 001 [24] - studiul realizat urmărește poziționarea valorilor acestor parametri relativ la valorile pentru care indicatorii integrali  $J_1$  și  $J_2$  prezintă valori minimale.

*Observație:* Valorile utilizate în acordarea parametrilor regulatorului au fost determinate utilizând criteriul modulului optim [29], bazat pe răspunsul sistemului obținut experimental.

Tehnologia de abordare a problemei urmărește abordarea clasică, dată de exemplu în [103] (cap. 8, și apoi ediția ulterioară din 1980), care combină abordarea analitică cu evaluarea indicatorului în operațional cu calculul parametrilor bazat pe experimente de simulare.

Tabelele 4.4.1 – 4.4.3 prezintă o sinteză a valorilor indicatorilor integrali considerați și a valorilor indicatorilor de calitate pentru diferite valori ale parametrilor regulatorului PD-T1; valorile indicatorilor integrali  $J_1$  și  $J_2$  au fost obținute prin integrare numerică pe intervalul de simulare *de la 0 la 2ms* (interval în care se asigură pentru sistem un regim staționar constant). În cadrul tabelelor au fost evidențiate valorile de referință ale parametrilor reguletoarelor și valorile pentru care indicatorul  $J_1$  este minim.

Analizând rezultatele studiului se observă ca indicatorul integral  $J_2$  nu are minim în intervalul de valori alese.

Reprezentarea grafică a datelor obținute în tabelele 4.4.1 – 4.4.3 pentru indicatorii integrali este realizată prin figurile 4.4.1 – 4.4.3.

Evoluția mărimilor erorii de reglare și a ieșirii aferente SRA la variația parametrului  $k_{PD}$ , respectiv la variația parametrului  $T_d$  sunt prezentate în figurile 4.4.4, respectiv 4.4.5.

În figura 4.4.6 se prezintă răspunsul SRA utilizând pentru parametrii RG PD-T1 valorile optime conform criteriului J1 ( $k_{PD} = 2.35 \times k_{PD}$ ,  $T_d = 2.5 \times T_d$  și  $T_f = 0.1T_f$ ).

Analizând răspunsul SRA din figura 4.4.6 se observă că soluția rezultată în urma utilizării valorilor optime ale parametrilor regulatorului - considerate conform minimizării erorii de reglare (pătratul erorii de reglare) – nu conduce neapărat la îmbunătățirea răspunsului acestuia. Chiar dacă timpul de primă reglare este considerabil mai mic, valoarea suprareglajului crește mult, iar timpul de reglare este comparabil cu cel realizat prin acordarea parametrilor regulatorului cu criteriul modulului. În consecință, în acord cu definirea empirică a „cerințelor de calitate” relative la sistem, „valorile de optim” pentru parametrii regulatorului, obținute prin aplicare criteriului modulului se acceptă a fi optime.

104 4. Structuri de conducere clasice și moderne propuse în teză pentru GS

Tabelul 4.4.1 Valorile indicatorilor integrali  $J_1$  și  $J_2$  (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate  $\sigma_1$  și  $t_r$  pentru soluția de bază în condițiile  $k_{PD}$  variabil,  $T_D$  și  $T_f$  constant.

$k_{PD}$	$J_1$	$J_2$	$\sigma_1$ [%]	$t_r$ [ms]
$k_{PD} / 10$	$0.8105 \times 10^{-3}$	0.048	0	>2
$k_{PD} / 3$	$0.3003 \times 10^{-3}$	0.535	0	1.6
$k_{PD} / 2$	$0.2191 \times 10^{-3}$	1.256	0	0.9
<b><math>k_{PD}</math></b>	<b><math>0.1411 \times 10^{-3}</math></b>	<b>5.407</b>	<b>9.20</b>	<b>0.64</b>
$2 \times k_{PD}$	$0.1110 \times 10^{-3}$	25.59	31.2	1
$2.3 \times k_{PD}$	$0.1098 \times 10^{-3}$	35.82	36.0	1.20
<b><math>2.35 \times k_{PD}</math></b>	<b><math>0.1097 \times 10^{-3}</math></b>	<b>37.76</b>	<b>36.3</b>	<b>1.25</b>
$2.4 \times k_{PD}$	$0.1098 \times 10^{-3}$	39.78	38.0	1.26
$2.5 \times k_{PD}$	$0.1099 \times 10^{-3}$	44.04	38.5	1.3
$3 \times k_{PD}$	$0.1132 \times 10^{-3}$	70.56	47.5	1.4
$5 \times k_{PD}$	$0.1724 \times 10^{-3}$	326	70.0	>2

Tabelul 4.4.2 Valorile indicatorilor integrali  $J_1$  și  $J_2$  (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate  $\sigma_1$  și  $t_r$  pentru soluția de bază în condițiile  $T_d$  variabil,  $k_{PD}$  și  $T_f$  constant.

$T_d$	$J_1$	$J_2$	$\sigma_1$ [%]	$t_r$ [ms]
$T_d / 2$	$0.2155 \times 10^{-3}$	1.291	9.6	>2
<b><math>T_d</math></b>	<b><math>0.1411 \times 10^{-3}</math></b>	<b>5.407</b>	<b>9.2</b>	<b>0.64</b>
$1.5 \times T_d$	$0.1179 \times 10^{-3}$	13.05	17.9	0.90
$2 \times T_d$	$0.1091 \times 10^{-3}$	25.14	28.9	1.00
<b><math>2.5 \times T_d</math></b>	<b><math>0.1068 \times 10^{-3}</math></b>	<b>42.92</b>	<b>36.0</b>	<b>1.20</b>
$3 \times k_{PD}$	$0.1086 \times 10^{-3}$	68.20	42.3	1.30
$3.5 \times T_d$	$0.1139 \times 10^{-3}$	103.6	50.0	2.00
$4 \times T_d$	$0.1227 \times 10^{-3}$	153.1	56.0	>2
$5 \times k_{PD}$	$0.1548 \times 10^{-3}$	324.7	66.5	>2

Tabelul 4.4.3 Valorile indicatorilor integrali  $J_1$  și  $J_2$  (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate  $\sigma_1$  și  $t_r$  pentru soluția de bază în condițiile  $T_f$  variabil,  $k_{PD}$  și  $T_d$  constant.

$T_f$	$J_1$	$J_2$	$\sigma_1$ [%]	$t_r$ [ms]
$T_f / 1000$	$0.1172 \times 10^{-3}$	3800	0	>2
$T_f / 100$	$0.1174 \times 10^{-3}$	460	2.5	0.62
$T_f / 10$	$0.1195 \times 10^{-3}$	47.52	3.5	0.62
$T_f / 3$	$0.1249 \times 10^{-3}$	15	4	0.63
$T_f / 2$	$0.1289 \times 10^{-3}$	10.16	5	0.63
<b><math>T_f</math></b>	<b><math>0.1411 \times 10^{-3}</math></b>	<b>5.408</b>	<b>9.2</b>	<b>0.64</b>
$2 \times T_f$	$0.1663 \times 10^{-3}$	2.947	18	1.2
$3 \times T_f$	$0.1924 \times 10^{-3}$	2.08	25	1.5



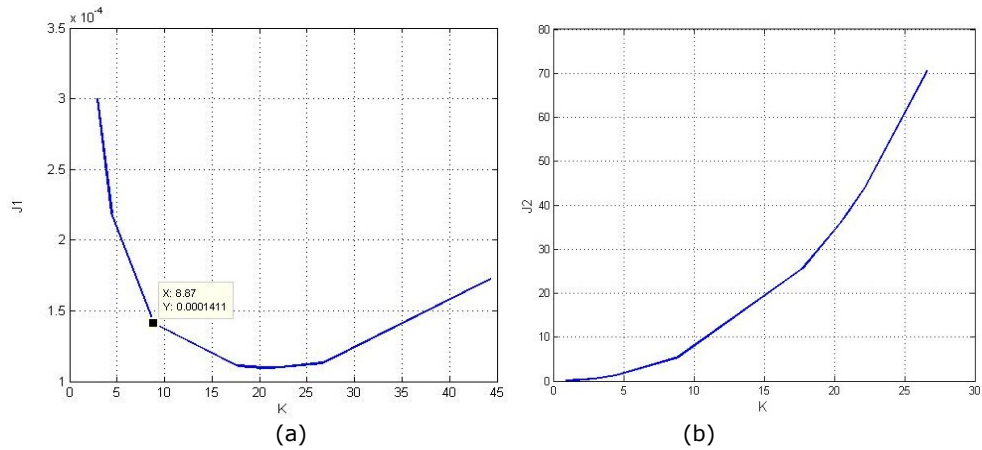


Fig. 4.4.1 Variația indicatorilor integrali pentru  $k_{pD}$  variabil (conform tabel 4.4.1) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă.

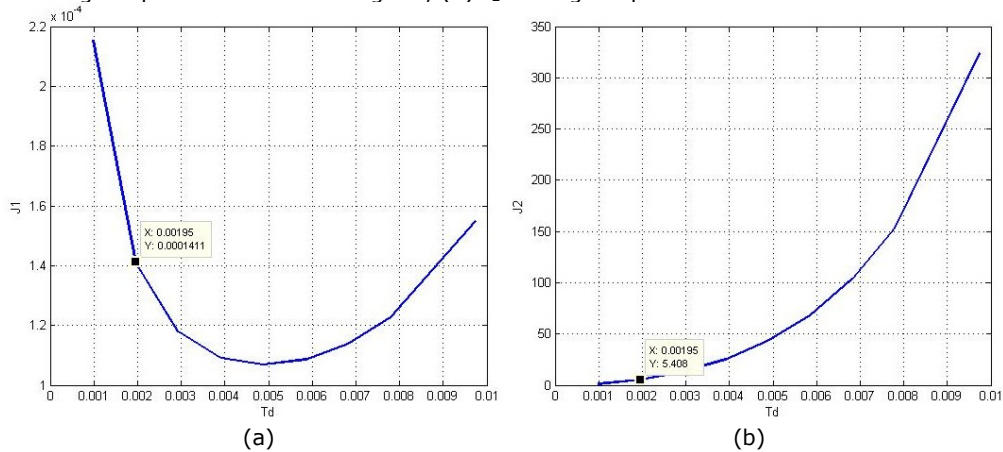


Fig. 4.4.2 Variația indicatorilor integrali pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.2) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă.

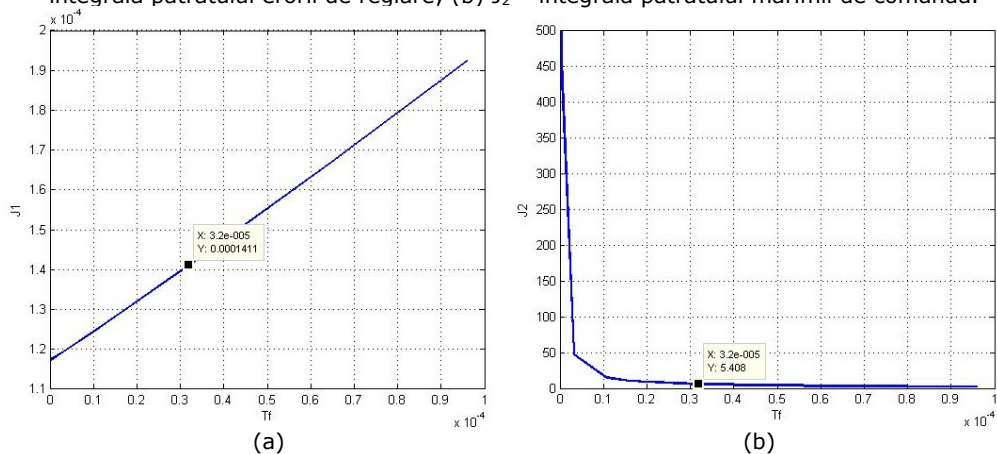


Fig. 4.4.3 Variația indicatorilor integrali pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.3) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă.

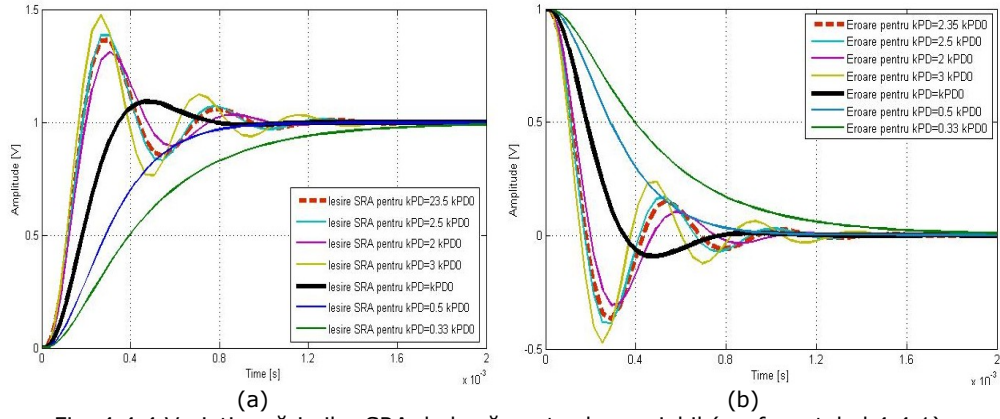


Fig. 4.4.4 Variația mărimilor SRA de bază pentru  $k_{PD}$  variabil (conform tabel 4.4.1)  
 (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare.

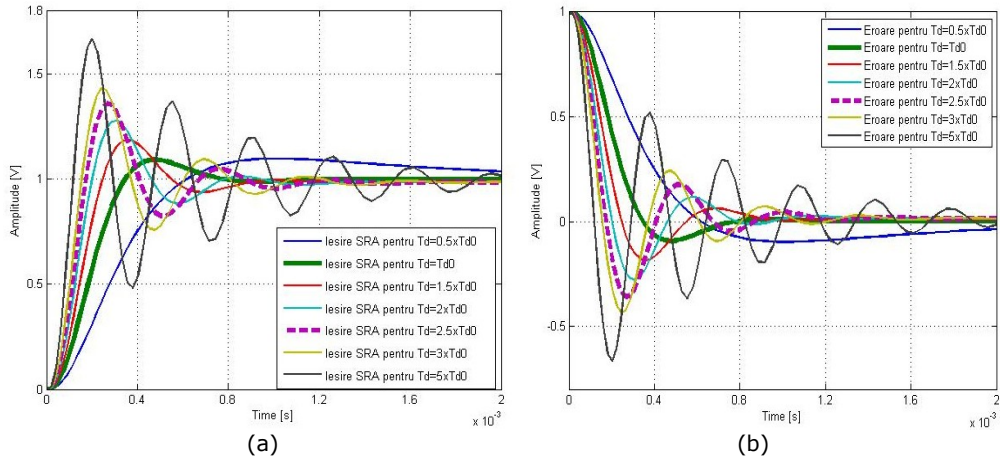


Fig. 4.4.5 Variația mărimilor SRA de bază pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.2)  
 (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare.

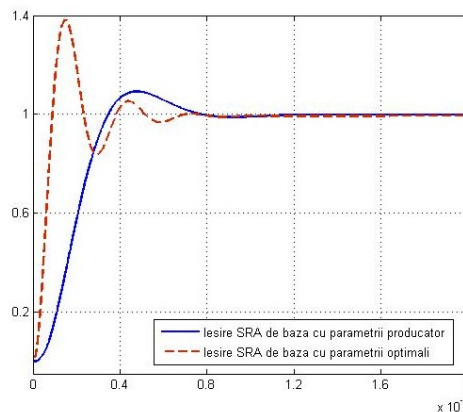


Fig. 4.4.6 Răspunsul SRA utilizând pentru parametrii RG PD-T1 valorile optimele conform criteriului J1:  $k_{PD} = 2.35 \times k_{PD}$ ,  $T_d = 2.5 \times T_d$  și  $T_f = 0.1T_f$

#### 4.4.2. Studiul de optimalitate asupra parametrilor RG pentru soluția nou propusă – soluția de bază extinsă cu PID-T1

Soluția de reglare propusă, bazată pe soluția de bază extinsă cu RG PID-T1 în buclă de reglare suplimentară a fost propusă și prezentată detaliat în paragraful 4.2.2. Funcția de transfer a regulatorului prin care se extinde structura este dată de relația (4.2.-15); ea poate fi rescrisă pentru evidențierea parametrilor specifici regulatorului PID real ( $K_R$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ) în forma (de exemplu conform [103], [99] – [102], [104]):

$$H_C(s) = \frac{K_R}{T_i} \frac{1 + sT_i + s^2 T_i T_d}{1 + sT_f} \quad (4.4.-6)$$

în care  $K_R$  constanta de proporționalitate,  $T_i$  constanta de timp de integrare,  $T_d$  constanta de timp de derivare și  $T_f$  constanta de timp de filtrare (asigură realizabilitatea fizică a RG); aceste valori pot fi calculate prin identificarea relațiilor (4.2.-15) și (4.4.-6), cu relațiile (4.4.-7):

$$\begin{aligned} \frac{K_R}{T_i} &= k_{C1} \\ T_i &= 2\xi T \\ T_i T_d &= T^2 \end{aligned} \quad (4.4.-7)$$

În vederea efectuării studiului de optimalitate asupra parametrilor RG, valorile de referință ale acestor parametri sunt cele rezultate prin proiectarea cu criteriul modulului, sintetizate în tabelul 4.4.4.

Tabelul 4.4.4 Valorile parametrilor RG PID-T1 pentru soluția extinsă

$K_{R0}$	$T_{i0}$ [S]	$T_{d0}$ [S]	$T_f$ [S]
2,535	$0,169 \times 10^{-3}$	$0,1 \times 10^{-3}$	$0,1 \times 10^{-4}$

În figurile 4.4.7 – 4.4.9 se prezintă distribuția valorilor indicatorilor de optimizare dinamică  $J_1$  și  $J_2$  la variația parametrilor regulatorului; variația parametrilor ( $K_R$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ) este realizată în jurul valorilor de referință ( $K_{R0}$ ,  $T_{i0}$ ,  $T_{d0}$ ). În cadrul graficelor sunt evidențiate și valorile de optim, acolo unde acestea există.

Valorile indicatorilor  $J_1$  și  $J_2$ , precum și valorile indicatorilor de calitate în domeniul timp –  $\sigma_1$  și  $t_r$  – sunt prezentate în tabelele 4.4.5 – 4.4.7 și reprezintă rezultate ale testelor efectuate prin simulare în Matlab – Simulink, pentru fiecare parametru modificat.

Evoluția mărimilor SRA – eroare de reglare și mărime de ieșire (poziția unghiulară a oglinzii galvoscanerului) - la modificarea parametrilor regulatorului este prezentată în figurile 4.4.10 – 4.4.12.

108 4. Structuri de conducere clasice și moderne propuse în teză pentru GS

Tabelul 4.4.5 Valorile indicatorilor integrali  $J_1$  și  $J_2$  (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate  $\sigma_1$  și  $t_r$  pentru soluția propusă cu RG PID-T1 extins în condițiile  $K_R$  variabil,  $T_d$ ,  $T_i$  și  $T_f$  constant.

$K_R$	$J_1$	$J_2$	$\sigma_1$ [%]	$t_r$ [ms]
$0.5 \times K_{R0}$	$7.587 \times 10^{-5}$	0.002804	0	0.70
<b><math>K_{R0}</math></b>	<b><math>4.801 \times 10^{-5}</math></b>	<b>0.005729</b>	<b>8.3</b>	<b>0.43</b>
$2 \times K_{R0}$	$3.894 \times 10^{-5}$	0.0198	30	0.43
<b><math>2.2 \times K_{R0}</math></b>	<b><math>3.889 \times 10^{-5}</math></b>	<b>0.02443</b>	<b>34</b>	<b>0.45</b>
$2.5 \times K_{R0}$	$3.929 \times 10^{-5}$	0.03284	41	0.50
$3 \times K_{PD0}$	$4.125 \times 10^{-5}$	0.05188	50	0.60

Tabelul 4.4.6 Valorile indicatorilor integrali  $J_1$  și  $J_2$  (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate  $\sigma_1$  și  $t_r$  pentru soluția propusă cu RG PID-T1 extins în condițiile  $T_i$  variabil,  $K_R$ ,  $T_d$  și  $T_f$  constant.

$T_i$	$J_1$	$J_2$	$\sigma_1$ [%]	$t_r$ [ms]
$0.5 \times T_{i0}$	$5.299 \times 10^{-5}$	0.005690	22.4	0.85
$0.75 \times T_{i0}$	$4.814 \times 10^{-5}$	0.005721	13	0.43
<b><math>0.9 \times T_{i0}</math></b>	<b><math>4.801 \times 10^{-5}</math></b>	<b>0.005728</b>	<b>9.8</b>	<b>0.43</b>
<b><math>T_{i0}</math></b>	<b><math>4.783 \times 10^{-5}</math></b>	<b>0.005729</b>	<b>8.3</b>	<b>0.43</b>
$1.5 \times T_{d0}$	$5.070 \times 10^{-5}$	0.005709	0.33	0.8
$2 \times T_{d0}$	$5.455 \times 10^{-5}$	0.005699	0.08	1

Tabelul 4.4.7 Valorile indicatorilor integrali  $J_1$  și  $J_2$  (de optimizare dinamică) și a indicatorilor de calitate  $\sigma_1$  și  $t_r$  pentru soluția propusă cu RG PID-T1 extins în condițiile  $T_d$  variabil,  $K_R$ ,  $T_i$  și  $T_f$  constant.

$T_d$	$J_1$	$J_2$	$\sigma_1$ [%]	$t_r$ [ms]
$0.5 \times T_{d0}$	$7.076 \times 10^{-5}$	0.0032	26.2	0.9
<b><math>T_{d0}</math></b>	<b><math>4.801 \times 10^{-5}</math></b>	<b>0.005729</b>	<b>8.3</b>	<b>0.43</b>
$2 \times T_{d0}$	$3.901 \times 10^{-5}$	0.01792	4.8	0.7
$2.5 \times T_{d0}$	$3.814 \times 10^{-5}$	0.02845	23.4	1.1
<b><math>2.7 \times T_{d0}</math></b>	<b><math>3.808 \times 10^{-5}</math></b>	<b>0.03368</b>	<b>23.5</b>	<b>1.2</b>
$3 \times T_{d0}$	$3.822 \times 10^{-5}$	0.04280	23.5	1.2

Rezultatele studiului, obținute prin simulare, demonstrează faptul că valorile considerate pentru parametrii RG PID-T1, conform criteriului modulului, sunt poziționate în zona valorilor pentru care parametrul integral  $J_1$  prezintă valoarea optimă. Indicatorul integral  $J_2$  prezintă valoare optimă - în intervalul de valori de analiză ales - doar pentru parametrul  $T_i$  ( timpul de integrare) al RG, nu și pentru parametrul  $K_R$  și  $T_d$ .

Analizând evoluția în timp a ieșirii SRA (poziția unghiulară) pentru cazurile selectate (a se vedea fig. 4.4.10 (a) - 4.4.12 (a)) și ținând seama de valorile obținute pentru indicatorii empirici de calitate (suprareglaj și timp de reglare) poate fi considerată ca optimă acordarea RG PID-T1 conform criteriului de proiectare ales, criteriul modulului optim.

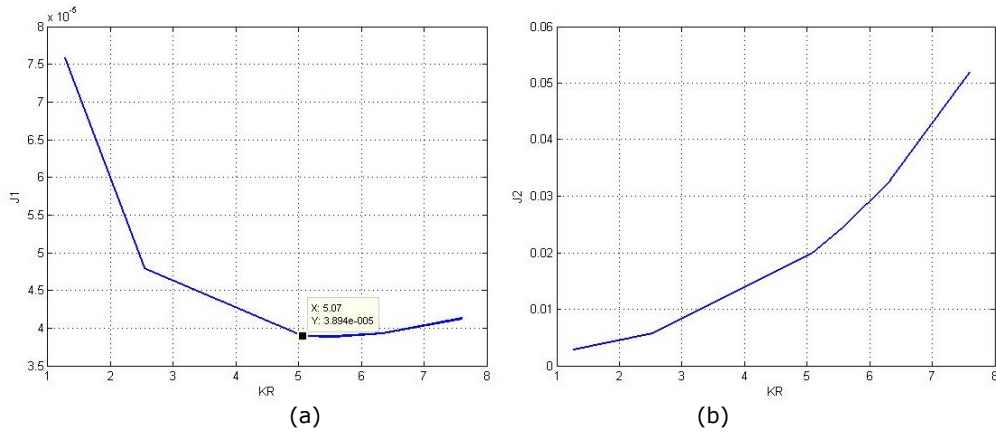


Fig. 4.4.7 Variația indicatorilor integrali pentru  $K_R$  variabil (conform tabel 4.4.5) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă.

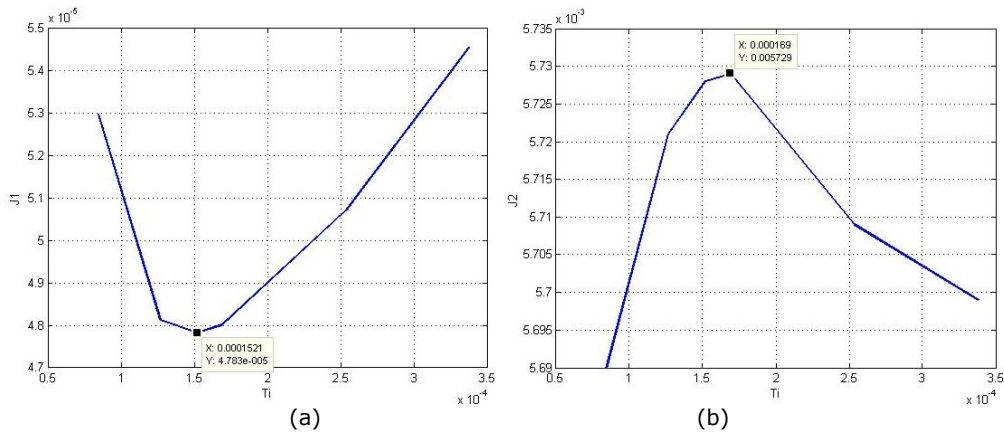


Fig. 4.4.8 Variația indicatorilor integrali pentru  $T_i$  variabil (conform tabel 4.4.6) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă.

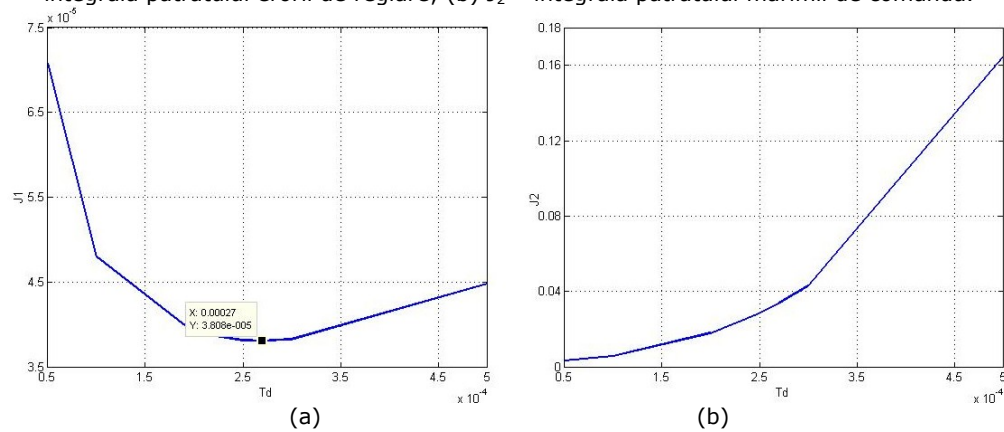


Fig. 4.4.9 Variația indicatorilor integrali pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.7) (a)  $J_1$  – integrala pătratului erorii de reglare; (b)  $J_2$  – integrala pătratului mărimii de comandă.

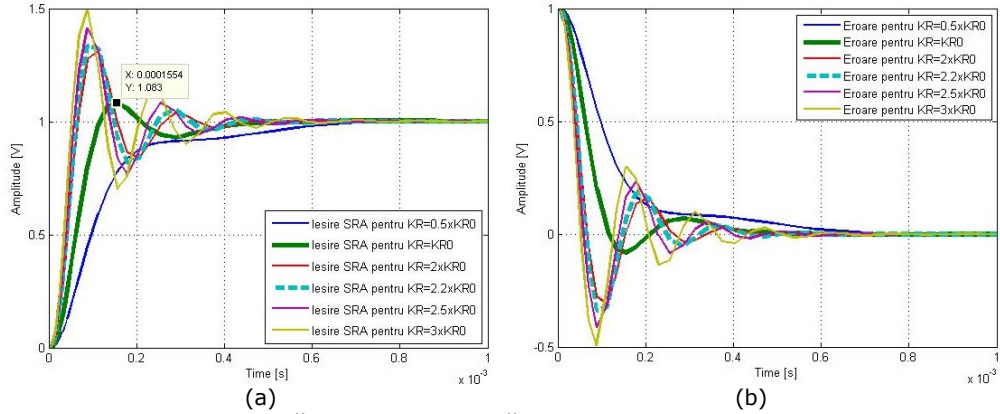


Fig. 4.4.10 Variația mărimilor SRA de bază pentru  $K_R$  variabil (conform tabel 4.4.5)  
 (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare.

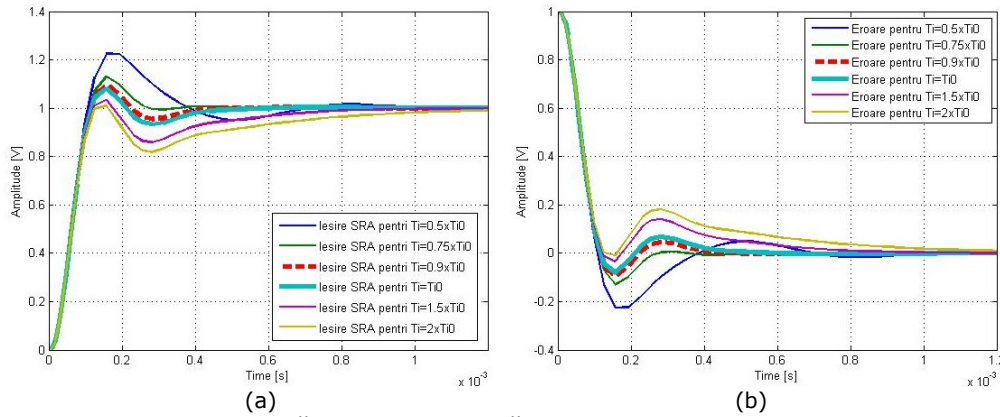


Fig. 4.4.11 Variația mărimilor SRA de bază pentru  $T_i$  variabil (conform tabel 4.4.6)  
 (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare.

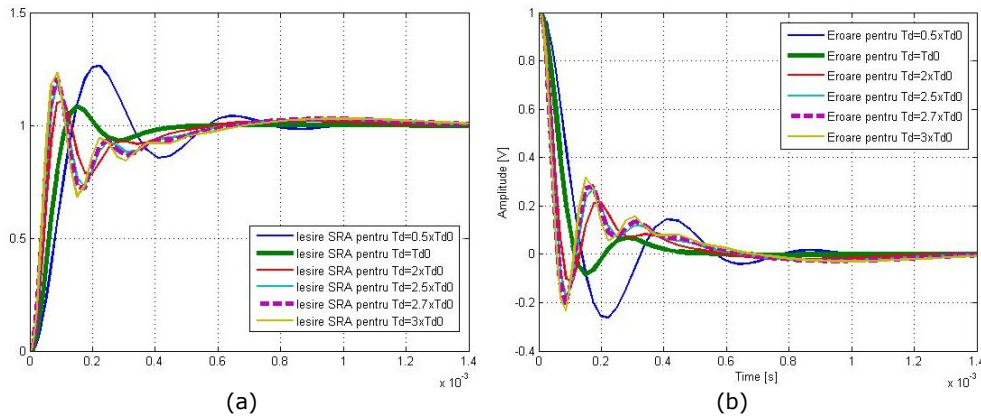


Fig. 4.4.12 Variația mărimilor SRA de bază pentru  $T_d$  variabil (conform tabel 4.4.7)  
 (a) mărimea de ieșire – poziția unghiulară; (b) eroarea de reglare.

## 4.5. Concluzii și contribuții personale

În acord cu tematica de cercetare a tezei de doctorat elaborate, în concordanță cu cerințe legate și de o temă de cercetare orientată pe aplicația GS, respectiv a unor aplicații viitoare, în cadrul acestui capitol au fost prezentate detaliat rezultatele de cercetare referitoare la soluțiile de conducere clasice și moderne propuse, îndreptate spre creșterea performanțelor galvoscanerelor. Structurile de reglare apelate și metodele de proiectare a reguletoarelor / algoritmilor de reglare au fost selectate și apoi prezentate pe baza unui studiu bibliografic detaliat.

Referitor la soluțiile de conducere clasice, au fost prezentate două noi structuri de conducere automată a galvoscanerelor; ambele soluții au ca punct de plecare soluția de reglare furnizată de producătorul de echipament [24] – cu RG PD-T1 inclus – considerată ca soluție de referință pentru compararea eficienței noilor soluții propuse. Cele două soluții sunt:

- Soluția de reglare cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 în bucla de reglare de bază, structura utilizată fiind SRA convențional; structura necesită extensii în construcția de bază;
- Soluția cu două bucle de reglare – variantă de SRA în cascadă – cu RG PID-T1 extins în cea de-a doua buclă de reglare.

În dezvoltarea ambelor soluții au fost utilizate MM de tip „benchmark” de ordin redus, aferente procesului, modele care au fost validate de experimentele repetate efectuate în laborator. În testarea prin simulare a noilor soluții au fost utilizate cele mai detaliate MM disponibile (a se vedea și fig. 3.1.7); în faza actuală soluțiile propuse nu au fost implementate pe echipamentul existent, în perspectivă însă, situația poate deveni viabilă.

Rezultatele testelor de verificare prin simulare au fost comparate cu rezultate similare referitoare la structura de bază; performanțele realizate au fost analizate în domeniul timp, prin indicatorii definiți pentru răspunsul la semnal treaptă, respectiv prin vizualizare, la diferite forme de variație ale semnalului de referință (semnal treaptă și semnale periodice clasice cu diferite frecvențe – sinusoidal, triunghiular, dinte de fierăstrău – și cu variație specifică – „liniar+sinusoidal”).

Analiza de sensibilitate relativă la soluțiile propuse au finalizat studiul referitor la metodele clasice.

În completarea soluțiilor clasice, au fost propuse și prezentate soluții de reglare cu predicție bazate pe model pentru conducerea GS. Parte a studiului bibliografic efectuat a fost prezentat orientat direct pe aplicație. Sinteza soluțiilor de reglare bazate pe predicție cuprinde:

- Soluții de reglare cu RG predictiv bazate pe metoda GPC (caz particular MPC) în varianta de realizare cu RG cu două grade de libertate 2DOF – RST. Desemnarea celei mai bune soluții, dintre cele proiectate, a fost făcută în urma analizei rezultatelor de simulare obținute pentru diferite valori ale parametrilor de proiectare. Rezultatele acestui studiu comparativ au fost prezentate atât prin intermediul graficelor rezultate din simulări (răspuns la semnal treaptă și semnale periodice), cât și prin tabele care reflectă valorile principalilor indicatori de performanță.
- Soluția de reglare cu RG predictiv dezvoltată bazat pe toolbox-ului MPC din Matlab.
- Soluția de reglare cu RG cu predictor Smith pentru cazul în care în PC (GS) se manifestă un timp mort. În cadrul capitolului s-au studiat diferite variante de soluții de reglare bazate pe scheme de reglare cu

predictor Smith, inclusiv cazul în care PC care nu conține timp mort identificat este condus cu RG extins care conține compensatorul de reacție.

Pentru fiecare soluție propusă în cadrul paragrafului 4.3 sunt prezentate rezultate de simulare și interpretări detaliate ale acestor rezultate.

Pentru soluțiile de reglare bazate pe RG clasice, în paragraful 4.4 a fost realizat un studiu al optimalității parametrilor reguletoarelor adoptate, bazat pe analiza indicatorilor integrali – indicatorii de optimizare dinamică ai sistemului. Pentru soluțiile propuse rezultatele studiului susțin valorile adoptate pentru parametrii reguletoarelor.

Soluțiile propuse în cadrul acestui capitol pot fi utilizate și extinse în cadrul cercetărilor ulterioare finalizării prezentei teze, de exemplu cu referire la conducerea GS în variantă bidimensională (pentru scanarea plană) și/sau cu referire la alte tipuri de dispozitive de scanare oscilante sau rezonante.

Colateral cercetărilor de bază au fost efectuate și cercetări legate de implementarea unor algoritmi de conducere discreți de ordin superior în vederea asigurării „tregerii fără șoc” la schimbarea condițiilor de funcționare a procesului; rezultatele preliminare obținute pot constitui suport pentru cercetările ulterioare [32].



## **5. CONCLUZII. CONTRIBUȚII ADUSE PRIN TEZĂ. DIRECȚII ULTERIOARE DE CERCETARE.**

### **5.1. Concluzii finale**

În cadrul acestui paragraf este realizată o sinteză a concluziilor prezentate în finalul fiecărui capitol principal al tezei.

În contextul unei dezvoltări continue a dispozitivelor de scanare, a integrării acestora în sisteme de scanare complexe cu aplicații directe în domeniul biomedical de investigare neinvazivă și fără contact cu proba în *Capitolul 1*, cu caracter strict introductiv, este evidențiată și prezentată tematica abordată, structura tezei de doctorat și un rezumat al contribuțiilor aduse prin aceasta. Aplicația abordată în lucrare se referă la un scanner de tip galvanometric, utilizat în practică și aflat în dotarea laboratorului de optomecatronică a Universității „Aurel Vlaicu” din Arad.

*Capitolul 2* este structurat în patru subcapitole. În paragraful 2.1. se prezintă o scurtă sinteză referitoare la scanerelor optice în general, menționându-se tipurile acestora, puncte de vedere în clasificare, precum și utilitatea acestor echipamente raportată la aplicații semnificative. Studiul detaliat, prezentat în paragraful 2.2., se referă la scanerelor de tip galvanometric sau galvoscanerelor (GS) pentru care a fost realizată o analiză a arhitecturilor constructiv-funcționale – necesară în vederea modelării matematice – și un studiu de sinteză a principalelor tipuri de semnale de referință specifice utilizate în conducerea galvoscanerelor. Tot în cadrul acestui capitol, în paragraful 2.3. a fost prezentat echipamentul de laborator – GS Thorlabs GVS001 –, utilizat ca aplicație în cadrul tezei, și standul experimental realizat în vederea testărilor, specificându-se cerințele și condițiile de funcționare ale echipamentului. Subcapitolul se încheie cu prezentarea unei aplicații semnificative pentru utilizarea galvoscanerelor, din domeniul biomedical. Concluziile referitoare la capitol și contribuțiile personale aduse au fost prezentate în paragraful 2.4.

În *capitolul 3*, structurat în trei subcapitole, se dezvoltă și prezintă o analiză detaliată a funcționalității GS și pe această bază se elaborează modele matematice aferente sistemului cu galvoscaner în vederea stabilirii posibilităților de creștere a performanțelor realizate. În paragraful 3.1. a fost prezentată modelarea matematică bazată pe analiza detaliată a subsistemelor componente ale GS studiat (servomotor, regulator, detector optic, oglindă) și a interconectării dintre acestea. Modelul matematic (MM) detaliat, determinat pe cale analitică, este completat și validat cu date obținute experimental, sintetic prezentate în acest subcapitol; valorile numerice ale parametrilor sunt sintetizate sub formă tabelară. Validarea MM a fost realizată comparând datele obținute în simulare cu cele determinate experimental.

În scopul dezvoltării unor noi soluții de reglare automată performante, se elaborează și se prezintă un MM de ordin redus util în faza de proiectare; comportarea acestui MM realizează o foarte bună aproximare a modelului detaliat pentru zona frecvențelor de lucru utile galvoscanerului. Legat de acest aspect se prezintă echivalența formală între GS care funcționează în buclă de reglare (closed loop) și GS în buclă deschisă (open loop).

Principalele tipuri de perturbații au fost enumerate și modelate, influența lor asupra sistemului cu GS fiind studiată și evidențiată prin simulare.

Tot pe baza experimentelor este prezentat un MM cu timp mort; elaborarea acestui model are ca scop studiul influenței timpului mort asupra performanțelor sistemului de scanare considerat și prezintă suport pentru dezvoltarea soluției de reglare cu predictor Smith.

În paragraful 3.2. au fost prezentate și analizate principalele dezavantaje ale soluției de bază GS cu buclă de reglare cu RG PD-T1, în urma analizei propunându-se posibilități de îmbunătățire a performanțelor. Capitolul 3 se încheie cu paragraful destinat concluziilor și contribuțiilor personale.

*Anexele 3.1 și 3.2* ale tezei sunt în strânsă legătură cu acest capitol. În anexe sunt prezentate echivalența funcțională dintre motoarele BLDC-m și DC-m – Anexa 3.1 -, respectiv schemele Simulink și diagrame logice pentru generarea semnalelor de referință specifice de tip „liniar+sinusoidal” și „liniar+parabolic” – Anexa 3.2.

În *capitolul 4*, structurat în cinci subcapitole, se prezintă noi soluții de reglare automată, încadrabile în categoria Low Cost Automation, dezvoltate în vederea creșterii performanțelor sistemelor de scanare cu GS. Structurile de reglare și metodele de proiectare a reglatoarelor / algoritmilor de reglare abordate au fost atent selectate pe baza unui studiu bibliografic detaliat, axat pe lucrări reprezentative din literatură. Principalele structuri de conducere automată utilizate în teză au fost prezentate în paragraful 4.1.

Toate soluțiile propuse au fost testate prin simulare considerând cele mai detaliate MM disponibile. Rezultatele testelor de verificare prin simulare au fost comparate cu rezultate similare referitoare la structura de bază; performanțele realizate au fost analizate în domeniul timp, prin indicatorii definiți pentru răspunsul la semnal treapta, respectiv prin vizualizare, la diferite forme de variație ale semnalului de referință (semnal treapta și semnale periodice clasice cu diferite frecvențe – sinusoidal, triunghiular, dinte de fierăstrău – și cu variație specifică – „liniar+sinusoidal”).

În subcapitolul 4.2. au fost dezvoltate și prezentate două noi structuri de conducere automată a galvoscanerelor bazate pe structuri și metode clasice de proiectare a RG; ambele soluții au ca punct de plecare soluția de reglare de bază, a cărei modelare matematică a fost prezentată în cap. 3. și este considerată soluție de referință pentru evaluarea eficienței noilor soluții propuse.

- Soluția de reglare cu RG PI înseriat cu RG PD-T1 în bucla de reglare de bază, structura utilizată fiind SRA convențional; structura necesită intervenția în construcția de bază;
- Soluția cu două bucle de reglare – variantă de SRA în cascadă – cu RG PID-T1 extins în cea de-a doua buclă de reglare.

Analiza de sensibilitate relativă la soluțiile propuse finalizează studiul referitor la metodele clasice.

Soluțiile de reglare cu pe predicție bazate pe model au fost dezvoltate și prezentate ca o alternativă la soluțiile clasice. Paragraful 4.3., referitor la aceste soluții, cuprinde:

- Soluții de reglare cu RG predictiv bazate pe metoda GPC (caz particular MPC) în varianta de realizare cu RG cu două grade de libertate 2DOF – RST. Desemnarea celei mai bune soluții, dintre cele proiectate, s-a făcut în urma analizei rezultatelor de simulare obținute pentru diferite valori ale parametrilor de proiectare. Rezultatele acestui studiu comparativ au fost prezentate atât prin intermediul graficelor rezultate din simulări (răspuns la semnal treaptă și semnale periodice), cât și prin tabele care reflectă valorile principalilor indicatori de performanță.
- Soluția de reglare cu RG predictiv obținută cu ajutorul toolbox-ului MPC Matlab.
- Soluția de reglare cu RG cu predictor Smith pentru cazul în care în PC (GS) se manifestă un timp mort. În cadrul capitolului s-au studiat diferite variante de soluții de reglare bazate pe scheme de reglare cu predictor Smith, inclusiv cazul în care PC care nu conține timp mort identificat este condus cu RG extins care conține compensatorul de reacție.

În subcapitolul 4.4. a fost realizat un studiu al optimalității parametrilor reguletoarelor clasice adoptate, bazat pe analiza indicatorilor integrali de optimizare dinamică ai sistemului. Rezultatele studiului conduc la concluzii care sunt în acord cu valorile adoptate pentru parametrii reguletoarelor în soluțiile propuse.

Din analize comparative realizate pe baza rezultatelor de simulare – evidențiate prin tabele și figuri grafice - se poate concluziona că soluțiile de reglare propuse pentru îmbunătățirea performanțelor aplicație apelate s-au dovedit viabile și garantează performanțe de reglare mai bune atât în raport cu referința, cât și în raport cu cele mai uzuale tipuri de perturbații.

## 5.2. Sinteză asupra contribuțiilor aduse prin teză

În acest subcapitol este prezentată o sinteză asupra tuturor contribuțiilor prezentate la sfârșitul fiecărui capitol.

### Capitolul 2:

- Analiza sistemică și constructiv-funcțională a echipamentului de laborator galvoscaner Thorlabs GVS001 efectuată în vederea stabilirii condițiilor și cerințelor de funcționare optimizată a echipamentului de scanare;
- Conceperea și realizarea standului experimental din cadrul laboratorului de Optomecatronică al Universității „Aurel Vlaicu” din Arad dedicat testării soluțiilor de reglare;
- Plecând de la analiza unor metode de elaborare a unor semnale eficiente d.p.d.v. al scanării propuse, a fost dezvoltată și prezentată o metodă de calcul algoritmatizat a semnalelor de referință optimizate de tip „liniar+sinusoidal” și „liniar+parabolic”; în acest sens sunt prezentate și rezultatele obținute, prin simularea în Matlab Simulink.

Contribuțiile aduse au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor: [4], [115] – [117]

**Capitolul 3:**

- Pentru echipamentul de laborator utilizat au fost dezvoltate și prezentate trei MM: un model detaliat utilizat în simulările de validare – soluția de reglare de bază, un model matematic de aproximare (benchmark) apelat în faza de dezvoltare-proiectare a RG și un model matematic cu timp mort, derivat din experimente. Modelele matematice dezvoltate sunt susținute de rezultatele de simulare prezentate efectuate pe standul de încercări;
- Validarea MM propuse pe baza determinărilor experimentale pe echipamentul de laborator și a datelor obținute;
- Susținerea și justificarea echivalenței MM aferente GS open loop și GS closed loop;
- Sinteza asupra principalelor concluzii referitoare la neajunsurile soluției / unor soluții de reglare integrate în echipamentul de laborator. Concluziile aici formulate au stat la baza justificării și susținerii dezvoltării noilor soluții de reglare propuse.

Contribuțiile aduse au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor: [61], [94], [117].

**Capitolul 4:**

- Dezvoltarea, verificarea și validarea prin simulare a două noi soluții de reglare bazate pe structuri și regulatoare clasice (SRA convențional cu RG PI care extinde soluția cu RG PD-T1 plasat în bucla de reglare de bază și SRA în cascadă cu RG PID-T1 în bucla de reglare principală);
- Efectuarea unei analize a sensibilității sistemului pentru cele două noi soluții prin extensie propuse;
- Dezvoltarea unor soluții de reglare cu RG predictiv bazate pe metoda GPC, în varianta de realizare cu RG 2DOF (RST) și în varianta cu RG proiectat cu Matlab MPC Toolbox, și verificarea / validarea prin simulare a rezultatelor obținute;
- Efectuarea unui studiu comparativ detaliat relativ la parametrii RG predictiv proiectat pentru aplicația cu GS;
- Pentru situația cu MM cu timp mort dezvoltarea unei soluții cu RG predictiv bazat pe schemele de reglare cu predictor Smith și verificarea prin simularea;
- Realizarea unui studiu asupra optimalității parametrilor reguletoarelor clasice adoptate, bazat pe analiza indicatorilor integrali – indicatorii de optimizare dinamică ai sistemului.

Contribuțiile aduse au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor: [61], [93], [94].

---

### 5.3. Direcții ulterioare de cercetare

Soluțiile de reglare automată propuse pot fi utilizate și extinse în cadrul cercetărilor ulterioare finalizării prezentei teze.

Principalele direcții de cercetare vizate sunt următoarele:

- Implementarea soluțiilor de reglare dezvoltate în cadrul tezei, pe echipamente în timp real (GS 1D și GS 2D);
- Extinderea soluțiilor pentru alte aplicații ce funcționează în condiții similare;
- Utilizarea soluțiilor de reglare propuse ca punct de plecare în dezvoltarea unor structuri și algoritmi pentru conducerea GS în variantă bidimensională; acest aspect face parte din obiectivele propuse în cadrul Grantului de cercetare prezent [32] al colectivului din Arad;
- Abordarea unor noi modele și soluții de conducere pentru alte tipuri de dispozitive de scanare oscilante sau rezonante, de exemplu pentru scanere cu o arhitectură bazată pe MEMs (Micro Electrical Mechanical systems), destinate utilizării în realizarea endoscoapelor;
- Îmbunătățirea algoritmilor și metodelor de generare a semnalelor de referință cu variație specială și pentru GS.
- Dezvoltarea unor algoritmi de conducere discreți de ordin superior care să asigure „comutarea fără șoc” la schimbarea condițiilor de funcționare ale procesului; abordarea este susținută de rezultatele cercetărilor preliminare prezentate în Anexa 4.1.

## **ANEXE**

**Anexa 3.1.** Echivalența funcțională a motoarelor DC-M ȘI BLDC-M

**Anexa 3.2.** Diagrame și scheme de simulare pentru generarea unor semnale speciale de referință

**Anexa 4.1.** Transfer fără șocuri de pe un algoritm de reglare pe alt algoritm de reglare numerică

## ANEXA 3.1. ECHIVALENȚA FUNCȚIONALĂ A MOTOARELOR DC-M ȘI BLDC-M

Echipamentul de laborator – galvoscanerul Thorlabs GVS001 - utilizat în cadrul tezei ca aplicație pentru studiul soluțiilor de conducere are ca și componentă principală un servomotor de tip BLDC-m (Brush-Less DC-motor). Din punctul de vedere al dinamicii, o caracterizare matematică simplificată a acestor tipuri de motoare este strict necesară. Pe baza studiului bibliografic efectuat, în cadrul prezentei anexe se prezintă succint echivalența funcțională dintre motorul de curent continuu (DC-m) și motorul sincron cu magnet permanent în rotor și înfășurarea în stator (BLDC-m) utilizat în construcția galvoscanerului. Precizarea este necesară datorită faptului că, în cadrul soluțiilor prezentate în capitolul 4 modelul matematic utilizat pentru GS se bazează tocmai pe o astfel de echivalare a MM BLDC-m (în regim normal de funcționare, simetric) cu MM aferent unui motor DC-m, echivalare care simplifică mult proiectarea reguletoarelor / structurilor de reglare dezvoltate. Prezentarea se bazează pe ecuațiile matematice aferente relaționării funcționale a fiecărui tip de motor.

**A. Motorul de curent continuu (DC-m).** Pentru orice sistem electromecanic există două „grupe de modele” primele care caracterizează conversia energiei electrice în lucru mecanic și celelalte care caracterizează utilizarea energiei mecanice. Cuplul dezvoltat de un DC-m (motor electric în general) este direct proporțional cu fluxul magnetic – care poate fi variabil sau constant - și cu curentul care parcurge înfășurarea bobinei. Motoarele de curent continuu folosite în sistemele de acționare electrice sunt, în mare parte, motoare cu magnet permanent (PM DC-m) pentru care fluxul magnetic este constant. În figura A3.1.1 se prezintă o schemă a motorului de curent continuu [36], [42], [105].

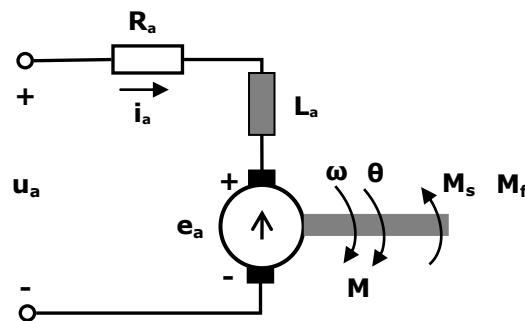


Fig. A3.1.1. Schema motorului de current continuu – DC-m

Ecuațiile circuitului electric al DC-m în varianta fluxului magnetic constant (valabile pentru DC-m cu excitație separată și PM DC-m; în figură circuitul de excitație nu a fost marcat distinct) sunt de forma [36], [42], [105]:

	$u_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a$	Ecuția părții electrice	(A3.1.-1)
	$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_s - M_f$	Ecuția de mișcare a părții mecanice	(A3.1.-2)
în care:	$M = k_m i_a$	Cuplul electromagnetic	(A3.1.-3)
	$M_f = k_f \omega$	Cuplu de frecare	(A3.1.-4)
	$e_a = k_e \omega$	Tensiunea contraelectromotoare	(A3.1.-5)

în care  $u_a$  este tensiunea de alimentare a motorului,  $i_a$  este curentul prin indus,  $R_a$  reprezintă rezistența înfășurării,  $L_a$  inductanța înfășurării,  $\omega$  este viteza unghiulară a motorului,  $e_a$  tensiunea contraelectromotoare indusă în care  $k_e$  reprezintă constanta electromagnetică (de flux),  $M_s$  este cuplul de sarcină și  $M_f$  cuplul de frecări în care  $k_f$  reprezintă coeficientul de frecare,  $J$  momentul de inerție total al echipamentului mobil (sistem de acționare motor + sistem optic).

Aplicând transformata Laplace pentru relațiile (A3.1.-1) – (A3.1.-5) se obțin relațiile operaționale pentru calculul tensiunii de comandă, curentului de comandă și a turației DC-m:

$$u_a = i_a (R_a + sL_a) + k_e \omega \quad \text{Ecuția tensiunii de comandă} \quad (\text{A3.1.-6})$$

$$i_a = \frac{u_a}{(R_a + sL_a)} - \frac{k_e \omega}{(R_a + sL_a)} \quad \text{Ecuția curentului de comandă} \quad (\text{A3.1.-7})$$

$$sJ\omega = k_m i_a - M_s - k_f \omega \quad \text{Ecuția de mișcare} \quad (\text{A3.1.-8})$$

$$\omega = \frac{k_m i_a}{k_f + sJ} - \frac{M_s}{k_f + sJ} \quad \text{Ecuția vitezei unghiulare} \quad (\text{A3.1.-9})$$

Dezavantajul principal al DC-m este dat de existența periilor. Caracteristica viteză/cuplu este influențată și de frecarea periilor (cuplul scade la viteză mare), uzura periilor impunând mentenanță periodică și diminuând fiabilitatea și durata de viață a motorului.

**B. Motorul de curent continuu fără perii (BLDC-m).** Motoarele BLDC-m sunt tipuri particulare de motoare sincrone cu magneți permanenți și pot fi considerate, din punct de vedere funcțional, ca un caz particular al DC-m [42], [105] - [106] în pofida diferențelor constructive (excitația formată din magneți permanenți în rotor și înfășurarea bobinei de curent plasată în stator) [42], [105]. Avantajul principal al acestui tip de motoare este dat de lipsa colectorului și a periilor existente în DC-m standard și înlocuirea lor cu un sistem de comutarea electronică a fazelor rotorice. Comutarea electronică se realizează printr-o reacție după poziția unghiulară a rotorului, informațiile necesare comutării fiind obținute de la traductorul de poziție montat pe axul motorului și interpretate de circuitul electronic.

Fiabilitatea în timp, eficiența ridicată, costurile de întreținere mai mici, inerția mică, nivelul redus de zgomot, posibilitatea de funcționare la orice viteză sunt avantaje ale motoarelor BLDC-m ce trebuie puse în balanță cu costul ridicat pentru fabricarea motorului și a circuitului de comandă și control indispensabil în funcționare.



Ecuțiile funcționale ale BLDC-m vor fi prezentate, pe baza studiului bibliografic [37], [105]-[109], în sistemul rotitor de coordonate d-q (coordonate solidare cu rotorul).

Considerând valorile rezistențelor și inductanțelor egale pentru cele trei faze, în sistemul d-q ecuațiile aferente circuitului electric și cuplului electromagnetic dezvoltat de motor se pot scrie sub forma [109]- [111]:

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q i_q p \omega_r \\ v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d i_d p \omega_r + \lambda_{PM} \omega_r \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{Ecuțiile circuitului} \\ \text{electric} \end{array} \quad (A3.1.-10)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p [\lambda_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad \begin{array}{l} \text{Ecuțiile cuplului} \\ \text{electromagnetic} \end{array} \quad (A3.1.-11)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M_e - M_s - B \omega_m \quad (A3.1.-12)$$

în care  $L_d$ ,  $L_q$  sunt inductanțele după axa d, respectiv axa q;  $R_s$  este rezistența statorică;  $i_d$ ,  $i_q$  sunt curenții axelor d și q;  $v_d$ ,  $v_q$  sunt tensiunile după axele d și q;  $p$  este numărul de perechi de poli ai motorului;  $\omega_r$  reprezintă viteza (unghiulară) electrică a rotorului,  $\lambda_{PM}$  reprezintă amplitudinea fluxului indus de către magneții permanenți;  $M_s$  este cuplu rezistent (de sarcină),  $B$  reprezintă coeficientul de frecări vâscoase,  $\omega_m$  reprezintă viteza (unghiulară) mecanică a rotorului și  $J$  semnifică momentul de inerție total al echipajului mobil.

Considerând îndeplinite aspecte referitoare la reprezentare MM al BLDC-m în coordonate (d-q) - în comanda vectorială a motorului se urmărește ca valoarea curentul  $i_d$  să fie zero și controlul vitezei unghiulare să se realizează prin intermediul curentului  $i_q$  ( $u_q$ ) (conform [106], de exemplu) - relațiile pentru calculul curentului, turației și cuplului - scrise în domeniul operațional - sunt:

$$\begin{aligned} v_q &= i_q (R_s + sL_q) + \lambda_{PM} \omega_r \\ i_q &= \frac{v_q}{(R_s + sL_q)} - \frac{\lambda_{PM} \omega_r}{(R_s + sL_q)} \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{Ecuția tensiunii de comandă} \\ \text{Ecuția curentului de comandă} \end{array} \quad (A3.1.-13)$$

$$\begin{aligned} sJ \omega_m &= M_e - M_s - B \omega_m \\ \omega_m &= \frac{M_e}{B + sJ} - \frac{M_s}{B + sJ} \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \text{Ecuția de mișcare} \\ \text{Ecuția vitezei unghiulare} \end{array} \quad (A3.1.-14)$$

$$\begin{aligned} M_e &= \frac{3}{2} p \lambda_{PM} i_q \\ M_e &= K_{Me} i_q \end{aligned} \quad \begin{array}{l} \\ \text{Ecuția cuplului} \end{array} \quad (A3.1.-15)$$

în care  $K_{Me}$  se notează constanta globală a cuplului motorului și  $\omega_r = (p/2) \omega_m$ .

În Fig. A.3.1.2 este prezentată schema electrică a motorului BLDC-m alimentat de la o sursă de tensiune comandată. Analizând relațiile (A3.1.-7) și (A3.1.-13) referitoare la curentul de comandă - pentru cele două tipuri de motoare comparate -, respectiv relațiile (A3.1.-9) și (A3.1.-14) referitoare la viteza

unghiulară (turația) se poate deduce similitudinea formală și funcțională a celor două tipuri de motoare (conform [106], [112] ș.a., de exemplu).

*Observație:* Referitor la schema electrică de comandă a BLDC-m (fig. A.3.1.2) prin notațiile utilizate se caracterizează:  $V_a, V_b, V_c$  - tensiunile de fază;  $i_a, i_b, i_c$  - curenții de fază;  $e_a, e_b, e_c$  - tensiunile contra-electromotoare de fază;  $R_a, R_b, R_c$  - rezistențele fazelor;  $L_a, L_b, L_c$  - inductanțele fazelor;  $V_{DC}$  tensiunea sursei de energie electrică primară.

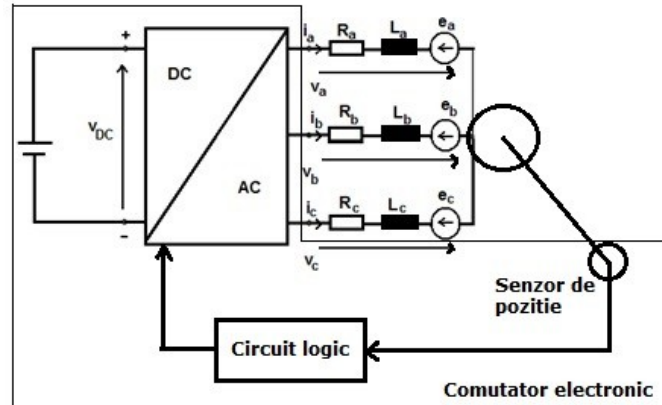


Fig. A3.1.2 Schema electrică a motorului BLDC-m

Diferențele constructive și de performanțe realizate pentru cele două tipuri de motoare DC-m și BLDC-m sunt sintetizate pe baza studiului bibliografic în tabelul A 3.1.1. [106], [110]-[113].

Tabelul A3.1.1. Comparație DC-m și BLDC-m

Caracteristici	DC-m	BLDC-m
Structura mecanică	Câmpul magnetic în stator	Câmpul magnetic în rotor similar cu motoarele sincrone
Metoda de comutație	Mecanică prin contact între perii și comutator	Electronică prin intermediul unui circuit electronic
Detecția poziției rotorului	Automată cu ajutorul periilor	Cu ajutorul unui detector optic sau a senzorilor Hall
Metoda de inversare a sensului	Prin inversarea polarității tensiunii de alimentare	Prin semnalul de comandă
Dinamica	Limitată de momentul de inerție mare a rotorului și comutator	Foarte bună dată de momentul de inerție mic și relația liniară dintre cuplu și curent
Disiparea căldurii	Redusă	Bună datorită poziționării magnetilor permanenți în rotor
Gama de viteze	Limitată pentru viteze mici	Posibilitate de realizare a unor viteze mici
Fiabilitatea	Redusă din cauza uzurii periilor în timp	Foarte bună
Mentenanța	Periodică	Foarte redusă
Costuri	Mici	Ridicate

## ANEXA 3.2 DIAGrame ȘI SCHEME DE SIMULARE PENTRU GENERAREA UNOR SEMNALE SPECIALE DE REFERINȚĂ

Semnalele compuse de tip "liniar+sinusoidal", respectiv "liniar+parabolic", utilizate ca semnale de referință pentru sistemele de scanare cu galvoscaner au fost prezentate detaliat în cap. 2. În cadrul tezei aceste semnale au fost generate utilizând facilitățile oferite de mediul Matlab Simulink, ceea ce asigură și posibilitatea utilizării nemijlocite la testarea soluțiilor de reglare propuse și prezentate în cap. 4.

**a. Semnalul „liniar+sinusoidal”.** Semnalul „liniar+sinusoidal” a fost generat – cu respectarea condițiilor din paragraful 2.2.2.1 - prin comutarea între cele trei semnale de bază constituate:

- Un semnal triunghiular cu perioada egală cu cea a semnalului compus rezultat; perioada este corelată cu frecvența de scanare și amplitudinea este calculată din viteza și randamentul de scanare impuse prin tema de proiectare.
- Un semnal sinusoidal necesar pentru situațiile în care comutarea se realizează deasupra axei OX, de forma:

$$\sin 1 = x_a + a_0 \sin(\omega_{\sin} t) \quad (\text{A3.2.-1})$$

- Un semnal sinusoidal necesar pentru situațiile în care comutarea se realizează sub axa OX, de forma:

$$\sin 2 = -x_a + a_0 \sin(\omega_{\sin} t) \quad (\text{A3.2.-2})$$

În care  $x_a$ ,  $a_0$  și  $\omega_{\sin}$  se calculează conform relațiilor din paragraful 2.2.2.1.

*Observație:* Exprimările „deasupra axei OX”, respectiv „sub axa OX” se referă la graficul funcției compuse (fig. 2.2.3) și din punct de vedere al mișcării corespunde intervalelor de timp necesare schimbării sensului în mișcarea oscilatorie a oglinzii. Momentele de comutare între cele trei semnale de referință de bază definesc aceste intervale de timp și - pentru un semnal cu perioada T și timpul de comutare  $2\tau$  - sunt de forma  $(T/4 - \tau + KT)$ ,  $(T/4 + \tau + KT)$ ,  $(3T/4 - \tau + KT)$ , respectiv  $(3T/4 + \tau + KT)$ , în care K număr natural. Pentru  $K=0$  se obține prima perioadă a semnalului compus de tip "liniar+sin".

Un algoritm de generare detaliat este redat de diagrama logică în figura A3.2.1. Funcția compusă periodică implementată prin diagramă este de forma dată de relațiile (A3.2.-3).

În figura A3.2.2 se prezintă schema Simulink utilizată pentru generarea semnalului de tip „liniar+sinusoidal”.

$$s(t) = \begin{cases} v(t-KT), & \text{dacă } KT \leq t \leq \left(\frac{T}{4} - T + KT\right) \\ x_a + a_0 \sin(\omega_{\sin} t), & \text{dacă } \left(\frac{T}{4} - T + KT\right) < t < \left(\frac{T}{4} + T + KT\right) \\ -v\left(t - \frac{T}{2} - KT\right), & \text{dacă } \left(\frac{T}{4} + T + KT\right) \leq t \leq \left(\frac{3T}{4} - T + KT\right) \\ -x_a + a_0 \sin(\omega_{\sin} t), & \text{dacă } \left(\frac{3T}{4} - T + KT\right) < t < \left(\frac{3T}{4} + T + KT\right) \\ v(t-T-KT), & \text{dacă } \left(\frac{3T}{4} + T + KT\right) \leq t \leq T + KT \end{cases} \quad (\text{A3.2.-3})$$

**b. Semnalul „liniar+parabolic”.** Semnalul „liniar+parabolic” a fost generat, prin analogie cu semnalul „liniar+sinusoidal” – cu respectarea condițiilor din paragraful 2.2.2.2 - prin comutarea între cele trei semnale de bază constitutive:

- Un semnal triunghiular cu perioada egală cu cea a semnalului compus rezultat; acest semnal este identic cu cel prezentat pentru generarea semnalului compus „liniar+sinusoidal” și definește intervalele de timp pentru care rezultatul scanării este util.
- Un semnal parabolic, cu valorile parametrilor funcției parabolice dependenți de timp (mai exact dependenți de perioadă), necesar pentru situațiile în care comutarea se realizează deasupra axei OX, de forma:

$$par1(t) = a_1 t^2 + b_1 t + c_1 \quad (\text{A3.2.-4})$$

- Un semnal parabolic, cu valorile parametrilor funcției parabolice dependenți de timp (mai exact dependenți de perioadă), necesar pentru situațiile în care comutarea se realizează sub axa OX, de forma:

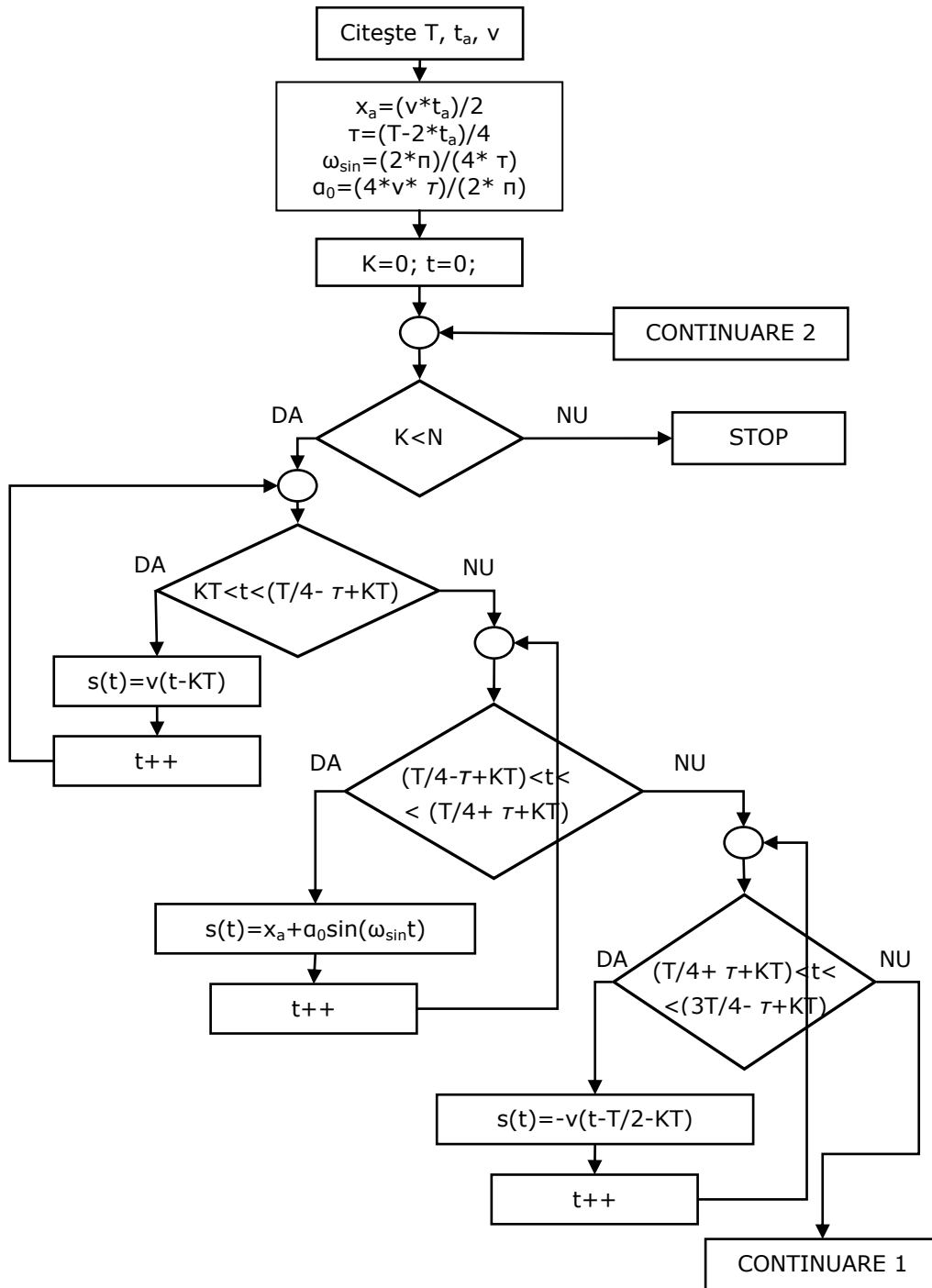
$$par2(t) = a_2 t^2 + b_2 t + c_2 \quad (\text{A3.2.-5})$$

în care  $a_1$ ,  $b_1$  și  $c_1$ , respectiv  $a_2$ ,  $b_2$  și  $c_2$  se calculează conform relațiilor din paragraful 2.2.2.2 (a se vedea tabelul 2.2.3).

Un algoritm de generare detaliat este redat de diagrama logică în figura A3.2.3. Funcția compusă periodică implementată în diagramă este de forma dată de relațiile (A3.2.-6).

$$p(t) = \begin{cases} v(t-KT), & \text{dacă } KT \leq t \leq \left(\frac{T}{4} - T + KT\right) \\ a_1 t^2 + b_1 t + c_1, & \text{dacă } \left(\frac{T}{4} - T + KT\right) < t < \left(\frac{T}{4} + T + KT\right) \\ -v\left(t - \frac{T}{2} - KT\right), & \text{dacă } \left(\frac{T}{4} + T + KT\right) \leq t \leq \left(\frac{3T}{4} - T + KT\right) \\ a_2 t^2 + b_2 t + c_2, & \text{dacă } \left(\frac{3T}{4} - T + KT\right) < t < \left(\frac{3T}{4} + T + KT\right) \\ v(t-T-KT), & \text{dacă } \left(\frac{3T}{4} + T + KT\right) \leq t \leq T + KT \end{cases} \quad (\text{A3.2.-6})$$

În figura A3.2.4 se prezintă schema Simulink utilizată pentru generarea semnalului de tip „liniar+parabolic”, semnal utilizat ca referință pentru testarea soluțiilor propuse în cap.4.



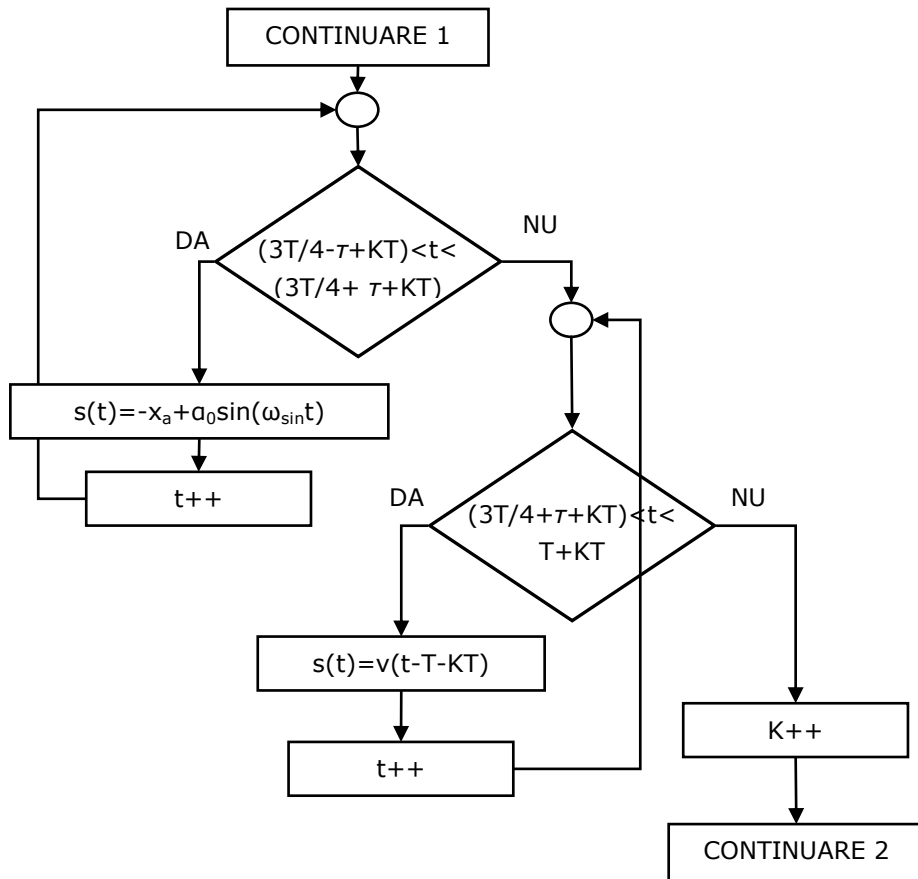


Fig. A3.2.1 Diagrama de generare a semnalului compus „liniar+sinusoidal” -  $s(t)$

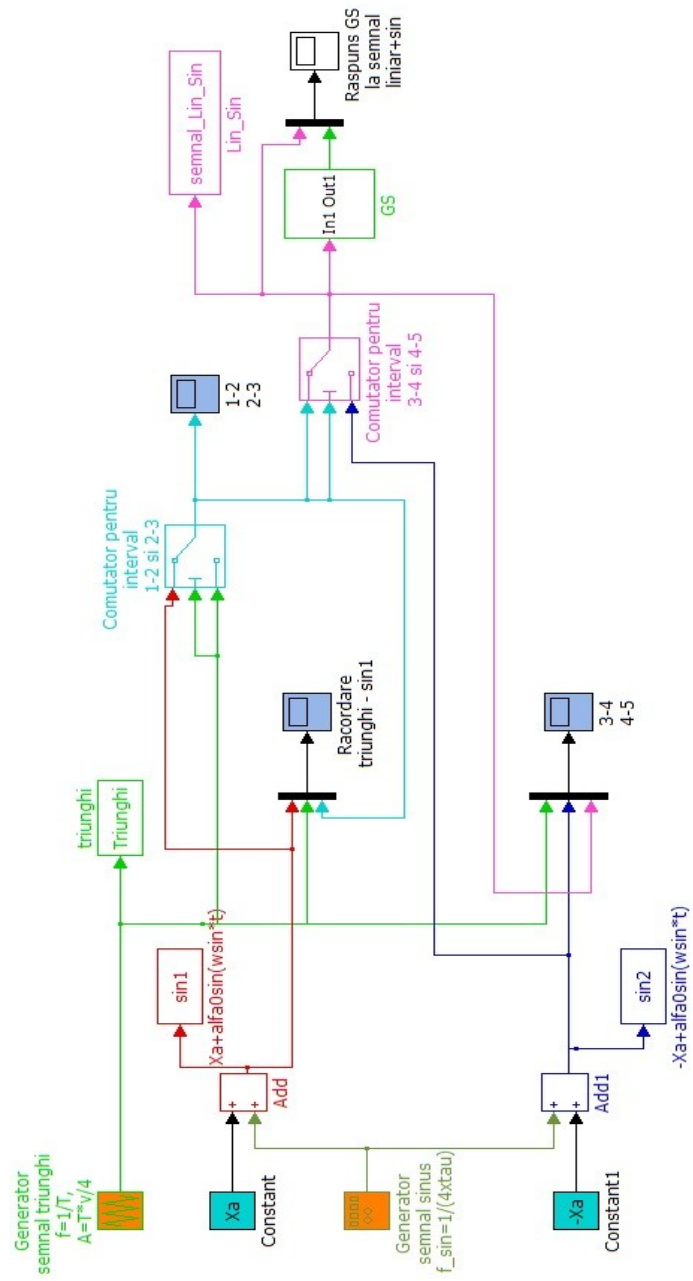
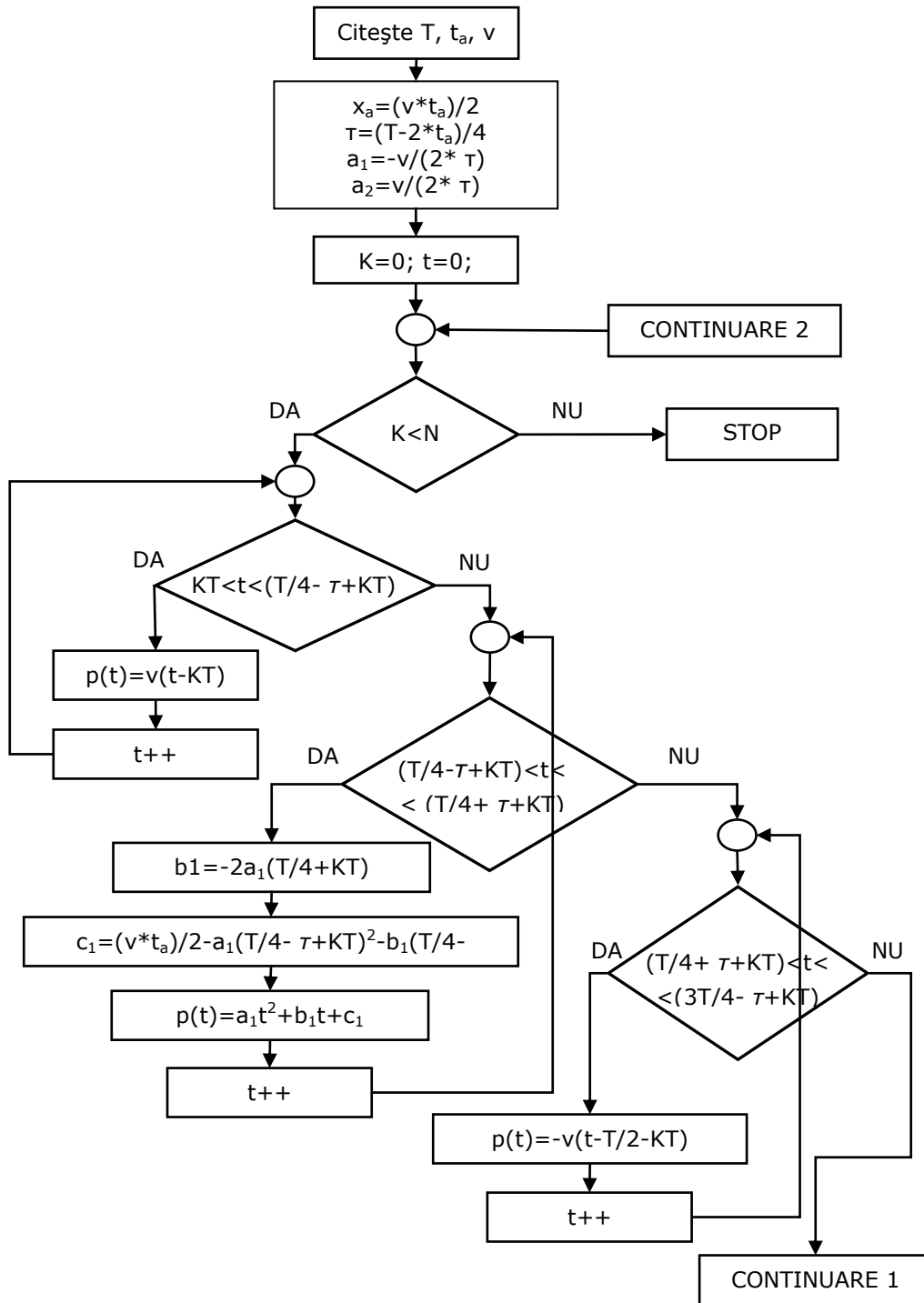


Fig. A3.2.2 Schema Simulink pentru generarea semnalului compus „liniar+sinusoidal”





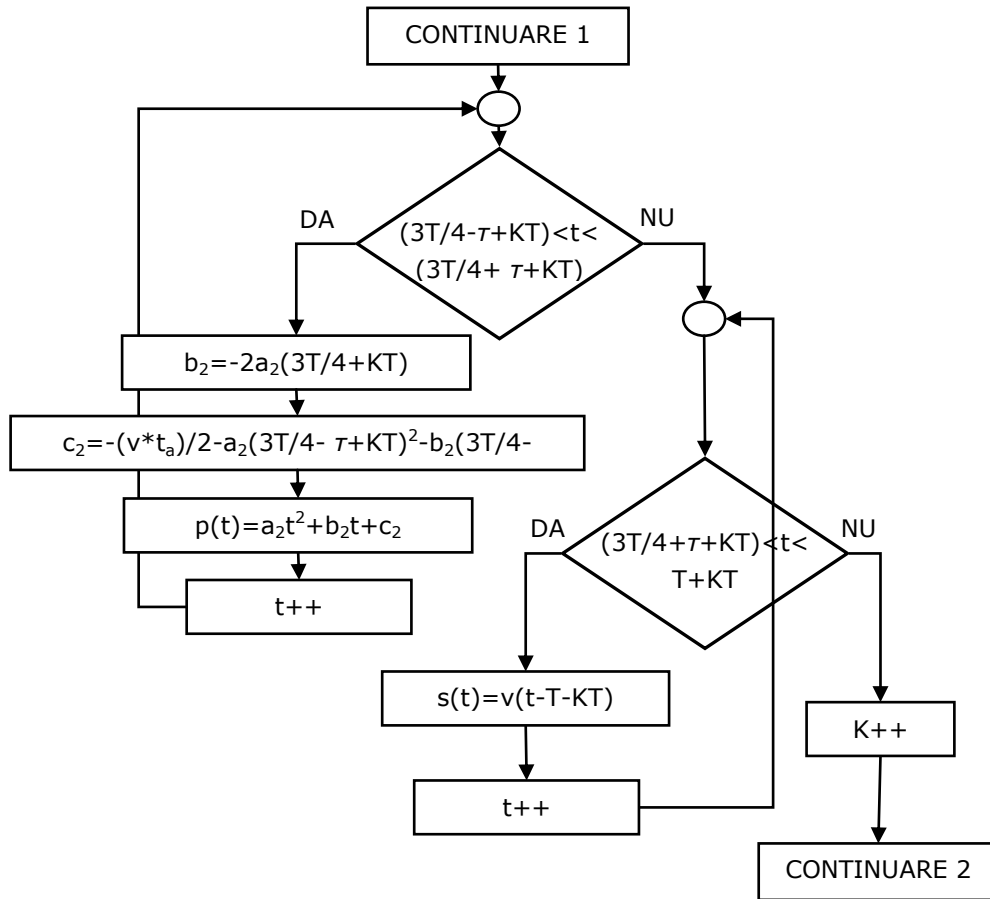


Fig. A3.2.3 Diagrama de generare a semnalului compus „liniar+parabolic” -  $p(t)$

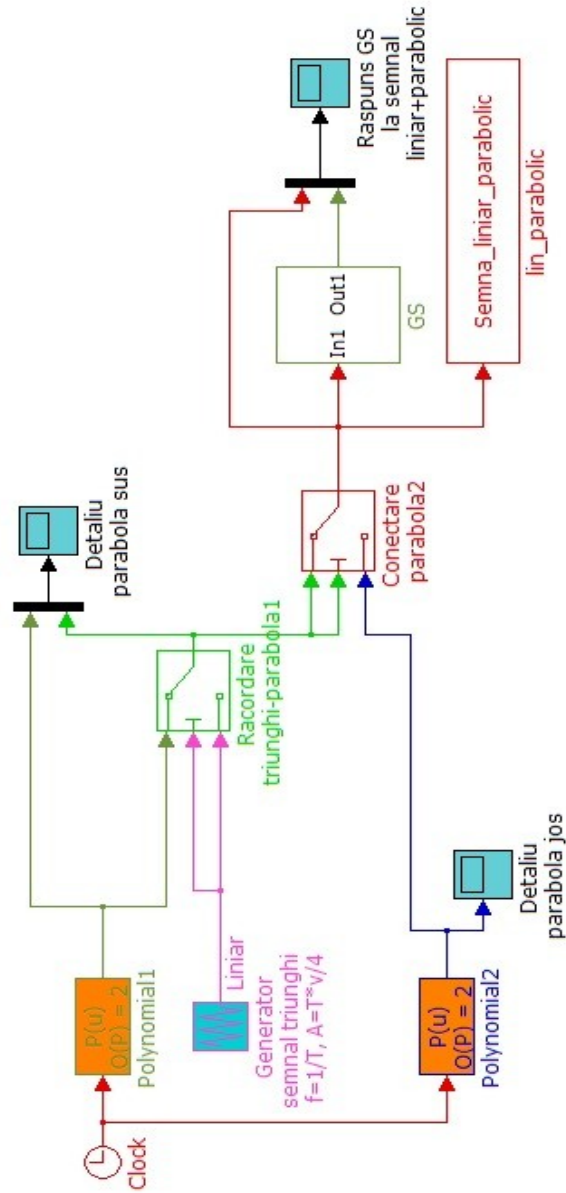


Fig. A3.2.4 Schema Simulink pentru generarea semnalului compus „liniar+parabolic”

## ANEXA 4.1. TRANSFER FĂRĂ ȘOCURI DE PE UN ALGORITM DE REGLARE PE ALT ALGORITM DE REGLARE NUMERICĂ

Trecerea fără șoc (bumpless) de pe un algoritm de reglare numerică (a.r.n.) pe alt a.r.n. este una din problemele esențiale ale conducerii cu a.r.n. adaptați la puncte, respectiv regimuri de funcționare ale SRA. În lipsa unei astfel de măsuri, la trecerea de pe un a.r. pe altul se produc „șocuri” în comandă, cu repercursiuni adeseori nedorite în procesul condus, resimțite sub forma unor regimuri tranzitorii „cu șocuri”.

Fenomene similare pot apare și la trecerile de pe un regim de conducere pe altul, de exemplu manual-automat și invers [54] - [55].

Trecerile fără șoc se pot realiza prin inițializarea corespunzătoare a „stărilor” algoritmului de reglare. De aici se poate observa faptul că trecerea de pe un algoritm de reglare de tip proporțional pe altul (tot proporțional) nu se poate realiza decât cu includerea – cel puțin temporar – unui „bloc suplimentar de trecere fără șoc”, realizat de exemplu sub forma unui bloc de tip rampa.

În continuare trecerea fără șoc de pe un algoritm de reglare numerică pe un alt a.r.n. este prezentată pentru cazul general a.r.n. de ordinul  $n$ . Funcția de transfer a unui astfel de regulator, în variantă discretă, poate fi explicitată sub forma [29]:

$$H_R(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_n z^{-n}}{1 + p_1 z^{-1} + \dots + p_n z^{-n}} = \frac{u(z^{-1})}{e(z^{-1})} \quad \text{A4.1.-1}$$

În forma „canonică reglabilă” (forma canonică reglare) schema bloc a unui RG de ordinul  $n$  este sintetizată în figura A 4.1.1, în care sunt evidențiate mărimile intermediare (marimi de stare)  $\underline{x}_k = \mathbf{x}_k = [x_{i,k}]^T$ ,  $i=1, \dots, n$ , precizate prin relațiile (A 4.1.-3) și (A 4.1.-4). De observat că mărimea  $x_{n+1,k}$  este de fapt mărimea  $x_{n,k+1}$  (anticipata mărimii de stare  $x_{n,k}$ ,  $x_{n,k+1} z^{-1} = x_{n,k}$ ) și care în reprezentarea de stare (MM-ISI) nu este o mărime de stare suplimentară.

Mărimea de comandă  $u_k$  elaborată de regulator este descrisă de ecuația:

$$u_k = q_n x_{1,k} + q_{n-1} x_{2,k} + \dots + q_1 x_{n,k} + q_0 x_{n+1,k} \quad \text{A4.1.-2}$$

unde  $x_{i,k}$ , cu  $i$  de la 1 la  $n$ , sunt mărimile de stare la momentul  $k$ .

$$x_{1,k} = x_{2,k-1} = \dots = x_{n+1,k-n} \quad \text{A4.1.-3}$$

$$x_{n+1,k} = e_k - p_1 x_{n,k} - p_2 x_{n-1,k} - \dots - p_n x_{1,k} \quad \text{A4.1.-4}$$

Comanda  $u_k$  poate fi rescrisă prin înlocuirea lui  $x_{n+1,k}$  din (A 4.1.-4) în (A 4.1.-2) și este de forma:

$$u_k = (q_n - q_0 p_n) x_{1,k} + (q_{n-1} - q_0 p_{n-1}) x_{2,k} + \dots + (q_1 - q_0 p_1) x_{n,k} + q_0 e_k \quad A4.1.-5$$

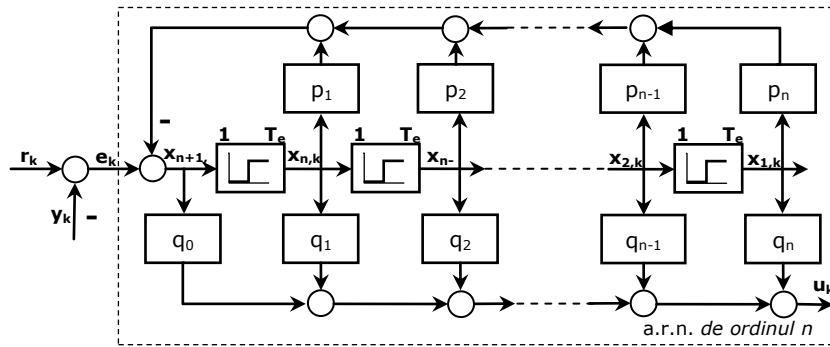


Fig. A4.1.1. Diagrama bloc a RG de ordinul n.

În figura A 4.1.2 (a) este prezentată schema de principiu (bloc) a comutării fără șoc a mărimii de comandă de pe un algoritm de reglare numerică, a.r.n. (1) pe altul, a.r.n. (2); în fig. 4.1.2 (b) este prezentată diagrama de comutare între cei doi algoritmi de reglare numerică, redați în *forma canonică reglabilă*. Cazul tratat în continuare este cel al a.r. SISO, cazul MIMO constituind o generalizare a cazului SISO.

Asigurarea condiționării comutării (trecerii) fără șoc de pe un a.r.n. pe altul va fi exemplificată pentru cazul celor doi a.r.n.; condițiile de comutare sunt valabile indiferent de numărul a.r.n. existenți.

Considerând ca necesar transferul de pe a.r.n. (A) pe a.r.n. (B), condiția de trecere fără șoc este dată de asigurarea egalității mărimilor de comandă ale celor două regulatoare la momentul comutării[54],[114]:

$$u_k^A = u_k^B = u_k \quad A4.1.-6$$

Mărimile de comandă date de cele două RG numerice, la momentul  $k$  de comutare, pot fi scrise:

$$u_k^A = q_n^A x_{1,k}^A + q_{n-1}^A x_{2,k}^A + \dots + q_1^A x_{n,k}^A + q_0^A x_{n+1,k}^A \quad A4.1.-7$$

$$u_k^B = (q_n^B - q_0^B p_n^B) x_{1,k}^B + (q_{n-1}^B - q_0^B p_{n-1}^B) x_{2,k}^B + \dots + (q_1^B - q_0^B p_1^B) x_{n,k}^B + q_0^B e_k \quad A4.1.-8$$

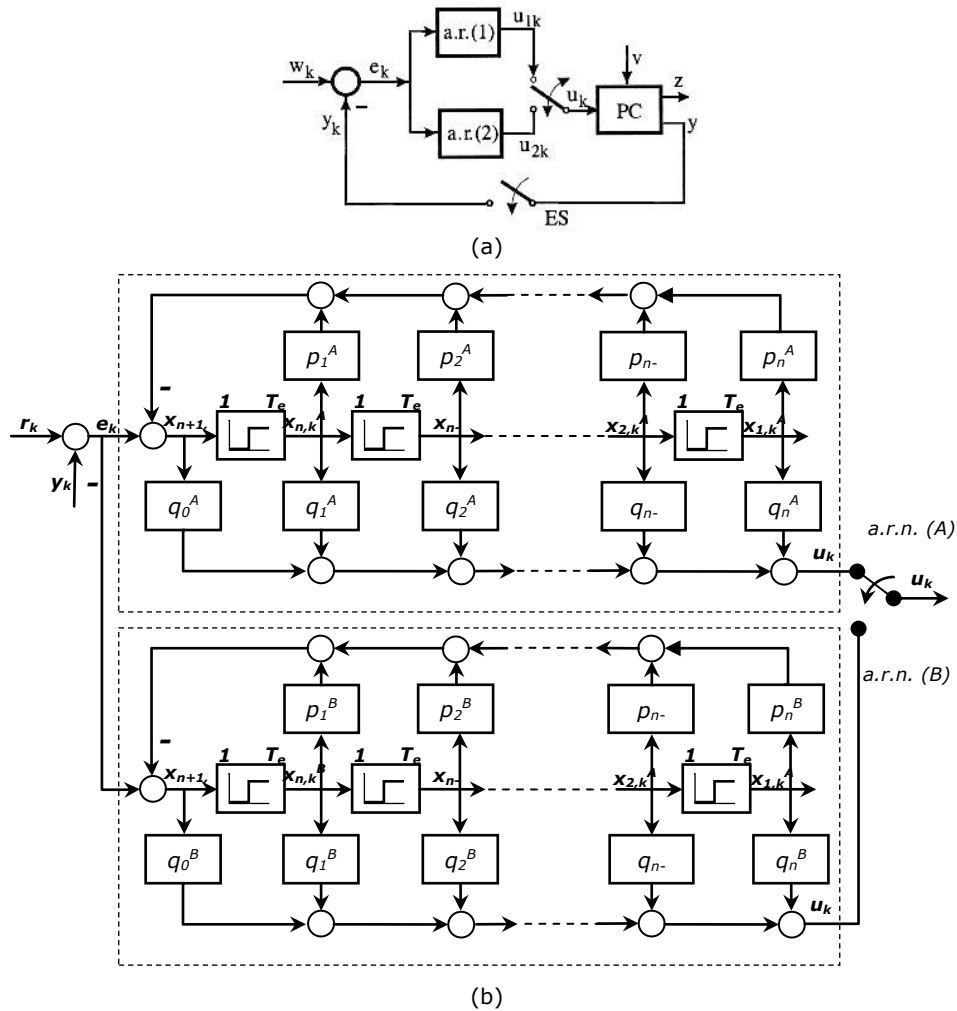


Fig. A4.1.2. (a) Schema generală de comutare între doi algoritmi de reglare numerică; (b) Schema de comutare între doi a.r.n. în forma canonică reglabilă.

Eroarea de reglare este aceeași, depinzând doar de mărimea de referință,  $r_k$ , și mărimea de ieșire,  $y_k$ .

$$e_k = r_k - y_k$$

A4.1.-9

$$e_k^A = e_k^B = e_k$$

Impunând condiția din relația (A4.1.-6) se pot calcula mărimile de stare necunoscute pentru a.r.n. B funcție de parametrii celor două regulatoare ( $q_i^A, p_i^A, q_i^B$  și  $p_i^B$ , cu  $i$  de la 0 la  $n$ ), funcție de eroarea de reglare la momentul  $k$ , de mărimile de stare ale a.r.n. A și de stările anterioare ale a.r.n. B:

$$x_{1,k}^B = \frac{1}{q_n^B - q_0^B p_n^B} (q_n^A x_{1,k}^A + q_{n-1}^A x_{2,k}^A + \dots + q_1^A x_{n,k}^A + q_0^A x_{n+1,k}^A) - \frac{1}{q_n^B - q_0^B p_n^B} ((q_{n-1}^B - q_0^B p_{n-1}^B) x_{2,k}^B + \dots + (q_1^B - q_0^B p_1^B) x_{n,k}^B) - \frac{1}{q_n^B - q_0^B p_n^B} q_0^B e_k \quad \text{A4.1.-10}$$

Valoarea anterioară, la momentul  $k-1$ , trebuie calculată astfel încât pentru valoarea actuală  $e_k$  a erorii de reglare (valoare calculată pe baza valorilor lui  $w_k$  și  $y_k$ ) să se asigure trecerea fără șoc (bumpless) a comenzii de pe a.r.n. (A) pe a.r.n. (B), adică trecerea să se efectueze cu respectarea condiției (A4.1-6).

$$x_{n+1,k-1}^B = x_{n,k}^B \quad \text{A4.1.-11}$$

Relațiile (A4.1.-10) și (A4.1.-11) pot fi rescrise – pentru  $i$  de la 1 la  $n$  – în forma generală:

$$x_{1,k}^B = \sum_{i=0}^n \frac{q_{n-1}^A}{q_n^B - q_0^B p_n^B} x_{i+1,k}^A - \sum_{i=2}^n \frac{q_{n+1-i}^B - q_0^B p_{n+1-i}^B}{q_n^B - q_0^B p_n^B} x_{i,k}^B - \frac{q_0^B}{q_n^B - q_0^B p_n^B} e_k \quad \text{A4.1.-12}$$

$$x_{i+1,k-1}^B = x_{i,k}^B \quad \text{A4.1.-13}$$

Relațiile generale pot fi particularizate la orice a.r.n. cu dinamică; particularizările prezentate în continuare se referă la situații practice reale în conducerea curentă a proceselor.

#### A. Cazul a.r.n de ordinul 1

Particularizând relațiile (A4.1.-12), respectiv (A4.1.-13) pentru algoritmi de reglare numerică de ordinul 1, realizați prin discretizarea unor legi de reglare de tip PI sau PDT1 se obțin relațiile de comutare fără șocuri, specificate și în [114], de forma:

$$x_{1,k}^B \text{ nec} = \frac{q_1^A x_{1,k}^A + q_0^A x_{2,k}^A}{q_1^B - q_0^B p_1^B} - \frac{q_0^B}{q_1^B - q_0^B p_1^B} e_k \quad \text{A4.1.-14}$$

$$x_{1,k}^B = x_{2,k-1}^B \quad \text{A4.1.-15}$$

Schema bloc de comutare între cei doi a.r.n. pentru sisteme de ordinul 1 este prezentată în figura A4.1.3.

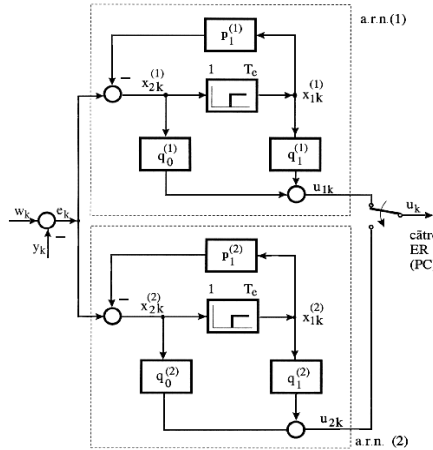


Fig. A4.1.3. Schema bloc de comutare între doi a.r.n. de ordinul 1.

Parametrii celor doi a.r.n. sunt  $\{p_1^A, q_0^A, q_1^A\}$ , respectiv  $\{p_1^B, q_0^B, q_1^B\}$ , condiția de trecere fără șocuri revine la asigurarea condiției (A4.1.-6) și efectuarea unui calcul privind recalcularea condițiilor inițiale. Astfel, dacă se funcționează pe a.r.n. (A), relația (A4.1.-7) devine:

$$u_k^A = q_1^A x_{1,k}^A + q_0^A x_{2,k}^A \tag{A4.1.-16}$$

Relațiile (A.4.1-7) se păstrează:

$$e_k = r_k - y_k$$

$$e_k^A = e_k^B = e_k$$

Atunci când se comută pe a.r.n. (B) va fi calculată valoarea  $x_{1,k}^B = x_{2,k-1}^B$ , în care:

$$x_{2,k}^B = e_k - p_1^B x_{1,k}^B \tag{A4.1.-17}$$

și relația (A4.1.-8) devine:

$$u_k^B = q_1^B x_{1,k}^B + q_0^B x_{2,k}^B \tag{A4.1.-18}$$

Înlocuind (A4.1.-17) în (A4.1.-18) obținem:

$$u_k^B = q_1^B x_{1,k}^B + q_0^B e_k - q_0^B p_1^B x_{1,k}^B \tag{A4.1.-19}$$

Pentru a calcula expresia mărimii necunoscute aferente a.r.n. (B),  $x_{1,k}^B$ , se impune respectarea condiției (A4.1.-6), prin egalarea relațiilor (A4.1.-16) și (A4.1.-19).

$$x_{1,k}^B = \frac{1}{q_1^B - q_0^B p_1^B} \left( (q_1^A x_{1,k}^A + q_0^A x_{2,k}^A) - q_0^B e_k \right) \quad \text{A4.1.-20}$$

$$x_{2,k-1}^B = x_{1,k}^B \quad \text{A4.1.-21}$$

Pentru exemplificare se consideră un RG PI de ordinul 1 caracterizat de o f.d.t. de forma (A4.1.-22) discretizat prin aproximare cu metoda dreptunghiurilor avansate (MDA) conform relației (A4.1.-23).

$$H_R(s) = \frac{k_r}{sT_i} (1 + sT_i) \quad \text{A4.1.-22}$$

$$H_R(z^{-1}) = H_R(s) \Big|_{s=\frac{1}{T_e}(1-z^{-1})} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{1 + p_1 z^{-1}} \quad \text{A4.1.-23}$$

Rezolvând ecuația (A4.1.-23) se obțin coeficienții a.r.n. funcție de coeficienții legii de reglare continue și pasul de eșantionare, de forma:

$$\begin{cases} q_0 = k_r \left( \frac{T_e}{T_i} + 1 \right) \\ q_1 = -k_r \\ p_1 = -1 \end{cases} \quad \text{A4.1.-24}$$

Programul pseudocod prin care se poate implementa comutarea între doi a.r.n. de ordinul 1, ținând cont de parametrii  $\{p_1^A, q_0^A, q_1^A, p_1^B, q_0^B, q_1^B\}$  calculați conform (A4.1.-24) poate fi:

*t = t<sub>k</sub> - activare program;*

*citește w<sub>k</sub>, y<sub>k</sub>, x<sub>1,k</sub><sup>A</sup>, x<sub>2,k</sub><sup>A</sup>;*

*calculează:*

$$e_k = w_k - y_k;$$

$$x_{1,k}^B \text{ conform (A4.1.-20);}$$

$$x_{2,k}^B \text{ conform (A4.1.17);}$$

$$u_k^B \text{ conform (A4.1.-18);}$$

*transmite u<sub>k</sub><sup>B</sup>;*

*reinițializează:*

$$e_{k-1} = e_k;$$

$$u_{k-1}^B = u_k^B;$$

*terminare program.*

## B. Cazul a.r.n de ordinul 2

A.r.n. de ordinul 2 se obține în general prin discretizarea unor legi de reglare de tip PID sau PID-T1 [114]. Funcția de transfer discretă pentru un astfel de regulator este de forma:

$$H_R(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} = \frac{u(z^{-1})}{e(z^{-1})} \quad \text{A4.1.-25}$$



Schema de comutare între cei doi a.r.n. pentru sisteme de ordinul 2 este prezentată în figura A4.1.4.

Considerând sistemul inițial funcționând pe a.r.n. A caracterizat prin parametrii  $\{p_1^A, p_2^A, q_0^A, q_1^A, q_2^A\}$  mărimea de comandă, la momentul  $k$ , este de forma:

$$u_k^A = q_2^A x_{1,k}^A + q_1^A x_{2,k}^A + q_0^A x_{3,k}^A \quad \text{A4.1.-26}$$

Comutarea pe a.r.n. B, caracterizat prin parametrii  $\{p_1^B, p_2^B, q_0^B, q_1^B, q_2^B\}$ , se face cu respectarea condiției (A4.1.-6). Mărimea de comandă pentru cel de al doilea a.r.n. este de forma:

$$u_k^B = q_2^B x_{1,k}^B + q_1^B x_{2,k}^B + q_0^B x_{3,k}^B \quad \text{A4.1.-27}$$

Mărimea de stare  $x_{3,k}^B$  conform fig. A4.1.3 este de forma:

$$x_{3,k}^B = e_k - p_1^B x_{2,k}^B - p_2^B x_{1,k}^B \quad \text{A4.1.-28}$$

Înlocuind (A4.1.-28) în (A4.1.-27) comanda celui de al doilea regulator devine:

$$u_k^B = (q_2^B - q_0^B p_2^B) x_{1,k}^B + (q_1^B - q_0^B p_1^B) x_{2,k}^B + q_0^B e_k \quad \text{A4.1.-29}$$

Valoarea necunoscută ce trebuie calculată pentru  $x_{1k}^B$ , pentru comutarea fără șocuri între cei doi algoritmi de reglare este:

$$x_{1,k}^B = \frac{1}{q_2^B - q_0^B p_2^B} \left( (q_2^A x_{1,k}^A + q_1^A x_{2,k}^A + q_0^A x_{3,k}^A) - (q_1^B - q_0^B p_1^B) x_{2,k}^B - q_0^B e_k \right) \quad \text{A4.1.-30}$$

$$x_{3,k-1}^B = x_{2,k}^B \quad \text{A4.1.-31}$$

$$x_{2,k-1}^B = x_{1,k}^B$$

Relațiile (A4.1.-30), (A4.1.-31) se pot obține și prin particularizarea relațiilor generale (A4.1.-12), respectiv (A4.1.-13).

F.d.t. a unui RG PID-T1 de ordinul 2, în variantă paralelă, este de forma:

$$H_R(s) = k_r \left( 1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{sT_d}{1+sT_f} \right) \quad \text{A4.1.-32}$$

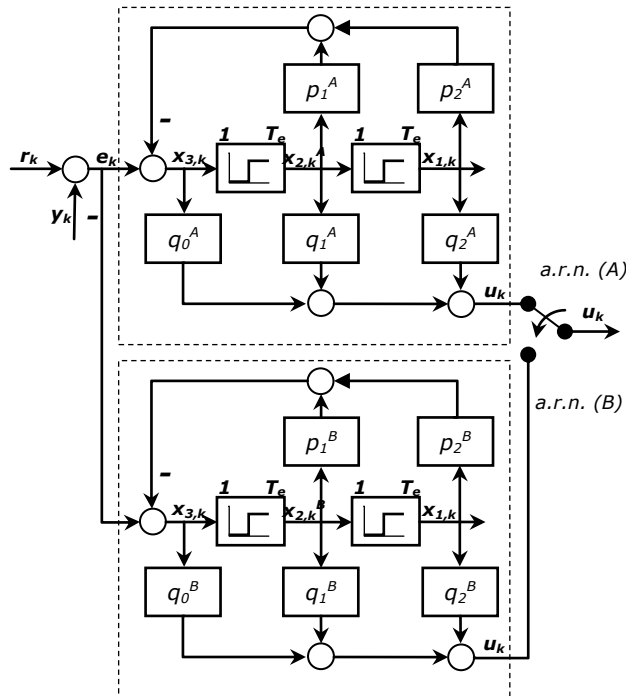


Fig. A4.1.4. Schema bloc de comutare între doi a.r.n. de ordinul 2.

Discretizând f.d.t. cu MDA se obține un a.r.n. de ordinul 2 cu f.t.:

$$H_R(z^{-1}) = H_R(s) \Big|_{s = \frac{1-z^{-1}}{T_e}} = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2}}{1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2}} \quad \text{A4.1.-33}$$

în care, rezolvând ecuația (A4.1.-33), coeficienții discreți se pot calcula cu relațiile:

$$\begin{cases} q_0 = k_r \left( 1 + \frac{T_e}{T_i} + \frac{T_d}{T_f + T_e} \right) \\ q_1 = -\frac{k_r}{T_f + T_e} \left( \frac{T_f T_e}{T_i} + T_e + 2T_f + 2T_d \right) \\ q_2 = \frac{1}{T_f + T_e} \left( \frac{T_f}{T_i} + T_d \right) \\ p_1 = -\left( 1 + \frac{T_f}{T_f + T_e} \right) \\ p_2 = \frac{T_f}{T_f + T_e} \end{cases} \quad \text{A4.1.-34}$$

Observație: în faza de proiectare, constanta de timp a filtrului analogic discretizat  $T_f$  se alege în strânsă legătură cu perioada de eșantionare  $T_e$ . Definind raportul  $T_f/T_e$ , în [51] - [52], [114] se prezintă modul de alegere a acestei constante de timp funcție de gradul de filtrare dorit. Pentru RG PID-T1, raportul  $T_f/T_e$  este un număr întreg; dacă  $T_f/T_e \leq 1/2$  atunci efectul filtrării poate fi considerat neglijabil [114].

## BIBLIOGRAFIE

- [1] G. F. Marshall, G. E. Stutz, Eds., *Handbook of Optical and Laser Scanning*, CRC Press, New York, 2012.
- [2] V.F. Duma, „Optimal scanning function of a galvanometer scanner for an increased duty cycle”, *Optical Engineering* 49(10), 2010.
- [3] V.F. Duma, Kye-sung Lee, Panomsak Meemon, and Jannick P. Rolland, „Experimental investigations of the scanning functions of galvanometer-based scanners with applications in OCT”, *Applied Optics*, Vol. 50, Issue 29, pp. 5735-5749, 2011
- [4] V.F. Duma, **C.A. Mnerie**, „Optimization of Scanning and Command Functions of Galvanometer-based Scanners”, *Proc. SPIE* 8083, 8083-19, 2011.
- [5] V.F. Duma, *Scanarea*, Ed. Politehnica Timișoara, 2004.
- [6] M. Bass, Ed., *Handbook of optics*, Mc. Graw-Hill Inc., New York, 19.1-19.57, 1995.
- [7] B. Richter, *Laser Scan Devices for Industrial Application*, WIRE 42(6), Bamberg, 1992.
- [8] L. Beiser, *Unified Optical Scanning Technology*, John Wiley & Sons, 2003.
- [9] Pagina web: [www.camtech.de](http://www.camtech.de)
- [10] V.F. Duma, “Dimensional measurements with optical scanners,” *Proc. 4<sup>th</sup> European Workshop on Structural Health Monitoring (ESHM)*, 1217-1224, Krakow, DESTech, 2008.
- [11] Haida Liang, Marta Gomez Cid, R. G. Cucu, G. M. Dobre, A. Gh. Podoleanu, Justin Pedro, David Saunders, “*En-face* optical coherence tomography – a novel application of non-invasive imaging to art conservation”, *OPTICS EXPRESS*, Vol. 13, No. 16, 2005.
- [12] Podoleanu, A. Gh., Dobre, G. M., and Jackson, D. A., “*En-face* coherence imaging using galvanometer scanner modulation,” *Opt. Lett.* 23, 147-149, 1998.
- [13] V.F. Duma, J. P. Rolland and A. Gh. Podoleanu, “Perspectives of optical scanning in OCT,” *Proc. SPIE* 7556, 7556-10, 2010.
- [14] E. A. Swanson, J. A. Izatt, M. R. Hee, D. Huang, C. P. Lin, J. S. Schuman, C. A. Puliafito, and J. G. Fujimoto, “In vivo retinal imaging by optical coherence tomography,” *Opt. Lett.* 18, 1864–1866, 1993.
- [15] R. B. Rosen, M. Hathaway, J. Rogers, J. Pedro, P. Garcia, G. M. Dobre, and A. G. Podoleanu, “Simultaneous OCT/SLO/ICG imaging,” *Invest. Ophthalmol. Vis. Sci.* 50, 851–860, 2009.

- 
- [16] A. Fercher, "Optical coherence tomography," J. Biomed. Opt. 1, 157–173, 1996.
- [17] J. G. Fujimoto, M. E. Brezinski, G. J. Tearney, S. A. Boppart, B. Bouma, M. R. Hee, J. F. Southern, and E. A. Swanson, "Optical biopsy and imaging using optical coherence tomography," Nature Med. 1, 970–972, 1995.
- [18] D. Huang, E. A. Swanson, C. P. Lin, J. S. Schuman, W. G. Stinson, W. Chang, M. R. Hee, T. Flotte, K. Gregory, C. A. Puliafito, and J. G. Fujimoto, "Optical coherence tomography", Science 254, 1178–1181, 1991.
- [19] W. Drexler and J. G. Fujimoto, eds., *Optical Coherence Tomography*, Springer-Verlag, 2008.
- [20] Maciej Wojtkowski, "High-speed optical coherence tomography: basics and applications", Appl. Opt. 49, D30-D61, 2010.
- [21] R. P. Aylward, "Advanced galvanometer-based optical scanner design", Sensor Review, Vol. 23, Iss: 3 pp. 216 – 222, 2003.
- [22] J. Montagu, „Scanners - galvanometric and resonant,” Encyclopedia of Optical Engineering, R. G. Driggers, Ed., Taylor & Francis, New York, 2465-2487, 2003.
- [23] Pagină web: <http://www.micromo.com>
- [24] Pagină web: [www.thorlabs.de](http://www.thorlabs.de)
- [25] Pagină web: [www.scanlab.de](http://www.scanlab.de)
- [26] Pagină web: [www.nutfieldtech.com](http://www.nutfieldtech.com)
- [27] C. C. Rosa, J. Rogers and A. Gh. Podoleanu, „Fast scanning transmissive delay line for optical coherence tomography,” Opt. Letters 30, 3263-3265, 2005.
- [28] B. Baumann, M. Pircher, E. Götzinger and Ch. K. Hitzenberger, "Full range complex spectral domain optical coherence tomography without additional phase shifters," Opt. Express 15, 13375-13387, 2007.
- [29] St. Preitl, R.-E. Precup și Zs. Preitl, *Structuri și algoritmi pentru conducerea automată a proceselor*, vol 1 și 2, Timișoara, Editura Orizonturi Universitare, 2009.
- [30] L. Beiser, "Fundamental architecture of optical scanning systems," Appl. Opt. 34, 7307-7317, 1995.
- [31] V. F. Duma, "Mathematical functions of a 2-D scanner with oscillating elements," in Modeling, Simulation and Control of Nonlinear Engineering Dynamical Systems, J. Awrejcewicz, Ed., pp. 243–253, Springer, Berlin, 2009.
- [32] Grant Parteneriate 1682/2012: *Sisteme pentru Tomografia Optica de Coerenta (OCT) cu dispozitive de mana si endoscopice pentru investigatii in timp real in stiinta materialelor si in vivo in domeniul biomedical*, CNDI-UEFISCDI, iulie 2012 – iulie 2016; membru în echipa Universității „Aurel Vlaicu” din Arad
- [33] D. Demian, V.F. Duma, C. Sinescu, M.L. Negrutiu, R. Cernat, F.I. Topala, G. Hutiu, A. Bradu, A.G. Podoleanu, , "Design and testing of prototype handheld scanning probes for optical coherence tomography", Proceedings of the

- Institution of Mechanical Engineers, Part H: Journal of Engineering in Medicine, vol. 228 no. 8 743-753, 2014.
- [34] Grant IDEI 1896/2008: *Analiza și proiectarea unor sisteme de scanare 1D și 2D cu scanere poligonale și galvanometrice*, CNDI-UEFISCDI, 2009-2011; membru în echipa Universității „Aurel Vlaicu” din Arad
- [35] R. Isermann, *Mechatronics Systems: Fundamentals*, Springer Verlag, 2013.
- [36] C. W. De Silva, *Mechatronics – A Foundation Course*, CRC Press, 2010
- [37] R. Măgureanu, N. Vasile, *Servomotoare fără perii tip sincron*, Editura Tehnică, București, 1990.
- [38] A. Stinean, *Contribuții la dezvoltarea unor soluții de reglare dedicate sistemelor de acționare electrică cu parametri variabili și cu intrări variabile în timp*, teză de doctorat, 2014.
- [39] J. Chiasson, *Modeling and High-Performance Control of Electric Machines*, ed. Online, Wiley, ISBN 0-471-68449-X, 2005
- [40] H.A. Toliyat, "Analysis and Simulation of Multi-Phase Variable Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections." Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol. 2, pp. 586-592, 1996.
- [41] F. Beaudart, F. Labrique, E. Matagne, D. Telteux, P. Alexandre, "Control under normal and fault tolerant operation of multiphase SMPM synchronous machines with mechanically and magnetically decoupled phases." International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, pp. 461-466, 2009.
- [42] B. C. Kuo and F. Golnaraghi, *Automatic Control Systems*, 8th ed. John Wiley, New York, 2003.
- [43] P. Eykhoff, *Identificarea sistemelor*, Editura Tehnica, Bucuresti, 1977
- [44] C. Penescu, ș.a., *Identificarea experimentală a proceselor automatizate*, Editura Tehnica, Bucuresti 1971
- [45] S. Calin, I. Dumitrache, *Regulatoare Automate*, EDP, Bucuresti, 1985
- [46] H. Lutz, W. Wendt, *Taschenbuch der Regelungstechnik*, Libri Verlag, 1998
- [47] R. Isermann and M. Munchhof, *Identification of Dynamic Systems: An Introduction with Applications*, Springer Verlag, 2011.
- [48] J.T.M. van Beek, R. Puers, „A review of MEMS oscillators for frequency reference and timing applications”, Journal of micromechanics and microengineering, vol. 22, no.1, 2011.
- [49] W. Piyawattanametha, L. Fan, S. Hsu, M. Fujino, M.C. Wu, P.R. Herz, A.D. Aguirre, Y. Chen, J.G. Fujimoto, „Two-Dimensional Endoscopic MEMS Scanner for High Resolution Optical Coherence Tomography”, Conference on Lasers and Electro-Optics/International Quantum Electronics Conference and Photonic Applications Systems Technologies, Technical Digest (CD) Optical Society of America, CWS2, 2004

- 
- [50] Y. Pan, H. Xie, and G.K. Fedder, "Endoscopic optical coherence tomography based on a microelectromechanical mirror", *Optics Letters*, 26(24): pp. 1966-8, 2001
- [51] St. Preitl, R.-E. Precup (Editori). *Regulatoare pentru servosisteme. Metode de proiectare*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2007
- [52] K. J. Åstrom and T. Hägglund, *Advanced PID Control*, ISA, Research Triangle Park, NC, August 2005.
- [53] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID Controllers Theory: Design and Tuning*, Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, 1995.
- [54] K. J. Åstrom and B. Wittenmark, *Computer Controlled Systems, Theory and Design*. Prentice Hall, 1997.
- [55] R. Vilanova, A. Visioli, Eds., *Preprints of IFAC Conference on Advances in PID Control (PID'12)*, Brescia, Italy: IFAC, 2012.
- [56] Kessler, Über die Vorausberechnung Optimal abgestimmter Regelkreise, *Regelungstechnik*, vol. 2 (1954), H12, pp. 274-281.
- [57] Kessler, Über die Vorausberechnung Optimal abgestimmter Regelkreise Teil III: Die optimale Einstellung des Regler nach dem Betragsoptimum, *Regelungstechnik*, vol. 3 (1955), no.2, pp. 40-49.
- [58] S. Preitl and R.-E. Precup, "An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers," *Automatica*, vol. 35, pp. 1731-1736, Oct. 1999.
- [59] K. J. Åström and T. Hägglund, *The future of PID Control*, Preprints of IFAC Workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp. 19-30
- [60] Zs. Preitl, *Model Based Design Methods for Speed Control Applications*, Doctoral Thesis, "Politehnica" University of Timisoara, 2008, Editura Politehnica, 2008, Seria 1: Automatică, nr.8.
- [61] **C.A. Mnerie**, S. Preitl and V.F. Duma, "Performance Enhancement of the Galvanometer Scanners Using Extended Control Structures," The IEEE 8<sup>th</sup> International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics SACI, 2013.
- [62] D.-W. Gu, P.Hr. Petcov, M.M. Konstantinov, "Robust Control Design with Matlab<sup>R</sup>", Springer Verlag, 2005
- [63] D.Y. Abramovitch, "Magnetic and Optical disc Control: Parallels and Constrains", *Proceedings of the American Control Conference*, Arlington, VA, June 2001, pp. 421-428
- [64] S. Preitl, R.-E. Precup, Z. Preitl, A.-I. Stinean, M.-B. Radac, C.-A. Dragos, "Control Algorithms for Plants Operating Under Variable Conditions, Applications", in: *Advances in Soft Computing, Intelligent Robotics and Control*, J. Fodor and R. Fuller, (Eds.). Springer-Verlag, Topics in Intelligent Engineering and Informatics, vol. 8, 2014, pp. 3-39.
- [65] E.F. Camacho, and C. Bordons, *Model Predictive Control*, Springer-Verlag, 1998.

- 
- [66] J. M. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*, Prentice Hall, 2002.
- [67] H. Sunan, T.K. Kiong and L.T. Heng, *Applied Predictive Control*, Springer-Verlag, 2002
- [68] C. Lazar, *Conducerea Predictivă a proceselor cu model cunoscut*, Ed. Matrix Rom, 1999
- [69] R. Dittmar, B.-M. Pfeiffer: Modellbasierte prädiktive Regelung in der Industriellen Praxis, *Automatisierungstechnik*, (at) 54 (2006), Nr. 12, pp. 590-601
- [70] R. Dittmar, B.-M. Pfeiffer: Modellbasierte prädiktive Regelung - Eine Einführung für Ingenieure, Oldenbourg Wissenschaftsverlag, München, 2004
- [71] J.A. Rossiter, *Model-Based Predictive Control: A Practical Approach*, CRC Press, 2004.
- [72] S. Joe Qin, Thomas A. Badgwell, „A survey of industrial model predictive control technology”, *Control Engineering Practice* 11, 2003.
- [73] G. Klančar, I. Škrjanc, „Tracking-error model-based predictive control for mobile robots in real time”, *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 55, no. 6, pp. 460-469, 2007.
- [74] I. Škrjanc, S. Blažič, „Predictive Functional Control Based on Fuzzy Model: Design and Stability Study”, *Journal of Intelligent and Robotic Systems Publisher*, Springer Science+Business Media B.V., Formerly Kluwer Academic Publishers B.V. Volume 43, Numbers 2-4, Pages: 283 - 299, 2005.
- [75] I. Škrjanc, S. Blažič, S. Oblak and J. Richalet, „An approach to predictive control of multivariable time-delayed plant: stability and design issues”, *ISA Transactions*, Vol. 43, pp. 585-595, 2004.
- [76] A. Bemporad and Manfred Morari. "Robust model predictive control: A survey." *Robustness in identification and control*. Springer London, 1999. 207-226.
- [77] Pagine web: <http://www.mathworks.com/help/mpc/>
- [78] Michael Nikolaou, "Model Predictive Controllers: A Critical Synthesis of Theory and Industrial Needs", *Advances in Chemical Engineering*, vol. 26, pp 131-204, 2001.
- [79] Samir Kouro, Patricio Cortés, René Vargas, Ulrich Ammann, and José Rodríguez, "Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters, *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol. 56, No. 6, 2009.
- [80] K.S. Holkar, L.M. Waghmare, "An Overview of Model Predictive Control", *International Journal of Control and Automation*, 2010.
- [81] D.W. Clarke, C. Mohtadi and P.S. Tuffs, "Generalized Predictive Control. Part 1: The Basic Algorithms", *Automatica*, 23, 2, 137-148, 1987.
- [82] R. Bars, R. Haber, U. Schmitz, Zs. Preitl, "Some practical aspects of model predictive control", *International Conference on Control and Optimization*, in

- 
- honor of Professor Boris Polyak, Institute of Control Science RAN, Russia, Moscow, May 19–20, 2005.
- [83] D.W. Clarke, C. Mohtadi and P.S. Tuffs, "Generalized Predictive Control. Part 2: Extensions and Interpretation", *Automatica*, 23, 2, 149-160, 1987.
- [84] C.A. Dragoş, S. Preitl, R.E. Precup, „Model Predictive Control solutions for an electromagnetic actuator”, Proc. Of 7th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics SISY 2009, Subotica, Serbia, pp. 59-64, 2009.
- [85] Zs. Preitl, R. Bars, R. Haber, "Internal Model Representation for Generalized Predictive Control with Constraint handling", IEEE 4<sup>th</sup> International Conference on Intelligent Systems Design and Application, IDSA 2004, Budapest, Hungary, 2004.
- [86] H. Demircioglu, P.J. Gawthrop, „*Continuous-time Generalized Predictive Control (CGPC)*”, *Automatica*, Vol. 27, No. 1, pp. 55-74,, 1991.
- [87] Zs. Preitl, R. Bars, I. Vajk, R. Haber, „Hybrid IMC Dead-Beat Controller Design In Delta Domain”, IFAC Workshop on Control Systems Design, Slovak Republic, Electronic format (CD), 2003.
- [88] S. Călin; M. Tertişco, I. Dumitrache; C. Popeea; D. Popescu, *Optimizări în automatizări industriale*, Ed. Tehnică, 1979.
- [89] Zs. Preitl, R. Bars, R. Haber, „An applied GPC Cascade Control Solution for Hydro-Turbines”, 13th IFAC Workshop on Control Application of Optimisation, France, 2006.
- [90] A. Bemporad, M. Morari, N.L. Ricker, *Model Predictive Control Toolbox – for use with Matlab*, 2004-2005.
- [91] J.E. Normey-Rico and E.F. Camacho, *Control of Dead-time Processes*, Springer-Verlag, London, 2007.
- [92] Vladimír Bobál, Radek Matušů and Petr Dostál, "Digital Smith predictors – design and simulation study”, Proc of 25<sup>th</sup> European Conference On Modelling And Simulation, Poland, ISBN: 978-0-9564944-2-9, 2011.
- [93] **C.A. Mnerie**, V.F. Duma, S. Preitl, "Control architectures of galvanometer-based scanners for an increased precision and a faster response”, *Proc. SPIE*, Vol. 8925, 8925 00, Todea C., Podoleanu A., Duma V.F., Eds., *5th Intl Conference Lasers in Medicine*, Timisoara (Romania), Sept. 19-21, 2013, <http://dx.doi.org/10.1117/12.2043034>
- [94] **C.A. Mnerie**, S. Preitl and V.F. Duma, "Mathematical model of a galvanometer-based scanner: simulations and experiments”, *Proc. SPIE*, Vol. 8789, 8789-43, , *Modeling Aspects in Optical Metrology IV (LASER Congress)*, Munchen, ISSN 0277-786X, 2013, <http://dx.doi.org/10.1117/12.2020462>
- [95] V.J. VanDoren, "The Smith Predictor: a Process Engineers Crystal Ball,” *Control Engineering*, May 1996
- [96] O.J.M. Smith, , "Closer control of loops with dead time”, *Chem. Engng. Progr.*, 53, 217Ð219, 1957



- [97] Jasmin Velagic, "Design of Smith-like Predictive Controller with Communication Delay Adaptation", World Academy of Science, Engineering and Technology 47, 199-203, 2008.
- [98] K. Zhou, J.C. Doyle and K. Glover, *Robust and Optimal Control*, Prentice Hall, Upper Sadle River, New York, 1995
- [99] S. Călin, *Regulatoare automate*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1976.
- [100] R. Isermann, *Digitale Regelungssysteme, vol. I-II*. Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1991.
- [101] K.J. Åström, *Model Uncertainty and Robust Control. Chapter on Control Theory*. Internet presentation, pp. 63-100, 2002.
- [102] I. Dumitrache, *Ingineria reglării automate*. Editura Politehnica Press, București, 2005.
- [103] T.L. Dragomir, S. Preitl, "Teoria sistemelor și reglării automate", Institutul Politehnic Traian Vuia, Timișoara, 1978.
- [104] J. Quevedo, T. Escobet, (editors) *IFAC workshop on Digital Control. Past present and Future of PID Control PID'00*. Preprints, Terrassa, Spain, 2000.
- [105] S. A. Nasar and I. Boldea, *Electric Drives*, 2<sup>nd</sup> ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2005.
- [106] M. Kazmierkowski, H. Tunia, „Automatic Control of Converter-Fed Drives”, Studies in Electrical and Electronic Engineering 46, Elsevier, Amsterdam, The Netherlands, 1994.
- [107] D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, New York: McGraw-Hill, 2006.
- [108] Pagină web: [http://www.ti.com/solution/motor\\_control\\_permanent\\_magnet](http://www.ti.com/solution/motor_control_permanent_magnet)
- [109] Pagină web: <http://www.mathworks.com/help/phymod/powersys/ref/permanentmagnetsynchronousmachine.html>
- [110] A.H. Tolyad, *AC Machines controlled as DC Machines (Brushless DC Machines/Electronics)*, cap. 10 în *The power electronics Handbook*, CRC Press LCL, 2002
- [111] T. Kenyo, S. Nagamori, *Permanent-magnet and Brushless DC motors*, Oxford University Press, 1985
- [112] Pagină web: <http://webbut.unitbv.ro/Carti%20on-line/BSM/BSM/capitol5.pdf>
- [113] Pagină web: <http://www.electronica-azi.ro/print.php?id=5381>
- [114] S. Preitl, R.-E. Precup, *Introducere in Ingineria Reglării Automate*, Editura Politehnica, Timișoara, 2001.
- [115] **C.A. Mnerie**, V.F. Duma, „Command functions of open loop galvanometer scanners”, *Dynamical Systems. Nonlinear Dynamics and Control (11th DSTA)*, Awrejcewicz J., Kazmierczak M., Olejnik, P., Mrozowski J., Eds., Łódź (Poland), Dec. 5-8, pp. 115-120, 2011;

- [116] V.F. Duma, A. Schitea, M. Tuef, O. Cira, Gh. Hutiu, D. Demian, **C.A. Mnerie**, I. Kaposta, *Optomechatronics applications of the theory of mechanisms with active student involvement in research*, in *New Trends in Educational Activity in the Field of Mechanism and Machine Theory*, Mechanisms and Machine Science (Book Series), vol. 19, 111-119, García-Prada J. C. and Castejon C., Eds., Springer 2014, ISSN: 2211-0984 (Print) 2211-0992 (Online), [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-01836-2\\_12](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-01836-2_12)
- [117] **C.A. Mnerie**, V.F. Duma, „Ascertainment of the transfer function of a galvoscaner”, *Proc. 4<sup>th</sup> ISREIE (Aurel Vlaicu Univ. of Arad Symposium)*, Series: Engineering, Nov. 8-9, ISSN 2065-2569, 2012

## LISTA LUCRĂRI PROPRII

<http://www.researcherid.com/rid/J-2933-2012>

### 1. Cărți si capitole în cărți

[1]. Duma V. F., Schitea A., Tuef M., Cira O., Hutiu Gh., Demian D., **Mnerie C.A.**, Kaposta I., *Optomechatronics applications of the theory of mechanisms with active student involvement in research*, in *New Trends in Educational Activity in the Field of Mechanism and Machine Theory*, Mechanisms and Machine Science (Book Series), vol. 19, 111-119, García-Prada J. C. and Castejon C., Eds., Springer **2014**, ISSN: 2211-0984 (Print) 2211-0992 (Online), [http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-01836-2\\_12](http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-01836-2_12);

[2]. Duma V.F., Nicolov M. F., Kiss M., Ilca T., **Mnerie C.A.**, Demian D. and Szantho L., *Choppers: Optomechatronic Devices for the Controlled Modulation of Light*, in *Mechanisms, Transmissions and Applications*, Mechanisms and Machine Science, Vol. 3, Lovasz E.C., Corves B., Eds., **2011**, Springer, ISSN 2211-0984, ISBN 978-94-007-2726-7, pp. 129-134, <http://dx.doi.org/10.1007/978-94-007-2727-4>;

### 2. Lucrări indexate ISI/BDI

[1]. **Mnerie C.A.**, Duma V. F., „Control architectures of galvanometer-based scanners for an increased precision and a faster response”, *Proc. SPIE*, Vol. 8925, Todea C., Podoleanu A., Duma V.F., Eds., *5th Intl Conference Lasers in Medicine*, Timisoara (Romania), Sept. 19-21, **2013**; <http://dx.doi.org/10.1117/12.2043034>;

[2] Alina Barbulescu, Sanda V. Balas, Ioan E. Koles, **Corina A. Mnerie**, „On the Long Range Dependence Property of the Electrical Signals Collected in Cavitation Field”, In volume *Advances in Intelligent and Soft Computing*, Series Ed.: Kacprzyk, Janusz, Proceedings of the 6th International Workshop on Soft Computing Applications SOFA 2014, July 22-24, 2014, Timisoara, Romania, Guest Editors: Valentina E. Balas, Lakhmi C. Jain, Branko Kovačević, Springer Verlag, **2014**, AISC, Order Contract Number 86374542, In press

[3]. **Mnerie C.A.**, Preitl S., Duma V. F., „Mathematical model of a galvanometer-based scanner: simulations and experiments”, *Proc. SPIE*, Vol. 8789, 8789-43, Bodermann B., Frenner K., Silver R. M., Eds., *Modeling Aspects in Optical Metrology IV (LASER Congress)*, Munchen, May 13-16, **2013**, ISSN 0277-786X; <http://dx.doi.org/10.1117/12.2020462>;

[4]. Duma V. F., Negrutiu M. L., Sinescu C., Miutescu E., Burlea A., Vlascici M., Gheorghiu N., Demian D., Hutiu G., **Mnerie C.A.**, Marcauteanu C., Topala F., Rolland J. P., Voiculescu I., Podoleanu A. Gh., „Towards a Research Pole in Photonics in Western Romania”, *Proc. SPIE*, Manuel Filipe P. C. Martins Costa,

---

Mourad Zghal, Eds., *12<sup>th</sup> Education and Training in Optics and Photonics (ETOP)*, Portugal, July 22-26, **2013**, <http://dx.doi.org/10.1117/12.2070787>

[5]. Duma V.F., **Mnerie C.A.**, Demian D., Hutiu G., Kaposta I., Schitea A., Tuf M., „Building an Optomechanics Group in a young university in Western Romania”, *Proc. SPIE*, Manuel Filipe P. C. Martins Costa, Mourad Zghal, Eds., *12<sup>th</sup> Education and Training in Optics and Photonics (ETOP)*, Porto (Portugal), July 22-26, **2013**, <http://dx.doi.org/10.1117/12.2070774>;

[6]. **Mnerie C.A.**, Preitl S., Duma V.F.\*, „Performance Enhancement of Galvanometer Scanners Using Extended Control Structures”, *SACI: 8th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics*, May 23-25, **2013**, Timisoara (Romania), ISBN: 978-1-4673-6397-6, pp. 127-130, <http://dx.doi.org/10.1109/SACI.2013.6608952>;

[7]. Duma V.F., **Mnerie C.A.**, „Optimization of scanning and command functions of galvanometer-based scanners”, *Proc. SPIE*, Vol. 8083, 8083-45, Bodermann B., Bosse H., Silver R. M., Eds., *Modeling Aspects in Optical Metrology (LASER Congress)*, Munchen, May 23-26, **2011**, ISSN 0277-786X, <http://dx.doi.org/10.1117/12.889566>;

[8]. Balas M.M., Musca S.V., Toader D.; **Mnerie C.A.**, Musca C.B., Falcan O. , „On a Promising Sustainable Energy System and its Control - the Passive Greenhouse”, *Sofa 2009: 3rd International Workshop on Soft Computing Applications, Proceedings*, **2009**, pp: 233-238, <http://dx.doi.org/10.1109/SOFA.2009.5254844>

### 3. Lucrări publicate în reviste și volume de conferințe cu referenți (neindexate)

#### Reviste

[1]. **Mnerie C.A.**, Kiss M., Ilca T., Szantho L., Falcan O., Nicolov M. F., Demian D., Voiculescu I., Duma V.F., „Study of optical modulators with rotating wheels: The experimental setup”, *Sc. Bulletin of the Politehnica Univ. of Timisoara, Transactions on Mathematics-Physics* **56**(70), **2011**, ISSN 1224-6069, pp. 73-80;

[2]. Szantho L., **Mnerie C.A.**, Ilca T., Falcan O., Nicolov M. F., Demian D., Duma V.F., „Radiometric scanning with applications in the lighting technology”, *Sc. Bulletin of the Politehnica Univ. of Timisoara, Transactions on Mathematics-Physics* **56**(70), **2011**, ISSN 1224-6069, pp. 89-97;

[3]. Nicolov M. F., Duma V.F., **Mnerie C.A.**, Szantho L., Falcan O., „New approaches in simulations”, *Sc. Bulletin of the Politehnica Univ. of Timisoara, Transactions on Mathematics-Physics* **56**(70), **2011**, ISSN 1224-6069, pp. 81-88;

---

**Lucrări în volume de conferințe**

- [1]. **Mnerie C.A.**, Duma V.F., „Ascertainment of the transfer function of a galvoscaner”, *Proc. 4<sup>th</sup> ISREIE (Aurel Vlaicu Univ. of Arad Symposium), Series: Engineering*, Nov. 8-9, **2012**, ISSN 2065-2569;
- [2]. Balas V, Koles E., **Mnerie C.A.**, „Optimizing the speed controllers tuning”, *Proc. 4<sup>th</sup> ISREIE, Series: Engineering*, Arad (Romania), Nov. 8-9, **2012**, ISSN 2065-2569, pp. ;
- [3]. Duma V.F., **Mnerie C.A.**, „Command functions of open loop galvanometer scanners”, *Dynamical Systems. Nonlinear Dynamics and Control (11th DSTA)*, Awrejcewicz J., Kazmierczak M., Olejnik, P., Mrozowski J., Eds., Łódź (Poland), Dec. 5-8, **2011**, pp. 115-120;
- [4]. Kiss M., Ilca T., Szantho L., **Mnerie C.A.**, Falcan O., Demian D., Nicolov M. F., Duma V.F., „Experimental setup for the study of optical modulators with rotating wheels”, *Proc. 3<sup>rd</sup> ISREIE, Series: Engineering*, Oct. 10-12, **2010**, ISSN 2065-2569, pp. 98-104;
- [5]. Nicolov M. F., Duma V.F., **Mnerie C.A.**, Szantho L., Falcan O., Ilca T., „Fractional charges in advanced materials”, *Proc. 3<sup>rd</sup> ISREIE (Aurel Vlaicu Univ. of Arad Symposium), Series: Engineering*, Oct. 10-12, **2010**, ISSN 2065-2569, pp. 105-110;