

# **SOLUȚII MODERNE DE REGLARE BAZATE PE MODEL CU APLICAȚII ÎN SISTEME MECATRONICE**

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la  
Universitatea "Politehnica" din Timișoara  
în domeniul Ingineria Sistemelor  
de către

**Ing. Claudia-Adina Dragoș**

Conducător științific:           prof.univ.dr.ing. Ștefan Preitl  
Referenți științifici:           prof.univ.dr.ing. Sergiu Caraman  
  prof.univ.dr.ing. Corneliu Lazăr  
  prof.univ.dr.ing. Radu-Emil Precup

Ziua susținerii tezei: 30.09.2011



Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- |                        |   |
|------------------------|---|
| 1. Automatică          | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie              | 8. Inginerie Industrială                    |
| 3. Energetică          | 9. Inginerie Mecanică                       |
| 4. Ingineria Chimică   | 10. Știința Calculatoarelor                 |
| 5. Inginerie Civilă    | 11. Știința și Ingineria Materialelor       |
| 6. Inginerie Electrică |   |

Universitatea „Politehnica” din 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, 2011

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” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,  
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221  
e-mail: editura@edipol.upt.ro

## Cuvânt înainte

Teza de doctorat reprezintă o sinteză a rezultatelor de cercetare desfășurate în perioada 2008-2011 în domeniul Ingineria Sistemelor din cadrul Facultății de Automatică și Calculatoare, Universitatea "Politehnica" din Timișoara.

În primul rând, doresc să exprim sincere mulțumiri domnului Prof. Dr. Ing. Ștefan Preitl pentru generozitatea cu care mi-a împărtășit din bogata sa experiență, pentru sprijinul și recomandările făcute pe întregul parcurs al pregătirii examenelor și al referatelor, pentru modul atent și perseverent în elaborarea și finalizarea tezei de doctorat, și nu în ultimul rând, imi exprim recunoștința pentru suportul moral oferit în toată această perioadă de cercetare.

Aș dori să mulțumesc în mod deosebit domnului prof. dr. ing. Radu-Emil Precup pentru perseverența, sprijinul moral și susținerea constantă pe toată durata pregătirii tezei de doctorat, pentru îndrumările și observațiile esențiale, în urma cărora am elaborat lucrări științifice de calitate.

Adresez mulțumiri și Ing. Mircea-Bogdan Rădac, pentru colaborarea didactică și de cercetare oferită. Cu această ocazie, doresc să adresez mulțumiri domnului Prof. Dr. Ing. Emil Petriu de la Universitatea din Ottawa, Canada și colaboratorilor de la Obuda University, Ungaria.

De asemenea, doresc să imi exprim recunoștința membrilor comisiei de doctorat Prof. Dr. Ing. Octavian Proștean, Decanul Facultății de Automatică și Calculatoare, Universitatea "Politehnica" din Timișoara, Prof. Dr. Ing. Sergiu Caraman de la Universitatea "Dunărea de jos" din Galați, Prof. Dr. Ing. Corneliu Lazăr, de la Universitatea Tehnică „Gheorghe Asachi” din Iași, și Prof. Dr. Ing. Radu-Emil Precup de la Universitatea "Politehnica" din Timișoara, pentru onoarea pe care mi-au făcut-o acceptând să citească lucrarea și pentru observațiile și comentariile făcute pentru îmbunătățirea acestui material.

Și totodata, doresc să mulțumesc părinților mei pentru răbdarea, încurajările și suportul moral, oferite în toată această perioadă.

Teza de doctorat a fost realizată cu sprijin parțial din grantul strategic POSDRU/6/1.5/S/13, ID6998, cofinanțat din Fondul Social European "Investeste în oameni", în cadrul Programului Operațional Sectorial Dezvoltare Resurse Umane 2007-2013.

*Claudia-Adina Dragoș*

Părinților mei.

Dragoș, Claudia-Adina

**Soluții moderne de reglare bazate pe model cu aplicații în sisteme mecatronice**

Teze de doctorat ale UPT, Seria 12, Nr. 2, Editura Politehnica, 2011, 172 pagini, 102 figuri, 32 tabele.

Cuvinte cheie:

Soluții de reglare automată "low cost", reglare fuzzy, regulatoare cu două grade de libertate, reglare MPC, sisteme mecatronice, ambreiaj acționat electromagnetic, sisteme cu levitație magnetică

Rezumat:

Teza de doctorat a fost orientată spre analiza și dezvoltarea unor soluții de reglare automată încadrabile în categoria soluțiilor LCA: (1) Soluții de dezvoltare a reguletoarelor PI(D) (ca suport de comparație pentru celelalte soluții); (2) Soluții de reglare utilizând metoda Gain-Scheduling; (3) Soluții de reglare automată cu regulatoare cu două grade de libertate (RG-2DOF); (4) Metode de dezvoltare a soluțiilor de reglare fuzzy de tip Mamdani și de tip Takagi-Sugeno; (5) Soluții de reglare automată cu predicție (MPC); (6) Soluții de reglare automată după stare și (7) Soluții de reglare obținute prin extensii cu module Gain-Scheduling.

Soluțiile de reglare au fost destinate reglării poziției și vitezei a trei aplicații mecatronice: sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule, servosistemul acționat electromagnetic și sistemul cu levitație magnetică cu doi electromagneți.

Soluțiile propuse au fost testate prin simulare și pe echipamente de laborator.

## CUPRINS

Listă de figuri	6
Listă de tabele	10
Listă de abrevieri	12
Listă de notații	14
1. Introducere	17
1.1. Scurtă prezentare a tezei	17
1.2. Contribuții aduse prin teză	18
<b>PARTEA I</b>	<b>20</b>
2. Sisteme moderne de reglare automată cu regulatoare „low-cost”. Metode de dezvoltare	20
2.1. Structuri de reglare automată bazate pe model	20
2.1.1 Modele matematice în timp continuu. Tratatrea timpului	21
2.2. Soluții de reglare automată „low-cost automation”. Metode de dezvoltare a reguletoarelor PI(D) apelate în teză	23
2.2.1. Soluții de reglare automată “low cost automation”	23
2.2.2. Metode de dezvoltare a reguletoarelor PI(D) (soluții LCA) pentru modele de tip „benchmark” apelate în teză	25
2.3. Soluții de reglare automată cu reguletoare cu două grade de libertate (RG-2DOF). Metode de dezvoltare a reguletoarelor	33
2.4. Soluții de reglare cu reguletoare fuzzy de tip Mamdani și cu reguletoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno. Metode de dezvoltare	39
2.4.1. Reguletoare fuzzy cu dinamică ca soluții de reglare LCA	39
2.5. Sisteme de reglare automată cu predicție	44
2.6. Concluzii și contribuții personale	50
<b>PARTEA a II-a</b>	<b>51</b>
3. Sistemul de transmisie a puterii la autovehicule	52
3.1. Sinteză asupra evoluției sistemelor de transmisie a puterii la autovehicule	52
3.2. Modelarea matematică a sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule	53
3.2.1. Modelarea matematică a componentelor sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule	53
3.2.2. Modelul matematic neliniar a sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule. Liniarizarea modelului neliniar	61
3.2.3. Regimuri de funcționare semnificative pentru testarea prin simulare a sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la un autovehicul	64
3.3. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule	68
3.3.1. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată a vitezei cu RG-PI(D) pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule	68
3.3.2. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-GS pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule	73

## 6 Cuprins

---

3.3.3. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-F-TS pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii	73
3.4. Concluzii și contribuții personale	76
4. Servosistemul acționat de un electromagnet	81
4.1. O sinteză asupra sistemelor mecatronice	81
4.2. Modelarea matematică a servosistemului acționat de un electromagnet (electromagnetic)	82
4.3. Dezvoltarea unor structuri de reglare automată pentru servosistemul acționat electromagnetic	89
4.3.1. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-PI(D) pentru S-AAE în variantă inițială și simplificată	90
4.3.2. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-GS pentru S-AAE	93
4.3.3. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-2DOF pentru S-AAE	94
4.3.4. Dezvoltarea regulatorului fuzzy de tip Takagi-Sugeno pentru S-AAE	95
4.3.5. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-F-TS-2-DOF pentru S-AAE	99
4.3.6. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-F-GS pentru S-AAE	101
4.3.7. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-MPC pentru S-AAE	104
4.4. Verificarea soluțiilor de reglare. Rezultate de simulare	105
4.5. Concluzii și contribuții personale	115
5. Aplicație de laborator: Sistemul cu levitație magnetică cu 2 electromagneți	118
5.1. O sinteză asupra evoluției sistemelor cu levitație magnetică. Prezentarea echipamentului de laborator	118
5.1.1. Prezentarea echipamentului de laborator – SLM2EM	119
5.2. Modelarea matematică a sistemului cu levitație magnetică cu 2 electromagneți	124
5.2.1. Simplificarea modelului matematic al SLM2EM	127
5.3. Dezvoltarea de sisteme de reglare automată pentru sistemul cu levitație magnetică cu 2 electromagneți	127
5.3.1. Dezvoltarea structurii de reglare după stare (SRA-x) pentru sistemul de levitație magnetică cu 2 electromagneți.	129
5.3.2. Dezvoltarea structurii de reglare cu regulator PID pentru SLM2EM.	130
5.3.3. Dezvoltarea structurii de reglare cu regulator 2-DOF pentru SLM2EM	132
5.3.4. Dezvoltarea SRA cu regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno pentru SLM2EM	134
5.4. Rezultate experimentale obținute pentru soluțiile de reglare utilizate în cadrul tezei	137
5.4.1. Rezultate experimentale la utilizarea unei SRA-x	138
5.4.2. Rezultate experimentale la utilizarea unui RG-PID	138
5.4.3. Rezultate experimentale la utilizarea unui RG-PI	141
5.4.4. Rezultate experimentale la utilizarea unui RG-2DOF	143
5.4.5. Rezultate experimentale la utilizarea unui RG-F-TS	145
5.4.6. Compararea diferitelor soluții de reglare	145
5.5. Concluzii și contribuții personale	147
6. Concluzii. Contribuții aduse prin teză. Direcții ulterioare de cercetare	148
6.1. Concluzii	148
6.2. Contribuții revendicate	149
6.2.1. Contribuții în Partea I	149
6.2.2. Contribuții în Partea a II-a	150

---

6.3. Direcții ulterioare de cercetare	150
<b>Anexe</b>	152
<b>Anexa 1.</b> Programe Matlab	153
Anexa A1.1. Programe Matlab pentru generarea algoritmului bazat pe tehnica Gain-Scheduling	153
Anexa A1.2. Programe Matlab pentru calculul polinoamelor sistemului de reglare automată cu reglatoare cu două grade de libertate	153
<b>Anexa 2.</b> Scheme bloc informaționale	156
Anexa A2.1. Schema bloc informațională a S-AAE simplificat	156
Anexa A2.2. Schema bloc informațională a S-AAE în varianta 2	157
<b>Bibliografie</b>	158
<b>Lucrari proprii</b>	167



## LISTĂ DE FIGURI

<b>Nr. Fig.</b>	<b>Semnificația</b>
Fig.2.1.1.	Schema bloc informațională a unui sistem (in particular, proces)
Fig.2.1.2.	Modelul Hammerstein
Fig.2.1.3.	Modelul Wiener
Fig.2.1.4.	O clasificarea modelelor matematice din punctul de vedere al abordării lor în cadrul tezei
Fig.2.2.1.	Structura de bază pentru un SRA-c cu regulator 1-DOF (RG)
Fig.2.2.2.	Structuri de bază și extinse pentru regulatoarele tipizate
Fig.2.2.3.	Diagramele pentru determinarea performanțelor realizate cu metoda ESO-m
Fig.2.2.4.	Comutarea de pe un algoritm de reglare pe altul
Fig.2.2.5.	Schema bloc informațională relativă la trecerea de pe a.r.n. (1) pe a.r.n. (2)
Fig.2.2.6.	Graficul funcției $\tanh(x)$
Fig.2.3.1.	Structura de SRA cu regulator cu două grade de libertate (2-DOF)
Fig.2.3.2.	Structura de SRA cu regulator cu două grade de libertate (2-DOF)
Fig.2.3.3.	Structura de SRA cu regulator cu două grade de libertate (2-DOF) cu model de referință $H_{pm}(q^{-1})$
Fig.2.4.1.	Schema bloc de principiu aferentă unui SRA cu RG-F (varianta clasică)
Fig.2.4.2.	Funcțiile de apartenență acceptate ale variabilele lingvistice de intrare (a) și ale variabilele lingvistice de ieșire (b)
Fig.2.5.1.	Pașii de dezvoltare ai strategiei MBPC
Fig.2.5.2.	Forma analitică standard (2-DOF) a structurii de reglare automată cu predicție bazată pe model (MPC)
Fig.2.5.3.	Structura sistemului de reglare automată generalizată în varianta RST
Fig.3.1.1.	Schema de principiu a unui sistem de transmisie a puterii la autovehicule
Fig.3.1.2.	Schema de principiu a unui sistem de transmitere cu variație continuă a puterii la autovehicule
Fig.3.2.1.	Schema bloc detaliată a unui sistem de transmitere cu variație continuă a puterii la autovehicule
Fig.3.2.2.	Diagrama p-V a motorului cu aprindere prin scânteie
Fig.3.2.3.	Caracteristica cuplului în funcție de turația motorului (după depășirea turației / vitezei unghiulare de mers în gol)
Fig.3.2.4.	Componentele unui convertor de cuplu
Fig.3.2.5.	Caracteristica aferentă factorului $k(I_2)$ .
Fig.3.2.6.	Caracteristica aferentă raportului $i_{tq}(I_3)$
Fig.3.2.7.	Principiul de funcționare al transmisiei CVT
Fig.3.2.8.	Caracteristica aferentă raportului $i_{CVT}(I_5)$
Fig.3.2.9.	Schema bloc informațională a sistemului STPA

- Fig.3.2.10. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul demaraj  
 Fig.3.2.11. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul depasire  
 Fig.3.2.12. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul rampa  
 Fig.3.2.13. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul frana  
 Fig.3.2.14. Comportamentul sistemului de transmisie a puterii în regimul croazieră
- Fig.3.3.1. Rezultate de simulare ale SRA cu RG-PI dezvoltat pentru STPA  
 Fig.3.3.2. Rezultate de simulare ale SRA cu RG-PID dezvoltat pentru STPA  
 Fig.3.3.3. Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{SO}(u_0, J_{vech})$ , pentru cazurile marcate cu bold și pentru cazul  $J_{vech} = 65.875$   
 Fig.3.3.4. Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{SO}(u_0, J_{vech})$ , pentru  $u_0=9$  și  $J_{vech}$  se modifica  
 Fig.3.3.5. Schema bloc Matlab&Simulink aferentă SRA cu RG-PI-GS dezvoltată pentru STPA  
 Fig.3.3.6. Rezultate de simulare ale SRA cu RG-PI-GS dezvoltat pentru STPA: (a) viteza, (b) iCVT și (c) viteza unghiulara a motorului  
 Fig.3.3.7. Rezultate de simulare ale SRA cu RG-F-TS-1 dezvoltat pentru STPA: (a) viteza, (b) iCVT și (c) viteza unghiulara a motorului  
 Fig.3.3.8. Rezultate de simulare ale SRA cu RG-F-TS-2 dezvoltat pentru STPA: (a) viteza, (b) iCVT și (c) viteza unghiulara a motorului  
 Fig.3.3.9. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-F-TS-1 dezvoltat pentru STPA in regimul croaziera: (a) viteza unghiulara a motorului, (b) iCVT și (c) viteza vehiculului  
 Fig.3.3.10. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-F-TS-2 dezvoltat pentru STPA in regimul croaziera: (a) viteza unghiulara a motorului, (b)  $i_{CVT}$  și (c) viteza vehiculului
- Fig.4.1.1. Structura unui ambreiaj in stare cuplata (a) și a unui ambreiaj in stare decuplata (b)  
 Fig.4.2.1. Schema de principiu a sistemului masă-arc-amortizor acționat electromagnetic  
 Fig.4.2.2. Caracteristica statică  $F = f(i)$   
 Fig.4.2.3. Schema bloc informațională aferente sistemului masă-arc-amortizor acționat electromagnetic
- Fig.4.3.1. Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{SO}(p.d.f., RG - PID - 1)$   
 Fig.4.3.2. Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{SO}(p.d.f., RG - PID - 1, RG - PI - 1)$   
 Fig.4.3.3. Schema bloc informațională a SRA cu RG-2DOF dezvoltat pentru S-AAE  
 Fig.4.3.4. Schema bloc informațională a SRA cu RG-F-TS dezvoltat pentru S-AAE  
 Fig.4.3.5. Alura funcției de apartenență pentru intrarea  $e_k$  a RG-F-TS  
 Fig.4.3.6. Alura funcției de apartenență pentru intrarea  $\Delta e_k$  a RG-F-TS  
 Fig.4.3.7. Schema bloc informațională a RG-F-TS-2DOF dezvoltat pentru S-AAE  
 Fig.4.3.8. Schema bloc informațională a SRA cu RG-F-PI-GS dezvoltat pentru S-AAE  
 Fig.4.3.9. Funcțiile de apartenență acceptate ale variabilele lingvistice de intrare

## 10 Listă de figuri

---

- Fig.4.3.10. Funcțiile de apartenență acceptate ale variabilele lingvistice de ieșire
- Fig.4.4.1. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului MAAaE în (a), (b) și (c) și a sistemului MAAaE simplificat în (d), (e) și (f)
- Fig.4.4.2. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a SRA cu RG-PI proiectat pentru MM-ISI-NL-2 liniarizat în jurul p.d.f. (4), (5) și (6) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.4.4.3. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (3) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.4.4.4. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (4) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.4.4.5. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (5) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.4.4.6. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (3) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.4.4.7. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (4) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.4.4.8. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (5) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.4.4.9. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS proiectate pentru S-AAE
- Fig.4.4.10. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS proiectate pentru S-AAE
- Fig.4.4.11. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-MPC proiectate în p.d.f. (2), (3), (4) și (5) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.4.4.12. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-MPC proiectate în p.d.f. (2), (3), (4) și (5) și testate pe MM-ISI-NL-1
- Fig.5.1.1. Schema de principiu a sistemului cu levitație magnetică cu 2 electromagneți (SLM2EM)
- Fig.5.1.2. Echipamentul de laborator MLS2EM
- Fig.5.1.3. Fereastra principală a sistemului MLS2EM
- Fig.5.1.4. Fereastra Meniului de Identificare din cadrul sistemului MLS2EM
- Fig.5.1.5. Fereastra de identificare a caracteristicii statice curent/tensiune
- Fig.5.1.6. (a) Curentul prin bobină, (b) Coeficienții caracteristicii elementului de execuție
- Fig.5.1.7. Fereastra de identificare a comenzii minime
- Fig.5.1.8. (a) Caracteristica poziției sferei; (b) Coeficienții obținuți în urma analizei comenzii minime
- Fig.5.1.9. Fereastra de identificare a caracteristicii dinamice curent/tensiune
- Fig.5.1.10. Rezultatele de simulare privind comportarea dinamică a elementului de execuție: (a) curentul prin EM1 - fără sferă; (b) curentul prin EM1 - cu sferă fixată pe EM2; (c) curentul prin EM1 - cu sferă fixată pe surub

- Fig.5.1.11. Rezultatele de simulare privind comportarea dinamică a elementului de execuție (a) curentul prin EM2 - fără sferă; (b) curentul prin EM2 - cu sfera fixată pe EM2; (c) curentul prin EM2 - cu sferă fixată pe surub
- Fig.5.1.12. Meniul "Modele de simulare și Regulate"are"
- Fig.5.2.1. Schema de principiu a sistemului cu levitație magnetică cu doi electromagneți (SLM2EM)
- Fig.5.3.1. Schemă bloc informațională cu SRA-x dezvoltat pentru MLS2EM
- Fig.5.3.2. Schemă bloc informațională a MLS2EM împreună cu SRA-x și RG-convențional
- Fig.5.3.3. Schemă bloc informațională a SLM2EM cu SRA-x și RG-2DOF
- Fig.5.3.4. Schemă bloc informațională a SRA cu RG-F-TS dezvoltat pentru SML2EM
- Fig.5.3.5. Funcțiile de apartenență ale variabilelor lingvistice de intrare: (a) eroarea de reglare, (b) derivata erorii
- Fig.5.3.6. Caracteristica statică neliniară a RG-F-TS
- Fig.5.3.7. Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{50}(p.d.f., RG - PI, Rg - PID)$ ,
- Fig.5.4.1. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-x pentru SLM2EM
- Fig.5.4.2. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-x pentru SLM2EM în prezența unor perturbații exterioare de tip: (a) PWM, (b) sinusoidal și (c) SPAB
- Fig.5.4.3. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-PID proiectat pentru SLM2EM
- Fig.5.4.4. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-PID proiectat pentru SLM2EM în prezența unor perturbații externe de tip sinusoidal și SPAB
- Fig.5.4.5. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-PI proiectat pentru SLM2EM
- Fig.5.4.6. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-PI proiectat pentru SLM2EM în prezența unor perturbații exterioare de tip: (a) PWM, (b) sinusoidal și (c) SPAB
- Fig.5.4.7. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-2DOF proiectat pentru SLM2EM
- Fig.5.4.8. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-2DOF proiectat pentru SLM2EM în prezența unor perturbații exterioare evidențiind: (a) poziția, (b) curenții prin cei doi electromagneți și (c) tensiunile aplicate celor doi electromagneți
- Fig.5.4.9. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-F-TS proiectat pentru SLM2EM
- Fig.5.4.10. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-F-TS proiectat pentru SLM2EM în prezența unor perturbații externe evidențiind: (a) poziția, (b) curenții prin cei doi electromagneți și (c) tensiunile aplicate celor doi electromagneți
- Fig.A2.1. Schema bloc informațională a S-AAE simplificat
- Fig.A2.2. Schema bloc informațională a S-AAE în varianta 2

## LISTĂ DE TABELE

### Nr. Tabel    Semnificația

- Tabelul 1.1.1. Scurta sinteză a contribuțiilor personale
- Tabelul 2.2.1. Situații de aplicare a metodelor MO-m, SO-m și ESO-m
- Tabelul 2.5.1. Modele matematice utilizate în reglarea cu predicție
- Tabelul 3.2.1. Influența momentului de inerție asupra performanțelor vehiculului
- Tabelul 3.2.2. Funcțiile de transfer pentru fiecare p.d.f. și masa aditionala nula
- Tabelul 3.3.1. Valorile parametrilor de acordare ai RG-PI
- Tabelul 3.3.2. Valorile parametrilor de acordare ai RG-PID
- Tabelul 3.3.3. Valorile numerice pentru maximul funcției de sensibilitate și pentru inversa acestuia pentru cele noua cazuri semnificative
- Tabelul 3.3.4. Valorile numerice ale parametrilor,  $k_p^i$  și  $k_I^i$
- Tabelul 4.1.1. Sinteza asupra avantajelor și dezavantajelor prezente la electromagneți
- Tabelul 4.2.1. Valorile numerice ale parametrilor S-AAE
- Tabelul 4.2.2. Funcțiile de transfer  $H_{PC}(s)$  aferente MM-ISI-NL-1 (col.2) și (col.3) și aferente MM-ISI-NL-3 (col.4)
- Tabelul 4.3.1. Parametrii de acordare ai RG-PI(D)
- Tabelul 4.3.2. Valorile pentru maximul funcției de sensibilitate și pentru inversa acestuia
- Tabelul 4.3.3. Polinoamele  $A(q^{-1})$  și  $B(q^{-1})$  aferente celor cinci p.d.f. ale S-AAE (folosite în dezvoltare)
- Tabelul 4.3.4. Polinoamele  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  ale RG-2DOF dezvoltate pentru aplicația S-AAE
- Tabelul 4.3.5. Valorile numerice ale parametrilor,  $k_p^i$  și  $k_I^i$
- Tabelul 4.3.6. Polinoamele  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  ale RG-F-TS-2DOF dezvoltate pentru aplicația S-AAE
- Tabelul 4.3.7. Polinoamele  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  și parametrul  $\lambda$ , ale RG-MPC dezvoltate pentru aplicația S-AAE
- Tabelul 4.1.1. Tabel explicativ privind acționarea electromagnetului, respectiv ambreiajului
- Tabelul 4.4.2. Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate pentru aplicația S-AAE
- Tabelul 4.4.3. Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS proiectate pentru aplicația S-AAE
- Tabelul 5.2.1. Valorile parametrilor procesului condus
- Tabelul 5.2.2. Puncte de funcționare rezultate în urma identificării
- Tabelul 5.2.3. Valori numerice ale f.d.t., deduse din MM-Ln pentru cele trei puncte de funcționare
- Tabelul 5.3.1. Valorile numerice ale polilor alocați
- Tabelul 5.3.2. Valori numerice ale f.d.t. și ale RG-PI(D) proiectate în cele trei puncte de funcționare

- Tabelul 5.3.3. Valori numerice SRA-x, ale polinoamelor PC și ale polinoamelor RG-2DOF
- Tabelul 5.3.4. Parametrii RG-F-TS pentru cele trei p.d.f.
- Tabelul 5.3.5. Valorile numerice pentru maximul funcției de sensibilitate și pentru inversa acestuia
- Tabelul 5.4.1. Indicatori de performanță ai SRA-x proiectat pentru SLM2EM
- Tabelul 5.4.2. Indicatori de performanță ai SRA cu RG-PI proiectat pentru SLM2EM
- Tabelul 5.4.3. Indicatori de performanță ai SRA cu RG-2DOF proiectat pentru SLM2EM

## LISTĂ DE ABREVIERI

Abrevieri	Semnificația
STPA	Sistemul de transmisie a puterii la autovehicule
S-AAE	Sistemul – ambreiaj acționat electromagnetic
SLM2EM	Sistemul cu levitație magnetică cu 2 electromagneți
LC	Low Cost
LCA	Low Cost Automation
RG	Regulator
PC	Proces condus
MM	model matematic
MAC	Model Algorithm Control
DMC	Dynamic Matrix Control
MBC	Model Based Control
MBD	Model Based Design
IMC	Internal Model Control
EMC	External Model based Control
MPC	reglare cu predicție bazată pe model (Model Predictive Control)
GPC	reglare cu predicție generalizată (Generalized Predictive Control)
CAD	dezvoltare asistată de calculator (Computer Aided Design)
MO-m	Metoda modulului optim (Modulus Optimum Method)
SO-m	Metoda optimului simetric (Symmetrical Optimum Method)
ESO-m	Metoda optimului simetric extins (Extended Symmetrical Optimum Method)
ZOH	Elementul de retenere – Zero-Order-Hold
VL	variabile lingvistice
TL	termeni lingvistici
SLM	sistem cu levitație magnetică
SLM2EM	sistem cu levitație magnetică cu doi electromagneți (MLS2EM „Magnetic Levitation System with 2 Electromagnets”)
EM	electromagnet
SRA-x	structură de reglare după stare
ES-x	estimator de stare
BC-x	bloc de compensare după stare
DC-x	dispozitiv de conducere după stare
EC	element de comparație
AS	amplificator sumator
RSC	regim staționar constant
PWM	„Pulse Width Modulator”
SPAB	semnal pseudoaleator binar
ATF	Automatic Transmission Fluid – Fluid pentru transmisie automată
cc	Centimetrii cubi
CI	Circuit închis
cp	Cal putere (1 cp = 0.735 kW)
cvasi-PI-IE	Algoritm de reglare numerică cvasicontinuă de tip PI (integrarea ieșirii)

CVT	Transmisie cu variație continuă (Continuously Variable Transmission) feedback-loop Buclă de reacție
Hatchback	Tip de caroserie care conține cabina pasagerului și un spațiu pentru marfă integrat (Hatch = trapă)
IVT	Transmisie cu variație infinită (Infinitely Variable Transmission)
MM-II	Model Matematic Intrare-Ieșire
MM-ISI	Model Matematic Intrare – Stare – Ieșire
MM-ISI-Ln	Model Matematic Intrare – Stare – Ieșire liniarizat
MM-ISI-NL	Model Matematic Intrare – Stare – Ieșire neliniar
MM-Ln	Model Matematic liniarizat
MM-NL	Model Matematic neliniar
1-DOF	Un grad de libertate (One degree of freedom)
2-DOF	Doua grade de libertate (Two degrees of freedom)
PC-NL	Proces condus neliniar
PT2	Element Proporțional cu Temporizare de ordinul 2
GS	Gain-Scheduling
RG	Regulator (controller)
RG-F	Regulator fuzzy
RG-F-TS	Regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno
TS	Takagi-Sugeno
M	Mamdani
RG-F-M	Regulator fuzzy de tip Mamdani
RG-P	Regulator Proporțional
RG-PI	Regulator Proporțional Integrator
RG-MPC	Regulator cu predicție bazat pe model
RG-PID	Regulator Proporțional-Integrator-Derivativ
RG-PI-GS	Regulator Proporțional Integrator cu Gain Scheduling
RG-2DOF	Regulator cu două grade de libertate
RG-F-TS-2DOF	Regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno cu două grade de libertate
RG-F-TS-GS	Regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno Gain-Scheduling
SRA	Structură de Reglare Automată
LMI	Linear Matrix Inequalities
m.a.s.	Motor cu aprindere prin scânteie (motorul cu explozie, pe benzina)
f.d.ap.	funcții de apartenență
p.d.f.	punct de funcționare
f.d.t.	funcție de transfer
a.r.n. CvC	algoritm de reglare numerică cvasicontinuă
a.i.a.s	ardere internă și aprindere prin scânteie
a.r.n.	algoritm de reglare numerică
a.r.	algoritm de reglare
a.r.n. CvC	algoritm de reglare numerică cvasicontinuă
s.a.	și alții
F-r	filtru pe canalul de referință
ZI	zonă de insensibilitate
AWR	Anti-Windup-Reset
ARX	Auto-Regressive eXogenous
ARIX	Auto-Regressive Integrated eXogenous
ARMAX	Auto-Regressive Moving-Average eXogenous
ARIMAX	Auto-Regressive Moving-Average Integrated eXogenous



## LISTĂ CU NOTAȚIILE UTILIZATE

<b>Notații</b>	<b>Semnificația</b>
$\underline{u}(t)$	mărimile/variabilele de intrare
$\underline{v}(t)$	mărimile/variabilele de perturbație
$\underline{x}(t)$	mărimile de stare
$\underline{y}(t)$	mărimile/variabile de ieșire
$e$	eroarea de reglare
$y$	ieșirea măsurată
$v_1$	perturbația care acționează pe ieșirea procesului
$v_2$	perturbația care acționează pe intrarea procesului
$\sigma_1$	suprareglaj
$t_r$	timp de reglare
$t_1$	timp de prima reglare redus
$k_p(t)$	constanta proporțională
$k_i(t)$	constanta integratoare
$H(s)$	funcție de transfer (f.d.t.)
$L(s), H_o(s)$	f.d.t. a sistemului deschis
$H_r(q^{-1})$	f.d.t. a sistemului închis
$A(s), B(s)$	polinoamele f.d.t.
$S(s)$	funcție de sensibilitate
$T(s)$	complementara funcției de sensibilitate
$R(q^{-1}), S(q^{-1}), T(q^{-1})$	polinoamele regulatorului 2DOF
$P(q^{-1}), H_{pm}(s)$	polinom de referință
$n_A, n_B, n_S, n_R, n_T, n_P$	gradele polinoamelor (A, B, S, R, T și P)
$n_C$ și $n_D$	gradele polinoamelor C și D
$r$ (sau $w$ )	referință
$u$	mărime de comandă (control signal)
$y$	ieșirea măsurată
$\hat{T}_P$	valorile normalizate ale poziției pedalei accelerației electronice
$T_{t_p}$	constanta de timp relativă la "miscarea pedalei" accelerației electronice
$T_C$	cuplul de la ieșirea convertorului de cuplu (clutch torque) [N·m]
$\omega_C$	viteza unghiulară a de intrare în convertorul de cuplu [rad/sec]
$\omega_{eng}$	viteza unghiulară a motorului [rad/sec]

$\omega_{tr}$	viteza unghiulară a de la ieșirea subsistemului de transmisie CVT [rad/sec]
$\omega_w$	viteza unghiulară a roților [rad/sec]
$i_{tq}$	raportul cuplului (torque ratio) aferent convertorului de cuplu
$i_{CVT}$	raportul de transmisie al cutiei de viteze
$i_{frg}$	raportul de la diferențial (final drive ratio sau differential ratio)
$v_v$	viteza vehiculului [km/h]
$T_{tr}$	cuplul de la ieșirea subsistemului de transmisie [N·m]
$T_w$	cuplul de la ieșirea din diferențial [N·m]
$T_{eng}$	cuplul motorului (engine torque) [N·m]
$T_{Drag}$	cuplul de rezistență aerodinamică [N·m]
$T_{Roll}$	cuplul de frecări (friction torque) [N·m]
$J_{veh}$	momentul de inerție al autovehiculului [kg·m <sup>2</sup> ]
$J_{eng}$	momentul de inerție al motorului [kg·m <sup>2</sup> ]
$c$	coeficientul de rezistență aerodinamic
$A$	aria secțiunii autovehiculului
$\rho$	densitatea fluidului
$c_{Roll}$	coeficient de rezistență la sol
$r_w$	raza roții
$m$	masa vehiculului
$m_0$	masa în gol
$\Delta m_v$	sarcină utilă
$k$	coeficientul de capacitate $K$ (K-factor)
$T_{max}$	cuplul maxim al motorului [N·m]
$T_p$	cuplul motorului corespunzător puterii maxime [N·m]
$\omega_p$	viteza unghiulară a motorului la putere maximă [rad/sec]
$\omega_M$	viteza unghiulară a motorului la cuplu maxim [rad/sec]
$throttle$	poziția pedalei de accelerație [%]
$\Gamma_2, \Gamma_3$	caracteristica grafică (funcție neliniară) aferente turațiilor $\omega_c$ și $\omega_{eng}$
$\Gamma_4$	caracteristica grafică (funcție neliniară) aferentă raportului $i_{CVT}$ și $v_v$
$T_e$	perioada de eșantionare
$e_k^i$	eroarea de reglare
$\Delta e_k^i$	incrementul erorii de reglare
$\Delta u_k^i$	incrementul comenzii

18 Listă de notații

---

$q^{-1}$	operatorul de întârziere elementar
$d$	timpul mort exprimat în perioade de eșantionare ( $d \geq 0$ )
$e(k)$	o secvență de zgomot alb discret cu media zero și varianța $\sigma_e^2$
$c$	orizontul de comanda
$N_2$ și $N_1$	orizontul de predicție maxim și minim
$\bar{\delta}(j), \lambda(j)$	secvențele de ponderare
$\lambda$	coeficient de ponderare
$p$	orizontul maxim al ieșirii (orizontul de predicție)
$p_m$	orizontul minim de predicție

# 1. INTRODUCERE

## 1.1. Scurtă prezentare a tezei

Dezvoltarea spectaculoasă pe parcursul ultimelor decade a metodelor de conducere a proceselor (identificare, comandă, reglare, optimizare, supraveghere incluzând și diagnoza stării sistemului și a defecțiunilor posibile) bazate pe tehnologiile numerice de prelucrare a informației, a permis implementarea unor soluții de conducere din ce în ce mai eficiente. Aceste soluții trebuie să fie capabile să facă față multiplelor situații – adeseori dificile – care apar în conducerea proceselor complexe. În acest sens, teza de doctorat este orientată spre noi metode de dezvoltare a unor soluții de reglare automată de tip "low cost" dedicate controlului poziției și vitezei a trei aplicații din domeniul mecatronic: (1) Sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule; (2) Ambreiajul acționat electromagnetic; și (3) Echipamentul de laborator – Sistemul cu levitație magnetică cu doi electromagneți.

Lucrarea de față se plasează în contextul unei evoluții continue a industriei autovehiculelor, într-un cadru de dezvoltare în care eforturile pentru îmbunătățirea performanțelor autovehiculelor sunt într-o continuă creștere. Eficiența consumului de combustibil și a consumului de ulei și reducerea cantității de substanțe emise reprezintă cele mai importante aspecte care sunt luate în considerare în dezvoltarea autovehiculelor. La toate acestea se adaugă nenumăratele aspecte legate de confortul pasagerilor, care sunt evidențiate cu succes prin atenția dezvoltatorilor la cele mai mici detalii.

Lucrarea de față este un tot unitar, ce cuprinde soluții de reglare "low cost" dezvoltate pentru aplicații mecatronice, însă pentru o ușoară urmărire, teza de doctorat a fost structurată pe două părți semnificative:

- Partea I cuprinde capitolul 2, în care sunt sintetizate noțiunile de bază ale teoriei soluțiilor de reglare automată "low cost";
- Partea a II-a cuprinde trei capitole de bază - 3, 4 și 5, care contin contribuțiile aduse în domeniul aplicațiilor mecatronice, și un capitol (6) de concluzii finale și contribuții personale.

În final sunt adăugate Anexele și Bibliografia.

În Partea I, în capitolul 2, sunt definite conceptele de bază de Low-Cost-Automation (LCA), de proiectare bazată pe model (MBD) și de conducere bazată pe model (MBD). De asemenea, sunt tratate problemele teoretice legate de dezvoltarea soluțiilor de reglare automată încadrabile în categoria soluțiilor LCA: (1) soluții de reglare cu regulatoare PI(D) (ca suport de comparație pentru celelalte soluții), (2) regulatoare cu două grade de libertate, (3) regulatoare fuzzy de tip Mamdani și de tip Takagi-Sugeno și (4) regulatoare cu predicție bazate pe model. Unele din aceste metode includ și extensii de tipul Gain-Scheduling. Aceste noțiuni teoretice sunt necesare deoarece constituie suportul dezvoltării, ulterioare, a acestora pentru cele trei aplicații mecatronice.

Partea a II-a, este structurată pe patru capitole (capitolele 3, 4, 5 și 6) și este dedicată dezvoltării soluțiilor de reglare pentru cele trei procese.

În capitolul al 3-lea, este abordată aplicația sistemului de transmisie a puterii la autovehicule; este descrisă, în detaliu, modelarea matematică a sistemului de transmisie a puterii la autovehicule, și sunt trecute regimurile posibile de funcționare ale unui autovehicul. Pentru această aplicație mecatronică sunt dezvoltate, testate și verificate, prin simulare, patru structuri de reglare automată (SRA) "low cost":

- SRA cu regulatoare PI;
- SRA cu regulatoare PID;
- SRA cu regulatoare bazate pe tehnica Gain-Scheduling;
- SRA cu regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno.

Tot în cadrul acestui capitol, este realizată o analiză de sensibilitate în raport cu perturbațiile parametrice ale procesului, reprezentate prin variația momentului de inerție al vehiculului, în funcție de modificările masei vehiculului.

În capitolul al 4-lea este descrisă, în detaliu, modelarea matematică a servosistemului (ambreiajului) acționat electromagnetic; în cadrul acestui capitol, sunt analizate, inclusiv, modelele simplificate ale aplicației mecatronice. De asemenea sunt dezvoltate, testate și verificate, patru structuri de reglare automată (SRA) "low cost" pentru modelele matematice analizate:

- SRA cu regulatoare PI;
- SRA cu regulatoare PID;
- SRA cu regulatoare bazate pe tehnica Gain-Scheduling;
- SRA cu regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno.
- SRA cu regulatoare cu două grade de libertate;
- SRA cu regulatoare fuzzy cu două grade de libertate;
- SRA cu regulatoare PID Gain-Scheduling cu adaptare fuzzy;
- SRA cu regulatoare cu predicție bazată pe model.

În capitolul al 5-lea este prezentat, în detaliu, echipamentul de laborator al sistemului cu levitație magnetică cu doi electromagneți; este detaliată și modelarea matematică a echipamentului. Pentru această aplicație sunt dezvoltate, testate și verificate prin simulări și experimente, cinci structuri de reglare automată (SRA) "low cost":

- Structura de reglare după stare;
- SRA cu regulatoare PID;
- SRA cu regulatoare PI;
- SRA cu regulatoare cu două grade de libertate;
- SRA cu regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno.

În capitolul al 6-lea sunt sintetizate concluziile finale, contribuțiile personale, o sinteză asupra publicării rezultatelor de cercetare din teză, precum și direcțiile de cercetare viitoare.

Anexele la teză cuprind programe și scheme bloc informaționale Matlab&Simulink care nu sunt incluse în capitolele principale din cadrul tezei, dar care sunt în strânsă corelație cu acestea.

## 1.2. Contribuții aduse prin teză

Contribuțiile personale sunt evidențiate, în detaliu, la finalul fiecărui capitol în parte; acestea sunt prezentate succint în cadrul acestui capitol, în Tabelul 1.1.1.

Tabelul 1.1.1. Scurtă sinteză a contribuțiilor personale

Partea Capitolul	Contribuții	Articole suport
I cap.2	<ul style="list-style-type: none"> <li>definirea și sintetizarea condițiilor pentru care o aplicație poate fi încadrată în categoria LCA;</li> <li>prezentarea sistematică a unor clase de modele orientate spre utilizarea unor soluții de reglare LCA;</li> <li>sinteză asupra unor metode de dezvoltare a unor RG-PI(D);</li> <li>definirea tehnicilor de dezvoltare Gain-Scheduling în vederea includerii acestora în categoria LCA;</li> <li>analiza comparativă între două abordări legate de dezvoltarea soluțiilor de reglare automată cu 2DOF;</li> <li>sintetizarea asupra unor algoritmi de reglare fuzzy de tip Mamdani și de tip Takagi-Sugeno;</li> <li>analizarea algoritmilor de reglare automată cu predicție;</li> </ul>	[82]-[86]
II cap.3	<ul style="list-style-type: none"> <li>descrierea și modelarea matematică a componentelor sistemului de transmisie a puterii la autovehicule (STPA): a motorului, a convertorului de cuplu și a transmisiei (efectuarea unor simplificări în modelarea transmisiei de tip CVT);</li> <li>construirea unui model matematic aferent aplicației STPA;</li> <li>definirea a cinci regimuri de funcționare aferente unui STPA;</li> <li>dezvoltarea unor soluții de reglare automată LCA dedicate reglării vitezei autovehiculului;</li> </ul>	[101] și [115]
II cap.4	<ul style="list-style-type: none"> <li>modelarea matematică a servosistemului acționat electromagnetic sub forma unui sistem masă-arc-amortizor, având ca și variabilă de stare curentul; simplificarea acestui model matematic în vederea dezvoltării soluțiilor de reglare;</li> <li>modelarea matematică a servosistemului acționat electromagnetic sub forma unui sistem masă-arc-amortizor având ca și variabila de stare fluxul magnetic</li> <li>dezvoltarea a opt algoritmi de reglare (propuși) pentru reglarea poziției ambreiajului acționat electromagnetic, încadrabili în categoria LCA;</li> <li>dezvoltarea unui program Matlab&amp;Simulink de calcul al coeficienților polinoamelor RG-2DOF;</li> <li>dezvoltarea programelor de simulare pentru testarea soluțiilor de reglare LCA pe S-AAE.</li> </ul>	[44], [61], [82], [84], [121], [122], [123] și [150]
II cap.5	<ul style="list-style-type: none"> <li>modelarea matematică a SLM2EM și determinarea modelului simplificat aferent MM-ISI liniarizat;</li> <li>determinarea valorilor parametrilor procesului pe calea identificării experimentale;</li> <li>dezvoltarea unor soluții de reglare RG-PI și RG-PID;</li> <li>dezvoltarea unei soluții de reglare cu RG-2DOF;</li> <li>dezvoltarea unui algoritm de reglare fuzzy de tip Takagi-Sugeno, definirea concluziilor și construirea bazei de reguli</li> <li>definirea unor scenarii de simulare pentru testarea soluțiilor de reglare automată (inclusiv a celor trei tipuri de perturbații: PWM, sinusoidal și SPAB).</li> </ul>	[146]-[149]

## PARTEA I

# 2. SISTEME MODERNE DE REGLARE AUTOMATĂ CU REGULATOARE „LOW-COST”. METODE DE DEZVOLTARE

### 2.1. Structuri de reglare automată bazate pe model

În dezvoltarea structurilor de conducere automată (în particular a sistemelor de reglare automată -SRA) ale unui proces (proces condus - PC), modelul matematic (MM) al acestuia (paragraful 1.2) poate fi luat în considerare [1]:

- în faza de dezvoltare a regulatorului, fără ca în final acesta să includă modelul procesului; în acest caz, se vorbește despre dezvoltarea bazată pe model (Model based design - MBD);
- în faza de dezvoltare a regulatorului urmată de includerea modelului procesului în structura regulatorului; în aceste caz, se vorbește de reglarea bazată pe model (Model based control - MBC)

În literatură, structurile de reglare automată bazate pe model sunt clasificate în:

- structuri de reglare bazate pe model intern (internal model based control - IMC) - care utilizează un MM aferent PC în structura regulatorului
- structuri de reglare bazate pe model extern (external reference model based control - EMC); acestea utilizează un MM prin intermediul căruia se impune o anumită desfășurare a SRA (modelul de referință).

În anumite cazuri, reglarea bazată pe model asigură soluției de reglare clasice (peste care a fost suprapusă) proprietăți suplimentare și poate completa metodele tradiționale de dezvoltare a regulatorului.

Pentru soluționarea completă a sarcinilor de conducere, acestea pot fi abordate și implementate într-o structură ierarhică, pe mai multe nivele de prelucrare a informației, care trebuie să fie clar definite. Numărul acestor nivele poate fi diferit [1], [2], acestea rezultând din repartizarea diferită a sarcinilor de conducere. De exemplu, după [1] aceste nivele sunt:

- nivelul de măsurare/ instrumentație și nivelul de reglare primar;
- nivelul de optimizare dinamică;
- nivelul de optimizare în timp real;
- nivelul de programare;
- nivelul de planificare.

În soluțiile MBC, tipul de model aferent procesului (sistemului în ansamblu) apelat în conducere este dependent de nivelul de utilizare a modelului.

În cadrul tezei, au fost dezvoltate soluții de reglare automată „low cost” dedicate unor aplicații mecatronice în speță:

- pentru un sistem de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule;
- pentru un „ambreiaj acționat electromagnetic”, destinat diferitelor clase de autovehicule și a unor sisteme de conducere la nivelul autovehiculelor;
- pentru o aplicație de laborator, destinată reglării poziției unei sfere metalice ce levitează între doi electromagneți.

O parte considerabilă din analiza și modelarea aplicațiilor abordate, împreună cu dezvoltarea reguletoarelor de viteză, respectiv de poziție, au constituit suport pentru Contractul de Cercetare [3].

### 2.1.1 Modele matematice în timp continuu. Tratarea timpului

Cu referire la reprezentarea prin schema bloc a unui sistem dinamic, figura 2.1.1, (în particular, proces condus (PC)), mărimile caracteristice sunt:  $u(t)$  - mărimile/variabilele de intrare,  $v(t)$  - mărimile/variabilele de perturbație,  $x(t)$  - mărimile de stare și  $y(t)$  - mărimile/variabile de ieșire [4].

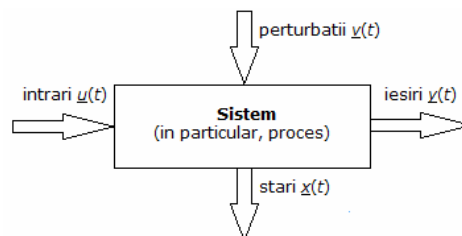


Fig.2.1.1. Schema bloc informațională a unui sistem (în particular, proces)

Soluțiile de conducere bazate pe model (MBC) pot fi dezvoltate utilizând:

- MM-II liniare (liniarizate) sau neliniare aferente PC, explicitate în domeniul timp sau operațional (sub forma funcțiilor de transfer, (f.d.t.), de preferință de ordin redus); în cazul neliniarităților severe, determinarea modelelor din datele de intrare-ieșire a procesului devine o abordare mai dificilă.
- MM-ISI liniare (liniarizate), derivate din ecuațiile primare care descriu modelul, sunt utilizate în procesele neliniare întrucât pot asigura robustețe și stabilitate. De exemplu, pentru a utiliza aceste modele în reglarea automată predictivă, este necesar ca starea să fie accesibilă măsurătorilor sau să includă un observator de stare ce poate influența performanțele și stabilitatea buclei închise.

Având în vedere faptul că, în cazul modelării empirice, este dificil de selectat un model adecvat, se preferă modelele fundamentale deoarece necesită date mai puține, iar parametrii modelului au o semnificație fizică și pot fi estimați din experimente efectuate în laborator sau date de operare [5]. O categorie mai complexă o constituie modele dinamice de tip "cutie neagră", ce combină atât avantajele modelelor empirice, cât și pe ale celor fundamentale [5].

Pentru a reprezenta prin MM II comportamentul neliniar, în literatură sunt prezentate modele clasice cunoscute sub diverse denumiri (clase de modele neliniare); de exemplu, modelele de tip Volterra [6] și MM bazate pe rețele neuronale. Pentru a reduce complexitatea modelelor de tip Volterra, se pot utiliza două subclase de MM-NL speciale:

- *Modelele Hammerstein*: construite din combinarea modelelor dinamice liniare, cu funcția de transfer,  $H(z^{-1})$ , și din neliniarități statice de forma,  $g(\cdot)$  [5], figura 2.1.2.



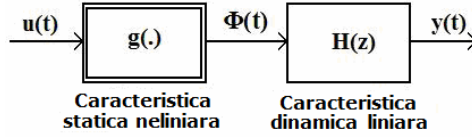


Fig.2.1.2. Modelul Hammerstein

- *Modelele Wiener:* construite din aceleași componente ca și modelul Hammerstein, doar că modelul dinamic liniar și neliniaritățile statice sunt conectate în serie, invers, figura 2.1.3.

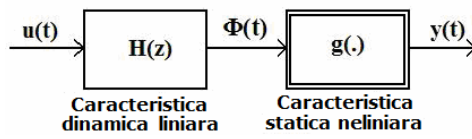


Fig.2.1.3. Modelul Wiener

Figura 2.1.4 sintetizează, după [1] și [2] (prelucrat), o clasificare relativ completă a caracterizării sistemelor dinamice prin MM (în particular a PC). Modelele matematice apelate în cadrul tezei sunt preponderent modele matematice (analitice) – parametrice.

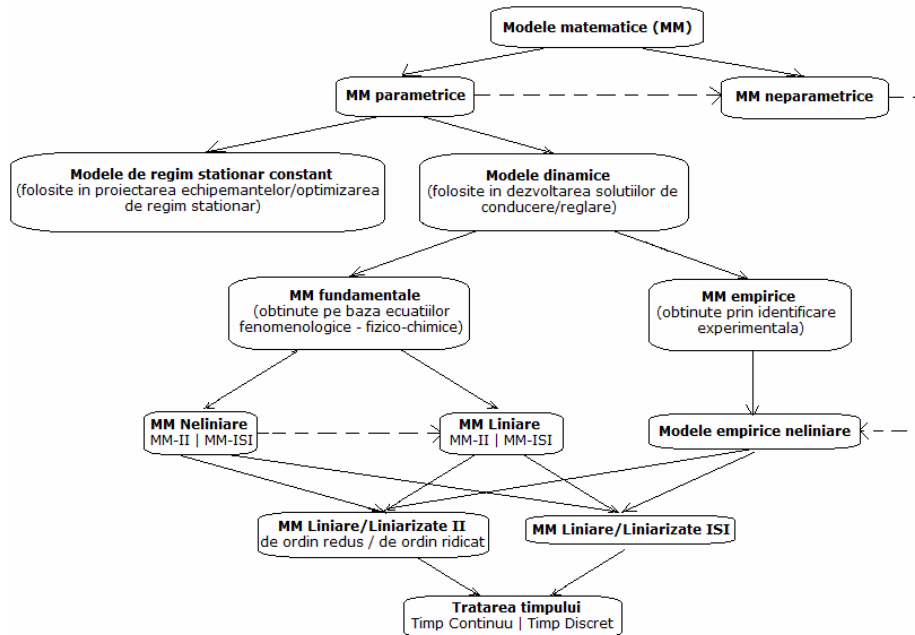


Fig.2.1.4. O clasificare a modelelor matematice din punctul de vedere al abordării lor în cadrul tezei

În multe aplicații ale sistemelor mecatronice (mai exact, în cazul proceselor neliniare), determinarea cu exactitate a modelelor matematice aferente PC poate fi

dificilă, fiind necesară parcurgerea mai multor pași de identificare. Din aceste motive, la dezvoltarea soluțiilor de reglare trebuie luate în considerare următoarele aspecte [7], [8]:

1. plecând de la un MM detaliat, pe baza prelucrării acestuia (de exemplu, prin liniarizare și prin reducerea ordinului), se determină MM lineare explicitate ca modele matematice de tip „benchmark”;
2. la verificarea performanțelor soluției de reglare, se folosește (pe cât posibil) un MM (de regula neliniar, MM-NL) cât mai exact aferent PC.

Modele de tip „benchmark” pot fi obținute fie prin simplificarea modelului matematic de bază al procesului (punctul 1), fie prin identificarea experimentală [9], [10]. Fără a prezenta, în detaliu, gama de MM-II benchmark definite în literatură, în cazul tezei, se vor apela, de preferință, MM-II de tip benchmark de ordin redus (întâi, doi sau trei) cu sau fără timp mort.

În cazul proceselor neliniare (cu neliniarități), linearizarea MM-NL linearizabile (condițiile de liniarizabilitate sunt tratate de exemplu în [11]) poate urma diferite căi (diferite tehnici), dependent de natura neliniarității:

- liniarizări legate de puncte de funcționare caracteristice (de exemplu, după tangentă) avantajoase dacă modelele liniarizate au aceeași structură pe întreg domeniul de definire a modelului neliniar;
- liniarizarea pe traiectorii de funcționare;
- liniarizare pe porțiuni dacă modelele liniarizate nu au aceeași structură pe diferitele domenii de liniarizare (piecewise linear systems) [12].

Aplicarea metodelor conduce, în final, la scopul urmărit, și anume, la posibilitatea caracterizării procesului prin MM-liniare cu valabilitate pe porțiuni.

O problemă frecvent întâlnită în cazul structurilor de reglare bazată pe model o constituie efectele induse, în comportarea sistemului, de diferența (eroarea) dintre comportarea modelului (de referință) și comportarea sistemului cu procesul actual (real). Erorile de modelare mari, din faza de dezvoltare, pot conduce la regimuri dinamice neadecvate pentru sistemul real sau chiar la pierderea stabilității structurii de reglare automată [1].

## **2.2. Soluții de reglare automată „low-cost-automation”. Metode de dezvoltare a reguletoarelor PI(D) apelate în teză**

### **2.2.1. Soluții de reglare automată „low-cost-automation”**

În cadrul tezei, sunt dezvoltate structuri (soluții) de reglare automată cu aplicație în domeniul mecatronic și în domeniul automotive. În principal, ele sunt dedicate reglării poziției, respectiv vitezei, unor sisteme mecatronice. Pentru verificarea experimentală a soluțiilor de reglare dezvoltate au fost apelate (1) echipamente/instalații de laborator dedicate, din cadrul cărora, în teză se vor face referiri doar la un sistem cu levitație magnetică (cap.5) și (2) metode de simulare bazate pe MM extinse aferente aplicațiilor. Soluțiile de reglare „Low-Cost-Automation” (LCA) sau simplu soluțiile „Low-Cost” (LC) – au fost introduse în literatură sub această denumire specifică încă din anii 1990 (de exemplu [13] - [20]). Aceste soluții prezintă următoarele avantaje:

1. vizează aplicații de complexitate redusă pentru aplicații dedicate (de exemplu, din domeniile mecatronice, automotive, robotică ș.a.) și, ca urmare, structura sistemelor de reglare și a reguletoarelor aferente este relativ simplă;

2. metodele de dezvoltare a soluțiilor de reglare sunt simple și transparente și necesită eforturi (costuri) de calcul relativ reduse [21], deoarece calculul algoritmic al reguletoarelor (acordarea parametrilor) este relativ ușor (de exemplu, nu se apelează calcule on-line extinse);
3. costurile de implementare sunt reduse și, odată cu dezvoltările tehnologice, devin din ce în ce mai reduse. Aici pot fi încadrate, de exemplu, și soluțiile de reglare dezvoltate în mediul Matlab&Simulink și implementate pe platforma real time kernel sau în mediul LabView.

În domeniul automotive, au fost implementate în maniera LCA diverse structuri de reglare automată relativ simple care s-au dovedit viabile și eficiente. Aria de răspândire a soluțiilor LCA este susținută și de Simpozioanele IFAC dedicate (de exemplu, [13] – [20]), unde s-au evaluat și posibilitățile de extensie și de îmbunătățire a tehnicilor și procedurilor de dezvoltare a componentor hardware și de instrumentație, care să încurajeze automatizarea LCA. În aceste lucrări, sunt luate în considerare atât aspectele economice, cât și cele legate de îmbunătățirile în productivitatea, fiabilitatea, flexibilitatea și ușurința de aplicare a acestora.

Scopul automatizării LCA nu este acceptarea unor performanțe de reglare slabe, chiar neadecvate, ci dezvoltarea cu costuri accesibile a unor soluții de reglare automată inovatoare (viabile) și inzestrate cu un anumit grad de „inteligentă”, care să întregze în mod eficient experiența umană cu soluțiile tehnice actuale [13]. Astfel, automatizarea LC își propune asigurarea unui ciclu de viață al aplicației cu costuri reduse, incluzând dezvoltarea, producerea, funcționarea, întreținerea și reciclarea acestora. Aplicațiile LCA se dovedesc a fi ieftine (low-cost) nu prin utilizarea unor componente (actuatoare, senzori, regulatoare) ieftine, ci prin reducerea costurilor de funcționare și de întreținere (mentenanță) ale sistemului [13].

În afara aplicațiilor mecatronice, literatura menționează prezența soluțiilor LCA în aproape toate domeniile tehnice dar un numai. Astfel, în aplicațiile din domeniul agricol și silvic [22] se menționează soluții LCA realizate prin integrarea modulelor informaționale în dispozitive funcționale bazate pe micro sisteme relativ simple și prin utilizarea unor structuri de reglare automată dedicate. În [23] se prezintă o soluție LCA pentru aplicații militare, și anume, pentru reglarea și orientarea proiectilelor de artilerie de 155 mm. În domeniul economic, soluțiile LC înglobează trei caracteristici importante: eficiență, simplitate și costuri reduse. În domeniul energetic (producerea energiei electrice, după [24]), aplicarea soluțiilor LCA pentru controlul și monitorizarea unor cazane de la o centrală termică, permite creșterea semnificativă a eficienței economice a unor astfel de procese.

În cadrul tezei, în contextul dezvoltării tehnologice actuale, din „categoria soluțiilor de reglare LCA” sunt apelate, analizate și dezvoltate următoarele soluții: (1) soluțiile (structurile) cu regulatoare PI(D) (cu structura clasică sau modificată) (2) soluțiile cu regulatoare cu două grade de libertate (RG-2DOF), (3) soluțiile de reglare cu regulatoare fuzzy (avansate) [25] și (4) soluțiile de reglare MPC. Aceste soluții sunt dedicate creșterii performanțelor sistemelor de reglare automată, menținând în același timp ideea de „low cost” („low-cost-automation”) (preț de implementare redus, oferit de tehnologia actuală). Trebuie, însă, menționat faptul că, în cazul soluțiilor LCA, asigurarea unor performanțe bune poate reprezenta un task relativ dificil, o provocare în dezvoltarea soluției de conducere. Constrângerile impuse în aplicațiile mecatronice și modificarea parametrilor acestora implică și necesitatea asigurării stabilității și a robusteții sistemelor de reglare automată, ceea ce impune selectarea eficientă a metodelor de dezvoltare.

În contextul celor de mai sus, soluțiile de reglare automată cu RG-2DOF pot fi încadrate în aria soluțiilor de reglare LCA; prin structura caracteristică ele pot asigura, în mod simultan, cerințele de bază impuse unui SRA-c: - dinamică favorabilă în urmărirea referinței și - rejecția perturbațiilor.

Extensia regulatelele 2-DOF în domeniul reglării cu regulatelele fuzzy este un avantaj, putând fi apelate atât regulatelele de tip Mamdani, cât și regulatelele de tip Takagi-Sugeno. În acest context, în [21] se propune o metodă de dezvoltare, bazată pe teorema de analiză a stabilității, pentru RG-fuzzy de tip Takagi-Sugeno cu 2-DOF, dedicate proceselor specifice servosistemelor. Metoda poate fi încadrată în categoria LCA și implementată ca și soluție LCA, deoarece este relativ simplă, necesită un efort de calcul (dezvoltare) relativ redus și costuri de implementare reduse. Soluțiile de reglare cu regulatelele fuzzy de tip Takagi-Sugeno (după ieșire) sunt acceptate ca și soluții LCA datorită posibilității de a integra regulatelele convenționale simple (PI(D)) și de a utiliza reguli fuzzy simple, ușor de înțeles și de acordat [22]. Soluțiile de reglare cu RG-F utilizate în teză pot fi acceptate ca soluții LC deoarece au o structură simplă, utilizează un număr redus de termeni lingvistici și sunt ușor de implementat pe echipamente de laborator.

Prin extinderea ariei de încadrare a soluțiilor LCA, și algoritmii (unele soluții) de reglare cu predicție pot fi încadrați în categoria LC. Regulatelele cu predicție sunt utilizate în domeniul roboticii ca și soluții LC de exemplu pentru îmbunătățirea performanțelor sistemului de reglare automată al unui robot Robocup [26], a cărui implementare necesită costuri relativ reduse. În [27] este propusă o soluție LCA eficientă care asigură, prin utilizarea unui regulator cu predicție (LC) adaptiv bazat pe model (MBC) cu conexiune feedforward, îmbunătățirea robusteții și a performanțelor unor manipuloare cu restricții și afectate de incertitudini și perturbații; utilizarea acestui regulator asigură fezabilitatea soluției de conducere prin interpolarea unor soluții de reglare simple și garantează aplicabilitatea prin utilizarea unei metode simple de calcul a algoritmului de interpolare.

În consecință, adoptarea soluțiilor LCA în dezvoltarea sistemelor de reglare automată se referă, în ultima instanță, la alegerea unor soluții de reglare cu o structură simplă dar eficiente, ușor de implementat, utilizând echipamente LCA pentru care comunicarea între componente este relativ ușoară și ieftină.

### **2.2.2. Metode de dezvoltare a regulatelele PI(D) (soluții LCA) pentru modele de tip „benchmark” apelate în teză**

Alegerea structurii sistemului de reglare automată (SRA) depinde de performanțele impuse desfășurării sistemului, de complexitatea structurii PC și de echipamentele de automatizare disponibile. O parte din structurile dezvoltate în teză au la bază structura de SRA cu reacție după ieșire – SRA-convențională (SRA-c), prezentată în figura 2.2.1 în care: RG – regulatorul – cu un singur grad de libertate 1-DOF –, PC – procesul condus, F-r – filtru pe canalul de referință,  $r_0$  – referința,  $r$  – referința prefiltrată,  $e$  – eroarea de reglare,  $u$  – comanda,  $y$  – ieșirea măsurată,  $v_1$  – perturbația care acționează pe ieșirea procesului,  $v_2$  – perturbația care acționează pe intrarea procesului.

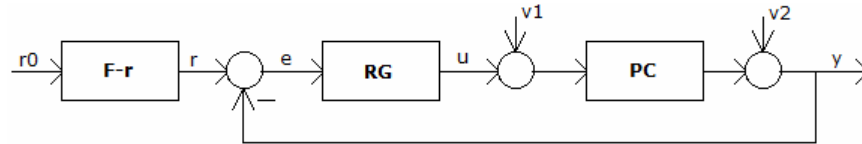


Fig.2.2.1. Structura de bază pentru un SRA-c cu regulator 1-DOF (RG)

Pentru cazul linear (linearizat), relațiile dintre mărimile de intrare și mărimile de ieșire se detaliază sub forma (2.2-1):

$$\begin{aligned}
 y(s) &= H_R(s)H_P(s)S(s)r(s) + S(s)v_1(s) + H_P(s)S(s)v_2(s) \\
 u(s) &= H_R(s)S(s)r(s) - H_R(s)S(s)v_1(s) - H_R(s)H_P(s)S(s)v_2(s) \\
 e(s) &= S(s)r(s) - S(s)v_1(s) - H_P(s)S(s)v_2(s) \\
 r(s) &= H_{F_r}(s)r_0(s) \\
 H_0(s) &= H_P(s)H_R(s)
 \end{aligned}
 \tag{2.2-1}$$

Funcția de sensibilitate  $S(s)$  și funcția de sensibilitate complementară  $T(s)$ , apelate în cadrul tezei, sunt detaliate prin relațiile cunoscute (2.2-2):

$$\begin{aligned}
 S(s) &= \frac{1}{1 + H_R(s)H_P(s)}, \quad T(s) = \frac{H_R(s)H_P(s)}{1 + H_R(s)H_P(s)}, \\
 \text{cu } S(s) + T(s) &= 1
 \end{aligned}
 \tag{2.2-2}$$

Relațiile menționate vor fi apelate pe parcursul tezei.

### A. Metode de dezvoltare a reglatoarelor tipizate PI(D) apelate în teză.

**A.1. Dezvoltarea în variantă continuă a reglatoarelor tipizate.** Reglatoarele PI(D) clasice, dezvoltate în teză, sunt realizate în acord cu structura de bază din figura 2.2.2 (a) fără sau cu filtrele pe canalele de intrare. Față de această structură se pot dezvolta structuri extinse ale reglatoarelor tipizate:

- Algoritmii de reglare prelucrează diferit informația în raport cu cele două intrări, figura 2.2.2 (b);
- Regulatorul încorporează module de prelucrare informațională suplimentare, cum ar fi: (1) modulul ZI (zona de insensibilitate), figura 2.2.2 (c), și (2) modulul neliniar de limitare a comenzii extins și cu măsura AWR (Anti-Windup-Reset), figura 2.2.2 (d).

Extensiile servesc la buna funcționare a SRA.

În cazul sistemelor de reglare după ieșire cu reglatoare tipizate apelate în cadrul tezei, metodele de calcul (de acordare a parametrilor) ale regulatorului se adaptează la specificul proceselor; în general, diferitele modele asociate PC sunt apelate numai în faza de dezvoltare algoritmică (model based design, MBD).

Procesele vizate fac parte din clasa proceselor rapide și, drept urmare, au fost apelate și dezvoltate doar metode de dezvoltare specifice acestor clase de procese. În unele cazuri, soluțiile pot fi relativ ușor extinse și la controlul bazat pe model (model based control, MBC).

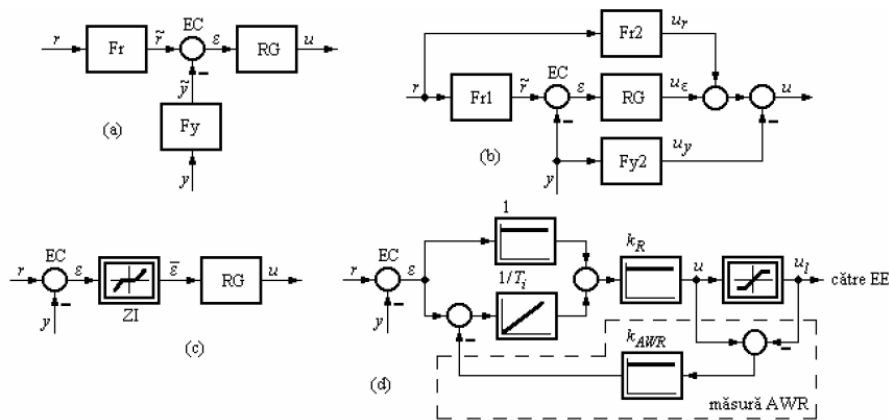


Fig.2.2.2. Structuri de bază și extinse pentru reglatoarele tipizate [41]

Utilizarea (apelarea) reglatoarelor PI(D) (in varianta tipizată, dar nu numai) este justificată prin următoarele:

- reglatoarele PI(D) (reglatoare cu un singur grad de libertate, 1-DOF) sunt cele mai „acceptate” și utilizate reglatoare în industrie [7];
- pe structura de bază de regulator PI(D) se pot dezvolta și structuri de reglare automată avansate, mai eficiente; în cadrul tezei, RG-PI(D) constituie suport de comparație a eficienței celorlalte soluții de reglare dezvoltate [8], [16];
- principiul reglării PI(D) se poate extinde și pentru alte metode de reglare (reglarea robustă, reglarea adaptivă, reglare cu predicție bazată pe model și reglarea bazată pe logica fuzzy, s.a.m.d.) [28], [29], [30], [31], respectiv se pot stabili și echivalențe între RG-1-DOF (PI(D)) și RG 2-DOF [32].

În multe cazuri de aplicații de reglare a vitezei și poziției servosistemelor, dezvoltarea (acordarea parametrilor) reglatoarelor PI și PID are la bază criteriile de modul (adaptate de Kessler), cunoscute sub denumirea de Criteriul modulului optim (MO-m – Modulus Optimum Method) varianta Kessler [33], [7], respectiv Criteriul optimului simetric (SO-m – Symmetrical Optimum Method), varianta Kessler [34], [35], [7]. O generare a metodei SO-m o constituie Criteriul optimului simetric extins (ESO-m – Extended Symmetrical Optimum Method), [36].

Metodele de modul sunt prezente, în literatură, sub diverse forme, adaptate, de regulă, pentru MM de tip benchmark aferente procesului [7], [35], [36], [37], [38]. Soluțiile cu reglatoare tipizate reprezentative pentru domeniul menționat, care includ f.d.t. de aproximare ale procesului, prezintă în f.d.t. a sistemului deschis un pol sau, eventual, doi poli în origine și unul sau doua zerouri de compensare. În general, performanțele de reglare asigurate sunt relativ bune, inclusiv de robustețe, chiar și în cazul proceselor cu neliniarități „ușoare”, într-un domeniu larg al condițiilor de funcționare.

În Tabelul 2.2.1. este prezentată o sinteză asupra:

- MM (de aproximare) de tip benchmark, obținute pe baza ecuațiilor primare ale proceselor aplicațiilor dezvoltate în cadrul tezei [7], [4], [37], [41] (col.1);
- formelor de explicitare a f.d.t. aferente RG tipizate utilizate în teză (col.2);
- metodelor de dezvoltare aferente [39] (col.3).

Tabelul 2.2.1. Situații de aplicare a metodelor MO-m, SO-m și ESO-m

Tip reglare	Tip proces		Tip RG utilizat		Metoda de dezvoltare
0	1		2		3
Reglare viteza (turație)	PT2	$\frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)}$	PI	$\frac{k_r}{s}(1+sT_r),$ $k_r = \frac{1}{2k_p T_\Sigma}, \quad T_r = T_1$	MO-1.2
	PT3 Var.1	$\frac{k_p}{(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)(1+sT_2)}$ $T_1 > T_2 > T_\Sigma$	PID var.1	$\frac{k_r}{s}(1+sT_{r1})(1+sT_{r2}),$ $k_r = \frac{1}{2k_p T_\Sigma},$ $T_{r1} = T_1, \quad T_{r2} = T_2$	MO-1.3
	PT3 Var.2	$\frac{k_p}{(1+sT_1)(1+2\xi T_\Sigma s + T_\Sigma^2 s^2)}$ $T_1 > T_\Sigma$	PID var.2	$\frac{k_r}{s} \frac{1+2\xi T_\Sigma s + T_\Sigma^2 s^2}{1+sT_f},$ $k_r = \frac{1}{2k_p(2T_1)},$ $T_f = 0.1..0.01T_1$	MO-1.3
Reglare poziție	IT1	$\frac{k_p}{s(1+sT_\Sigma)}$	PI	$\frac{k_r}{s}(1+sT_r),$ $k_r = \frac{1}{\beta^3/2k_p T_\Sigma^2},$ $T_r = \beta T_\Sigma$	ESO-m 1 SO-1,
	IT2	$\frac{k_p}{s(1+sT_\Sigma)(1+sT_1)},$ $T_\Sigma / T_1 < 0.2$	PIDT1	$\frac{k_r}{s}(1+sT_{r1}) \frac{(1+sT_{r2})}{(1+sT_f)},$ $k_r = \frac{1}{\beta^3/2k_p T_\Sigma^2},$ $T_{r1} = \beta T_\Sigma, \quad T_{r2} = T_1$	ESO-m 2 SO-2,

Observații: 1. Abrevierile MO-1, SO-1, ESO-1 etc. sunt după [34], [35], [7] (preluate și în [36]).

2. Pentru  $\beta = 4$  rezultă relațiile specifice metodei SO-m (Kessler).

3. Datorită avantajelor oferite în literatură ([7], [8], [9] etc.) se apreciază și se confirmă că cel mai utilizat regulator, în practică, este RG-PI(D).

Metoda MO-m este utilizată cu succes în aplicațiile mecatronice tocmai datorită proprietăților de reglare foarte bune – suprareglaj redus,  $\sigma_1 = 4.3\%$ , timp de răspuns redus,  $t_s = 8.4T_\Sigma$ , timp de primă reglare redus,  $t_1 = 4.7T_\Sigma$ , eroare de reglare nulă,  $e_\infty = 0$  [42], [43]. Metodele de acordare SO-m și – mai general - ESO-m, asigură un suprareglaj de peste 4% care, însă, poate fi redus prin utilizarea unor filtre plasate pe canalul de referință (SO-m și ESO-m) de tip PT1 care să compenseze zeroul  $z_1$ , sau de tip PD2T2 care să compenseze atât polii complex conjugați,  $p_{1,2}$ , cât și zeroul,  $z_1$ . În cazul ESO-m proprietățile SRA pot fi influențate semnificativ prin alegerea valorii parametrului  $\beta$ .

În figura 2.2.3 sunt sintetizate informațiile referitoare la performanțele realizabile pe baza metodei de acordare ESO-m, funcție de alegerea valorii parametrului  $\beta$  [36].

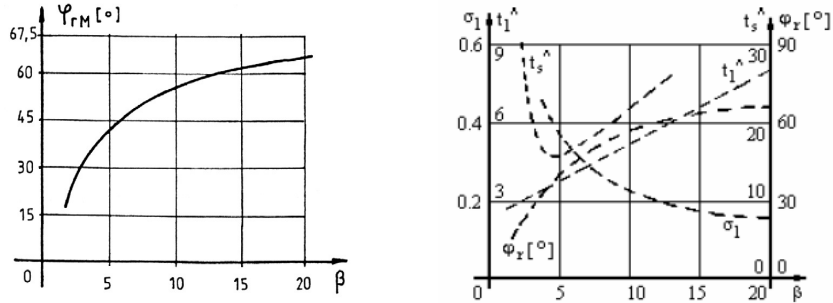


Fig.2.2.3. Diagramele pentru determinarea performanțelor realizate cu metoda ESO-m

Observație. În cadrul unor lucrări proprii elaborate pentru aplicațiile din teză (de exemplu [44]), la acordarea parametrilor regulatorului au fost utilizate cu succes și metode de dezvoltare în domeniul pulsație; aceste aplicații nu sunt însă detaliate în teză.

**A.2. Implementarea ca variantă numerică a reglatoarelor tipizate.** În varianta discretă (cvasicontinuă), ecuația recurentă aferentă algoritmului de reglare numerică, a.r.n. PI(D), poate fi obținută prin diferite metode [10]. În cadrul tezei, adaptat la obiectivele urmărite și la modul de dezvoltare a regulatorului, a.r.n. va fi generat și implementat în mai multe variante:

- Bazat pe aproximarea derivatei (integralei) conform relației:

$$H(z) = H(s)|_{s=MD-I, MD-A, MT} = \frac{Q(z)}{P(z)} = \frac{q_0 z^n + q_1 z^{n-1} + \dots + q_n}{z^n + p_1 z^{n-1} + \dots + p_n} \quad (2.2-3)$$

sau

$$H(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1} + \dots + q_n z^{-n}}{1 + p_1 z^{-1} + \dots + p_n z^{-n}} \quad (2.2-4)$$

Această formă este utilizată în dezvoltarea SRA cu RG-2DOF și în dezvoltarea soluției de reglare automată cu predicție bazată pe model.

- Bazat pe aproximarea operațiilor elementare (P, I, D) care apar în legea de reglare PID, conform relației:

$$u_k = K_p e_k + K_i \sum_{i=0}^k e_i + K_d (e_k - e_{k-1}), \quad (2.2-5)$$

În aplicațiile pentru care algoritmul de reglare este comutat în funcție de anumite criterii (adaptat la MM curent, de exemplu la cel neliniar sau la cel liniarizat, în raport cu care s-a proiectat a.r.), este obligatorie asigurarea trecerii fără șoc (bumpless) de pe un algoritm de reglare numeric, a.r.n.(1), pe altul, a.r.n.(2), figura 2.2.4 [41].



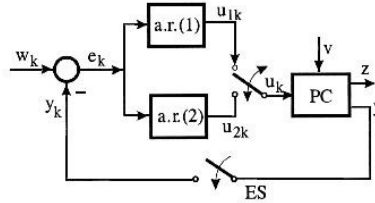


Fig.2.2.4. Comutarea de pe un algoritm de reglare pe altul (după [41])

Modificările în parametrii RG continuali sunt reflectați în parametrii  $p_{\mu}^{(1)}$  și  $q_{\nu}^{(2)}$ . Comutarea fără șoc presupune asigurarea condiției de trecere (2.2-6) (de ex. [41]):

$$u_{1k} = u_{2k} = u_k \quad (2.2-6)$$

Această condiție solicită recalcularea condițiilor initiale ([41]). Dacă ecuațiile aferente a.r.n. (1) sunt:

$$\begin{aligned} u_{1k} &= q_1^{(1)} x_{1k}^{(1)} + q_0^{(1)} x_{2k}^{(1)} \\ e_k^{(1)} &= e_k^{(2)} = e_k \end{aligned} \quad (2.2-7)$$

atunci la trecerea pe a.r.n. (2) trebuie calculată valoarea  $x_{1k}^{(2)} = x_{2,k-1}^{(2)}$ .

Ținând seama de relația de definiție a lui  $x_{2k}$ ,

$$x_{2k}^{(2)} = e_k - p_1^{(2)} x_{1k}^{(2)} \quad (2.2-7)$$

și de condițiile:

$$\begin{aligned} x_{1k \text{ nec}}^{(2)} &= \frac{1}{q_1^{(2)} - q_0^{(2)} p_1^{(2)}} [q_1^{(1)} x_{1k}^{(1)} + q_0^{(1)} x_{2k}^{(1)}] - \frac{q_0^{(2)}}{q_1^{(2)} - q_0^{(2)} p_1^{(2)}} e_k \\ x_{2,k-1 \text{ nec}}^{(2)} &= x_{1k \text{ nec}}^{(2)} \end{aligned} \quad (2.2-8)$$

Substituind în (2.2-7)  $u_{k1} = u_{k2}$  se obține a.r.n. (2):

$$u_{2k} = q_1^{(2)} x_{1k}^{(2)} + q_0^{(2)} e_k - q_0^{(2)} p_1^{(2)} x_{1k}^{(2)} \quad (2.2-9)$$

Schema bloc informațională aferentă algoritmului cu comutare fără șoc este detaliată și în figura 2.2.5. Aceasta tehnică a fost apelată în lucrarea [44].

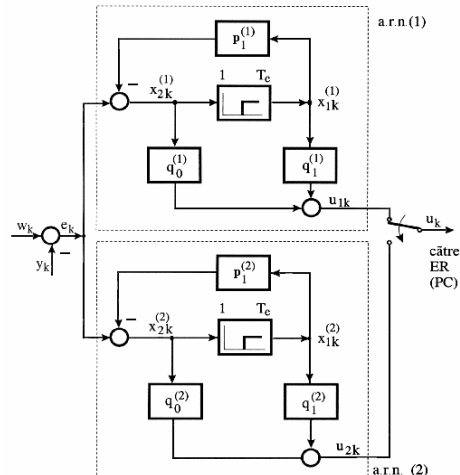


Fig.2.2.5. Schema bloc informațională relativă la trecerea de pe un a.r.n. (1) pe a.r.n. (2)

### B. Tehnici de proiectare a regulatele cu parametrii adaptabili (Gain-Scheduling)

În ultimii ani s-au făcut numeroase cercetări, atât în planul teoretic cât și în cel al practicii, în domeniul regulatele cu parametrii adaptabili. În cazul sistemelor cu parametrii variabili se adoptă frecvent soluția de reabordare on-line a parametrilor regulatorului [30], [31]; precizările se fac atât relativ la a.r. clasici de tip PI(D), cât și relativ la a.r. mai complecși, ca de exemplu:

- regulatele cu structură variabilă, figura 2.2.2. ( $arn1 \Rightarrow arn2$ );
- regulatele cu adaptarea parametrilor (RG-PI(D) adaptive);
- regulatele fuzzy cu adaptarea parametrilor.

Tehnica Gain-Scheduling (GS) este utilizată cu succes în conducerea sistemelor neliniare din domeniul industrial [7]. Regulatele GS sunt cele mai simple și mai intuitive forme de conducere adaptivă, aplicabile pentru procesele cu parametrii variabili. Adeseori, pentru astfel de procese, dacă regulatele convenționale cu parametrii ficși nu urmăresc evoluția acestor parametrii [45], performanțele sistemului pot fi în parte compromise. Regulatele liniare ce compun regulatorul GS sunt determinate și activate în funcție de zona de funcționare a sistemului (procesului).

În literatură, sunt prezentate diverse variante de implementare a SRA utilizând tehnica GS. De exemplu, în [46] se prezintă o variantă de implementare a unui RG-GS pe baza interpolării unor regulatele liniare invariante în timp, proiectate pentru MM-Ln în diferite puncte de funcționare ale unui sistem neliniar. Stabilitatea și performanța în punctele de interpolare intermediare au fost analizate prin Linear Matrix Inequalities (LMI).

În [47], este dezvoltat un RG-PID inteligent, utilizând arhitectura modelelor de tip „cutie neagră” cu separarea clară a logicii euristice a algoritmilor numerici.

În [42], autorii prezintă dezvoltarea unui regulator adaptiv și cu autoreglare pentru procese cu fază minimă și neminimă, pentru procese cu un integrator și pentru procese instabile; evaluarea performanțelor asigurate de regulator se

bazează pe o bună identificare a modelului procesului și pe mecanismele de dezvoltare.

În [48], se prezintă o procedură ne-iterativă pentru identificarea a două puncte de pe Hodograful Nyquist, obținând un model de ordinul 2 cu timp mort; apoi, a fost dezvoltat un RG-PID cu autoacordare bazat pe principiul IMC.

În [49], pornind de la ecuațiile de funcționare ale unui generator sincron pentru conducerea în buclă închisă se proiectează un regulator PI cu parametrii adaptabili; metoda s-a dovedit a fi relativ simplă, dar foarte eficientă. Din acest motiv, metoda descrisă în [49], a fost preluată și adaptată, în cadrul tezei, pentru aplicațiile dezvoltate în capitolele 3 și 4.

În esență, pentru definirea a.r. cu adaptarea parametrilor, se pleacă de la legea de reglare PI dată de expresia (2.2-10):

$$\Delta u(t) = k_p(t)e(t) + k_i(t) \int e(t) dt . \quad (2.2-10)$$

Includerea tehnicii GS se realizează prin intermediul parametrilor  $k_p(t)$  și  $k_i(t)$ , ale căror expresii sunt definite în (2.2-11):

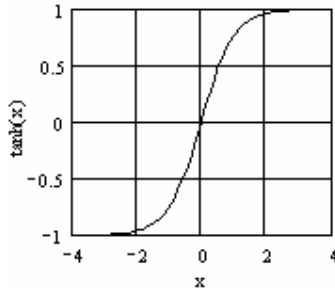
$$\begin{aligned} k_p(t) &= k_{p(max)} - (k_{p(max)} - k_{p(min)}) \exp^{-a|e(t)|}, \\ k_i(t) &= (1 - a(t))k_{i(max)} \end{aligned} \quad (2.2-11)$$

Valorile actuale ale constantei proporțională,  $k_p(t)$ , și constanta integratoare,  $k_i(t)$ , depind de valoarea erorii de reglare, de valorile maxime și minime ale constantei proporționale,  $k_{p(min)}$  și  $k_{p(max)}$ , și ale constantei integratoare,  $k_{i(min)}$  și  $k_{i(max)}$ , ale RG-PI, de modulul erorii de reglare,  $|e(t)|$ , și de coeficientul  $a$ , supus constrângerii  $0 \leq a \leq 1$ ; în [49], variația coeficientului  $a$  trebuie să fie continuă, adecvată trecerii de la o lege de reglare la alta, ceea ce înseamnă că este supusă relației, după cum reiese și din figura 2.2.6:

$$a(t) = \tanh(\eta\beta(t)) = \frac{\sinh(\eta\beta(t))}{\cosh(\eta\beta(t))} = \frac{e^{\eta\beta(t)} - e^{-\eta\beta(t)}}{e^{\eta\beta(t)} + e^{-\eta\beta(t)}} = \frac{e^{2\eta\beta(t)} - 1}{e^{2\eta\beta(t)} + 1}, \quad (2.2-12)$$

în care  $\eta$  se alege astfel încât să asigure o reglare mai rapidă a lui  $a$ , iar  $\beta(t)$  se alege astfel:

$$\beta(t) = \begin{cases} 1, & |e(t)| > \xi \\ 0, & |e(t)| < \xi \end{cases} \quad (2.2-13)$$

Fig. 2.2.6. Graficul funcției  $\tanh(x)$ 

În cadrul tezei, în vederea proiectării regulatorului PI (mai general și PI(D)) bazat pe metoda GS, s-au fixat următoarele condiționări (specifice pentru fiecare aplicație în parte):

- stabilirea zonelor de limitare ale parametrilor de acordare  $k_r$  și  $T_i$ , ai regulatorului PI, care pot varia într-un domeniu stabilit în funcție de punctul de funcționare și de semnalul erorii; la fiecare aplicație tratată în teză, parametrii de pornire ai regulatorului  $k_{r0}$  și  $T_{i0}$  au fost stabiliți în funcție de specificul acesteia;
- dacă eroarea de reglare  $e(t)$  (în modul  $|e(t)|$ ) este mare, se ia în considerare o constantă proporțională  $k_p(t)$  de valoare mare și o constantă integratoare  $k_i(t)$  de valoare mică; ca urmare se poate asigura o valoare mare pentru semnalul de comandă, ceea ce va asigura obținerea valorii prescrise într-un interval de timp mai scurt;
- dacă eroarea de reglare  $e(t)$  în modul  $|e(t)|$  este mică, se ia în considerare o constantă integratoare mare și o constantă proporțională de valoare mică ceea ce va asigura un răspuns al SRA cu suprareglaj redus.

### 2.3. Soluții de reglare automată cu regulate cu două grade de libertate (RG-2DOF). Metode de dezvoltare a regulatelelor

Asigurarea simultană a celor două cerințe de bază, impuse unui SRA: (1) dinamica favorabilă în urmărirea referinței, și (2) rejectia eficientă a perturbației, conduc la necesitatea utilizării regulatelelor cu două grade de libertate (RG-2DOF) [50], prezentate sintetic în cadrul acestui paragraf. Prezentările susțin dezvoltarea structurilor de reglare 2-DOF pe aplicațiile din teză.

Structura de reglare cu regulate 2-DOF, introdusă de Horowitz în [51], vizează asigurarea celor două cerințe formulate mai sus, fără o interinfluență esențială a comportărilor. În funcție de punctul de plecare al proiectării, metodele de dezvoltare a structurilor cu RG-2DOF sunt prezentate în literatură sub diverse variante [32], [52]-[56] ș.a.

În figura 2.3.1 se prezintă structura SRA cu RG-2DOF, în care RG-2DOF – presupus liniar, - este descompus pe cele două componente de bază:

- un RG pe canalul semnalului de referință (filtru de referință), care influențează zerourile sistemului:  $H_T(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1})}{R(q^{-1})}$ ;
- un RG pe canalul de reacție (feedback), care influențează polii sistemului:  $H_S(q^{-1}) = \frac{S(q^{-1})}{R(q^{-1})}$

având partea comună polinomul  $R(z^{-1})$  (ulterior supus dezvoltării RG-2DOF).

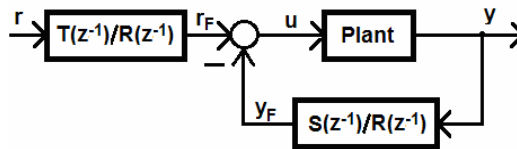


Fig.2.3.1. Structura de SRA cu regulator cu două grade de libertate (2-DOF)

Majoritatea abordărilor de dezvoltare ale soluțiilor de reglare cu RG-2DOF liniar se axează pe una din următoarele puncte de vedere:

- abordări sintetice ale proiectării RG-2DOF – dezvoltare directă a RG-2DOF – (de obicei) în variantă discretă, prin metoda alocării polilor (de exemplu [54], [55])
- abordarea reglajului 2DOF (RG-2DOF) bazat pe echivalarea RG-1-DOF cu diferite filtre de intrare, dezvoltate (de obicei) în variantă continuă [52], [53], [56], [57].

Aplicația de conducere a unui servosistem prezentată în [58] – abordare specifică punctului B – a fost reformulată în acord cu schema generală a unui RG extins cu filtre pe diferite canale informaționale ale regulatorului din figura 2.2.2 (b). Această abordare nu este detaliată în teză. În lucrarea menționată, se evidențiază o primă comparație între SRA cu RG-1-DOF (extins) și SRA cu RG-2DOF [58]; aceasta evidențiază faptul că, pentru a asigura eroarea de reglare nulă într-un timp mai scurt, în cazul SRA cu RG-2DOF (abordare după metodele de tip A.) comanda procesului - în special în raport cu modificările perturbației - este mult mai agresivă decât cea specifică RG-1-DOF.

În literatură, sunt prezentate mai multe metode de dezvoltare a RG-2DOF [54], [32], [56], justificate de faptul că, la multe aplicații, – pe de o parte, - referința se modifică frecvent, - iar, pe de alta parte, perturbațiile sunt frecvente.

În [52], este prezentată o analiză privind echivalarea reguletoarelor PID (1 DOF) extins cu filtre, adecvate cu RG-2DOF (principii și relații de echivalență între cele două tipuri de RG). O metodă simplă și inovativă de dezvoltare a regulatorului feedforward din structura de reglare automată cu RG-2DOF este propusă și în [59] pentru controlul vitezei articulațiilor flexibile și a brațelor; aceasta metodă este independentă de metoda de dezvoltare a regulatorului de pe canalul de reacție și este propusă și testată pentru a îmbunătăți capacitatea de urmărire a referinței.

O metodologie relativ completă de dezvoltare a unui RG-2DOF este prezentată și în [60] pentru un sistem “multi-motor web transport system”, în care regulatorul feedforward este bazat pe un model de referință pentru a surprinde cât mai bine performanțele de urmărire dorite, iar regulatorul feedback este proiectat pentru asigurarea robusteții și pentru rejecția perturbațiilor; dinamica sistemului este surprinsă prin intermediul unui regulator gain-scheduling, ce derivă din interpolarea unor regulatoare  $H_2$  obținute pentru diferite puncte de funcționare.

În vederea selectării eficiente a metodei de dezvoltare directă a RG-2DOF în acord cu specificul aplicațiilor din teză, în cadrul acestui paragraf, se prezintă o sinteză succintă asupra a două abordări (1) prezentată în [54] și (2) prezentate în [55]. În principiu, ambele abordări vizează metoda alocării polilor, cu particularizări specifice, care vor fi evidențiate în cele ce urmează.

Schema bloc aferentă structurii de reglare cu RG-2DOF, în variantă discretă, este prezentată în figura 2.3.2 [61], în care RG-2DOF este descompus pe cele 3 blocuri  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$ , (variantă cunoscută și sub denumirea de regulator RST; structura RST apare și în cazul reglării GPC, explicitarea polinomială). Polinoamele,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$ , introduc cele două grade de libertate din schemă și asigură o diferențiere între specificațiile de urmărire și de reglare.

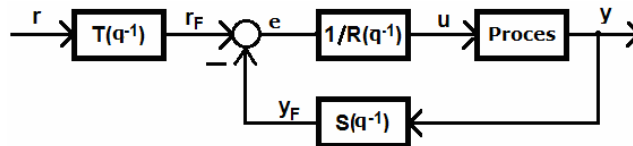


Fig.2.3.2. Structura de SRA cu regulator cu două grade de libertate (2-DOF) [61]

Principalele etape ale proiectării directe a RG-2DOF se pot sintetiza în următoarele:

- definirea polinomului  $R(q^{-1})$  prin care se impun și condițiile de eroare de reglare nulă;
- dezvoltarea regulatorului în reacție,  $S(q^{-1})$ , astfel încât sistemul închis să fie stabil și cât mai puțin sensibil în raport cu (1) perturbațiile de tip sarcină, (2) cu zgomotul de măsură și (3) cu incertitudinile de modelare ale PC;
- dezvoltarea compensatorului feedforward,  $T(q^{-1})$ , astfel încât sistemul să urmărească cât mai fidel variațiile referinței;

În varianta clasică de dezvoltare a RG-2DOF, procesul este apelat prin f.d.t. continuă  $H_P(s)$  :

$$H_P(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (2.3-1)$$

Acesteia îi corespunde f.d.t. discretă, determinată pe baza relației (2.3-2) (de exemplu [4]):

$$H_P(q^{-1}) = (1 - q^{-1}) Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{1}{s} H_P(s) \right\} \right\}_{t=kT_e} \quad (2.3-2)$$

cu explicitarea finală de forma:

$$H_P(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_{n_B} q^{-n_B}}{1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_A} q^{-n_A}}, \quad (2.3-3)$$

în care  $n_A = \partial A(q^{-1})$  și  $n_B = \partial B(q^{-1})$ .

În ambele variante de abordare analizate, se apelează f.d.t. a sistemului închis,  $H_r(q^{-1})$  :

$$H_r(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1})B(q^{-1})}{A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1})} \quad (2.3-4)$$

**A.** În cazul abordării după [54], f.d.t. (2.3-4) se identifică cu un polinom  $P(q^{-1})$  ce definește polii sistemului închis:

$$P(q^{-1}) = A(q^{-1})S(q^{-1}) + B(q^{-1})R(q^{-1}) = 1 + p_1q^{-1} + p_2q^{-2} + \dots, \quad (2.3-5)$$

$$n_P = \deg P(q^{-1}) \leq n_A + n_B + d - 1,$$

Polinomul  $P(q^{-1})$  este decompozabil în două componente:

$$P(q^{-1}) = P_D(q^{-1})P_F(q^{-1}) \quad (2.3-6)$$

în care:

- $P_D(q^{-1})$  conține polii dominanți, prin care se definește partea dominantă a dinamicii SRA-c (în particular, un sistem de ordinul doi cu pulsație proprie dorită și coeficient de amortizare dorit);
- $P_F(q^{-1})$  care conține polii auxiliari, îndepărtați, definiți în vederea reducerii zgomotului de pe canalele de măsură [54].

Dezvoltarea efectivă a RG-2DOF, după [54], presupune determinarea polinoamelor  $R(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$  din bucla de reacție (figura 2.3.2):

$$R(q^{-1}) = 1 + r_1q^{-1} + \dots + r_{n_R}q^{-n_R}, \quad (2.3-7)$$

$$S(q^{-1}) = s_0 + s_1q^{-1} + \dots + s_{n_S}q^{-n_S}.$$

prin rezolvarea ecuației diofantice (2.3-8):

$$A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1}) = P(q^{-1}) \quad (2.3-8)$$

În cazul proiectării după [54], polinoamele  $R(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$  trebuie să conțină o parte fixă specifică; astfel, pentru asigurarea erorii de reglare nule, este necesară introducerea unui integrator în polinomul  $R(q^{-1})$  de forma:

$$R(q^{-1}) = R'(q^{-1}) \cdot H_R(q^{-1})$$

$$R'(q^{-1}) = 1 + r'_1q^{-1} + \dots \quad (2.3-9)$$

$$H_R(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$$

Dezvoltarea compensatorului feedforward,  $T(q^{-1})$ , influențează comportarea sistemului în raport cu evoluția referinței (reference tracking); pentru

aceasta se utilizează un model de referință adecvat,  $H_{Pm}(q^{-1})$ , dedicat aplicației, figura 2.3.3:

$$H_{Pm}(q^{-1}) = \frac{q^{-(d+1)}B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})}, \quad \partial B_m(q^{-1}) \leq \partial A_m(q^{-1}) \quad (2.3-10)$$

cu  $d \neq 0$  în cazul proceselor cu timp mort ( $d = T_m / T_e$ , întreg).

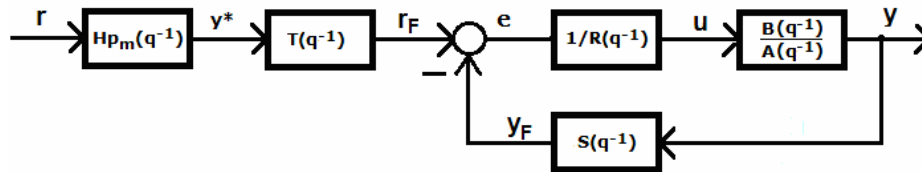


Fig.2.3.3. Structura de SRA cu regulator cu două grade de libertate (2-DOF) cu model de referință  $H_{Pm}(q^{-1})$

Modelul de referință,  $H_{Pm}(q^{-1})$ , se alege astfel încât să se asigure o amplificare unitară ( $=1$ ), în RSC, între referința,  $r(t)$ , și evoluția dorită dată de ieșirea din model,  $y^*(t)$  ( $A_m(1) = B_m(1)$ )

$$y^*(t) = \frac{q^{-(d+1)}B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} r(t) \quad (2.3-11)$$

sau

$$y^*(t + d + 1) = \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} r(t) \quad (2.3-12)$$

iar polinomul  $T(q^{-1})$  se alege din condiția de compensare a dinamicii sistemului închis, astfel încât:

$$T(q^{-1}) = \begin{cases} \frac{P(q^{-1})}{B(1)}, & \text{daca } B(1) \neq 0 \\ P(q^{-1}), & \text{daca } B(1) = 0 \end{cases} \quad (2.3-13)$$

Observație. În situațiile în care, în raport cu referința, dinamica SRA coincide cu dinamica modelului de referință, atunci polinomul  $T(q^{-1})$  se înlocuiește cu o constantă și va avea forma (2.3-14) [54]:

$$T(q^{-1}) = \begin{cases} \frac{P(1)}{B(1)}, & \text{daca } B(1) \neq 0 \\ P(1), & \text{daca } B(1) = 0 \end{cases} \quad (2.3-14)$$

**B.** În cazul abordării după [55], comportarea sistemului închis poate fi definită pe baza unui model de referință (2.3-15):



$$H_{Pm}(q^{-1}) = \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})}, \quad \partial B_m(q^{-1}) \leq \partial A_m(q^{-1}), \quad (2.3-15)$$

respectiv:

$$H_r(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1})B(q^{-1})}{A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1})} = \frac{B_m(q^{-1})}{A_m(q^{-1})} \cdot \frac{A_0(q^{-1})}{A_0(q^{-1})} \quad (2.3-16)$$

în care condiția de eroare de reglare nulă - în RSC - se traduce prin  $A_m(1) = B_m(1)$ , iar  $A_0(q^{-1})$  este polinomul de multiplicare sau polinomul de observare a cărui alegere va influența comportarea SRA [55]; acesta trebuie ales astfel încât să fie mai rapid decât polinomul  $A_m(q^{-1})$ . Dacă se impune modelul de referință de același ordin ca și ordinul sistemului, atunci nu mai este necesară introducerea polinomului de observare, pentru că se îndeplinește condiția de cauzalitate.

Observație. Alegerea unui model de referință caracterizat de o f.d.t. continuă  $H_{Pm}(q^{-1})$  de ordinul 2, cu pulsația proprie dorită și coeficientul/factorul de amortizare,  $\zeta$ , dorit ( $\zeta=0.7$ ) asigură pentru SRA, cu timp continuu, un suprareglaj de aproximativ 4% (a se vedea și cap.3, aplicațiile de conducere).

În prezentarea după [55], pentru a compensa dinamica procesului (compensare poli-zero-uri), polinomul  $B(q^{-1})$  se factorizează în zerourile stabile (compensabile) aferente polinomului  $B^+(q^{-1})$  și zerourile instabile (necompensabile) aferente polinomului  $B^-(q^{-1})$ :

$$B(q^{-1}) = B^+(q^{-1}) \cdot B^-(q^{-1}) \quad (2.3-17)$$

În acest caz, zerourile instabile vor fi incluse în cadrul polinomului  $B_m(q^{-1})$  al modelului de referință, care va fi factorizat sub forma (2.3-18):

$$B_m(q^{-1}) = B^-(q^{-1}) \cdot \bar{B}_m(q^{-1}) \quad (2.3-18)$$

Pentru determinarea polinoamelor  $R(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$  trebuie rezolvată ecuația diofantică (2.3-19):

$$A(q^{-1})\bar{R}(q^{-1}) + B^-(q^{-1})S(q^{-1}) = A_m(q^{-1})A_0(q^{-1}) \quad (2.3-19)$$

iar polinomul  $T(q^{-1})$  se determină prin identificarea numărătorilor din (2.3-16), ținând seama și de condițiile (2.3-17) și (2.3-18):

$$T(q^{-1}) = \bar{B}_m(q^{-1})A_0(q^{-1}) \quad (2.3-20)$$

În ambele cazuri, trebuie luate în considerare următoarele aspecte:

- pentru existența soluției ecuației diofantice (2.3-19) și pentru ca aceasta să fie de grad minim, polinoamele procesului,  $A(q^{-1})$  și  $B(q^{-1})$ , nu trebuie să conțină factori comuni;

- trebuie introduse restricțiile legate de necesitatea realizabilității fizice a RG-2DOF, cunoscute sub denumirea de condiții de cauzalitate; în acest sens, trebuie ținut seama de relațiile între gradele polinoamelor, relații care diferă în funcție de metoda de dezvoltare aleasă:

$$\text{- după [54]: } n_R = \partial R(q^{-1}) = n_B + d - 1,$$

$$n_S = \partial S(q^{-1}) = n_A - 1.$$

$$n_R = n_S = n_T = n - 1,$$

$$\text{- după [55]: } n_{A_0} = n_A - n_{B^+} - 1,$$

$$n_{A_m} = n_A = n.$$

Abordările de dezvoltare a RG-2DOF prezentate în [54] și [55] (acesta din urmă regasită și într-o altă variantă în [41]) diferă numai prin modul de tratare a modelului de referință:

- prima folosește modelul de referință pentru a determina comportarea sistemului de reglare în raport cu referința;
- a doua variantă impune sistemului o anumită comportare prin intermediul aceluși model de referință.

Analizând cele două abordări, s-a ajuns la concluzia că abordarea propusă de [54] poate fi mai avantajoasă, mai ales pentru faptul că prin această metodă nu se simplifică zerourile, și ca urmare nu poate fi afectată stabilitatea sistemului.

În cadrul tezei, s-a realizat și un studiu comparativ al celor două metode și s-a preluat o cale adaptabilă, fiind apoi particularizată în funcție de aplicația pentru care s-a proiectat. Pentru determinarea polinoamelor regulatorului cu două grade de libertate s-a apelat un program de dezvoltare asistat de calculator CAD Matlab&Simulink, denumit `calcul_polinoame_2DOF.m`; programul preia în parte elemente din programul Matlab&Simulink `bezoutd.m` prezentat în [54] fiind extins prin calculul coeficienților polinomului  $T(q^{-1})$  și particularizat pentru fiecare aplicație în parte. Pentru reglarea poziției ambreiajului acționat electromagnetic (aplicația a 2-a), soluția de reglare cu RG-2DOF a fost integrată în strategii de reglare avansată în speță (1) tehnica gain-scheduling și (2) reglarea fuzzy, obținându-se noi soluții de reglare automată. Aceste soluții au avut ca și obiectiv principal îmbunătățirea performanțelor sistemului de reglare.

## 2.4. Soluții de reglare cu regulatoare fuzzy de tip Mamdani și regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno. Metode de dezvoltare

### 2.4.1. Regulatoare fuzzy cu dinamica ca soluții de reglare LC

#### A. Structuri de regulatoare Fuzzy

Reglarea bazată pe logica Fuzzy, introdusă de L.A. Zadeh [62], poate fi o alternativă viabilă a conducerii clasice, ce utilizează și adaptează o caracterizare "lingvistică" a calității desfășurării procesului în funcție de cerințele particularizate pe aplicație [63], [64]; ea este capabilă să surprindă în luarea deciziilor gândirea umană într-o formulare lingvistică. Avantajele esențiale oferite de reglarea fuzzy, manifestate prin faptul că:

- dezvoltarea reguletoarelor, a conducerii este bazată pe reguli care țin seama de experiența operatorului uman (expert); acesta va defini variabile lingvistice prin mulțimile fuzzy asociate,
- dezvoltarea regulatorului fuzzy (RG-F) devine relativ ușoară, fiind posibilă o configurare ușor de adaptat și de modelat a regulatorului dependent de condițiile de funcționare ale procesului, nefiind necesare modele matematice sofisticate pentru regulator și tool-uri de dezvoltare,

conduc la utilizarea acestora în cele mai diverse domenii neindustriale (industria electrocasnică de exemplu) și industriale; în cadrul acestora din urmă se menționează conducerea aplicațiilor mecatronice la care se dorește și o poziționare cât mai exactă a mecanismelor [65]-[68], s.a.

În principiu, pentru dezvoltarea unui SRA cu regulator fuzzy (RG-F) este utilă (uneori și necesară) cunoașterea anumitor informații referitoare la proces:

- (1) dacă MM al procesului este cunoscut sau nu;
- (2) dacă poate fi precizată o formulare lingvistică mai mult sau mai puțin adecvată pentru definirea bazei de reguli a acțiunilor de conducere.

Astfel, metodele de reglare fuzzy bazată pe model pot fi abordate pe baza a două tipuri de modele:

- metode bazate pe utilizarea unor modele matematice clasice asociate procesului; astfel de abordări vor fi detaliate în cadrul tezei.
- metode bazate pe utilizarea unor modele fuzzy asociate procesului; această modalitate de abordare nu este apelată în teză.

Metodele bazate pe utilizarea unor modele matematice clasice asociate procesului combină logica fuzzy a lui Zadeh [62] apelată la nivelul realizării regulatorului și teoria reglării (clasice sau moderne) la nivelul dezvoltării algoritmului de conducere, fiind utilizată cu succes în numeroase aplicații practice al căror model matematic este relativ bine cunoscut și – după caz – poate fi liniarizat în orice punct nominal de funcționare [69]. Aceste metode conduc la clasa de regulatoare fuzzy, care se pot clasifica în:

- RG-F de tip I care sunt regulatoare fuzzy de tip Mamdani;
- RG-F de tip II au în concluzie  $u_k = \text{const.}$ ; acestea sunt echivalente RG-M care au singleton în concluzie;
- RG-F de tip III care sunt regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno.

În cadrul tezei, au fost abordate doar cele din categoria I și III.

Structura generală a unui SRA cu RG-F este detaliată în figura 2.4.1, în care sunt evidențiate etapele de funcționare ale acestui regulator:

- etapa de fuzzificare a informației ferme, referitoare la evoluția mărimilor PC, rezultând informația vagă sub forma VL, a TL și f.d.ap;
- etapa de inferență, în care informația vagă este prelucrată pe baza regulilor din baza de reguli, obținându-se comanda în caracterizare vagă (concluzia „vagă”):  
**Dacă** (premisă) **atunci** (concluzie)
- etapa de defuzzificare, în care comanda „vagă” este convertită în comanda fermă.

În modulul de inferență, regulatoarele fuzzy apelează operatori lingvistici ai termenilor lingvistici aferenți [64]: operatorul *SI*, operatorul *SAU*, operatorul de complementare vagă sau de negare vagă, operatorul *PRODUS*, operatorul *SUMA*, operatorii *SI-vag* și *SAU-vag*, operatorul *MIN-MAX*, modificatori ai mulțimilor vagi. Metodele de defuzzificare sunt prezentate în numeroase lucrări (de exemplu [64]) având denumiri specifice.

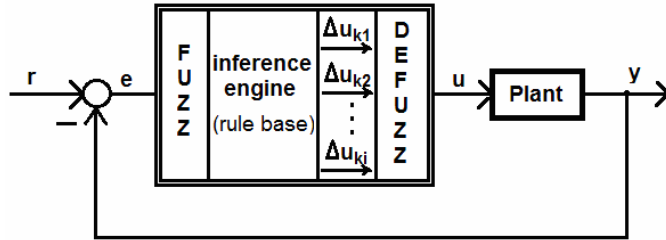


Fig.2.4.1. Schema bloc de principiu aferentă unui SRA cu RG-F (varianta clasică)

Ținând seama de specificul aplicațiilor și de experiența proprie dobândită, în cadrul tezei, au fost apelate cu preponderență (1) metoda maximelor mediate și (2) metoda centrului de greutate (în diferite variante adaptate), iar pentru inferență, s-au utilizat operatorii *MIN* și *MAX*. Baza de reguli poate fi o bază completă sau incompletă, simetrică sau nu. În cadrul tezei, bazele de reguli formate pentru aplicațiile vizate sunt complete, însă nu neapărat și simetrice.

**B. Reglatoare Fuzzy cu dinamică**

Pentru asigurarea condiției de eroare de reglare nulă în regim staționar constant, la aplicațiile vizate în cadrul tezei, au fost utilizate RG-F cu dinamică [64] în varianta în care integratorul este plasat pe ieșirea blocului fuzzy (integrarea pe ieșire). Soluțiile adoptate sunt bazate pe structurile clasice de reglare - după eroare și derivatele acesteia - cât și pentru o structură adaptabilă în funcție de o stare (esențiala) a procesului. Informațiile de bază privind RG-F dezvoltate pentru aplicațiile mecatronice din teză: (1) reglatoare fuzzy de tip Mamdani (RG-F-M), și (2) reglatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS) sunt sintetizate în cele ce urmează.

**B.1. Soluții de reglare cu reglatoare fuzzy de tip Mamdani cu dinamica plasată pe ieșire**

Reglatoarele fuzzy de tip Mamdani (RG-F-M) [63] se bazează pe un set finit de reguli fuzzy de tip *IF-THEN* de forma:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_i: & \text{ IF } (z_1 \text{ IS } TL_{z_1}^i \text{ AND } z_2 \text{ IS } TL_{z_2}^i \text{ AND } \dots \text{ AND } z_n \text{ IS } TL_{z_n}^i) \\
 & \text{ THEN } u_k = TL_{u_k}^i
 \end{aligned}
 \tag{2.4-1}$$

unde  $TL_{z_j}^i$ ,  $j=1..n$ , sunt termenii lingvistici aferenți variabilelor lingvistice de intrare, iar  $TL_{u_k}^i$  sunt termenii lingvistici aferenți variabilelor lingvistice de ieșire.

Pentru dezvoltarea RG-F-M se pornește de la dezvoltarea regulatorului clasic (liniar) PI(D). Prin discretizarea RG-PI, utilizând - de exemplu - metoda trapezelor se determină varianta incrementală a algoritmului (PI - cvasi-continuă):

$$\Delta u_k = K_P \Delta e_k - K_I e_k,
 \tag{2.4-2}$$

cu parametri  $K_P$  și  $K_I$  calculabili cu relațiile:

$$K_P = k_R \left(1 - \frac{T_e}{2T_i}\right), K_I = \frac{k_R T_e}{T_i}, a = \frac{K_I}{K_P}$$

Fuzzificarea variabilelor lingvistice de intrare este realizată apelând un număr impar de termeni lingvistici, cu funcțiile de apartenență (f.d.ap.) cu distribuție uniformă sau nu (după caz), și cu acoperire "1"; pentru variabilele lingvistice de ieșire se pot utiliza termeni lingvistici cu f.d.ap. de tip singleton cu distribuție uniformă. În figura 2.4.2, sunt exemplificate formele posibile ale f.d.ap. pentru variabilele lingvistice de intrare, pentru trei termeni lingvistici {N, ZE, P} (triunghiulare) și ale variabilei lingvistice de ieșire, pentru cinci termeni lingvistici {NB, NS, ZE, PS, PB} (singletoane).

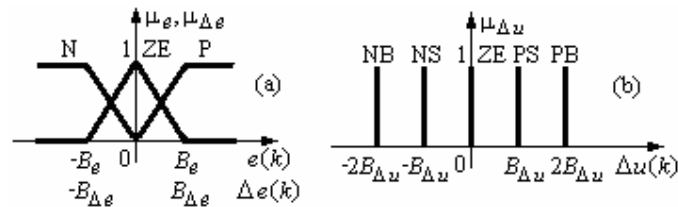


Fig.2.4.2. Funcțiile de apartenență acceptate ale variabilelor lingvistice de intrare (a) și ale variabilelor lingvistice de ieșire (b) [63]

Valorile parametrilor  $B_e$ ,  $B_{\Delta e}$  și  $B_{\Delta u}$  sunt determinate pe principiul echivalenței modale. Parametrul  $B_e$  trebuie ales de către proiectant în funcție de particularitățile procesului iar  $B_{\Delta e}$  și  $B_{\Delta u}$  rezultă din relațiile (2.4-3):

$$B_{\Delta e} = (K_P / K_I) B_e = a B_e \text{ și } B_{\Delta u} = K_I B_e. \quad (2.4-3)$$

## B.2. Soluții de reglare fuzzy cu reglatoare de tip Takagi-Sugeno

Reglatoarele fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS) [64], au la bază un mod aparte de construcție a "concluziilor" din baza de reguli a blocului fuzzy, și astfel, nu mai este necesară utilizarea procesului de defuzzificare.

Reglatoarele fuzzy cu dinamică cu structura convențională pot fi considerate reglatoare PI(D) neliniare. Datorită structurii flexibile la modificările punctului de funcționare a procesului, RG-F-TS asigură automat trecerea fără șocuri de pe o concluzie fermă (comanda unui RG-PI liniar) pe alta.

În multe aplicații de reglare automată, erorile de modelare și saturația comenzii sunt inevitabile și influențează performanțele sistemului conducând la oscilații mari și suprareglaj, timp de reglare mare și în unele cazuri la instabilitatea sistemului. Pentru astfel de cazuri, în [70] a fost propusă dezvoltarea unui sistem de reglare adaptivă cu efect "anti-windup" în care constanta regulatorului proporțional (RG-P), notată cu  $k$ , este acordată de către un bloc de adaptare fuzzy de tip PD, cu 2 variabile de intrare (eroarea și derivata erorii) și o variabilă lingvistică de ieșire (constanta proporțională,  $k$ ). Baza de reguli a RG fuzzy a fost adaptată astfel încât să se asigure un suprareglaj redus și un timp de reglare relativ redus, iar stabilitatea sistemului neliniar este analizată utilizând funcția de descriere.

Pentru dezvoltarea RG-F-TS cu integrarea ieșirii se discretizează, ca și în cazul RG-F-M, algoritmul de reglare PI liniar cu timp continuu, utilizând metoda

trapezelor (dupa Tustin). Varianta incrementală a algoritmului de reglare numerică cvasi-continuă PI rezultă de forma (2.4-4):

$$\Delta u_k^i = \gamma \left( K_P^i \Delta e_k^i - K_I^i e_k^i \right) \quad (2.4-4)$$

$$K_P^i = k_R^i \left( 1 - \frac{T_e}{2T_i^i} \right), \quad K_I^i = \frac{k_R^i T_e}{T_i^i}, \quad a = \frac{K_I^i}{K_P^i}, \quad (2.4-5)$$

în care  $i$  este indicele regulatorului utilizat în legea de reglare a RG-F-TS,  $T_e$  este perioada de eșantionare,  $e_k^i$  este eroarea de reglare,  $\Delta e_k^i$  este incrementul erorii de reglare, și  $\Delta u_k^i$  este incrementul comenzii; parametrul  $\gamma$  are rolul de a introduce neliniarități suplimentare care pot fi utile pentru îmbunătățirea performanțelor SRA

Pentru a descrie dinamica sistemului, regulatoarele fuzzy de tip Takagi-Sugeno folosesc reguli fuzzy de forma:

$$\begin{aligned} & \text{IF } (z_1 \text{ IS } TL_{z1}^i \text{ AND } z_2 \text{ IS } TL_{z2}^i \text{ AND } \dots \text{ AND } z_n \text{ IS } TL_{zn}^i) \\ & \text{THEN } u_k = \Delta u_k^i \end{aligned} \quad (2.4-6)$$

unde:

- $i$  este indicele regulii;
- $z_j, j=1..n$ , reprezintă variabilele lingvistice (VL) ale sistemului;
- $TL_{zj}^i, j=1..n$ , sunt multimile fuzzy ce descriu termenii lingvistici, TL, ai variabilelor lingvistice, VL;
- $\Delta u_k^i$  reprezintă concluzia regulii  $i$ .

Pentru a îmbunătăți indicatorii de calitate ai sistemului de reglare (suprareglaj, timp de reglare, etc.), metodele de dezvoltare a regulatoarelor fuzzy cu dinamică pot fi ușor extinse la dezvoltarea regulatoarelor neliniare fuzzy cu 2-DOF. În cadrul tezei această structură nou propusă a fost utilizată pentru aplicația ambreiajului acționat electromagnetic.

Pentru a face față mult mai bine neliniarităților aplicațiilor mecatronice, din cadrul tezei, RG-F au fost combinate cu structuri de reglare convenționale, ceea ce poate asigura o robustețe ridicată la variațiile parametrilor [71]-[73].

Reglarea fuzzy cu adaptarea parametrilor (Gain Scheduling, de exemplu [30], [31], [45]), este o formă specială de reglare fuzzy bazată pe model, care folosește reguli lingvistice și logica fuzzy pentru a determina baza de reguli a RG fuzzy pentru un proces dinamic. Tehnica este abordată în capitolul 4, sub forma unui regulator fuzzy PI Gain-Scheduling pentru controlul ambreiajului acționat electromagnetic.

## 2.5. Soluții de reglare automată cu predicție

Primele metode de reglare cu predicție [74], [75] (Predictiv Control) au avut caracteristic corectarea adecvată a comenzii actuale în vederea determinării evoluției dorite pentru ieșirea sistemului. Cei mai cunoscuți algoritmi de reglare cu predicție cu denumiri consacrate în literatură sunt sintetizați de exemplu în [5], (in

limba română în [3]) ș.a. sub denumirile de EPSAC (Extended Prediction Self Adaptive Control), GPC (Generalized Predictive Control), MUSMAR (Multistep Multivariable Adaptive Regulator), EHAC (Extended Horizon Adaptive Control); diversele soluții de reglare cu predicție sunt adaptate sub diferite moduri pentru conducerea proceselor cu neliniarități.

Pentru îmbunătățirea performanțelor structurilor de reglare cu predicție, acestea pot fi combinate cu alte structuri de reglare automată. Pentru conducerea proceselor cu neliniarități, în literatură, sunt prezentate diverse soluții de reglare cu predicție. Astfel, pentru conducerea unui proces neliniar în [76]-[78] este prezentată o structură de reglare automată cu predicție și cu RG-F-TS; predicția comenzii este bazată pe un MM-ISI liniar cu parametrii variabili. Pentru conducerea unui proces cu parametri necunoscuți în [79] este dezvoltată o extensie a structurilor de reglare clasice adaptive.

Procesele neliniare sunt relativ dificil de modelat, deoarece nu există standarde unitare de reprezentare a neliniarităților, care să provină fie din corelarea datelor de intrare-ieșire, fie prin folosirea ecuațiilor primare obținute din cunoașterea legilor de conservare a masei și a energiei. În multe situații poate fi utilă dezvoltarea unor sisteme de reglare automată cu predicție bazată pe modelul procesului – cunoscută în literatură sub denumirea de reglare cu predicție bazată pe model (Model Predictiv Control – MPC) [5], [80].

Sistemele de reglare automată cu predicție bazată pe model sunt utilizate cu succes în aplicațiile industriale, oferind – în raport cu alte structuri - o serie de avantaje ([3], [5], [80], [81]):

- structura de reglare este robustă;
- este utilă în controlul unei game largi de procese, de la cele cu dinamică simplă până la cele complexe, de la procesele cu timp până la cele cu faza neminimă;
- introduce controlul feedforward pentru a compensa timpul mort și perturbațiile măsurabile;
- reglarea este intuitivă și relativ ușoară, utilizându-se un bagaj de cunoștințe redus în domeniul reglării, iar regulatorul obținut este ușor de implementat, având un singur parametru de acordare;
- suportă extinderi la tratarea constrângerilor și sunt incluse sistematic în timpul proiectării procesului ș.a.

În reglarea cu predicție bazată pe model, necesitatea calculului ieșirii predictate a procesului la un moment viitor - bazată pe valorile anterioare și curente a ieșirii și pe comenzile viitoare - face ca modelul procesului să joace un rol important. Astfel, dezvoltarea completă a regulatorului cu predicție bazat pe model (Model Based Predictive Control – MBPC) presupune o selectare atentă și corectă a modelului procesului, model care să fie capabil să surprindă pe deplin dinamica procesului și, în același timp, să fie intuitiv și relativ simplu de implementat.

Modelele cele mai utilizate în dezvoltarea unei soluții MBPC pot apărea sub diverse forme prezentate în extenso [5] dintre care, în cadrul tezei, a fost apelată doar reprezentarea prin f.d.t. (cu variabilă explicitată sub forma lui  $q^{-1}$ ).

Pentru modelarea perturbațiilor, este apelat modelul ARIMAX, ce descrie acea parte a ieșirilor măsurabile ale procesului care nu a fost inclusă în modelul procesului; alegerea modelului perturbației este la fel de importantă ca și cea a modelului procesului [5]. În acest context, modelul procesului real poate fi exprimat sub forma generală:

$$y(k) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot u(k-1) + \frac{C(q^{-1})}{D(q^{-1}) \cdot A(q^{-1})} \cdot e(k) \quad (2.5-1)$$

unde  $q^{-1}$  – operatorul de întârziere elementar;  $y(k)$  – ieșirea nemăsurată a procesului;  $d$  – timpul mort exprimat în perioade de eșantionare ( $d \geq 0$ );  $u(k)$  – comanda;  $e(k)$  – o secvență de zgomot alb discret cu media zero și varianță  $\sigma_e^2$ .

Polinoamele  $A$ ,  $B$ ,  $C$  și  $D$  au expresiile:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{n_A}q^{-n_A}, \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{n_B}q^{-n_B}, \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1q^{-1} + \dots + a_{n_C}q^{-n_C}, \\ D(q^{-1}) &= 1 + d_1q^{-1} + \dots + a_{n_D}q^{-n_D}, \end{aligned} \quad (2.5-2)$$

unde  $n_A$ ,  $n_B$ ,  $n_C$  și  $n_D$  sunt gradele polinoamelor  $A$ ,  $B$ ,  $C$  și respectiv  $D$ .

Diferite tipuri de modele utilizate în literatură la dezvoltarea și implementarea soluțiilor de reglare predictivă bazată pe model [5] sunt detaliate în Tabelul 2.5.1 (după [3]).

Tabelul 2.5.1. Modele matematice utilizate în reglarea cu predicție

Tip de model	Expresia analitică aferentă
ARX	$y(k) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot u(k-1) + \frac{1}{A(q^{-1})} \cdot e(k)$
ARIX	$y(k) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot u(k-1) + \frac{1}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \cdot e(k)$
ARMAX	$y(k) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot u(k-1) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot e(k)$
ARIMAX	$y(k) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \cdot u(k-1) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \cdot e(k)$

Ideea de bază în reglarea MBPC revine la utilizarea unui model utilizat pentru a prezice (predicte) evoluția ieșirii procesului pe un orizont de timp definit și calculul legii de reglare bazat pe minimizarea unei funcții obiectiv. Figura 2.5.1 (clasică în literatură, [3], [5]) evidențiază, într-o reprezentare sintetică, pașii de urmat în dezvoltarea strategiei MBPC:

- la fiecare moment de timp, ieșirea reglată a procesului este determinată în viitor peste un orizont de predicție; valorile viitoare ale ieșirii procesului pot fi predictate pentru un model al procesului;
- valoarea referinței este stabilită în avans pentru orizontul viitor;
- calcularea secvenței de comandă de la momentul curent prin minimizarea unui criteriu de performanță care depinde de eroarea de reglare predictată;
- este obținută o nouă secvență de comandă, diferită de prima.



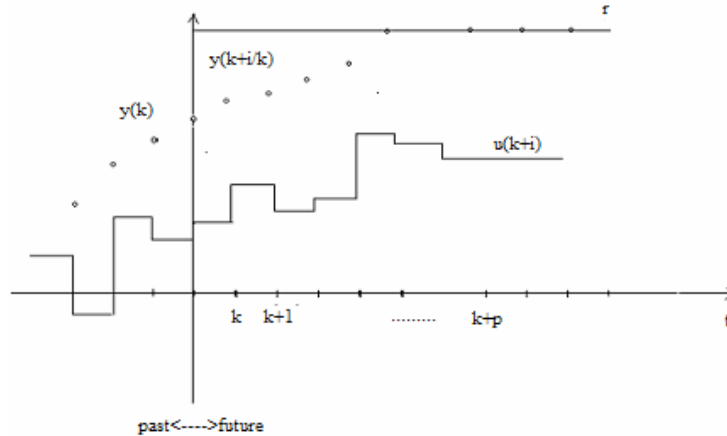


Fig.2.5.1. Pașii de dezvoltare ai strategiei MBPC

O problemă a strategiei de dezvoltare o constituie evaluarea funcției obiectiv. În prezența constrângerilor de tip inegalitate, comanda viitoare trebuie să fie obținută prin mai multe iterații.

Obiectivul principal al proiectării constă în minimizarea bazată pe un criteriu prin care ieșirea viitoare a procesului pe un orizont de timp determinat  $y(t+j)$  să urmeze traiectoria referinței  $w(t+j)$ , și, de asemenea, efortul necesar la nivelul comenzii să fie inclus în funcția obiectiv. Pentru minimizarea funcției obiectiv trebuie luate în considerare următoarele [5]:

- parametri: orizontul de comandă,  $c$ , orizontul de predicție maxim și minim ( $N_2$  și  $N_1$ ) și secvențele de ponderare,  $\delta(j)$  și  $\lambda(j)$ ;
- traiectoria referinței; aceasta nu trebuie să coincidă exact cu referința reală; evoluția sa viitoare este cunoscută dinainte, evitându-se astfel întârzierea ce ar putea apărea în răspunsul sistemului; traiectoria poate specifica comportarea sistemului în buclă închisă;
- în cazul unor algoritmi de reglare cu predicție, constrângerile sunt luate în considerare intrinsec, cum ar fi MAC (Model Algorithm Control) și DMC (Dynamic Matrix Control), iar în GPC sunt încorporate posterior.

Ținând seama de specificul aplicației, în cadrul tezei sunt tratate și apelate următoarele două funcții obiectiv (aplicația a 2-a):

- *Funcții obiectiv pătratice pe un pas* – care conduc la un algoritm de reglare simplu (LCA), cu performanțe controlabile prin ponderarea adecvată a comenzii;
- *Funcții obiectiv pătratice pe mai mulți pași* – micșorează valorile mari ale comenzii care rezultă din utilizarea unor astfel de funcții.

**A. Funcțiile obiectiv pătratice pe un pas** sunt bazate pe eroarea de reglare a sistemului și a comenzii ponderate; ele permit rezolvarea integrală a problemei de urmărire și a problemei de conducere a sistemelor atât de fază minimă cât și a celor de fază neminimă, încadrându-se prin aceasta în categoria soluțiilor de reglare LCA.

În cadrul aplicației 2 din teză, pentru dezvoltarea soluției MPC, se pleacă de la forma generală a MM al procesului (2.5-1) și de la MM aferent predictorului de ordinul întâi (2.5-3):

$$\hat{y}(k+1) = \frac{\hat{B}(q^{-1}) * \hat{D}(q^{-1})}{T(q^{-1})} * u(k) + \frac{q(T(q^{-1}) - \hat{A}(q^{-1}) * \hat{D}(q^{-1}))}{T(q^{-1})} * y(k) \quad (2.5-3)$$

Prin minimizarea funcției obiectiv pătratică pe un pas (2.5-4) se asigură atât minimizarea erorii de reglare, cât și minimizarea comenzii:

$$J = \frac{1}{2} [\hat{y}(k+1) - r(k+1)]^2 + \frac{\lambda}{2} u^2(k) \quad (2.5-4)$$

Coeficientul de ponderare  $\lambda \geq 0$  asigură compromisul (de ponderare) între cele două obiective. Algoritmul de reglare se obține pe baza figurii 2.5.2 și a minimizării funcției obiectiv (2.5-4) în raport cu mărimea de comandă  $u(k)$ ,  $\frac{\partial J}{\partial u} = 0$ :

$$u(k) = \frac{\hat{b}_0 \cdot T(q^{-1})}{\hat{b}_0 \cdot \hat{B}(q^{-1}) \cdot \hat{D}(q^{-1}) + \lambda \cdot T(q^{-1})} \cdot r(k+1) - \frac{q \cdot \hat{b}_0 \cdot [T(q^{-1}) - \hat{A}(q^{-1}) \cdot \hat{D}(q^{-1})]}{\hat{b}_0 \cdot \hat{B}(q^{-1}) \cdot \hat{D}(q^{-1}) + \lambda \cdot T(q^{-1})} \cdot y(k) \quad (2.5-5)$$

În consecință, algoritmul MPC poate fi transformat într-o structură polinomială cu două grade de libertate (2DOF, varianta RST), prezentată în figura 2.5.2 ([3], [5] s.a.).

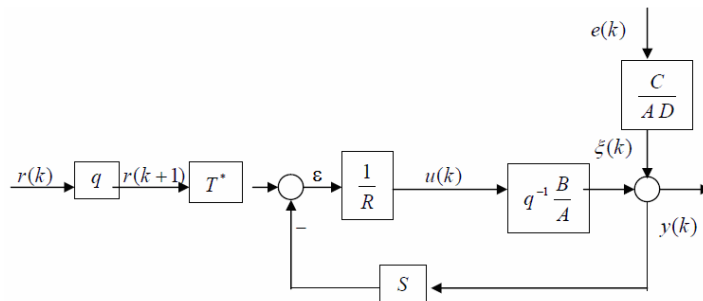


Fig.2.5.2 Forma analitică standard (2-DOF) a structurii de reglare automată cu predicție bazată pe model (MPC)

Forma standard a structurii sistemului de reglare automată cu predicție din figura 2.5.2., se obține prin transformarea algoritmului de reglare (2.5-5) la forma (2.5-6):

$$R(q^{-1})\Delta u(t) = T(q^{-1})r(t) - S(q^{-1})y(t) \quad (2.5-6)$$

în care polinoamele  $R$ ,  $S$  și  $T$  au expresiile:

$$\begin{aligned}
 R(q^{-1}) &= \frac{\hat{B}(q^{-1}) \cdot \hat{D}(q^{-1}) + T \cdot \lambda}{\hat{b}_0 + \lambda}, \\
 S(q^{-1}) &= \frac{q \cdot \hat{b}_0 \cdot (T(q^{-1}) - \hat{A}(q^{-1}) \cdot \hat{D}(q^{-1}))}{\hat{b}_0 + \lambda}, \\
 T^*(q^{-1}) &= \frac{\hat{b}_0 + T(q^{-1})}{\hat{b}_0 + \lambda}
 \end{aligned} \tag{2.5-7}$$

Expresia ieșirii reglate obține forma (2.5-8):

$$y(k) = \frac{q^{-1}}{1 + \frac{\lambda * A(q^{-1})}{b_0 * BA(q^{-1})}} * r(k+1) + \frac{1 + \frac{\lambda * C(q^{-1})}{b_0 * B(q^{-1}) * D(q^{-1})}}{1 + \frac{\lambda * A(q^{-1})}{b_0 * B(q^{-1})}} * e(k) \tag{2.5-8}$$

iar ecuația caracteristică (ecuația diofantică) a structurii MPC este:

$$A(q^{-1})R(q^{-1}) + q^{-1}B(q^{-1})S(q^{-1}) = 0 \tag{2.5-9}$$

Observație. În cazul utilizării funcției obiectiv (2.5-4), eroarea de regim staționar constant, (2.5-10), poate fi anulată doar dacă coeficientul de ponderare  $\lambda$  este nul sau în cazul unui proces cu caracter integrator ([3]):

$$\varepsilon_s = r(k+1) - y_s = \frac{\lambda}{\lambda + \frac{B}{A} b_0} r(k+1) = \frac{\lambda}{\lambda + k_0 b_0} r(k+1) \tag{2.5-10}$$

**B. Funcțiile obiectiv pătratice pe mai multi pași.** Aceste funcții au fost introduse pentru a menține funcția de ieșire cu varianta minimă; ea este apelată și pentru rezolvarea problemei zerourilor de fază neminimă [3], [5].

În literatură, sunt prezente diverse modalități de obținere a unor regulatoare convenționale prin minimizarea funcțiilor obiectiv pe mai multi pași și ținând seama de alegerile particulare ale parametrilor  $p$ ,  $p_m$  și  $\lambda$ . În partea a II-a, în capitolul 4 al tezei, sunt apelati și dezvoltati doar algoritmi de reglare de varianță minimă.

O funcție obiectiv pe mai mulți pași cu comandă ponderată este dată în:

$$J = \sum_{i=p_m}^p [\hat{y}(k+i) - r(k+i)]^2 + \sum_{i=1}^p \lambda \Delta u(k+i-1)^2 \tag{2.5-11}$$

unde  $p$  este orizontul maxim al ieșirii (orizontul de predicție),  $p_m$  este orizontul minim de predicție,  $\lambda \geq 0$  este coeficient de ponderare.

Prin minimizarea acestei funcții obiectiv (2.5-11) în condițiile,  $p=c$  ( $c$  - orizontul comenzii),  $p_m=1$  și  $\lambda=0$ ,  $\hat{y}=r$  și considerând forma matriceală a predictorului [3]:

$$\hat{y} = Pu + \psi s + k$$

unde matricele coloană au expresiile:

$$\begin{aligned} \hat{y} &= [\hat{y}(k+1), \dots, \hat{y}(k+p)]^T, \\ u &= [u(k), \dots, u(k+p-1)]^T, \\ r &= [r(k+1), \dots, r(k+p)]^T, \end{aligned} \quad (2.5-12)$$

se poate determina algoritmul de reglare cu predicție de varianță minimă.

Sistemele GPC reprezintă unul din cei mai populari algoritmi MPC, fiind proiectate și implementate cu succes în aplicațiile mecatronice. În aplicațiile din cadrul tezei, pentru dezvoltarea algoritmului GPC se pleacă de la modelul procesului de tip ARIMAX:

$$A(q^{-1}) * y(k) = q^{-d} * B(q^{-1}) * \Delta u(k-1) + C(q^{-1}) * \frac{e(k)}{\Delta} \quad (2.5-13)$$

unde  $\Delta$  este operatorul de diferențiere,  $\Delta = 1 - q^{-1}$ ,  $d$  este timpul mort, iar expresiile polinoamelor  $A$ ,  $B$ , și  $C$  sunt date în (2.5-2). În foarte multe cazuri (de exemplu și [5]) pentru simplificarea polinomului  $C(q^{-1})$  se adoptă de forma  $C(q^{-1}) = 1$ .

### C. Algoritmul de reglare cu predicție generalizat

Algoritmul GPC constă în aplicarea unei secvențe de comandă,  $\{u(k), u(k+1), \dots, u(k+c)\}$ , care minimizează o funcție obiectiv de forma:

$$J = \sum_{i=p_m}^p \delta(i) [\hat{y}(k+i) - r(k+i)]^2 + \sum_{i=1}^c \lambda(i) \Delta u(k+i-1)^2 \quad (2.5-14)$$

unde  $c$  – orizontul comenzii,  $\delta(i)$  și  $\lambda(i)$  – secvențe de ponderare. După minimizare, algoritmul de reglare GPC obține forma:

$$\Delta u(t) = K(r(t) - f(t)) = \sum_{i=p_m}^p k_i [r(t+i) - f(t+i)] \quad (2.5-15)$$

unde  $K$  este prima linie a matricei  $(G^T G + \lambda I)^{-1} G^T$ .

Și în acest caz sistemul închis poate fi transformat într-o structură standard RST - apelată în analiza structurii de reglare automate GPC - prezentată în figura 2.5.3 [5]. Reprezentarea RST asigură determinarea formei polinomiale a algoritmului GPC (2.5-6).

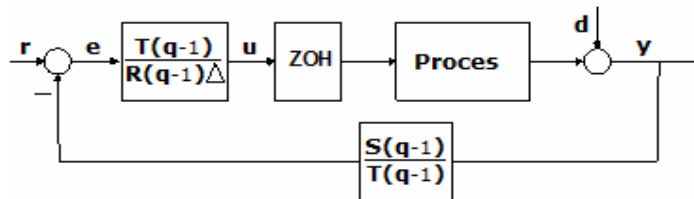


Fig.2.5.3. Structura sistemului de reglare generalizat în varianta RST [5]

Pentru a determina coeficienții polinoamelor  $R(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$  ale RG-2DOF trebuie rezolvată ecuația diofantică (2.5-16):

$$T(q^{-1}) = E_j(q^{-1}) \Delta A(q^{-1}) + q^{-j} F_j(q^{-1}) \quad (2.5-16)$$

în care  $T(q^{-1})$  este un parametru de dezvoltare ce poate fi ales; pentru simplificarea reprezentării s-a ales  $T(q^{-1})=1$ .

Expresiile finale ale polinoamelor  $R(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$  vor fi de forma:

$$R(q^{-1}) = \frac{T(q^{-1}) + q^{-1} \sum_{i=N_1}^{N_2} k_i I_i}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i},$$

$$S(q^{-1}) = \frac{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i F_i}{\sum_{i=N_1}^{N_2} k_i},$$
(2.5-17)

iar  $F_i$  și  $I_i$  sunt elementele ecuației diofantice ([3], [5] de exemplu,  $I_i$  sunt liniile vectorului  $G^T$ ).

## 2.6. Concluzii și contribuții personale

În cadrul acestui capitol, sunt prezentate într-o manieră sintetică și sistematică clasele de modele matematice apelate în dezvoltarea unor soluții de reglare de tipul “low cost automation”.

Bazat pe un studiu bibliografic extins, sunt definite și sintetizate condițiile în care o aplicație de reglare (conducere) poate fi încadrată în categoria “low cost”.

În acord cu aplicațiile vizate în cadrul tezei, s-a realizat o sinteză asupra metodelor de dezvoltare a unor regulatoare PI(D). De asemenea, s-a realizat o sintetizare a condițiilor de comutare de pe un a.r.n. pe un altul, în vederea asigurării unei treceri fără șocuri. În acest context, au fost definite și reformulate tehnici de dezvoltare Gain-Scheduling, în vederea includerii acestora în categoria “low cost”.

Tot în cadrul acestui capitol, s-a realizat o analiză comparativă între două abordări de dezvoltare a soluțiilor de reglare automată cu 2DOF, în vederea alegerii unei metode adecvate aplicațiilor vizate în teză. Pentru aceasta s-a utilizat un program asistat de calculator, adaptabil în funcție de aplicația abordată.

În vederea includerii în categoria soluțiilor de reglare automată “low cost” au fost sintetizați algoritmi de reglare fuzzy de tip Mamdani și de tip Takagi-Sugeno, care au fost apelați în cadrul aplicațiilor vizate în teză.

Tot pentru încadrarea ca și soluție LC pentru aplicațiile din teză, au fost analizați anumiți algoritmi de reglare automată cu predicție, ca de exemplu, reglarea cu predicție bazată pe model, algoritmul de reglare cu predicție de varianță minimă și algoritmul de reglare automată cu predicție generalizată.

Pentru a dovedi eficiența lor, soluțiile de reglare automată “low cost” abordate în teză au fost testate pe aplicațiile din partea a II-a a tezei, în parte simulate, în parte pe standuri experimentale.

Aceste contribuții au fost valorificate și prin intermediul unor lucrări științifice, ca de exemplu [82]-[86].

## PARTEA A II-A

Sistemele mecatronice sunt utilizate cu succes în majoritatea aplicațiilor industriale și neindustriale datorită structurii lor simple și robuste [2], [84], [85]. Aplicațiile mecatronice (sistem mecatronic) încorporează:

- Subsistemul mecanic (procesul condus);
- Subsistemele electronice de interfațare (elementele de execuție/actuatoare și elementele de măsură);
- Subsistemul de conducere al cărui grad de complexitate diferă de la o aplicație la alta, care poate încorpora atât structuri de conducere și algoritmi relativ simplii, cât și structuri de conducere avansate.

În acest prim context aplicația mecatronică poate fi considerată ca și subsistem de conducere automată înglobat într-un sistem mai complex. În dezvoltarea sistemelor de conducere aferente aplicațiilor mecatronice pot fi luate în considerare următoarele puncte de vedere:

- acceptarea unei reprezentări simplificate a sistemului;
- Stabilirea performanțelor de funcționare;
- controlul mărimilor specifice, inclusiv estimarea stărilor;
- generarea comportării dinamicii în situații speciale;
- dezvoltarea de algoritmi avansați;
- detectarea erorilor de funcționare și diagnosticarea acestora.

Obiectivul acestui capitol al tezei este de a face ușor de înțeles modul în care structurile de reglare abordate pot fi proiectate și implementate pentru diferite aplicații mecatronice [87]-[91]. Procesele neliniare abordate în cadrul tezei pot aduce, prin liniarizare și simplificare, la forma unor modele benchmark, care permit dezvoltarea unor soluții de reglare automată.

Dezvoltarea sistemelor de reglare în domeniul automotive reprezintă unul din elementele cheie de inovare în industria autovehiculelor. De-a lungul anilor, mașinile au devenit sisteme mecatronice complexe, care conțin subsisteme caracterizate prin cerințe de funcționare ridicate: precizie (de poziționare, urmărire) ridicată, timp de reglare redus, robustețe, consum redus de energie - asigurate prin soluții de reglare adecvate [2]. Aceste subsisteme sunt caracterizate prin neliniarități mai mult sau mai puțin severe, ceea ce poate complica în unele cazuri soluția de conducere [2], [91].

Structurarea acestei părți a avut ca suport și aplicații din cadrul grantului de cercetare SICONA 2009 [92], tratând în capitolele 3, 4 și 5 aplicațiile de conducere semnificative. Astfel, în capitolul 3 este prezentată modelarea detaliată a lanțului de transmisie a puterii la autovehicule în vederea dezvoltării unor soluții de reglare LCA. Din cadrul componentelor acestui sistem, în capitolul 4 este analizat subsistemul „ambreiaj acționat electromagnetic” și pe baza diferitelor MM construite sunt dezvoltate soluții de reglare LCA dedicate poziționării subsistemului ambreiaj. În lipsa unui stand experimental verificările relative la sistemele de reglare dezvoltate în cap. 3 și 4 au fost realizate prin simulare pe modelele dezvoltate. În capitolul 5, soluțiile de reglare LCA abordate au fost testate pe un echipament de laborator „sistemul cu levitație magnetică”; între această aplicație și aplicația „ambreiaj acționat electromagnetic” se pot stabili conexiuni atât funcționale cât și de modelare, sistemul cu levitație magnetică fiind însă mai complicat. În cadrul acestui capitol este prezentată modelarea matematică a sistemului (ca proces condus) și au fost verificate în timp real soluțiile LCA dezvoltate.

### 3. SISTEMUL DE TRANSMISIE A PUTERII LA AUTOVEHICULE

#### 3.1. Sinteza asupra evoluției sistemelor de transmisie a puterii la autovehicule

Schema aferentă lanțului de transmisie a puterii unui autovehicul este prezentată în figura 3.1.1 ([2], [91]). Schema evidențiază sistemul de propulsie, ambreiaj (în cazul unei cutii de viteze manuală) sau convertorul de cuplu (în cazul unei cutii de viteze automată), cutia de viteze, angrenajul central sau principal format din grupul conic și diferențialul, axul planetar și roțile motoare. Dinamica unui astfel de sistem poate fi modelată cu diferite grade de detaliere, în funcție de scopul urmărit [2], [91]. În cazul modelării complete a lanțului de transmisie, acesta este descompus pe subsisteme (mecanice) modelate individual, conținând atât componente elastice cât și module neliniare.

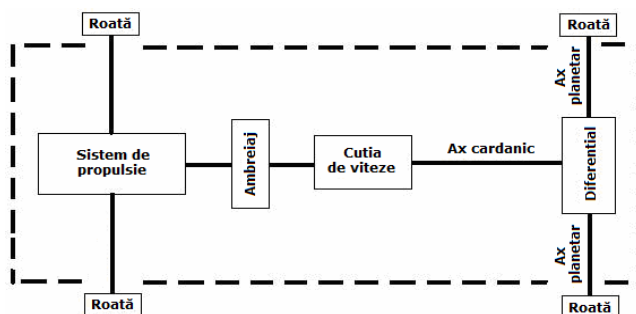


Fig.3.1.1. Schema de principiu a unui sistem de transmisie a puterii la autovehicule

Interacțiunile între componentele sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule sunt prezentate în schema bloc din figura 3.1.2; ele vor fi discutate ca subsisteme individuale, interconectate în subcapitolul aferent modelării matematice. Posibilitatea separabilității este discutată și analizată în [2].

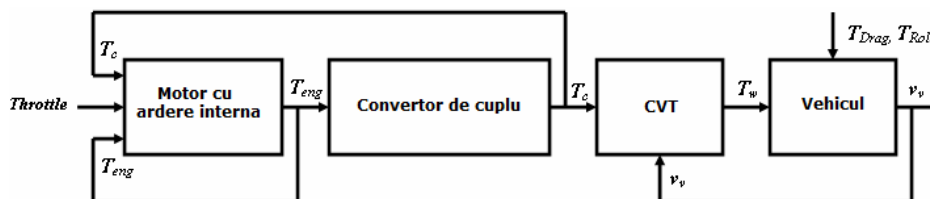


Fig.3.1.2. Schema de principiu a unui sistem de transmitere cu variație continuă a puterii la autovehicule

Modelele matematice au fost construite plecând de la relațiile generale care caracterizează sistemul (având ca baza [2]). Pentru fiecare subsistem se vor preciza relațiile fundamentale ce descriu funcționarea subsistemului.

### 3.2 Modelarea matematică a sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule

#### 3.2.1. Modelarea matematică a componentelor sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule

În corelație cu preocupările din cadrul grantului [92], în cadrul tezei modelarea matematică și valorile numerice ce caracterizează schemele bloc se referă la subsistemele sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii de la autovehiculul Honda Civic (valori numerice preluate după [93]-[95]).

În figura 3.2.1, se prezintă structura sistemului de transmisie a puterii pentru un automobil (STPA) cu tracțiune față (motorul așezat în partea frontală a mașinii). Principalele componente ale sistemului de transmisie prezentat sunt:

- motorul cu ardere internă cu aprindere prin scânteie (m.a.s.);
- convertorul de cuplu;
- transmisia cu variație continuă (CVT – Continuously Variable Transmission);
- diferențialul;
- ax planetar (pentru fiecare roată implicată în tracțiune);
- roțile.

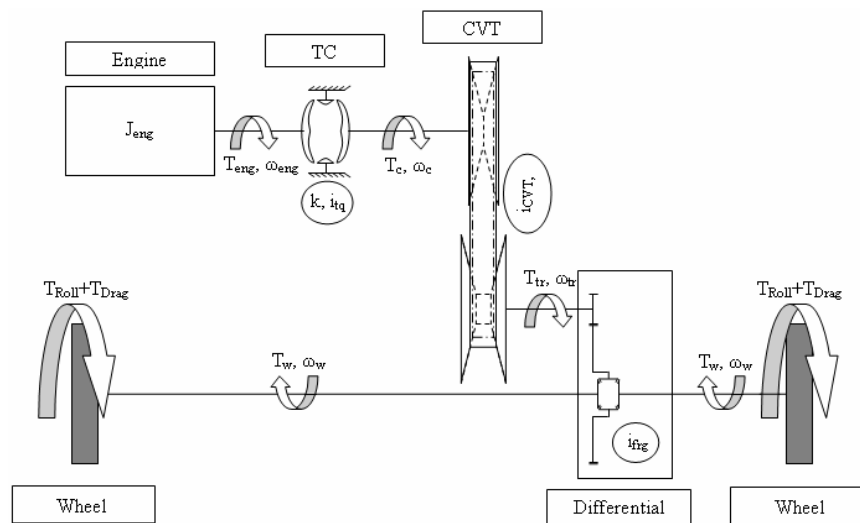


Fig.3.2.1. Schema bloc detaliată a unui sistem de transmitere cu variație continuă a puterii la autovehicule



În conformitate cu figura 3.2.1, cuplul motorului  $T_{eng}$  și turația motorului  $\omega_{eng}$  ajung la sistemul de transmisie (CVT) prin convertorul de cuplu TC (în forma cuplului  $T_C$  și a turației  $\omega_C$ ). De la CVT, cuplul transformat  $T_{tr}$  și viteza unghiulară  $\omega_{tr}$  sunt din nou modificate de transmisia primară și de coeficientul  $i_{frg}$  care reprezintă raportul la diferențial. Cuplul rezultat  $T_W$  și viteza unghiulară  $\omega_W$  sunt transmise la roți prin intermediul axelor planetare. În regim permanentizat, cuplul rezultat  $T_W$  acoperă cuplul rezistent creat la nivelul roților; acesta poate conține (1) componenta de rezistență aerodinamică  $T_{Drag}$  (2) componenta datorată frecării  $T_{Roll}$  și (3) componenta introdusă de declivitățile drumului. În regimurile de accelerare se adaugă componenta dinamică de accelerare a mașinii.

Componenta cuplului rezistent datorată unor declivități (rampe) este luată în considerare numai în regimul de testare "funcționare palier - rampă".

Viteza mașinii va fi constantă când:

$$T_W = T_{Roll} + T_{Drag} \cdot \quad (3.2-1)$$

Dinamica sistemului STPA poate fi modelată în diferite moduri, funcție de obiectivul propus și de ecuațiile primare ale componentelor sistemului.

În cadrul capitolului - plecând de la modelele matematice aferente componentelor sistemului de transmisie automată a puterii la autovehicule date în [2], [91] și [96]) - modelarea a fost adaptată și particularizată pentru un sistem de transmisie cu variație continuă. Aceste particularizări se regăsesc în modelarea cuplului motorului, a convertorului de cuplu și a cutiei de viteză cu transmisie cu variație continuă.

#### A. Sistemul de accelerație electronic

Deoarece poziția pedalei de accelerație (în literatură *throttle position* uneori prescurtat *throttle*) nu poate fi avea o comportare treaptă (pură), pentru a asigura o accelerație asimptotică, este necesară introducerea sistemului de accelerație electronic; prin poziția pedalei de accelerație se asigură controlul admisiei de combustibil, respectiv cuplul motorului cu ardere internă.

După [97] dinamica sistemului poate fi explicată sub forma (3.2-2):

$$\hat{throttle} = \frac{1}{1 + T_{tp}s} \cdot \hat{TP} \quad (3.2-2)$$

unde  $T_{tp} = 0.03$  este constanta de timp relativă la "mișcarea pedalei" accelerației electronice,  $\hat{TP}$  - caracterizează valorile normalizate ale poziției pedalei accelerației electronice ( $\hat{TP}$  [%] este în procente).

#### B. Motorul cu ardere internă

În literatură (de exemplu și [91]) sunt detaliate pentru cele două variante de bază de motoare pentru autovehicule (Otto și Diesel) - atât pentru varianta ideală, cât și alternative la acestea, relațiile de modelare de baza finalizate cu diverse structuri de conducere ce pot deservi funcționalitatea acestora. Prezentarea din cadrul tezei se referă doar la motorul Otto (cu explozie, pe benzină).

În cazul motorului Otto – cu explozie – ciclul motor poate fi caracterizat prin diagrama p-V asociată motorului m.a.s. figura 3.2.2. (preluată din literatură, de exemplu [91]). Fără a intra în detalii, se amintește faptul că timpii în care acționează motorul Otto sunt decompozabili pe următoarele acțiuni: (1) admisie, (2) compresia, (3) explozia și destinderea și (4) evacuarea (ce pot fi regăsiți și pe diagrama din figura 3.2.2.).

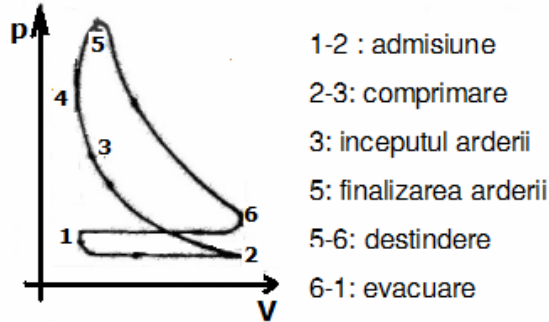


Fig.3.2.2. Diagrama p-V a motorului cu aprindere prin scântei

În modelarea vehiculului cu transmisie CVT, motorul Honda Civic este de tipul 1.6i SR (motor cu injecție cu o capacitate de 1.6 litrii), caracterizat de:

- o putere maximă produsă este 113 PS (CP-cai putere) respectiv 83 kW la 6300 rpm (659.73 rad/sec);
- un cuplul maxim de 143 Nm care se poate instala la turația de 4800 rpm (502.65 rad/sec);
- un moment de inerție  $J_{eng} = 0.184 \text{ kg m}^2$ , care influențează direct evoluția turației motorului.

Turația motorului este supusă următoarei constrângeri:

$$\frac{2\pi}{60} \cdot 1000 \leq \omega_{eng} \leq \frac{2\pi}{60} \cdot 6300 \text{ [rad/sec]} \quad (3.2-3)$$

Dinamica motorului poate fi modelată ca un sistem cu inerție:

$$J_{eng} \cdot \dot{\omega}_{eng} = T_{eng} - T_c, \quad (3.2-4)$$

în care

$$T_{eng} = \Gamma_1(throttle, \omega_{eng}) = \left[ T_{max} - \frac{T_{max} - T_p}{(\omega_p - \omega_M)^2} \cdot (\omega_{eng} - \omega_M)^2 \right] \cdot throttle, \quad (3.2-5)$$

$$0\% \leq throttle \leq 100\%.$$

unde:  $T_c$  - cuplul de la ieșirea convertorului de cuplu [N·m];  $\omega_{eng}$  - viteza unghiulară (turația) a motorului [rad/sec];  $T_{eng}$  - cuplul motorului [N·m];  $J_{eng}$  - momentul de inerție al motorului [kg·m<sup>2</sup>];  $T_{max}$  - cuplul maxim al motorului [N·m];  $\omega_p$  - viteza unghiulară a motorului la putere maximă [rad/sec];  $\omega_M$  - viteza

unghiulară (turația) a motorului la cuplul maxim [rad/sec]; throttle – accelerația;  $\Gamma_I$  - funcție neliniară de poziția accelerației – marcată prin variabila *throttle* - și de viteza unghiulară a motorului  $\omega_{eng}$  (proporțională cu turația motorului).

Motorul m.a.s. are caracteristica de cuplu prezentată în figura 3.2.3. Inerția motorului este condusă de diferența dintre cuplul motorului și cuplul de ieșire al convertorului de cuplu.

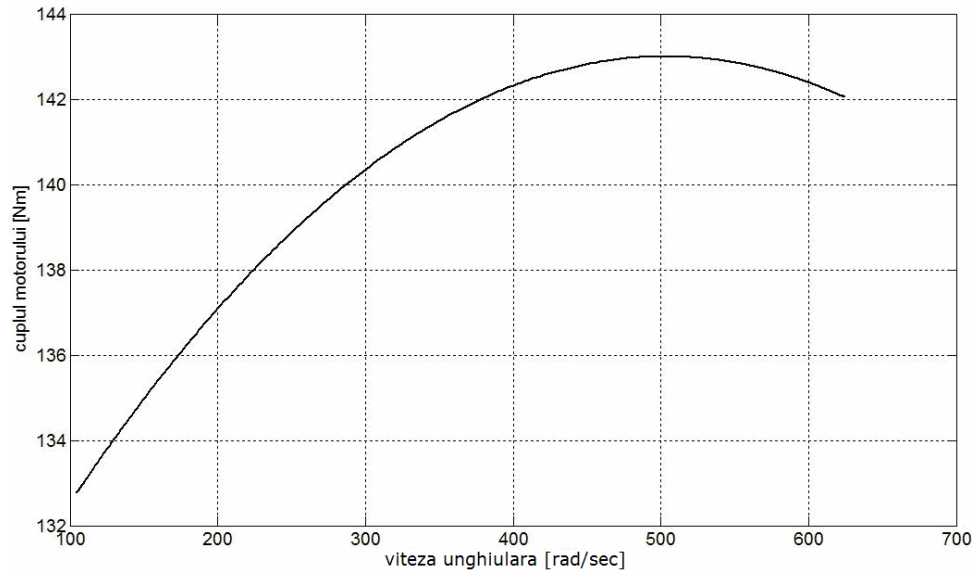


Fig.3.2.3. Caracteristica cuplului în funcție de viteza unghiulara a motorului (după depășirea turației / vitezei unghiulare de mers în gol)

### C. Convertorul de cuplu

Cu toate că utilizarea unui convertor de cuplu reprezintă față de ambreiajul mecanic o soluție avantajoasă, prin folosirea unui convertor de cuplu eficiența cuplării este sub 100%. Pierderile sunt datorate prezenței statorului care generează turbulențe și interferențe în circuitul fluidului și se pot elimina prin atașarea la stator a unui ambreiaj mecanic cu sens unic (*one-way clutch*); convertorul de cuplu este montat la intrarea lantului de transmisie, fiind conectat la ieșirea flânșei volantului.

Convertorul de cuplu realizează următoarele funcționalități [98], [99]:

- acționează ca un ambreiaj automat care transmite cuplul de la motor la sistemul de transmisie;
- multiplică cuplul generat de motor;
- absoarbe vibrațiile de torsiune ale motorului și ale sistemului de propulsie și netezește oscilațiile din rotația motorului (efect de filtrare);
- acționează pompa de ulei a sistemului de control hidraulic.

Preluat după [100], în figura 3.2.4 este prezentată o imagine sugestivă a unui convertor de cuplu (ambreiaj hidraulic).

Convertorul de cuplu poate fi modelat utilizând raportul dintre factorul de capacitate,  $k$ , și raportul cuplului,  $i_{tq}$ , versus raportul de transmisie al cutiei de viteze dat prin curbe aferente stărilor de echilibru în forma elementelor Simulink de tip

Look-Up Table,  $\Gamma_2$  și  $\Gamma_3$ ; graficele acestor funcții sunt ilustrate în figura 3.2.5 și figura 3.2.6 [97], [101], [102]:

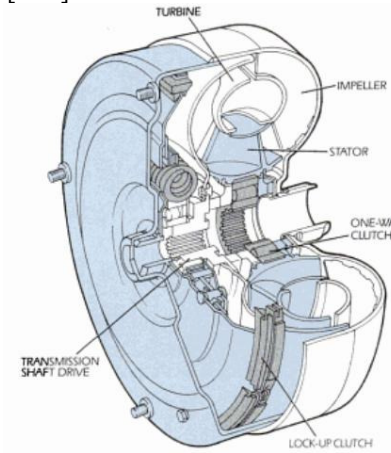


Fig.3.2.4. Componentele unui convertor de cuplu [99]

$$\begin{aligned}
 T_c &= \omega_{eng}^2 / k^2, \\
 k &= \Gamma_2(\omega_c, \omega_{eng}), \\
 i_{tq} &= \Gamma_3(\omega_c, \omega_{eng}).
 \end{aligned}
 \tag{3.2-6}$$

în care  $\Gamma_2, \Gamma_3$  - sunt funcții de  $\omega_c$  și  $\omega_{eng}$ ,  $\omega_c$  - viteza unghiulară (turația) de intrare în convertorul de cuplu [rad/sec].

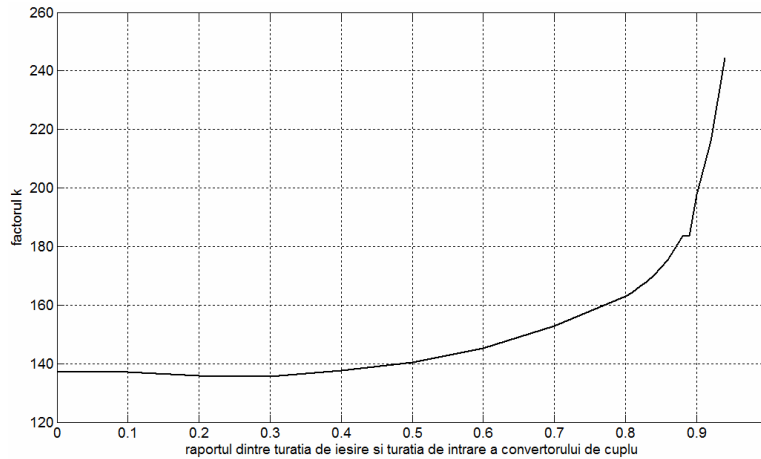
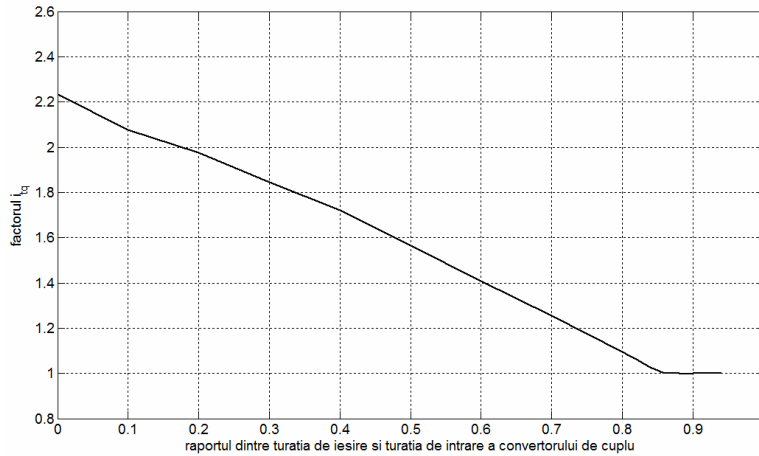


Fig.3.2.5. Caracteristica aferentă factorului  $k(\Gamma_2)$

Fig.3.2.6. Caracteristica aferentă raportului  $i_{tq}(\Gamma_3)$ 

#### D. Transmisia cu variație continuă

Spre deosebire de celelalte tipuri de transmisii mecanice, care permit selecția a doar câteva valori distincte ale raportului de transmisie, flexibilitatea transmisiei cu variație continuă CVT (Continuously Variable Transmission) permite arborelui de transmisie să mențină o viteză unghiulară constantă într-o gamă prestabilită de viteze. În acest mod, se poate obține o creștere a eficienței consumului de combustibil în comparație cu alte tipuri de transmisii, permițând motorului să funcționeze în cea mai eficientă gamă de turații. Performanțele vehiculului pot fi maximizate numai dacă motorul funcționează la turațiile care produc puterea maximă [103].

În literatura de specialitate, au fost raportate numeroase rezultate de cercetare privind autovehiculele cu transmisie cu variație continuă, (Leonardo DaVinci a schițat prima transmisie de tip CVT în anul 1490). Pentru prima dată, în tehnologia autovehiculelor, transmisia CVT a fost aplicată de firma germană DAF (sfârșitul anilor 1950). În anul 1987, Subaru a lansat o mini-mașină denumită Justy, care avea transmisie CVT și care a fost prima mașină de acest tip vândută pe piața americană [103]. Și alți dezvoltatori de automobile (Honda, Ford, Nissan, Toyota, Volkswagen (VW), Audi, Seat, Fiat, BMW, Mitsubishi) au dezvoltat autovehicule cu transmisie cu variație continuă.

În literatură, sunt menționate mai multe tipuri de transmisie cu variație continuă – CVT. În [104] se menționează faptul că transmisia cu variație continuă este cea al cărei raport de transmisie (sau raport al vitezelor) se poate modifica continuu într-un interval prestabilit (rezoluție infinitesimală). Datorită avantajelor practice ale transmisiei CVT față de celelalte tipuri de transmisii, interesul pentru dezvoltarea acestor transmisii a creat competiții printre dezvoltatorii de aplicații automotive. În [105] sunt prezentate componentele fundamentale, configurația și cinematica unei transmisii de tip CVT având putere distribuită. Pentru a asigura urmărirea asimptotică a vitezei dorite a roților, în lucrare se prezintă un *regulator inovativ* – termen folosit de autori – în fapt neliniar și adaptiv dedicat pentru sistemul de propulsie al unui vehicul cu motor Otto și transmisie cu variație continuă a raportului de transmisie. Pentru a optimiza eficiența unui sistem care include o

transmisie de tip CVT în [106] se discută filozofia de control CVT și detaliile proiectării unui sistem mecanic de transmisie.

Pentru a realiza un optim al puterii din punctul de vedere al transmisiei cu variație continuă, în [107] Song și Wang introduc un servosistem mecano-hidraulic pentru cureaua metalică în formă de ,V'; sistemul de control hidraulic este dezvoltat pentru modelul matematic al sistemului și furnizează răspunsuri foarte bune ale vitezei vehiculului pentru cazurile în care se produc mai multe modificări ale mediului extern. În [108] se prezintă condițiile generale de existență și o soluție explicită pentru o liniarizare pe reacție (feedback linearization) completă a unui sistem de propulsie (drive-train) cu transmisie de tip CVT. În lucrare este prezentată dezvoltarea unui regulator optimal (time-optimal controller) și rezultatele de simulare care susțin robustețea sistemului și faptul că performanțele bucle rămân acceptabile chiar și în prezența unor perturbații mari. În [109], Zhou și colaboratorii stabilesc - ținând seama de diferite etape ale cuplării ambreiajului - modelul dinamic al unui sistem CVT folosit apoi în simulare. De asemenea, au dezvoltat un regulator PD cu parametrii ajustabili pentru raportul de transmisie al cutiei de viteze și un regulator Fuzzy pentru cuplul aferent ambreiajului. Scenariile de funcționare simulate și analizate în [109] se referă la accelerare și decelerare și întâlnirea unei rezistențe perturbatoare. Scopul principal al rezultatelor de cercetare prezentate în lucrările [108] și [109] este de a minimiza consumul de carburant al unui sistem cu transmisie CVT. Abordările din teză au la bază lucrările menționate.

În cazul transmisiilor CVT, la majoritatea autovehiculelor se utilizează o pereche de roți de transmisie cu diametru variabil, fiecare având forma unui con și care sunt conectate printr-o curea metalică sau un lanț. Când aceste jumătăți se apropie cureaua este forțată să se ridice de-a lungul roții, măbind astfel diametrul roții, după cum reiese și din figura 3.2.7 și invers. Raportul de transmisie variază în funcție de modificarea diametrului roților. Cureaua clasică în formă de ,V' utilizată pentru transmisia cu variație continuă este dedicată motoarelor care produc un cuplu redus cu valori de până la 200 Nm.

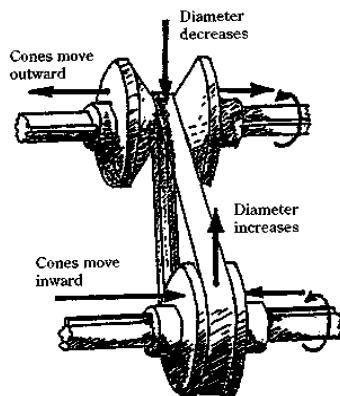


Fig.3.2.7. Principiul de funcționare al transmisiei CVT

Principiul de funcționare, descris mai sus, este cel care guvernează și transmisia de tip CVT vizată în teza. Transmisia de tip CVT vizată permite schimbarea în mod continuu a relației dintre turația motorului și viteza vehiculului,

având un număr infinit de trepte de viteză, cuprins în intervalul:  $0.727 \leq i_{CVT} \leq 3.143$ .

Modelul matematic al transmisiei CVT este utilizat pentru contruirea unui model detaliat al unui autovehicul în vederea dezvoltării unor soluții de reglare a vitezei autovehiculului. Ecuațiile generale ale transmisiei sunt următoarele:

$$\begin{aligned} i_{CVT} &= \Gamma_4(v_V), & T_{tr} &= i_{CVT} \cdot i_{tq} \cdot T_C, \\ T_W &= i_{frg} \cdot T_{tr}, & \omega_C &= i_{CVT} \cdot \omega_W. \end{aligned} \quad (3.2-7)$$

în care: caracteristica  $\Gamma_4$  este dată sub forma un look-up table, figura 3.2.8, ca dependență a raportului de transmisie  $i_{CVT}$  funcție de viteza vehiculului,  $v_V$ ;  $T_{tr}$  - este cuplul de la ieșirea subsistemului de transmisie [N·m],  $T_W$  - cuplul de la ieșirea din diferențial [N·m],  $\omega_W$  este viteza unghiulară a roților [rad/sec].

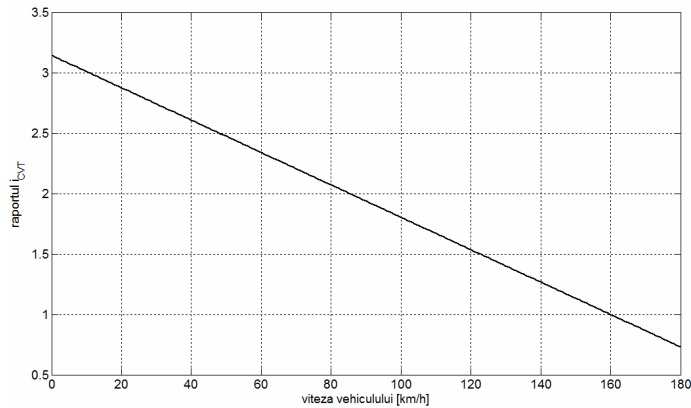


Fig.3.2.8. Caracteristica aferentă raportului  $i_{CVT}(\Gamma_5)$

### E. Dinamica autovehiculului

Autovehiculul utilizat în modelările din cadrul tezei are o caroserie de tip hatchback compactă de masă aproximativă  $m_0=1000$  kg și un moment de inerție echivalent,  $J_{veh} = r_W^2 m_V$  [kg m<sup>2</sup>]. Roțile au o dimensiune de 15" și cauciucurile utilizate sunt de tipul 185/85 [110], [111]. Modificarea momentului de inerție al autovehiculului  $J_{veh}$  (ca și perturbație parametrică) este datorată de masa adițională (pasageri și bagaje),  $0 \leq \Delta m_V \leq 431$  kg, care influențează în mod direct performanțele autovehiculului (de exemplu timpul necesar atingerii vitezei de 100 km/h).

Masa totală a autovehiculului poate fi exprimată în funcție de masa în gol,  $m_0$ , și sarcina utilă,  $\Delta m_V = 431$  (3.2-8):

$$m_V = m_0 + \Delta m_V \quad (3.2-8)$$

În tabelul 3.2.1 este prezentată modificarea demarajului vehiculului dependent de diferite valori ale momentului de inerție.

Tabel 3.2.1. Influența momentului de inerție asupra performanțelor vehiculului

$\Delta m_V$	$J_{vech}$	0-100 km/h
54	65.875	8.4 sec
200	78.375	9.88 sec
431	92.813	11.6 sec

Ecuțiile care guvernează dinamica vehiculului [2], [91], [112]:

$$\begin{aligned}
 J_{vech} \cdot \dot{\omega}_W &= T_W - T_{Drag} - T_{Roll} - T_{rez}, \\
 T_{Drag} &= 0.5 \cdot c \cdot A \cdot \rho \cdot r_W^3 \cdot \text{sgn}(\omega_W), \\
 T_{Roll} &= c_{Roll} \cdot m_V \cdot g \cdot r_W, \\
 v_V &= 3.6 \cdot r_W \cdot \omega_W,
 \end{aligned} \tag{3.2-9}$$

unde:  $T_{Drag}$  - este cuplul de rezistență aerodinamică [N·m];  $T_{Roll}$  - este cuplul de frecări (friction torque) [N·m];  $c$  - este coeficientul de rezistență aerodinamic,  $A$  - este aria secțiunii autovehiculului,  $\rho$  - este densitatea fluidului,  $c_{Roll}$  - este coeficientul de rezistență la sol,  $r_W$  - este raza roților.

### 3.2.2. Modelul matematic neliniar al sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule. Liniarizarea modelului neliniar

Schema bloc informațională neliniară a întregului sistem a fost determinată pe baza MM parțiale ale componentelor sistemului de transmisie a puterii la autovehicule (STPA) (tratate în subcapitolul 3.2.1), figura 3.2.9 și - pe această bază - s-a construit și modelul matematic pe stare (MM-ISI) neliniar (MM-NL) (3.2-10):

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= -\frac{1}{T_{tp}} \cdot x_1 + \frac{1}{T_{tp}} \cdot u \\
 \dot{x}_2 &= \frac{1}{J_{eng}} \cdot \left[ T_{max} - \frac{T_{max} - T_p}{(\omega_p - \omega_M)^2} \cdot (x_2 - \omega_M)^2 \right] \cdot x_1 - \\
 &\quad - \frac{1}{J_{eng}} \cdot \frac{x_2^4}{3.6^2 \cdot k^2 \cdot k_f^2 \cdot x_3^2 \cdot k_V^2 \cdot r_W^2 \cdot x_3^2}, \\
 \dot{x}_3 &= \frac{1}{J_{vech}} \cdot \frac{i_{FRG} \cdot k_{tq} \cdot k_t \cdot x_2^3}{k^2 \cdot k_f^2 \cdot x_3} - \\
 &\quad - \frac{1}{J_{vech}} \cdot (0.5 \cdot \rho \cdot A \cdot c_{air} \cdot r_W^3 \cdot x_3^2 - T_{Roll} - T_{rez}), \\
 y &= 3.6 \cdot 0.01 \cdot r_W \cdot x_3,
 \end{aligned} \tag{3.2-10}$$

în care, mărimile caracteristice sunt: mărimea de comandă,  $u = \hat{T}P$  - numeric egală în tensiune cu poziția pedalei de accelerație, mărimile de stare,  $x_1$  - caracterizează dinamica pedalei de accelerație (*throttle*),  $x_2 = \omega_{eng}$ ,  $x_3 = \omega_W$  și  $y = 0.01v_V$  - mărimea de ieșire măsurată.





Pentru dezvoltarea unor structuri de reglare pentru sistemul STPA, MM-NL (3.2-10) a fost liniarizat în jurul unor puncte de funcționare (p.d.f.) caracteristice definite de: - poziția pedalei și de modificarea momentului de inerție determinată de masa curentă a autovehicolului. Acestea au fost alese luând în considerare poziția pedalei de accelerație: 50%, 70% și 90% și modificările de masă adițională specificate în tabelul 3.2.1. În urma liniarizării, s-a determinat modelul matematic liniarizat (MM-Ln) (3.2-11) cu diferite valori ale parametrilor:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{X} &= A \Delta X + b \Delta u, \\ \Delta y &= c^T \Delta X, \end{aligned} \quad (3.2-11)$$

în care matricele A, B and cT sunt detaliate în (3.2-12):

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \\ b_{13} \end{bmatrix}, \\ c^T &= [c_{11} \quad c_{12} \quad c_{13}]. \end{aligned} \quad (3.2-12)$$

și elementele matricelor au expresiile (3.2-13):

$$\begin{aligned} a_{11} &= -33.3, \quad a_{12} = 0, \quad a_{13} = 0 \\ a_{21} &= -\frac{1}{J_{eng}} \cdot \left( T_{max} - \frac{T_{max} - T_p}{(\omega_p - \omega_M)^2} (x_{20} - \omega_M)^2 \right) \\ a_{22} &= -\frac{1}{J_{eng}} \cdot \left( \frac{T_{max} - T_p}{(\omega_p - \omega_M)^2} \cdot (2 \cdot x_{20} - 2 \cdot \omega_M) \cdot x_{10} \right) - \\ &\quad - \frac{1}{J_{eng}} \cdot \left( \frac{4 \cdot x_{20}^3}{3.6^2 \cdot k^2 \cdot k_f^2 \cdot k_v^2 \cdot r_w^2 \cdot x_{30}^4} \right) \\ a_{23} &= \frac{1}{J_{eng}} \cdot \frac{4 \cdot x_{20}^4}{3.6^2 \cdot k^2 \cdot k_f^2 \cdot k_v^2 \cdot r_w^2 \cdot x_{30}^5} \\ a_{31} &= 0 \\ a_{32} &= \frac{1}{J_{veh}} \cdot \left( \frac{i_{FRG} \cdot k_t \cdot k_{tq}}{k^2 \cdot k_f^2} \cdot \frac{3 \cdot x_{20}^2}{x_{30}} \right) \\ a_{33} &= -\frac{1}{J_{veh}} \cdot \left( \frac{i_{FRG} \cdot k_t \cdot k_{tq}}{k^2 \cdot k_f^2} \cdot \frac{x_{20}^3}{x_{30}^2} + c \cdot \rho \cdot A \cdot r_w^3 \cdot x_{30} \right) \\ b_{11} &= 33.3, \quad b_{21} = 0, \quad b_{31} = 0 \\ c_{11} &= 0, \quad c_{12} = 0, \quad c_{13} = 3.6 \cdot 0.01 \cdot r_w \end{aligned} \quad (3.2-13)$$

Pentru MM-Ln (3.3-11) s-au explicitat expresiile funcțiilor de transfer (f.d.t.), de tip PT3, de forma (3.2-14); f.d.t. au fost determinate pentru fiecare p.d.f. stabilit și sunt detaliate în Tabelul 3.2.2.:

$$H_P^{(i)}(s) = \frac{y_m(s)}{u(s)} = \frac{k_P^{(i)}}{(1+T_1^{(i)}s)(1+T_2^{(i)}s)(1+T_3^{(i)}s)} \quad (3.2-14)$$

unde  $i = 1, 2, 3$  reprezintă indicele punctului de funcționare.

Tabelul 3.2.2. Funcțiile de transfer pentru fiecare p.d.f. și masă adițională nulă

p.d.f.	Funcții de transfer, $H_P(s)$
$u_{01}=5$	$\frac{1.47}{(1+15.13 \cdot s)(1+0.3 \cdot s)(1+0.03 \cdot s)}$
$u_{02}=7$	$\frac{1.65}{(1+11.8 \cdot s)(1+0.23 \cdot s)(1+0.03 \cdot s)}$
$u_{03}=9$	$\frac{1.75}{(1+9.82 \cdot s)(1+0.3 \cdot s)(1+0.03 \cdot s)}$

### 3.2.3. Regimuri de funcționare semnificative pentru testarea prin simulare a sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la un autovehicul

Pe baza schemei bloc Simulink aferentă procesului neliniar din figura 3.2.9, se definesc mai multe regimuri de funcționare simulate. Cele 5 regimuri de funcționare selectate în cadrul tezei sunt: (1) demaraj, (2) palier – depășire, (3) palier – frâna de motor, (4) palier – rampă și (5) croazieră.

Rezultatele de simulare aferente celor 5 regimuri sunt prezentate pentru cazul în care pedala de accelerație este apasată la "maxim" și includ formele de variație ale mărimilor considerate importante pentru proces: (a) mărimea de comandă –  $\hat{T}P$  (exprimată în valori normate), (b) viteza unghiulară a motorului (exprimată în rad/sec), (c) raportul de transmisie al cutiei de viteze,  $i_{CVT}$ , (d) viteza vehiculului,  $v_V$  (exprimată în km/h). Aceste simulări pot fi reluate și pentru alte valori ale poziției pedalei de accelerație.

Scopul acestor regimuri este de a servi la testarea comportării sistemului pentru diferite variații ale pedalei de accelerație – 50%, 70% sau 90% - și pentru diferite condiții de drum.

Scenariile de simulare au fost definite prin intermediul unui bloc Simulink de tipul Repeating Sequence Interpolated [96], prin care se poate controla exact pentru diferite momente de timp considerate forma mărimii de comandă ( $\hat{T}P$ ). Graficele aferente mărimii de comandă reprezintă o formă redusă a ciclului de simulare New European Driving Cycle – NEDC [113].

#### A. Regimul de funcționare "Demaraj"

Acest regim de funcționare scoate în evidență demararea vehiculului și stabilirea unei viteze de circulație, cu accelerare uniformă, figura 3.2.10 (a), trecerea de la o viteză la alta realizându-se continuu prin modificarea raportului vitezei  $i_{CVT}$  între valoarea 3.143 aferentă vitezei de pornire și 0.76 aferentă vitezei finale obținute, figura 3.2.10 (c). Viteza unghiulară a motorului ajunge la valoarea de 609 rad/sec, figura 3.2.10 (b). Pentru acest scenariu de simulare, viteza atinsă

de vehicul este de 178 km/h la 58 sec, figura 3.2.10 (d). Timpul necesar accelerării și atingerii vitezei de 100 km/h este de 8.412 sec.

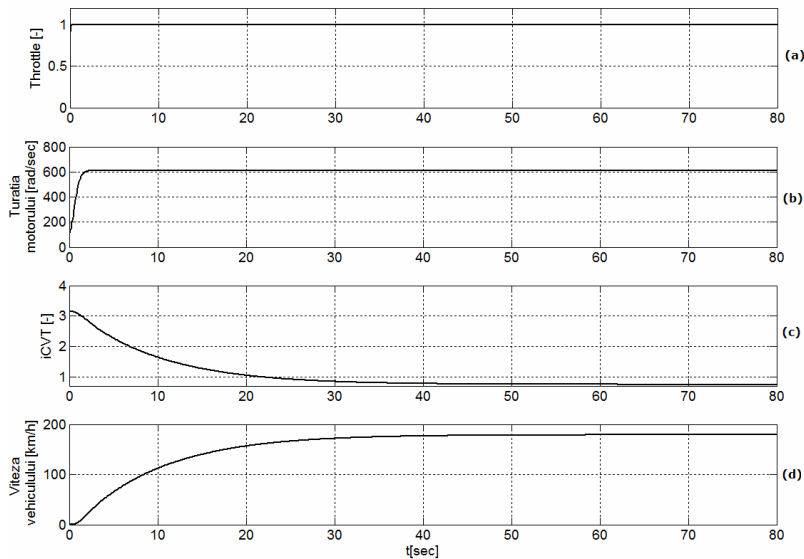


Fig.3.2.10. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul demaraj

### B. Regimul de funcționare “Palier – depășire”

Acest regim de funcționare tratează situația în care vehiculul depășește un alt vehicul aflat în mișcare, figura 3.2.11. Pentru început, se consideră o viteză de croazieră prestabilită de la care va începe depășirea, viteză care se poate obține similar celei din regimul de funcționare demaraj, de aproximativ 168 km/h; la apariția unui autovehicul aflat în mișcare se apăsă pedala de accelerație în vederea depășirii. După un anumit interval de timp se revine la valoarea inițială a vitezei de croazieră (revenirea la vechea accelerație). Timpul necesar de simulare pentru acest regim de funcționare este de 150 sec.

### C. Regimul de funcționare “Palier – rampa”

Regimul de funcționare “palier-rampă”, figura 3.2.12, presupune aplicarea unei secvențe, de tip Repeated Sequence Interpolated, figura 3.2.12 (a), care, în momentul apariției unei rampe, modelează evoluția mărimii de comandă pentru a depăși cuplul rezistent adițional,  $T_{rez}$  modelat ca un cuplu adițional cuplurilor deja existente,  $T_{Roll}$  și  $T_{Drag}$ .

Ca și consecință a aplicării cuplului rezistent adițional viteza vehiculului începe să scadă, figura 3.2.12 (d). După 5 secunde de la întâlnirea rampei șoferul accelerează, apăsând pedala 100%, fapt care se manifestă prin creșterea turației motorului de la 524 rad/sec la 609 rad/sec, fig. 3.2.12 (b). Mai departe scade și raportul de transmisie al cutiei de viteze, fig.3.2.12 (c), pentru a depăși cuplul rezistent și a mări viteza vehiculului, care ajunge la 167 km/h. Timpul necesar de simulare pentru acest regim de funcționare este de 100 sec.

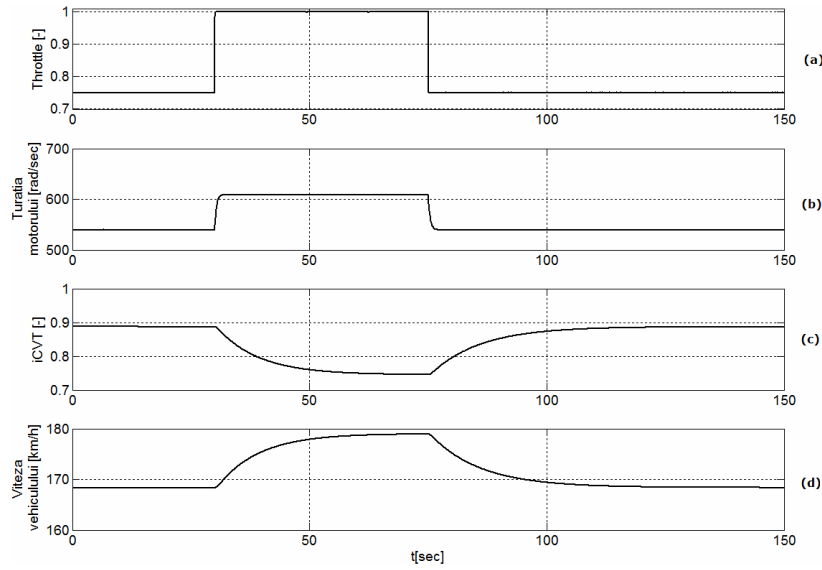


Fig.3.2.11. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul depășire

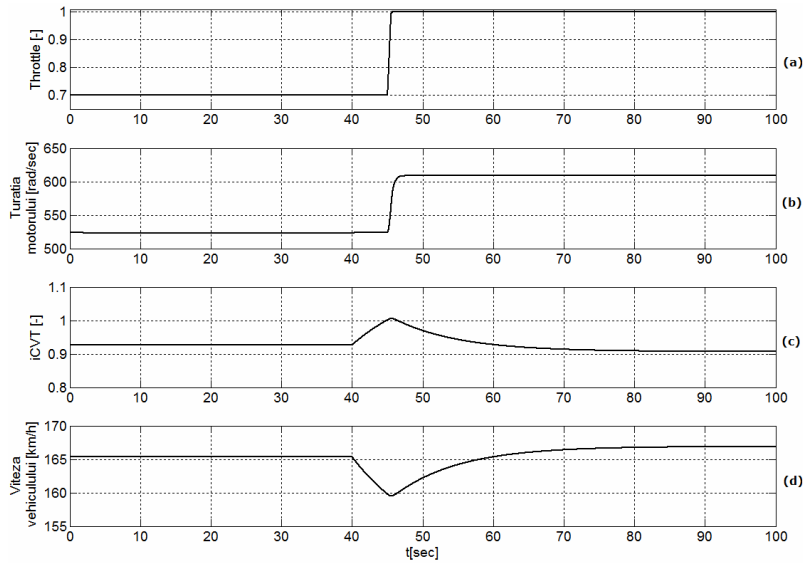


Fig.3.2.12. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul rampă

**D. Regimul de funcționare “Palier – frâna de motor”**

Acest regim de funcționare tratează cazul opririi vehiculului, utilizând doar frâna de motor. Similar regimului de funcționare palier – depășire, se consideră o viteză de croazieră prestabilită de la care se lăsa pedala de accelerație pentru a

ajunge la turația de relanti a motorului – la viteza unghiulară de aproximativ 83 rad/sec, figura 3.2.13 (d). În acest regim, se poate observa scăderea vitezei vehiculului până la viteza de mers de aproximativ 8 km/h, figura 3.2.13 (d), și creșterea raportului de transmisie de la valoarea 0.731 la 3.04, figura 3.2.13 (c).

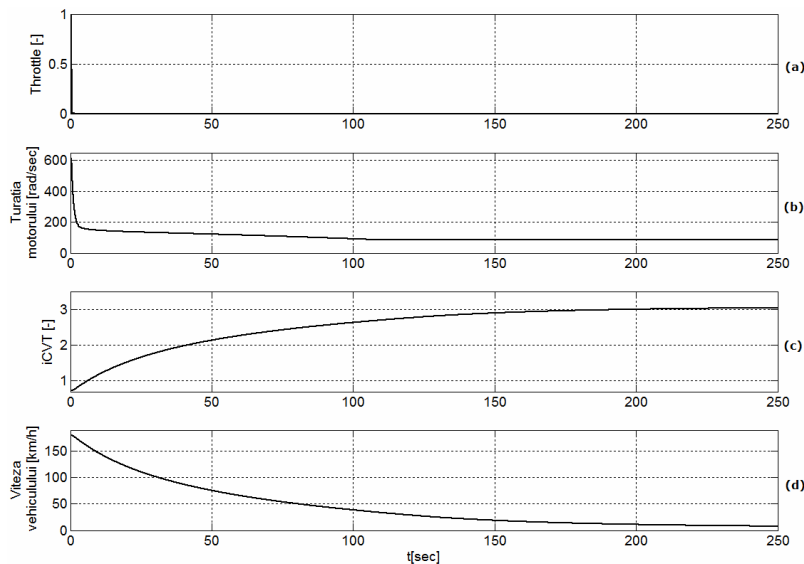


Fig.3.2.13. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul frână

### E. Regimul de funcționare "Croaziera"

În acest regim de funcționare (combinat, denumit "croazieră") s-a dorit îmbinarea tuturor regimurilor prezentate anterior, cu scopul de a reproduce un caz practic de evoluție în trafic al unui autovehicul. Astfel, pe intervalul de simulare de 1400 sec., caracteristica mării de comandă din figura 3.2.14 (a) este corespunzătoare următoarelor moduri de funcționare: demaraj, depășirea unui obstacol, păstrarea vitezei constante pe o zonă de palier, întâmpinarea unei rampe, reducerea vitezei după terminarea rampei și frână motor (mers în gol la turația de relanti). Analizând graficele din figura 3.2.14, se pot remarca următoarele:

- primele 200 sec. corespund regimului de funcționare "Demaraj", în care, apăsând pedala de accelerație la aproximativ 40%, autovehiculul ajunge la o viteză de 130 km/h.
- după stabilirea vitezei constante de 130 km/h, apare un obstacol (autovehicul în mișcare) care necesită efectuarea unei depășiri, apăsând pedala de accelerație până la valoarea de 80%. Datorită acestei modificări crește turația motorului de la 400 rad/sec la 550 rad/sec, raportul de transmisie scade la 0.86, iar viteza vehiculului ajunge la 170 km/h în momentul depășirii.
- după depășire, accelerația este redusă la 30% pentru a obține o viteză de croazieră constantă de 108 km/h la o turație a motorului de 345 rad/sec. La 700 sec se aplică un cuplu rezistent  $T_{res}$  care simulează întâlnirea unei rampe și necesită apăsarea pedalei de accelerație de la 30% la 50% pentru a nu lăsa viteza vehiculului să scadă datorită rampei; viteza unghiulară a

motorului ajunge la aproximativ 450 rad/sec. După urcarea rampei accelerația este din nou scăzută la 30% pentru a menține o viteză constantă de aproximativ 108 km/h.

- ultimul regim luat în considerare corespunde regimului de funcționare – “Palier – frână motor”, care are ca efect oprirea motorului.

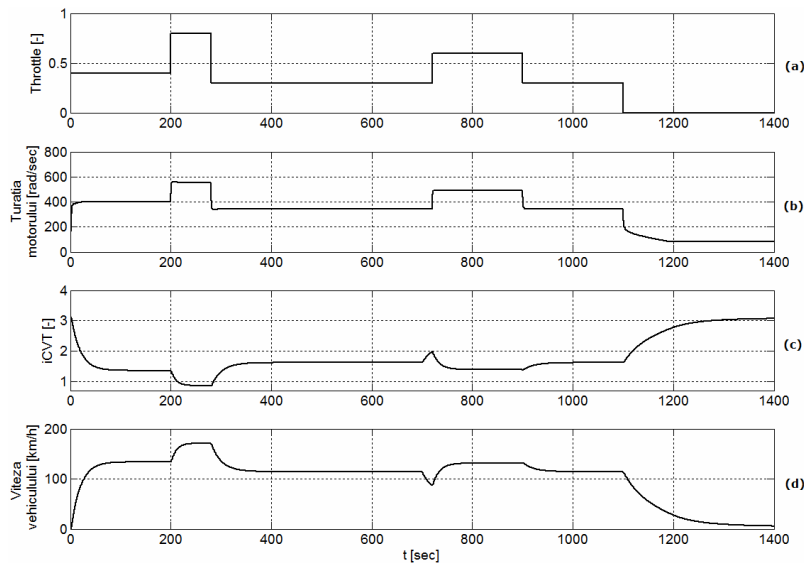


Fig.3.2.14. Comportarea sistemului de transmisie a puterii în regimul croazieră

### 3.3. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule

În cadrul acestui capitol, sunt prezentate patru structuri de reglare automată dezvoltate în vederea *reglării vitezei autovehiculului* prin sistemul de transmisie a puterii (aplicația studiată):

- SRA cu RG-PI (variante clasică oferită de producători);
- SRA cu RG-PID;
- SRA cu RG-PI cu adaptarea parametrilor (Gain-Scheduling, cu metodologia de dezvoltare prezentată în par.2.2.2)
- SRA cu RG fuzzy de tip Takagi-Sugeno (cu metodologia de dezvoltare prezentată în par.2.4).

Soluțiile de reglare propuse și dezvoltate se încadrează în categoria LCA și s-au dovedit a fi eficiente din punctul de vedere al performanțelor obținute. Structurile de reglare au fost dezvoltate pentru cazul sistemului aflat în modul de funcționare “Demaraj” și pot fi testate pentru toate regimurile de funcționare menționate; în aceste cazuri se pot defini apoi noi criterii de comparație a eficienței soluțiilor.

### 3.3.1. Dezvoltarea de soluții de reglare automată a vitezei cu RG-PI și PID pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule

În cadrul acestui paragraf au fost dezvoltate două soluții de reglare automată cu RG-PI și RG-PID acordate pe baza relațiilor specifice criteriului MO (par.2.2.2). Pentru asigurarea performanțelor de reglare corespunzătoare sistemului de transmisie a puterii la autovehicule în dezvoltarea RG-PI(D) s-a apelat principiul compensării poli-zero. MM-II apelate au avut la bază MM-ISI-Ln în jurul punctelor de funcționare analizate.

La dezvoltarea reguletoarelor s-au luat în considerare și efectele posibilelor acțiuni ulterioare ale perturbațiilor parametriche (modificarea momentului de inerție al vehiculului); în final, au rezultat nouă RG-PI și nouă RG-PID. Valorile parametrilor de acordare ai reguletoarelor PI și PID obținuți pentru cele nouă cazuri sunt detaliate în Tabelul 3.3.1, respectiv în Tabelul 3.3.2.

Tabel 3.3.1. Valorile parametrilor de acordare ai RG-PI

$u_0 / \Delta J_{veh}$	Parametrii RG-PI					
	65.875		78.375		92.813	
	$k_r^1$	$T_r^1$	$k_r^2$	$T_r^2$	$k_r^3$	$T_r^3$
$u_{01}=5$	1.01	15	1.02	18.6	1.02	23.24
$u_{02}=7$	1.15	11.8	1.15	14.48	1.15	17.67
$u_{03}=9$	1.27	9.83	1.28	11.9	1.28	14.38

Tabel 3.3.2. Valorile parametrilor de acordare ai RG-PID

$u_0 / \Delta J_{veh}$	Parametrii RG-PID								
	65.875			78.375			92.813		
	$k_r^1$	$T_{r1}^1$	$T_{r2}^1$	$k_r^2$	$T_{r1}^2$	$T_{r2}^2$	$k_r^3$	$T_{r1}^3$	$T_{r2}^3$
$u_{01}=5$	0.0575	15	0.3	0.0512	18.6	0.3	0.05	23.24	0.3
$u_{02}=7$	0.056	11.8	0.24	0.05	14.48	0.24	0.044	17.67	0.24
$u_{03}=9$	0.053	9.83	0.19	0.047	11.9	0.19	0.042	14.38	0.19

Rezultatele de simulare sunt ilustrate în figura 3.3.1 pentru RG-PI, respectiv în figura 3.3.2 pentru RG-PID.

Analizând rezultatele de simulare prezentate în figura 3.3.1, se poate remarca faptul că:

- în cazul unui moment de inerție redus,  $J_{veh}=65.875$ , autovehiculul atinge viteza de 100 km/h în aproximativ 7 sec., iar viteza maximă în 45 sec.;
- în cazul  $J_{veh}=78.375$ , timpul necesar atingerii vitezei de 100 km/h este de aproximativ 9.5 sec, iar viteza maximă este atinsă în aproximativ 55 sec.;
- în cazul  $J_{veh}=92.813$ , autovehiculul atinge viteza de 100 km/h în aproximativ 10 sec., iar viteza maximă în 80 sec.

În cazul SRA cu RG-PID, din figura 3.3.2 se pot trage următoarele concluzii:

- timpul necesar atingerii vitezei de 100 km/h este de aproximativ 9.5-12 sec;
- timpul necesar atingerii vitezei maxime de 180 km/h este de aproximativ 60 sec în cazurile  $J_{veh}=65.875$  și  $J_{veh}=78.375$ , și 95 sec în cazul  $J_{veh}=92.813$ .



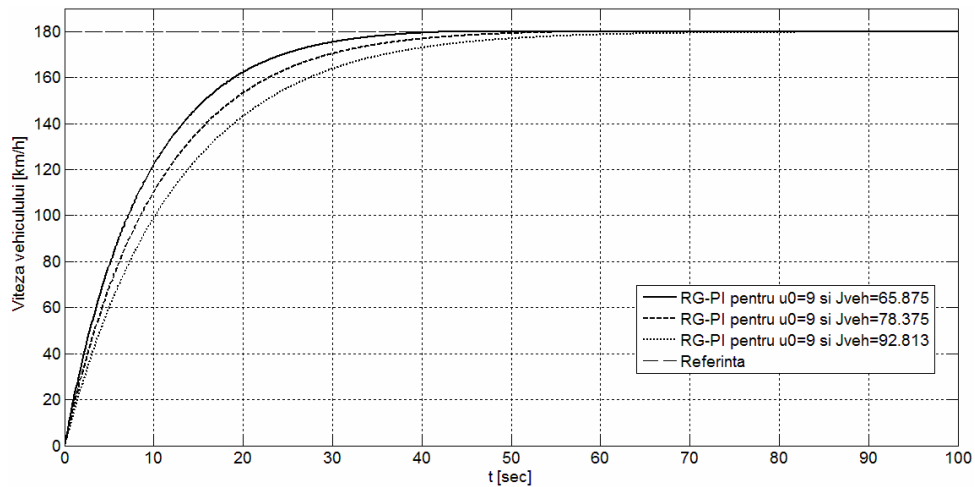


Fig.3.3.1. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-PI dezvoltat pentru STPA

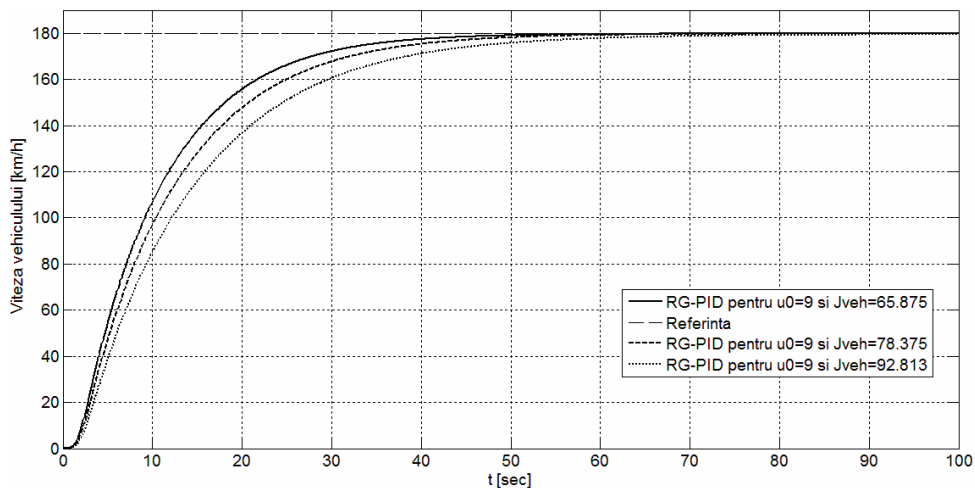


Fig.3.3.2. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-PID dezvoltat pentru STPA

### Analiza de sensibilitate

Pentru verificarea soluțiilor de reglare cu reglatoare PI dezvoltat pentru controlul vitezei sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule au fost realizate câte trei seturi de scenarii pentru RG-PI: (1)  $J_{veh} = 65.875$ , (2)  $J_{veh} = 78.375$  și (3)  $J_{veh} = 92.813$ ; în toate cele trei cazuri, poziția pedalei de accelerație este setată la 90 %.

Pentru aplicația sistemului de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule, este necesară efectuarea unei analize de sensibilitate relativă la modelele linearizate în raport cu perturbațiile parametrice ale procesului, manifestate prin variația momentului de inerție al vehiculului (3.2.-1) care sunt datorate modificărilor masei vehiculului:

$$J_{veh} = J_{veh0} + \Delta J_{veh}, \quad (3.3-1)$$

Analiza de sensibilitate este realizată în domeniul frecvență și este exemplificată și detaliată în cadrul tezei, doar pentru RG-PI proiectate pentru STPA. Pentru a caracteriza robustețea sistemului de reglare, s-au determinat și ilustrat hodograful Nyquist  $h_+\{H_{OL}(j\omega)\}$ , valoarea maximului funcției de sensibilitate  $S_0(j\omega)$ ,  $M_{s0} = |S_0(j\omega)|_{max}$  și inversa acestui maxim,  $M_{s0}^{-1}$ :

$$\begin{aligned} M_{s0}^{-1} &= \left| 1 + H_{OL}(z^{-1}) \right|_{min} = \left| S_0^{-1}(z^{-1}) \right|_{min} \\ &= \left( \left| S_0(z^{-1}) \right|_{max} \right)^{-1} = \left( \left| \frac{1}{1 + H_C(z^{-1})H_P(z^{-1})} \right|_{max} \right)^{-1}, \end{aligned} \quad (3.3-2)$$

Inversa maximului funcției de sensibilitate (rezerva de modul) definește raza cercului centrat în punctul critic  $(-1, j0)$  și tangent la hodograful Nyquist,  $h_+\{H_{OL}(j\omega)\}$ , [54]. Pentru o robustețe bună, valorile tipice ale rezervei de modul sunt  $M_{s0}^{-1} \geq 0.5 (-6dB)$ .

În Tabelul 3.3.3 sunt prezentate valorile pentru maximul funcției de sensibilitate și pentru inversa acestuia, obținute pentru soluțiile de reglare cu RG-PI proiectate pentru STPA (nouă cazuri semnificative) dependent de modificările poziției pedalei de accelerație și de modificările momentului de inerție. Analizând cele nouă cazuri din Tabelul 3.3.3, se poate remarca faptul că valorile pentru  $M_{s0}^{-1}$  sunt mai mari decât limita inferioară de 0.5, iar valoarea maximă,  $M_{s0}^{-1} = 0.67$  a fost înregistrată pentru poziția pedalei de 90% și pentru  $J_{veh} = 65.875$ . În figura 3.3.3, sunt ilustrate alurile hodografului Nyquist și cercurile,  $M_{s0}(u_0, J_{veh})$ , pentru cazurile din Tabelul 3.3.3 marcate cu bold și pentru cazul  $J_{veh} = 65.875$ . În figura 3.3.4, sunt ilustrate alurile hodografului Nyquist și cercurile,  $M_{s0}(u_0, J_{veh})$ , pentru cazurile din Tabelul 3.3.3, în care  $u_0=9$  și  $J_{veh}$  se modifica.

Tabelul 3.3.3. Valorile numerice pentru maximul funcției de sensibilitate și pentru inversa acestuia pentru cele nouă cazuri semnificative

$u_0 / J_{veh}$		$M_{s0}$ și $M_{s0}^{-1}$		
		65.875	78.375	92.813
(1)	$M_{s0}$	1.912	1.932	1.941
	$M_{s0}^{-1}$	<b>0.523</b>	<b>0.5175</b>	<b>0.515</b>
(2)	$M_{s0}$	1.600	1.613	1.618
	$M_{s0}^{-1}$	<b>0.625</b>	<b>0.620</b>	<b>0.618</b>
(3)	$M_{s0}$	1.492	1.498	1.503
	$M_{s0}^{-1}$	<b>0.670</b>	<b>0.667</b>	<b>0.665</b>

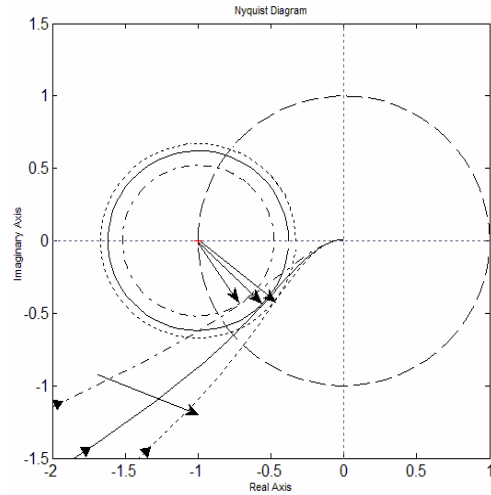


Fig.3.3.3. Hodograful Nyquist și cercurile  $M_{SO}(u_0, J_{veh})$  pentru cazurile marcate cu bold și pentru cazul  $J_{veh} = 65.875$

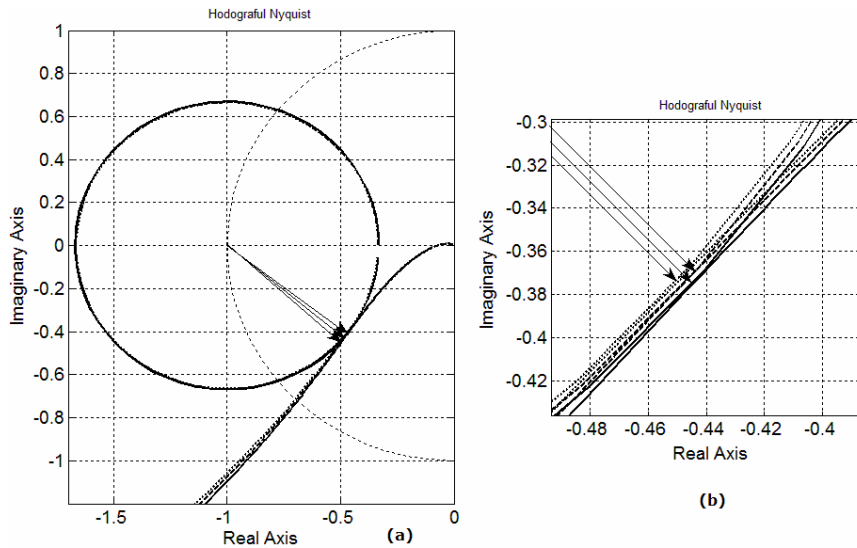


Fig.3.3.4. Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{SO}(u_0, J_{veh})$ , pentru  $u_0=9$  și  $J_{veh}$  se modifica

Analizând graficele din figura 3.3.3 și figura 3.3.4 se observă ca rezerva de modul este influențată mai semnificativ doar la modificarea poziției pedalei de accelerație, pe când efectele perturbațiilor parametrice sunt mai puțin sesizabile. Din graficul prezentat în figura 3.3.4 se poate trage concluzia că RG-PI proiectat în jurul p.d.f. (3) și pentru  $J_{veh} = 65.875$  este cel mai robust, în acest caz, rezerva de modul prezentând valoarea cea mai mare.

### 3.3.2. Dezvoltarea de soluții de reglare automată cu RG-Gain Scheduling pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii

Datorită neliniarităților sistemului STPA, a fost utilă dezvoltarea unui regulator PI cu parametri variabili bazat pe tehnica Gain-Scheduling (RG-PI-GS); RG-PI-GS a fost dezvoltat în acord cu cele prezentate în subcapitolul 2.2.2.

Dezvoltarea RG-PI-GS a fost adaptată la particularitățile aplicației STPA. Dependent de regimul de funcționare al sistemului, regulatorul comută continuu parametrii legii de reglare PI, în funcție de viteza prescrisă și eroarea de reglare, conform schemei bloc Matlab&Simulink prezentată în figura 3.3.5. Prin faptul că modificările sunt cvasi-continue (Anexa 1.1) nu se pune problema "trecerii fără șocuri a comenzii" și nu se necesită reconsiderarea /recalcularea valorilor anterioare ale comenzii (de la momentele de timp  $k-1$  și  $k$ ) (par.2.2).

Pentru implementarea soluției de reglare a vitezei s-a utilizat schema bloc Matlab&Simulink prezentată în figura 3.3.5, în care prezintă importanța următoarele:

- blocul aferent aplicației vizate – procesul condus;
- un bloc Matlab&Simulink de tip "Embedded Matlab Function", care generează, printr-un cod Matlab, parametri variabili ai RG-PI; în cadrul acestui cod, este creată o funcție Matlab care primește ca și parametri: viteza prescrisă,  $v_v$ , și eroarea de reglare,  $e$ , și returnează parametrii regulatorului,  $k_p$  și  $k_i$ ; după stabilirea limitelor, între care pot varia parametri:  $k_{p\min} = 1.01$ ,  $k_{p\max} = 1.28$ ,  $k_{i\max} = 0.089$  și alegerea valori pentru  $\eta = 0.01$  astfel încât să asigure o reglare mai rapidă a lui  $a$ , s-au calculat valorile pentru  $k_p$  și  $k_i$ .
- un bloc pentru generarea algoritmului de reglare PI.

Simulările efectuate în vederea verificării SRA cu RG-PI-GS dezvoltat pentru STPA sunt ilustrate în figura 3.3.6, în care au fost înregistrate alurile pentru (a) viteza vehiculului, (b)  $i_{CVT}$  și (c) viteza unghiulară a motorului. Interpretând rezultatele de simulare oferite de soluția de reglare cu RG-PI-GS se poate preciza faptul că răspunsul sistemului nu prezintă suprareglaj, iar timpul de răspuns este de aproximativ 80 sec.

### 3.3.3. Dezvoltarea de soluții de reglare automată cu RG-F-Takagi-Sugeno pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii

În aplicațiile mecatronice, atât precizia, cât și robustețea sunt caracteristici esențiale în reglarea vitezei/poziției, deoarece variațiile de sarcină necesită un grad ridicat de stabilitate [114]. În acest context, în cadrul acestui paragraful, pentru aplicația STPA au fost dezvoltate două structuri noi de RG fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS) cu integrarea ieșirii; cele două soluții sunt apropiate din punct de vedere al calculului dar diferite prin structura regulatorului fuzzy și a concluziilor generate:

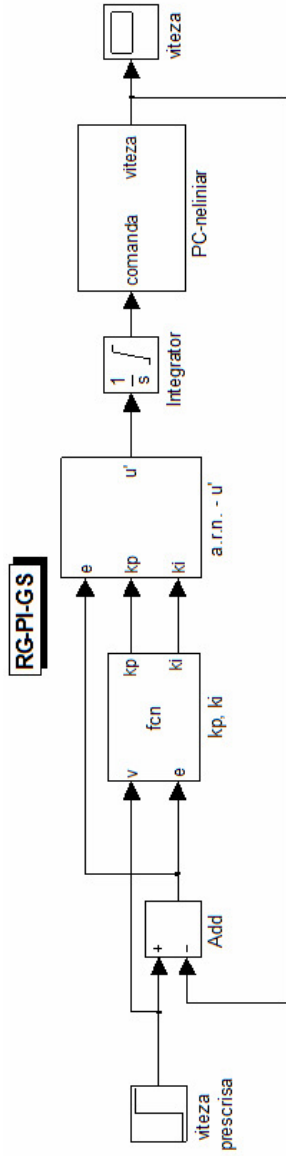


Fig.3.3.5. Schema bloc Matlab&Simulink aferentă SRA cu RG-PI-GS dezvoltata pentru STPA

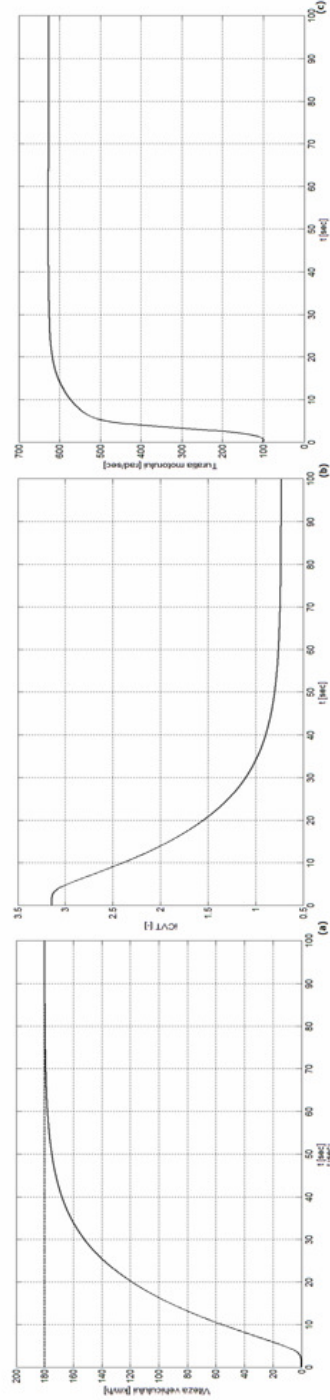


Fig.3.3.6. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-PI-GS dezvoltat pentru STPA: (a) viteza, (b) ICVT și (c) viteza unghiulară a motorului

- RG-F-TS-1 cu integrarea ieșirii cu structură neomogenă având trei intrări: eroarea de reglare,  $e_k$ , derivata erorii de reglare,  $\Delta e_k$  și viteza unghiulară la nivelul roților,  $\omega_w$ , și o ieșire, incrementul comenzii,  $\Delta u_k$ .
- RG-F-TS-2 cu integrarea ieșirii cu structură omogenă având două intrări: eroarea de reglare,  $e_k$ , și derivata erorii de reglare,  $\Delta e_k$ , și o ieșire, incrementul comenzii,  $\Delta u_k$ .

**A.** În cazul primei structuri RG-F-TS-1 s-au utilizat trei RG-PI dezvoltate în subcapitolul 3.3.1, proiectate pentru  $J_{veh} = 65$ , cu introducerea unei noi variabile lingvistice de intrare – viteza unghiulară a roților,  $\omega_w$ . Regulatorul poate fi re-proiectat și pentru celelalte valori ale lui  $J_{veh}$ .

Algoritmul de reglare PI cvasi-continual, obținut, este de forma (3.3-3):

$$\Delta u_k^i = \gamma_j K_p^i (\Delta e_k + a e_k),$$

$$K_p^i = k_R^i \left(1 - \frac{T_e}{2T_r^i}\right), \quad a^i = \frac{K_I^i}{K_P^i}, \quad (3.3-3)$$

în care indicele superior  $i$  marchează regulatorul PI utilizat, indicele inferior  $j$  este aferent momentului de inerție studiat, și  $T_e$  este perioada de eșantionare.

$a^i$ ,  $k_p^i$  și  $\gamma$ , obținuți pentru cele trei regulatoare liniare, sunt detaliate în Tabelul 4.3.4.

Tabelul 3.3.4. Valorile numerice ale parametrilor,  $k_p^i$  și  $k_I^i$

Nr. p.d.f.	$k_p^i$	$a^i$	$\gamma$
(1)	14.54	0.0105	1
(2)	12.96	0.0105	0.1
(3)	11.92	0.0105	0.5

Pentru fiecare intrare în blocul nelinier fuzzy au fost utilizați câte trei termeni lingvistici cu f.d.ap. de tip triunghiular și trapezoidal,  $LTE^i, LTDE^i, LT\omega_w^i \in \{N, ZE, P\}$ .

Pentru noul bloc fuzzy proiectat baza de reguli a fost definită prin 27 de reguli fuzzy de tip *IF-THEN*, de forma (3.3-4):

$$IF (e_k \text{ IS } LTE^i \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } LTDE^i \text{ AND } \omega_{wk} \text{ IS } LT\omega_w^i) \\ THEN \Delta u_k = \Delta u_k^i. \quad (3.3-4)$$

**B.** În cazul celei de-a doua structuri RG-F-TS-2 (cu integrarea ieșirii cu structură omogenă), s-au utilizat toate cele nouă RG-PI dezvoltate în subcapitolul 3.3.1. Expresia algoritmului de reglare PI cvasi-continual obținut este de forma:

$$\Delta u_k^i = K_p^i (\Delta e_k + a e_k), \quad (3.3-5)$$

unde indicele superior  $i$  marchează regulatorul PI utilizat.

Problema fuzzificării a fost rezolvată prin utilizarea pentru fiecare intrare a blocului fuzzy a câte trei termeni lingvistici,  $LTE^i, LTDE^i, LT\omega w^i \in \{N, ZE, P\}$  cu f.d.ap. de tip triunghiular și trapezoidal. Pentru noul bloc fuzzy proiectat baza de reguli a fost definită prin 27 de reguli fuzzy de tip *IF-THEN* de forma (3.3-6):

$$IF (e_k \text{ IS } LTE^i \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } LTDE^i) \text{ THEN } \Delta u_k = \Delta u_k^i. \quad (3.3-6)$$

În ambele cazuri, pentru regulatoarele dezvoltate au fost aleși aceiași parametrii de fuzzificare,  $B_e = 7$  (ales) și  $B_{\Delta e} = \alpha B_e$ ; pentru inferență au fost folosiți operatorii MIN și MAX, iar pentru defuzzificare metoda maximelor mediate.

În vederea verificării comportării SRA cu noile regulatoare fuzzy dezvoltate pentru STPA au fost efectuate două scenarii de simulare:

- pentru a verifica comportarea SRA cu RG-F-TS-1 și RG-F-TS-2 pentru STPA în regimul de funcționare "Demaraj", figura 3.3.7, respectiv figura 3.3.8;
- pentru a verifica comportarea SRA cu RG-F-TS-1 și RG-F-TS-2 pentru STPA în regimul de funcționare "Croaziera", figura 3.3.9, respectiv figura 3.3.10.

În ambele cazuri au fost înregistrate alurile pentru (a) viteza vehiculului, (b) modificarea raportului de transmisie,  $i_{CVT}$  și (c) viteza unghiulară a motorului (turația motorului).

Interpretând rezultatele de simulare oferite de soluțiile de reglare cu RG-F-TS se pot remarca următoarele:

- în cazul RG-F-TS dezvoltate pentru STPA aflat în regimul de funcționare "Demaraj", răspunsul sistemului nu prezintă suprareglaj, iar timpul de răspuns este destul de redus de aproximativ 50 sec în cazul RG-F-TS-2, respectiv 60 sec în cazul RG-F-TS-1;
- în cazul RG-F-TS dezvoltate pentru STPA aflat în regimul de funcționare "Croazieră", răspunsul sistemului urmărește îndeaproape referința, definită astfel încât să imite un caz practic al unui autovehicul în trafic; spre deosebire de cazul RG-F-TS-1, unde răspunsul nu prezintă suprareglaj, în cazul RG-F-TS-2 se observă un suprareglaj redus la pornire, ceea ce conduce și la un timp de reglare mai redus față de primul caz.

### 3.4. Concluzii și contribuții personale

În cadrul acestui capitol, s-a elaborat un model matematic aferent unui sistem cu transmisie de tip CVT și s-au definit regimuri de funcționare care pot fi luate în considerare pentru aprecierea comportării procesului și a sistemelor de reglare automată dezvoltate. Pe aceasta bază au fost dezvoltate cinci soluții de reglare automată de tip "low cost" pentru controlul vitezei unui sistem de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule și s-a realizat o analiză de sensibilitate.

Modelul matematic neliniar a fost determinat pe baza ecuațiilor primare care caracterizează funcționarea sistemului. În vederea dezvoltării unor soluții de reglare automată de tip LCA, MM neliniar a fost liniarizat în jurul unor puncte de funcționare care depind de modificarea poziției pedalei de accelerație și sunt influențate de modificarea momentului de inerție al vehiculului.

Pentru a testa comportarea sistemului STPA pentru diferite poziții ale pedalei de accelerație și pentru diferite condiții de drum, au fost definite cinci regimuri de funcționare, simulate numeric.

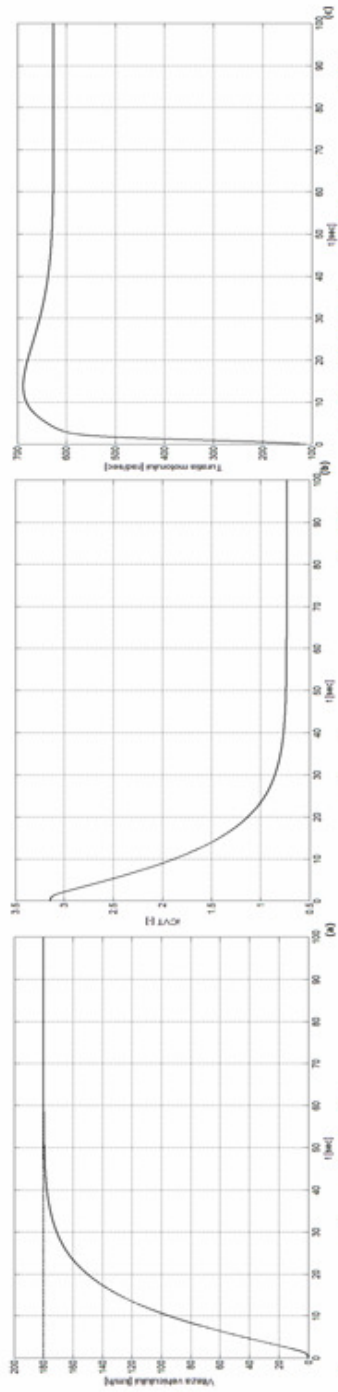


Fig.3.3.7. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-F-TS-1 dezvoltat pentru STPA: (a) viteza vehiculului, (b) iCVT și (c) viteza unghiulara a motorului

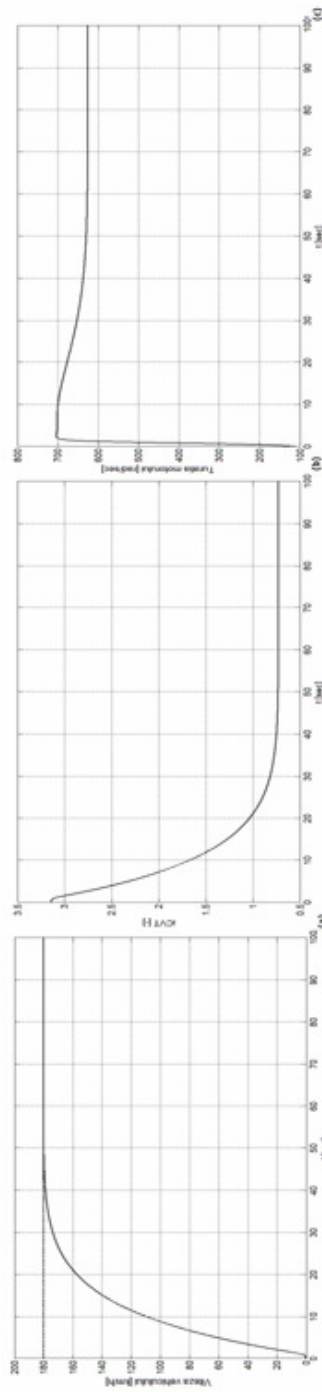


Fig.3.3.8. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-F-TS-2 dezvoltat pentru STPA: (a) viteza vehiculului, (b) iCVT și (c) viteza unghiulara a motorului



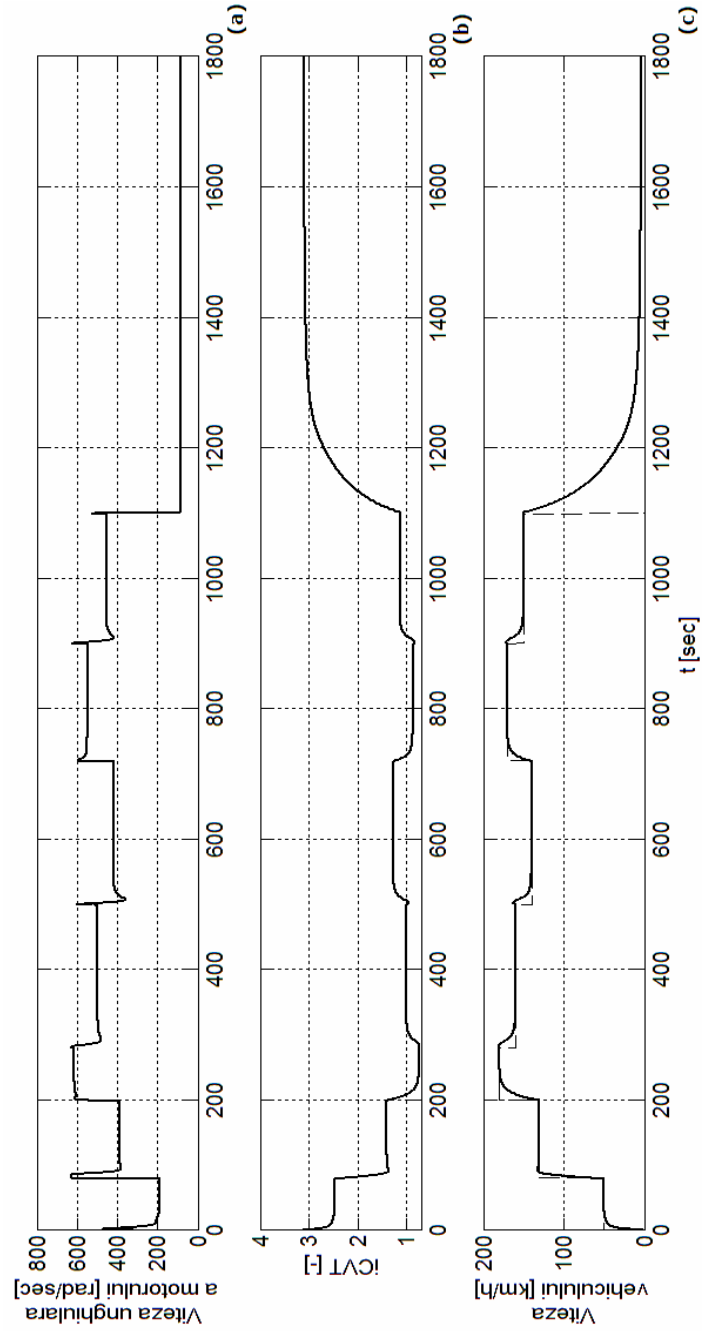


Fig.3.3.9. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-F-TS-1 dezvoltat pentru STPA în regimul croazieră: (a) viteza unghiulară a motorului, (b) iCVT și (c) viteza vehiculului

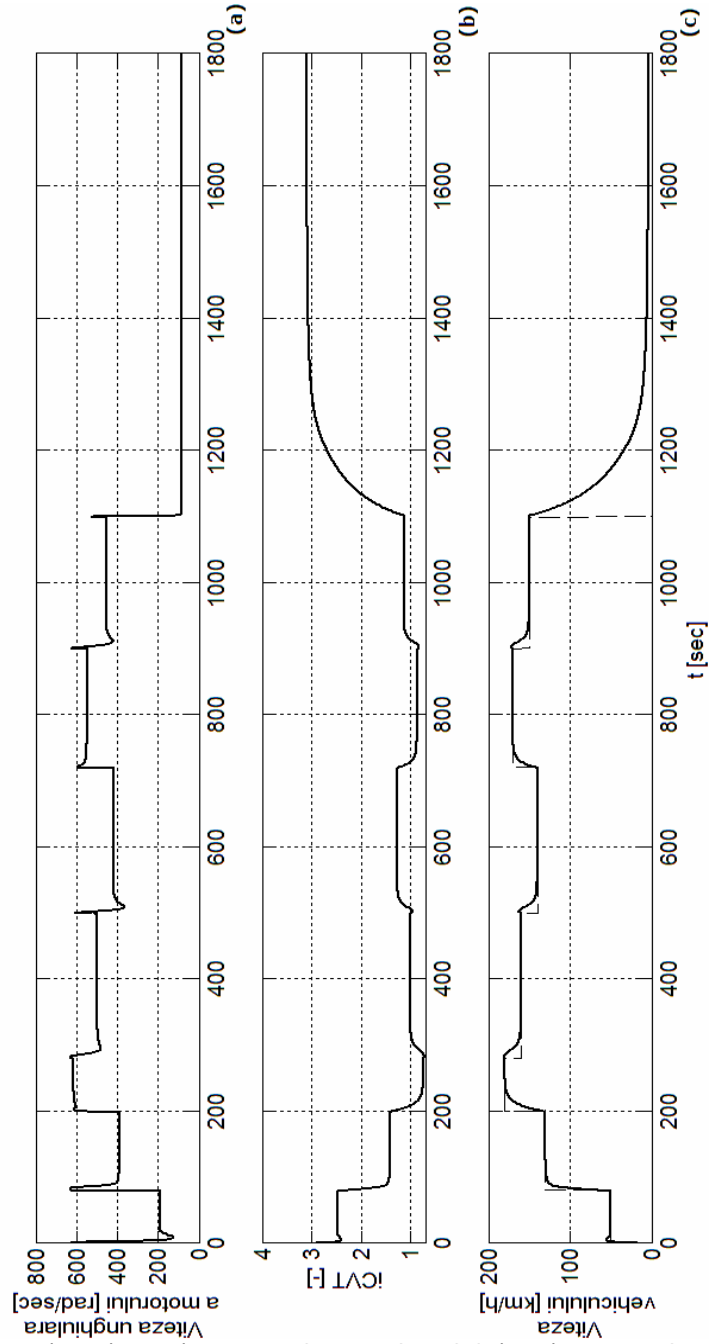


Fig.3.3.10. Rezultate de simulare pentru SRA cu RG-F-TS-2 dezvoltat pentru STPA în regimul croazieră: (a) viteza unghiulară a motorului, (b) iCVT și (c) viteza vehiculului

Soluțiile de reglare automată dezvoltate pentru sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule au fost proiectate și adaptate în vederea obținerii unor performanțe bune de urmărire și de reglare. Structurile de reglare au fost verificate pentru cazul în care STPA s-a aflat în modul de funcționare "Demaraj" și "Croazieră". Prin extinderea modelului matematic aferent STPA, aceste simulări pot fi extinse și pentru celelalte tipuri de regimuri de funcționare: "palier – depășire", "palier – rampă", "palier – frână de motor" și "croazieră". Soluțiile de reglare cu RG-PI și RG-PID dezvoltate au constituit atât suport de comparație, cât și suport în dezvoltarea soluțiilor de reglare bazate pe tehnica Gain-Scheduling și în dezvoltarea cu RG-F-TS. Au fost întocmite programe Matlab&Simulink aferente aplicației; o parte din aceste programe sunt prezentate în Anexa 1.1.

Pe baza analizei comparative a celor cinci soluții de reglare dezvoltate pentru STPA se poate trage concluzia că soluțiile dezvoltate pentru STPA pot fi încadrate în categoria soluțiilor de reglare de tip "low cost", datorită numărului redus de calcule necesare pentru dezvoltarea acestora și a structurilor relativ simple. Performanțele "cele mai bune" au fost obținute pentru SRA cu RG-F-TS-2, în cazul căreia se asigură cel mai rapid răspuns și fără suprareglaj; aceasta se datorează structurii flexibile a RG-F de a se adapta în funcție de modificarea p.d.f. (modificarea poziției pedalei de accelerație și a perturbațiilor parametrice).

În vederea verificării comportării SRA dezvoltate pentru STPA, simulările au fost efectuate pentru diverse modificări ale referinței (viteză prescrisă); viteza maximă atinsă este, însă, ipotetică pentru că pe de o parte poate conduce la depășirea turației critice, iar pe de alta parte nu poate fi susținută pe termen lung; depășirea turației se poate testa doar în gol pe termen foarte scurt, pe când în sarcină nu se pune problema. În cazurile reale, turația va fi limitată și astfel viteza este redusă corespunzător. Datorită simplificărilor efectuate în modelare, în unele situații rezultatele de simulare pot fi alterate. Din acest motiv, una din preocupările de viitor se referă la introducerea de noi detalii de modelare, care să includă modelarea mai detaliată a motorului, introducerea unor neliniarități de tip saturație și a neliniarităților care apar în funcționalitatea convertorului de cuplu; a doua preocupare de viitor este definirea unor noi scenarii de simulare.

Principalele contribuții în cadrul acestui capitol sunt:

- descrierea și modelarea matematică a componentelor sistemului de transmisie a puterii la autovehicule (efectuarea unor simplificări în modelarea transmisiei de tip CVT);
- construirea unui model matematic de pornire aferent aplicației STPA cu transmisie de tip CVT și construirea unui model simplificat aferent MM-ISI liniarizat; pe aceasta baza au fost deduse expresiile f.d.t. care au stat la baza dezvoltării soluțiilor de reglare;
- definirea a cinci regimuri de funcționare aferente unui STPA cu CVT, prin care să se poată caracteriza funcționalitatea acestuia;
- dezvoltarea unor variante de RG-PI și RG-PID legate de p.d.f. semnificative, puncte care diferă prin poziția pedalei de accelerație și prin momentul de inerție echivalent; compararea soluțiilor în vederea definirii regulatorului care să stea la baza dezvoltării noilor regulatoare (par.3.3.2 și 3.3.3);
- dezvoltarea a două noi structuri de reglare fuzzy de tip Takagi-Sugeno care diferă prin structura și modul de definire a regulilor în baza de reguli.

Contribuțiile aduse în vederea dezvoltării unor soluții de reglare LCA pentru sistemul de transmisie a puterii la autovehicule au fost valorificate prin intermediul articolelor [101] și [115].

## 4. SERVOSISTEMUL ACȚIONAT DE UN ELECTROMAGNET

### 4.1. O sinteză asupra sistemelor mecatronice

Avantajele majore ale aplicațiilor din domeniul automobilelor au fost evidențiate de dispozitivele electronice "inteligente" care monitorizează și controlează componentele mecanice [2], [91]. Elementele de execuție controlate prin algoritmi de reglare (în terminologia engleză – actuator, preluată și în l. română) apar în numeroase aplicații [2], [91] și reprezintă partea activă de intervenție în procesul condus; acestea conțin, adeseori, și sursa de energie necesară (uneori, și dispozitivul de conversie a energiei).

Performanțele solicitate acestor sisteme sunt caracterizate prin cerințe de operare deosebite:

- precizie ridicată a poziționării (sistemele de poziționare), care să fie asigurată, într-un interval de timp cât mai redus (uneori predefinit), fără frecare și backlash;
- robustețe ridicată;
- consum de energie redus;
- capacitate de încărcare ridicată și funcționare în ambele regimuri: de acționare și de frânare.

Există o mare varietate de actuatore [116], cele mai reprezentative fiind (1) sistemele de acționare electrică (motoare liniare și electromagneți) și (2) sistemele de acționare fluidice (hidraulice și pneumatice) [117].

În cadrul sistemelor de acționare, utilizarea electromagneților prezintă atât avantaje, cât și dezavantaje, sintetizate în Tabelul 4.1.1 [2].

Tabelul 4.1.1. Sinteza asupra avantajelor și dezavantajelor prezente la electromagneți

Avantaje	Dezavantaje
Controlabili din punctul de vedere al intensității câmpului magnetic	Implică costuri de funcționare
Pot fi setați on și off	Necesită operațiuni de întreținere
Pot transporta sarcini mari	Durată de viață limitată
Câmpul magnetic poate fi stabilit sau întrerupt, inversat sau nu, mărit sau micșorat, în funcție de curentul din bobina de excitație	Perisabili
Se poate genera un câmp magnetic mult mai puternic, deci și forțe mai importante.	Necesită prezența unei surse de alimentare a bobinei

În autovehiculele de mare putere sau pentru a mări confortul, la autovehiculele moderne se utilizează *ambreiajele acționate de un electromagnet* controlate electronic (scheme de reglare automată) [118]. Construcțiile aferente acestor actuatore variază funcție de legăturile între partea acționată și actuator.

Notă: în cadrul acestui capitol, datorită terminologiei diverse din literatură, se utilizează atât denumirea de servosistem acționat electromagnetic (sau de electromagnet), cât și „ambreiaj acționat electromagnetic” (sau de un electromagnet).

În cadrul tezei, ca și proces condus a fost abordată aplicația definită în grantul de cercetare [88] sub forma unui „ambreiaj acționat electromagnetic”, destinat diferitelor clase de autovehicule. „Ambreiajul acționat electromagnetic” constă dintr-un subsistem mecanic acționat de un electromagnet [85], [2] ce face parte din lanțul de transmisie al autovehiculului, reprezentând organul de transmitere al momentului de la arborele cotit al motorului, la cutia de viteze.

În figura 4.1.1 se prezintă schema funcțională a ambreiajului (partea mecanică) în cele două stări (a) cuplat și (b) decuplat, acțiunea de trecere fiind supusă comenzii electrice date electromagnetului de acționare. Decuplarea și cuplarea ambreiajului este obținută prin controlul/reglarea tensiunii / curentului prin bobina electromagnetului. Alunecarea normală (patinarea la nivelul ambreiajului) se poate petrece doar în timpul accelerării. Când ambreiajul este acționat și presupund că ambreiajul este dimensionat corect și cuplul transferat este de 100%, atunci alunecarea relativă este nulă.

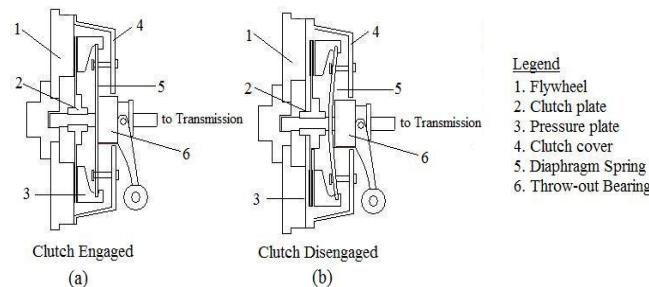


Fig.4.1.1. Structura unui ambreiaj în stare cuplată (a) și a unui ambreiaj în stare decuplată (b)

## 4.2. Modelarea matematică a servosistemului acționat de un electromagnet (electromagnetic)

Modelarea matematică a servosistemelor – ambreiajelor – acționate electromagnetic (S-AAE) se bazează pe modelul sistemului masă-arc-amortizor acționat de un electromagnet (electromagnetic) (S-MAAaE) [119]. Cele două modele sunt apropiate, având aceleași neliniarități; astfel, în cadrul tezei, pentru a evidenția aplicația se menține terminologia de „ambreiaj acționat electromagnetic”. Aplicația S-AAE este formată dintr-un subsistem electromagnetic și unul mecanic ce se influențează reciproc.

În vederea modelării se pleacă de la reprezentarea din figura 4.2.1 (după [119]) în care se consideră un corp cu masa  $m$  [kg] care se deplasează liniar, pe o distanță fixă, sub efectul unei forțe electromagnetice  $F$  [N]. Această forță este generată de o bobină plasată la unul din capete. Arcul și amortizorul care acționează asupra corpului de masă  $m$  generează forțele adiționale necesare funcționării corecte.

Dinamica subsistemului electric este în general mai rapidă decât cea a subsistemului mecanic, și din acest motiv, pentru a asigura performanțe bune, în [119] se sugerează posibilitatea decuplării celor două subsisteme – modelate separat – și dezvoltarea unor soluții de reglare pentru fiecare subsistem.

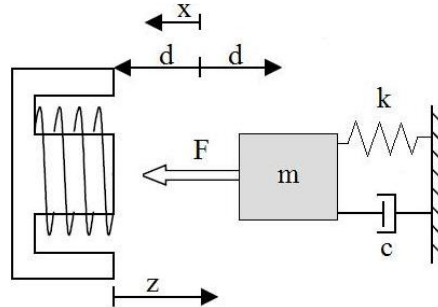


Fig.4.2.1. Schema de principiu a sistemului masă-arc-amortizor acționat electromagnetic

Modelele aferente celor două subsisteme sunt mai mult sau mai puțin complexe și conțin atât componente elastice cât și componente neliniare.

Proprietățile dinamice ale subsistemului electric și mecanic depind de punctul de funcționare definit prin viteza de rotație, temperatură și caracteristicile de material.

O modelare relativ detaliată a unui astfel de sistem este prezentată în lucrările [2] și [91]. Ecuțiile prin care se descrie funcționarea sistemului S-AAE pot fi definite pe baza unor ipoteze inițiale mai mult sau mai puțin detaliate; o astfel de modelare satisface cerințele solicitate prin dezvoltarea soluțiilor de conducere automată [120].

În cadrul acestui capitol au fost acceptate, ca punct de plecare în modelare, ecuațiile primare de forma (4.2-1) (de exemplu după [119]):

$$\begin{aligned}
 (1): \quad & m\ddot{x} = F - c\dot{x} - kx \\
 (2): \quad & \dot{\lambda} = V - Ri \\
 (3): \quad & \lambda = \frac{2k_a i}{k_b + z} \\
 (4): \quad & F = \frac{k_a i^2}{(k_b + z)^2} = \frac{\lambda^2}{4k_a} \\
 (5): \quad & z = d - x
 \end{aligned}
 \tag{4.2-1}$$

unde  $x$  [m] – poziția curentă a masei,  $F$  [N] – forța electromagnetică,  $k$  [N/m] – coeficientul de elasticitate,  $c$  [N·s/m] – coeficientul de amortizare,  $R$  [ $\Omega$ ] – rezistență,  $V$  [V] – tensiunea de comandă,  $\lambda$  [V·s] – fluxul magnetic,  $i$  [A] – curentul,  $k_a$  și  $k_b$  – constante, și  $d$  – distanța dintre punctul de contact (poziția ambreiajului decuplat) și punctul neutru a arcului (figura 4.2.1).

Valorile numerice ale parametrilor sistemului S-AAE sunt adaptate pe baza literaturii (de exemplu [119]) și grupate în Tabelul 4.1.2.

S-AAE este supus unor constrângeri de forma:

- restricția  $-0.004 \leq x \leq 0.004$  - evitând, în acest fel, instabilitatea nedorită a mișcării corpului de masă  $m$  ce ar fi dus la consecințe nefaste, precum zgomot sau uzură avansată a componentelor;
- curentul din circuit nu poate fi negativ,  $i \geq 0$ , deci forța electromagnetică va putea doar să atragă  $\Rightarrow F \geq 0$ ;

Tabelul 4.2.1. Valorile numerice ale parametrilor S-AAE

Parametrii	Valori numerice
$m$	1 [kg]
$d$	0.004 [m]
$R$	1.2 [ $\Omega$ ]
$c$	700
$k$	37500
$k_a$	0.5
$k_b$	0.375
$i$	0 ÷ 10 [A]
$x$	0 ÷ 0.004 [m]
$V$	0 ÷ 12 [V]
$F$	0 ÷ 150 [N]

- restricția de tensiune  $0 \leq V \leq V_{max}$  (12 V), menită să ia în considerare limitele fizice și siguranța operării în circuitul electric.

Studiul comparativ privind modelarea S-AAE a fost direcționat în funcție de ordonarea ecuațiilor primare (4.1.-1) și de alegerea variabilelor de stare; astfel, modelul matematic intrare-stare-ieșire neliniar (MM-ISI-NL) a fost explicat sub trei forme:

- în primul caz, s-a luat în considerare ca mărime de stare curentul din bobina electromagnetului; în continuare, în cadrul tezei acest model va fi denumit și abreviat ca MM-ISI-NL-1;
- în al doilea caz, s-a realizat o simplificare adusă MM-ISI-NL-1, obținându-se MM-ISI-NL-2;
- în al treilea caz, s-a luat în considerare ca mărime de stare fluxul magnetic; în cadrul tezei, acest model va fi denumit și abreviat MM-ISI-NL-3.

## A. Modelarea S-AAE funcție de curentul din bobină

### A1. Modelarea S-AAE

Pe baza schemei bloc și a ecuațiilor primare s-a determinat prima variantă de model aferent S-AAE, în care s-au luat ca variabile de stare: poziția sistemului mecanic (masei  $m$ )  $x_1 = x$ , viteza masei,  $x_2 = \dot{x}$ , și curentul prin bobină,  $x_3 = i$ ; o abordare asemănătoare este analizată și tratată în [99]. În acest context, MM-ISI-NL-1 obținut al S-AAE este de forma (4.2-2) ([119], [121]-[123]):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{c}{m}x_2 + \frac{k_a x_3^2}{m(k_b + d - x_1)^2}, \\ \dot{x}_3 = -\frac{R(k_b + d - x_1)}{2k_a}x_3 - \frac{1}{k_b + d - x_1}x_2x_3 + \frac{(k_b + d - x_1)}{2k_a}V, \\ y = 1000x_1, \end{cases} \quad (4.2-2)$$

în care  $V$  este variabilă de intrare, iar  $y$  este ieșirea măsurată.

Caracteristica statică aferentă S-AAE are alura prezentată în figura 4.2.2; această caracteristică are forma tipică pentru astfel de servosisteme de acționare (de exemplu [2]).

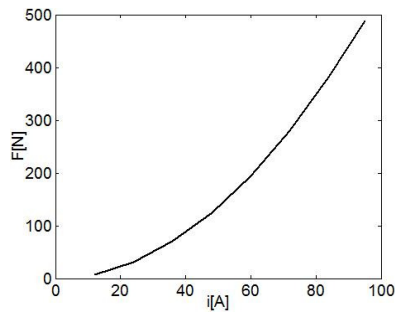


Fig.4.2.2. Caracteristica statică  $F = f(i)$

Schema bloc informațională aferentă S-AAE rezultată pe baza ecuațiilor primare (4.1.-1) și a caracteristicii statice din figura 4.2.2, este prezentată în figura 4.2.3. Forța electromagnetică - ieșirea subsistemului electric - depinde neliniar de curent și are o dinamică asemănătoare cu cea a unui filtru de tip PT1. Dinamica subsistemului mecanic acționat este de tip PT2; în cadrul părții mecanice se pot manifesta forțe de frecare care conduc la o altă neliniaritate de tip histerezis (de exemplu [2]); prezența unor astfel de neliniarități nu a fost tratată în cadrul tezei deoarece dezvoltarea soluțiilor de reglare poate face abstracție de ele (nu face obiectul acestui studiu). Există însă aplicații în care această ipoteză nu poate fi neglijată.

În vederea dezvoltării unor structuri de reglare de tip LCA a fost necesară liniarizarea MM-ISI-NL-1 în jurul a șase puncte de funcționare (p.d.f., definite pe caracteristica statică) și sintetizate prin rel. (4.2-3):

$$\begin{aligned}
 1 : \{x_{10} = 0.002, \quad x_{30} = 5, \quad V_0 = 6\}, \\
 2 : \{x_{10} = 0.0021, \quad x_{30} = 6, \quad V_0 = 7.2\}, \\
 3 : \{x_{10} = 0.0023, \quad x_{30} = 7, \quad V_0 = 8.4\}, \\
 4 : \{x_{10} = 0.0027, \quad x_{30} = 8, \quad V_0 = 9.6\}, \\
 5 : \{x_{10} = 0.0033, \quad x_{30} = 9, \quad V_0 = 10.8\}, \\
 6 : \{x_{10} = 0.0038, \quad x_{30} = 9.8, \quad V_0 = 11.76\}.
 \end{aligned}
 \tag{4.2-3}$$

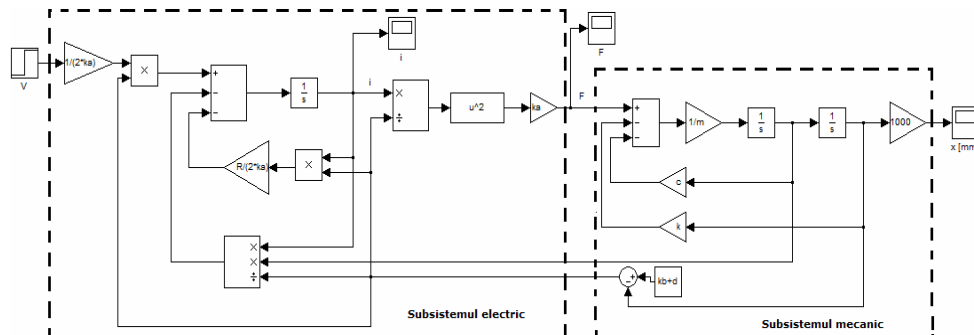


Fig.4.2.3. Schema bloc informațională aferentă servosistemului acționat electromagnetic



Modelul matematic intrare-stare-ieșire liniarizat (MM-ISI-Ln-1) aferent S-AAE a rezultat de forma (4.2-4):

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A x(t) + b \Delta V(t), \\ \Delta y(t) &= c^T x(t), \end{aligned} \quad (4.2-4)$$

$$x = [x_1 = x \quad x_2 = \dot{x} \quad x_3 = i]^T,$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{k}{m} + \frac{2k_a x_{30}^2}{m(k_b + d - x_{10})^3} & -\frac{c}{m} & \frac{2k_a x_{30}}{m(k_b + d - x_{10})^2} \\ \frac{R x_{30} - V_0}{2k_a} - \frac{x_{20} x_{30}}{(k_b + d - x_{10})^2} & -\frac{x_{30}}{k_b + d - x_{10}} & -\frac{x_{20}}{k_b + d - x_{10}} - \frac{R(k_b + d - x_{10})}{2k_a} \end{bmatrix},$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k_b + d - x_{10}}{2k_a} \end{bmatrix}, c^T = [1000 \quad 0 \quad 0].$$

Pe baza MM-ISI-Ln-1 pot fi detaliate și funcțiile de transfer (f.d.t.) (MM-II) de tip PT3 de forma (4.2-5):

$$H_{PC}(s) = \frac{\Delta y(s)}{\Delta V(s)} = \underline{c}^T (sI - A)^{-1} \underline{b} = \frac{k_p}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)(1 + T_3 s)} \quad (4.2-5)$$

În continuare, utilizând teorema constantelor de timp mici [41], pentru dezvoltarea soluțiilor de reglare (subcapitolul 4.3), f.d.t. de tip PT3 au fost reduse la modele de tip PT2. În Tabelul 4.2.2 sunt sintetizate ambele variante de f.d.t. obținute pentru MM-ISI-Ln-1.

## A2. Simplificarea MM aferente S-AAE

Dezvoltarea reguletoarelor bazate pe modelul procesului, necesită MM simplificate – obținute prin liniarizare pe porțiuni – procedura prin care să nu afecteze caracteristica statică intrare-ieșire. Astfel, s-a recurs la simplificarea modelului impunând condiția ca distanța dintre punctul de contact (poziția electromagnet acționat, poziția ambreiaj decuplat) și punctul neutru a arcului (figura 4.2.1) să fie cât mai mica  $d - x_1 \cong 0$ . Modificările sunt surprinse doar în ecuațiile subsistemului electric; contribuția acestei simplificări este însă neesențială în răspunsul sistemului.

Schema bloc Matlab&Simulink rezultată în urma simplificărilor este ilustrată în figura A2.1 din Anexa 2. Abordări similare sunt prezentate și acceptate d.p.d.v. al dezvoltării structurilor de reglare și în [2], [120].

Simplificarea efectuată conduce la un model matematic intrare-stare-ieșire neliniar (MM-ISI-NL-2) de ordinul 3, de forma (4.2-6):

Tabelul 4.2.2. Funcțiile de transfer  $H_{FC}(s)$  aferente MM-ISI-NL-1 (col.2) și (col.3) și aferente MM-ISI-NL-3 (col.4)

Nr. p.d.f.	$H_{FC}(s)$ pentru MM-ISI-NL-1 de tip PT3	$H_{FC}(s)$ pentru MM-ISI-NL-1 de tip PT2	$H_{FC}(s)$ pentru MM-ISI-NL-3
1	2	3	4
(1)	$\frac{0.3}{(1+0.064s)(1+0.016s)(1+0.0016s)}$	$\frac{0.3}{(1+0.064s)(1+0.0176s)}$	$\frac{0.33}{(1+0.069s)(1+0.015s)(1+0.0016s)}$
(2)	$\frac{0.38}{(1+0.066s)(1+0.0164s)(1+0.0016s)}$	$\frac{0.38}{(1+0.066s)(1+0.018s)}$	$\frac{0.4}{(1+0.072s)(1+0.0146s)(1+0.0016s)}$
(3)	$\frac{0.47}{(1+0.07s)(1+0.0162s)(1+0.0016s)}$	$\frac{0.47}{(1+0.07s)(1+0.0178s)}$	$\frac{0.47}{(1+0.075s)(1+0.014s)(1+0.0016s)}$
(4)	$\frac{0.58}{(1+0.077s)(1+0.016s)(1+0.0016s)}$	$\frac{0.58}{(1+0.077s)(1+0.0176s)}$	$\frac{0.53}{(1+0.079s)(1+0.013s)(1+0.0016s)}$
(5)	$\frac{0.745}{(1+0.087s)(1+0.0157s)(1+0.0016s)}$	$\frac{0.745}{(1+0.087s)(1+0.0173s)}$	$\frac{0.6}{(1+0.083s)(1+0.0125s)(1+0.0016s)}$
(6)	$\frac{0.9}{(1+0.098s)(1+0.0154s)(1+0.0016s)}$	$\frac{0.9}{(1+0.098s)(1+0.017s)}$	$\frac{0.65}{(1+0.087s)(1+0.012s)(1+0.0016s)}$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2, \\ \dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{c}{m}x_2 + \frac{k_a}{m k_b^2}x_3^2, \\ \dot{x}_3 = -\frac{R k_b}{2k_a}x_3 - \frac{1}{k_b}x_2x_3 + \frac{k_b}{2k_a}V, \\ y = 1000x_1, \end{cases} \quad (4.2-6)$$

în care mărimile caracteristice ale sistemului sunt:

- mărimile de stare:  $x_1 = x$  este poziția sistemului mecanic (masei),  $x_2 = \dot{x}$  este viteza masei și  $x_3 = i$  este curentul;
- mărimile de intrare:  $V$  este mărimea de comanda;
- mărimea de ieșire:  $y$  este ieșirea măsurată.

În vederea analizării comportării acestui sistem neliniar redus și, apoi, a dezvoltării unor soluții de reglare LCA, MM-ISI-NL-2 (4.2-6) a fost liniarizat în jurul accelerației p.d.f. ale caracteristicii statice, date de relațiile din (4.2-3); în urma liniarizării, s-a obținut nou MM-ISI-Ln-2 (4.2-7):

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A x + b \Delta V, \\ \Delta y &= c^T x, \\ x &= [x_1 = x \quad x_2 = \dot{x} \quad x_3 = i]^T, \end{aligned} \quad (4.2-7)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k/m & -c/m & 2k_a x_{30} / (m k_b^2) \\ 0 & x_{30} / k_b & -R k_b / (2k_a) \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_b / (2k_a) \end{bmatrix},$$

$$c^T = [1000 \quad 0 \quad 0].$$

Pe baza MM-ISI-Ln-2 au fost explicitate și f.d.t. aferente, ale căror valori numerice obținute pentru p.d.f. sunt trecute în Tabelul 4.2.2, coloana (4).

În cadrul subcapitolului 4.3, pentru MM-ISI-NL-2 (4.2-6) s-au dezvoltat soluții de reglare LCA cu RG-PI. Aceste soluții au constituit suport de comparație pentru SRA cu RG-PI proiectate pentru MM-ISI-NL-1 al S-AAE. De asemenea, în cadrul subcapitolului 4.3, este prezentată și o analiză de sensibilitate privind robustețea soluției de reglare cu utilizarea RG-PI.

### B. Modelarea S-AAE funcție de fluxul magnetic

O a doua variantă de modelare a S-AAE (contribuție personală) este cea în care sistemul a fost analizat din punct de vedere al variabilelor de stare: poziția sistemului mecanic  $x_1 = x$ , viteza masei,  $x_2 = \dot{x}$  și fluxul magnetic,  $x_3 = \lambda$ . În acest context, modelul matematic intrare-stare-ieșire neliniar (MM-ISI-NL-3) aferent S-AAE rezultă de forma (4.2-8) [44]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{c}{m}x_2 + \frac{1}{4k_a m}x_3^2 \\ \dot{x}_3 = \frac{R}{2k_a}x_1x_3 - \frac{R(k_b + d)}{2k_a}x_3 + V \\ y = x_1 \end{cases} \quad (4.2-8)$$

Schema bloc informațională obținută pe baza MM-ISI-NL-3 (4.2.-8) este detaliată în figura A2.2 din Anexa 2. În raport cu MM-ISI-NL-1 (4.2.-2), MM-ISI-NL-3 (4.2-8) rezultă mai simplu, realizându-se și o simplificare a reprezentării neliniarității.

Un astfel de model implică mai puține calcule în ceea ce privește liniarizarea MM-ISI-NL-3 în jurul unor p.d.f. și mai departe și în acordarea parametrilor unor soluții de reglare propuse pentru reglarea poziției ambreiajului acționat electromagnetic. Modelul matematic intrare-stare-ieșire liniarizat (MM-ISI-Ln-3) este prezentat în (4.2-9):

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= \underline{A} \underline{x} + \underline{b} \Delta V \\ \Delta y &= \underline{c}^T \underline{x}, \\ \underline{A} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k/m & -c/m & \lambda_0/(2k_a m) \\ R\lambda_0/(2k_a) & 0 & R(x_0 - k_b - d)/(2k_a) \end{bmatrix}, \\ \underline{b} &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad \underline{x} = \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \end{bmatrix}, \quad \underline{c}^T = [1000 \ 0 \ 0]. \end{aligned} \quad (4.2-9)$$

În ciuda acestor diferențe între MM analizate, f.d.t. aferente MM-ISI-Ln-3 (4.2-9) sunt aceleași ca și MM-ISI-NL-1. Pentru că nu există diferențe majore între cele două MM (practic este același sistem, însă modelat în două variante), în cadrul subcapitolului 4.3 nu au fost dezvoltate structuri de reglare pentru conducerea MM-ISI-NL-3 (4.2-8). Diferențele între comportările soluțiilor de reglare dezvoltate pe baza modelelor menționate, aplicate la MM-NL detaliat, de testare (4.2-2), s-au dovedit a fi neesențiale și justifică simplificările efectuate.

### 4.3. Dezvoltarea unor structuri de reglare automată pentru servosistemul acționat electromagnetic

Soluțiile de reglare LCA propuse și dezvoltate în cadrul acestei aplicații, includ regulatoare PI(D) cu unul sau două grade de libertate [61], regulatoare cu adaptarea parametrilor, regulatoare cu predicție bazată pe model [122] și regulatoare fuzzy cu 1-DOF și 2 DOF [61].

Dupa cum se poate observa din ecuațiile primare, între flux și curent există o neliniaritate dată de caracteristica de magnetizare; astfel, analizând cele două modele și preluând experiența din literatură, dezvoltarea soluțiilor de reglare

aferente S-AAE au avut la bază în special MM-ISI-NL-1 (4.2-2), deoarece acesta este un MM mai complex, cuprinzând toate neliniaritățile S-AAE și mai ușor măsurabil.

#### 4.3.1. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-PI(D) pentru MM aferent S-AAE în varianta inițială și simplificată

În cadrul tezei, pentru reglarea poziției sistemului S-AAE s-au apelat soluțiile de reglare cu RG-PI(D), datorită faptului ca structura acestor regulatoare este simplă și transparentă, parametrii de reglare ai RG-PI(D) sunt ușor de acordat și, totodată, în cazul RG-PID, pot anticipa și comenziile viitoare prin componenta derivativă [7]. Au fost dezvoltate soluții (1) RG-PI(D)-1 pentru S-AAE caracterizat matematic prin MM-ISI-NL-1 și (2) RG-PI(D)-2 dezvoltate pentru S-AAE caracterizat matematic prin MM-ISI-NL-2.

Pentru a asigura, un răspuns aperiodic / foarte puțin oscilant, RG-PI(D) au fost proiectate pe baza metodei MO (capitolul 2.2) utilizând MM-Ln legate de p.d.f. asigurându-se rezerva de fază nominală de  $\varphi_r=60^\circ$ , un timp de răspuns redus cu suprareglaj redus (fără suprareglaj în anumite zone de funcționare).

RG-PI(D) au fost proiectate apelând principiul compensării constantelor de timp mari ale f.d.t. (Tabelul 4.2.2); parametrii de acordare aferenți celor două tipuri de regulatoare, obținuți pentru șase p.d.f., sunt sintetizați în Tabelul 4.3.1.

##### Analiza de sensibilitate

Pentru verificarea robusteții SRA dezvoltate s-a realizat o analiză de sensibilitate, în raport cu perturbațiile parametrice ale procesului legate de modificarea punctului de funcționare și sesizabile și în variația parametrilor de acordare ai reguletoarelor. În cadrul tezei, analiza de sensibilitate este detaliată pentru cazul RG-PI și RG-PID.

Au fost determinate și reprezentate hodograful Nyquist  $h_+ \{H_{OL}(j\omega)\}$ , valoarea maximului funcției de sensibilitate  $S_0(j\omega)$ ,  $M_{S0} = |S_0(j\omega)|_{max}$  și inversa acestui maxim,  $M_{S0}^{-1}$ :

$$\begin{aligned} M_{S0}^{-1} &= \left| 1 + H_{OL}(z^{-1}) \right|_{min} = \left| S_0^{-1}(z^{-1}) \right|_{min} \\ &= \left( \left| S_0(z^{-1}) \right|_{max} \right)^{-1} = \left( \left| \frac{1}{1 + H_C(z^{-1})H_P(z^{-1})} \right|_{max} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (4.3-1)$$

În Tabelul 4.3.2 sunt prezentate valorile pentru maximul funcției de sensibilitate și pentru inversa acestuia, obținute pentru soluțiile de reglare cu RG-PI-1 (coloana 1) și RG-PID-1 (coloana 2) proiectate pentru MM-ISI-NL-1, și cu RG-PI-2 (coloana 3) și RG-PID-2 (coloana 4) proiectate pentru MM-ISI-NL-2, ținând seama de de modificările p.d.f.

Analizând cazurile ilustrate în Tabelul 4.3.2, se poate remarca faptul că valorile pentru  $M_{S0}^{-1}$  sunt mai mari decât limita inferioară de 0.5, iar valoarea maximă pentru inversa de  $M_{S0}^{-1} = 0.8308$  rezultă pentru cazul RG-PID-1 proiectat pentru MM-ISI-Ln-1 în p.d.f. (4) (regulatorul cel mai robust).

Tabelul 4.3.1. Parametrii de acordare ai RG-PID(D) S-AAE simplificat

Nr. p.d.f.	S-AAE complet						S-AAE simplificat					
	HRG-PID(s)			HRG-PI(s)			HRG-PID(s)			HRG-PI(s)		
	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3
0	$k_r$	$T_{r1}$	$T_{r2}$	$k_r$	$T_r$	$k_r$	$T_{r1}$	$T_{r2}$	$k_r$	$T_r$	$k_r$	$T_r$
(1)	115.6	0.064	0.016	89	0.064	95.43	0.069	0.015	88.98	0.069	88.98	0.069
(2)	84.24	0.066	0.0164	72.95	0.066	79.23	0.072	0.0146	77	0.072	77	0.072
(3)	68.28	0.07	0.0162	59.88	0.07	67.6	0.075	0.014	69	0.075	69	0.075
(4)	54.83	0.077	0.016	48.79	0.077	58.85	0.079	0.0132	63.3	0.079	63.3	0.079
(5)	43	0.087	0.0157	38.92	0.087	52	0.083	0.0125	59.14	0.083	59.14	0.083
(6)	32.41	0.098	0.0154	31.92	0.098	47.48	0.087	0.012	56.6	0.087	56.6	0.087

Tabelul 4.3.2. Valorile pentru maximul funcției de sensibilitate și pentru inversa acestuia

p.d.f./RG	RG-PID-1		RG-PI-1		RG-PID-2		RG-PI-2		
	1	2	1	2	1	2	1	2	
0									
(4)	$M_{+0}$	1.203	1.303	1.835	RG-PID-2 varianta simplificata	1.85	1.835	RG-PI-2 varianta simplificata	1.835
	$M_{+0}^{-1}$	<b>0.8308</b>	<b>0.7675</b>	<b>0.5398</b>			<b>0.5448</b>		
(5)	$M_{+0}$	1.220	1.301	1.838			1.838		
	$M_{+0}^{-1}$	<b>0.8196</b>	<b>0.7686</b>	<b>0.5356</b>			<b>0.544</b>		
(6)	$M_{+0}$	1.239	1.3015	1.841			1.841		
	$M_{+0}^{-1}$	<b>0.8065</b>	<b>0.7683</b>	<b>0.535</b>			<b>0.5431</b>		

În figura 4.3.1, sunt ilustrate hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{S0}(p.d.f., RG - PID - 1)$ , pentru cazurile din Tabelul 4.3.2 coloana (1) marcate cu bold cazuri ce corespund RG-PID-1 proiectate în p.d.f. (4), (5) și (6).

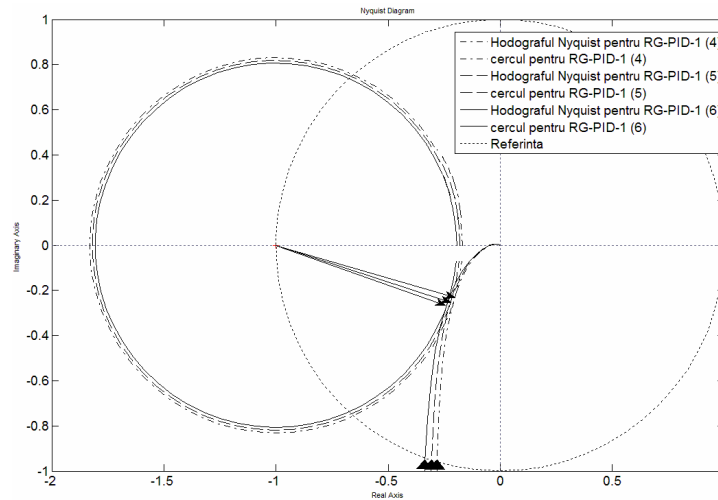


Fig.4.3.1. Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{S0}(p.d.f., RG - PID - 1)$

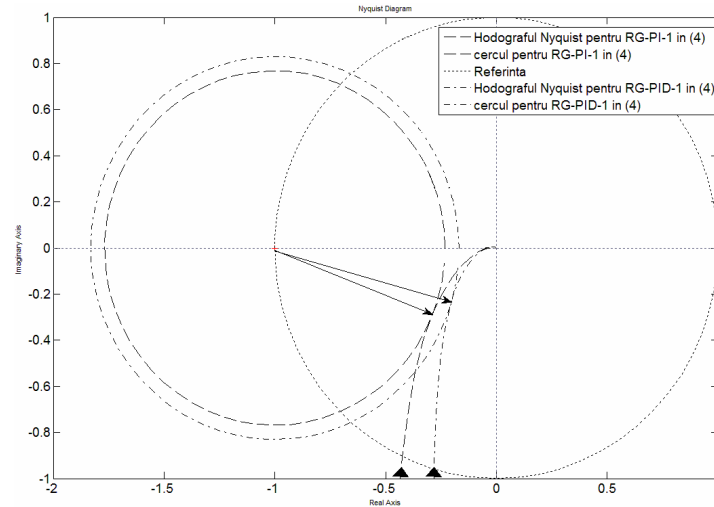


Fig.4.3.2. Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{S0}(p.d.f., RG - PID - 1, RG - PI - 1)$

Din figura 4.3.1, se poate remarca faptul că RG-PID-1 proiectat pentru MM-ISI liniarizat în jurul punctului (4) este cel mai robust; astfel, RG-PID-1 din (4) va fi comparat în figura 4.3.2 cu RG-PI-1 proiectat pentru MM-ISI-Ln în jurul p.d.f. (4).

Din figura 4.3.2 rezultă că RG-PID-1 proiectat pentru MM-ISI liniarizat în jurul p.d.f. (4) este mai robust decât RG-PI-1 proiectat în aceleași condiții;

rezultatele de simulare aferente RG-PI și RG-PID proiectate și testate pe MM-ISI-NL-1 sunt prezentate în subcapitolul 4.4.

Analizând valorile pentru  $M_{SO}^{-1}$  din Tabelul 4.3.2, coloana (2), aferente RG-PI-1 proiectate în trei p.d.f. se observă că aceste valori sunt foarte apropiate, ceea ce înseamnă că modificarea p.d.f. nu influențează foarte mult parametrii de acordare ai RG-PI. La fel se poate spune și despre RG-PID-2 și RG-PI-2 proiectate pentru S-AAE în varianta simplificată.

Soluțiile de reglare cu RG-PI(D) dezvoltate în cadrul acestui subcapitol au fost folosite ca și suport pentru dezvoltarea soluțiilor de reglare automată cu RG-GS, RG-2DOF, RG-F-TS și RG-predictiv, prezentate în subcapitolele care urmează.

#### 4.3.2. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-GS pentru S-AAE

În cazul sistemelor cu neliniarități, structurile de reglare adaptivă pot asigura performanțe de reglare mai bune [31]. Soluția de reglare automată cu regulator cu parametrii adaptabili dezvoltată în cadrul tezei – de tip Gain-Scheduling (GS), (RG-PI-GS) (par.2.2.2) este capabilă să comute de pe un regulator PI pe altul, fără a fi necesară recalcularea unor condiții de comutare. Condiția de trecere fără șocuri de pe un RG pe un alt RG, care necesită recalcularea parametrilor RG-PI și, totodată, și reconsiderarea valorilor anterioare (la momentul de timp  $k-1$  și  $k$ ) a fost prezentată în [41]. Regulatorul de bază a fost proiectat în jurul RG-PI dezvoltate în subcapitolul 4.3.1, utilizând parametrii de acordare ai RG-PI din Tabelul 3.3.1, coloana (2).

Pentru implementare soluției de reglare a fost întocmit un bloc Matlab&Simulink de tip "Embedded Matlab Funcțion", care generează parametrii variabili ai RG-PI printr-un cod Matlab, prezentat în detaliu în Anexa A1.1. În cadrul acestui cod, s-a creat o funcție Matlab care primește ca și parametrii: poziția masei,  $x$ , și eroarea de reglare,  $e$ , și returnează parametrii RG-PI,  $k_p$  și  $k_i$ ; acești parametrii se calculează pe baza valorilor parametrilor  $k_r$  și  $T_r$ .

După stabilirea limitelor între care pot varia parametrii RG-PI, în speță -  $k_{p\min} = 3.4$ ,  $k_{p\max} = 4.24$  - și luând în considerare varianta cu  $k_{i\max} = 59.88$  (care dă cea mai bună comportare (a se vedea și recomandările din [49]) - și asigurarea condiției  $\beta$  din relația (2.2-13) și alegerea valorii pentru  $\eta = 0.1$ , valorile pentru  $k_p$  și  $k_i$  s-au calculat astfel încât să asigure o reglare mai rapidă și o caracteristică adecvată lui  $\sigma$  (a se vedea paragraful 2.2.2., secțiunea B.). Relațiile de calcul sunt:

$$\begin{aligned} k_p &= k_{p\max} - (k_{p\max} - k_{p\min})e^{-\alpha|e|} \\ k_i &= (1 - \alpha)k_{i\max} \end{aligned} \quad (4.3-2)$$

și sunt incluse în programul de calcul din Anexa A1.1 (cu valorile particulare de mai sus).

Soluțiile de reglare cu RG-PI-GS dezvoltate pentru S-AAE au fost verificate prin simulare în mediul Matlab&Simulink, folosind MM-ISI-NL-1 (modelul detaliat al procesului).



### 4.3.3. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-2DOF pentru S-AAE

Pentru a obține, simultan, performanțe bune atât în raport cu referința, cât și în raport cu perturbațiile, a fost dezvoltată o structură de reglare automată cu două grade de libertate – 2DOF, prezentată în figura 4.3.2. Metoda de dezvoltare a fost derivată din metoda propusă în [54]. Din punct de vedere al eforturilor legate de acordarea parametrilor și de implementare pe servosistemul acționat electromagnetic abordat în cadrul tezei, structura poate fi încadrată în categoria LCA.

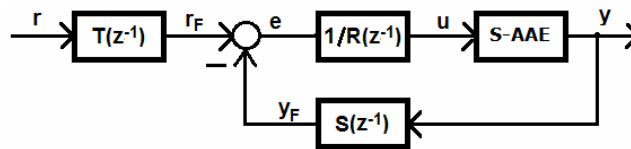


Fig.4.3.2. Schema bloc informațională a SRA cu RG-2DOF dezvoltat pentru S-AAE

Pentru dezvoltarea RG-2DOF care să deservească ambreiajul acționat electromagnetic, s-a pornit de la f.d.t. de tip PT2, ale procesului (Tabelul 4.2.3, coloana (3)), care au fost discretizate. F.d.t. discrete de forma (4.3-3):

$$H_P(q^{-1}) = \frac{q^{-1}B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (4.3-3)$$

au fost obținute pentru o perioadă de eșantionare  $T_e = 0.05 \cdot T_I$ .

Valorile numerice ale polinoamelor  $A(q^{-1})$  și  $B(q^{-1})$  obținute pentru cinci p.d.f. (pentru care au fost proiectate regulatoarele 2-DOF) sunt sintetizate în Tabelul 4.3.3, coloanele (1) și (2).

Pentru fiecare caz în parte, polinomul  $P(q^{-1})$  de gradul doi prin care se impun condițiile de performanță dorite, pulsația proprie și coeficientul de amortizare, a fost ales pentru a asigura pentru SRA o comportare oscilantă cu o amortizare bună și astfel încât polii SRA să fie plasați în stânga polilor dominanți ai procesului (în continuu). În Tabelul 4.3.3, coloana (3), sunt detaliați coeficienții polinomului  $P(q^{-1})$ , pentru cele cinci p.d.f.

Gradele polinoamelor  $R(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$  au fost determinate în acord cu condițiile de cauzalitate prezentate în subcapitolul 2.3, polinoamele rezultând de forma (4.3-4):

$$\begin{aligned} S(q^{-1}) &= s_0 + s_1q^{-1} + s_2q^{-2} + s_3q^{-3} \\ R(q^{-1}) &= 1 + r_1q^{-1} + r_2q^{-2} \end{aligned} \quad (4.3-4)$$

Valorile numerice ale polinoamelor,  $R(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$ , obținute în urma rezolvării ecuației diofantice (2.3-8) din subcapitolul 2.3 sunt detaliate în Tabelul 4.3.4., coloanele (1), (2) și (3).

Tabelul 4.3.3. Polinoamele  $A(q^{-1})$  și  $B(q^{-1})$  aferente celor cinci p.d.f. ale S-AAE (folosite în dezvoltare)

Nr. p.d.f.	$B(q^{-1})$	$A(q^{-1})$	$P(q^{-1})$
0	1	2	3
(1)	$0.0008 + 0.0019q^{-1} + 0.0002q^{-2}$	$1 - 1.88q^{-1} + 0.98q^{-2} - 0.092q^{-3}$	$1 - 1.93q^{-1} + 0.93q^{-2}$
(2)	$0.0011 + 0.0027q^{-1} + 0.0003q^{-2}$	$1 - 1.86q^{-1} + 0.946q^{-2} - 0.079q^{-3}$	$1 - 1.925q^{-1} + 0.927q^{-2}$
(3)	$0.0016 + 0.0036q^{-1} + 0.0004q^{-2}$	$1 - 1.82q^{-1} + 0.893q^{-2} - 0.0628q^{-3}$	$1 - 1.92q^{-1} + 0.925q^{-2}$
(4)	$0.0025 + 0.0053q^{-1} + 0.0005q^{-2}$	$1 - 1.77q^{-1} + 0.825q^{-2} - 0.044q^{-3}$	$1 - 1.92q^{-1} + 0.926q^{-2}$
(5)	$0.0037 + 0.0074q^{-1} + 0.0007q^{-2}$	$1 - 1.72q^{-1} + 0.76q^{-2} + 0.029q^{-3}$	$1 - 1.919q^{-1} + 0.923q^{-2}$

Tabelul 4.3.4. Polinoamele  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  ale RG-2DOF dezvoltate pentru aplicația S-AAE

Nr. p.d.f.	$S(q^{-1})$			$R(q^{-1})$			$T(q^{-1})$
	0	1	2	0	1	2	3
(1)	281.81	-573.23	322.581	-30.313	0.73	0.0824	0.845
(2)	202.3	-407.5	224.82	-18.95	0.7	0.076	0.674
(3)	137.38	-273.39	146.98	-10.45	0.678	0.0687	0.521
(4)	85.02	-167.23	87.27	-4.722	0.6345	0.058	0.345
(5)	55.02	-106.68	54.017	-2.09	0.59	0.048	0.26

Deoarece din calcule a reieșit că  $B(1) \neq 0$  și în polinomul  $R(q^{-1})$  a fost introdusă componenta integratoare, polinomul  $T(q^{-1})$  a fost calculat cu expresia (4.3-5) [61]; în plus, s-a considerat că dinamica buclei de reglare este asemănătoare cu dinamica referinței.

$$T(q^{-1}) = \frac{P(1)}{B(1)}, \quad (4.3-5)$$

Pentru calculul polinoamelor  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  s-a apelat programul `calcul_polinoame_2DOF.m` prezentat în Anexa 1.3 (prelucrat și extins după programul `bezoutd.m` prezentat în [54]).

Soluțiile de reglare cu RG-2DOF dezvoltate pentru S-AAE au fost verificate prin simulare în mediul Matlab&Simulink, folosind MM-ISI-NL-1 (modelul detaliat al procesului).

#### 4.3.4. Dezvoltarea regulatorului fuzzy de tip Takagi-Sugeno pentru S-AAE

Deoarece aplicația, abordată în cadrul tezei, este un sistem neliniar și complex, a fost necesară liniarizarea acestuia în jurul unor puncte de funcționare de pe caracteristica statică din figura 4.1.3; astfel, s-au obținut mai multe modele matematice liniare, pentru care a fost utilă dezvoltarea unui nou regulator cu parametrii adaptabili, de tipul regulatorului fuzzy de tip Takagi-Sugeno [124]; acest regulator a prezentat flexibilitate la modificările punctelor de funcționare fiind capabil să treacă prin toate stările procesului; prin aceasta se evită recalcularea parametrilor RG-PI și, totodată, și reconsiderarea valorilor anterioare (la momentul de timp  $k-1$  și  $k$ ) (condiția de trecere fără șocuri de pe un RG pe un altul).

Noul regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS) dezvoltat pentru S-AAE este un RG-F cu integrarea ieșirii, cu două intrări, eroarea de reglare,  $e_k$  și derivata erorii,  $\Delta e_k$ , și o ieșire, incrementul comenzii,  $\Delta u_k$  [61], [125]. În figura 4.3.3 este prezentată schema bloc informațională aferentă SRA cu RG-F-TS dezvoltat pentru ambreiajul acționat electromagnetic, utilizată în cadrul tezei pentru testarea parametrilor și pentru simulări; în cadrul schemei, RG-F-TS este blocul fuzzy de tip TS, S-AAE este procesul controlat,  $w$  este semnalul de referință,  $e = w - y$  este eroarea de reglare,  $u$  este semnalul de comandă (tensiunea de comandă),  $y$  este ieșirea măsurată,  $z$  este ieșirea controlată (poziția sistemului mecanic).

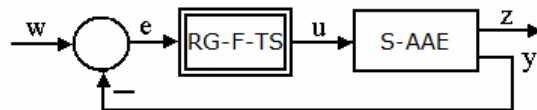


Fig.4.3.3. Schema bloc informațională a SRA cu RG-F-TS dezvoltat pentru S-AAE

Pentru dezvoltarea RG-F-TS s-a pornit de la regulatoarele liniare de tip PI dezvoltate în subcapitolul 4.3.1 cu parametrii detaliați în Tabelul 4.3.1. RG-PI au fost discretizate utilizând metoda trapezelor și perioada de eșantionare  $T_e = 0.1 \cdot T_1$ . Varianta incrementală a algoritmului de reglare numerică cvasi-continuă PI a rezultat de forma (4.3-6):

$$\Delta u_k^i = \gamma(k_I^i \Delta e_k + a k_P^i e_k) \quad (4.3-6)$$

în care,  $i \in \{5,6,7,8,9,10\}$  reprezintă indicele aferent p.d.f. folosit; parametrul  $\gamma = 0.09$  are rolul de a introduce neliniarități suplimentare care pot fi utile pentru îmbunătățirea performanțelor SRA.

Valorile numerice ale parametrilor,  $k_P^i$  și  $k_I^i$ , obținute pentru cele cinci regulatoare liniare, sunt detaliate în Tabelul 4.3.5.

Tabelul 4.3.5. Valorile numerice ale parametrilor,  $k_P^i$  și  $k_I^i$

Nr. p.d.f.	$k_P^i$	$k_I^i$
(1)	4.61	0.49
(2)	4.03	0.42
(3)	3.58	0.37
(4)	3.22	0.34
(5)	3	0.32

Pentru fiecare intrare a blocului fuzzy neliniar, s-au utilizat câte trei termeni lingvistici cu f.d.ap. de tip triunghiular (N, ZE, P), cu distribuire uniformă și grad de acoperire 1. Alurile f.d.ap. pentru  $e_k$  și  $\Delta e_k$  sunt ilustrate în figura 4.3.4, respectiv în figura 4.3.5.

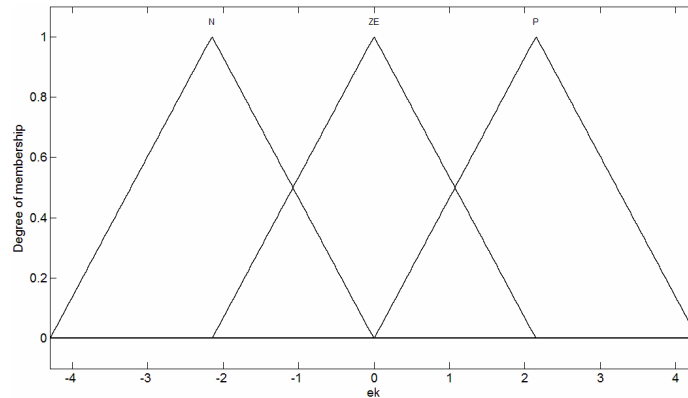
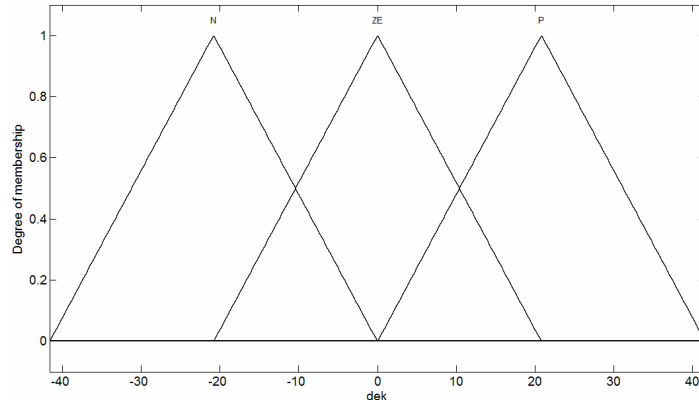


Fig.4.3.4. Alura funcției de apartenență pentru intrarea  $e_k$  a RG-F-TS

Fig.4.3.5. Alura funcției de apartenență pentru intrarea  $\Delta e_k$  a RG-F-TS

Baza de reguli a blocului fuzzy neliniar s-a format din reguli fuzzy, exprimate ca funcții liniare de tip *IF-THEN*, ce au rolul de a descrie dinamica neliniară a sistemului. Pentru aplicația S-AAE s-au adoptat nouă reguli fuzzy (activându-se doar regulile aferente primelor trei p.d.f.), detaliate în (4.3-7):

*Rule 1 : IF  $e(k)$  IS N AND  $\Delta e(k)$  IS P*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^1 \Delta e_k + aK_p^1 e_k],$$

*Rule 2 : IF  $e(k)$  IS ZE AND  $\Delta e(k)$  IS P*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^2 \Delta e_k + aK_p^2 e_k],$$

*Rule 3 : IF  $e(k)$  IS P AND  $\Delta e(k)$  IS P*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^3 \Delta e_k + aK_p^3 e_k],$$

*Rule 4 : IF  $e(k)$  IS N AND  $\Delta e(k)$  IS ZE*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^1 \Delta e_k + aK_p^1 e_k],$$

*Rule 5 : IF  $e(k)$  IS ZE AND  $\Delta e(k)$  IS ZE*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^2 \Delta e_k + aK_p^2 e_k],$$

*Rule 6 : IF  $e(k)$  IS P AND  $\Delta e(k)$  IS ZE*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^3 \Delta e_k + aK_p^3 e_k],$$

*Rule 7 : IF  $e(k)$  IS N AND  $\Delta e(k)$  IS N*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^1 \Delta e_k + aK_p^1 e_k],$$

*Rule 8 : IF  $e(k)$  IS ZE AND  $\Delta e(k)$  IS N*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^2 \Delta e_k + aK_p^2 e_k],$$

*Rule 9 : IF  $e(k)$  IS P AND  $\Delta e(k)$  IS N*

$$\text{THEN } \Delta u(k) = \gamma[K_p^3 \Delta e_k + aK_p^3 e_k].$$

(4.3-7)

Parametrii RG-F-TS cu integrarea ieșirii,  $B_e$  și  $B_{\Delta e}$ , au fost acordați, pe principiul echivalării modale, astfel:

$$B_e = 2.15 \text{ (ales)}, B_{\Delta e} = (k_p^{(3)} / k_I^{(3)}) B_e = 20.8 \quad (4.3-8)$$

Pentru inferență s-au utilizat operatorii MAX și MIN, iar pentru defuzzificare metoda maximelor mediate.

#### 4.3.5. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-F-TS-2-DOF pentru S-AAE

În cadrul acestui subcapitol, s-a dezvoltat o nouă soluție de reglare automată pentru servosistemul acționat electromagnetic; această soluție de reglare combină două structuri de reglare, și anume, regulatorul fuzzy de tip Takagi-Sugeno și regulatorul cu două grade de libertate (RG-F-TS-2DOF); această soluție de reglare a fost prezentată și în [61].

RG-F-TS-2DOF a fost abordat datorită avantajelor pe care le oferă aplicației vizate: flexibilitatea comutării de pe un RG-PI pe altul asigurat de regulatorul RG-F-TS, și asigurarea concomitentă a urmării referinței și respingerea perturbațiilor de către regulatorul RG-2DOF [126]. O restricție majoră a metodei constă în creșterea timpului necesar în elaborarea mării de comandă.

În literatură, au fost dezvoltate și structuri de reglare automată cu RG-2DOF neliniare pentru procesele neliniare cu neliniarități severe. Cum însă în cadrul tezei, aplicațiile nu prezintă neliniarități severe, nu s-au apelat soluții de reglare cu RG-2DOF neliniar în forma clasică, fiind apelată varianta fuzzy a RG-2DOF, prezentată în acest paragraf.

Pentru dezvoltarea acestei structuri de reglare, s-a utilizat schema bloc informațională, prezentată în figura 4.3.6, în care sunt evidențiate trei blocuri importante pentru funcționalitatea structurii: blocul TS-FC-R, care este un modul fuzzy aferent componentei integratoare, – regulatorul  $R(z)$  – din cadrul RG-2DOF,  $T(z)$  – care este regulatorul de pe canalul de referință, care asigură reglarea feedforward și  $S(z)$  care este regulatorul de pe reacție [127], [128].

Pentru aplicația vizată, au fost dezvoltate cinci RG-2DOF pentru cinci MM-ISI-Ln-1 și un singur RG-F-TS pentru componenta integratoare; astfel, au rezultat cinci RG-2DOF cu RG-F-TS, care s-a testat pentru MM-ISI-NL-1, rezultând cinci cazuri de testat.

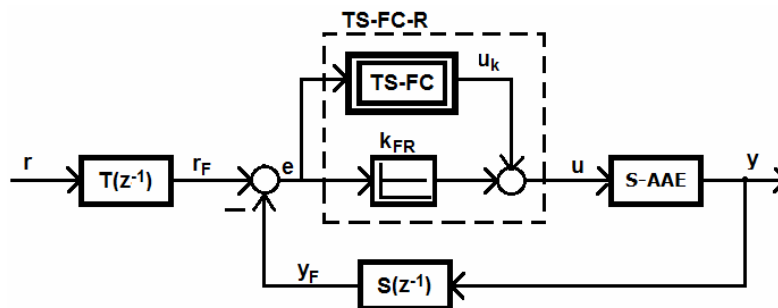


Fig.4.3.6. Schema bloc informațională a RG-F-TS-2DOF dezvoltat pentru S-AAE

Dezvoltarea soluției de reglare automată cu RG-F-TS-2DOF pentru S-AAE a implicat parcurgerea următorilor pași:

- dezvoltarea regulatorului liniar cu două grade de libertate, și anume, a

polinoamelor  $T(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$ ;

- dezvoltarea blocului neliniar fuzzy de tip TS the block TS-FC ce înlocuiește polinomul  $R(q^{-1})$ .

Pentru început s-au utilizat polinoamele în discret,  $A(q^{-1})$  și  $B(q^{-1})$ , detaliate în Tabelul 4.3.2. Polinomul  $P(q^{-1})$  a fost ales de ordinul doi, identic pentru toate cele cinci cazuri, impunându-se parametrii:  $\omega_m = 25$  și  $\xi = 0.7$ ; pentru asigurarea unor performanțe bune a fost necesară, alegerea unor poli astfel încât răspunsul SRA să fie mai rapid decât al procesului.

În urma rezolvării ecuației diofantice (2.3.-8) și ținând seama de programul calcul\_polinoame\_2DOF.m (preluat după bezoutd.m [53]), s-au determinat  $T(q^{-1})$  și  $S(q^{-1})$ ; valorile numerice aferente acestor polinoame obținute pentru cele cinci cazuri sunt prezentate în Tabelul 4.3.6, coloanele (1) și (2).

Tabelul 4.3.6 Polinoamele  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  ale RG-F-TS-2DOF dezvoltate pentru aplicația S-AAE

Nr. p.d.f.	$S(q^{-1})$				$T(q^{-1})$	RG-F		
	1				2	3	4	5
	$s_0$	$s_1$	$s_2$	$s_3$	$t_0$	$k_p^i$	$k_I^i$	$k_S^i$
(1)	293.81	-578.15	315.5	-28.53	2.17	0.38	0.9	0.0915
(2)	212.97	-414.3	221	-17.86	1.82	1.16	1.1	0.0902
(3)	147.84	-282.28	145.9	-9.9	1.54	0.87	0.98	0.0885
(4)	96.09	-178.67	88.4	-4.53	1.32	0.6	0.66	0.0863
(5)	65.03	-117.53	55.7	-2.03	1.18	1.2	0.97	0.0842

Pentru dezvoltarea componentei integratoare – a blocului fuzzy – s-a pornit de la discretizarea RG-PI, rezultând varianta incrementală a algoritmului de reglare numerică cvasi-continuu PI (4.3-9):

$$\Delta u_k^i = \gamma(k_I^i \Delta e_k + a k_p^i e_k) \quad (4.3-9)$$

în care,  $i \in \{5,6,7,8,9,10\}$  reprezintă indicele aferent p.d.f. folosit; parametrul  $\gamma = 0.09$  are rolul de a introduce neliniarități suplimentare care pot fi utile pentru îmbunătățirea performanțelor SRA.

S-au utilizat reguli fuzzy de forma (4.3-10):

$$IF (e_k \text{ IS } LTE^i \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } LTDE^i) \text{ THEN } u_k = \Delta u_k^i. \quad (4.3-10)$$

Comanda dată către process (4.3-11) se formează pe baza relației (4.3-10) la care se adaugă componenta aferentă filtrului de pe reacție  $k_{FR}^i$ :

$$u = k_{FR}^i e_k + u_k, \quad (4.3-11)$$

în care parametrii  $k_I^i$ ,  $k_p^i$  și  $k_{FR}^i$  sunt funcții de parametrii regulatorului convențional PI, date în (4.3-12);  $i$  este indicele aferent fiecărei reguli activată pentru fiecare p.d.f.:

$$\begin{aligned}
k_I^j &= k_C^j T_s / T_i^j, \\
k_P^j &= k_C^j (1 - T_s / (2T_i^j)), \\
k_{FR}^j &= r_0^j - r_1^j - r_2^j.
\end{aligned}
\tag{4.3-12}$$

în care,  $r_0=1$ , iar valorile numerice pentru  $r_1$  și  $r_2$  sunt prezentate în Tabelul 4.3.4.

Parametrii RG-F-TS cu integrarea ieșirii,  $B_e$  și  $B_{\Delta e}$ , au fost acordați, pe principiul echivalării modale, rezultând de forma:  $B_e = 20$ ,  $B_{\Delta e} = 16$ . Pentru inferență s-au utilizat operatorii max și min, iar pentru defuzzificare metoda maximelor mediate.

Pentru noul bloc fuzzy proiectat s-a creat baza de reguli formată din nouă reguli fuzzy de tip *IF-THEN*, detaliate în (4.3-13):

$$\begin{aligned}
&\text{Rule 1: IF } e(k) \text{ IS N AND } \Delta e(k) \text{ IS P} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^5 \Delta e_k + K_P^5 e_k], \\
&\text{Rule 2: IF } e(k) \text{ IS ZE AND } \Delta e(k) \text{ IS P} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^4 \Delta e_k + K_P^4 e_k], \\
&\text{Rule 3: IF } e(k) \text{ IS P AND } \Delta e(k) \text{ IS P} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^3 \Delta e_k + K_P^3 e_k], \\
&\text{Rule 4: IF } e(k) \text{ IS N AND } \Delta e(k) \text{ IS ZE} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^2 \Delta e_k + K_P^2 e_k], \\
&\text{Rule 5: IF } e(k) \text{ IS ZE AND } \Delta e(k) \text{ IS ZE} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^1 \Delta e_k + K_P^1 e_k], \\
&\text{Rule 6: IF } e(k) \text{ IS P AND } \Delta e(k) \text{ IS ZE} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^2 \Delta e_k + K_P^2 e_k], \\
&\text{Rule 7: IF } e(k) \text{ IS N AND } \Delta e(k) \text{ IS N} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^3 \Delta e_k + K_P^3 e_k], \\
&\text{Rule 8: IF } e(k) \text{ IS ZE AND } \Delta e(k) \text{ IS N} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^4 \Delta e_k + K_P^4 e_k], \\
&\text{Rule 9: IF } e(k) \text{ IS P AND } \Delta e(k) \text{ IS N} \\
&\quad \text{THEN } \Delta u(k) = \gamma [K_I^5 \Delta e_k + K_P^5 e_k].
\end{aligned}
\tag{4.3-13}$$

#### 4.3.6. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-F-GS pentru S-AAE

Pentru controlul servosistemului acționat electromagnetic s-a dezvoltat o nouă structură de reglare ce implică RG-PID Gain-Scheduling acordate fuzzy, utilizabilă în aplicații din domeniile robotică, automotive, ș.a. Soluția Fuzzy Gain-Scheduling este o metodă de reglare fuzzy bazată pe model, ce are la bază atât logica fuzzy a lui Zadeh [62], cât și teoria reglării moderne. În concepția lui King [45], un exemplu tipic al reglării folosind tehnica GS este prezent în transmisia automată a autovehiculelor, în care modificările în trepte ale raportului de



transmisie de la cutia de viteze crează o mișcare inegală și sacadată. Pentru a evita aceste mișcări și a oferi un demaraj lin și fără bruscări, s-au dezvoltat cutii de viteză cu variație continuă, cunoscute sub denumirea de transmisie cu variație continuă (Continuously Variable Transmission – CVT).

În [31] pentru a asigura o poziționare cât mai precisă a fost dezvoltată o structură de reglare fuzzy Gain-Scheduling pentru motoare pas cu pas, utilizate în robotică; performanțele obținute în cazul reglării cu RG-fuzzy GS (răspuns foarte rapid, suprareglaj mic) sunt mult mai bune decât în cazul reglării convenționale. Pentru a testa eficacitatea și răspunsul sistemului de reglare cu RG-PID și cu RG-PID fuzzy la perturbații interne sau externe, în [31] simulările efectuate includ generarea unor variații ale momentului de inerție (perturbație parametrică) și ale sarcinii (considerate ca și perturbație externă). Eroarea de reglare și derivata erorii sunt variabilele lingvistice de intrare cu f.d.ap. de tip triunghiular, iar parametrii de acordare ai RG-PID,  $k_1$ ,  $k_2$  și  $k_3$ , sunt considerate ieșiri pentru regulatorului fuzzy. Mecanismul de inferență folosește modelul TSK și Mamdani.

O soluție asemănătoare celei abordate în teză pentru aplicația vizată este prezentată în [30]; autorii dezvoltă un RG fuzzy PID Gain-Scheduling (F-PID-GS), în care parametrii de acordare ai regulatorului PID sunt acordati de către un regulator fuzzy, iar ieșirea regulatorului PID generează comanda. Prin utilizarea unei transformări lineare, prezența în [30], parametrii regulatorului PID sunt normalizati în domeniul  $[0;1]$ .

În cadrul tezei pentru aplicația ambreiajului acționat electromagnetic, a fost dezvoltată o nouă soluție de regulator fuzzy de tip Mamdani, cu două intrări, eroarea de reglare,  $e_k$ , și derivata erorii de reglare,  $\Delta e_k$ , și trei ieșiri, parametrii regulatorului PID,  $k'_p$ ,  $k'_d$  și  $a$ .

În figura 4.3.7 este prezentată schema bloc informațională care a fost utilizată pentru testarea și verificarea soluției de SRA cu RG-F-PID-GS dezvoltat pentru S-AAE.

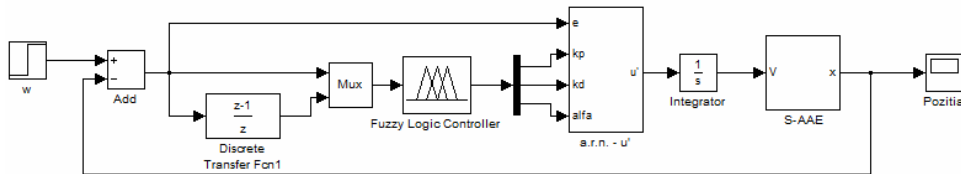


Fig.4.3.7. Schema bloc informațională a SRA cu RG-F-PID-GS dezvoltat pentru S-AAE

Fuzzificarea este realizată prin definirea a câte 7 termeni lingvistici (TL) cu f.d.ap. de tip tringhiular și trapezoidal, pentru fiecare variabilă lingvistică de intrare; pentru variabilele lingvistice de ieșire,  $k'_p$  și  $k'_d$ , sunt definite câte doi TL cu f.d.ap. de tip spline de formă "S", respectiv f.d.ap. de de tip spline de formă "Z", iar pentru variabila lingvistică  $a$  s-au definit patru TL de tip tringhiular. Alurile variabilelor lingvistice de intrare și ieșire sunt ilustrate în figura 4.3.8., respectiv, in figura 4.3.9.

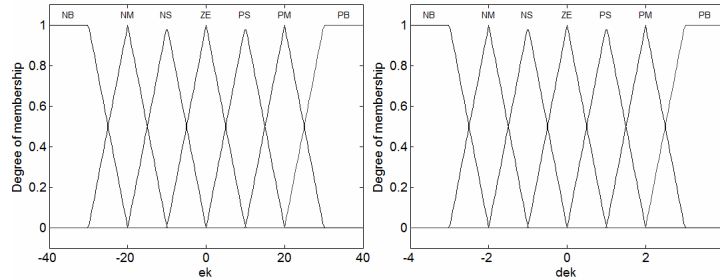


Fig.4.3.8. Funcțiile de apartenență acceptate ale variabilele lingvistice de intrare

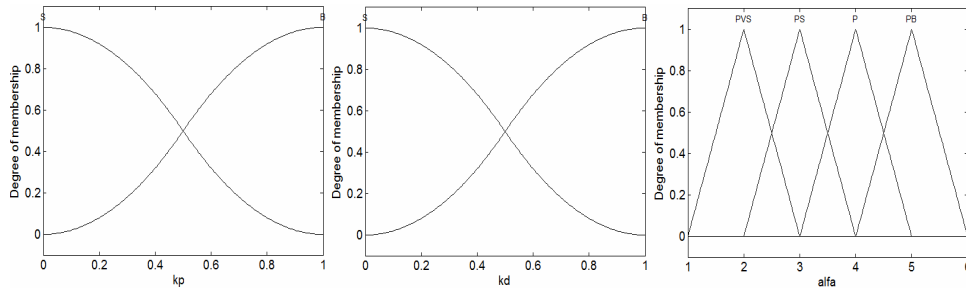


Fig.4.3.9. Funcțiile de apartenență acceptate ale variabilele lingvistice de ieșire

Pentru inferență s-au utilizat operatorii MIN și MAX, iar pentru defuzzificare s-a folosit metoda centrului de greutate. Baza de reguli este formată din 49 reguli de forma:

$$\begin{aligned}
 & \text{IF } (e_k \text{ IS } TL_{ek} \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } TL_{\Delta e_k}) \\
 & \text{THEN } (k'_p = TL_{k_p} \text{ AND } k'_d = TL_{k_d} \text{ AND } a = TL_a)
 \end{aligned}
 \tag{4.3-14}$$

Valorile parametrilor blocului FB cu integrarea ieșirii,  $B_e$  și  $B_{\Delta e}$ , sunt determinate pe principiul echivalenței modale. Parametrul  $B_e = 10$  este ales, iar  $B_{\Delta e}$  rezultă din relațiile (4.3-15):

$$B_{\Delta e} = (K_p / K_I) B_e = a B_e
 \tag{4.3-15}$$

Pentru generarea comenzii, a fost utilizat un bloc Matlab&Simulink de tip "Embedded Matlab Funcțion", care generează, printr-un cod Matlab, particularizat după programul dezvoltat în Anexa A1.1, parametrii variabili ai RG-PID; în cadrul acestui cod, este creată o funcție Matlab care primește ca și parametrii: ieșirile regulatorului fuzzy,  $k'_p$ ,  $k'_d$  și  $a$ , și eroarea de reglare,  $e$ , și returnează parametrii regulatorului PID,  $k_p$ ,  $k_d$  și  $k_i$ , ale caror expresii sunt prezentate în (4.3-16) [31]; după stabilirea limitelor, între care pot varia parametrii:  $k_{p\min} = 5.42$ ,  $k_{p\max} = 6.9$ ,  $k_{d\max} = 0.092$  și  $k_{d\min} = 0.0687$ , ieșirea RG-PID generează comanda dată PC – SMAAaE.

$$\begin{aligned}
 k_p &= (k_{p \max} - k_{p \min})k_p' + k_{p \min}, \\
 k_d &= (k_{d \max} - k_{d \min})k_d' + k_{d \min}, \\
 k_i &= k_p^2 / \alpha k_d.
 \end{aligned}
 \tag{4.3-16}$$

#### 4.3.7. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu RG-MPC pentru S-AAE

Pentru reglarea servosistemului acționat electromagnetic în cadrul tezei a fost propusă și o soluție de reglare automată cu predicție bazată pe model (MPC) [92]. Pentru dezvoltarea soluției MPC adaptată aplicației a fost necesară determinarea modelului ARX aferent SMAAe; acesta s-a obținut prin discretizarea MM-ISI-Ln (4.1.-4.) în jurul p.d.f. din (4.1-3).

$$A(q^{-1})y(k) = B(q^{-1})u(k-1) \tag{4.3-17}$$

în care polinoamele  $B(q^{-1})$  și  $A(q^{-1})$  obținute sunt aceleași ca și la dezvoltarea soluției de reglare cu 2DOF și au fost detaliate în Tabelul 4.3.2., coloanele (1) și (2).

Algoritm de reglare al soluției MPC dezvoltat pentru S-AAE, s-a calculat prin minimizarea funcției obiectiv patratică pe un pas (4.3-18):

$$J = \frac{1}{2} [Bu(k) + q(1-A)y(k) - r(k+1)]^2 + \frac{\lambda}{2} u^2(k) \tag{4.3-18}$$

în raport cu mărimea de comandă  $u(k)$ ,  $\frac{\partial J}{\partial u} = 0$ .

Pentru a obține forma standard RST a soluției de reglare cu predicție, algoritmul de reglare este transformat în forma (4.3-19), alegând valori favorabile parametrilor  $\lambda$  și  $c$  ([92]):

$$R(q^{-1})\Delta u(t) = T(q^{-1})r(t) - S(q^{-1})y(t) \tag{4.3-19}$$

în care polinoamele  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  obținute pentru cele cinci p.d.f. sunt detaliate în Tabelul 4.3.7. În cazul aplicației, orizontul comenzii,  $c$ , a fost ales  $c=1$ , întrucât a fost minimizată o funcție obiectiv pe un pas, iar valorile numerice favorabile pentru  $\lambda$  s-au dovedit a fi cele indicate în Tabelul 4.3.7.

Tabelul 4.3.7. Polinoamele  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  și parametrul  $\lambda$ , ale RG-MPC dezvoltate pentru aplicația S-AAE

Nr. p.d.f.	$\lambda$	$S(q^{-1})$			$R(q^{-1})$		$T(q^{-1})$
		$s_0$	$s_1$	$s_2$	$r_1$	$r_2$	$t_0$
0		1			2		3
(1)	0.103	0.0147	-0.0077	0.00072	0.0187	0.0024	0.0156
(2)	0.1308	0.0157	-0.008	0.00066	0.0197	0.0024	0.0169
(3)	0.168	0.0172	-0.0084	0.0006	0.0212	0.0024	0.0189
(4)	0.225	0.0193	-0.009	0.00048	0.0231	0.0024	0.0219
(5)	0.295	0.0215	-0.0095	0.00036	0.0248	0.0023	0.025

#### 4.4. Verificarea solutiilor de reglare. Rezultate de simulare

În cadrul acestui capitol, s-a făcut o analiză comparativă între soluțiile de reglare automată LCA, dezvoltate pentru reglarea poziției ambreiajului acționat electromagnetic.

Având în vedere faptul că au fost dezvoltate mai multe soluții de reglare, pentru a verifica performanțele și robustețea fiecărei soluții de reglare s-a efectuat o analiză comparativă a acestora. Simulările au fost efectuate pentru soluțiile de reglare de tip LCA dezvoltate pentru S-AAE; în cadrul tezei, au fost evidențiate doar graficele obținute pentru RG proiectate în jurul punctelor celor mai semnificative, și verificate, apoi, pe S-AAE caracterizat prin MM-ISI-NL-1.

Simulările au fost efectuate în mediul Matlab&Simulink, ținând seama de două scenarii de simulare, care presupun:

- aplicarea unei referințe treaptă, adecvate comutării ambreiajului de pe o stare pe alta, mai exact, să simuleze ambreierea și dezambreierea sistemului acționat electromagnetic;
- aplicarea unei succesiuni de trepte prin utilizarea unui bloc Simulink de tipul Repeating Sequence Interpolated, care reprezintă o formă redusă a ciclului de simulare New European Driving Cycle – NEDC [113]; această referință este utilă pentru a verifica etapele de cuplare ale unui servosistem acționat electromagnetic.

Pe lângă cele două scenarii de simulare, analiza comparativă prezintă trei tipuri de rezultate de simulare:

- grafice obținute pentru soluțiile de reglare automată cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate pentru MM-ISI-NL-1, prezentate în figurile 4.4.3–4.4.8;
- grafice obținute pentru soluțiile de reglare automată cu RG-GS, RG-F-TS și RG-F-TS-GS proiectate pentru MM-ISI-NL-1, prezentate în figurile 4.4.9–4.4.10;
- grafice obținute pentru soluțiile de reglare automată cu RG-MPC proiectate pentru MM-ISI-NL-1, prezentate în figurile 4.4.11–4.4.12.

În continuare sunt prezentate graficele obținute și performanțele realizate de către soluțiile de reglare dezvoltate pentru aplicația servosistemului acționat electromagnetic.

În figura 4.4.1 este prezentată caracterizarea a comportarea sistemului neliniar la aplicarea unei referințe de tip treaptă la comandă a electromagnetului care acționează ambreiajul mecanic (ambreiaj se decuplează) urmată de aplicarea unei comenzi nule electromagnetului, care conduce la cuplarea ambreiajului (a se vedea Tabelul 4.4.1).

Tabelul 4.1.1. Tabel explicativ privind acționarea electromagnetului, respectiv ambreiajului

Actionare	Electromagnet	Ambreiaj	Observații
On	comandat	decuplat mecanic	cuplarea electromagnetului => decuplarea ambreiajului
Off	decomandat	cuplat mecanic	decuplarea electromagnetului => cuplarea ambreiajului

Graficele aferente poziției, forței electromagnetice și curentului din bobină, sunt prezentate pentru sistemul MAAe inițial în figurile (a), (b) și (c), iar pentru

sistemul MAAE simplificat în figurile (d), (e) și (f). Simulări au fost efectuate pentru a confirma valabilitatea modelului simplificat și a modelului neliniar al ambreiajului acționat electromagnetic, pe baza cărui au fost dezvoltate soluțiile de conducere.

RG-PI dezvoltate pentru modelul simplificat, MM-ISI-NL-2 au fost verificate prin simulări care au utilizat pentru proces MM-ISI-NL-1 (modelul detaliat); în figura 4.4.2 sunt prezentate graficele obținute pentru RG-PI dezvoltate pentru MM-ISI (4.2.-7) liniarizat în jurul p.d.f. (4), (5) și (6) și verificate pe MM-ISI-NL-1.

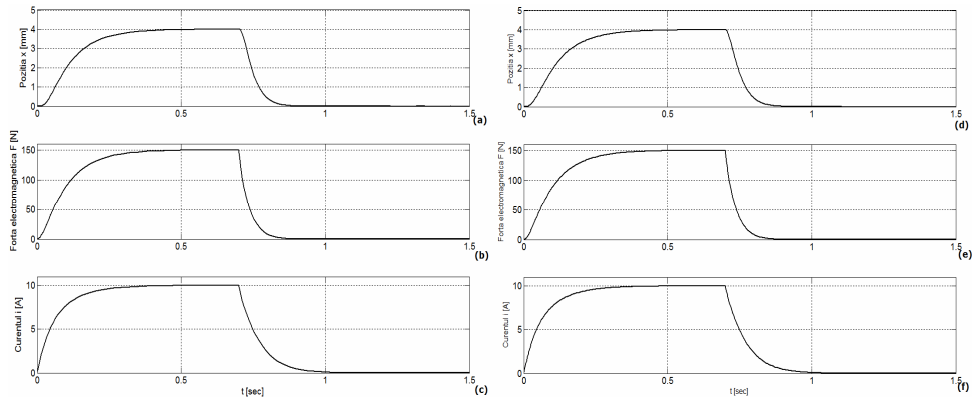


Fig.4.4.1. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului MAAE în (a), (b) și (c) și a sistemului MAAE simplificat în (d), (e) și (f)

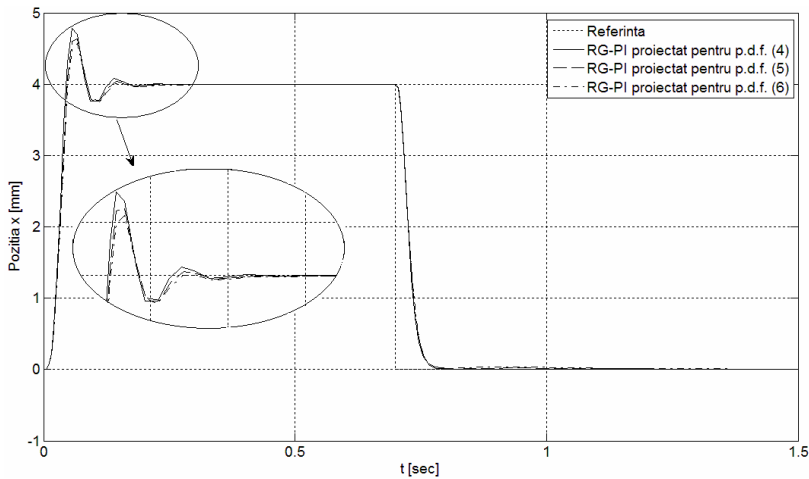


Fig.4.4.2. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a SRA cu RG-PI proiectat pentru MM-ISI-NL-2 liniarizat în jurul p.d.f. (4), (5) și (6) și testate pe MM-ISI-NL-1

Analizând graficele din figura 4.4.2 se remarcă faptul că, în toate cele trei cazuri, răspunsurile SRA cu RG-PI proiectate în jurul celor trei p.d.f. prezintă un suprareglaj de aproximativ 1.16, un timp de prima reglare de 0.05 sec. și un timp de reglare de 0.25 sec.

Comportările în raport cu referința treaptă a soluțiilor de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate pentru MM-ISI liniarizat în jurul p.d.f.

(3), (4) și (5) și verificate pe MM-ISI-NL-1, sunt prezentate în figurile 4.4.3–4.4.5. Analizând graficele din figurile 4.4.3-4.4.5, în ansamblu, se pot remarca următoarele:

- în cazul cuplării ambreiajului, RG-T-TS-2DOF a realizat cele mai bune performanțe de reglare, în ceea ce privește timpul de reglare; RG-PI a realizat cel mai bun timp de primă reglare, însă a prezentat și un suprareglaj mare, comparativ cu celelalte soluții de reglare analizate; în cazul soluției de reglare cu RG-PID nu s-a înregistrat suprareglaj, având o comportare aperiodică, fiind destul de lent; RG-2-DOF s-a dovedit a fi cel lent, înregistrându-se cel mai mare timp de reglare;

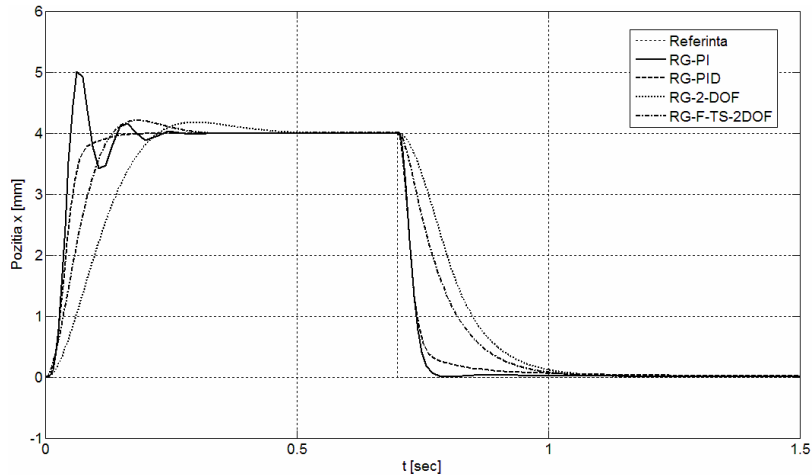


Fig.4.4.3. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (3) și testate pe MM-ISI-NL-1

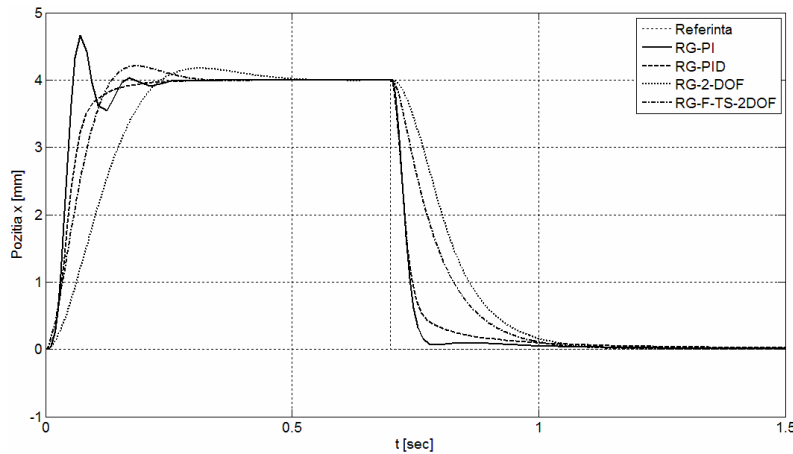


Fig.4.4.4. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (4) și testate pe MM-ISI-NL-1

- în cazul decuplării ambreiajului, SRA dezvoltate pentru MM-ISI-Ln-1 în jurul p.d.f. (3) s-au dovedit a fi cele mai bune; RG-PI realizând o decuplare a ambreiajului în aproximativ 0.1 sec; în cazul p.d.f. (5) decuplarea s-a făcut într-un interval de timp destul de mare, de aproximativ 0.5 sec.

Pentru a face o mai bună comparație între soluțiile de reglare analizate în figurile 4.4.3-4.4.5 s-a întocmit Tabelul 4.4.2 în care au fost trecuți indicatorii de calitate realizați de către SRA cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF pentru cazul cuplării ambreiajului.

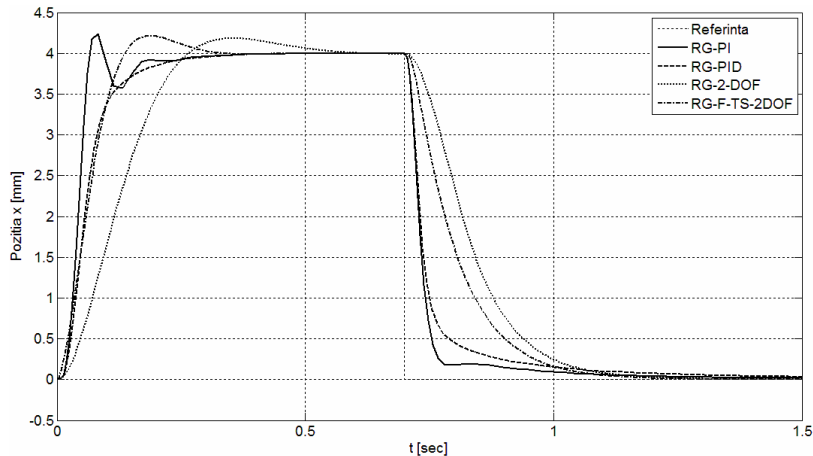


Fig.4.4.5. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (5) și testate pe MM-ISI-NL-1

Tabelul 4.4.2. Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate pentru aplicația S-AAE

Nr. p.d.f.	RG-PI			RG-PID			RG-F-TS-2DOF			RG-2-DOF		
	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	1			2			3			3		
(3)	1.25	0.05	0.325	0	0.2	0.2	1.06	0.15	0.325	1.05	0.2	0.5
(4)	1.16	0.06	0.25	0	0.25	0.25	1.06	0.15	0.3	1.05	0.25	0.5
(5)	1.125	0.07	0.35	0	0.35	0.35	1.125	0.15	0.35	1.06	0.27	0.6

Soluția de reglare cu RG-F-TS-2DOF surprinde comportări diferite în funcție de componentele liniare  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  proiectate separat pentru MM-ISI liniarizate în jurul celor trei p.d.f.. Componenta  $R(q^{-1})$  este înlocuită cu RG-F-TS care este proiectat pentru a ilustra comportarea în raport cu toate p.d.f.

Rezultatele de simulare obținute, pentru verificările în raport cu referința similară unei succesiuni de trepte, ale soluțiilor de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate pentru MM-ISI liniarizat în jurul p.d.f. (3), (4) și (5) și verificate pe MM-ISI-NL-1, au fost evidențiate în figurile 4.4.6-4.4.8. Simulările din aceste figuri au fost realizate pentru a scoate în evidență capacitatea de urmărire a referinței (pentru a asigura o bună urmărire a referinței – a good tracking) de către soluțiile de reglare testate pentru S-AAE.

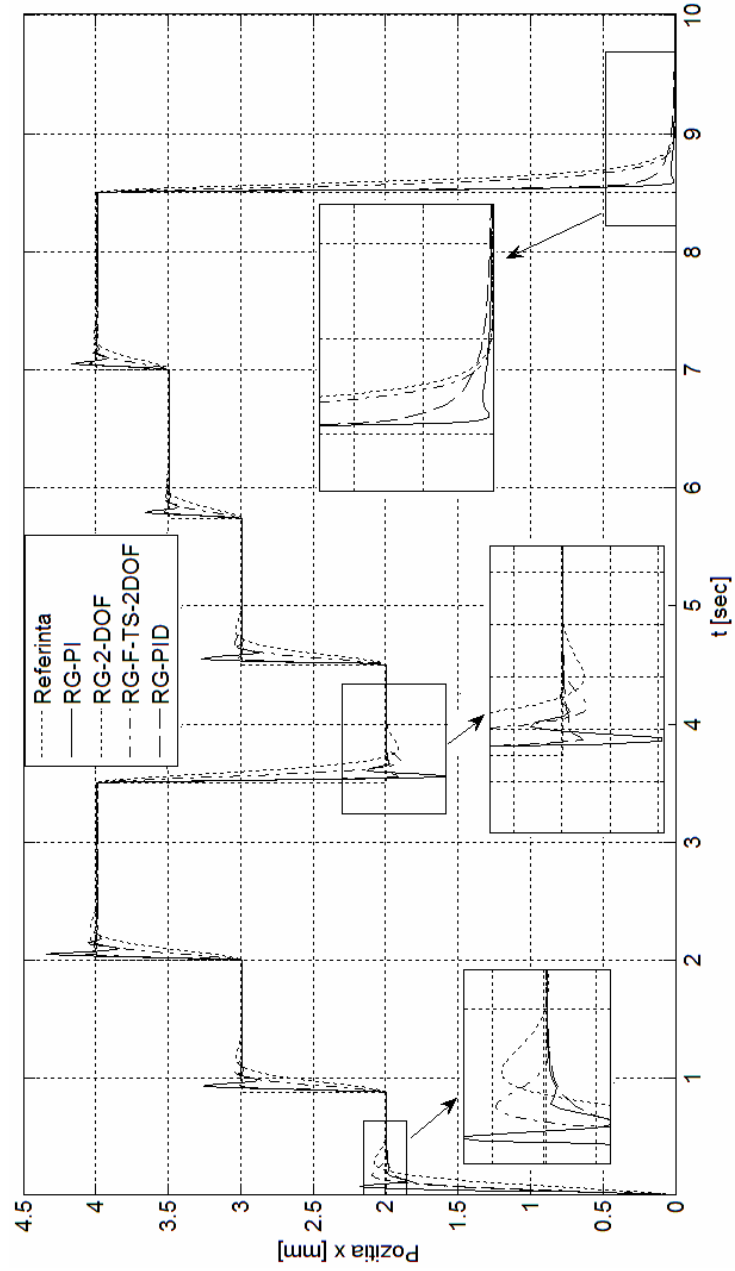


Fig.4.4.6. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (3) și testate pe MM-ISI-NL-1



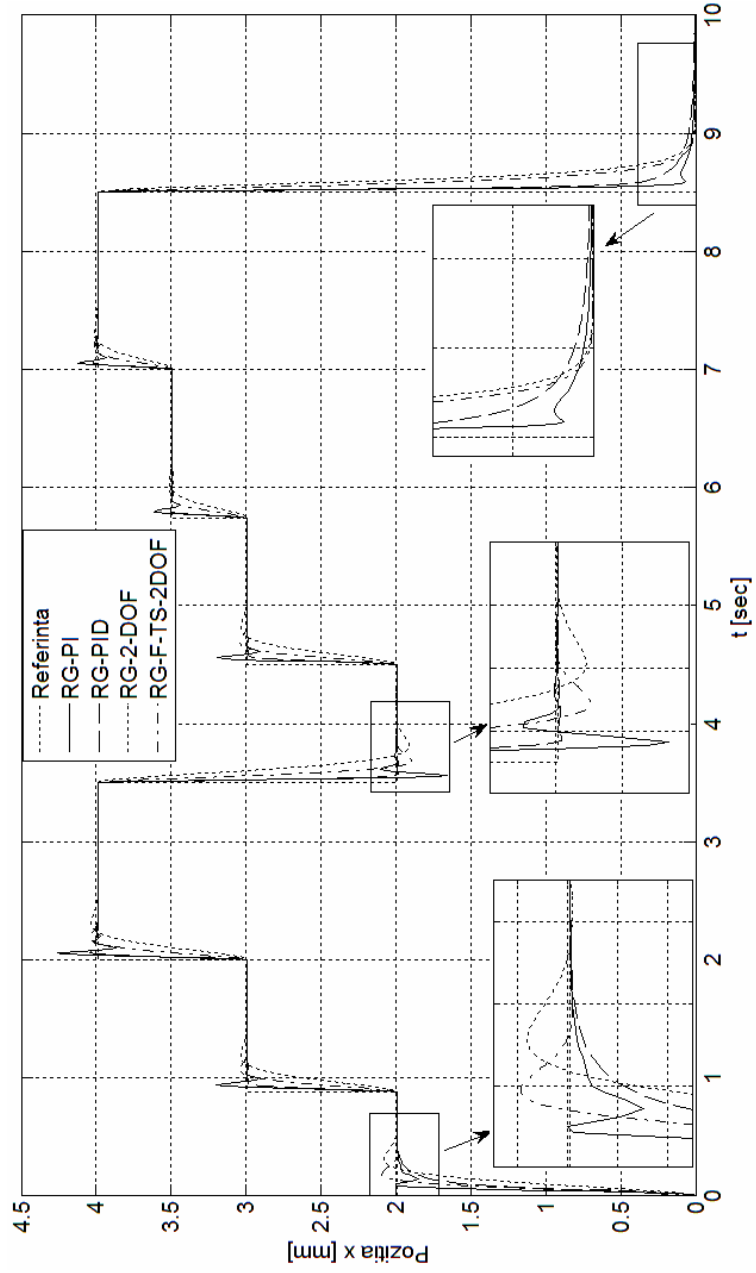


Fig.4.4.7. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (4) și testate pe MM-ISI-NL-1

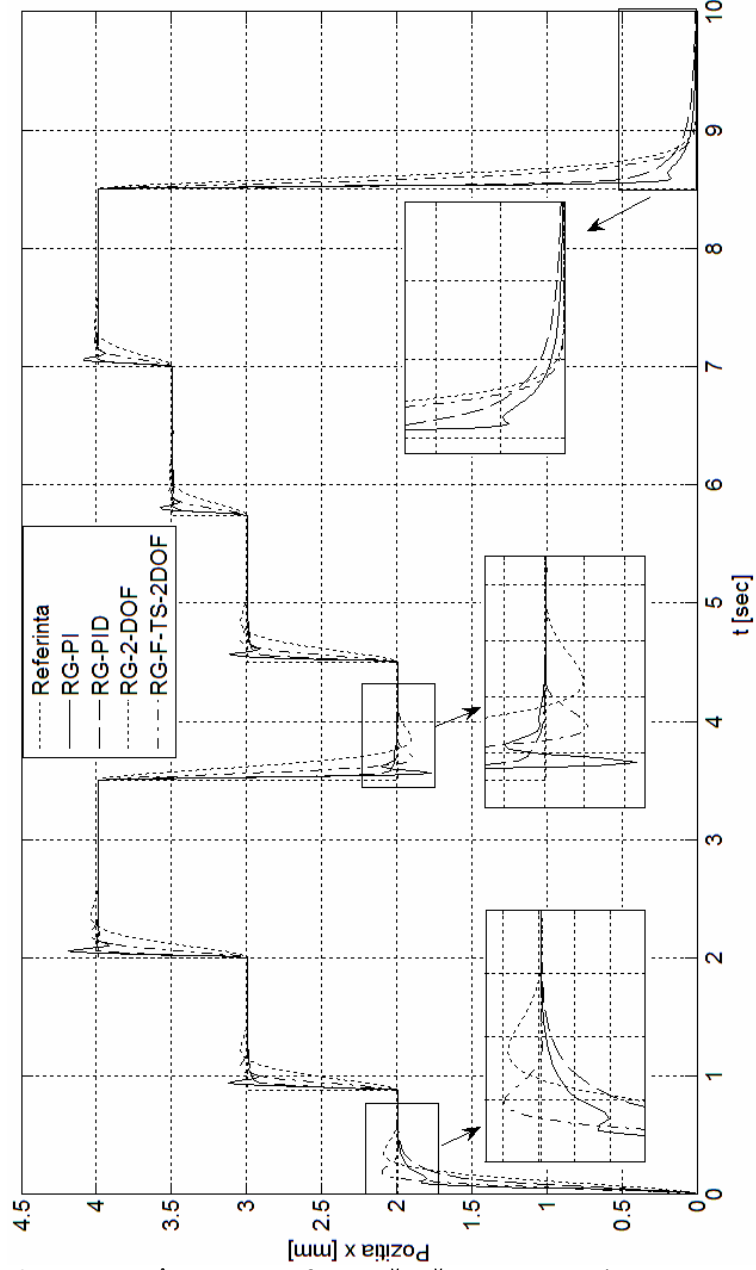


Fig.4.4.8. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-PI(D), RG-2-DOF și RG-F-TS-2DOF proiectate în p.d.f. (5) și testate pe MM-ISI-NL-1

Pentru că nu se observă foarte bine din grafice comportarea fiecărei soluții de reglare, în fiecare caz, s-a realizat câte o evidențiere mai profundă a graficelor în punctele considerate mai importante (cuplare, respective decuplare). Ca și în cazurile anterioare, se poate remarca faptul că soluția de reglare automată cu RG-PI prezintă suprareglaj mai mare și un timp de primă reglare mai mic; Soluția de reglare cu RG-PID prezintă o comportare aproximativ aperiodică, RG-2DOF prezintă cea mai bună comportare și în acest caz, iar RG-F-TS-2DOF s-a dovedit a fi cel mai bun din punct de vedere al performanțelor.

Comportările, în raport cu referința treaptă, a soluțiilor de reglare cu RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS proiectate pentru S-AAE au fost evidențiate în figura 4.4.9. Pentru o comparație mai completă a soluțiilor de reglare analizate în cazul cuplării ambreiajului acționat electromagnetic, pe baza rezultatelor de simulare din figura 4.4.9, s-a întocmit Tabelul 4.4.3 în care au fost trecuți indicatorii de calitate realizați de către SRA cu RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS proiectate.

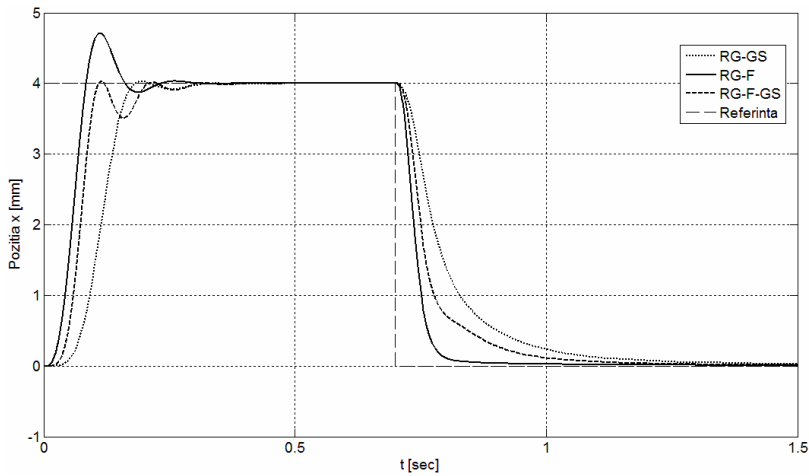


Fig.4.4.9. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS proiectate pentru S-AAE

Tabelul 4.4.3. Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS proiectate pentru aplicația S-AAE

RG-GS			RG-F			RG-F-TS-GS		
1			2			3		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.2	0.2	1.18	0.1	0.3	0	0.125	0.3

Rezultatele de simulare efectuate în vederea verificării soluțiilor de reglare cu RG RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS (dedicate S-AAE) în raport cu referința - similară unei succesiuni de trepte - sunt evidențiate în Figura 4.4.10. Aceste simulări au fost realizate pentru a scoate în evidență capacitatea de urmărire a referinței (tracking performances) asigurate de soluțiile de reglare testate.

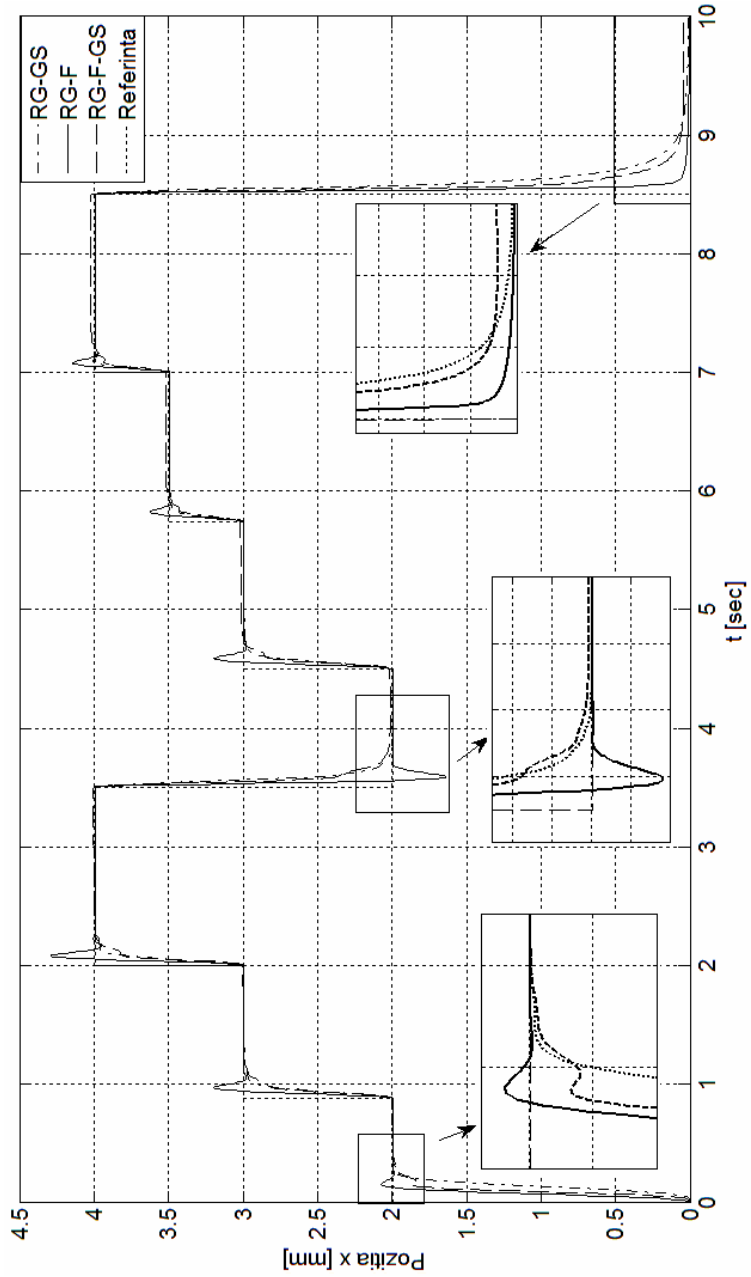


Fig.4.4.10. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-GS, RG-T-TS și RG-F-TS-GS proiectate pentru S-AAE

Ca și în cazurile soluțiilor de reglare prezentate anterior, s-a realizat câte o evidențiere mai profundă a graficelor în punctele considerate mai importante (cuplare, respectiv decuplare). Din figura 4.4.9 și figura 4.4.10, se poate remarca faptul că soluția de reglare automată cu RG-GS prezintă o întârziere atât în etapa de cuplare, cât și în etapa de decuplare, însă nu prezintă suprareglaj în zona de recuplare; soluția de reglare cu RG-F prezintă un suprareglaj mai mare, însă aceasta conduce atât la un timp de cuplare relativ redus, cât și la un timp de decuplare redus, de aproximativ 0.1 sec; RG-F-GS prezintă oscilații la cuplare, însă la decuplare este suficient de rapid.

În cazul soluțiilor de reglare cu predicție bazată pe model (MPC) dezvoltate pentru S-AAE prin minimizarea unei funcții obiectiv pe un pas, au fost efectuate simulări care să scoată în evidență diferența între RG-MPC proiectate pentru MM-ISI-Ln-1 în jurul unor p.d.f. și anume, (2), (3), (4) și (5) și verificate pe MM-ISI-NL-1. Rezultatele de simulare obținute, pentru aplicarea unei referințe adecvate cuplării și decuplării ambreiajului, au fost ilustrate în figura 4.4.11. În aceste cazuri, zgomotul alb (perturbator) nu a fost luat în considerare.

Analizând graficele din figura 4.4.11, se poate observa faptul că atât în cazul cuplării ambreiajului acționat electromagnetic, cât și în cazul decuplării, poziția ambreiajului are o caracteristică aperiodică, fără suprareglaj; RG-MPC proiectat pentru MM-ISI liniarizat în jurul p.d.f. (2) și verificat pe MM-ISI-NL-1 prezintă cel mai redus timp de reglare, de aproximativ 0.35 sec, iar RG-MPC proiectat în jurul p.d.f. (5) și verificat pe MM-ISI-NL-1 prezintă timpul de reglare cel mai mare, de aproximativ, 0.55 sec. La decuplarea ambreiajului, toate regulatoarele asigură performanțe bune, într-un interval de timp mai mic de 0.5 sec.

Pentru a testa soluțiile de reglare cu RG-MPC obținut prin minimizarea unei funcții obiectiv pe un pas, în raport cu referința similară unei succesiuni de trepte, au efectuate simulări ilustrate în figura 4.4.12.

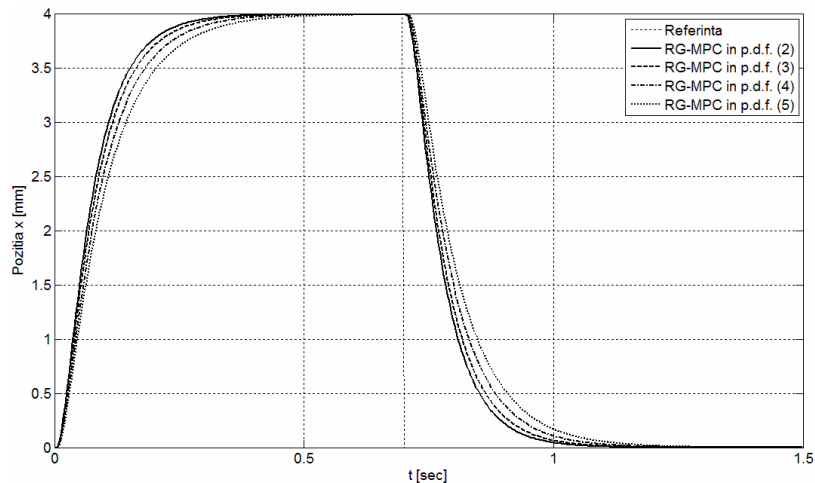


Fig.4.4.11. Comportarea, în raport cu referința treaptă, a sistemului de reglare cu RG-MPC proiectate în p.d.f. (2), (3), (4) și (5) și testate pe MM-ISI-NL-1

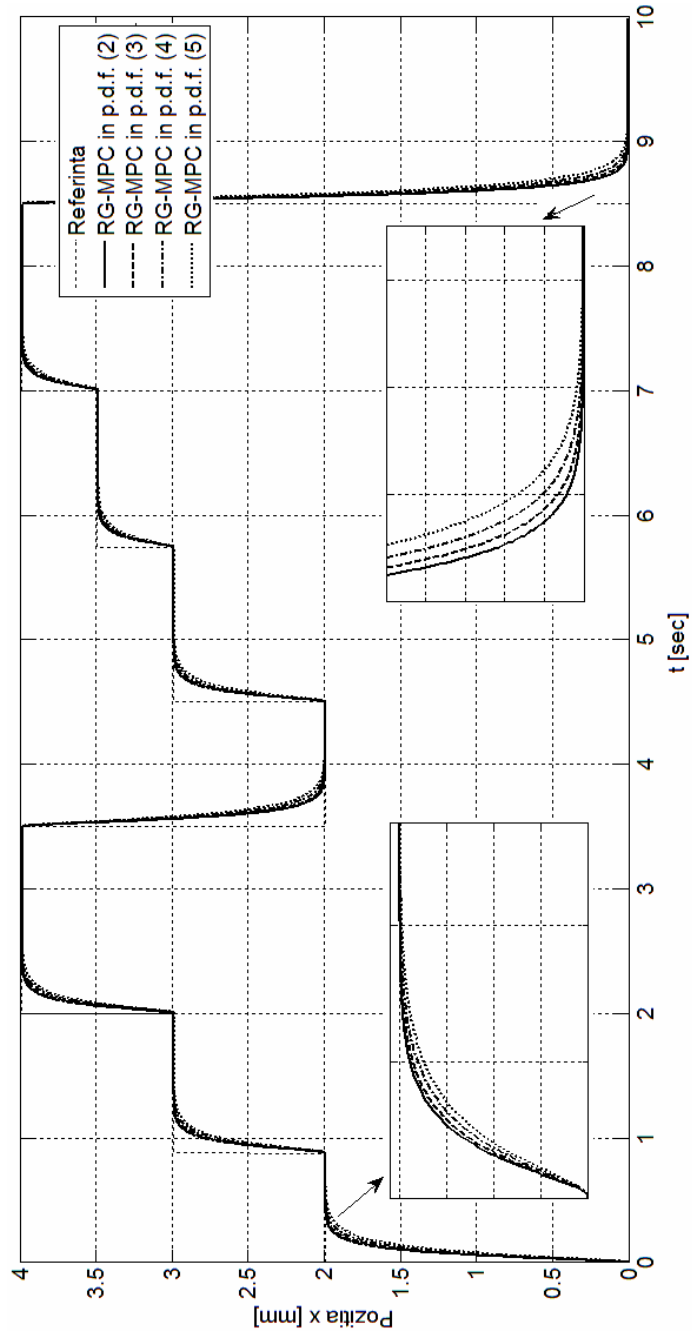


Fig.4.4.12. Comportarea, în raport cu referința văzută ca succesiune de trepte, a sistemului de reglare cu RG-MPC proiectate în p.d.f. (2), (3), (4) și (5) și testate pe MM-ISI-NL-1

Simulările din figura 4.4.12 au fost realizate pentru a asigura o bună urmărire a referinței – a good reference tracking – de către soluțiile de reglare testate pentru S-AAE. În simulări, zgomotul alb (perturbator) nu a fost luat în considerare. Se poate remarca faptul că soluțiile de reglare automată cu RG-MPC prezintă - atât la cuplare cât și la decuplare - în toate cele patru cazuri, o comportare foarte bună, fără suprareglaj, și un timp de reglare acceptabil.

#### 4.5. Concluzii și contribuții personale

În cadrul acestui capitol, s-a prezentat modelarea matematică a unui servosistem acționat electromagnetic. În vederea validării soluțiilor de reglare care urmau să fie dezvoltate, într-o prima etapă, plecând de la ecuațiile primare care caracterizează sistemul masă-arc-amortizor acționat electromagnetic au fost deduse două modele alternative: (1) MM-ISI-NL-1 având curentul prin bobină ca și variabilă de stare și (2) MM-ISI-NL-3 având fluxul magnetic ca și variabilă de stare MM-NL-1; printr-o simplificare adusă primului MM-ISI-NL-1 s-a obținut MM-ISI-NL-2.

Pe baza modelelor NL dezvoltate și acceptate ca fiind corespunzătoare în urma unui studiu de simulare, în cadrul acestui capitol au fost determinate și modele matematice intrare-stare-ieșire liniarizate (MM-ISI-Ln) în jurul unor puncte de funcționare de pe caracteristica statică intrare-ieșire neliniară; aceste MM-ISI-Ln au fost deduse în vederea dezvoltării unor soluții de reglare automată de tip LCA.

Pentru reglarea poziției masei servosistemului acționat electromagnetic au fost dezvoltate în jur de opt soluții de reglare automată de tip LCA: (1) RG-PI, (2) RG-PID, (3) RG-GS, (4) RG-2DOF, (5) RG-fuzzy, (6) RG-F-TS-GS, (7) RG-F-TS-2DOF și (8) RG-MPC. Au fost întocmite programe Matlab&Simulink aferente aplicației care au servit la testarea celor opt soluții de reglare automată.

Soluțiile de reglare cu RG-PI și RG-PID dezvoltate au constituit atât suport de comparație, cât și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare. În vederea analizării robusteții soluțiilor de reglare cu RG-PI și RG-PID s-a realizat o analiză de sensibilitate, în raport cu perturbațiile parametrice ale procesului legate de modificarea punctului de funcționare și sesizabile în variația parametrilor de acordare ai reguletoarelor.

Pentru a verifica SRA dezvoltate pentru servosistemul acționat electromagnetic, au fost definite două tipuri de scenarii de simulare:

(1) unul pentru a testa capacitatea de cuplare și decuplare exactă a ambreiajului acționat electromagnetic;

(2) al doilea pentru a testa capacitatea de urmărire a referinței prin parcurgerea etapelor de cuplare ale unui servosistem acționat electromagnetic.

Toate simulările au fost efectuate pe S-AAE caracterizat prin MM-ISI-NL-1, deoarece este cel mai complex și înglobează toate neliniaritățile sistemului.

Din analizele comparative realizate în cadrul acestui capitol pe baza rezultatelor de simulare se poate trage concluzia ca practic toate soluțiile de reglare automată de tip LCA propuse pentru aplicația servosistemului acționat electromagnetic s-au dovedit viabile și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței (timp de reglare și suprareglaj, relativ reduse).

Acest studiu al soluțiilor de reglare prezentate poate constitui un îndrumar prețios pentru adoptarea lor în practică.

Principalele contribuții aduse în cadrul acestui capitol constau în:

- modelarea servosistemului acționat electromagnetic sub forma unui sistem-masă-arc-amortizor având fluxul magnetic ca și variabilă de stare;

simplificarea MM-ISI-NL-1 al S-AAE care utilizează curentul ca și variabilă de stare la o formă ușor liniarizabilă; verificarea prin simulare a tuturor modelelor dezvoltate;

- dezvoltarea a opt algoritmi de reglare încadrabili în categoria LCA (propuși) dedicați reglării poziției ambreiajului acționat electromagnetic; studiul comparativ se poate constitui într-un îndrumar pentru adoptarea lor în practică; din cadrul acestor soluții, doi algoritmi sunt cu acțiune combinată:
  - două soluții de reglare 2DOF și Fuzzy;
  - două soluții de reglare Gain-Scheduling și Fuzzy;
- dezvoltarea unui program Matlab&Simulink pentru determinarea coeficienților polinoamelor ce caracterizează RG-2DOF dependent de modificarea p.d.f.;
- dezvoltarea programelor de simulare pentru a testa soluțiile de reglare LCA pe S-AAE.

Contribuțiile aduse în vederea dezvoltării unor soluții de reglare LCA pentru sistemul ambreiajului acționat electromagnetic au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor (articolelor) [44], [61], [82], [84], [121], [122] și [123].



## **5. APLICAȚIA DE LABORATOR: SISTEMUL CU LEVITAȚIE MAGNETICĂ CU 2 ELECTROMAGNEȚI**

### **5.1. O sinteză asupra evoluției sistemelor cu levitație magnetică. Prezentarea echipamentului de laborator**

În literatură sunt prezentate numeroase aplicații industriale care au fost proiectate pe principiul levitației magnetice (MagLev). Pentru aplicațiile MagLev, au fost abordate anumite tehnologii principale, și anume, (1) tehnologia care se bazează pe electromagneți adaptabili, (2) tehnologia care se bazează pe magneți supraconductori, (3) tehnologia care folosește magneți permanenți (Inductrack) și (4) suspensia magnetodinamică (MDS) [129].

În cele ce urmează sunt sintetizate câteva din aplicațiile MagLev, Japonia și Germania fiind cele mai active țări în acest domeniu. Încă din anul 1922, au fost efectuate cercetări în domeniul trenurilor cu sustentație magnetică (Magnetische Levitation), prima aplicație practică fiind realizată de către germanului Hermann Kemper. Cercetările au fost continuate apoi de către japonezi (în anul 1962), iar în 1983 s-a construit, la Berlin, o linie de metrou bazată pe levitație magnetică. Recordul mondial pentru trenuri de viteză cu călători MagLev a fost înregistrat în anul 1997 pentru viteza de 531 km/h [130]. Imitând tehnologiile folosite de trenurile pe pernă magnetică, cercetătorii chinezi au brevetat în anul 2006 turbina eoliană MagLev pe perna magnetică, prezentată pentru prima dată la expoziția „Wind Power Asia” în Beijing [131], [132]. Pentru a demonstra alimentarea fără cabluri, Robin Massink din Olanda a construit un bec în levitație magnetică („Magnetic Levitation Light Bulb”) care folosește transfer wireless de energie pentru a alimenta becul. Sistemul se compune din doi magneți permanenți și doi electromagneți, împreună cu un senzor hall pentru păstrarea becului la o anumită poziție [133].

Principiul levitației magnetice a fost aplicat și în cazul sistemelor cu levitație magnetică cu un singur electromagnet, pentru a levita bile din oțel sub acțiunea câmpului electromagnetic, care are rolul de a învinge forța de atracție gravitațională. Controlul se realizează prin aplicarea unei tensiuni, care este liniar convertită în curent prin intermediul unui driver încorporat în cadrul unității. Măsurarea poziției sferelor din oțel, ce sunt plasate de-a lungul axei verticale a electromagnetului, este realizată cu o gamă largă de emițătoare infraroșu și detectoare. În modul digital sistemul cu levitație magnetică cu un singur electromagnet operează în mediul MATLAB/Simulink [104].

Procesul luat în considerare, în cadrul acestei teze este un echipament de laborator complex bazat pe principiul levitației magnetice – Sistemul cu levitație magnetică cu 2 Electromagneți (SLM2EM), figura 5.1.1 [134]. Principiul de bază al acestui sistem este de a aplica o tensiune electromagnetului superior pentru a menține sfera metalică în stare de levitație. Curentul ce trece prin electromagnet crează un câmp magnetic corespunzător în vecinătatea acestuia. Suplimentar se măsoară curentul prin bobină care poate fi utilizat în dezvoltarea strategiilor de reglare și identificare. Pentru ca sfera să leviteze este necesară utilizarea unui regulator în timp real. Stadiul de echilibru al forțelor gravitațională și

electromagnetică trebuie asigurat de către acest regulator pentru menținerea sferei la distanța dorită față de magnet; poziția sferei este determinată de senzorul de poziție [134]. În situația în care se folosesc ambii electromagneți, cel inferior poate juca rolul de unitate de atracție cu rol de perturbație externă. Această caracteristică extinde aplicația sistemului, putând fi de ajutor în dezvoltarea sistemelor robuste [134].

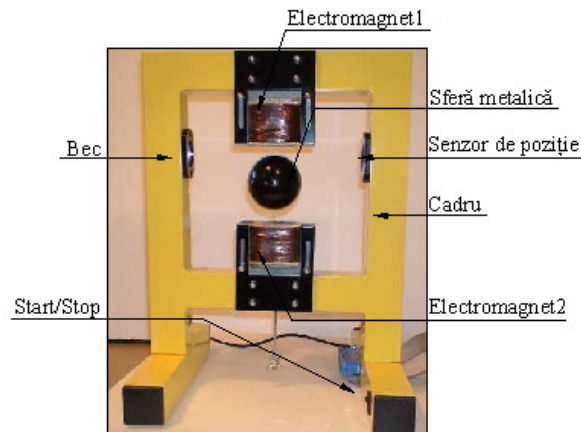


Fig.5.1.1. Schema de principiu a sistemului cu levitație magnetică cu 2 electromagneți (SLM2EM)

### 5.1.1. Prezentarea echipamentului de laborator – SLM2EM

Echipamentul de laborator include atât componente hardware, cât și componente software: doi electromagneți, o sferă metalică goală suspendată, senzori pentru detectarea poziției sferei, interfața cu calculatorul, driver-urile corespunzătoare, unitatea mecanică cu sursa de tensiune, o placă RT-DAC4/PCI I/O dedicată și configurată în tehnologia Xilinx, cabluri de conectare, interfața cu PC-ul, un toolbox de reglare în timp real și un manual de laborator [134]. În figura 5.1.2 este prezentată o schemă funcțională sugestivă a echipamentului MLS2EM.

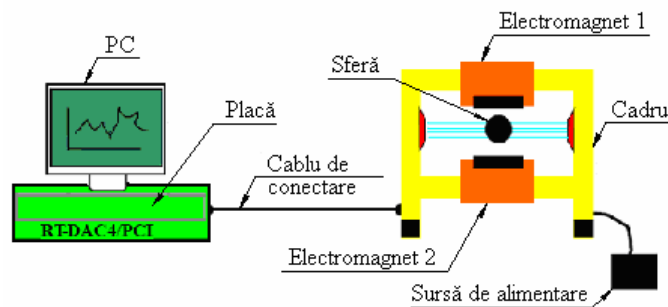


Fig.5.1.2. Echipamentul de laborator MLS2EM

În teză este detaliată doar partea software a echipamentului, ce operează în timp real sub MS Windows 2000/XP utilizând MATLAB 7.x și toolbox-urile RTW și

RTWT. Experimentele de reglare automată sunt programate și executate în timp real în mediul MATLAB-Simulink.

Legătura între partea de hard și partea de soft este realizată prin fereastra principală a sistemului cu levitație magnetică cu doi electromagneți (SLM2EM), prezentată în figura 5.1.3. Fereastra conține patru meniuri principale: (1) Identificare, (2) Driver-ele dispozitivului Maglev, (3) Modele de simulare și Regulatele și (4) Experimente în timp real; aceste meniuri au facilitat unele aspecte legate de experimentarea sistemului.

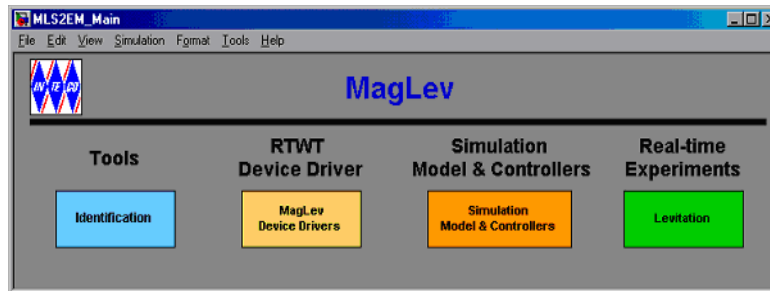


Fig.5.1.3. Fereastra principală a sistemului MLS2EM [134]

**1. Meniul Identificare** conține valorile inițiale ale parametrilor definiți de către producător; în cadrul acestui meniu, există tool-uri utile de identificare prin se pot modifica caracteristicile statice și dinamice ale SLM2EM, figura 5.1.4.

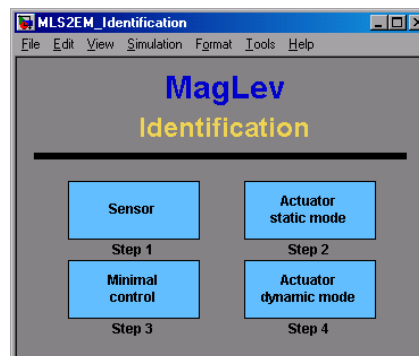


Fig.5.1.4. Fereastra Meniului de Identificare din cadrul sistemului MLS2EM [134]

Pentru identificare s-au utilizat câteva condiționări, și anume:

- Submeniul "Sensor" modifică caracteristica sensorului de poziție prin parcurgerea a șapte pași; în cadrul acestui submeniu, sfera este poziționată pe un surub între cei doi electromagneți și îi este modificată poziția, doar după ce este măsurată tensiunea sensorului din acea poziție și este memorată; aceste măsurători se efectuează până când nu se mai observă modificări în caracteristică; în Simulink caracteristica sensorului este dată sub forma unui Look-up table;
- Submeniul Caracteristicii statice curent/tensiune, figura 5.1.5, presupune identificarea parametrilor MM al elementului de execuție; în cadrul acestui submeniu, sfera nu este prezentă, iar prin generarea comenzilor din figura

5.1.5, datele obținute sunt înregistrate în spațiul de lucru și sunt generate valorile colectate ale curentului prin bobină, figura 5.1.6 (a), a cărei caracteristică este liniară; prin modificarea și setarea poziției cursorului roșu se obțin valorile pentru curent și tensiune, figura 5.1.6 (b).

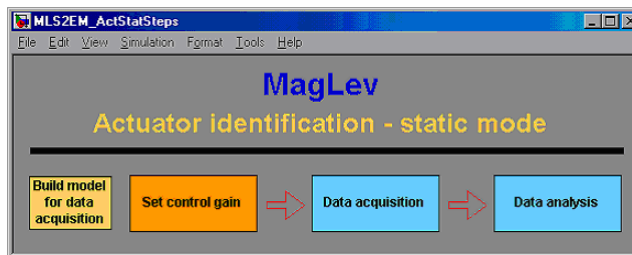


Fig.5.1.5 Fereastra de identificare a caracteristicii statice curent/tensiune [134]

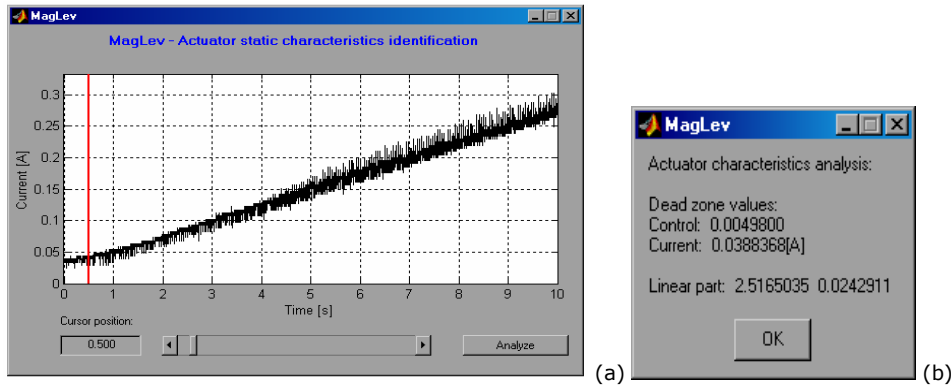


Fig. 5.1.6. (a) Curentul prin bobină, (b) Coeficienții caracteristicii elementului de execuție

- Submeniul Comenzii minime activează comanda minimă care va imprima sferei o mișcare forțată de la electromagnetul inferior spre cel superior împotriva forței gravitaționale; în acest submeniu, sfera nu levitează (este fixată pe suport) și este ținută în apropierea electromagnetului în raza de acțiune. Prin generarea comenzilor din figura 5.1.7 se obține caracteristica poziției sferei, figura 5.1.8 (a); după setarea cursorului poziției sferei, se obțin valorile pentru poziție și pentru curent, figura 5.1.8 (b).

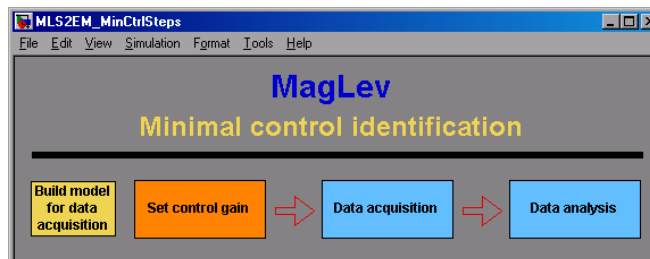


Fig.5.1.7 Fereastra de identificare a comenzii minime [134]

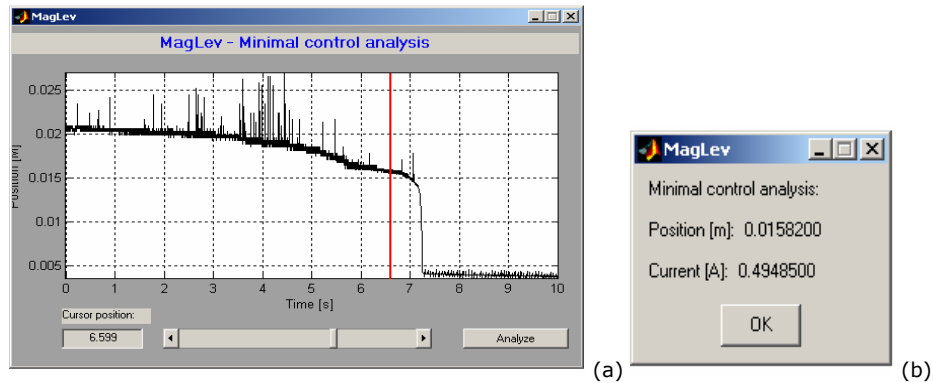


Fig. 5.1.8. (a) Caracteristica poziției sferei; (b) Coeficienții obținuți în urma analizei comenzii minime

- Submeniul Comportării dinamice a elementului de execuție analizează cazul în care sfera aflată în mișcare generează o forță electromotoare care micșorează valoarea curentului din bobină [134]; în cadrul acestui submeniu, s-au efectuat trei experimente pentru a obține curentul prin fiecare electromagnet: fără sferă, cu sfera localizată pe electromagnetul de jos și cu sfera fixată pe șurubul rigid; prin generarea comenzilor din Figura 5.1.9 și fixarea amplificării comenzii pe 1 și a ciclurilor la: 0.25, 0.5, 0.75 și 1, s-au înregistrat datele obținute; prin comanda Data analysis s-a derulat procedura de optimizare a parametrilor, care constă în aducerea caracteristicii curentului măsurat la o formă apropiată de cea a curentului modelat. Rezultatele obținute în urma realizării celor șase simulări aferente ambilor electromagneți sunt prezentate în figura 5.1.10 și figura 5.1.11; au fost înregistrate răspunsurile la semnalul treaptă aferente elementului de execuție ca rezultat al repetării în procedura de optimizare.

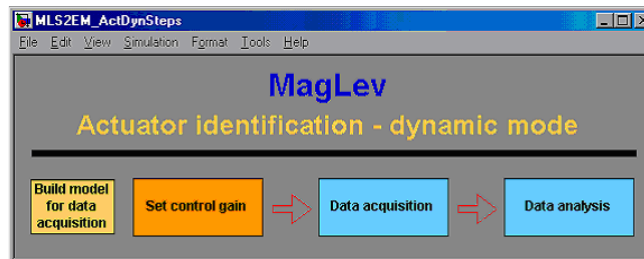


Fig.5.1.9. Fereastra de identificare a caracteristicii dinamice curent/tensiune [134]

**2. Meniul Driver-ele dispozitivului Maglev** face legătura între mediul de lucru Matlab în timp real și placa de achiziție TR-DAC4/PCI; prin intermediul acestui meniu se pot determina comanda și măsurările din proces (interdicție din partea furnizorului de modificare a acestui meniu).

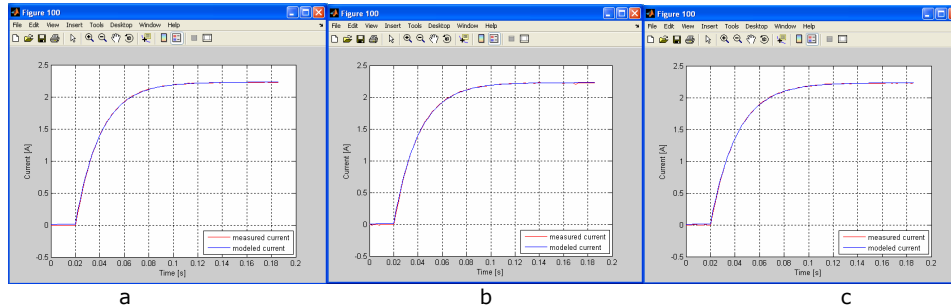


Fig. 5.1.10. Rezultatele de simulare privind comportarea dinamică a elementului de execuție: (a) curentul prin EM1 - fără sferă; (b) curentul prin EM1 - cu sferă fixată pe EM2; (c) curentul prin EM1 - cu sferă fixată pe surub

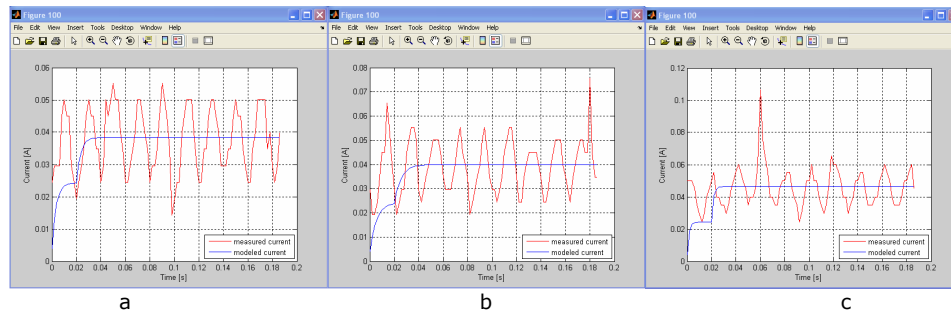


Fig. 5.1.11. Rezultatele de simulare privind comportarea dinamică a elementului de execuție (a) curentul prin EM2 - fără sferă; (b) curentul prin EM2 - cu sferă fixată pe EM2; (c) curentul prin EM2 - cu sferă fixată pe surub

**3. Meniului **Modele de simulare și Reglatoare** îi corespunde fereastra prezentată în figura 5.1.12 care conține trei submeniuri: (1) sistemul în circuit deschis, (2) structura de reglare cu regulator cu regulator după stare, SRA-x, și (3) structura de reglare cu RG-PD cu acțiune asupra ambilor electromagneți. Acest meniu a fost utilizat pentru verificarea simulărilor, însă într-o formă puțin modificată față de meniul dat din fabricație, și anume: în locul SRA cu RG-PD s-a dezvoltat o structură de reglare după stare - SRA-x, și totodată s-au creat și verificat noi structuri de reglare automată cu RG-PI(D), cu RG-2DOF și RG-fuzzy de tip TS.**



Fig.5.1.12. Meniul "Modele de simulare și Reglatoare"

**4. Meniul **Experimente în timp real** conține trei submeniuri: (1) structura de reglare după stare, SRA-x, și cu regulator PID, (2) structura de reglare**

după stare și aplicarea unei comenzi de tip impuls electromagnetului superior și (3) structura de reglare cu regulator proporțional în modul diferențial. Aceste submeniuri au fost modificate pentru a fi utile în testarea și verificarea experimentală a SRA dezvoltate în cadrul tezei în subcapitolul 4.3.

## 5.2. Modelarea matematică a sistemului cu levitație magnetică cu 2 electromagneți

Schema de principiu a sistemului cu levitație magnetică cu 2 electromagneți este prezentată în figura 5.2.1. Asupra sferei feromagnetice acționează două forțe electromagnetice -  $F_{em1}$  și  $F_{em2}$  - și forța gravitațională -  $F_g$ . Electromagnetul inferior poate fi folosit ca și perturbația forței exterioare sau ca forță suplimentară pentru forța gravitațională [134].

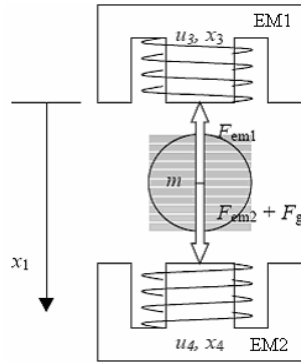


Fig.5.2.1. Schema de principiu a sistemului cu levitație magnetică cu doi electromagneți (SLM2EM)

Pentru determinarea modelului matematic al sistemului SLM2EM (5.2.-1) s-au acceptat și utilizat ecuațiile primare preluate după [134], formă pentru care sunt date valorile numerice relative la echipament:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{m} \cdot \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} \cdot e^{-\frac{x_1}{F_{emP1}}} \cdot x_3^2 + g + \frac{1}{m} \cdot \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} \cdot e^{-\frac{x_d - x_1}{F_{emP2}}} \cdot x_4^2 \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{\frac{f_{iP1}}{f_{iP2}} \cdot e^{-\frac{x_1}{f_{iP2}}}} (k_i u_1 + c_i - x_3) \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{\frac{f_{iP1}}{f_{iP2}} \cdot e^{-\frac{x_d - x_1}{f_{iP2}}}} (k_i u_2 + c_i - x_4) \end{cases} \quad (5.2-1)$$

în care,  $x_1, x_2, x_3, x_4$ , sunt variabilele de stare, și anume:  $x_1 \in [0, 0.016]$  reprezintă poziția sferei,  $x_2 \in \mathbb{R}$  reprezintă viteza sferei,  $x_3 \in [i_{MIN}, 2.38]$  reprezintă curentul prin electromagnetul superior, iar  $x_4 \in [i_{MIN}, 2.38]$  reprezintă curentul prin electromagnetul inferior,  $u_1 \in [u_{MIN}, 1]$  și respectiv  $u_2 \in [u_{MIN}, 1]$  sunt mărimile de comandă, respectiv mărimile perturbatoare ale electromagnetului superior, respectiv inferior,  $u_1, u_2 \in [0.00498, 1]$ ,  $y$  (poziția sferei) reprezintă mărimea de ieșire.

Valorile parametrilor sistemului SLM2EM folosite în analiza și dezvoltarea structurilor de reglare automată, sunt prezentate în Tabelul 5.2.1.

Tabelul 5.2.1. Valorile parametrilor procesului condus

Parametrii	Valori numerice	Unitatea de măsură
$m$	0.0571 (sfera mare)	[kg]
$g$	9.81	[m/s <sup>2</sup> ]
$F_{em1}, F_{em2}$	funcțiile lui $x_1$ și $x_3$	[N]
$F_{emp1}$	$1.7521 \cdot 10^{-2}$	[H]
$F_{emp2}$	$5.8231 \cdot 10^{-3}$	[m]
$f_i(x_1)$	funcția lui $x_1$	[1/s]
$f_{ip1}$	$1.4142 \cdot 10^{-4}$	[m·s]
$f_{ip2}$	$4.5626 \cdot 10^{-3}$	[m]
$c_i$	0.0243	[A]
$k_i$	2.5165	[A]
$x_d$	Distanța dintre electromagneți minus diametrul sferei (acest parametru este modificat de către utilizator)	[m]
$i_{MIN}$	0.03884	[A]
$u_{MIN}$	0.00498	[V]

Forța electromagnetică dezvoltată de electromagnetul superior  $F_{em1}$  este influențată de două variabile: distanța sferei față de electromagnet și curentul prin bobină.

Pentru a stabili sfera metalică din SLM2EM, la o anumită poziție dorită este necesară dezvoltarea unor soluții de reglare automată. În acest scop, MM-NL (5.2.-1) a fost liniarizat în jurul unor puncte de funcționare. Pentru punctele de funcționare fixate au fost obținute prin identificare datele numerice detaliate în Tabelul 5.2.2.

Tabelul 5.2.2. Puncte de funcționare rezultate în urma identificării

Nr. Crt.	Puncte de funcționare ( $x_{10}, x_{20}, x_{30}, x_{40}$ )				Tensiunea
	$x_{10}$	$x_{20}$	$x_{30}$	$x_{40}$	
(1)	0.007	0	0.3	0	0.292
(2)	0.008	0	0.285	0	0.28
(3)	0.009	0	0.6	0	0.546

Modelul matematic intrare-stare-ieșire liniarizat (MM-ISI-Ln) obținut este detaliat în (5.2-2):



$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{A} \underline{x} + \underline{B} \Delta u \\ \Delta y = \underline{c}^T \underline{x} \end{cases}, \underline{x} = \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} \quad (5.2-2)$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix}, \underline{b} = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \\ b_{31} \\ b_{41} \end{bmatrix}, \underline{c}^T = [c_{11} \quad c_{12} \quad c_{13} \quad c_{14}]$$

în care elementele matricilor  $\underline{A}$ ,  $\underline{b}$  și  $\underline{c}^T$  au expresiile (5.2-3):

$$\begin{aligned} a_{11} &= 0, a_{12} = 1, a_{13} = 0, a_{14} = 0 \\ a_{21} &= \frac{x_{30}^2}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}^2} e^{-\frac{x_{10}}{F_{emP2}}} + \frac{x_{40}^2}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}^2} e^{-\frac{x_d - x_{10}}{F_{emP2}}} \\ a_{22} &= 0, a_{23} = -\frac{2x_{30}}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} e^{-\frac{x_{10}}{F_{emP2}}} \\ a_{24} &= \frac{2x_{40}}{m} \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} e^{-\frac{x_d - x_{10}}{F_{emP2}}} \\ a_{31} &= \frac{f_{iP2}}{f_{iP1}} \cdot e^{\frac{x_{10}}{f_{iP2}}} \cdot (k_i u_1 + c_i - x_{30}) \\ a_{32} &= 0, a_{33} = -\frac{1}{f_{iP1}} \cdot e^{\frac{x_{10}}{f_{iP2}}}, a_{34} = 0 \\ a_{41} &= -\frac{1}{f_{iP1}} \cdot e^{\frac{x_d - x_{10}}{f_{iP2}}} \cdot (k_i u_2 + c_i - x_{40}) \\ a_{42} &= 0, a_{43} = 0, a_{44} = -\frac{f_{iP2}}{f_{iP1}} \cdot e^{\frac{x_d - x_{10}}{f_{iP2}}} \\ b_{11} &= 0, b_{21} = 0, b_{31} = k_j \cdot \frac{f_{iP2}}{f_{iP1}} \cdot e^{\frac{x_{10}}{f_{iP2}}}, b_{41} = k_j \cdot \frac{f_{iP2}}{f_{iP1}} \cdot e^{\frac{x_d - x_{10}}{f_{iP2}}} \end{aligned} \quad (5.2-3)$$

concretizabile cu valori numerice.

### 5.2.1. Simplificarea modelului matematic al SLM2EM

În cadrul tezei, pentru dezvoltarea structurilor de reglare pentru sistemul SLM2EM comanda a fost aplicată doar electromagnetului superior; din acest motiv, pentru a simplifica calculele de dezvoltare și considerând că dinamica actuatorului este neglijabilă, s-a renunțat la a patra ecuație din cadrul MM-NL (5.2-1) (inițial, de ordinul patru), prin anularea curentului din electromagnetul inferior,  $x_4 = 0$ , ceea

ce conduce la  $\dot{x}_4 = 0$ . Astfel, s-a obținut un nou MM-NL de ordinul trei de forma (5.2-4), cu următoarele variabile de stare:  $x_1$  - poziția sferei,  $x_2$  - viteza sferei și  $x_3$  - curentul prin electromagnetul superior.

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{m} \cdot \frac{F_{emP1}}{F_{emP2}} \cdot e^{-\frac{x_1}{F_{emP1}}} \cdot x_3^2 + g \\ \dot{x}_3 = (1/\frac{f_{iP1}}{f_{iP2}} \cdot e^{-\frac{x_1}{f_{iP2}}})(k_i u_1 + c_i - x_3) \end{cases} \quad (5.2-4)$$

În urma simplificării, prin liniarizarea MM-NL (5.2-4) s-au obținut MM-ISI-Ln de ordinul trei, pentru care coeficienții matricilor sunt detaliați în Tabelul 5.2.3, pentru cele trei puncte de funcționare anterior definite. Pentru aceste puncte au fost determinate și expresiile f.d.t. de forma (5.2-5), detaliaate în Tabelul 5.2.3.

$$H_{PC}(s) = \underline{c}^T (sI - \underline{A})^{-1} \underline{b} = \frac{k_p}{(1 + sT_1)(1 + 2\xi T_\Sigma s + T_\Sigma^2 s^2)} \quad (5.2-5)$$

Tabel.5.2.3. Valorile numerice ale f.d.t., deduse din MM-Ln pentru cele trei puncte de funcționare

P.d.f. ( $x_{10}, x_{20}, x_{30}, x_{40}$ )	Matricele MM-ISI-Ln	Funcții de transfer $H_{PC}$
0.007; 0; 0.3; 0;	$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 244.7866 & 0 & -9.5028 \\ 15056 & 0 & -149.6242 \end{bmatrix}$ $\underline{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 376.5292 \end{bmatrix}; \quad \underline{c}^T = [1 \ 0 \ 0];$	$\frac{0.0336}{(1 + 0.0064s)(1 - 0.00873s + 0.00146s^2)}$
0.008; 0; 0.285; 0;	$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 186.0602 & 0 & -7.6031 \\ 18125 & 0 & -186.2891 \end{bmatrix}$ $\underline{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 468.7966 \end{bmatrix}; \quad \underline{c}^T = [1 \ 0 \ 0];$	$\frac{0.0346}{(1 + 0.0053s)(1 - 0.0071s + 0.0018s^2)}$
0.009; 0; 0.6; 0;	$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 186.0602 & 0 & -7.6031 \\ 18125 & 0 & -186.2891 \end{bmatrix}$ $\underline{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 468.7966 \end{bmatrix}; \quad \underline{c}^T = [1 \ 0 \ 0];$	$\frac{0.02}{(1 + 0.0041s)(1 - 0.0059s + 0.00062s^2)}$

### **5.3. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată pentru sistemul cu levitație magnetică cu 2 electromagneți**

Având în vedere faptul că SLM2EM este o aplicație relativ complexă, neliniară și instabilă, dezvoltarea soluțiilor de reglare automată poate fi o problema dificilă. În literatură, sunt prezentate câteva soluții de reglare automată dedicate controlului sistemului cu levitație magnetică, în special controlului poziției părții mobile (sferă, cilindru s.a.). Astfel în [135] pentru reglarea sistemului cu levitație magnetică CE152 s-a prezentat o structură de reglare după stare, bazată pe un filtru denumit "*alphabeta*" capabil să anuleze atât perturbațiile externe, cât și neliniaritățile. De asemenea, Lee propune un filtru denumit "*alphabetagamma*" ce poate estima stările corespunzătoare pe baza ecuațiilor primare.

Pentru a obține un control precis al mișcării unui obiect levitat magnetic, în [136] se propune o strategie de reglare neliniară și se analizează stabilitatea sistemului prin metoda lui Lyapunov.

Controlul unui sistem de levitație magnetică care poate fi realizat și prin internet este prezentat în [137] care propune o metodă de reglare predictivă prin "feedback linearization" și modele linearizate local.

Având în vedere neliniaritatea puternică a sistemului cu levitație magnetică, în [138] și [139] au fost dezvoltate sisteme de reglare adaptive sau sisteme neuro-fuzzy adaptive, capabile să facă față modificărilor parametrilor sistemului.

Alte soluții de reglare implementează, pentru levitarea și stabilizarea unei sfere metalice într-un sistem cu levitație magnetică, un regulator digital folosind transformarea biliniară cu perioada de eșantionare de 5 ms, utilizând limbaj de asamblare pe microprocessor Intel 8051 [140].

În cadrul acestei teze, pentru controlul echipamentului de laborator – al sistemului cu levitație cu 2 electromagneți – au fost propuse și testate și experimental soluții de reglare automată: cu (1) regulatoare după stare – pentru stabilizarea sistemului, (2) soluții de reglare cu regulatoare convenționale – care au constituit suport pentru SRA avansat, (3) soluții de reglare automată cu regulatoare cu două grade de libertate – capabile să asigure atât reglarea sistemului impunând o anumită caracteristică semnalului de referință, cât și rejectia perturbațiilor care acționează fie prin intermediul comenzii date electromagnetului inferior, fie prin modificări parametrice relative la bila, și (4) soluții de reglare cu regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno.

#### **5.3.1. Dezvoltarea structurii de reglare după stare (SRA-x) pentru sistemul de levitație magnetică cu 2 electromagneți**

Problemele care apar la levitarea unui corp sunt legate de stabilitatea poziției corpului (pe verticală) care trebuie să leviteze și să se miște în același timp. Prin simpla deplasare, orice obiect își schimbă poziția în câmpul gravitațional și, din acest motiv, forțele magnetice care acționează asupra lui își modifică tot timpul atât direcția, cât și mărimea. Pentru a stabili mișcarea/ poziția unui corp aflat în stare de levitație se pot folosi metodele de reglare a intensității câmpului electromagnetic.

Astfel, pentru stabilizarea robustă a unui sistem cu levitație magnetică și rejectia perturbațiilor, Hassan prezintă în [141] un sistem de reglare automată cu structură variabilă în mod alunecător. Pentru a stabili un sistem cu suspensie magnetică, în [142] s-a dezvoltat o structură de reglare automată cu predicție,

bazată pe modele fuzzy de tip Takagi-Sugeno. Wu și Hy sugerează în [143] un sistem de control robust, neliniar dedicat SISO de ordinul doi cu ecuații diferențiale neliniare pentru stabilizarea unei sfere.

Având în vedere faptul că SLM2EM este un sistem puternic neliniar și instabil, în prima fază, pentru a-l stabiliiza s-a proiectat și implementat o structură de reglare după stare (SRA-x) (de stabilizare), aplicând comandă doar electromagnetului superior (EM1), comanda prin electromagnetul inferior considerându-se – în acest caz – nulă; structura nu asigură însă condiția de eroare de reglare nulă.

În figura 5.3.1 este prezentată schema Matlab&Simulink care a constituit suport pentru testarea și verificarea structurii SRA-x dezvoltată pentru SLM2EM.

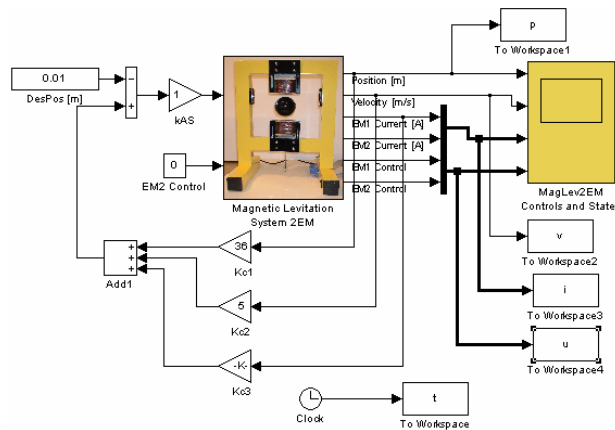


Fig.5.3.1. Schemă bloc informațională cu SRA-x dezvoltată pentru MLS2EM

La dezvoltarea SRA-x pentru SLM2EM s-a apelat metoda alocării polilor; au fost alocate trei seturi de poli pentru fiecare punct de funcționare, detaliate în Tabelul 5.3.1.

Tabel.5.3.1. Valorile numerice ale polilor alocați

P.d.f. (x10, x20, x30, x40)	Poli alocați în structura SRA-x		
	$p_1^*$	$p_2^*$	$p_3^*$
0.007; 0; 0.3; 0;	-15.07	-65.87+106.41i	-65.87-106.41i
0.008; 0; 0.285; 0;	-15.42	-83.68+89.74i	-83.68-89.74i
0.009; 0; 0.6; 0;	-350.77	-61.6+279.41i	-61.6-279.41i

În urma calculului efectuate, au fost determinate valorile coeficienților blocului de compensare,  $k_{C1}$ ,  $k_{C2}$  și  $k_{C3}$ , pentru fiecare p.d.f. din Tabelul 5.3.1.

În urma experimentelor efectuate pe echipament cu soluția de reglare după stare, s-a sesizat faptul că sistemul are comportare stabilă pentru toate alocările și pentru toate punctele de funcționare, însă, în poziționare cele mai bune performanțe au fost obținute pentru  $k_C^T$  cu valorile date de (5.3-1);

$$k_C^T = [36 \quad 5 \quad 0.0075] \tag{5.3-1}$$

Obiectivul principal al dezvoltării celorlalte soluții de reglare îl constituie asigurarea erorii de reglare nule, iar soluția stabilizată după stare, utilizată în continuare pentru dezvoltarea celorlalte soluții de reglare are, la bază, parametrii  $\underline{k}_C^T$  dati de rel. (5.3-1).

S-au determinat expresiile celor trei f.d.t. (legate de punctele de funcționare) aferente sistemului SRA-x, de forma (5.3-2) pe baza căreia au fost dezvoltate apoi soluțiile de reglare a poziției sferei (ieșirea reglată). Parametrii obținuți pentru f.d.t. determinate în cele trei p.d.f. sunt prezentați în Tabelul 5.3.2.

$$H_{PC\_SRA-x}(s) = \underline{c}^T (s\underline{I} - \underline{A}_x) \underline{b}_U = \frac{k_{PC}}{(1 + T_I s)(1 + 2\xi T_\Sigma s + T_\Sigma^2 s^2)} \quad (5.3-2)$$

### 5.3.2. Dezvoltarea structurii de reglare cu regulator PID pentru SLM2EM

Analizând Tabelul 5.3.1 și f.d.t. (5.3-2) se observă că f.d.t. aferente sistemului stabilizat (PC împreună cu SRA-x) în cele trei puncte de funcționare, sunt de tip PT3 având un pol real și doi poli complex conjugăți. Ținând seama de această observație, precum și de cerințele de performanță impuse, (timp de reglare redus, rezervă de fază de circa 60°), structura SRA-x proiectată pentru SLM2EM a fost încadrată, în primă fază, într-o structură de reglare automată cu regulator convențional (RG-c).

În cadrul tezei, RG-c s-a proiectat în două variante: (1) un RG-PID extins cu un filtru PT1 (pe calea directă) (RG-PID-T1) și (2) un RG-PI. Pentru testarea soluțiilor SRA cu RG-PI și RG-PID pe SLM2EM s-a utilizat schema din figura 5.3.2. În ambele cazuri, reglatoarele s-au dezvoltat pe principiul compensării poli-zero-uri; ținând seama de faptul că o pereche de poli sunt complex conjugati pentru RG-PID s-a adoptat structura cu f.d.t. de forma (5.3-3); parametrii RG-PID au fost proiectați astfel încât să compenseze perechea de poli complex conjugăți din f.d.t.:

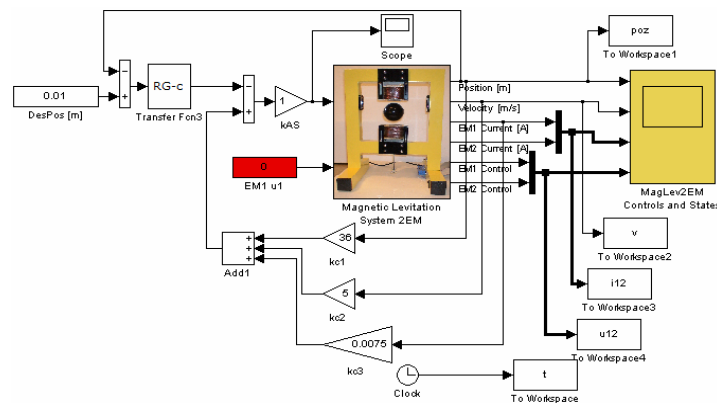


Fig.5.3.2. Schemă bloc informațională a MLS2EM împreună cu SRA-x și RG-convențional

$$H_{RG-PID}(s) = \frac{k_r}{s} (1 + 2\xi T_\Sigma s + T_\Sigma^2 s^2) \frac{1}{(1 + sT_f)},$$

$$\text{cu } k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_1}; \quad T_f = 0.001 \cdot T_1$$
(5.3-3)

Pentru RG-PI s-a ales o f.d.t. de forma (5.3-4):

$$H_{RG-PI}(s) = \frac{k_r}{s} (1 + T_r s), \quad \text{cu } k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_1}, \quad T_r = 2T_\Sigma$$
(5.3-4)

în care valoarea lui  $T_r$  a fost adaptată pe baza relației (5.3-4) din condiții de comportare corespunzătoare în toate punctele de funcționare.

Valorile numerice aferente f.d.t. ale RG-PID și RG-PI dezvoltati pentru SLM2EM sunt prezentate în Tabelul 5.3.2.

#### Analiza de sensibilitate a soluțiilor de reglare cu regulator PI și PID

Pentru că sistemul cu levitație magnetică cu doi electromagneți este un sistem instabil și neliniar a fost necesară realizarea unei analize de sensibilitate în raport cu perturbațiile parametricale ale procesului SLM2EM, reprezentate prin variația punctelor de funcționare și sesizabile în variația parametrilor de acordare ai reglatoarelor. Analiza de sensibilitate s-a realizat pentru soluțiile de reglare cu reglatoarele PI și PID.

Ca și în cazurile anterioare de analiză a sensibilității, prezentate în capitolele 3 și 4, analiza de sensibilitate a fost realizată în domeniul frecvență. Pentru a caracteriza robustețea sistemului de reglare, s-au determinat și reprezentat Hodograful Nyquist  $h_+ \{H_{OL}(j\omega)\}$ , valoarea maximului funcției de sensibilitate  $S_0(j\omega)$ ,  $M_{S0} = |S_0(j\omega)|_{max}$ , și inversa acestui maxim,  $M_{S0}^{-1}$ . Pentru o robustețe bună, valorile tipice ale  $M_{S0}^{-1}$  sunt  $M_{S0}^{-1} \geq 0.5 (-6dB)$ .

În Tabelul 5.3.5 pentru soluțiile de reglare cu RG-PI și RG-PID proiectate pentru MM-ISI liniarizat în jurul a trei puncte de funcționare sunt prezentate valorile maximului funcției de sensibilitate și pentru inversa acestuia.

Tabelul 5.3.5. Valorile numerice pentru maximul funcție de sensibilitate și pentru inversa acestuia

p.d.f. / RG		RG-PI	RG-PID
0		1	2
(1)	$M_{S0}$	1.2158	1.27726
	$M_{S0}^{-1}$	<b>0.8225</b>	<b>0.782923</b>
(2)	$M_{S0}$	1.2338	1.27725
	$M_{S0}^{-1}$	<b>0.8105</b>	<b>0.782927</b>
(3)	$M_{S0}$	1.2252	1.27728
	$M_{S0}^{-1}$	<b>0.8162</b>	<b>0.782912</b>

Analizând cele șase cazuri din Tabelul 3.3.3. se poate remarca faptul că valorile pentru  $M_{S0}^{-1}$  sunt mai mari decât limita inferioară recomandată de 0.5, iar

valoarea maximă de  $M_{S0}^{-1} = 0.8225$  a fost înregistrată pentru RG-PI proiectat pentru MM-ISI liniarizat în jurul p.d.f. (1).

După cum se poate observa din Tabelul 5.3.5, atât pentru RG-PI, cât și pentru RG-PID proiectate în cele trei p.d.f., valorile lui  $M_{S0}^{-1}$  diferă foarte puțin între ele, variațiile fiind aproape insesizabile. Din acest motiv, în figura 5.3.7 sunt ilustrate Hodograful Nyquist și cercurile,  $M_{S0}(p.d.f., RG - PI, Rg - PID)$ , doar pentru cazurile marcate cu bold, aferente RG-PI proiectat în jurul p.d.f. (1) și RG-PID proiectat în jurul p.d.f. (2) și testat pentru SLM2EM, unde s-au înregistrat valorile cele mai mari ale lui  $M_{S0}^{-1}$ , ceea ce înseamnă că regulatoarele proiectate în jurul acelor puncte sunt cele mai robuste.

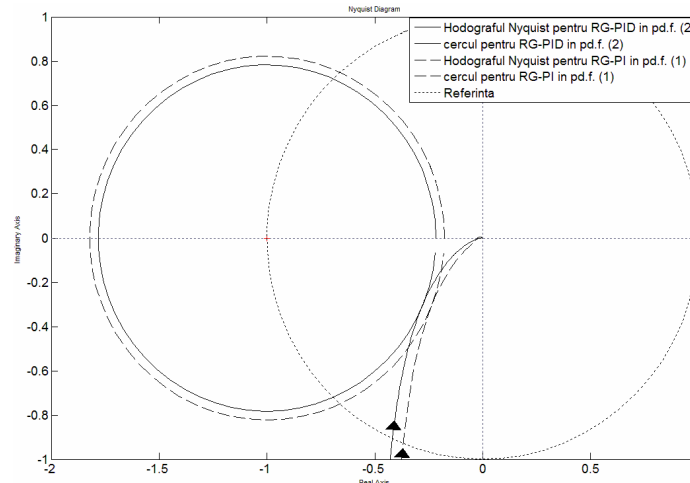


Fig.5.3.7. Hodograful Nyquist și cercurile  $M_{S0}(p.d.f., RG - PI, Rg - PID)$

### 5.3.3. Dezvoltarea structurii de reglare cu regulator 2-DOF pentru SLM2EM

Pentru a obține performanțe mai bune de reglare și de rejecție a perturbațiilor, structura de reglare după stare a fost inclusă într-o structură de reglare cu două grade de libertate; în figura 5.3.3 este prezentată schema bloc informațională Matlab&Simulink utilizată pentru a testa SRA dezvoltată pentru reglarea poziției sferei metalice ce levitează între cei doi electromagneți.

Pentru dezvoltarea RG-2DOF s-a apelat metoda propusă de Landau [54], dar cu particularizări făcute relativ la aplicația SLM2EM.

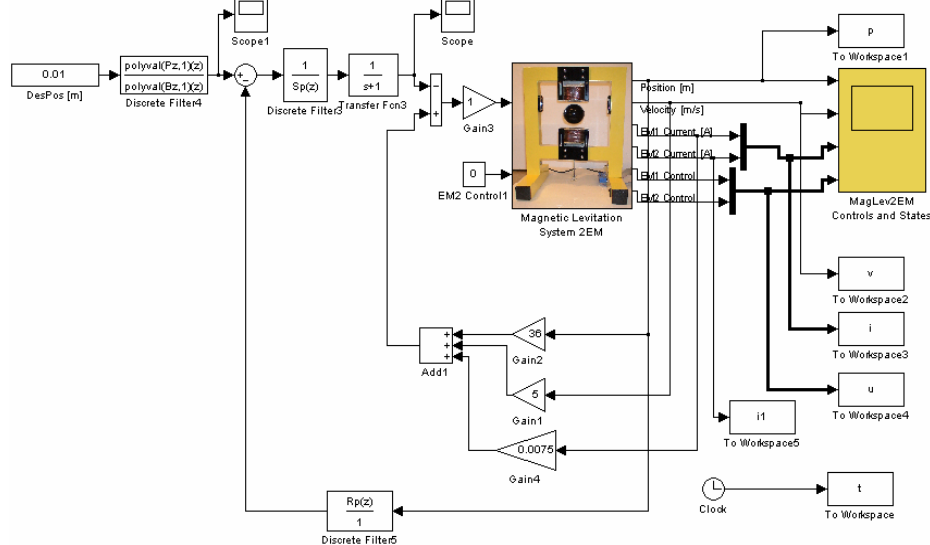


Fig.5.3.3. Schemă bloc informațională a SLM2EM cu SRA-x și RG-2DOF

În cadrul proiectării SRA cu RG-2DOF, f.d.t. (5.3-2) de tip PT3 a fost redusă prin aproximare la o f.d.t. de tip PT2 de forma (5.3-5), prezentată în Tabelul 5.3.3. pe coloana (1) pentru cele trei puncte de funcționare:

$$H_{PC\_SRA-x}(s) = \frac{k_{PC}}{(1+T_I s)(1+2\xi T_\Sigma s + T_\Sigma^2 s^2)} \approx \frac{k_{PC}}{(1+T_I s)(1+2T_\Sigma s)} \quad (5.3-5)$$

F.d.t. a fost discretizată folosind metoda trapezilor, obținându-se în final f.d.t. în discret de forma (5.3-6):

$$H(q^{-1}) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (5.3-6)$$

Valorile numerice obținute pentru coeficienții f.d.t. continue (5.3-5) și pentru coeficienții polinoamelor modelului discret  $A(q^{-1})$  și  $B(q^{-1})$  sunt detaliate în Tabelul.5.3.3, pe coloanele (1) și respectiv pe coloanele (2) și (3).

Polinomul  $P(q^{-1})$  ce definește polii sistemului în circuit închis a fost ales de gradul doi, cu pulsația proprie,  $\omega = 100$ , și coeficientul/factorul de amortizare  $\xi = 0.7$ , ce asigură pentru SRA cu timp continuu un suprareglaj de aproximativ 4%; pentru polinomul caracteristic aferent SRA (5.3-7) s-a utilizat o aceeași formă:

$$P(s) = \omega^2 + 2\xi\omega s + s^2 = 10000 + 140s + s^2 \quad (5.3-7)$$



Tabelul 5.3.2. Valori numerice ale f.d.t. și ale RG-PI(D) proiectate în cele trei puncte de funcționare HRG-PI

Nr. Crt.	F.d.t. a PC				HRG-PI(D)			HRG-PI
	$k_{PC}$	$T_I$	$\xi$	$T_I$				
0	1	2	3	4	5		6	
(1)	0.0152	0.066	0.525	0.008	$\frac{498 \cdot 1 + 0.0084s + 0.000064s^2}{s \cdot 1 + 0.00066s}$		$\frac{498}{s} (1 + 0.016s)$	
(2)	0.0153	0.065	0.677	0.008124	$\frac{503 \cdot 1 + 0.011s + 0.000066s^2}{s \cdot 1 + 0.00065s}$		$\frac{503}{s} (1 + 0.016s)$	
(3)	0.0117	0.051	0.558	0.00537	$\frac{839 \cdot 1 + 0.006s + 0.0000289s^2}{s \cdot 1 + 0.00051s}$		$\frac{838}{s} (1 + 0.01s)$	

Tabel.5.3.3. Valori numerice SRA-x, ale polinoamelor PC și ale polinoamelor RG-2DOF

Nr. Crt.	$H_{SRA-x}(s)$	$B(q^{-1})$	$A(q^{-1})$	$S(q^{-1})$	$R(q^{-1})$	$T(q^{-1})$
0	1	2	3	4	5	6
(1)	$\frac{0.0152}{(1+0.066s)(1+0.016s)}$	$0.441 \cdot 10^{-6} + 0.4382 \cdot 10^{-6}q^{-1}$	$1 - 1.9807q^{-1} + 0.9808q^{-2}$	$1.16 \cdot 10^6 + 2.28 \cdot 10^6q^{-1} + 1.12 \cdot 10^6q^{-2}$	$1 - 0.53 \cdot q^{-1}$	698
(2)	$\frac{0.0153}{(1+0.065s)(1+0.016s)}$	$0.4568 \cdot 10^{-6} + 0.4538 \cdot 10^{-6}q^{-1}$	$1 - 1.9807q^{-1} + 0.9807q^{-2}$	$1.12 \cdot 10^6 + 2.2 \cdot 10^6q^{-1} + 1.08 \cdot 10^6q^{-2}$	$1 - 0.5 \cdot q^{-1}$	674
(3)	$\frac{0.0117}{(1+0.051s)(1+0.01s)}$	$0.7098 \cdot 10^{-6} + 0.7028 \cdot 10^{-6}q^{-1}$	$1 - 1.9704q^{-1} + 0.9705q^{-2}$	$0.71 \cdot 10^6 + 1.4 \cdot 10^6q^{-1} + 0.68 \cdot 10^6q^{-2}$	$1 - 0.49 \cdot q^{-1}$	434

Forma polinoamelor  $S(q^{-1})$  și  $R(q^{-1})$  ale regulatorului în reacție s-a stabilit în funcție de condițiile de cauzalitate (prezentate în cap.2.3.), ținând seama și de gradele polinoamelor,  $n_A = \text{grad}A(q^{-1}) = 2$ ;  $n_B = \text{grad}B(q^{-1}) = 1$ . Astfel, polinoamele s-au obținut de forma (5.3-8):

$$\begin{aligned} S(q^{-1}) &= s_0 + s_1q^{-1} + s_2q^{-2}, \\ R(q^{-1}) &= r_0 + r_1q^{-1} \end{aligned} \quad (5.3-8)$$

Dupa rezolvarea ecuației diofantice de forma (2.3-8) (cap.2.3.) s-au obținut coeficienții polinoamelor,  $S(q^{-1})$  și  $R(q^{-1})$ , pentru cele trei puncte de funcționare. Deoarece din calcule a reieșit că  $B(1) \neq 0$  și în polinomul  $R(q^{-1})$  a fost introdusă componenta integratoare, polinomul  $T(q^{-1})$  a fost calculat cu expresia (5.3-9); în plus, s-a considerat că dinamica buclei de reglare este asemănătoare cu dinamica modelului de referință.

$$T(q^{-1}) = \frac{P(1)}{B(1)}, \quad (5.3-9)$$

Pentru calculul coeficienților polinoamelor,  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  și  $T(q^{-1})$  s-a apelat programul `calcul_polinoame_2DOF.m` prezentat în Anexa 1.3 (prelucrat și extins după programul `bezoutd.m` prezentat în [54]). Valorile numerice ale coeficienților acestor polinoame sunt prezentate în Tabelul 5.3.3, pe coloanele (4), (5) și (6).

#### 5.3.4. Dezvoltarea SRA cu regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno pentru SLM2EM

Pentru a suplini modificările ce pot apărea în valorile parametrilor sistemului cu levitație, în [143] este prezentat un sistem de reglare fuzzy, capabil să îmbunătățească performanțele sistemului (îmbunătățirea robusteții).

Prezența neliniarităților în structura SLM2EM din cadrul tezei a condus la ideea dezvoltării unei structuri de reglare cu RG fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS) care să integreze soluția SRA-x (PC-stabilizat). Și în acest caz, RG-F-TS a fost propus datorită flexibilității regulatorului de a se adapta la modificarea unor parametri ai procesului.

În figura 5.3.4 este prezentată schema bloc Matlab&Simulink utilizată pentru a verifica regulatorul fuzzy dezvoltat pentru SLM2EM, în care blocul fuzzy are două intrări: eroarea de reglare,  $e_k$ , și incrementul erorii de reglare,  $\Delta e_k = e_k - e_{k-1}$ , și o ieșire: incrementul comenzii,  $\Delta u_k$ .

138 Aplicația de laborator: Sistemul cu levitație magnetică cu 2 electromagneți - 5

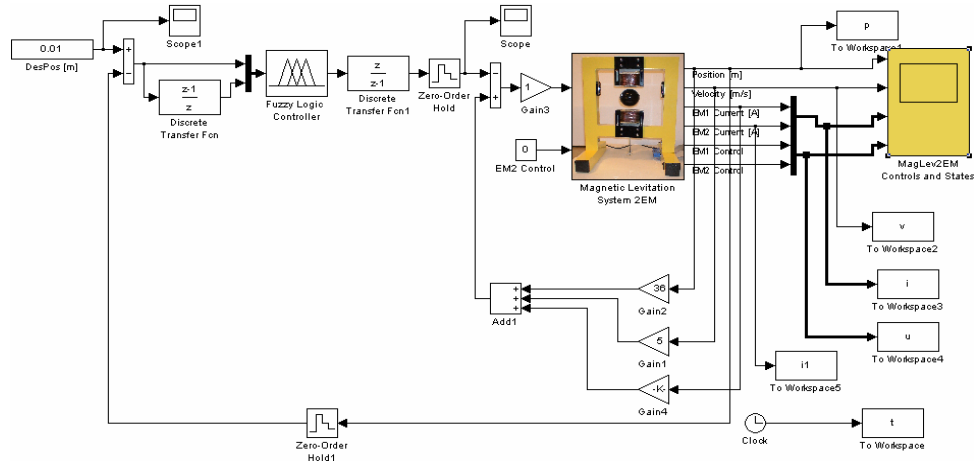


Fig.5.3.4. Schemă bloc informațională a SRA cu RG-F-TS dezvoltat pentru SML2EM

În vederea dezvoltării RG-F-TS, s-a plecat de la varianta discretizată a RG-RG-PI dezvoltat în subcapitolul 5.3.2 obținându-se o lege de reglare cvs-continuă PI de forma:

$$\Delta u_k^i = \gamma K_p^i (\Delta e_k + a e_k) \quad (5.3.-10)$$

în care  $i \in \{1,2,3\}$  reprezintă indicele aferent p.d.f. folosit; prin utilizarea parametrizării cu parametrul  $\gamma$  există posibilitatea introducerii unor neliniarități suplimentare ce pot fi utile pentru îmbunătățirea performanțelor SRA; parametrii,  $K_p^i$  și  $K_I^i$  sunt funcții de parametrii RG-PI continuu calculați în par.5.3.2.

Valorile numerice ale parametrilor sunt detaliate în Tabelul 5.3.4.

Tabelul 5.3.4. Parametrii RG-F-TS pentru cele trei p.d.f.

P.d.f. ( $x_{10}, x_{20}, x_{30}, x_{40}$ )	Parametrii RG-F-TS		
	$K_p^i$	$\alpha$	$\gamma$
0.007; 0; 0.3; 0;	134.74	0.0038	0.217
0.008; 0; 0.285; 0;	132.47	0.0038	0.44
0.009; 0; 0.6; 0;	216.47	0.0038	0.6

Pentru fiecare intrare a blocului fuzzy nelinier au fost utilizați câte trei termeni lingvistici, cu funcții de apartenență de tip tringhiular și trapezoidal, (N, ZE, P). Alurile f.d.ap. ale intrărilor,  $e_k$  și  $\Delta e_k$  sunt prezentate în figura 5.3.5 (a) și (b). Caracteristica statică neliniară a RG-F-TS poate fi evidențiată direct prin reprezentarea tridimensională care este concretizată pentru aplicația considerată în figura 5.3.6.

Pentru inferență s-au utilizat operatori MIN și MAX, iar pentru defuzzificare metoda maximelor mediate. Pentru SLM2EM au fost adoptați parametrii RG-F-TS (5.3.-11):

$$B_e = 0.05, B_{\Delta e} = \frac{k_P}{k_I} B_{\Delta e} = aB_e \quad (5.3.-11)$$

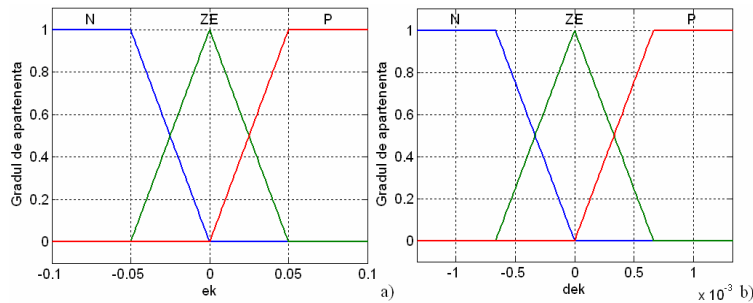


Fig. 5.3.5. Funcțiile de apartenență ale variabilelor lingvistice de intrare: (a) eroarea de reglare, (b) derivata erorii

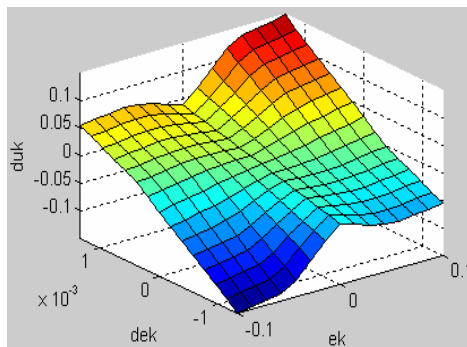


Fig. 5.3.6. Caracteristica statică neliniară a RG-F-TS

#### 5.4. Rezultate experimentale obținute pentru soluțiile de reglare utilizate în cadrul tezei

În cadrul acestui subcapitol, s-a realizat un studiu comparativ privind performanțele structurilor de reglare automată dezvoltate pentru echipamentul de laborator - sistemul cu levitație magnetică cu 2 electromagneți. Soluțiile de reglare dezvoltate au fost testate și verificate atât prin simulare cât și prin experimente în timp real. În cadrul tezei, sunt prezentate doar graficele obținute la experimentele în timp real, cele simulate fiind apropiate acestora (acestea sunt mai clare datorită faptului ca nu sunt afectate de perturbațiile inevitabile din cadrul echipamentului: zgomote pe canalul de măsură, intensitatea sursei de lumină ș.a.).

Experimentele pe echipamentul de laborator s-au realizat pe baza următoarelor scenarii:

- în toate experimentele, referința a fost setată la 1 cm (0.01 m) față de electromagnetul superior;

- într-un prim scenariu, comportarea SRA dezvoltate a fost verificată cu comanda dată electromagnetului superior (EM1); în acest caz timpul de experimentare, necesar pentru confirmarea performanțelor soluțiilor de reglare, a fost de 8 sec.;
- pentru extinderea concluziilor privind viabilitatea soluțiilor de reglare, într-un al doilea scenariu s-a considerat și o comandă dată electromagnetului inferior (EM2) interpretabilă ca și o perturbație externă:
  - (a) succesiune de impulsuri (PWM) [144] aplicată cu o întârziere de 8 sec, având o amplitudinea  $A=0.5$ , o perioadă  $T=6$  sec și un factor de umplere de 10%;
  - (b) semnal sinusoidal aplicat cu o amplitudine  $A=0.5$ , o perioadă  $T=2.1$  sec, un bias de 0.5 și o frecvență de  $f=0.625$  rad/sec; și
  - (c) semnal pseudoaleator binar (SPAB) [145] aplicat cu o întârziere de aproximativ 9.3 sec, având amplitudinea  $A=1$  și acționând pe o durată de circa 5.6 sec.

În aceste cazuri, pentru a observa modul în care se poziționează (comportă) sfera și evoluează curenții prin cei doi electromagneți și tensiunile de comandă, experimentele s-au realizat pe un interval de timp de 20 sec.

În subcapitolele ce urmează pentru fiecare structură de reglare dezvoltată și pentru fiecare tip de perturbație, au fost sintetizați, în forma tabelată, indicatorii de performanță obținuți:  $t_l$  - timpul de primă reglare,  $t_r$  este timpul de reglare și  $t_m$  - timpul de atingere a maximumului,  $t_{r1}$ ,  $t_{r2}$  și  $t_{r3}$  reprezintă timpul de reglare după prima perturbație, a doua, respectiv după a treia perturbație ce acționează asupra sferei.

Semnul "---" este asociat indicatorilor pentru care nu se poate evalua o valoare concretă, de exemplu, sistemul nu s-a stabilizat la o valoare constantă, prezentând mici oscilații.

#### 5.4.1. Rezultate experimentale la utilizarea unui SRA-x

Structura de reglare după stare (SRA-x) a fost dezvoltată considerând comandă dată doar electromagnetului superior (EM1); comenzile variabile date electromagnetului inferior (EM2) constituie perturbații (a se vedea paragraful anterior). În urma experimentelor în timp real efectuate asupra SLM2EM stabilizat prin SRA-x, s-au obținut graficele din figura 5.4.1, în care s-au evidențiat: (a) poziția sferei, (b) viteza sferei, (c) curentul prin electromagnetul superior și (d) tensiunea aplicată electromagnetului superior.

În figura 5.4.2 sunt prezentate graficele aferente SRA-x când asupra sistemului acționează perturbații exterioare: (a) perturbațiilor de tip PWM, (b) semnal sinusoidal și (c) SPAB; s-au înregistrat graficele pentru poziția sferei și tensiunea aplicată electromagnetului superior, respectiv celui inferior.

Din grafice se poate observa faptul, că în acest caz, sfera un ajunge la valoarea de referință de 0.01 m (1 cm); condiția de eroare de reglare nulă nu poate fi asigurată (regulator fără componenta I). În Tabelul 5.4.1 sunt sintetizate performanțele realizate de SRA-x proiectat pentru SLM2EM.

#### 5.4.2. Rezultate experimentale la utilizarea unui RG-PID

La structura dezvoltată cu SRA-x (procesul stabilizat) și regulator proporțional-integrator-derivativ (RG-PID) extins cu un filtru PT1, comanda a fost aplicată doar electromagnetului superior (EM1); în primul caz, nu este aplicată nici o

comandă asupra electromagnetului inferior (EM2), iar în al doilea caz s-au aplicat perturbații după scenariul menționat inițial.

Au fost realizate teste pentru toate cele trei puncte de funcționare, rezultatele indicatorilor de calitate vizati fiind trecute în Tabelul 5.4.1.

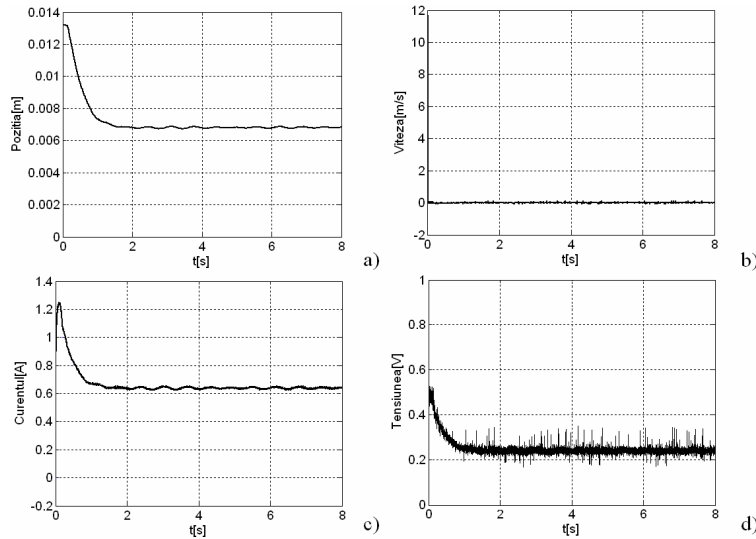


Fig.5.4.1. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-x pentru SLM2EM

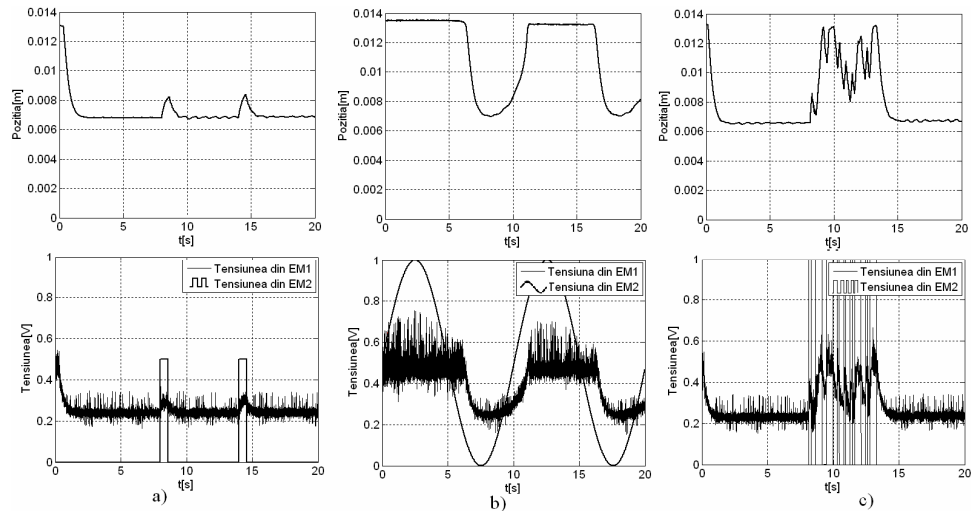


Fig.5.4.2. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-x pentru SLM2EM în prezența unor perturbații exterioare de tip: (a) PWM, (b) sinusoidal și (c) SPAB

Tabel.5.4.1. Indicatori de performanță ai SRA-x proiectat pentru SLM2EM

Puncte de funcționare ( $x_{10}, x_{20}, x_{30}, x_{40}$ )	Perturbații exterioare							
	Fara perturbații				Sinunoidal			
	$t_r$	$t_i$	$t_m$	$t_{12}$	$t_{12}$	$t_{12}$	$t_{12}$	$t_{12}$
0.007; 0; 0.3; 0;	0.5 s	6.5	0.65 s	-	-	7.5 s	19 s	19 s
0.008; 0; 0.285; 0;	0.5 s	6 s	0.7 s	8.5 s	18 s	5 s	19 s	19 s
0.009; 0; 0.6; 0;	0.4 s	8 s	0.5 s	-	-	9 s	-	-

Tabel.5.4.2. Indicatori de performanță ai SRA cu RG-PI proiectat pentru SLM2EM

Puncte de funcționare ( $x_{10}, x_{20}, x_{30}, x_{40}$ )	Perturbații exterioare											
	Fara perturbații				PWM				Sinunoidal			
	$t_1$	$t_r$	$t_m$	$t_{12}$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_{12}$	$t_1$	$t_{12}$	$t_1$	$t_{12}$
0.007; 0; 0.3; 0	0.5s	3s	0.65s	2.5s	10s	16.5s	9.5s	19.5s	6.5s	18.5s	18.5s	16.6s
0.008; 0; 0.285; 0	0.5s	5s	0.65s	6s	13.5s	19s	8.5s	18.5s	4.5s	16.6s	18.5s	16.6s
0.009; 0; 0.6; 0	0.5s	4.3s	0.67s	4	11s	17.5s	8s	18s	3.5s	17.5s	17.5s	17.5s

Tabel.5.4.3. Indicatori de performanță ai SRA cu RG-2DOF proiectat pentru SLM2EM

Puncte de funcționare ( $x_{10}, x_{20}, x_{30}, x_{40}$ )	Perturbații exterioare											
	Fara perturbații				PWM				Sinunoidal			
	$t_1$	$t_r$	$t_m$	$t_{12}$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_{12}$	$t_1$	$t_{12}$	$t_1$	$t_{12}$
0.007; 0; 0.3; 0	0.5s	4s	0.65s	3.5s	9.5s	14.5s	8s	17.5s	3s	16.5s	16.5s	16.5s
0.008; 0; 0.285; 0	0.5s	2.2s	0.65s	2.5s	9s	15.5s	7s	17s	2.5s	16.5s	16.5s	16.5s
0.009; 0; 0.6; 0	0.65s	2.5	0.8s	2.5	10.5s	16.5s	8s	18s	2.5s	17s	17s	17s

Făcând o comparație între răspunsurile sistemului MLS2EM din Tabelul 5.4.1, cu date relative la punctele de funcționare, se observă că în situația folosirii unui RG-PID proiectat pentru al doilea punct de funcționare, rezultatele obținute sunt mai bune, prezentând un timp de reglare mai scăzut și o comportare mai bună în situația în care se aplică o tensiune și electromagnetului inferior.

Pentru RG-PID proiectat pentru MM-ISI liniarizat în jurul celui de-al doilea punct de funcționare, în figura 5.4.3 s-au prezentat graficele obținute în urma experimentelor efectuate pe echipamentul în timp real, în care s-au evidențiat (a) poziția sferei, (b) viteza sferei, (c) curentul prin electromagnetul superior și (d) tensiunea aplicată electromagnetului superior; pentru SRA cu RG-PID proiectat în jurul acestui p.d.f. s-au obținut performanțele de reglare cele mai bune.

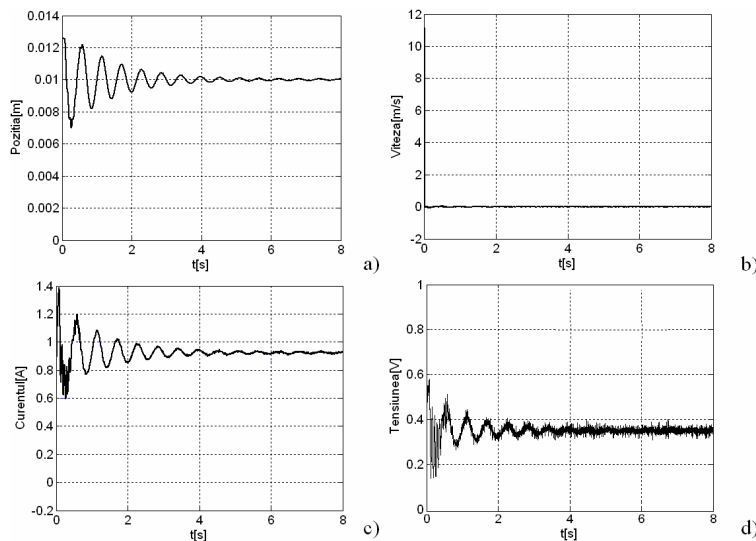


Fig.5.4.3. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-PID proiectat pentru SLM2EM

În figura 5.4.4 sunt prezentate rezultatele experimentale pentru cazul în care s-au aplicat perturbații EM2 de tip semnal sinusoidal și SPAB. S-au evidențiat: (a) poziția sferei, (b) curenții prin cei doi electromagneți și (c) tensiunile aplicate celor doi electromagneți (pe cel de al doilea cu caracter perturbator).

### 5.4.3. Rezultate experimentale la utilizarea unui RG-PI

În cazul încadrării structurii SRA- $\underline{x}$  (procesul stabilizat) într-o structură cu RG-PI au fost realizate teste pentru situația în care se aplică tensiune de comandă electromagnetului superior (EM1), obținându-se graficele prezentate în figura 5.4.5. Rezultatele experimentale pentru situația în care, asupra electromagnetului inferior (EM2) s-a aplicat o tensiune de comandă sub formă de perturbații externe de tip: (a) succesiune de impulsuri (PWM), (b) semnal sinusoidal și (c) semnal pseudoaleator binar (SPAB), sunt prezentate în figura 5.4.6; sunt ilustrate rezultatele SRA cu RG-PI proiectat în toate cele trei p.d.f. Indicatorilor de calitate analizați sunt trecuți în Tabelul 5.4.2.



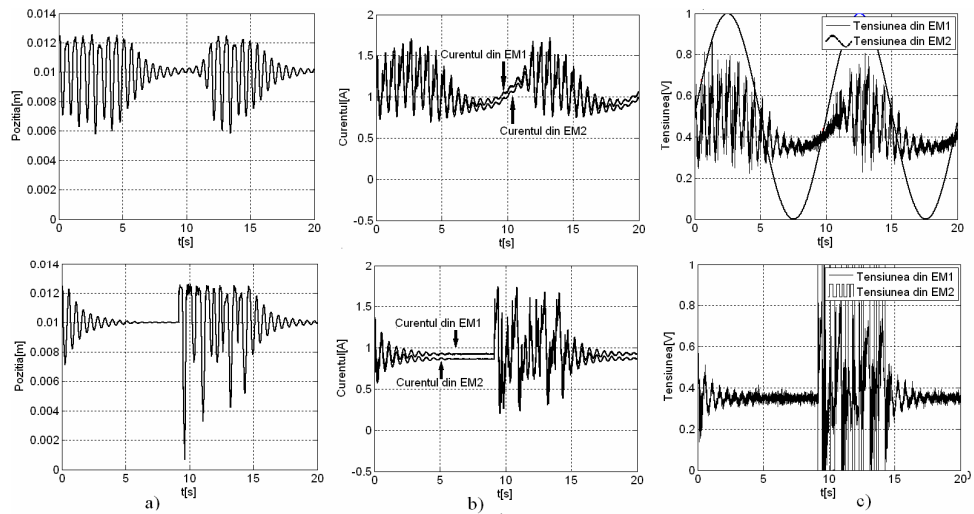


Fig.5.4.4. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-PID proiectat pentru SLM2EM în prezența unor perturbații externe de tip sinusoidal și SPAB

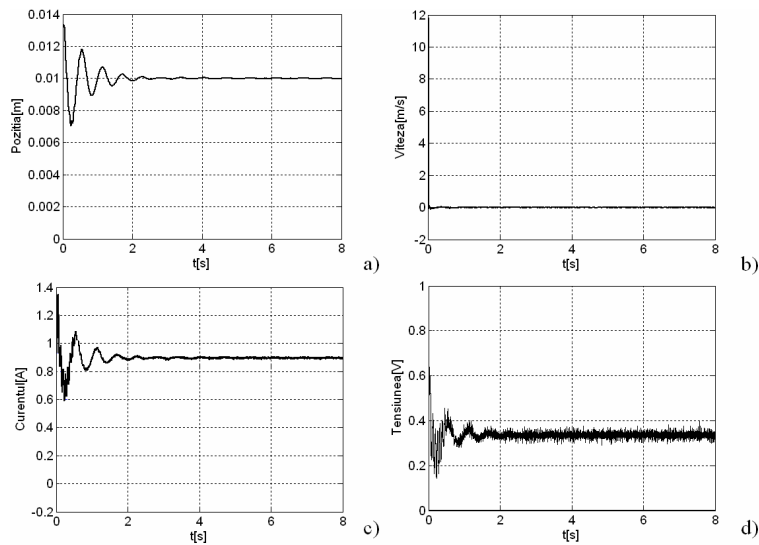


Fig.5.4.5. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-PI proiectat pentru SLM2EM

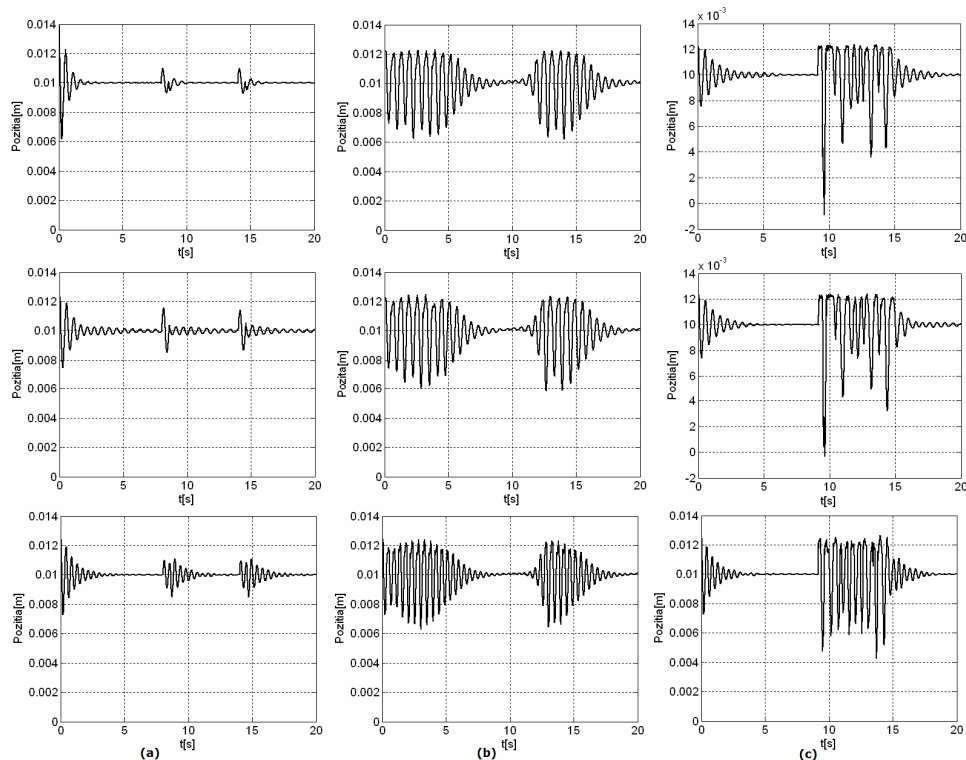


Fig.5.4.6. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-PI proiectat pentru SLM2EM în prezența unor perturbații exterioare de tip: (a) PWM, (b) sinusoidal și (c) SPAB

#### 5.4.4. Rezultate experimentale la utilizarea unui RG-2DOF

Structurile de reglare automată cu RG-2DOF dezvoltate pentru SLM2EM au fost testate și verificate experimental pentru toate punctele de funcționare, analizate în cadrul tezei. Indicatorilor de calitate obținuți sunt trecuți în Tabelul 5.4.3.

SRA cu 2-DOF s-au verificat pentru cazul în care s-a aplicat tensiune doar electromagnetului superior, figura 5.4.7, caz în care s-au înregistrat: (a) poziția sferei, (b) viteza sferei, (c) curentul prin electromagnetul superior și (d) tensiunea dată electromagnetului superior; în figura 5.4.8 sunt prezentate rezultatele experimentale pentru cazul în care tensiune de comandă a fost aplicată electromagnetului inferior sub formă de perturbații externe: succesiune de impulsuri (PWM), semnal sinusoidal și SPAB.

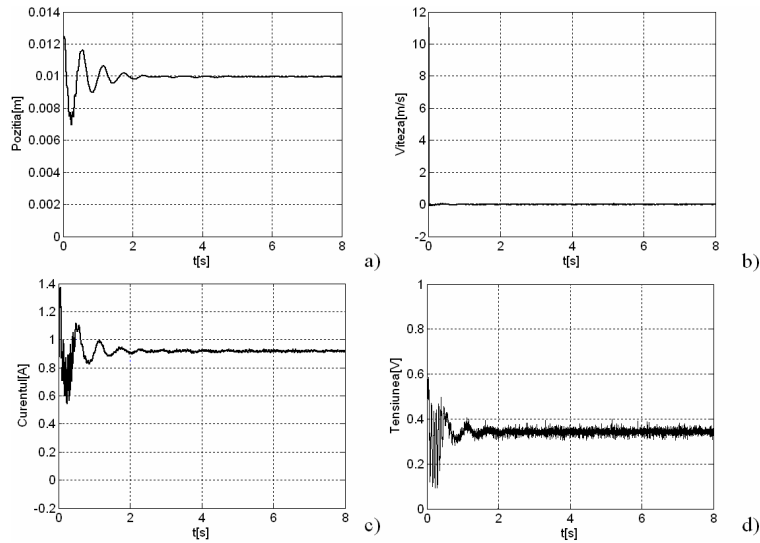


Fig.5.4.7. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-2DOF proiectat pentru SLM2EM

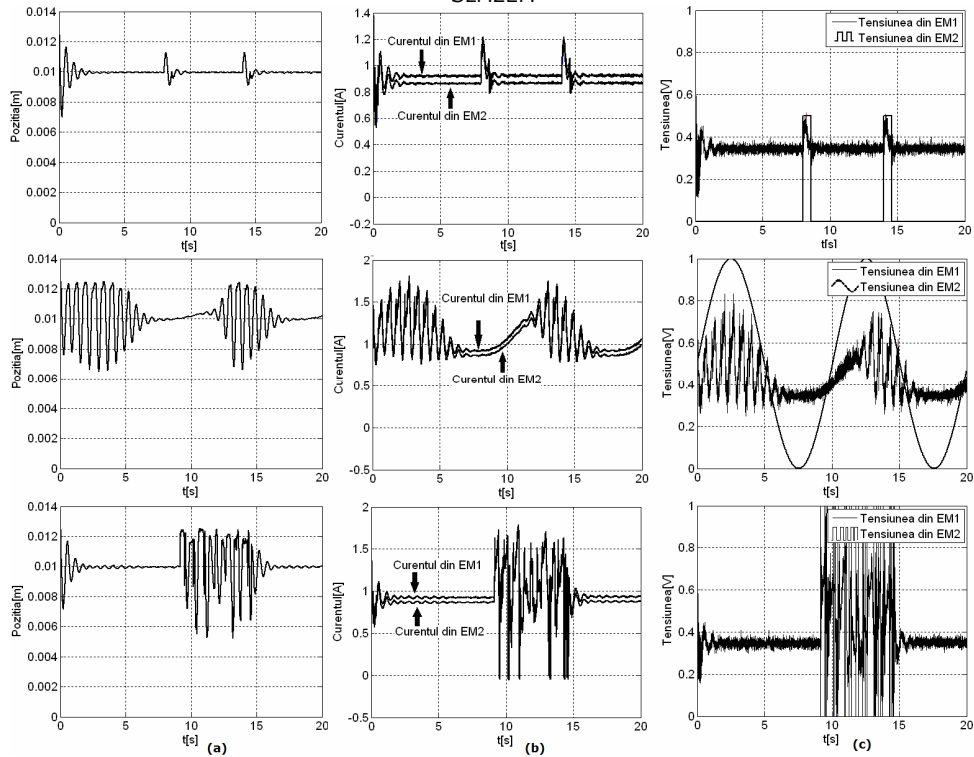


Fig.5.4.8. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-2DOF proiectat pentru SLM2EM în prezența unor perturbații exterioare evidențiind: (a) poziția, (b) curenții prin cei doi electromagneți și (c) tensiunile aplicate celor doi electromagneți

### 5.4.5. Rezultate experimentale la utilizarea unui RG-F-TS

Pentru a verifica soluția de reglare automată cu RG fuzzy de tip Takagi-Sugeno dezvoltată pentru structura SRA- $\underline{x}$  cu comanda aplicată doar electromagnetului superior (EM1), au fost efectuate experimente în timp real pe echipamentul de laborator – SLM2EM.

Rezultatele experimentale relative la structura de reglare cu RG-F-TS dezvoltată pentru SLM2EM, fără perturbații sunt prezentate în figura 5.4.9, în care s-au înregistrat (a) poziția sferei, (b) viteza sferei, (c) curentul prin electromagnetul superior și (d) tensiunea aplicată electromagnetului superior. În figura 5.4.10 sunt prezentate rezultatele experimentale efectuate în timp real, care corespund situației în care s-a aplicat tensiune de comandă lui EM2 sub formă de: succesiune de impulsuri (PWM), semnal sinusoidal și semnal pseudoaleator binar (SPAB), înregistrându-se (a) poziția sferei, (b) curentii prin cei doi electromagneți și (c) tensiunile aplicate celor doi electromagneți.

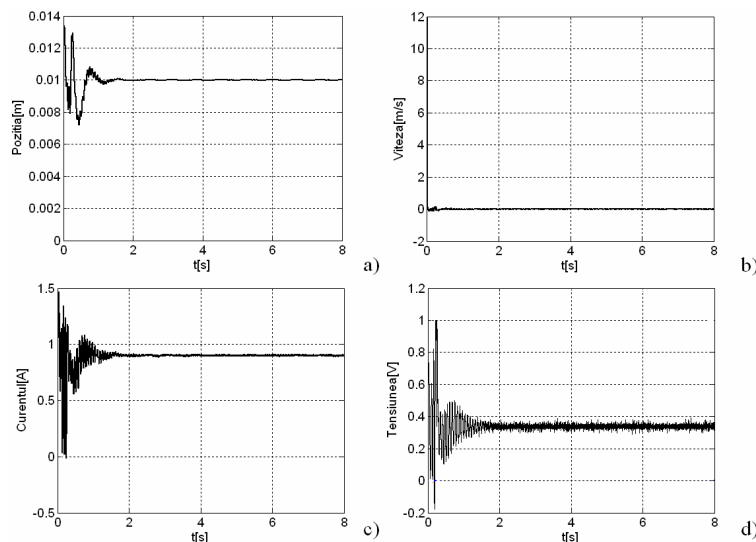


Figura 5.4.9. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-F-TS proiectat pentru SLM2EM

### 5.4.6. Compararea diferitelor soluții de reglare

În subcapitolele 5.4 s-au reprezentat sub forma de grafice rezultatele experimentale obținute în timp real pe echipamentul SLM2EM; experimentele au avut ca prim obiectiv testarea și verificarea SRA dezvoltate pentru SLM2EM. Prin efortul de implementare redus, toate soluțiile de reglare pot fi încadrate în categoria LCA.

Analizând figurile 5.4.1 – 5.4.10 și Tabelele 5.4.1. – 5.4.3., s-au tras următoarele concluzii:

- structura SRA- $\underline{x}$  asigură stabilizarea sferei metalice, dar nu asigură poziționarea la valoarea prescrisă, motiv pentru care au fost proiectate și implementate cele patru soluții de reglare exactă a poziției;

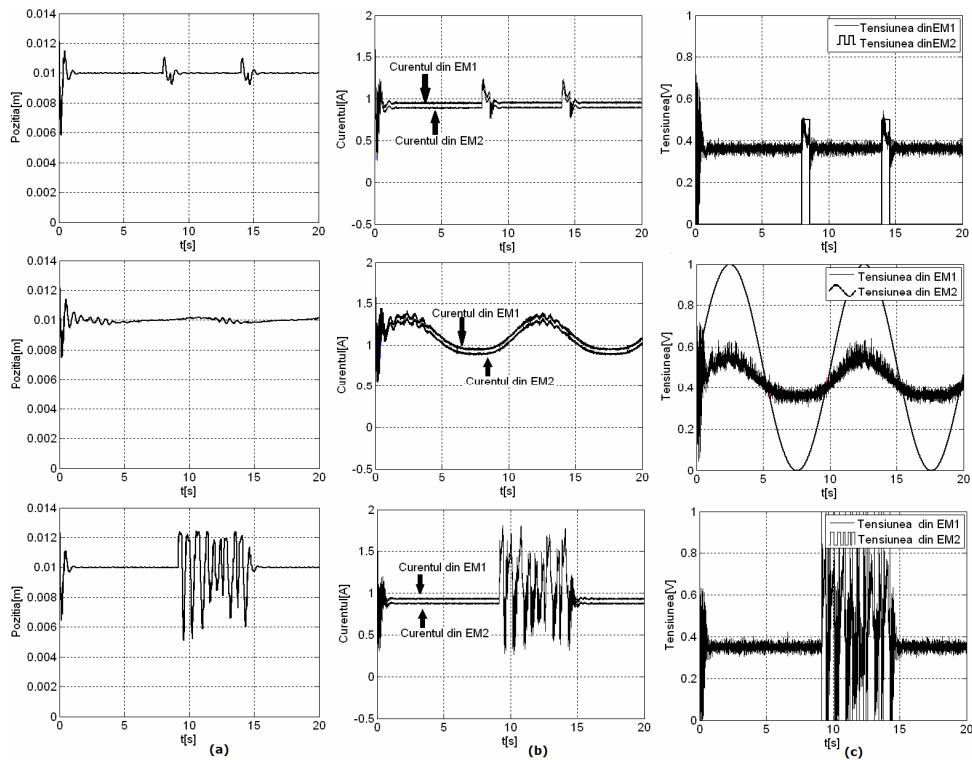


Fig.5.4.10. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA cu RG-F-TS proiectat pentru SLM2EM în prezența unor perturbații externe evidențiind: (a) poziția, (b) curenții prin cei doi electromagneți și (c) tensiunile aplicate celor doi electromagneți

- SRA cu RG-PI, RG-PID și RG-2DOF prezintă un timp de reglare bun al poziției sferei metalice, iar viteza se menține la zero, ceea ce asigură o rejecție relativ bună a perturbațiilor;
- SRA cu RG-F-TS au prezentat cele mai bune performanțe din punctul de vedere al timpului de reglare, al stabilizării sferei metalice și al modului de rejecție al perturbațiilor;
- oscilațiile de la începutul simulării (mai pronunțate în cazul experimental) sunt datorate polilor complex conjugați și a neliniarităților procesului.
- În cazul în care asupra electromagnetului inferior s-a aplicat o tensiune de comandă sub formă de semnal sinusoidal, se pot observa unele modificări în răspunsul sistemului: poziția sferei are o caracteristică asemănătoare cu a unei sinusoide și, de asemenea, curenții prin electromagneți au o variație sinusoidală cu amplitudine variabilă;
- urmărind rezultatele experimentale ținute pe baza aplicării unei tensiuni EM2, sub formă de SPAB, se observă că acesta are un efect mare asupra răspunsului sistemului, și anume, poziția sferei se modifică după apariția perturbației și curenții din cei doi electromagneți prezintă oscilații mari pe durata perturbației.

### 5.5. Concluzii și contribuții personale

În cadrul acestui capitol s-au prezentat - pentru început - meniurile principale aferente echipamentului de laborator - Sistemul cu levitație magnetică cu 2 electromagneți - care au servit la modelarea matematică a sistemului și la dezvoltarea și verificarea experimentală a unor soluții de reglare automată de tip "low cost". Prin verificările experimentale efectuate, a fost confirmată și viabilitatea soluțiilor de reglare LCA utilizate și la primele două aplicații.

Pe baza parametrilor identificați experimental și a ecuațiilor primare care caracterizează funcționarea sistemului cu levitație magnetică s-a determinat modelul matematic neliniar aferent acestui sistem; în vederea dezvoltării unor soluții de reglare LCA, MM a fost liniarizat în jurul a trei p.d.f. determinate experimental.

În vederea stabilizării sistemului SLM2EM a fost proiectată o structură de reglare după stare prin alocarea polilor.

Pentru o poziționare exactă a sferei metalice (asigurarea erorii de reglare nule), au fost dezvoltate patru soluții de reglare automată de tip LCA: (1) RG-PI, (2) RG-PID, (3) RG-2DOF și (4) RG-F-TS. De asemenea, au fost întocmite programe Matlab&Simulink aferente aplicației, care au servit la dezvoltarea acestor soluții.

Soluțiile de reglare cu RG-PI și RG-PID dezvoltate au constituit atât suport de comparație, cât și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare. În vederea analizării robusteții soluțiilor de reglare cu RG-PI și RG-PID s-a realizat o analiză de sensibilitate, în raport cu perturbațiile parametrice ale procesului legate de modificarea punctului de funcționare și sesizabile în variația parametrilor de acordare ai reguletoarelor.

În vederea obținerii unor performanțe bune atât de urmărire, cât și de reglare au fost proiectate soluții de reglare cu RG-2DOF; acestea au fost adaptate în funcție de modificarea p.d.f. Soluția de reglare cu RG-F-TS a fost propusă datorită flexibilității regulatorului de a se adapta la modificarea parametrilor procesului.

În vederea testării și verificării experimentale a soluțiilor de reglare dezvoltate au fost realizate scenarii de verificare experimentale; au fost efectuate verificări experimentale pentru cazul în care asupra SLM2EM nu a acționat nici o perturbație și pentru cazul în care au fost aplicate tensiuni pe electromagnetul inferior sub forma de perturbații de tip (1) PWM, de tip (2) sinusoidal și de tip (3) SPAB.

Analizând rezultatele experimentale obținute se poate remarca faptul că prin utilizarea soluțiilor de reglare propuse de tip LCA, s-au obținut performanțe bune, inclusiv și în cazul în care asupra sistemului acționează perturbații.

Principalele contribuții personale aduse în cadrul acestui capitol sunt:

- obținerea parametrilor procesului prin identificare experimentală;
- modelarea matematică a SLM2EM și obținerea unui model simplificat aferent MM-ISI liniarizat;
- dezvoltarea unor RG-PI și RG-PID dependent de modificarea p.d.f.;
- dezvoltarea unei soluții de reglare cu RG-2DOF;
- construirea concluziilor și a bazei de reguli ale unui algoritm de reglare fuzzy de tip Takagi-Sugeno;
- realizarea unor scenarii de simulare, în care au fost aplicate trei tipuri de perturbații: PWM, sinusoidal și SPAB.

Aceste contribuții au fost evidențiate și în cadrul articolelor [146]-[149].

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

### **6.1. Concluzii**

În Cap.1 al tezei, cu caracter introductiv se prezintă tematica abordată și – pentru o mai ușoară urmărire a prezentărilor din teză s-a prezentat o succintă sinteză asupra contribuțiilor aduse.

În Partea I a tezei, în Cap. al 2-lea sunt prezentate sintetic clase de modele apelate în teză, în vederea dezvoltării unor soluții de reglare dedicate aplicațiilor tratate; de asemenea, este prezentat un studiu bibliografic extins care definește soluțiile de reglare automată de tip "low-cost-automation" (LCA) și sintetizează condițiile în care o aplicație de conducere poate fi încadrată în categoria LCA.

În acord cu specificul aplicațiilor din teză, s-a realizat o sinteză asupra metodelor de dezvoltare a principalelor categorii de regulatoare apelate în teză – regulatoare PI(D), asupra tehnicilor de dezvoltare și de adaptare a unor metode Gain-Scheduling în vederea includerii lor în categoria LCA. De asemenea, se prezintă o analiză comparativă între două abordări de dezvoltare a soluțiilor de reglare automată cu regulatoare 2DOF, în vederea alegerii acelei metode – considerate adecvate aplicațiilor vizate în teză. Pentru susținerea implementării algoritmilor de reglare Fuzzy (de tipul soft-computing) în aplicațiile vizate, s-au prezentat sub formă sintetică acei algoritmi de reglare fuzzy de tip Mamdani și de tip Takagi-Sugeno care se dovedesc a fi ușor de dezvoltat și de implementat. În finalul capitolului, în vederea aplicării pe aplicațiile vizate în teză au fost analizate tehnicile MPC și GPC de conducere pentru aplicații relativ simple.

În Partea a II-a a tezei, s-a realizat modelarea matematică pentru trei aplicații mecatronice: (1) în cap.3, sistemul de transmisie cu variație continuă a puterii la autovehicule inclus în lanțul de transmisie a puterii; modelarea susține dezvoltarea unor soluții de reglare a vitezei autovehiculului (cunoscute sub denumirea comercială de "tempomat"), (2) în cap.4, servosistemul acționat electromagnetic utilizat pentru acționarea ambreiajului clasic de la nivelul unui autovehicul, și (3) sistemul cu levitație magnetică cu 2 electromagneți, care a constituit suport experimental pentru testarea soluțiilor de reglare tratate în cap. 3 și 4.

Pentru fiecare aplicație, modelele matematice (MM) obținute din ecuațiile fundamentale (de regulă MM-NL) au fost dezvoltate și acceptate ca fiind corespunzătoare (bazat pe referiri din literatură); au fost dezvoltate MM-NL mai simple și pe aceasta bază – prin liniarizare – s-au obținut MM-liniarizate (MM-Ln) validate inclusiv prin simulare. Pe baza unor astfel de MM-Ln, validate pentru fiecare aplicație în parte, au fost dezvoltate soluții de reglare automată de tip LCA, adaptate la specificul aplicației.

În vederea reglării vitezei autovehiculului, pe baza unui model relativ complex referitor la sistemul de transmisie a puterii (aplicația studiată, figura 3.2.9), au fost dezvoltate patru structuri de reglare automată a vitezei: (1) SRA cu RG-PI (variantea clasică oferită de mai mulți producători); (2) SRA cu RG-PID; (3) SRA cu RG-PI cu adaptarea parametrilor (Gain-Scheduling) și (4) SRA cu RG fuzzy de tip Takagi-Sugeno. Cu toate eforturile de modelare a lanțului de transmisie, fig.3.2.9 și a

subsistemelor componente, nu au putut fi surprinse toate detalii (de exemplu de la nivelul modelării motorului) care să confirme complet rezultatele de simulare. Totuși, soluțiile de reglare pot fi considerate viabile; rămâne, ca problema de cercetare viitoare, modelarea detaliată a subsistemelor și includerea soluțiilor locale de reglare.

Pentru reglarea poziției servosistemului acționat electromagnetic (ambreiaj acționat prin intermediul unui electromagnet) au fost dezvoltate opt soluții de reglare automată de tip LCA: (1) RG-PI, (2) RG-PID, (3) RG-PI-GS, (4) RG-2DOF, (5) RG-fuzzy, (6) RG-F-TS-GS, (7) RG-F-TS-2DOF și (8) RG-MPC.

În vederea stabilizării sistemului cu levitație magnetică (aplicația de laborator) SLM2EM, a fost dezvoltată - în prima etapă - o structură de stabilizare (reglare după stare) prin alocarea polilor. Pentru o poziționare exactă a sferei metalice (asigurarea condiției de eroare de reglarea nulă), în continuare, au fost dezvoltate patru soluții de reglare automată ierarhic superioare de tip LCA, pentru sistemul stabilizat - văzut ca sistem subordonat -: (1) RG-PI, (2) RG-PID, (3) RG-2DOF și (4) RG-F-TS care asigură condiția de eroare de reglarea nulă.

Au fost întocmite programe Matlab&Simulink care au servit la dezvoltarea soluțiilor de reglare aferente aplicațiilor.

Soluțiile de reglare cu RG-PI și RG-PID dezvoltate au constituit atât suport de comparație, cât și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare. În vederea analizei robusteții soluțiilor de reglare cu RG-PI și RG-PID s-a realizat o analiză de sensibilitate, în raport cu perturbațiile parametrice ale procesului legate de modificarea punctului de funcționare și sesizabile în variația parametrilor de acordare ai reguletoarelor.

Analizând rezultatele de simulare obținute se poate remarca faptul că prin utilizarea soluțiilor de reglare propuse de tip LCA, s-au obținut performanțe bune, inclusiv și în cazul în care asupra sistemului acționează perturbații.

În vederea verificării comportării SRA dezvoltate pentru aplicațiile vizate, au fost definite mai multe scenarii de simulare adaptate fiecărei aplicații.

## 6.2. Contribuții revendicate

O scurtă prezentare a contribuțiilor a fost prezentată în Introducere, în Tabelul 1.1.1. În acest subcapitol este prezentată o sinteză a tuturor contribuțiilor prezentate la sfârșitul fiecărui capitol.

### 6.2.1. Contribuții în Partea I

Principalele contribuții prezentate în **Partea I**, în **Capitolul 2** au fost publicate în articolele [82]-[86], și sunt sintetizate după cum urmează:

- prezentarea sistematică a unor clase de modele orientate spre utilizarea unor soluții de reglare LCA;
- bazat pe un studiu bibliografic extins, sunt definite și sintetizate condițiile pentru care o aplicație poate fi încadrată în categoria "low cost";
- în acord cu aplicațiile vizate în cadrul tezei, s-a realizat o sinteză asupra metodelor de dezvoltare a unor reguletoare PI(D);
- definirea unor tehnici de dezvoltare Gain-Scheduling, în vederea includerii acestora în categoria "low cost";
- analiza comparativă între două abordări legate de dezvoltarea soluțiilor de reglare automată cu 2DOF; în vederea alegerii unei metode adecvate



- aplicațiilor vizate în teză;
- în vederea includerii în categoria soluțiilor de reglare automată "low cost", s-a făcut o sinteză asupra algoritmilor de reglare fuzzy de tip Mamdani și de tip Takagi-Sugeno;
- analizarea algoritmilor de reglare automată cu predicție.

### 6.2.2. Contribuții în Partea a II-a

Principalele contribuții prezentate în **Partea a II-a** sunt sintetizate pe capitole în cele ce urmează:

- în **Capitolul 3**: modelarea matematică a componentelor și a întregului lanț de transmisie a puterii la autovehicule; construirea unui model simplificat aferent MM-ISI liniarizat în vederea dezvoltării a cinci soluții de reglare automată de tip LCA; dezvoltarea unui program Matlab&Simulink; testarea și verificarea viabilității soluțiilor de reglare pe modelul de bază al STPA; definirea a cinci regimuri de funcționare aferente unui STPA cu CVT, prin care să se poată caracteriza funcționalitatea acestuia; rezultatele obținute au fost publicate în două articole: [101] și [115];
- în **Capitolul 4**: pornind de la ecuațiile primare, servosistemul acționat electromagnetic a fost caracterizat sub forma a trei modele matematice: MM-ISI-NL-1, MM-ISI-NL-3 și MM-ISI-NL-3; determinarea unor modele matematice liniarizate simplificate în vederea dezvoltării unor soluții de reglare; testarea și verificarea viabilității soluțiilor de reglare pe MM-ISI-NL-1; definirea unor scenarii de simulare în vederea testării capacității de cuplare și decuplare a ambreiajului acționat electromagnetic; rezultatele obținute au fost publicate în [44], [61], [82], [84], [121], [122], [123] și [150];
- în **Capitolul 5**: modelarea matematică a sistemului cu levitație magnetică cu 2 electromagneți - SLM2EM - și obținerea unui model simplificat aferent MM-ISI liniarizat; dezvoltarea unor soluții de reglare de tip LCA în vederea stabilizării și a reglării sferei feromagnetice ce levitează între cei doi electromagneți; dezvoltarea unor programe Matlab&Simulink; realizarea unor scenarii, în vederea testării și verificării prin experimente în timp real a soluțiilor de reglare dezvoltate pentru SLM2EM; rezultatele obținute au fost publicate în [146]-[149].

Din analizele comparative realizate în cadrul acestui capitol și din rezultatele de simulare se poate trage concluzia că toate soluțiile de reglare automată de tip LCA propuse pentru aplicațiile mecatronice s-au dovedit a fi viabile și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței (timp de reglare și suprareglaj, relativ reduse).

### 6.3. Direcții ulterioare de cercetare

Soluțiile de reglare automata de tip "low cost" dedicate reglării poziției, respectiv vitezei a trei aplicații mecatronice abordate în cadrul tezei, pot oferi, în continuare, subiecte de cercetare viitoare; dintre acestea sunt vizate următoarele:

- implementarea soluțiilor de reglare de tip LCA dezvoltate în cadrul tezei, pe echipamente în timp real;
- analiza stabilității sistemelor mecatronice cu regulatoarele dezvoltate în cadrul tezei;

- luarea în considerare a deplasărilor laterale ale vehiculelor;
- modelarea detaliată a subsistemelor componente și dezvoltarea unor soluții de reglare automată locale;
- prin extinderea modelului matematic aferent STPA, simulările pot fi extinse pentru testarea celor cinci soluții de reglare dezvoltate pentru STPA și pentru celelalte 4 tipuri de regimuri de funcționare: "palier – depășire", "palier – rampă", "palier – frână de motor" și "croazieră";
- o utilitate deosebită ar avea dezvoltarea unui software sub Matlab&Simulink pentru proiectarea unor regulatoare fuzzy în vederea stabilizării proceselor conduse.

## **ANEXE**

### **Anexa 1. Programe Matlab**

**Anexa 1.1.** Programe Matlab pentru generarea algoritmului bazat pe tehnica Gain-Scheduling

**Anexa 1.2.** Programe Matlab pentru calculul polinoamelor sistemului de reglare automată cu reglatoare cu două grade de libertate

### **Anexa 2. Scheme bloc informaționale**

**Anexa 2.1.** Schema bloc informațională a S-AAE simplificat

**Anexa 2.2.** Schema bloc informațională a S-AAE în varianta 2

## ANEXA 1. PROGRAME MATLAB

### Anexa A1.1. Programe Matlab pentru generarea algoritmului bazat pe tehnica Gain-Scheduling

```
function [kp, ki] = fcn(v,e)
eps = 0.9*x; % x=v în cazul aplicației STPA; x=x în cazul aplicației S-
AAE
eta = eta0;
% pentru aplicația STPA: eta0=0.01; pentru aplicația S-AAE: eta0=0.1
% se determina intervalul între care pot varia parametrii de acordare
ai RG-PI
kpmax = kpmax0;
kpmin = kpmin0;
kimax = kimax0;
% Pentru aplicația STPA: kpmax0=1.01, kpmin=1.28, și kimin=0.089
% Pentru aplicația S-AAE: kpmax0=4.24, kpmin=3.4, și kimin=59.88
if(abs(e) > eps)
    beta = 1;
else
    beta = 0;
end
% se aplica o variație de tip tangenta hiperbolica pentru alfa
alfa = tanh(eta*beta);
% calcularea parametrilor de acordare variabili ai RG-PI
kp = kpmax-(kpmax-kpmin)*exp(-alfa*abs(e));
ki = (1-alfa)*kimax;
```

### Anexa A1.2. Programe Matlab pentru calculul polinoamelor sistemului de reglare automată cu reglatoare cu două grade de libertate

```
% Calculul parametrilor RG-2-DOF
Te=0.1*T1 % Alegerea perioadei de eșantionare
numPs=kp % numaratorul f.d.t. a PC
denPs=conv([T1 1],conv([T2 1],[T3 1])) % numitorul f.d.t. a PC
[numPz,denPz]=c2dm(numPs,denPs,Te,'zoh')
Bz=numPz % Numaratorul f.d.f. în timp discret
Az=denPz % Numitorul f.d.f. în timp discret
%
% Parametrii modelului de referința
wm=100 % Alegerea pulsatiei
etam=0.7 % Alegerea coeficientului de amortizare
numMs=wm*wm % numaratorul f.d.t modelului de referința
denMs=[1 2*zetam*wm wm*wm] % numitorul f.d.t modelului de referința
mrefd=c2d(tf(numMs,denMs),Te,'zoh')
```

## 156 Anexa 1. Programe Matlab

```
Qz=mrefd.num{1} % Numaratorul f.d.t. a modelului de referința în timp discret
Pz=mrefd.den{1} % Numitorul f.d.t. a modelului de referința în timp discret
% Determinarea polinomului T a RG-2DOF
T=polyval(P,1)/polyval(B,1)
%
Hr=[1 -1] % daca se doreste ca structura 2 DOF să asigure eroare de reglare nula, este necesara introducerea unui integrator în structura
Hs=[1] % la S(z) nu este necesara introducerea a unui nou termen și din acest motiv se declara Hr=1
[Sp,Rp,nsp,nrp]=calcul_polinoame_2DOF(Az,Bz,Hs,Hr,Pz) % se apeleaza funcția calcul_polinoame_2DOF pentru a determina polinoamele S, R și T

function [Sp,Rp,nsp,nrp]=calcul_polinoame_2DOF(Az,Bz,Hs,Hr,Pz)
% rezolva ecuația diofantica - A*Hr*R+B*Hs*S=P - prin identificarea coeficienților.
% intrari:
% A=[a0 a1 ... aNa] ... vectorul numitorului modelului procesului
% B=[b0 b1 ... bNb] ... vectorul numaratorului modelului procesului
% Hr=[hr0 hr1 ... hrNhr] ... vectorul polinomului R - partea fixa
% Hs=[hs0 hs1 ... hsNhs] ... vectorul polinomului S - partea fixa
% P=[p0 p1 ... pNp] ... vectorul polinomului P
% iesiri:
% S=[sp0 sp1 sp2 ...] ... vectorul Coeficienților polinomului S
% R=[rp0 rp1 rp2 ...] ... vectorul Coeficienților polinomului R
% nsp ... ordinul lui S
% nrp ... ordinul lui R
%
PRECISION=1e-16;
D=size(A);
if D(1)>1, A=A'; end;
D=size(B);
if D(1)>1, B=B'; end;
D=size(Hr);
if D(1)>1, Hr=Hr'; end;
if D(1)==0, Hr=1; end;
D=size(Hs);
if D(1)>1, Hs=Hs'; end;
if D(1)==0, Hs=1;end;
D=size(P);
if D(1)>1, P=P'; end;

na=length(A)-1;
nb=length(B)-1;
np=length(P)-1;
nhr=length(Hr)-1;
nhs=length(Hs)-1;

if (nhr>0), Ah=real(conv(A,Hr)); else Ah=A*Hr; end; % Ah = A * Hr
nah=length(Ah) -1;
if (nhs>0), Bh=real(conv(B,Hs)); else Bh=B*Hs; end;
nbh=length(Bh) -1;
if (np>nah+nbh-1), disp('Eroare: prea multi poli');end;
```

```

% pentru realizabilitate, se mareste gradul polinomului P cu un nou
polinom ai carui poli sunt alesi astfel incat să fie în interiorul
cercului de raza unitara;
if (np<nah+nbh-1),
%   P=[P zeros(1,nah+nbh-1-np)];
   rootsPdes=roots(P);
   nextra=nah+nbh-1-np;
   rmin=1e-16;
   angle=[0:nextra-1]'/nextra*2*pi;
   j=sqrt(-1);
   rootsPextra=rmin*exp(j*angle);
   P=poly([rootsPdes;rootsPextra]);
   np=nah+nbh-1;
end;
P,
nrp=nbh-1;
nsp=nah-1;

if (np>nah+nbh-1),
   disp('Ordinul numitorului modelului este prea mic! Trebuie
adaugat un polinom de grad mai mare la Hs sau Hr. ');
end;

% nr=nrp+nhr si ns=nsp+nhs

M=[];
for j=1:nrp+1,
   V=[];
   if (j>1), V=[V ; zeros(j-1,1)]; end;% zerouri în fața lui Ah
   V=[V ; Ah'];% Ah
   if (j<=nrp), V=[V ; zeros(nrp+1-j,1)]; end;% zerouri în spatele lui
Ah
   if (length(V)~=nah+nbh), disp('Eroare'); end;
   M=[M V]; % add one column to M
end;

for j=1:nsp+1,
   V=[];
   if (j>1), V=[V ; zeros(j-1,1)]; end;
   V=[V ; Bh'];
   if (j<=nsp), V=[V ; zeros(nrp+1-j,1)]; end;
   if (length(V)~=nah+nbh), disp('Eroare'); end;
   M=[M V];
end;

D=size(M);
if (D(1)~=nah+nbh), disp('Eroare de dimensiune la linia M'); end;
if (D(2)~=nah+nbh), disp('Eroare de dimensiune la colona M'); end;

P=P'; % se trece polinomul P în vector coloana
global M1;
M1=M;

X= M\P;

```

## 158 Anexa 1. Programe Matlab

---

```
X=real(X); % coeficienții polinoamelor R și S să fie reali
X=X'; % trecerea lui X în vector linie
% obținerea polinoamelor Rp și Sp ale regulatorului 2DOF
Rp=X(1:nrp+1);
Sp=X(nrp+2:nrp+nsp+2);
```

## ANEXA 2. SCHEME BLOC INFORMAȚIONALE

### Anexa A2.1. Schema bloc informațională a S-AAE caracterizat prin MM-ISI-NL (2)

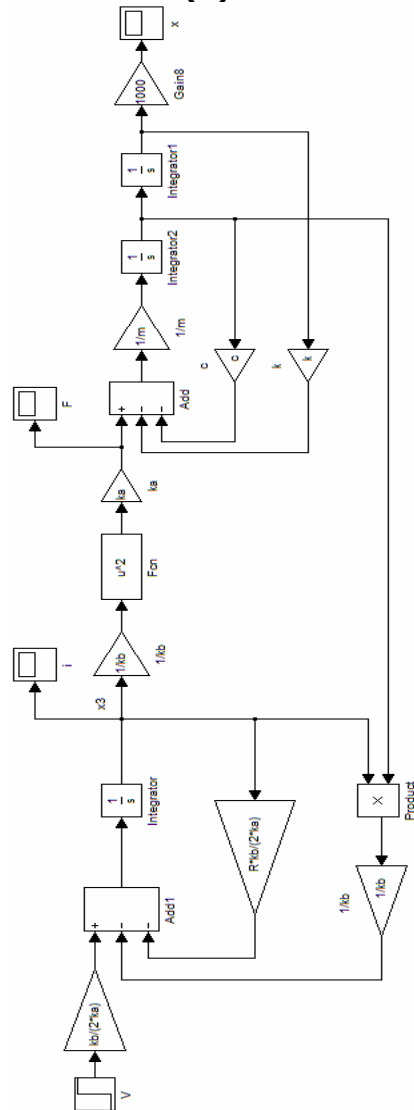


Fig.A2.1. Schema bloc informațională a S-AAE simplificat





## BIBLIOGRAFIE

- [1] C. Brosilow and B. Joseph, *Techniques of Model-based Predictiv Control*. Prentice Hall PTR, Upper Sanddle River, NJ, 2002.
- [2] R. Isermann, *Mechatronic Systems: Fundamentals*. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 2005.
- [3] C. Lazăr, *Conducerea predictivă a proceselor cu model cunoscut*. București: Ed. Matrix Rom, 1999.
- [4] T.-L. Dragomir, *Teoria sistemelor I*. Note de curs, Timisoara, 2007.
- [5] E.F. Camacho and C.Bordons, *Model Predictive Control*. London: Springer-Verlag, Second edition, 2004.
- [6] C. Belea, *Teoria sistemelor. Sisteme neliniare*. Bucuresti: Editura didactica și Pedagogica, 1986.
- [7] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID Controllers Theory: Design and Tuning*, Research Triangle Park, NC: ISA, 1995.
- [8] J. Quevedo and T. Escobetz: "Past present and Future of PID Control, PID'00", IFAC workshop on Digital Control, Preprints, Terrassa, Spain, 2000, April 5-7.
- [9] A. A. O'Dwyer, "Summary of PI and PID Controller Tuning Rules for Processes with Time delay, Part 1 and Part 2," IFAC workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp.175-180, 242-247.
- [10] K. J. Åstrom and T. Hägglund, "The future of PID Control", IFAC workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 2000, April 5-7, pp.19-30.
- [11] T.-L. Dragomir, *Teoria sistemelor II*. Note de curs, Timisoara, 2008.
- [12] E. Sontag, "Nonlinear regulation: the piecewise linear approach," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 26, pp. 346-358, April 1981.
- [13] H.-H. Erbe, "Introduction to Low Cost/Cost Effective Automation," *J. Robotica*, Vol. 21(3), pp. 219-221, June 2003.
- [14] Preprints of 1<sup>st</sup> IFAC Symposium Components, Instruments and Techniques for Low Cost Automation & Applications, LCA '86, Valencia, Spania, 1986.
- [15] Preprints of 2<sup>nd</sup> IFAC Symposium Low Cost Automation: Techniques, Components & Instruments, Applications, Milan, Italia, 1989.
- [16] P. Albertos, Peter Kopacek, Low Cost Automation 1992 Techniques Components and Instruments Applications, 3<sup>rd</sup> Symposium: Selected Papers, Austria, Viena (IFAC Symposia Series, 1993, Vol.13).
- [17] J. Paiuk and J.P. Weisz, Postprint of 4<sup>th</sup> IFAC Symposium on Low Cost Automation, Buenos Aires, Argentina, September 13-15, 1995.
- [18] Chen Zhen-Yu and Chai Tian-You, Proceedings of 5th IFAC Symposium Low cost automation (LCA'98), Shenyang, P.R. China, 1998.
- [19] R. Bernhardt and H.-H. Erbe (Eds.), Proceedings of 6<sup>th</sup> IFAC Symposium Cost Oriented Automation (Low Cost Automation) LCA 2001, Berlin, Germana, Pergamon, Amsterdam, 2001.
- [20] Preprints of 7<sup>th</sup> IFAC Symposium Cost-Oriented Automation (Low Cost Automation) – COA, Canada, 2004.
- [21] R.-E. Precup, and St. Preitl, "On Some Low Cost Fuzzy Control Solutions for Third-Order Integral Actuators," Preprints of 6<sup>th</sup> IFAC Symposium on Cost Oriented Automation - Low Cost Automation 2001, Eds. Bernhardt, R. and Erbe, H.-H., Berlin, Germany, 2001, pp. 68-73.

- [22] A. Ollero, "Low cost automation în field robotics (sesi3n plenaria)," in Proceedings of the 6th IFAC Symposium on Cost Oriented Automation, 2001, pp. 1-6.
- [23] E. Gagnon and M. Lauzon, "Low cost guidance and control solution for in-service unguided 155 mm artillery shell," Defence R&D Canada – Valcartier, Technical Report, DRDC Valcartier TR 2008-333, July 2009.
- [24] A.M. Prokhorenkov, I.V. Saburov, A.S. Sovlukov, and V.A. Viktorov, „Efficiency Increase of District Heating Plants through Application of Cost-Oriented Control and Monitoring Means,” in Proceedings of 6<sup>th</sup> Ifac Symposium on Cost Oriented Automation (Low Cost Automation 2001), Berlin, Germany, 2001.
- [25] R.-E. Precup, P. A. Ianc, E. M. Petriu, **C.-A. Dragoş**, St. Preitl, and M.-B. Rădac, "Low-Cost Fuzzy Control Approaches to a Class of State Feedback-Controlled Servo Systems," in Proceedings of 2011 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2011), Budapest, Hungary, 2011, pp. 1022-1027.
- [26] X. Wang, M. Karnjanadecha, and T. Khaorapapong, "A low-cost solution of motor control system for Robocup robots," in the 5<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, (ECTI-CON 2008), Krabi, 2008, pp. 645–648.
- [27] S. Torres, J.A. Méndez, L. Acosta, E.J. González, and J. Toledo, "Efficient, Low-cost Controllers for Constrained Manipulators with Uncertainties and Disturbances," in Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control, Seoul, Korea, July 6-11, 2008, pp. 5950–5955.
- [28] Y.-Q. Peng, J. Luo, J.-F. Zhuang, and C.-Q. Wu, "Model reference fuzzy adaptive PID control and its applications în typical industrial processes," in Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Automation and Logistics (ICAL 2008), Qingdao, China, 2008, pp. 896–901.
- [29] R. K. Barai and K. Nonami, "Optimal two-degree-of-freedom fuzzy control for locomotion control of a hydraulically actuated hexapod robot," *Information Sciences*, Vol. 177 (8), pp. 1892–1915, April 2007.
- [30] Z. Y. Zhao and M. Tomizuka, "Fuzzy Gain Scheduling of PID Controllers", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Vol.23 (5), pp. 1392–1398, September/October 1993.
- [31] S. F. Rezeka, N. M. Elsodany, and N. A. Maharem, "Fuzzy Gain Scheduling Control of a Stepper Motor Driving a Flexible Rotor," *European Journal of Scientific Research*, Vol.39 (1), pp.50–63, 2010.
- [32] R. Gorez, "New design relations for 2-DOF PID-like control systems," *Automatica*, Vol. 39 (5), pp. 901–908, May 2003.
- [33] C. Kessler, *Das Symmetrische Optimum*, Rt. 6, No.11, pp. 395 – 400, 12, pp. 432 – 436, 1958.
- [34] C. Kessler, *Über die Vorausberechnung Optimal abgestimter Regelkreise*, Rt. 2, H12, pp. 274–281, 1954.
- [35] C. Kessler, *Über die Vorausberechnung optimal abgestimter Regelkreise Teil III: Die optimal Einstellung des Regler mach dem Betragsoptimum*, Rt. 3, No. 2, pp. 40–49, 1955.
- [36] St. Preitl, and R.-E. Precup, "Cross Optimization Aspects Concerning the Extended Symmetrical Optimum Method," Preprints of IFAC Workshop on

- Digital Control: Past, Present and Future of PID Control, Eds. Quevedo, J. and Escobet, T., Terrassa, Spain, 2000, pp. 254–259.
- [37] R. Isermann and P. Balle, "Trends in the application of model based fault detection and diagnosis of technical processes," *Control. Engineering. Practice*, vol. 5 (5), pp. 709–719, May 1997.
- [38] Zs. Preitl, "Model Based Design Methods for Speed Control Applications" (PhD. thesis), April 2008.
- [39] M. Lelič, *PID Controllers in Nineties*, Corning Incorporated Science and Technology Division, Corning, NY, 1999.
- [40] Föllinger, O. *Regelungstechnik*. Berlin: Elitera Verlag, 1978.
- [41] St. Preitl, R. E. Precup, and Zs. Preitl, *Structuri si algoritmi pentru conducerea automata a proceselor*. Vol.1 si 2. Timisoara: Ed. Orizonturi Universitare, 2009.
- [42] A. A. Voda and I. D. Landau, "A method for the Auto-calibration of PID Controllers," *Automatica*, Vol. 31 (1), pp. 41–53, 1995.
- [43] E. Poulin, A. Pomerleau, A. Desbiens, and D. Hodouin, "Development and evaluation of an auto-tuning and adaptive PID controller," *Automatica*, Vol. 32 (1), pp. 71–82, January 1996.
- [44] **C. A. Dragos**, S. Preitl, M. B. Radac, and R. E. Precup, "Nonlinear and linearized models and low cost control solution for an Electromagnetic Actuator," in Proceedings of 5<sup>th</sup> International Conference on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI 2009), Timisoara, Romania, 2009, pp. 89–94, ISI Conference Proceedings Citation Index.
- [45] R. King and A. Stathaki, "Fuzzy Gain Scheduling Control of Nonlinear Processes", Department of Electrical and Computer Engineering, University of Patras, Greece.
- [46] F. D. Bianchi and R. S. Sánchez Peña, "Interpolation for gain-scheduled control with guarantees," *Automatica*, Vol. 47 (1), pp. 239–243, 2010.
- [47] T. H. Lee, C. C. Hang, and W. K. Ho, "Implementation of intelligent PID auto-tuning," IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1991, pp. 2316–.
- [48] I. Nascu, R. De Keyser, S. Folea, and T. Buzdugan, "Development and Evaluation of a PID Auto-Tuning Controller," IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR 2006), 2006, Vol. 1, pp. 122–127.
- [49] A. Sedaghati, "A PI Controller Based on Gain-Scheduling for Synchronous Generator," *Turkish Journal of Electrical Engineering*, Vol. 14 (2), pp. 241–251, July 2006.
- [50] V.M. Alfaro, "Analytical Robust Tuning of Two-Degree-of-Freedom PI and PID Controllers (ART2)," Universidad de Costa Rica, Escuela de Ingeniería Eléctrica, September 2007.
- [51] I. M. Horowitz, *Synthesis of Feedback Systems*. New York: Academic Press, 1963.
- [52] M. Araki and H. Taguchi, "Two-degree-of-freedom PID controllers," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Vol. 1 (4) pp. 401–411, December 2003.
- [53] R. Miklosovic and Z. Gao, "A Robust Two-Degree-of-Freedom Control Design Technique and its Practical Application," Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference. 39th IAS Annual Meeting, Vol. 3, 2004, pp. 1495–1502.

- [54] I.D. Landau, *Digital control systems: design, identification and implementation*. London: Springer, 2006.
- [55] J. Hetthessy, *Ket szabadsagfoku polinomialis tervezes/Bevezetes*, Lecture notes, Budapest University of Technology and Economics, 2000.
- [56] L. Bascetta and A. Leva, "FIR based causal design of 2-d.o.f. controllers for optimal set point tracking," *Journal of Process Control*, Vol. 18 (5), pp. 465–478, June 2008.
- [57] R.E. Precup, *Sisteme de reglare avansata, Notite de curs*. UPT, Timisoara, 2008.
- [58] St. Preitl, R.-E. Precup, **C.-A. Dragoş**, and M.-B Rădac, "Tuning of 2-DOF fuzzy PI(D) controllers. Laboratory applications," in Proceedings of 11th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI 2010), Budapest, Hungary, 2010, pp. 237–242.
- [59] A. Leva and L. Bascetta, "On the design of the feedforward compensator in two-degree-of-freedom controllers," *Mechatronics*, Vol. 16, pp. 533–546, November 2006.
- [60] F. Claveau, P. Chevrel, and K. Knittel, "A 2DOF gain-scheduled controller design methodology for a multi-motor web transport system," *Control Engineering Practice*, Vol. 16 (5), pp. 609–622, May 2008.
- [61] **C.-A. Dragoş**, St. Preitl, R.-E. Precup, E. M. Petriu and A.-I. Stînean, "A Comparative Case Study of Position Control Solutions for a Mechatronics Application," in Proceedings of 2011 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2011), Budapest, Hungary, 2011, pp. 814–819.
- [62] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," *Information and Control*, Vol. 8 (3), pp. 338–353, June 1965.
- [63] St. Preitl and R.-E. Precup, *Introducere în conducerea FUZZY a proceselor*. Bucureşti: Editura Tehnică, 1997.
- [64] R. E. Precup and St. Preitl, *Fuzzy Controlers*. Timisoara: Orizonturi Universitare Publisher, 1999.
- [65] P. Albertos, "Fuzzy logic control: light and shadow," *IFAC Newsletter*, Vol. 26 (3), pp. 1–2, June 2002.
- [66] M. Oosterom and R. Babuska, "Design of a gain-scheduling mechanism for flight control laws by fuzzy clustering," *Control Engineering Practice*, Vol. 14 (7), pp. 769–781, July 2006.
- [67] M. Sunar and O. Toker, "Substructural control of fuzzy nonlinear flexible structures," *Journal of Franklin Institute*, Vol. 344 (5), pp. 646–657, August 2007.
- [68] A. Bagis and D. Karaboga, "Evolutionary algorithm-based fuzzy PD control of spillway gates of dams," *Journal of Franklin Institute*, Vol. 344 (8), pp. 1039–1055, November 2007.
- [69] R.-E. Precup, S. Preitl, I. J. Rudas, M. L. Tomescu, and J. K. Tar, "Design and experiments for a class of fuzzy controlled servo systems," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 13, pp. 22–35, February 2008.
- [70] Y.-W. Huang and P.-C. Tung, "Design of a fuzzy gain scheduling controller having input saturation: a comparative study," *Journal of Marine Science and Technology*, Vol. 17 (4), pp. 249–256, December 2009.
- [71] D. Bellomo, D. Naso, and R. Babuška, "Adaptive fuzzy control of a non-linear servo-drive: theory and experimental results," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, Vol. 21 (6), pp. 846–857, September 2008.

- [72] A. Tahour, H. Abid, A. G. Aissaoui, and M. Abid, "Speed Control of Switched reluctance motor using a fuzzy adaptive controller," (Internet presentation).
- [73] A. Sala, "On the conservativeness of fuzzy and fuzzy-polynomial control of nonlinear systems," *Annual Reviews in Control*, Vol. 33 (1), pp. 48–58, April 2009.
- [74] J. Richalet, A. Rault, J.L. Testud, and J. Papon, "Model Predictive Heuristic Control: Applications to Industrial Process," *Automatica*, Vol.14 (5), pp.413-428, September 1978.
- [75] C.P. Cutler and B.C. Ramaker, *Dynamic Matrix Control – a Computer Control Algorithm*, Proceedings of the Joint Automatic Control Conference, San Francisco, 1980.
- [76] S. Blažič and I. Škrjanc, "Design and stability analysis of fuzzy model-based predictive control - a case study," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Vol. 49 (3), pp. 279–292, July 2007.
- [77] I. Škrjanc and D. Matko, "Fuzzy predictive functional control in the state space domain," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Vol. 31, pp. 283 – 297, May 2001.
- [78] 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, October 2004.
- [79] I. Škrjanc, S. Blažič, and D. Matko, "Model-Reference Fuzzy Adaptive Control as a Framework for Nonlinear System Control," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Vol. 36 (3), pp. 331–347 (17), March 2003.
- [80] H. Sunan, T.K. Kiong, and L.T. Heng, *Applied Predictive Control*. London: Springer-Verlag, 2002.
- [81] K. J. Åström, "Model Uncertainty and Robust Control. Chapter on Control Theory", (Internet presentation), pp.63–100.
- [82] **C.-A. Dragoș**, R.-E. Precup, St. Preitl and M.-B. Rădac (2010): "Low-cost Fuzzy Control Solutions for Electromechanical Applications," in Proceedings of 2nd International Scientific and Expert Conference (TEAM 2010), Kecskemet, Hungary, Vol. 1, pp. 10-23 ([www.gamf.hu/team2010/](http://www.gamf.hu/team2010/)).
- [83] R.-E. Precup, S. V. Spătaru, E. M. Petriu, St. Preitl, M.-B. Rădac and **C.-A. Dragoș**, "Stable and Optimal Fuzzy Control of a Laboratory Antilock Braking System," in Proceedings of 2010 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2010), Montreal, Canada, 2010, pp. 593-598.
- [84] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, M. Crețiu, and J. Fodor, "Modern Control Solutions with Applications in Mechatronic Systems," In: Computational Intelligence in Engineering, Eds. Rudas, I. J., Fodor, J. and Kacprzyk, J. (Springer-Verlag), pp. 87-102 ([www.springerlink.com](http://www.springerlink.com), [www.springer.com](http://www.springer.com)), (SCOPUS).
- [85] St. Preitl, R.-E. Precup, M.-L. Tomescu, M.-B. Rădac, E. M. Petriu and **C.-A. Dragoș**, "Model-Based Design Issues in Fuzzy Logic Control," In: Towards Intelligent Engineering and Information Technology, Eds. Rudas, I. J., Fodor, J. and Kacprzyk, J. (Springer-Verlag), pp. 137-152 ([www.springerlink.com](http://www.springerlink.com), [www.springer.com](http://www.springer.com)).
- [86] R.-E. Precup, S. Preitl, M.-B. Radac, E. M. Petriu, C.-A. Dragoș, J. K. Tar, Experiment-Based Teaching in Advanced Control Engineering, *IEEE Transactions on Education*, vol. 54, no. 3, pp. 345-355, Aug. 2011, ISSN: 0018-9359, DOI: 10.1109/TE.2010.2058575, ISI SCI impact factor (in 2010): =1.157

- [87] O. Gusikhin, N. Rychtyckyj, and D. Filev, "Intelligent systems in the automotive industry: applications and trends," *Knowledge and Information Systems*, Vol. 12 (2), pp. 147–168, July 2007.
- [88] R. Bishop, *The mechatronics handbook*, ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, CRC Press, Florida, 2002.
- [89] H. Bauer, *Automotive Handbook*. Germany: Robert Bosch GmbH, Stuttgart, 1993.
- [90] D. Hrovat, J. Asgari, and M. Fodor, *Automotive mechatronic systems, in Mechatronic Systems, Techniques and Applications: Volume 2 – Transportation and Vehicle Systems*, C. Leondes, Ed., Amsterdam: Gordon and Breach Science Publishers, 2000, pp. 1–98.
- [91] U. Kiencke and L. Nielsen, *Automotive Control Systems for Engine, Driveline and Vehicle*, 2<sup>nd</sup> ed. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 2005.
- [92] C. Lazăr, și colaboratorii, „Real - time informatics technologies for embedded-system-control of power-train in automotive design and applications”, Contract de cercetare SICONA CNMP, Universitatea Tehnică „Gh. Asachi” Iași, Iași, România, (2009).
- [93] M. Mussaeus, *Control issues of hybrid and conventional drive lines*, M.Sc. Thesis, Department of Mechanical Engineering, Section Systems and Control, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, The Netherlands, 1997.
- [94] <http://www.carfolio.com/search/results/?makematch=e&make=Honda&modelmatch=s&model=Civic>
- [95] [http://en.wikipedia.org/wiki/Honda\\_Civic](http://en.wikipedia.org/wiki/Honda_Civic)
- [96] [http://www.mathworks.com/products/simulink/demos.html?file=/products/demos/shipping/simulink/sldemo\\_autotrans.html](http://www.mathworks.com/products/simulink/demos.html?file=/products/demos/shipping/simulink/sldemo_autotrans.html).
- [97] J. Deur, J. Asgari, and D. Hrovat, "Modeling and analysis of automatic transmission engagement dynamics—Nonlinear case including validation," *Transactions ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Vol. 128, pp. 251–262, June, 2006.
- [98] J. Deur, J. Petric, J. Asgari, D. Hrovat, "Recent advances in control-oriented modeling of automotive power train dynamics", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 11 (5), pp. 513–523, 2006.
- [99] K. Sullivan, Autosshop101, Automotive Training and Resource Site For Automotive Electronics Toyota Technical Training – Torque Converter, <http://www.autoshop101.com/forms/AT02.pdf>
- [100] D. Chaikin, *How it works – Torque Converter*, Popular Mechanics Magazine, pp. 90, <http://books.google.com/books?id=N-MDAAAAMBAJ&pg=PA90&dq=torque+converter&ei=qxUBTOGsFJD6yATx9PmaDQ&cd=1#v=onepage&q&f=false>, (1992).
- [101] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-S. Neș, D. Pirlea, and A.S. Paul, "Control Solutions for Vehicles with Continuously Variable Transmission," in *Proceedings of 11th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI 2010)*, Budapest, Hungary, 2010, pp. 157–162.
- [102] Simulink, Dynamic System Simulation for Matlab, Using Simulink, Version 4, The MathWorks Inc., Natick, MA, (2000).
- [103] A. Gold, CVT - Continuously Variable Transmission, <http://cars.about.com/od/thingsyouneedtoknow/a/CVT.htm>.
- [104] C. W. De Silva, *Mechatronics: an integrated approach*. SUA: CRC Press, 2004.

- [105] P. Setlur, J. R. Wagner, D. M. Dawson, and B. Samuels, "Nonlinear control of a continuously variable transmission (CVT)," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 11 (1), pp. 101–108, January 2003.
- [106] G. S. Modak and S. S. Sane, "Mechanical continuously variable transmission (CVT) for parallel hybrid vehicle," IEEE Conference on Electric and Hybrid Vehicles (ICEHV '06), Pune, India, 2007, pp. 4.
- [107] J. Song and C. Wang, "Modeling and simulation of hydraulic control system for vehicle continuously variable transmission," in Proceedings of 3<sup>rd</sup> IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2008), Singapore, 2008, pp. 799–803.
- [108] L. Guzzella and A. M. Schmid, "Feedback linearization of spark-ignition engines with continuously variable transmissions," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 3 (1), pp. 54–60, March 1995.
- [109] M. Zhou, X. Wang, and Y. Zhou, "Modeling and simulation of continuously variable transmission for passenger car," in Proceedings of 1<sup>st</sup> International Forum on Strategic Technology, Ulsan, Korea, 2006, pp. 100–103.
- [110] M. Germann and A. Dai, "Monitoring of friction between tire and road surface," in 3<sup>rd</sup> IEEE Conference on Control Application, 1994.
- [111] C. Canudas and P. Tsiotras, "Dynamic tire friction models for vehicle traction control," in Proceedings of 38<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision Control, Phoenix, AZ, 1991, pp. 3746–3751.
- [112] T.-D. Gillespie, "Fundamentals of Vehicle Dynamics," *Society of Automotive Engineers, Inc*, pp 226–230, 1992.
- [113] [http://en.wikipedia.org/wiki/New\\_European\\_Driving\\_Cycle](http://en.wikipedia.org/wiki/New_European_Driving_Cycle)
- [114] A. Leva and L. Bascetta, "On the design of the feedforward compensator in two-degree-of-freedom controllers," *Mechatronics*, Vol. 16, pp. 533–546, November 2006.
- [115] C.-A. Dragoş, St. Preitl, R.-E. Precup, D. Pirlea, C.-S. Neş, E. M. Petriu and Cl. Pozna, "Modeling of a Vehicle with Continuously Variable Transmission," in Proceedings of 19th International Workshop on Robotics in Alpe-Adria-Danube Region (RAAD 2010), Budapest, Hungary, 2010, pp. 441-446 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), SCOPUS.
- [116] R. H. Bishop, *Mechatronic Systems, Sensor, and Actuators: Fundamentals and Modeling*, Vol. 1, CRC Press, SUA, 2008.
- [117] H. Li and S. Xiong, "A new type of control method for electro-hydraulic servo systems," in Proceedings of 7th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA 2008). Chongqing, China, 2008, pp. 6450–6453.
- [118] K. Hameyer and M. Nienhaus, "Electromagnetic Actuators – Current Developments and Examples," (Internet presentation).
- [119] S. Di Cairano, A. Bemporad, I. V. Kolmanovskiy, and D. Hrovat, "Model predictive control of magnetically actuated mass spring dampers for automotive applications," *International Journal of Control*, Vol. 80, pp. 1701–1716, November 2007.
- [120] U. Raab, *Modellgestützte Digitale Regelung und Überwachung von Kraftfahrzeugaktoren*, Fortschr.-Ber. VDI Reihe 2, 286. VDI Verlag, Düsseldorf, 1993.
- [121] **C.-A. Dragoş**, St. Preitl and R.-E. Precup, "Electromagnetic Actuator in Mechatronic System," in Proceedings of 15th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE 2009), Dubrovnik, Croatia, 2009. CD-ROM, paper index T03-003, 6 pp. ([www.edpe2009.fer.hr](http://www.edpe2009.fer.hr)).



- [122] **C.-A. Dragoş**, St. Preitl and R.-E. Precup, "Model Predictive Control Solutions for an Electromagnetic Actuator," in Proceedings of 7th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY 2009), Subotica, Serbia, 2009, pp. 59-64 (ieeexplore.ieee.org), ISI Conference Proceedings Citation Index.
- [123] **C.-A. Dragoş**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-S. Neş, E. M. Petriu, and G. Tîrtea, "One- and Two-Degree-of-Freedom Fuzzy Control of an Electromagnetic Actuated Clutch," in Proceedings of 14<sup>th</sup> International Conference on System Theory and Control, Sinaia, Editura Universitaria Craiova, Craiova, 2010, pp. 190-195.
- [124] S.-Y. Bei, "Fuzzy controller for automotive semi-active suspension based on damping control," in Proceedings of 2009 ISECS International Colloquium on Computing, Communication, Control, and Management (CCCM 2009), Sanya, China, 2009, Vol. 4, pp. 296-299.
- [125] R.-E. Precup, S. Preitl, I. J. Rudas, M. L. Tomescu, and J. K. Tar, "Design and experiments for a class of fuzzy controlled servo systems," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 13, pp. 22-35, February 2008.
- [126] R. K. Barai and K. Nonami, "Optimal two-degree-of-freedom fuzzy control for locomotion control of a hydraulically actuated hexapod robot," *Information Sciences*, Vol. 177 (8), pp. 1892-1915, April 2007.
- [127] R.-E. Precup, S. Preitl, E. M. Petriu, J. K. Tar, M. L. Tomescu, and C. Pozna, "Generic two-degree-of-freedom linear and fuzzy controllers for integral processes," *Journal of The Franklin Institute*, Vol. 346 (10), pp. 980-1003, December 2009.
- [128] S. Preitl, R.-E. Precup, and Z. Preitl, "Aspects concerning the tuning of 2-DOF fuzzy controllers," in Proceedings of Xth Triennial International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements (SAUM 2010), Niš, Serbia, 2010, pp. 210-219.
- [129] <http://www.descopera.org/levitatie-magnetică-maglev>
- [130] <http://www.howstuffworks.com/maglev-train.htm>
- [131] <http://www.cosmosul.ro/tehnologie/turbina-eoliana-maglev.html>
- [132] <http://www.inhabitat.com/2007/11/26/super-powered-magnetic-wind-turbine-maglev>
- [133] <http://www.youtube.com/watch?v=ufCcAKGUIHE>
- [134] Inteco Ltd, magnetic *Levitation System 2EM (MLS2EM)*, *User's Manual (Laboratory Set)*, Krakow, Poland: Inteco Ltd, 2008.
- [135] T.-E. Lee, J.-P. Su, and K.-W. Yu, "Implementation of the state feedback control scheme for a magnetic levitation system," in Proceedings of 2<sup>nd</sup> IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2007), Harbin, China, 2007, pp. 548-553.
- [136] E. Shameli, M. B. Khamesee, and J. P. Huissoon, "Nonlinear controller design for a magnetic levitation device," *Journal of Microsystem Technologies*, Vol. 13 (8-10), pp. 831-835, May 2007.
- [137] B. Wang, G.-P. Liu, and D. Rees, "Networked predictive control of magnetic levitation system," in Proceedings of 2009 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics (SMC 2009). San Antonio, TX, USA, 2009, pp. 4100-4105.
- [138] S. An, Y. Ma, and Z. Cao, "Applying simple adaptive control to magnetic levitation system," in Proceedings of 2<sup>nd</sup> International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA '09), Changsha, Hunan, China, 2009, Vol. 1, pp. 746-749.

- [139] C.-H. Chen, C.-J. Lin, and C.-T. Lin, "Nonlinear system control using adaptive neural fuzzy networks based on a modified differential evolution," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications & Reviews*, Vol. 39 (4), pp. 459–473, July 2009.
- [140] Abbadi MK (2004) Modeling and Control of a magnetic Levitation System. <http://cegt201.bradley.edu/projects/proj2003/maglev/docs/PDF/final.pdf>. Accessed 16 December 2009
- [141] D. M. M. Hassan and A. M. Mohamed, "Variable structure control of a magnetic levitation system," in Proceedings of American Control Conference, Arlington, VA, 2001, Vol. 5, pp. 3725–3730.
- [142] M. Lepetic, I. Skrjanc, H. G. Chiacchiarini, and D. Matko, "Predictive functional control based on fuzzy model: Comparison with linear predictive functional control and PID control", *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, Vol. 36 (4), pp. 467–480, 2003.
- [143] H. Wu and Y. Hu, "Study on fuzzy control algorithm for magnetic levitated platform," in Proceedings of 2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA 2009). Hunan, China, 2, 598-601, 2009.
- [144] M.-B. Dumitru, *Instrumentul Virtual – PWM (Modulația în Durată a Impulsurilor)*, 2008.
- [145] O. Proștean, I. Filip, C. Vașar, and I. Szeidert, *Modelare și simulare*. Timișoara: Orizonturi Universitare, 2006.
- [146] **C.-A. Dragoș**, S. Preitl, R.-E. Precup, R.-G. Bulzan, E. M. Petriu, and J. K. Tar, "Experiments in fuzzy control of a magnetic levitation system laboratory equipment," in Proceedings of 8th IEEE International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY 2010), Subotica, Serbia, 2010, pp. 601–606.
- [147] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Magnetic Levitation System Laboratory-based Education in Control Engineering," in Proceedings of 3rd International Conference on Human System Interaction (HSI 2010), Rzeszow, Poland, 2010, pp. 496-501 (ieeexplore.ieee.org), SCOPUS.
- [148] **C.-A. Dragoș**, S. Preitl, R.-E. Precup, R.-G. Bulzan, C. Pozna, and J. K. Tar, "Takagi-Sugeno fuzzy controller for a magnetic levitation system laboratory equipment," in Proceedings of International Joint Conferences on Computational Cybernetics and Technical Informatics (ICCC-CONTI 2010), Timisoara, Romania, 2010, pp. 55–60.
- [149] **C.-A. Dragoș**, R.-E. Precup, St. Preitl, E. M. Petriu and M.-B. Rădac, "Simulation and Experimental Results for a magnetic Levitation Laboratory System," in Proceedings of 7th EUROSIM Congress on Modelling and Simulation (EUROSIM 2010), Prague, Czech Republic, 2010, Vol. 2: Full Papers (CD), paper index 155, 8 pp. (eurosims2010.felk.cvut.cz).
- [150] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, M. Crețiu, and J. Fodor, "Modern Control Solutions for Mechatronic Servosystems. Comparative Case Studies," in Proceedings of 10th International Symposium of Hungarian Researchers on Computational Intelligence and Informatics (CINTI 2009), Budapest, Hungary, 2009, pp. 69-82 (bmf.hu/conferences/cinti2009/).
- [151] C.-A. Dragoș, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-S. Neș, and E.M. Petriu, "Model Predictive Control Solutions for Vehicular Power Train Systems," Bulletin of the Polytechnic Institute of Iasi, Automatic Control and Computer Science Section, vol. 56 (60), no. 4, pp. 27, 13 pg., December 2010. (**Zentralblatt MATH**)

## LUCRĂRI PROPRII ELABORATE (INCLUDE ȘI ÎN BIBLIOGRAFIA GENERALĂ)

- [25] R.-E. Precup, P. A. Ianc, E. M. Petriu, **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, and M.-B. Rădac, "Low-Cost Fuzzy Control Approaches to a Class of State Feedback-Controlled Servo Systems," in Proceedings of 2011 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2011), Budapest, Hungary, 2011, pp. 1022-1027.
- [44] **C. A. Dragoș**, S. Preitl, M. B. Radac, and R. E. Precup, "Nonlinear and linearized models and low cost control solution for an Electromagnetic Actuator," in Proceedings of 5<sup>th</sup> International Conference on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI 2009), Timisoara, Romania, 2009, pp. 89–94, **ISI Conference Proceedings Citation Index**.
- [58] S. Preitl, R.-E. Precup, **C.-A. Dragoș**, and M.-B Rădac, "Tuning of 2-DOF fuzzy PI(D) controllers. Laboratory applications," in Proceedings of 11th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI 2010), Budapest, Hungary, 2010, pp. 237–242.
- [61] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, E. M. Petriu and A.-I. Stînean, "A Comparative Case Study of Position Control Solutions for a Mechatronics Application," in Proceedings of 2011 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2011), Budapest, Hungary, 2011, pp. 814-819.
- [82] **C.-A. Dragoș**, R.-E. Precup, St. Preitl and M.-B. Rădac (2010): "Low-cost Fuzzy Control Solutions for Electromechanical Applications," in Proceedings of 2nd International Scientific and Expert Conference (TEAM 2010), Kecskemet, Hungary, Vol. 1, pp. 10-23 ([www.gamf.hu/team2010/](http://www.gamf.hu/team2010/)).
- [83] R.-E. Precup, S. V. Spătaru, E. M. Petriu, St. Preitl, M.-B. Rădac and **C.-A. Dragoș**, "Stable and Optimal Fuzzy Control of a Laboratory Antilock Braking System," in Proceedings of 2010 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2010), Montreal, Canada, 2010, pp. 593-598.
- [84] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, M. Crețiu, and J. Fodor, "Modern Control Solutions with Applications în Mechatronic Systems," In: Computational Intelligence în Engineering, Eds. Rudas, I. J., Fodor, J. and Kacprzyk, J. (**Springer-Verlag**), pp. 87-102 ([www.springerlink.com](http://www.springerlink.com), [www.springer.com](http://www.springer.com)), (**SCOPUS**).
- [85] St. Preitl, R.-E. Precup, M.-L. Tomescu, M.-B. Rădac, E. M. Petriu and **C.-A. Dragoș**, "Model-Based Design Issues în Fuzzy Logic Control," In: Towards Intelligent Engineering and Information Technology, Eds. Rudas, I. J., Fodor, J. and Kacprzyk, J. (**Springer-Verlag**), pp. 137-152 ([www.springerlink.com](http://www.springerlink.com), [www.springer.com](http://www.springer.com)).
- [86] R.-E. Precup, S. Preitl, M.-B. Radac, E. M. Petriu, C.-A. Dragoș, J. K. Tar, Experiment-Based Teaching in Advanced Control Engineering, IEEE Transactions on Education, vol. 54, no. 3, pp. 345-355, Aug. 2011, ISSN: 0018-9359, DOI: 10.1109/TE.2010.2058575, ISI SCI impact factor (in 2010): =1.157
- [101] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-S. Neș, D. Pirlea, and A.S. Paul, "Control Solutions for Vehicles with Continuously Variable Transmission," in

- Proceedings of 11th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI 2010), Budapest, Hungary, 2010, pp. 157–162.
- [115] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, D. Pirlea, C.-S. Neș, E. M. Petriu and Cl. Pozna, "Modeling of a Vehicle with Continuously Variable Transmission," in Proceedings of 19th International Workshop on Robotics în Alpe-Adria-Danube Region (RAAD 2010), Budapest, Hungary, 2010, pp. 441-446 (ieeexplore.ieee.org), **SCOPUS**.
- [121] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-S. Neș, E. M. Petriu, and G. Tîrtea, "One- and Two-Degree-of-Freedom Fuzzy Control of an Eletromgnetic Actuated Clutch," in Proceedings of 14<sup>th</sup> International Conference on System Theory and Control, Sinaia, Editura Universitaria Craiova, Craiova, 2010, pp. 190–195.
- [122] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl and R.-E. Precup, "Model Predictive Control Solutions for an Electromagnetic Actuator," in Proceedings of 7th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY 2009), Subotica, Serbia, 2009, pp. 59-64 (ieeexplore.ieee.org), **ISI Conference Proceedings Citation Index**.
- [123] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-S. Neș, E. M. Petriu, and G. Tîrtea, "One- and Two-Degree-of-Freedom Fuzzy Control of an Eletromagnetic Actuated Clutch," in Proceedings of 14<sup>th</sup> International Conference on System Theory and Control, Sinaia, Editura Universitaria Craiova, Craiova, 2010, pp. 190–195.
- [146] **C.-A. Dragoș**, S. Preitl, R.-E. Precup, R.-G. Bulzan, E. M. Petriu, and J. K. Tar, "Experiments în fuzzy control of a magnetic levitation system laboratory equipment," in Proceedings of 8th IEEE International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY 2010), Subotica, Serbia, 2010, pp. 601–606.
- [147] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup and E. M. Petriu, "Magnețic Levitation System Laboratory-based Education în Control Engineering," in Proceedings of 3rd International Conference on Human System Interaction (HSI 2010), Rzeszow, Poland, 2010, pp. 496-501 (ieeexplore.ieee.org), **SCOPUS**.
- [148] **C.-A. Dragoș**, S. Preitl, R.-E. Precup, R.-G. Bulzan, C. Pozna, and J. K. Tar, "Takagi-Sugeno fuzzy controller for a magnetic levitation system laboratory equipment," in Proceedings of International Joint Conferences on Computational Cybernetics and Technical Informatics (ICCC-CONTI 2010), Timisoara, Romania, 2010, pp. 55–60.
- [149] **C.-A. Dragoș**, R.-E. Precup, St. Preitl, E. M. Petriu and M.-B. Rădac, "Simulation and Experimental Results for a magnetic Levitation Laboratory System," in Proceedings of 7th EUROSIM Congress on Modelling and Simulation (EUROSIM 2010), Prague, Czech Republic, 2010, Vol. 2: Full Papers (CD), paper index 155, 8 pp. (eurosim2010.felk.cvut.cz).
- [150] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-E. Precup, M. Crețiu, and J. Fodor, "Modern Control Solutions for Mechatronic Servosystems. Comparative Case Studies," in Proceedings of 10th International Symposium of Hungarian Researchers on Computational Intelligence and Informatics (CINTI 2009), Budapest, Hungary, 2009, pp. 69-82 (bmf.hu/conferences/cinti2009/).
- [151] **C.-A. Dragoș**, St. Preitl, R.-Em. Precup, C.-S. Neș, and E.M. Petriu, "Model Predictive Control Solutions for Vehicular Power Train Systems," Bulletin of the Polytechnic Institute of Iasi, Automatic Control and Computer Science Section, vol. 56 (60), no. 4, pp. 27, 13 pg., December 2010. (**Zentralblatt MATH**)

