

# **CONTRIBUȚII LA DEZVOLTAREA UNOR SOLUȚII DE REGLARE DEDICATE SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU PARAMETRI VARIABILI ȘI CU INTRĂRI VARIABILE ÎN TIMP**

Teză destinată obținerii  
titlului științific de doctor inginer  
la  
Universitatea *Politehnica* Timișoara  
în domeniul INGINERIA SISTEMELOR  
de către

**Ing. Alexandra-Iulia Stînean**

Conducător științific: Prof.univ.dr.ing. Stefan Preitl

Referenți științifici: Prof.univ.dr. ing. Clement Feștilă  
Prof.univ.dr.ing. Vladimir Răsvan  
Prof.univ.dr.ing. Radu-Emil Precup

Data susținerii tezei: 28.02.2014

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

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

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2014

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

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

## Cuvânt înainte

Teza de doctorat reprezintă o sinteză a rezultatelor de cercetare desfășurate pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Automatică și Informatică Aplicată al Universității *Politehnica* Timișoara. Această teză constituie rezultatul unui efort susținut de-a lungul unei perioade de trei ani (2010-2013).

Am reușit să elaborez această teză cu ajutorul și sprijinul unor oameni deosebiți, pe această cale as dori să le mulțumesc tuturor.

Domnului Prof. Dr. Ing. Stefan PREITL, în calitate de conducător științific, doresc să îi adresez cele mai calde mulțumiri pentru încrederea acordată, pentru răbdarea de care a dat dovadă în decursul timpului, pentru generozitatea cu care mi-a împărtășit din bogata sa experiență, pentru modul atent și perseverent în elaborarea și finalizarea tezei de doctorat, cât și pentru susținerea și suportul moral oferit în toată această perioadă de cercetare.

Mulțumiri deosebite adresez domnului Prof. Dr. Ing. Radu-Emil PRECUP pentru suportul și expertiza științifică, materială și morală oferită pe toată durata pregătirii tezei de doctorat, cunoștințele acumulate fiind fundamentale în elaborarea unor lucrări științifice de calitate.

Mulțumesc, totodată, membrilor comisiei de îndrumare Conf.Dr.Ing. Florin DRĂGAN, As. Dr.Ing.Claudia-Adina DRAGOȘ și As.Dr.Ing. Mircea-Bogdan RĂDAC, pentru evaluarea, susținerea și coordonarea oferită înainte și în timpul elaborării tezei de doctorat.

De asemenea, doresc să-mi exprim recunoștința membrilor comisiei de doctorat Prof. Dr. Ing. Vladimir-Ioan CREJU, Director al Departamentului de Calculatoare, Universitatea *Politehnica* Timișoara, Prof. Dr. Ing. Clement FEȘTILĂ de la Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, Prof. Dr. Ing. Vladimir RĂSVAN de la Universitatea din Craiova, și Prof. Dr. Ing. Radu-Emil PRECUP de la Universitatea *Politehnica* Timișoara, pentru onoarea pe care mi-o fac prin analiza lucrării, observațiile și comentariile făcute pentru îmbunătățirea acestui material, precum și pentru acceptul de participare la susținerea publică a tezei de doctorat.

Adresez, în egală măsură, mulțumiri pentru sprijinul și sugestiile acordate tuturor colegilor din Departamentul de Automatică și Informatică Aplicată, a Facultății de Automatică și Calculatoare, din cadrul Universității *Politehnica* Timișoara.

Nu în ultimul rând, adresez mulțumiri din tot sufletul familiei mele și logodnicului meu pentru răbdarea, suportul moral și permanenta lor susținere, cei care de-a lungul anilor au contribuit la formarea mea, la omul care am devenit.

Teza de doctorat a fost realizată cu sprijin parțial din grantul strategic POSDRU/CPP107/DMI1.5/S/77265, ID77265, cofinanțat din Fondul Social European "Investește în oameni!", în cadrul Programului Operațional Sectorial Dezvoltarea Resurselor Umane 2007-2013.

Timișoara, ianuarie 2014

**Alexandra-Iulia Stînean**

Familiei mele.

Stînean, Alexandra-Iulia

**Contribuții la dezvoltarea unor soluții de reglare dedicate sistemelor de acționare electrică cu parametri variabili și cu intrări variabile în timp**

Teze de doctorat ale UPT, Seria 12, Nr. 12, Editura Politehnica, 2013, 191 pagini, 83 figuri, 44 tabele.

ISSN: 2068-7990

ISBN: 978-606-554-799-5

Cuvinte cheie:

Sisteme mecatronice, soluții de reglare automată, parametri variabili, intrări variabile, comutare fără șoc (bumpless), regulatoare fuzzy, regulatoare hibride neuro-fuzzy, regulatoare cu două grade de libertate, regulatoare în mod alunecător, echipamentul Model 220 Industrial Plant Emulator,

Rezumat:

Teza de doctorat este orientată spre elaborarea unor noi metode de dezvoltare a unor soluții de reglare automată dedicate controlului vitezei și poziției a trei aplicații din domeniul mecatronice: sistemul de acționare electrică de înfășurare a unei benzi cu viteză liniară constantă pe un tambur (sistemul de acționare electrică cu parametri variabili), sistemul de acționare electrică cu intrări variabile în timp cu motor de curent continuu fără perii, echipamentul de laborator (Model 220 Industrial Plant Emulator).

Soluțiile de reglare automată analizate și dezvoltate pe parcursul tezei sunt: (1) soluții de reglare cu regulatoare PI(D) în varianta simplă sau în varianta cascadă, respectiv în variante extinse cu adaptarea parametrilor (ca suport de comparație pentru celelalte soluții); (2) regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno; (3) regulatoare hibride neuro-fuzzy de tip Takagi-Sugeno; (4) soluții cu regulatoare în mod alunecător și (5) soluții cu regulatoare cu două grade de libertate.

Soluțiile propuse au fost testate atât prin simulare cât și - în parte - pe standuri experimentale.

# CUPRINS

Lista de figuri	9
Lista de tabele	13
Lista de abrevieri	15
Lista de notații	17
<b>1. Introducere</b>	<b>21</b>
1.1. Scurtă descriere a tezei	21
1.2. Contributii aduse prin intermediul tezei	23
<b>PARTEA I</b>	
<b>2. Sisteme de acționare electrică cu parametri variabili și cu intrări variabile în timp. Aplicații mecatronice</b>	<b>26</b>
2.1. Variabilitatea parametrilor în aplicația sistemului de reglare cu o masă. Două soluții cu motoare de acționare care sunt analizate	27
2.1.1. Condiții variabile de funcționare ale aplicației: referință de viteză, moment de inerție și cuplu rezistent (de sarcină) variabil	27
2.1.2. Acționări electrice utilizate în structura unor aplicații mecatronice	28
2.2. Aplicații mecatronice reprezentative care funcționează în condiții variabile (referință, perturbație, moment de inerție)	31
2.2.1. Sistemul mecanic cu o singură masă	32
2.2.2. Sistemul de acționare (electrică) pentru înfășurarea cu viteză liniară constantă a unei benzi pe un tambur	33
2.2.3. Sistemul mecanic cu două mase cuplate elastic	34
2.3. Concluzii	35
<b>3. Soluții de conducere și metode clasice de proiectare bazate pe model dedicate sistemelor de acționare electrică cu parametri variabili și cu intrări variabile în timp</b>	<b>37</b>
3.1. Structuri de sisteme de reglare automată utilizate în teză	38
3.2. Soluții moderne de reglare a sistemelor de acționare electrică cu parametri variabili și cu intrări variabile în timp	39
3.2.1. Soluții de reglare cu regulatoare PI(D) cu adaptarea parametrilor	39
3.2.2. Soluții de reglare cu regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno	42
A. Soluții de reglare cu regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno cu integrarea ieșirii (RG-F-TS-cvasi-PI-IE)	44
B. Soluții de reglare cu regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno cu integrarea intrării (RG-F-TS-cvasi-PI-II)	44
3.2.3. Soluții de reglare cu regulatoare hibride neuro-fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno	45
3.2.4. Soluții de reglare cu regulatoare în mod alunecător	46
3.2.5. Soluții de reglare cu regulatoare cu două grade de libertate	48
A. Abordarea clasică (de bază) a proiectării RG-2DOF dezvoltată în variantă discretă	49

## 6 Cuprins

---

B. Abordarea bazată pe echivalarea RG-2DOF cu un RG-1DOF extins cu filtre pe canalele de intrare	50
C. Abordarea sintetică a proiectării RG-2DOF PID ideal dezvoltat în variantă continuă	52
3.3. Metode clasice de proiectare a reguletoarelor liniare, continue (PI, PID). Metode bazate pe criterii de modul	52
3.3.1. Metoda modulului optim (m-MO)	53
3.3.2. Metoda optimului simetric și metoda optimului simetric extins	54
A. Metoda optimului simetric (m-SO)	54
B. Metoda optimului simetric extins (m-ESO)	55
3.4. Concluzii și contribuții personale	56

### PARTEA a II-a

<b>4. Soluții moderne de conducere pentru SAE cu parametri variabili cu motor de curent continuu cu excitație independentă</b>	59
4.1. SAE cu parametri variabili funcționând în condiții variabile cu motor de curent continuu cu excitație independentă	59
4.2. Modelarea matematică a SAE cu parametri variabili cu motor de curent continuu cu excitație independentă	59
4.2.1. Modelul matematic detaliat. Forma generală	60
4.2.2. Modelul matematic liniarizat. Forma generală	64
4.2.3. Valori numerice specifice pentru aplicația abordată	66
4.3. Structura de reglare în cascadă. Soluții de bază (de referință) cu reguletoare convenționale și reguletoare avansate cu parametri constanți dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili	66
4.3.1. Soluții de reglare a vitezei unui SAE cu parametri variabili: SRA cascadă - varianta clasică - cu reguletoare convenționale și variante bazate pe reguletoare avansate	68
A. Dezvoltarea soluției de reglare cu reglator de viteză de tip PI cu parametrii ficși, legați de un MM liniarizat	69
B. Dezvoltarea unei soluții de reglare cu reglator fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS)-cvasi-PI cu integratorul plasat pe ieșire (-IE)	71
C. Dezvoltarea unei soluții de reglare cu reglator hibrid neuro fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-HNF-TS)-cvasi-PI cu integratorul plasat pe intrare (-II)	73
4.3.2. Verificarea soluțiilor de reglare. Rezultate de simulare. Interpretarea rezultatelor	74
A. Analiza comportării în răspunsul la variația treaptă a referinței	74
B. Analiza de sensibilitate	77
4.4. Soluții de reglare cu reguletoare de viteză cu adaptarea parametrilor (adaptive) dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili	78
4.4.1. Algoritmi de reglare a vitezei cu reguletoare cu adaptarea parametrilor (variante adaptivă)	78
A. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu reguletoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS)-cvasi-PI cu comutarea a.r.	86
B. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu reguletoare cu două grade de libertate (RG-2DOF) cu comutarea a.r.	90
C. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu reguletoare PI în aval de tip cvasireleu (RG-SV-PI de tip cvasireleu) cu comutarea a.r.	92

4.4.2. Verificarea soluțiilor de reglare cu regulatoare convenționale (RG-PI) și a celor cu regulatoare avansate (RG-F-TS, RG-2DOF, RG-SV-PI de tip cvasireleu) cu comutarea a.r.. Rezultate de simulare și interpretarea rezultatelor	94
4.5. Concluzii și contribuții personale	96
<b>5. Soluții moderne de conducere pentru SAE cu intrări variabile în timp cu motor de curent continuu fără perii</b>	102
5.1. Aspecte practice în utilizarea motoarelor de curent continuu fără perii	102
5.2. Modelarea matematică a SAE cu motor de curent continuu fără perii	102
5.2.1. Modelul matematic detaliat al motorului BLDC	103
5.2.2. Dezvoltarea logicii de comutație în mediul de simulare Matlab/Simulink	107
5.2.3. Valori numerice pentru aplicația simulată	108
5.3. Structura de reglare în cascadă. Dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare a vitezei unui SAE cu intrări variabile în timp cu motor BLDC	109
5.3.1. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-PI pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (1))	111
5.3.2. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-F-TS-cvasi-PI pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (2) și Soluția (3))	114
5.3.3. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-HNF-TS-cvasi-PI pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (4) și Soluția (5))	120
5.3.4. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-SV-PI de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (6) și Soluția (7))	124
5.3.5. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-2DOF PID pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (8))	127
5.3.6. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu regulatoare combinate (avansate) cu două grade de libertate (Soluția (9), Soluția (10) și Soluția (11)) pentru SAE cu motor BLDC	129
5.3.7. Studiu comparativ privind cele mai adecvate soluții de reglare dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC	131
5.4. Concluzii și contribuții personale	131
<b>6. Verificări experimentale pe standul Model 220 Industrial Plant Emulator</b>	135
6.1. Echipamentul de laborator servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator (detalii în Anexa A2)	135
6.2. Dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare automată pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri	137
6.2.1. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-PID pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)	138
6.2.2. Dezvoltarea structurii de reglare cu RG-2DOF pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)	140
6.2.3. Dezvoltarea structurii de reglare cu RG-SV-PID de tip cvasireleu pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)	142

## 8 Cuprins

---

6.2.4. Dezvoltarea structurii de reglare cu RG-F-TS-PD+I pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)	144
6.2.5. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-F-TS-PD+I-2DOF pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)	146
6.2.6. Studiu comparativ privind soluțiile de reglare dezvoltate pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri	148
6.3. Dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare automată pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie rigidă cu greutate suplimentare pe discul "load"	149
6.3.1. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-PID pentru M220IPE cu transmisie rigidă cu greutate suplimentare pe discul "load"	149
6.3.2. Testarea soluției de reglare cu RG-PID. Rezultate experimentale obținute pentru soluția de reglare abordată. Analiza comportării în răspunsul la variația treaptă a referinței	150
6.4. Dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare automată pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie flexibilă	153
6.5. Concluzii și contribuții personale	154
<b>7. Concluzii finale. Contributii aduse prin teză. Direcții ulterioare de cercetare</b>	159
7.1. Concluzii finale	159
7.2 Contributii aduse prin teză	161
7.2.1. Contribuții în Partea I	161
7.2.2. Contribuții în Partea II-a	161
7.3. Direcții ulterioare de cercetare	163
<b>Anexe</b>	164
<b>Anexa 1.</b> Programe Matlab	165
Anexa A1.1. Program Matlab pentru rezolvarea ecuației diofantice	165
Anexa A1.2. Program Matlab pentru calculul polinoamelor sistemului de reglare automată cu reglatoare cu două grade de libertate	165
<b>Anexa 2.</b> Aplicația de laborator: Model 220 Industrial Plant Emulator	167
Anexa A2.1. Echipamentul de laborator - M220IPE	167
Anexa A2.2. Modelare matematică, valori numerice ale parametrilor sistemului M220IPE	170
<b>Bibliografie</b>	175
<b>Lucrări proprii</b>	188



## LISTA DE FIGURI

<b>Nr. Fig.</b>	<b>Semnificația</b>
Fig. 2.1.1.	Schema bloc a motorului BLDC pentru cazul $i_d=0$
Fig. 2.2.1.	Conceptul integrator de "mecatronică": cele trei domenii fundamentale și componentele lor aflate în interacțiune
Fig. 2.2.2.	Modelul sistemului mecanic cu o singură masă
Fig. 2.2.3.	Diagrama funcțională a SAE de înfășurare a unei benzi
Fig. 2.2.4.	Modelul sistemului mecanic cu două mase cuplate elastic
Fig. 3.1.1.	Schema bloc a SRA-c
Fig. 3.1.2.	Schema bloc a SRA-csd
Fig. 3.2.1.	Diagrama detaliată a comutației
Fig. 3.2.2.	Diagrama detaliată a comutării algoritmilor de reglare numerică
Fig. 3.2.3.	Schema bloc a sistemului de reglare cu regulator PI adaptat la punctele de funcționare ale procesului cu comutare fără șoc între mai mulți a.r.n.
Fig. 3.2.4.	Schema bloc aferentă unei SRA cu regulator fuzzy
Fig. 3.2.5.	Schema bloc aferentă unui RG-F-IE
Fig. 3.2.6.	Schema bloc aferentă unui RG-F-II
Fig. 3.2.7.	Schema bloc a SRA-adaptivă cu model de referință
Fig. 3.2.8.	Schema bloc Matlab/Simulink aferentă blocului de adaptare
Fig. 3.2.9.	Regiunile planului fazelor $\langle x_1, x_2 \rangle$
Fig. 3.2.10.	Schema bloc a SRA-ma cu regulator PI(D) în aval de tip cvasireleu
Fig. 3.2.11.	Schema bloc a SRA-ma cu regulator PI(D) în amonte de tip releu ideal
Fig. 3.2.12.	Schema bloc a SRA cu RG-2DOF – varianta clasică
Fig. 3.2.13.	Scheme alternative de restructurare a structurii RG-2DOF
Fig. 3.2.14.	Schema bloc echivalentă pentru RG-2DOF PID ideal
Fig. 3.3.1.	(a) Indicatori de calitate (în domeniul timp) în funcție de $\beta$ , (b) Caracteristica $\varphi_r=f(\beta)$
Fig. 4.2.1.	Schema bloc informațională aferentă SAE cu motor DC
Fig. 4.2.2.	Schema bloc funcțională a SAE cu parametri variabili
Fig. 4.2.3.	Schema bloc informațională aferentă SAE cu moment de inerție variabil
Fig. 4.2.4.	Corecția intrării de referință a sistemului
Fig. 4.2.5.	Schema bloc Matlab/Simulink aferentă SAE cu moment de inerție variabil (modelul detaliat)
Fig. 4.2.6.	Variația momentului de inerție și a constantei de timp mecanice în funcție de variația razei tamburului
Fig. 4.2.7.	Echipamentul de laborator Modular Servo System
Fig. 4.3.1.	Structura de reglare în cascadă (SRA-csd)
Fig. 4.3.2.	Structura de regulator extins $I+PI(D)$ cu dublă măsură AWR
Fig. 4.3.3.	Structura de reglare în cascadă. Varianta clasică fără comutarea a.r. funcție de modificările parametrilor procesului

## 10 Lista de figuri

- 
- Fig. 4.3.4. Funcțiile de apartenență ale variabilelor lingvistice de intrare  $e_k$  și  $\Delta e_k$
- Fig. 4.3.5. Studii de caz 1.1-1.3: (a) Viteza unghiulară funcție de timp, (b) Caracteristicile de pulsație ale sistemului deschis, (c) Caracteristicile de pulsație ale sistemului închis, (d) Hodograful Nyquist și cercurile  $M_{SO}^{-1}$
- Fig. 4.3.6. Studii de caz 2.1-2.3: (a) Viteza unghiulară funcție de timp, (b) Caracteristicile de pulsație ale sistemului deschis, (c) Caracteristicile de pulsație ale sistemului închis, (d) Hodograful Nyquist și cercurile  $M_{SO}^{-1}$
- Fig. 4.3.7. Studii de caz 3.1-3.3: (a) Viteza unghiulară funcție de timp, (b) Caracteristicile de pulsație ale sistemului deschis, (c) Caracteristicile de pulsație ale sistemului închis, (d) Hodograful Nyquist și cercurile  $M_{SO}^{-1}$
- Fig. 4.3.8. Comportarea în raport cu referința a sistemului de reglare RG-F-TS-cvasi-PI-IE proiectat în raport cu cele trei momente de inerție
- Fig. 4.3.9. Comportarea în raport cu referința a sistemului de reglare RG-HNF-cvasi-PI-II proiectat în raport cu cele trei momente de inerție
- Fig. 4.4.1. Structura de reglare în cascadă. Varianta cu adaptarea parametrilor regulatorului (adaptivă) și comutație de pe un a.r.n. pe altul
- Fig. 4.4.2. Schema bloc Matlab/Simulink aferentă SRA-csd. Varianta cu comutație de pe un a.r. pe altul (adaptiv)
- Fig. 4.4.3. (a) Alura funcției de apartenență pentru intrarea  $e_k$  a RG-F-TS, (b) Alura funcției de apartenență pentru intrarea  $\Delta e_k$  a RG-F-TS
- Fig. 4.4.4. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu regulatoare fuzzy cvasi PI de tip Takagi-Sugeno dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) Raza tamburului, (c) Momentul de inerție, (d) Tensiunea de alimentare a motorului DC, (e) Cuplul electromagnetic
- Fig. 4.4.5. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu regulatoare 2DOF (varianta clasică) dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili: (a) Variația vitezei unghiulare (referință și măsurată), (b) Variația razei tamburului, (c) Variația momentului de inerție, (d) Variația tensiunii electrice, (e) Variația cuplului electromagnetic
- Fig. 4.4.6. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu regulatoare SV-PI de tip cvasireleu dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili: (a) Variația vitezei unghiulare (referință și măsurată), (b) Variația razei tamburului, (c) Variația momentului de inerție, (d) Variația tensiunii electrice, (e) Variația cuplului electromagnetic
- Fig. 4.4.7. Schema bloc Simulink dezvoltată pentru testarea celor patru soluții de reglare
- Fig. 4.4.8. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasireleu privind variația mărimilor în timp: a) Variația vitezei unghiulare (referință și măsurată), (b) Variația vitezei unghiulare-detaliu, (c) Variația razei tamburului, (d) Variația momentului de inerție, e) Variația tensiunii de alimentare a motorului DC, (f) Variația tensiunii de alimentare a motorului DC - detaliu, (g) Variația cuplului electromagnetic, (h) Variația cuplului electromagnetic-detaliu
- Fig. 5.2.1. Circuitul electric al motorului BLDC
- Fig. 5.2.2. Schema bloc informațională aferentă motorului BLDC

- 
- Fig. 5.2.3. Blocul Matlab/Simulink și codul Matlab aferent blocului pentru obținerea valorilor senzorilor Hall
- Fig. 5.2.4. Schema bloc Matlab/Simulink aferentă logicii de comutație
- Fig. 5.2.5. Blocul Matlab/Simulink și codul Matlab aferent blocului pentru obținerea logicii de comutație
- Fig. 5.3.1. Schema bloc informațională a SRA-csd dezvoltată pentru SAE cu motor BLDC (cele 11 variante analizate diferind apoi prin structura RG- $\omega$ )
- Fig. 5.3.2. Cuplul rezistent (cuplul de sarcină)
- Fig. 5.3.3. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-PI dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: (a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) curenții de fază:  $i_a$ ,  $i_b$  și  $i_c$ , (c) curenții de fază-detaliu, (d) tensiunile contra-electromotoare-detaliu, (e) secvență de comutare (selecția fazelor)-detaliu (f) cuplul electromagnetic, (g) eroarea de reglare
- Fig. 5.3.4. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-F-TS dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) curenții de fază-detaliu, (c) tensiunile contra-electromotoare-detaliu, (d) secvență de comutare (selecția fazelor)-detaliu (e) cuplul electromagnetic, (f) eroarea de reglare
- Fig. 5.3.5. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-F-TS dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) curenții de fază-detaliu, (c) tensiunile contra-electromotoare-detaliu, (d) secvență de comutare (selecția fazelor)-detaliu (e) cuplul electromagnetic, (f) eroarea de reglare
- Fig. 5.3.6. Schema bloc informațională cu SRA-csd și RG-HNF-TS dezvoltată pentru SAE cu motor BLDC (cu  $b_2=b_1=0$ )
- Fig. 5.3.7. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-HNF-TS dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroarea de reglare (c) cuplul electromagnetic
- Fig. 5.3.8. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-HNF-TS dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroarea de reglare, (c) cuplul electromagnetic
- Fig. 5.3.9. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu reglatoare cu structură variabilă dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroarea de reglare, (c) cuplul electromagnetic
- Fig. 5.3.10. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu reglatoare cu structură variabilă dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroarea de reglare, (c) cuplul electromagnetic
- Fig. 5.3.11. Schema bloc aferentă structurii feed-forward-feedback-set-point filter (abreviat FF-FB-SP)
- Fig. 5.3.12. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-2DOF PID dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroare de reglare, (c) cuplul electromagnetic
- Fig. 5.3.13. Schema bloc informațională dezvoltată pentru testarea soluțiilor de reglare cu RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF

## 12 Lista de figuri

- 
- Fig. 5.3.14. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară, (b) eroarea de reglare și (c) cuplul electromagnetic
- Fig. 6.1.1. Schema de principiu a servosistemului Model 220 Industrial Plant Emulator (M220IPE)
- Fig. 6.2.1. Schema bloc informațională cu SRA-c dezvoltată pentru M220IPE
- Fig. 6.2.2. Schema bloc informațională cu SRA-c cu RG-PID
- Fig. 6.2.3. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-PID dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară
- Fig. 6.2.4. Schema bloc informațională cu SRA-c și RG-2DOF dezvoltată pentru M220IPE
- Fig. 6.2.5. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-2DOF dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară
- Fig. 6.2.6. Schema bloc informațională cu SRA-c și RG-SV-PID de tip cvasireleu dezvoltată pentru M220IPE
- Fig. 6.2.7. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-SV-PID de tip cvasireleu dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară
- Fig. 6.2.8. Schema bloc informațională cu SRA-c și RG-F-TS-PD+I dezvoltată pentru M220IPE
- Fig. 6.2.9. Funcțiile de apartenență ale variabilelor lingvistice de intrare: (a) eroarea de reglare, (b) derivata erorii de reglare
- Fig. 6.2.10. Caracteristica statică neliniară a RG-F-TS
- Fig. 6.2.11. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-F-TS-PD+I dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară
- Fig. 6.2.12. Schema bloc informațională cu SRA-c și RG-F-TS-PD+I-2DOF dezvoltată pentru M220IPE
- Fig. 6.2.13. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-F-TS-PD+I-2DOF dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară
- Fig. 6.3.1. Comportarea în raport cu referința treaptă a SRA-c cu RG-PID proiectate pentru M220IPE. Studii de caz 1.1-1.3
- Fig. 6.3.2. Comportarea în raport cu referința treaptă a SRA-c cu RG-PID proiectate pentru M220IPE. Studii de caz 2.1-2.3
- Fig. 6.3.3. Comportarea în raport cu referința treaptă a SRA-c cu RG-PID proiectate pentru M220IPE. Studii de caz 3.1-3.3
- Fig. 6.4.1. Comportarea în raport cu referința rampă a servosistemului M220IPE (transmisie flexibilă) cu: a) RG-PI, b) RG-PID

## LISTA DE TABELE

<b>Nr. Tabel</b>	<b>Semnificația</b>
Tabelul 1.1.1.	Scurtă sinteză a contribuțiilor personale
Tabelul 2.1.1.	Comparație între BLDC-m și DC-m
Tabelul 3.2.1.	Relații de echivalență între RG-2DOF și RG-1DOF extins cu filtre pe canalele de intrare (după [10], [28])
Tabelul 3.3.1.	Cazuri de aplicare a m-MO. Varianta Kessler în varianta de aplicare în cazul acționărilor electrice (după [8], [9], [10])
Tabelul 3.3.2.	Cazuri de aplicare a m-SO
Tabelul 4.2.1.	Valori numerice ale parametrilor SAE cu parametri variabili
Tabelul 4.3.1.	Valorile de RSC ale lui $\gamma$ și $\varepsilon$ pentru diferite valori $q_0$
Tabelul 4.3.2.	Combinățiile dintre parametrii procesului și parametrii RG de viteză
Tabelul 4.3.3.	Parametrii de acordare ai RG-PI
Tabelul 4.3.4.	Parametrii SRA cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-II
Tabelul 4.3.5.	Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-PI proiectate pentru SAE în nouă cazuri semnificative
Tabelul 4.3.6.	Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE proiectate pentru SAE în nouă cazuri semnificative
Tabelul 4.3.7.	Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-II proiectate pentru SAE în nouă cazuri semnificative
Tabelul 4.3.8.	Valorile pentru maximul funcției de sensibilitate ( $M_{S0}$ ) și pentru inversa acesteia ( $M_{S0}^{-1}$ )
Tabelul 4.4.1.	Valorile numerice ale parametrilor $K_p^j$ , $K_i^j$ și $\alpha^j$
Tabelul 4.4.2.	Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-F-TS-cvasi-PI-II proiectate pentru SAE cu parametri variabili
Tabelul 4.4.3.	Polinoamele $R(z^{-1})$ , $S(z^{-1})$ și $T(z^{-1})$ ale RG-2DOF dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili
Tabelul 4.4.4.	Parametrii RG-SV-PI de tip cvasireleu dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili
Tabelul 4.4.5.	Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasireleu proiectate pentru SAE cu parametri variabili
Tabelul 5.2.1.	Logica de comutație/Secvența de comutare
Tabelul 5.2.2.	Valorile numerice ale parametrilor SAE cu motor BLDC
Tabelul 5.3.1.	Funcția de transfer și valorile numerice ale parametrilor RG-PI
Tabelul 5.3.2.	Parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-IE dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC
Tabelul 5.3.3.	Parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-II dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC
Tabelul 5.3.4.	Indicatori de calitate realizați de către SRA-csd cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-F-TS-cvasi-PI-II dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC
Tabelul 5.3.5.	Valorile numerice ale parametrilor BA și MR
Tabelul 5.3.6.	Indicatori de calitate realizați de către SRA-csd cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC

## 14 Lista de tabele

- 
- Tabelul 5.3.7. Parametrii reguletoarelor SV-PI de tip cvasireleu și PI-SV de tip releu ideal dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC
- Tabelul 5.3.8. Indicatori de calitate realizați de către reguletoarele SV-PI de tip cvasireleu și PI-SV de tip releu ideal dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC
- Tabelul 5.3.9. Parametrii RG-2DOF dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC
- Tabelul 5.3.10. Indicatori de calitate realizați de către RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC
- Tabelul 5.3.11. Indicatorii de performanță realizați de către SRA-csd cu diverse reguletoare de viteză proiectate pentru SAE cu motor BLDC
- Tabelul 6.2.1. Valorile numerice ale parametrilor f.d.t.  $H_{PC}$  și  $H_{RG-PID}$
- Tabelul 6.2.2. Polinoamele  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$  ale RG-2DOF dezvoltate pentru M220IPE
- Tabelul 6.2.3. Parametrii RG-SV-PID de tip cvasireleu dezvoltate pentru M220IPE
- Tabelul 6.2.4. Parametrii RG-F-TS-PD+I dezvoltat pentru M220IPE
- Tabelul 6.2.5. Polinoamele  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$  ale RG-2DOF dezvoltate pentru M220IPE
- Tabelul 6.2.6. Indicatorii de performanță realizați de către SRA-c cu diverse reguletoare de viteză proiectate pentru M220IPE
- Tabelul 6.3.1. Combinațiile dintre parametrii procesului și parametrii reguletoarelor
- Tabelul 6.3.2. Parametrii de acordare ai RG-PID dezvoltate pentru M220IPE relativ la trei valori ale momentului de inerție  $J_1$
- Tabelul 6.3.3. Indicatori de calitate realizați de către SRA-c cu RG-PID proiectate pentru M220IPE în nouă cazuri semnificative
- Tabelul 6.4.1. Studii de caz abordate
- Tabelul 6.4.2. Valorile numerice aferente f.d.t. ale procesului
- Tabelul 6.4.3. Valorile numerice aferente RG-PI și RG-PID

## LISTA DE ABREVIERI

<b>Abrevieri</b>	<b>Semnificația</b>
SAE	Sistem de acționare electrică
DC-m	Motor de curent continuu (Direct Current Motor)
BLDC-m	Motor de curent continuu fără perii (Brushless Direct Current Motor)
MM	Model matematic
BCERN	Bloc de creare (realizare) a erorii de reglare nulă
SAE-pv	Sistem de acționare electrică cu parametrii variabili
SRA	Sistem de reglare automată
SRA-c	Sistem de reglare automată convențională
SRA-csd	Sistem de reglare automată în cascadă
SRA-ma	Structuri de reglare în mod alunecător (sliding mode)
1DOF	Un grad de libertate (One degree of freedom)
2DOF	Două grade de libertate (Two degrees of freedom)
m-MO	Metoda modulului optim
m-SO	Metoda optimului simetric
m-ESO	Metoda optimului simetric extins
AWR	Anti-Windup-Reset
RSC	Regim staționar constant
a.r.n.	Algoritm de reglare numeric
RG-F-IE	Regulator fuzzy cu integrare a ieșirii
RG-F-II	Regulator fuzzy cu integrare a intrării
RG-F-TS	Regulator fuzzy Takagi-Sugeno
RG-F-M	Regulator fuzzy Mamdani
RG-F-TS-cvasi-PI-IE	Regulator fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno cu integrarea ieșirii
RG-F-TS-cvasi-PI-II	Regulator fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno cu integrarea intrării
RG-HNF-cvasi-PI	Regulator hibrid neuro-fuzzy cvasi-PI
RG-HNF-TS-cvasi-PI-II	Regulator hibrid neuro-fuzzy de tip Takagi-Sugeno cvasi-PI cu integrarea intrării
RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE	Regulator hibrid neuro-fuzzy de tip Takagi-Sugeno cvasi-PI cu integrarea ieșirii
RG-SV-PI de tip cvasireleu	Regulator cu structură variabilă cu regulator PI(D) în aval de tip cvasireleu
RG-PI-SV de tip releu ideal	Regulator cu structură variabilă cu regulator PI(D) în amonte de tip releu ideal
RG-1DOF	Regulator cu un grad de libertate
RG-2DOF	Regulator cu două grade de libertate
RG-2DOF PID ideal	Regulator cu două grade de libertate PID ideal
RG-F-2DOF	Regulator fuzzy cu două grade de libertate

## 16 Lista de abrevieri

---

RG-F-TS-2DOF	Regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno cu două grade de libertate
RG-SV-PI-2DOF	Regulator cu structură variabilă cu regulator PI în aval de tip cvasireleu cu două grade de libertate
RG-PI-SV-2DOF	Regulator cu structură variabilă cu regulator PI în amonte de tip releu ideal cu două grade de libertate
MR	Model de referință
f.d.a.	Funcții de apartenență
MM-II	Model matematic intrare-ieșire
MM-ISI	Model matematic intrare-stare-ieșire
a.r.	Algoritm de reglare
RG-PC	Regulator - proces condus
CAN	Convertor analog-numeric
CNA	Convertor numeric-analog
VSS	Sisteme de reglare automată cu structură variabilă (Variable Structure Systems)
BA	Bloc de adaptare
LMI	Inegalități matriciale liniare
MDA	Metoda dreptunghiului avansată
f.d.t.	Funcția de transfer
MIV	Moment de Inerție Variabil



## LISTA DE NOTAȚII

### Notații

### Semnificația

$i_d$ ,	curentul axei d
$i_q$	curentul axei q
$L_d$	inductanța după axa d
$L_q$	inductanța după axa q
$R_s$	rezistența statorică
$u_d$	tensiunea axei d
$u_q$	tensiunea axei q
$p$	numărul de perechi de poli ai motorului
$\omega_r$	viteza (unghiulară) electrică a rotorului
$\lambda_{PM}$	amplitudinea fluxului indus de către magneții permanenți
$M_e$	cuplului electromagnetic dezvoltat de motor
$M_{Load}$	cuplu rezistent (de sarcină) (BLDC-m)
$B$	coeficientul de frecări vâscoase (BLDC-m)
$J$	momentul de inerție
$K_{Me}$	constanta (sensibilitatea) cuplului motorului
$u_a$	tensiunea de alimentare a motorului
$i_a$	curentul prin indus [A]
$R_a$	reprezintă rezistența indusului [ $\Omega$ ]
$L_a$	inductanța indusului [H]
$\omega$	viteza unghiulară a motorului
$k_e$	constanta de flux
$M_s$	cuplul rezistent (de sarcină) (DC-m)
$k_f$	coeficientul de frecări vâscoase (DC-m)
$K_{emf}$	constanta tensiunii contra-electromotoare
$m_m(t)$	cuplul electromagnetic
$m_{Load}(t)$	cuplu de sarcină extern
$m_f(t)$	cuplul de frecări vâscoase
$m_{df}(t)$	cuplul de frecări (uscate)
$\eta, \mu$	coeficienți de frecare
$\omega(t)$	viteza unghiulară
$\alpha(t)$	poziția unghiulară
$\omega_0(t)$	intrare de referință (referință de turație)
$r(t)$	raza măsurată
$r_1, r_2, r_3$	valorile de comutație (a razei)
$r_0$	valoarea inițială (a razei)
$r_f$	valoarea finală (a razei)
$J_e(t)$	momentul de inerție variabil
$C_F$	coeficientul de elasticitate liniar al cuplajului
$C_n$	coeficientul de elasticitate neliniar al cuplajului
$\underline{u}(t)$	vectorul intrărilor
$\underline{x}(t)$	vectorul stărilor
$d_F$	coeficient de amortizare (a oscilațiilor) sistemului

## 18 Lista de notații

---

$q_m, q_{Load}$	pozițiile unghiulare (m - motor, Load - sarcină)
$\omega_m, \omega_{Load}$	vitezele unghiulare (m - motor, Load - sarcină)
RG- $\omega$	regulatorul de viteză (turație)
RG-i	regulatorul de curent
PC1, PC2	procese conduse
EM <sub>1</sub>	elementul de măsură al buclei interioare
EM <sub>2</sub>	elementul de măsură al buclei exterioare
$v_1, v_2$	perturbații
r	referință
e	eroare de reglare
u	mărime de comandă
z	ieșire de apreciere
y	ieșire măsurată
$H_R(z^{-1})$	f.d.t. a regulatorului
$p_0^{(m)}, p_1^{(m)}, q_0^{(m)}, q_1^{(m)}$	parametrii a.r.n. (m)
$x_{1k}^{(m)}, x_{2k}^{(m)}$	variabile auxiliare
$z_j$	variabilele lingvistice ale sistemului
TL <sub>zi</sub>	termenii lingvistici aferenți variabilelor lingvistice de intrare
J	indicele regulii
$\Delta u_k^j, u_k^j$	concluziile regulii
$K_C, T_i, T_d$	parametrii regulatorului convențional de tip PI(D)
h	perioada de eșantionare
$\Delta e_k$	incrementul erorii de reglare
$\Delta u_k$	incrementul comenzii
$e_{Ik}$	integrala erorii de reglare
$K_p, K_i, \alpha$	parametrii regulatorului fuzzy cu integrarea ieșirii
$B_e, B_{\Delta e}, B_{\Delta u}$	parametrii de acordare ai regulatorului fuzzy cu integrarea ieșirii
$K_p^*, K_i^*, \alpha^*$	parametrii regulatorului fuzzy cu integrarea intrării
$B_e$	parametru liber al regulatorului fuzzy
$a_2, a_1, a_0, b_2, b_1, b_0$	coeficienții f.d.t. a modelului de referință
$\eta, \lambda$	parametrii blocului de adaptare
$g$	funcție de comutație
S	suprafață de comutație
$\Theta$	lege de reglare
$\alpha, \beta, U_0$	parametrii SRA-ma
$T(z), R(z), S(z)$	polinoamele regulatorului 2DOF
$B_m(z), A_m(z)$	polinoamele f.d.t.
$A_0(z)$	polinom de observare
ZOH	element de reținere
$\partial S, \partial R, \partial T$	gradele polinoamelor $S(z), R(z), T(z)$
$C(s)$	f.d.t. a regulatorului de bază (PID)
$F(s)$	f.d.t. a filtrului de pe canalul de referință
$C_{FF}(s)$	f.d.t. a filtrului pe canalul feed-forward
$C_{FB}(s)$	f.d.t. a filtrului pe canalul feedback (reacție)
$P, D, I, N$	coeficienții f.d.t. $C(s)$ și $F(s)$
$\zeta$	coeficientul de amortizare
$p_{01}, p_{02}$	polii sistemului deschis
$p_{r1}, p_{r2}$	polii sistemului închis
$\sigma_1$	suprareglaj

---

$t_1$	timp de primă reglare
$t_s$	timp de reglare
$t_m$	timp de realizare a maximului
$Y_n$	statism artificial
$\Phi_r$	rezerva de fază
$\omega_t$	pulsația de tăiere
$M_{pmax}$	valoarea maximă a modulului caracteristicii de pulsație
$M_{smax}$	valoarea maximă a funcției de sensibilitate
$M_{smax}^{-1}$	valoarea maximă a inversei funcției de sensibilitate
$H_0(s)$	f.d.t. a sistemului deschis
$H_{0opt}(s), H_{ropt}(s)$	f.d.t. optimizate ale sistemului deschis și închis
$M_{so}$	valoarea funcției de sensibilitate
$M_{so}^{-1}$	valoarea inversei funcției de sensibilitate
$v_T$	viteza liniară a tamburului
$v_s$	viteza liniară a materialului
$f_h$	forța de rezistență a materialului
$J_{mech}(t)$	momentul de inerție al mecanismului antrenat [Kgm <sup>2</sup> ]
$J_m$	momentul de inerție al rotorului [Kgm <sup>2</sup> ]
$J_{tot}(t)$	momentul de inerție total al sistemului [Kgm <sup>2</sup> ]
$k_E$	constanta elementului de execuție
$u_c$	tensiunea de comandă [V]
$T_a$	constanta de timp electrică a circuitului de indus [s]
$M_e$	cuplul electromagnetic dezvoltat de motor [Nm]
$M_s$	cuplul de sarcină [Nm]
$M_f$	cuplul de frecări [Nm]
$e$	tensiune contra-electromotoare [V]
$\omega$	viteza unghiulară [rad/sec]
$k_e, k_m$	coeficienții electromagnetici [V/rad/sec, Nm/A]
$k_{Mi}, k_{Mw}$	coeficienții de transfer ai elementelor de măsură (curent și respectiv tensiune) [V/A, V/rad/sec]
$a$	parametru de transmitere care caracterizează reductorul de turație
$\omega_f$	viteza unghiulară a tamburului [rad/sec]
$J_T$	momentul de inerție al tamburului [Kgm <sup>2</sup> ]
$L$	lățimea tamburului
$C$	constanta de elasticitate a materialului
$v_{ref}$	viteza liniară dorită (intrare de referință)
$\omega_{ref}$	viteză unghiulară de referință
$T_s, T_\Sigma$	constanta de timp mică
$T_m$	constanta de timp mecanică
$y_\infty$	valoarea de RSC a ieșirii de măsură
$\varepsilon_\infty$	valoarea de RSC a erorii de reglare
$M_r$	valoarea de rezonanță
$\Delta_b$	lărgimea de bandă
$\omega_r$	pulsația de rezonanță
$c_0, c_1, c_2, d_1, d_2$	coeficienții ecuației recurente
$TL_{ekr}, TL_{\Delta ek}$	termenii lingvistici corespunzători variabilelor lingvistice de intrare
$v_a, v_b, v_c$	tensiuni de fază
$i_a, i_b, i_c$	curenți de fază

## 20 Lista de notații

---

$e_a, e_b, e_c$	tensiuni contra-electromotoare de fază
$R_a, R_b, R_c$	rezistențe fazelor
$L_a, L_b, L_c$	inductanțe fazelor
$M_{ab}, M_{bc}, M_{ca}$	inductanțe mutuale
$\theta_e$	poziția (unghiulară) electrică a rotorului
$\underline{x}, \underline{y}, \underline{u}, \underline{A}, \underline{B}, \underline{C}$	matricile MM-ISI

# 1. INTRODUCERE

## 1.1. Scurtă descriere a tezei

Obiectivul acestei teze de doctorat constă în redarea într-o manieră sintetică a rezultatelor de cercetare efectuate pe parcursul celor trei ani de pregătire; rezultatele au fost prezentate în formă restrânsă în lucrări la simpozioane, workshop-uri, conferințe și congrese.

Strategiile de conducere a servosistemelor trebuie să asigure performanțe foarte bune de regim dinamic și de regim staționar sistemelor de reglare automată dezvoltate. Prin urmare, devine de strictă actualitate și necesitate analiza și dezvoltarea sistematică a algoritmilor de reglare destinați servosistemelor. În acest sens, teza de doctorat este orientată spre elaborarea unor noi metode de dezvoltare a unor soluții de reglare automată dedicate controlului vitezei și poziției a trei aplicații din domeniul mecatronic:

- Sistemul de acționare electrică de înfășurare a unei benzi cu viteză liniară constantă pe un tambur – Sistemul de acționare electrică cu parametri variabili;
- Sistemul de acționare electrică cu intrări variabile în timp cu motor de curent continuu fără perii;
- Echipamentul de laborator – Model 220 Industrial Plant Emulator.

Teza este structurată pe două părți, după cum urmează:

- Partea I cuprinde capitolele 2 și 3, în care sunt sintetizate conceptele care constituie suportul dezvoltării structurilor de reglare dedicate aplicațiilor abordate în teză;
- Partea a II-a cuprinde trei capitole de bază – 4, 5 și 6, care conțin cercetările legate de dezvoltarea soluțiilor de reglare propuse pentru domeniul aplicațiilor vizate - și un capitol (7) ce conține concluziile finale și contribuțiile personale.

În partea finală a tezei sunt prezentate Anexele și Bibliografia.

În Partea I, în capitolul 2, sunt evidențiate principalele obiective ale sistemelor de acționare electrică cu parametri variabili. De asemenea se prezintă câteva tipuri de motoare electrice frecvent utilizate, evidențiindu-se principalele caracteristici ale motoarelor de curent continuu cu și fără perii; sunt prezentate și cele trei aplicații mecatronice cu parametri variabili abordate în teză. În capitolul 3, sunt tratate probleme teoretice legate de dezvoltarea soluțiilor de reglare automată: (1) soluții de reglare cu regulatoare PI(D) în varianta simplă sau în varianta cascadă, respectiv în variante extinse cu adaptarea parametrilor (ca suport de comparație pentru celelalte soluții); (2) regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno; (3) regulatoare hibride neuro-fuzzy de tip Takagi-Sugeno; (4) soluții cu regulatoare în mod alunecător și (5) soluții cu regulatoare cu două grade de libertate.

În Partea a II-a, în capitolul 4, este abordată aplicația sistemului de acționare electrică de înfășurare a unei benzi cu viteză liniară constantă pe un

tambur; este prezentată modelarea matematică detaliată, liniarizarea modelului matematic și sunt trecute valorile numerice ale aplicației abordate. Pentru această aplicație sunt dezvoltate, testate și verificate, prin simulare, soluții de reglare cu regulatoare convenționale și regulatoare „avansate” încadrate în două structuri diferite de reglare în cascadă:

- soluția de bază pentru care au fost dezvoltate trei soluții de reglare: (1) RG-PI; (2) regulator fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno cu integrarea ieșirii (abreviat RG-F-TS-cvasi-PI-IE) și (3) regulator hibrid neuro-fuzzy de tip Takagi-Sugeno cvasi-PI cu integrarea intrării (abreviat RG-HNF-TS-cvasi-PI-II);
- varianta cu adaptarea parametrilor regulatorului (adaptivă) pentru care au fost dezvoltate cinci soluții de reglare: (1) RG-PI, (2) RG-F-TS-cvasi-PI-IE, (3) RG-F-TS-cvasi-PI-II, (4) regulator cu două grade de libertate (abreviat RG-2DOF) și (5) regulator cu structură variabilă cu regulator PI în aval de tip cvasireleu (abreviat RG-SV-PI de tip cvasireleu).

În capitolul 5 este abordată aplicația „sistem de acționare electrică cu intrări variabile în timp cu motor de curent continuu fără perii” (abreviat BLDC-m); este prezentată modelarea matematică, modul de elaborare a logicii de comutație și valorile numerice specifice aplicației abordate. De asemenea, pentru reglarea vitezei sunt dezvoltate, testate și verificate, prin simulare, unsprezece soluții de reglare cu regulatoare convenționale și regulatoare „avansate” încadrate într-o structură de reglare în cascadă:

- Soluția (1) RG-PI;
- Soluția (2) RG-F-TS-cvasi-PI-IE;
- Soluția (3) RG-F-TS-cvasi-PI-II;
- Soluția (4) RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE;
- Soluția (5) RG-HNF-TS-cvasi-PI-II;
- Soluția (6) RG-SV-PI-de tip cvasireleu;
- Soluția (7) RG-PI-SV de tip releu ideal;
- Soluția (8) RG-2DOF PID;
- Soluția (9) RG-F-TS-2DOF;
- Soluția (10) RG-SV-PI-2DOF;
- Soluția (11) RG-PI-SV-2DOF.

În capitolul 6 este prezentat echipamentul de laborator – Model 220 Industrial Plant Emulator. Pentru această aplicație sunt dezvoltate, testate și verificate, prin experimente pe instalație:

- cinci soluții de reglare moderne pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri: (1) RG-PID, (2) RG-2DOF, (3) RG-SV-PID de tip cvasireleu, (4) RG-F-TS-PD+I și (5) RG-F-TS-PD+I-2DOF;
- soluții de reglare convenționale cu RG-PID pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie rigidă cu greutate suplimentare pe discul „load”;
- două soluții de reglare convenționale pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie flexibilă: (1) RG-PI și (2) RG-PID; soluțiile de reglare au fost abordate pentru trei studii de caz.

În capitolul 7 sunt sintetizate concluziile finale, contribuțiile personale, precum și direcțiile de cercetare viitoare.

Anexele la teză cuprind programe Matlab/Simulink și aplicația de laborator (Model 220 Industrial Plant Emulator) – prezentarea echipamentului, modelarea

matematică și valori numerice – care nu sunt incluse în capitolele principale din cadrul tezei, dar care sunt în strânsă legătură cu acestea.

## 1.2. Contribuții aduse prin intermediul tezei

Contribuțiile personale sunt evidențiate detaliat la finalul fiecărui capitol în parte; acestea sunt prezentate succint în tabelul 1.1.1.

Tabelul 1.1.1. Scurtă sinteză a contribuțiilor personale

Partea Capitolul	Contribuții	Articole suport
P-I cap. 2	<ul style="list-style-type: none"> <li>analiza comparativă a principalelor caracteristici ale motoarelor BLDC-m și DC-m;</li> <li>modelarea matematică a BLDC-m pentru cazul asocierii BLDC-m cu un inverter de frecvență controlată care asigură o viteză de rotație a rotorului aflată în sincronism cu frecvența inverterului;</li> <li>realizarea sintezei cu privire la trei aplicații SAE moderne;</li> <li>prezentarea principalelor observații în ceea ce privește SAE cu parametri variabili;</li> </ul>	[16], [50]
P-I cap. 3	<ul style="list-style-type: none"> <li>în vederea asigurării trecerii fără șoc de pe un a.r.n. pe un altul s-a realizat o sintetizare asupra condițiilor de comutare;</li> <li>sinteză asupra algoritmilor de reglare fuzzy și neuro-fuzzy de tip Takagi-Sugeno care urmează a fi utilizați;</li> <li>sinteză asupra soluțiilor de reglare cu structură variabilă;</li> <li>sinteză asupra celor trei abordări de dezvoltare a algoritmilor de reglare 2DOF;</li> </ul>	[37] – [40], [60], [118] – [120], [214], [216], [217]
P-II cap. 4	<ul style="list-style-type: none"> <li>elaborarea unui MM neliniar detaliat pentru SAE-pv;</li> <li>elaborarea unor MM liniarizate și a unor forme benchmark atașate, dedicate proiectării reglatoarelor;</li> <li>dezvoltarea și verificarea prin simulare a trei structuri de reglatoare (cu echivalent în a.r.n.) (RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II) dedicate reglării vitezei SAE-pv; analiza comparativă a eficienței celor trei soluții de reglare dezvoltate;</li> <li>efectuarea analizei de sensibilitate a sistemelor de reglare (pe modelele liniarizate), realizată în vederea urmăririi robusteții soluțiilor de reglare cu RG-PI;</li> <li>dezvoltarea și verificarea prin simulare a cinci a.r. (RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-F-TS-cvasi-PI-II, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasireleu) dedicați reglării vitezei SAE-pv; algoritmi dezvoltați au fost încadrați în SRA-csd, soluția adaptivă; analiza comparativă a eficienței celor cinci soluții de reglare dezvoltate;</li> <li>dezvoltarea unui program Matlab/Simulink pentru determinarea coeficienților polinoamelor ce caracterizează reglatoarele 2DOF;</li> </ul>	[37], [38], [39], [40], [50], [145], [159], [172], [213]

	<ul style="list-style-type: none"> <li>dezvoltarea programelor de simulare pentru testarea soluțiilor de reglare propuse pentru SAE-pv;</li> </ul>	
P-II cap. 5	<ul style="list-style-type: none"> <li>elaborarea unui MM detaliat pentru servosistemul cu BLDC-m; dezvoltarea și verificarea prin simulare a unei soluții de SRA-csd cu regulator convențional de viteză PI dedicată reglării vitezei SAE;</li> <li>dezvoltarea și verificarea prin simulare a unei soluții de SRA-csd cu regulatoare avansate de viteză fuzzy și neuro fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno – RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-F-TS-cvasi-PI-II, RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II – dedicate reglării vitezei SAE; analiza comparativă a eficienței soluțiilor de reglare dezvoltate;</li> <li>dezvoltarea și verificarea prin simulare a unei soluții de SRA-csd cu regulatoare avansate de viteză cu structură variabilă – RG-SV-PI-de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal – dedicate reglării vitezei SAE; analiza comparativă a eficienței soluțiilor de reglare dezvoltate;</li> <li>dezvoltarea și verificarea prin simulare a unei soluții de SRA-csd cu regulatoare avansate de viteză cu două grade de libertate – RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF – dedicate reglării vitezei SAE; analiza comparativă a eficienței soluțiilor de reglare dezvoltate;</li> <li>elaborarea pe baza MM a schemelor bloc aferente SAE;</li> <li>dezvoltarea programelor Matlab/Simulink pentru testarea soluțiilor de reglare propuse pentru SAE cu motor BLDC;</li> </ul>	[16], [34], [50], [118], [119], [120], [168], [188], [189], [190], [191], [193]
P-II cap. 6	<ul style="list-style-type: none"> <li>deducerea și calculul parametrilor procesului prin identificare experimentală;</li> <li>modelarea matematică a servosistemului M220IPE și interpretarea modelelor ca modele de tip benchmark;</li> <li>dezvoltarea și verificarea prin experimente cu scenarii concludente pentru aplicația principală a tezei a cinci structuri de regulatoare (cu echivalent în a.r.n.) (RG-PID, RG-2DOF, RG-SV-PID de tip cvasireleu, RG-F-TS-PD+I și RG-F-TS-PD+I-2DOF) dedicate reglării poziției M220IPE; analiza comparativă a eficienței celor cinci soluții dezvoltate;</li> <li>construirea bazei de reguli și formularea concluziilor pentru algoritmi de reglare fuzzy de tip Takagi-Sugeno;</li> <li>dezvoltarea și verificarea prin experimente a unor structuri de regulatoare (RG-PID), pentru nouă cazuri semnificative, dedicate reglării poziției M220IPE; analiza comparativă a eficienței studiilor de caz dezvoltate;</li> <li>dezvoltarea și verificarea prin experimente a unor structuri de regulatoare (RG-PI, RG-PID), dedicate reglării M220IPE; analiza comparativă a eficienței celor două soluții de reglare dezvoltate;</li> <li>dezvoltarea programelor pentru testarea soluțiilor de reglare propuse pentru M220IPE.</li> </ul>	[193], [212], [218]



Ca rezultat al cercetărilor întreprinse în cadrul Colectivului A-2 al Departamentului de Automatică și Informatică Aplicată, colectiv cu experiență în domeniul conducerii automate - pot fi menționate **26** de lucrări științifice publicate și **3** capitole de carte editate în Springer Verlag cu ISBN-internațional.

Toate lucrările sunt legate de tematica tezei, strict sau indirect prin activitățile de cercetare întreprinse.

Din cadrul celor 26 de lucrări, **4** lucrări sunt cuprinse în baze de date ISI, **21** în Baze de Date Internaționale (BDI) și **1** în revista *International Journal of Artificial Intelligence (CESER Publications)*, vol. 8, no. S12, pp. 45-65, 2012.

La 14 din lucrări figurez în calitate de prim autor, la celelalte, în calitate de co-autor.

În cadrul programului Burse Doctorale au fost elaborate și 3 lucrări cuprinse în volumurile Workshop-urilor Nr.1, 2 și 3 cu tematica „Interdisciplinaritatea și managementul cercetării”, 2011 - 2013, organizate în cadrul proiectului POSDRU ID-77265 (burse doctorale).

## PARTEA I

# 2. SISTEME DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU PARAMETRI VARIABILI ȘI CU INTRĂRI VARIABILE ÎN TIMP. APLICAȚII MECATRONICE

Creșterea complexității aplicațiilor industriale solicită o permanentă modernizare a automatizărilor industriale și a condus la cerințe noi în raport cu acționările electrice și cu soluțiile de conducere automată aferente. Aceste cerințe se referă de fapt la asignarea performanțelor din ce în ce mai ridicate în raport cu funcționarea în diferite regimuri – pornirea, reglajul vitezei, frânarea, reversarea – și dezvoltarea sistemului de conducere în raport cu aceste cerințe [1] – [6]. Sistemele de acționare electrică (abreviat SAE) reprezintă o modalitate de conversie a energiei electrice în energie mecanică și din punct de vedere al performanțelor sunt adeseori superioare celor hidraulice și pneumatice [5] – [7]. SAE sunt întâlnite într-un număr mare de aplicații în special datorită facilităților pe care le pot asigura, prin dezvoltarea sistemelor de control. Alegerea tipului de acționare electrică este determinată de condițiile de funcționare și de regimurile de exploatare.

Teza de față ține cont de aceste aspecte. Ea este orientată spre prezentarea preocupărilor de cercetare privind analiza, sinteza și modelarea unor sisteme mecatronice bazate pe acționări electrice. În cadrul tezei sunt analizate și dezvoltate soluții moderne de conducere dedicate reglării vitezei, respectiv poziției, unor sisteme de acționare electrică cu parametri variabili – referință de viteză variabilă, moment de inerție variabil și cuplu rezistent (de sarcină) variabil.

În aplicațiile mecatronice descrise în acest capitol, motoarele SAE sunt preponderent mașinile de curent continuu cu sau fără perii. Performanțele impuse funcționării SAE influențează modelarea matematică a proceselor, iar în scopul satisfacerii acestor performanțe se impune o modelare matematică cât mai completă și corectă. Motoarele de acționare de curent continuu au o construcție relativ simplă, sunt robuste, cu fiabilitate ridicată, pot să realizeze reglarea turației în domenii relativ largi și să asigure inversarea rapidă a turației. Motoarele SAE, care se dovedesc de mare actualitate – motorul de curent continuu (abreviat DC-m) și motorul de curent continuu fără perii (abreviat BLDC-m) – se tratează pe scurt în **subcapitolul 2.1**, rămânând ca în funcție de echipamentul folosit să se descrie pe larg modelarea matematică a întregului sistem de acționare.

În **subcapitolul 2.2** sunt prezentate câteva aplicații mecatronice reprezentative: sistemul mecanic cu o masă, sistemul mecanic cu două mase cuplate elastic și cazul particular al sistemului de înfășurare cu moment de inerție variabil. Adaptarea la o inerție variabilă se dovedește deosebit de robustă împotriva frecării și a cuplurilor de sarcină, deși schimbări rapide în accelerație sunt necesare pentru a obține rezultate bune. Pentru a obține controlul de înaltă performanță al unui SAE, parametrii de acordare ai vitezei trebuie acordați cu parametrii dinamici ai acționării (determinați de proprietăți mecanice). În cazul în care, partea mecanică a SAE are parametri variabili, poate fi necesară adaptarea parametrilor regulatorului pentru a menține dinamica sistemului de reglare constantă.

---

Având în vedere aplicabilitatea proceselor în domeniul sistemelor mecatronice cu parametri variabili, aplicațiile care vor fi prezentate în subcapitolul 2.2 sunt de actualitate permanentă și oferă și direcții de cercetare viitoare.

## **2.1. Variabilitatea parametrilor în aplicația sistemului de reglare cu o masă. Două soluții cu motoare de acționare care sunt analizate**

### **2.1.1. Condiții variabile de funcționare ale aplicației: referință de viteză, moment de inerție și cuplu rezistent (de sarcină) variabil**

În contextul cerințelor de calitate impuse funcționării sistemelor, există la ora actuală mai multe probleme, dintre care două sunt evidențiate: una constă în a face ca sistemele de conducere a mișcării să fie robuste la variații ale parametrilor și sub influența perturbațiilor și cealaltă, care constă în a face sistemul de conducere adaptabil la astfel de modificări. Obiectivele esențiale ale acestor sisteme sunt acelea de a asigura o urmărire cât mai fidelă a referinței, timp de reglare cât mai redus, suprareglaj diminuat, eroare de reglare nulă (cât mai redusă) în raport cu anumite tipuri de referințe și perturbații și prin aceasta un caracter astatic al sistemului. Având în vedere aceste obiective pe baza studiului bibliografic efectuat pot fi recomandate soluții moderne de reglare: algoritmi de reglare adaptați la variația parametrilor procesului și la perturbații, algoritmi cu model de referință adaptiv, regulatoare fuzzy, algoritmi cu structură variabilă, algoritmi cu două grade de libertate și în funcție de caz includerea soluțiilor hibride neuro-fuzzy [9].

Controlul vitezei și al poziției reprezintă una din cele mai întâlnite teme în practică; odată cu dezvoltările tehnicilor și tehnologiilor de control a devenit posibilă apariția unor noi soluții de conducere [1] – [7]. Teza de doctorat este concentrată pe dezvoltarea unor soluții de conducere pentru care referința este în continuă schimbare, acțiunea sarcinii este variabilă cu tendință de creștere permanentă, iar sistemul este caracterizat prin parametri variabili. Este și cazul SAE cu moment de inerție variabil (de exemplu SAE pentru înfășurarea unei benzi pe un tambur).

Luând în considerare cele menționate mai sus, este importantă cunoașterea cu cât mai bună precizie a valorilor parametrilor sistemului; acești parametri apar în modelele matematice (abreviat MM) detaliate ale sistemului și vor influența în mod semnificativ obținerea unor structuri de reglare performante. Datorită faptului că, în cazul sistemelor cu parametri variabili modificările punctului de funcționare afectează dinamica sistemului și întrucât legea de reglare depinde de acesta, la adoptarea unei structuri de conducere cu algoritmi adaptați trebuie luată în considerare și comutarea fără șocuri între unul sau mai mulți algoritmi de reglare. Acceptând apoi diverse ipoteze simplificatoare, valabile în situații bine precizate, se pot obține MM simplificate care pot fi utilizate eficient în sinteza legilor de reglare. Verificarea soluțiilor se va face pe MM detaliate (neliniare), care modelează cât mai complet comportarea reală a sistemului.

Aplicația principală abordată se referă la un SAE cu parametri variabili, dependenți de condițiile de evoluție a procesului, [6] - [8] (în particular cu DC-m sau BLDC-m [10]) care înfășoară o folie din diverse aliaje (alamă, aluminiu, hârtie parafinată, textile, lemn, etc) pe un tambur (bandă de înfășurare). Înfășurarea foliei conduce implicit la variația razei tamburului, de fapt a masei tamburului și prin urmare la variația momentului de inerție, ceea ce evident modifică parametri procesului și ai întregului sistem.

Sistemul de reglare trebuie să mențină constantă viteza liniară a benzii înfășurate, prin modificarea vitezei unghiulare a tamburului. În aceste condiții, o problemă specifică SAE de înfășurare a unei benzi o constituie pornirea.

În literatură se întâlnesc diverse domenii în care SAE sunt supuse unor condiții variabile, dintre acestea se menționează: în [11] este prezentat un sistem de reacție cu moment de inerție variabil pentru controlul poziției spațiale, în [12] este propusă o structură de reglare adaptivă a vitezei pentru acționări electrice cu moment de inerție variabil bazată pe o abordare în domeniul frecvență, controlul vibrațiilor pentru sistemele cu două grade de libertate folosind amortizoare de vibrații cu inerție variabilă este discutată în [13], iar în [14] este dezvoltată o tehnica de liniarizare cu reacție pentru sistemele cu inerție variabilă.

### **2.1.2. Acționări electrice utilizate în structura unor aplicații mecatronice**

Modalitățile de clasificare ale mașinilor și în consecință ale acționărilor electrice iau în considerare diferite puncte de vedere dictate de tipul acționării. După tipul curentului electric cu care se alimentează, se disting [15], [16]:

#### **I. Acționări electrice cu DC-m [15], [16]**

- a. motoare cu excitație independentă;
- b. motoare cu excitație paralelă;
- c. motoare cu excitație serie;
- d. motoare cu excitație mixtă: la aceste motoare înfășurarea statorică este împărțită în două înfășurări – o înfășurare este conectată în serie și cealaltă este conectată în paralel;

#### **II. Acționări electrice cu motoare de curent alternativ [17], [18], [19]**

- a. motoare asincrone (motoare de inducție) [17]
  1. după numărul de faze: monofazate și polifazate;
  2. după construcția rotorului: cu rotor bobinat și cu rotor în colivie;
  3. după natura construcției dedicată adeseori unor aplicații speciale: servomotorul asincron, regulatorul de faze, motorul liniar asincron, tahogeneratorul asincron;
- b. motoare sincrone [18], [19]
  1. cu histerezis
  2. pas cu pas: hibride, cu reluctanță reactivă, cu magneți permanenți;
  3. reactive: cu reluctanță sincronă și cu reluctanță comutată;
  4. sinusoidale: cu rotor bobinat, cu magneți permanenți;
  5. trapezoidale (BLDC-m)

Ținând seama de aplicația vizată în teză se prezintă pe scurt câteva informații cu privire la DC-m și BLDC-m. Soluțiile moderne de conducere dezvoltate în teză sunt dedicate unor SAE:

- SAE cu DC-m – SAE cu parametri variabili (este vorba de sistemul de acționare de înfășurare a unei benzi);
- SAE cu BLDC-m – 2 aplicații distincte: servosistemul cu BLDC-m și echipamentul de laborator – Model 220 Industrial Plant Emulator.

O categorie aparte de DC-m sunt *motoarele BLDC*. În principiu aceste motoare sunt similare DC-m, dar prezintă o construcție inversă: excitația este dispusă în rotor sub forma unor magneți permanenți și înfășurarea indusului, formată din faze, dispuse în stator [16], [20], [21].

Colectorul de la DC-m "clasic" a fost înlocuit de un comutator electronic comandat de un traductor de poziție rotoric; acesta are rolul de a determina în orice moment poziția rotorului în vederea realizării controlului electronic al comutației utilizând direct reacția după poziția unghiulară rotorică și prin aceasta curentul din înfășurarea indusului poate fi comutat între fazele motorului. (*comutație electronică*). BLDC-m au înlocuit în multe cazuri DC-m convenționale.

**Observație:** BLDC-m sunt de fapt motoare sincrone cu magneți permanenți, ele pot funcționa atât în regim de motor, cât și în regim de generator [20] - [24].

În tabelul 2.1.1 este prezentată sintetizat o comparație între principalele caracteristici ale BLDC-m și ale DC-m convențional [16], [20].

Tabelul 2.1.1. Comparație între BLDC-m și DC-m

<b>Proprietăți</b>	<b>BLDC-m</b>	<b>DC-m</b>
<i>Comutare</i>	electronică	prin intermediul periilor
<i>Mentenanță</i>	mai puțin necesară datorită absenței periilor	necesară periodic
<i>Durață de viață</i>	mai lungă	mai scurtă
<i>Caracteristica viteză/cuplu</i>	constantă, este posibilă operarea la orice viteză cu un cuplu nominal	cuplul util se micșorează odată cu creșterea vitezei (se freacă periile)
<i>Eficiență</i>	ridicată	moderată
<i>Putere generată</i>	ridicată	moderată spre scăzută
<i>Inerția rotorului</i>	mică datorită magneților permanenți	ridicată ceea ce limitează caracteristica dinamică
<i>Gama de viteză</i>	ridicată, datorită absenței periilor nu este impusă nici o limitare mecanică	limitată mecanic de prezența periilor
<i>Generarea de zgomot</i>	scăzută	ridicată, periile generează zgomot
<i>Costul fabricării</i>	mare datorat prezenței magneților permanenți	scăzut
<i>Control</i>	complex și scump	simplic și ieftin
<i>Cerințe de control</i>	este necesară prezența unui controler care să conducă motorul	dacă se dorește viteză variabilă este necesar un controler

Asociând BLDC-m cu un inverter de frecvență controlată, care asigură o viteză de rotație a rotorului aflată în sincronism cu frecvența inverterului, se obțin caracteristici similare cu cele ale unui DC-m [25] - [27]. Acest lucru este realizabil dacă se vor lua în considerare următoarele aspecte:

1. MM al motorului sincron cu magneți permanenți să fie exprimat în coordonate (d-q);
2. în comanda vectorială a motorului se urmărește ca valoarea curentului  $i_d=0$ ;
3. controlul vitezei (turației) să se facă prin intermediul curentului  $i_q$  ( $u_q$ );

Modelarea matematică a BLDC-m este prezentată în detaliu în paragraful 5.2.1: ecuațiile circuitului electric, ecuațiile de mișcare, logica de asigurare a comutării fazelor s.a. [28] - [30]. Este important faptul că – deși constructiv și funcțional apar diferențe - din punctul de vedere al conducerii, MM al BLDC-m poate

fi echivalat informațional – în regim de funcționare normal – cu MM al unui DC-m [28] - [30]:

În coordonate d-q ecuațiile circuitului electric sunt :

$$u_d = R_s i_d + L_d \dot{i}_d - L_q i_q p \omega_r, \quad (2.1.-1)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \dot{i}_q + L_d i_d p \omega_r + \lambda_{PM} p \omega_r.$$

în care  $L_d$ ,  $L_q$  sunt inductanțele după axa d, respectiv axa q;  $R_s$  este rezistența statorică;  $i_d$ ,  $i_q$  sunt curenții axelor d și q;  $u_d$ ,  $u_q$  sunt tensiunile axelor d și q;  $p$  este numărul de perechi de poli ai motorului;  $\omega_r$  reprezintă viteza (unghiulară) electrică a rotorului,  $\lambda_{PM}$  reprezintă amplitudinea fluxului indus de către magnetii permanenți.

Ecuațiile cuplului electromagnetic dezvoltat de motor sunt date de relațiile (2.1.-2):

$$M_e = \frac{3}{2} p [\lambda_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q], \quad (2.1.-2)$$

$$M_e = M_{Load} + B \omega_m + J \dot{\omega}_m.$$

în care  $M_{Load}$  este cuplu rezistent (de sarcină),  $B$  reprezintă coeficientul de frecări vâscoase,  $\omega_m$  reprezintă viteza (unghiulară) mecanică a rotorului și  $J$  semnifică momentul de inerție.

Aplicând transformata Laplace asupra relațiilor (2.1.-1) și (2.1.-2) obținem următoarele ecuații:

$$u_d = i_d (R_s + sL_d) - L_q i_q p \omega_r,$$

$$u_q = i_q (R_s + sL_q) + L_d i_d p \omega_r + \lambda_{PM} p \omega_r, \quad (2.1.-3)$$

$$M_e - M_{Load} = B \omega_m + sJ \omega_m$$

Având în vedere cele menționate la punctele 2 și 3 rezultă relațiile de forma (2.1.-4):

$$u_q = i_q (R_s + sL_q) + \lambda_{PM} p \omega_r \Rightarrow i_q = \frac{u_q - \lambda_{PM} p \omega_r}{R_s + sL_q}$$

$$M_e - M_{Load} = \omega_m (B + sJ) \Rightarrow \omega_m = \frac{M_e - M_{Load}}{B + sJ} \quad (2.1.-4)$$

$$M_e = \left( \frac{3}{2} p \lambda_{PM} \right) i_q \Rightarrow M_e = K_{Me} i_q$$

în care  $K_{Me}$  reprezintă constanta (sensibilitatea) cuplului motorului și  $\omega_r = (p/2) \omega_m$ .

În cazul DC-m ecuațiile matematice sunt de forma:

$$u_a = R_a i_a + L_a \dot{i}_a + k_e \omega, \quad (2.1.-5)$$

$$M_e = M_s + k_f \omega + J \dot{\omega}, \quad M_e = k_m i_a.$$

în care  $u_a$  este tensiunea de alimentare a motorului,  $i_a$  este curentul prin indus,  $R_a$  reprezintă rezistența indusului,  $L_a$  reprezintă inductanța indusului,  $\omega$  este viteza unghiulară a motorului,  $k_e$  reprezintă constanta de flux,  $M_s$  este cuplul rezistent (de sarcină),  $k_f$  reprezintă coeficientul de frecări vâscoase.

Aplicând transformata Laplace asupra relației (2.1.-5) obținem următoarele ecuații:

$$u_a = i_a(R_a + sL_a) + k_e \omega \Rightarrow i_a = \frac{u_a - k_e \omega}{R_a + sL_a} \quad (2.1.-6)$$

$$M_e = M_s + k_f \omega + sJ\omega \Rightarrow \omega = \frac{k_m i_a - M_s}{k_f + sJ}.$$

Schema bloc aferentă BLDC-m (pentru cazul  $i_d=0$ ) este similară cu schema bloc a unui DC-m [25] - [27], figura 2.1.1, în care cu  $K_{emf}$  se notează constanta tensiunii contra-electromotoare. Astfel este reconfirmată (prin relații) echivalarea informațională (d.p.v.d al conducerii) BLDC-m cu DC-m ceea ce este important pentru dezvoltarea informațională a soluțiilor de conducere.

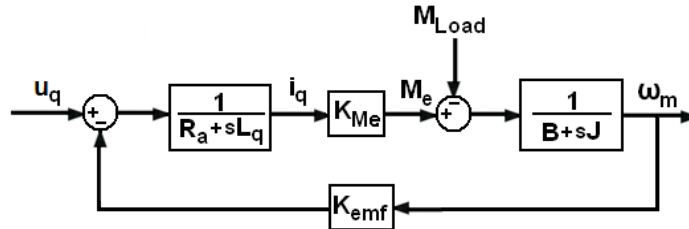


Fig. 2.1.1. Schema bloc a motorului BLDC pentru cazul  $i_d=0$

## 2.2. Aplicații mecatronice reprezentative care funcționează în condiții variabile (referință, perturbație, moment de inerție)

*Mecatronics* ca domeniu interdisciplinar (denumire introdusă de Oho Kyura in anul 1969) include concepte și realizari din trei domenii fundamentale: *meccanică* – componente mecanice (mașini, vehicule, mecanică de precizie, micromecanică), *electronică* – microelectronică, electronică de putere, tehnologii cu senzori și actuatori și suportul hardware pentru sistemele de conducere și *informatică* cu suportul software pentru sistemele de conducere – teoria sistemelor, reglare automată, inginerie software și inteligență artificială [1] – [4], [31] – [33], figura 2.2.1.

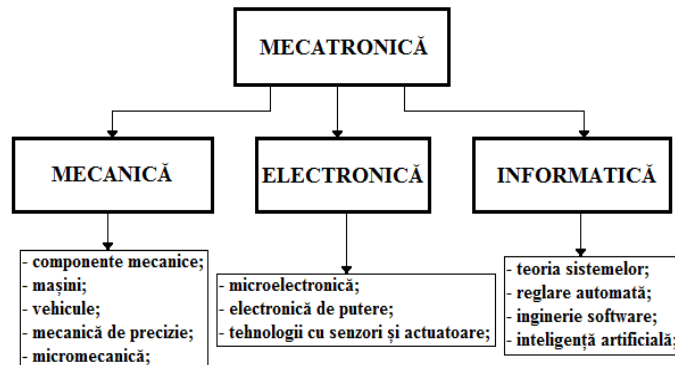


Fig. 2.2.1. Esența conceptului integrator de "mechatronică": cele trei domenii fundamentale și componentele lor aflate în interacțiune

Sistemele mecatronice moderne au câștigat tot mai mult în performanțe, asigurând versatilitate funcțională și aplicativă, inteligență, flexibilitate, fiind aflate într-o permanentă evoluție. Aceste caracteristici sunt furnizate și de sistemul de conducere care trebuie dotat cu capacitatea de a se adapta în permanență la condițiile externe și de a oferi apoi informații necesare conducerii ierarhizate, [1] – [4], [31] – [33], [215]. În reglarea turației și a poziției pe lângă situațiile de moment de inerție variabil [35], [36] - [40], intrarea de referință variabilă, corelată cu diverse condiții particulare de funcționare, pot apărea și condiționări suplimentare de funcționare, ca de exemplu oscilațiile care se manifestă pe partea mecanică – datorită două sau mai multor mecanisme cuplate elastic.

În cele ce urmează sunt prezentate succint trei aplicații mecatronice cu moment de inerție variabil: sistemul mecanic cu o singură masă, SAE de înfășurare a unei benzi și sistemul mecanic cu două mase cuplate elastic.

### 2.2.1. Sistemul mecanic cu o singură masă

Pe baza studiului bibliografic efectuat, al rezultatelor din [1], [12], [34] (extensibile și pentru cazul cu momentul de inerție variabil) în cele ce urmează este prezentat un model relativ simplu ce poate fi utilizat și extins apoi la sistemul mecanic cu două mase cuplate elastic. MM al sistemului mecanic cu o singură masă este prezentat în figura 2.2.2.

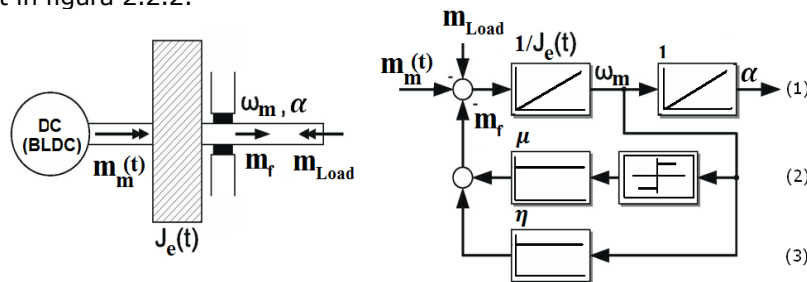


Fig. 2.2.2. Modelul sistemului mecanic cu o singură masă

Cuplul electromagnetic  $m_m(t)$  este furnizat de motorul electric (care poate fi DC-m sau BLDC-m). Un cuplu de sarcină extern (perturbație)  $m_{Load}(t)$  acționează pe axă. Cuplul de frecări vâscoase  $m_f(t)$  depinde de viteza unghiulară  $\omega_m$  și cuplul de frecări (uscate),  $m_{df}(t)$  creează „zonele cu joc”:

$$\begin{aligned} m_f(t) &= m_{df}(t) + \eta \cdot \omega_m, \\ m_{df}(t) &= \mu \cdot \text{sign}(\omega_m). \end{aligned} \quad (2.2.-1)$$

În care  $\eta$  și  $\mu$  sunt coeficienții de frecare corespunzători.

Prezența frecării poate crea dificultăți mari în cazul poziționării exacte la  $\omega_\infty=0$ , limitând performanțele SAE. Suprareglajele mari și oscilațiile cu cicluri limită sunt resimțite și la reglarea vitezei în special la turații mici, când apare mișcarea intermitentă, sacadată (*stick-slip motion*).

În marea majoritate a cazurilor, la modelarea matematică se iau în considerare doar frecările vâscoase și frecările Coulombiene; adeseori frecările sunt neglijate sau sunt compensate cu regulatoare clasice.

În cazul reglării vitezei, într-o primă etapă de dezvoltare, frecarea uscată poate fi neglijată. În cele din urmă, MM având ca intrare cuplul electromagnetic  $m_m(t)$  și ca ieșire viteza unghiulară  $\omega(t)$ , sau poziția unghiulară  $\alpha(t)$ , este:



$$J_e(t) \frac{d\omega_m}{dt} = m_m(t) - m_{Load}(t) - m_f(t), \quad (2.2.-2)$$

$$\alpha(t) = \int \omega_m(\tau) d\tau.$$

Din punctul de vedere al proiectării structurii de reglare, la neglijarea efectului de frecare uscată, MM al sistemului mecanic poate fi rescris într-o formă mai adecvată (fig. 2.2.2, reacția (2) nu mai apare), în partea mecanică a sistemului de acționare evidențiindu-se caracterul PT1.

### 2.2.2. Sistemul de acționare (electrică) pentru înfășurarea cu viteză liniară constantă a unei benzi pe un tambur

SAE de înfășurare a unei benzi se regăsesc în diferite domenii industriale, dar și neindustriale: în industria hârtiei, în industria textilă, în industria de prelucrare a lemnului, în industria metalurgică etc.

Aceste SAE (figura 2.2.3) antrenează tamburele din instalațiile de prelucrare a benzilor utilizate la înfășurare/rulare [8], [36] - [40] și prezintă câteva particularități funcționale esențiale:

- datorită rulării materialului pe tambur ele prezintă moment de inerție variabil;
- este necesară asigurarea unei viteze liniare de înaintare a materialului constantă pentru a nu se rupe sau pentru a nu se aduna materialul pe tambur, ceea ce va presupune variația vitezei unghiulare a tamburului.

În aceste condiții [8], [36] - [40], principalele două condiții tehnologice care trebuie îndeplinite de către soluția de conducere sunt:

$$v_s(t) \cong const \Rightarrow \omega_0(t) = k / r(t), \quad (2.2.-3)$$

$$f_h(t) = const.$$

unde modificarea continuă a intrării de referință - referință de turație-  $\omega_0(t)$ , poate fi asigurată pe baza valorii măsurate (sau estimate) a razei măsurate  $r(t)$  - a se vedea figura 2.2.3.

Problema reglării vitezei unui SAE pentru înfășurarea unei benzi poate fi rezolvată în diferite variante, două dintre ele fiind exemplificate în cele ce urmează:

- Prin utilizarea unei structuri de reglare în cascadă cu două regulatoare, unul de curent și unul de viteză (regulatorul principal);
- Prin utilizarea unei structuri de reglare după stare, cu extinderea structurii cu un bloc de realizare a erorii de reglare nulă (abreviat BCERN) [41], [42]; soluția nu este tratată în cadrul tezei.

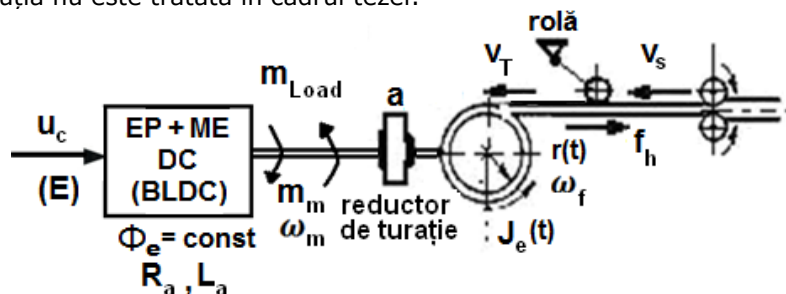


Fig. 2.2.3. Diagrama funcțională a SAE de înfășurare a unei benzi

Analiza și sinteza structurilor de conducere automată aferente SAE de înfășurare a unei benzi necesită în primul rând modelarea matematică a părții mecanice care trebuie să redea cât mai fidel funcționarea reală a acestor sisteme. Ca urmare a modificării razei  $r(t)$ , pentru aceste aplicații, momentul de inerție  $J_e(t)$  poate fi caracterizat de relația (2.2.4):

$$J_e(t) = \frac{1}{2} \rho \pi l r^4(t) \quad (2.2.-4)$$

La modificări accentuate ale razei se necesită o atenție deosebită în dezvoltarea structurii de reglare.

O sarcină dificilă în proiectare o reprezintă determinarea momentului de inerție variabil  $J_e(t)$ . Dacă parametrii regulatorului rămân constanți, în dinamica structurii de reglare pot apărea modificări datorate momentului de inerție ce se modifică în timpul funcționării. Problema poate fi rezolvată relativ simplu dacă componentele relației (2.2.-4) sunt măsurabile; în caz contrar, schimbările momentului de inerție pot fi evaluate folosind diferite scheme de estimare [12], [42] - [49].

SAE de înfășurare a unei benzi pe un tambur (SAE cu parametri variabili), este tratat în detaliu în cap. 4 (modelarea matematică, scheme de simulare); de asemenea sunt dezvoltate, testate și validate prin simulare mai mulți algoritmi moderni de conducere.

### 2.2.3. Sistemul mecanic cu două mase cuplate elastic

În multe situații pentru simplificarea modelării sistemului, sarcina se consideră cuplată rigid la motoarele de acționare; în realitate axul de transmisie se deformează sub acțiunea momentelor aplicate în limitele elasticității, proporțional cu cuplul aplicat. Dacă materialul va fi solicitat în continuare, deformația va crește ajungând astfel în zona deformațiilor permanente. Pentru ca un SAE să funcționeze corespunzător trebuie ca deformațiile unghiulare să fie pastrate în zona deformațiilor elastice.

Structura clasică pentru un sistem mecanic cu două mase cuplate elastic este prezentată în figura 2.2.4.

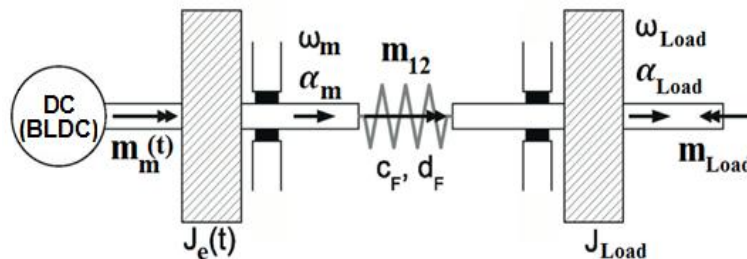


Fig. 2.2.4. Modelul sistemului mecanic cu două mase cuplate elastic

Fenomenul cuplajului elastic într-un sistem cu două mase cuplate elastic poate fi descris de (relația (2.2.-5)):

$$m_{elastic}(t) = c_F (\alpha_m - \alpha_{Load}) + c_n (\alpha_m - \alpha_{Load})^n \operatorname{sgn}(\alpha_m - \alpha_{Load}) \quad (2.2.-5)$$

în care  $c_F$  reprezintă coeficientul de elasticitate liniar al cuplajului și  $c_n$  reprezintă coeficientul de elasticitate neliniar al cuplajului. În cazul deformațiilor elastice aflate în zona liniară, coeficientul părții neliniare este nul ( $c_n=0$ ); prin urmare pe domeniul deformațiilor elastice liniare va fi valabilă relația (2.2.-6):

$$m_{elastic}(t) = c_F(\alpha_m - \alpha_{Load}) \quad (2.2.-6)$$

La transmiterea mișcării de rotație de la motor la sarcină prin elementele de legătură apar și cupluri torsionale cu caracter vibrator. Inerțiile celor două mase conectate, precum și elasticitatea arborilor duc la apariția în sistem a oscilațiilor (mecanice), astfel încât cele două mase tind să oscileze în opoziție una față de cealaltă. Ecuația (2.2.-7) descrie disiparea de energie în sistemul mecanic oscilator:

$$m_{dl}(t) = d_F(\omega_m - \omega_{Load}) \quad (2.2.-7)$$

Suprapunând efectele de elasticitate liniară și de amortizare liniară din elementele de cuplare, se poate obține ecuația cuplului transmis prin acestea [1], [12], [34]:

$$m_{12}(t) = c_F(\alpha_m - \alpha_{Load}) + d_F[\omega_m(t) - \omega_{Load}(t)] \quad (2.2.-8)$$

Definind vectorul intrărilor  $\underline{u}(t)$  și vectorul stărilor  $\underline{x}(t)$  sub forma:

$$\underline{u}(t) = [m_m \quad m_{Load}]^T, \quad \underline{x}(t) = [\alpha_m \quad \omega_m \quad \alpha_{Load} \quad \omega_{Load}]^T$$

se obțin ecuațiile părții mecanice sub forma matricială.

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{c_F}{J_e(t)} & -\frac{d_F}{J_e(t)} & \frac{c_F}{J_e(t)} & \frac{d_F}{J_e(t)} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{c_F}{J_{Load}} & \frac{d_F}{J_{Load}} & -\frac{c_F}{J_{Load}} & -\frac{d_F}{J_{Load}} \end{bmatrix}, \quad \underline{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_{Load}} \end{bmatrix} \quad (2.2.-9)$$

Relația (2.2.-9) permite calcularea funcției de transfer a părții mecanice. O analiză detaliată privind modelul (într-o formă generală de aplicare) este dată în [1] și concluziile pot fi folosite în proiectarea structurii de reglare.

## 2.3. Concluzii

În cadrul acestui capitol, este prezentată într-o manieră succintă ideea de *variabilitate a parametrilor și mărimilor* unui SAE. În acord cu aplicațiile vizate în cadrul tezei, în subcapitolul 2.1 sunt menționate principalele obiective ale SAE cu parametri variabili; în subcapitolul 2.2 sunt evidențiate câteva soluții moderne de reglare; o parte din aceste soluții precum și soluțiile noi dezvoltate sunt testate pe aplicațiile mecatronice din capitolele următoare.

Tot în cadrul acestui capitol, se prezintă succint câteva tipuri de motoare electrice. Se prezintă aspecte comparative între principalele caracteristici ale BLDC-m și ale DC-m și aspecte legate de modelarea matematică (informațională) a celor două tipuri de motoare. Caracteristici comparabile cu cele ale unei mașini de curent continuu convenționale se obțin prin asocierea motorului BLDC cu un invertor de frecvență controlată. Relațiile prezentate servesc ulterior la fundamentarea modelării aplicațiilor abordate în capitolele 4, 5 și 6.

În ceea ce privește SAE cu parametri variabili, pot fi precizate următoarele:

- au fost menționate diferite modele de aplicații cu inerție variabilă pentru cazul SAE cu DC-m sau BLDC-m;
- acceptând ipoteze simplificatoare cu valabilitate în situații bine precizate, din MM detaliate, se pot obține MM simplificate, ce vor putea fi utilizate în sinteza legilor de reglare aferente SAE; verificarea soluțiilor se va face pe modele detaliate (neliniare), care caracterizează mai fidel comportarea reală a sistemului;

- cunoașterea cât mai exactă a valorilor parametrilor sistemului este necesară pentru că acest lucru influențează semnificativ dezvoltarea unor structuri de reglare performante;
- datorită faptului că, în cazul sistemelor cu inerție variabilă modificările punctelor de funcționare afectează dinamica sistemului și deoarece legea de reglare depinde de acesta, soluțiile de reglare trebuie să ia în considerare comutarea fără șocuri între unul sau mai mulți algoritmi de reglare.

Cele evidențiate au fost prezentate și utilizate și în cadrul referatelor de cercetare științifică [16] și [50].

### 3. SOLUȚII DE CONDUCERE ȘI METODE CLASICE DE PROIECTARE BAZATE PE MODEL DEDICATE SISTEMELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CU PARAMETRI VARIABILI ȘI CU INTRĂRI VARIABILE ÎN TIMP

În ultimile două decenii au fost introduse și aplicate diverse tehnici specifice pentru reglarea parametrilor sistemelor de acționare electrică (abreviat SAE); parte din ele apelează eficient regulatoarele PI(D) convenționale, respectiv soluții extinse bazate pe acestea: sistemele de reglare bazate pe tehnici fuzzy, sistemele cu structuri variabile, soluții bazate pe metodele de estimare a parametrilor și perturbației, soluții de reglare robuste, ș.a [9], [42], [51] - [58]. În bună parte aceste soluții au la bază teoria sistemelor liniare invariante în timp, cu extensii spre domeniul neliniar.

Algoritmii de reglare moderni trebuie să răspundă solicitărilor privind calitatea reglării, și să garanteze menținerea nivelului și în condițiile unor solicitări tehnologice diverse (uneori extreme). Rezultatul proiectării și implementării sistemului de conducere automată depinde în mare măsură de corectitudinea MM disponibil pentru procesul condus – MM care poate fi însă destul de complex.

În **subcapitolul 3.1**, se tratează sintetic structurile de sisteme de reglare automată (abreviat SRA) apelate în teză. Alegerea structurii SRA depinde de complexitatea structurii procesului condus, de performanțele impuse și de echipamentele de automatizare disponibile [42], [57], [58].

Ținând seama de particularitățile aplicației abordate și cerințele de calitate impuse conducerii, pe baza unui studiu bibliografic referitor la soluții LCA în **subcapitolul 3.2** sunt analizate cele cinci soluții de reglare adaptate la aplicațiile mecatronice abordate în teză:

- Soluția/soluții cu regulatoare PI(D), în varianta cu buclă simplă sau în varianta în cascadă, respectiv, în variante extinse cu adaptarea parametrilor;
- Soluția/soluții cu regulatoare fuzzy (regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno);
- Soluția/soluții cu regulatoare hibride neuro-fuzzy (regulatoare neuro-fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno);
- Soluția/soluții cu regulatoare în mod alunecător (cu structură variabilă, abreviat VSS - Variable Structure System);
- Soluția/soluții cu regulatoare cu două grade de libertate (abreviat 2DOF).

Regulatoarele PI(D) sunt utilizate datorită faptului că structura acestor regulatoare este simplă și transparentă, iar parametrii de reglare sunt ușor de acordat [9], [42], [57] - [59]. În cadrul tezei, regulatoarele PI(D) sunt folosite de regulă ca și structuri de referință, ca termen de comparație a performanțelor celorlalte structuri de conducere dezvoltate.

Dezvoltarea unor structuri de regulatoare cu adaptarea permanentă a parametrilor la puncte de funcționare caracteristice ale regimului de funcționare al procesului poate fi o soluție de succes, apelabilă și în cazul clasic, dar și în cazul regulatoarelor derivate din acestea.

Regulatele fuzzy reprezintă o soluție ce garantează de multe ori performanțe superioare regulatele convenționale, și – în cazul unei proiectări corecte – pot asigura stabilitatea și robustețea SRA. Performanțe mai bune rezultă din modul de adaptare a bazei de reguli și din modul de întocmire al mulțimilor fuzzy asociate variabilelor lingvistice; din acest motiv utilizarea acestui tip de regulate poate fi o soluție bună [9], [36] - [38], [51], [52], [57], [58], [61], [62].

Soluția cu regulate neuro-fuzzy este justificată de faptul că aceste regulate posedă avantaje moștenite atât de la sistemele inteligente fuzzy, cât și de la sistemele adaptive – reactualizarea parametrilor regulatorului fuzzy aduce o creștere a performanțelor sistemului [63] - [66].

Regulatele cu structură variabilă – în speță aici regulatele sliding-mode – pot reprezenta soluții alternative întrucât ele sunt caracterizate prin robustețe, implementare simplă și compensarea neliniarităților procesului [9], [38], [52], [54], [67] - [70].

Soluțiile de reglare cu regulate cu două grade de libertate, pot asigura o comportare bună a semnalului de urmărire și – concomitent – reducerea efectelor perturbațiilor [71] - [79].

Pentru aplicațiile tratate în teză dezvoltarea regulatele PI(D) a fost bazată pe utilizarea criteriilor de optim cunoscute. O succintă sinteză asupra unor metode bazate pe criteriul modulului (m-MO, m-SO, m-ESO) [42], [57] - [59], [80] - [82], [214] este prezentată în **subcapitolul 3.3**. Eficiența celor trei metode este dovedită atât în domeniul timp, cât și în domeniul frecvență; aceste metode sunt bazate pe MM de tip benchmark aferente procesului, motiv care justifică tratarea MM neliniare.

### 3.1. Structuri de sisteme de reglare automată utilizate în teză

Soluțiile de reglare dezvoltate în teză se bazează pe structurile de sisteme de reglare automată prezentate în cele ce urmează [42], [58], [83], [84]:

- (1) *Structura de sistem de reglare automată convențională (SRA-c)*, exemplificată în figura 3.1.1 este utilizată în capitolul 6 pentru un SAE cu parametri variabili – echipamentul de laborator Model 220 Industrial Plant Emulator. Pentru creșterea performanțelor se pot utiliza diferite tipuri de filtre de referință [42], [58].

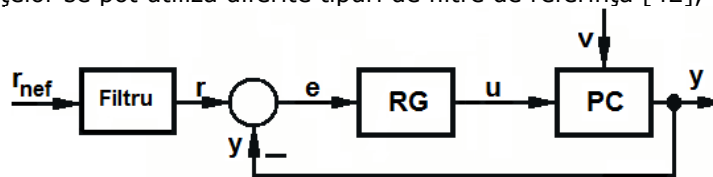


Fig. 3.1.1. Schema bloc a SRA-c

- (2) *Structura de sistem de reglare automată în cascadă (SRA-csd)*, utilizată în capitolele 4 și 5, pentru aplicațiile de conducere a SAE, figura 3.1.2, în care semnificația mărimilor și a blocurilor este cea îndeobște cunoscută [42], [57] - [59]. În cazul linear, relațiile care caracterizează aceste structuri sunt cele cunoscute.

În SRA-csd se pot utiliza diferite tipuri de regulate; în varianta cu regulate convenționale, adeseori în proiectarea regulatele aferente celor două se utilizează criteriile de modul optim (a se vedea subcapitolul 3.3).

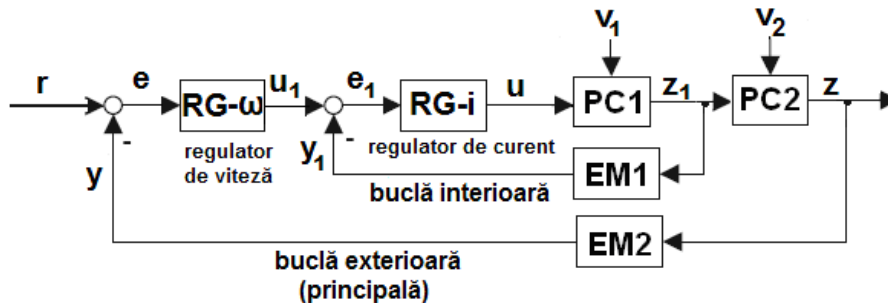


Fig. 3.1.2. Schema bloc a SRA-csd

### 3.2. Soluții moderne de reglare a sistemelor de acționare electrică cu parametri variabili și cu intrări variabile în timp

#### 3.2.1. Soluții de reglare cu regulatoare PI(D) cu adaptarea parametrilor

În ultimele decenii, domeniul sistemelor de reglare automată a trecut prin evoluții majore, fiind dezvoltați algoritmi de reglare avansați și inteligenți. Cu toate acestea, regulatoarele PI(D) rămân cele mai utilizate în aplicațiile industriale; conform unor studii, aproximativ 90% dintre regulatoarele industriale sunt de tip PI(D) [9], [42], [51], [58], [59], [99], [121], [124]. Acest lucru este datorat simplității legii de reglare și numărului redus de parametri ce necesită acordare.

Caracteristicile regulatoarelor PI(D) ce justifică utilizarea acestora în cadrul tezei, sunt:

- posibilitatea de a dezvolta structuri de reglare avansate (mai eficiente) având ca punct de plecare structura de bază cu regulatoare PI(D);
- posibilitatea de extindere a principiului reglării PI(D) și pentru alte metode de reglare (reglarea adaptivă, reglarea bazată pe logică fuzzy, reglarea în regim alunecător, reglare robustă);

În cazul SAE cu parametri variabili se poate adopta soluția de acordare / reaccordare automată (online) a parametrilor regulatorului [51], [52], [126], [127]; soluțiile de reglare utilizate pot fi atât soluții clasice cu regulatoare PI(D) cu adaptarea parametrilor, cât și soluții mai complexe ce utilizează regulatoare cu structură variabilă. Dezvoltarea unor soluții cu regulatoare cu parametri adaptabili, a constituit obiectul a numeroase cercetări [99] - [104].

Pe baza studiului bibliografic efectuat, în continuare sunt prezentate sintetic modalități de comutare a algoritmului de reglare (regulator PI) în varianta discretă.

Forma discretă (cvasi-continuu) a algoritmilor de reglare de tip PI(D) poate fi obținută utilizând diverse metode [59]. Funcția de transfer (abreviat f.d.t.) a unui regulator de ordinul 1 (PI, PDT1) în variantă discretă, adaptată la obiectivele urmărite și la modalitatea de dezvoltare a regulatorului, este de forma:

$$H_R(z^{-1}) = \frac{q_0 + q_1 z^{-1}}{p_0 + p_1 z^{-1}}. \quad (3.2.-1)$$

În cazul proceselor cu parametri variabili, în particular și cazul SAE cu parametri variabili, modificarea punctului de funcționare afectează dinamica

procesului și - deoarece legea de reglare trebuie adaptată la aceste modificări - trebuie luată în considerare și comutarea fără șoc între unul sau mai mulți algoritmi de reglare numerică.

Alegerea numărului de algoritmi și condițiile de calculare a parametrilor regulatorului sunt probleme legate de procesul condus și care trebuie rezolvate de către proiectant; în aplicația tratată în teză - a se vedea cap. 4 - comutarea fără șoc se va face între trei algoritmi de reglare numerică (abreviat a.r.n.).

Algoritmul de „trecere fără șoc” de pe un algoritm pe altul va fi exemplificat pentru a.r.n. de ordinul 1 [41], [58]; se pune problema determinării valorii anterioare astfel încât pentru valoarea actuală a erorii de reglare să se asigure trecerea fără șoc de pe a.r.n. (1) pe a.r.n. (2) ș.a.m.d. Modificările în parametrii a.r.n. sunt evidențiate în parametrii  $q_v^m$  cu  $v=0$  sau  $1$  (în cazul regulatorului PI  $p_1=-1$ ) și  $m=1\dots i$  ( $m$ -numărul de algoritmi de reglare numerici în cazul aplicației din teză,  $i=3$ ).

Condiția de comutare fără șoc presupune respectarea cerinței de forma [41], [128], [129]:

$$u_{m,k} = u_{m-1,k} = u_{m-2,k} = u_k, \quad m = 3. \quad (3.2.-2)$$

Se consideră că regulatorul funcționează pe a.r.n. (1) și trece apoi pe a.r.n. (2) (urmând ca de pe a.r.n. (2) să treacă și pe a.r.n. (3)), conform următoarele relații [41], [129]:

$$u_{m,k} = q_1^{(m)} \cdot x_{1k}^{(m)} + q_0^{(m)} \cdot x_{2k}^{(m)}, \quad m = 1,2,3, \quad \text{a.r.n.}(m) \quad (3.2.-3)$$

$$e_k^{(m)} = e_k, \quad e_k = r_k - y_k$$

$x_{1k}^{(m)} = x_{2,k-1}^{(m)}$ , cu valori care trebuie calculate.

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

$$x_{2k}^{(m)} = e_k - p_1^{(m)} \cdot x_{1k}^{(m)}, \quad m = 1,2,3 \quad (3.2.-4)$$

și de expresia similară furnizată de relația (3.2.-3) se obține relația pentru a.r.n. (1), a.r.n. (2) și a.r.n. (3) redată mai jos:

$$u_{m,k} = q_1^{(m)} \cdot x_{1k}^{(m)} + q_0^{(m)} \cdot e_k - q_0^{(m)} \cdot p_1^{(m)} \cdot x_{1k}^{(m)}. \quad (3.2.-5)$$

Impunând condiția de trecere fără șocuri  $u_{2k} = u_{1k}$  și apoi  $u_{3k} = u_{2k}$ , aceste relații conduc la:

$$x_{1k}^{(n+1)} = \frac{q_1^{(n)} x_{1k}^{(n)} + q_0^{(n)} x_{2k}^{(n)}}{q_1^{(n+1)} - q_0^{(n+1)} p_1^{(n+1)}} - \frac{q_0^{(n+1)}}{(q_1^{(n+1)} - q_0^{(n+1)} p_1^{(n+1)})} e_k, \quad (3.2.-6)$$

$$x_{2,k-1}^{(n+1)} = x_{1k}^{(n+1)}, \quad n = 1,2.$$

Condițiile de comutare trebuie să fie conectate și corelate cu modificările parametrilor procesului, condiții care pot fi redată prin intermediul relației (3.2.-7) și prezentate în figura 3.2.1 [57], [80], [128]:

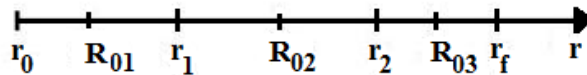


Fig. 3.2.1. Diagrama detaliată a comutației





- (4) impunerea condițiilor de comutare și asigurarea unui algoritm de comutare fără șoc.

La structurarea regulatorului (adaptiv) va trebui să se țină seama de variațiile din proces și de variațiile din semnalele externe sistemului: referință, perturbație. În anumite situații poate fi însă și necesară testarea stabilității pentru domeniile adiacente (analiza celor mai defavorabile cazuri) utilizând - de exemplu pentru cazul liniar - metoda lui Kharitonov, sau metoda lui Lyapunov la sistemele neliniare [136] - [142].

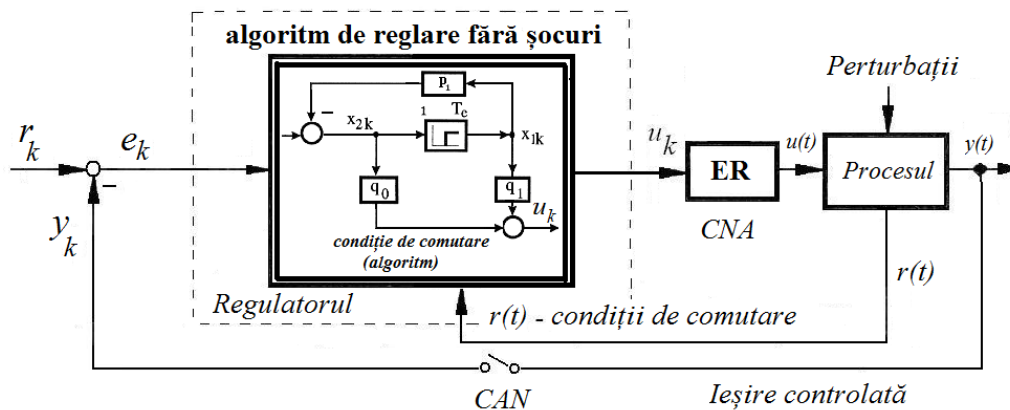


Fig. 3.2.3. Schema bloc a sistemului de reglare cu regulator PI adaptat la punctele de funcționare ale procesului cu comutare fără șoc între mai mulți a.r.n.

Structura de comutație prezentată în figurile 3.2.2 și 3.2.3, este aplicabilă fără dificultăți atât pentru reglatoare PI(D) dar și în cazul altor reglatoare, de exemplu: reglatoare fuzzy cvasi-PI(D) de tip Takagi-Sugeno; reglatoare (hibride) neuro-fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno; reglatoare cu două grade de libertate; reglatoare în mod alunecător ș.a. [52], [54], [64] - [72], [78], [79].

### 3.2.2. Soluții de reglare cu reglatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno

Principalele avantaje ale reglării fuzzy sunt manifestate prin faptul că [85] - [93], [94] - [97], [144], [216], [217]:

- dezvoltarea regloarelor este bazată pe reguli care țin seama de experiența operatorului uman; acesta poate defini variabilele lingvistice prin mulțimile fuzzy asociate;
- dezvoltarea regulatorului fuzzy poate fi relativ ușoară, fiind posibilă o configurare ușor de adaptat și de modelat a regulatorului dependent de condițiile de funcționare ale procesului.

Structura generală a unui SRA cu regulator fuzzy este prezentată în figura 3.2.4, în componența căreia se disting cele trei module de bază [41]:

- *modulul de fuzzificare* în care informația fermă de la intrare este convertită într-o informație fuzzy;
- *modulul de inferență* în care informația fuzzy este prelucrată utilizând o bază de reguli, obținându-se astfel comanda fuzzy.

Elaborarea comenzii de către regulator se face prin intermediul unui set de reguli de forma:

**DACĂ** (premiză) **ATUNCI** (concluzie)

în care *premisă* reprezintă constatarea evoluției procesului (comparată cu evoluția dorită) iar *concluzie* reprezintă măsurile necesare pentru asigurarea evoluției dorite.

- *modulul de defuzzificare* în care comanda fuzzy este convertită în comandă fermă ce se va transmite procesului;

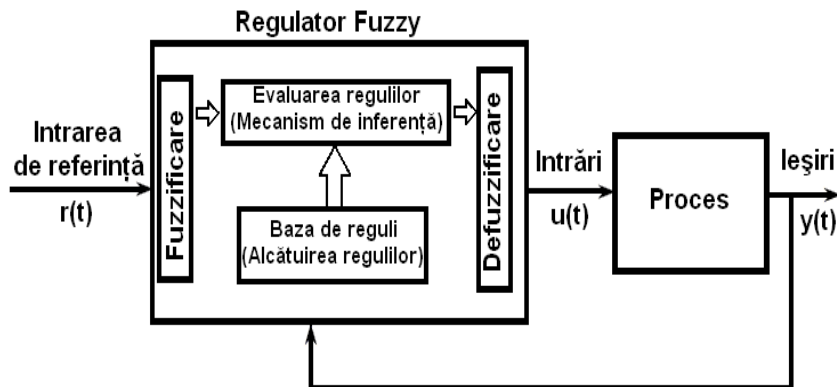


Fig. 3.2.4. Schema bloc aferentă unei SRA cu regulator fuzzy

O modalitate de clasificare a reguletoarelor fuzzy [98], este cea bazată pe mecanismul de inferență. Din acest punct de vedere reguletoarele fuzzy se clasifică în: (1) reguletoare fuzzy de tip Mamdani și (2) reguletoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno.

În cadrul tezei, au fost abordate doar reguletoarele fuzzy de tip Takagi-Sugeno, care utilizează operatorul *SUM/PROD* (respectiv *MAX/MIN*) pentru evaluarea conectorului *SAU/ȘI* din condiție, conectarea regulilor se face cu operatorul *SUM* (sau *MAX*), respectiv concluzionarea în cadrul regulilor se face cu operatorul *PROD* (sau *MIN*). Defuzzificarea se realizează utilizând *metoda mediei ponderate*.

La aplicațiile vizate în cadrul tezei, au fost utilizate reguletoare fuzzy cu dinamică, bazate pe principiul echivalenței modale [41], [90], [216], [217] în două variante: (1) cu efectul de integrare introdus pe ieșirea reguletoareului fuzzy (RG-F-IE) cu structura generală prezentată în figura 3.2.5 și (2) cu efectul de integrare introdus pe intrarea reguletoareului fuzzy (RG-F-II) a cărei structură este prezentată în figura 3.2.6.

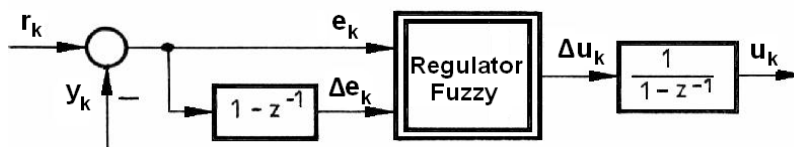


Fig. 3.2.5. Schema bloc aferentă unui RG-F-IE

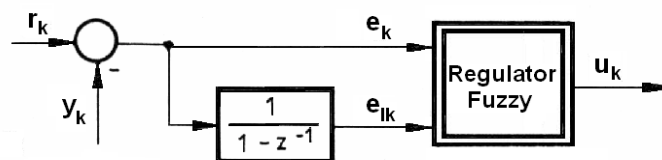


Fig. 3.2.6. Schema bloc aferentă unui RG-F-II

Regulatele fuzzy de tip Takagi-Sugeno (abreviat RG-F-TS) [41], [90], prezintă particularități esențiale în *partea de concluzii*, în ceea ce privește *partea de premiză*, aceasta fiind identică celei din cazul regulatelelor fuzzy de tip Mamdani (abreviat RG-F-M). În consecință, principala diferență între regulatele de tip Takagi-Sugeno și cele de tip Mamdani este faptul că funcțiile de apartenență (abreviat f.d.a) de ieșire ale regulatelelor Takagi-Sugeno sunt fie liniare, fie constante. Prin urmare structurarea prelucrării dată de Takagi-Sugeno este mai compactă și mai eficientă din punct de vedere computațional decât metoda dată de Mamdani, fapt pentru care se pretează la utilizarea tehnicilor adaptive pentru proiectarea modulelor fuzzy. Aceste tehnici pot fi utilizate la personalizarea (modificarea) f.d.a. astfel încât un sistem (proces) poate fi tratat ca sistem fuzzy care poate să modeleze fidel comportarea procesului.

Pentru a descrie dinamica sistemului, RG-F-TS se folosesc un set finit de reguli *IF-THEN* de forma [41], [90], [144]:

$$\begin{aligned} & \text{IF } z_1 \text{ IS } TL_{z_1} \text{ AND } z_2 \text{ IS } TL_{z_2} \text{ AND } \dots \text{ AND } z_n \text{ IS } TL_{z_n} \\ & \text{THEN } \Delta u_k = \Delta u_k^j \text{ pentru } \text{RG-F-TS-cvasi-PI-IE} \end{aligned} \quad (3.2.-8)$$

$$\begin{aligned} & \text{IF } z_1 \text{ IS } TL_{z_1} \text{ AND } z_2 \text{ IS } TL_{z_2} \text{ AND } \dots \text{ AND } z_n \text{ IS } TL_{z_n} \\ & \text{THEN } u_k = u_k^j \text{ pentru } \text{RG-F-TS-cvasi-PI-II} \end{aligned} \quad (3.2.-9)$$

în care:  $z_i, i=1..n$  reprezintă variabilele lingvistice ale sistemului,  $TL_{z_i}, i=1..n$  sunt termenii lingvistici aferenți variabilelor lingvistice de intrare,  $j$  reprezintă indicele regulii, iar  $\Delta u_k^j$  și  $u_k^j$  sunt concluziile regulii  $j$ .

#### A. Soluții de reglare cu regulatele fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno cu integrarea ieșirii (RG-F-TS-cvasi-PI-IE)

Pentru dezvoltarea acestui tip de regulator se pornește de la parametrii regulatorului clasic, de exemplu  $\{k_C, T_i\}$ , determinați printr-o metodă de proiectare clasică. Alegând o perioadă de eșantionare convenabilă,  $h$ , prin discretizare (de exemplu a regulatorului PI) se obține varianta incrementală a algoritmului ( $\Delta e_k$  reprezintă incrementul erorii de reglare,  $\Delta e_k = e_k - e_{k-1}$ ) [41], [90]:

$$\Delta u_k = K_p \Delta e_k + K_i e_k = K_p (\Delta e_k + \alpha e_k) \quad (3.2.-10)$$

cu parametrii  $K_p, K_i$  și  $\alpha$  calculabili prin intermediul următoarelor relații:

$$K_p = k_C \left( 1 - \frac{h}{2T_i} \right), K_i = \frac{k_C h}{T_i}, \alpha = \frac{K_i}{K_p} = \frac{2h}{2T_i - h} \quad (3.2.-11)$$

Problema fuzzificării se rezolvă prin alegerea unui număr corespunzător (obișnuit impar) de termenii lingvistici cu f.d.a. de tip triunghiular sau trapezoidal pentru  $e_k$  și  $\Delta e_k$ . Aplicând principiul echivalenței modale [88], se obțin valorile parametrilor  $B_e, B_{\Delta e}$  și  $B_{\Delta u}$ .

$$B_{\Delta e} = (K_i / K_p) B_e, B_{\Delta u} = \alpha B_e, B_{\Delta u} = K_i B_e \quad (3.2.-12)$$

#### B. Soluții de reglare cu regulatele fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno cu integrarea intrării (RG-F-TS-cvasi-PI-II)

Această variantă de regulator se dezvoltă plecând de la ecuația discretă aferentă algoritmului de reglare numerică de forma:

$$u_k = K_i e_{Ik} + K_p e_k = K_p^* e_{Ik} + K_i^* e_k = K_p^* (e_{Ik} + \alpha^* e_k) \quad (3.2.-13)$$

în care  $K_p^*$ ,  $K_i^*$  și  $\alpha^*$  au expresiile date de relația (3.2.-14), iar  $e_{Ik}$  reprezintă integrala erorii de reglare calculată prin intermediul relației  $e_{Ik} = e_{Ik-1} + e_k$ .

$$K_p^* = K_i = \frac{k_C h}{T_i}, K_i^* = K_p = k_C \left(1 - \frac{h}{2T_i}\right), \alpha^* = \frac{K_i^*}{K_p^*} = \frac{2T_i - h}{2h} \quad (3.2.-14)$$

În locul parametrilor  $B_e$ ,  $B_{\Delta e}$  și  $B_{\Delta u}$  din cazul RG-F-TS-cvasi-PI-IE, parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-II sunt  $B_e$ ,  $B_{eI}$  și  $B_u$ , iar dezvoltarea este bazată pe relația (3.2.-15) în locul relației (3.2.-12):

$$B_{eI} = (K_i^* / K_p^*) B_e, B_{eI} = \alpha^* B_e, B_u = K_i^* B_e \quad (3.2.-15)$$

RG-F-TS-cvasi-PI-II se dezvoltă prin analogie cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE, analogia constând în faptul că se păstrează precizările referitoare la alurile f.d.a., baza de reguli, metoda de inferență și metoda de defuzzificare. Pentru ambele variante de soluții de reglare, parametrul liber  $B_e$  este ales pe baze euristice, ținând seama de specificul aplicației și de experiența proprie dobândită.

### 3.2.3. Soluții de reglare cu regulatoare hibride neuro-fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno

Dacă soluțiile de reglare clasice nu pot satisface toate condițiile de performanță impuse, poate fi utilă folosirea structurilor de reglare adaptive; în figura 3.2.7 se prezintă o soluție principială pentru aceasta.

Soluția de conducere cu regulator hibrid neuro-fuzzy cvasi-PI (abreviat RG-HNF-cvasi-PI) - apelată în teză și adaptată pentru conducerea proceselor specifice din cap. 4 și 5 - reprezintă un caz particular de SRA-adaptiv.

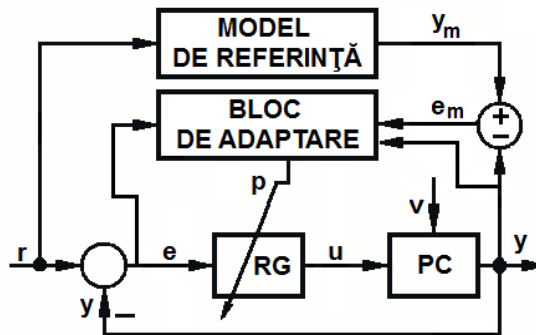


Fig. 3.2.7. Schema bloc a SRA-adaptivă cu model de referință

Soluția *hibridă neuro-fuzzy* combină facilitățile oferite de reglarea bazată pe logica fuzzy cu reglarea bazată pe conducerea adaptivă a proceselor [99] - [104].

Regulatorul fuzzy utilizat în aplicațiile abordate în teză este de tip Takagi-Sugeno - RG-F-TS-cvasi-PI-IE sau RG-F-TS-cvasi-PI-II - a se vedea paragraful 3.2.2.

În cazul SRA cu RG-HNF-cvasi-PI se alege un model de referință (abreviat MR) care impune funcționarea dorită a sistemului, iar parametrii de acordare ai regulatorului se ajustează pe baza erorii dintre ieșirea modelului de referință și ieșirea procesului. În aplicațiile abordate, modelul de referință poate fi ales cu o f.d.t. (continuală) de forma:

$$H_{MR}(s) = (b_2 s^2 + b_1 s + b_0) / (a_2 s^2 + a_1 s + a_0) \quad (3.2.-16)$$

cu  $b_2=b_1=0$ ,  $b_0=1$ , și  $a_2$ ,  $a_1$  și  $a_0$  fixați funcție de aplicația concretă (cap. 4 și 5).

Pentru perioada de eșantionare aleasă, se discretizează relația (3.2.-16), rezultând ecuația cu timp discret de forma:

$$y_{m,k} = -d_1 y_{m,k-1} - d_2 y_{m,k-2} - c_0 r_k + c_1 r_{k-1} + c_2 r_{k-2} \quad (3.2.-17)$$

în care  $y_{m,k}$  este ieșirea modelului de referință la pasul  $k$  de discretizare.

Rolul blocului de adaptare (abreviat BA) este de a modifica baza de reguli a regulatorului fuzzy până când sistemul se comportă într-un mod asemănător cu modelul de referință ales. Valorile parametrilor BA - în acest caz -  $\eta$ ,  $\lambda \in (0,1)$  se aleg în funcție de viteza de convergență a algoritmului propagării inverse a erorii și în funcție de performanțele impuse SRA [65], [66].

Adaptarea parametrilor regulatorului se face doar după ce sunt măsurate datele de la intrarea și ieșirea procesului, datele modelului de referință și datele regulatorului fuzzy. Blocul de adaptare este caracterizat prin ecuațiile cu timp discret de forma (3.2.-18), iar schema bloc Matlab/Simulink este prezentată în figura 3.2.8:

$$\begin{aligned} \Delta q_k &= -\eta e_{m,k} (\Delta y_k / \Delta B_{e,k}) e_k + \lambda \Delta q_{k-1}, \\ q_k &= q_{k-1} + \Delta q_k, \\ B_{e,k} &= q_k e_k. \end{aligned} \quad (3.2.-18)$$

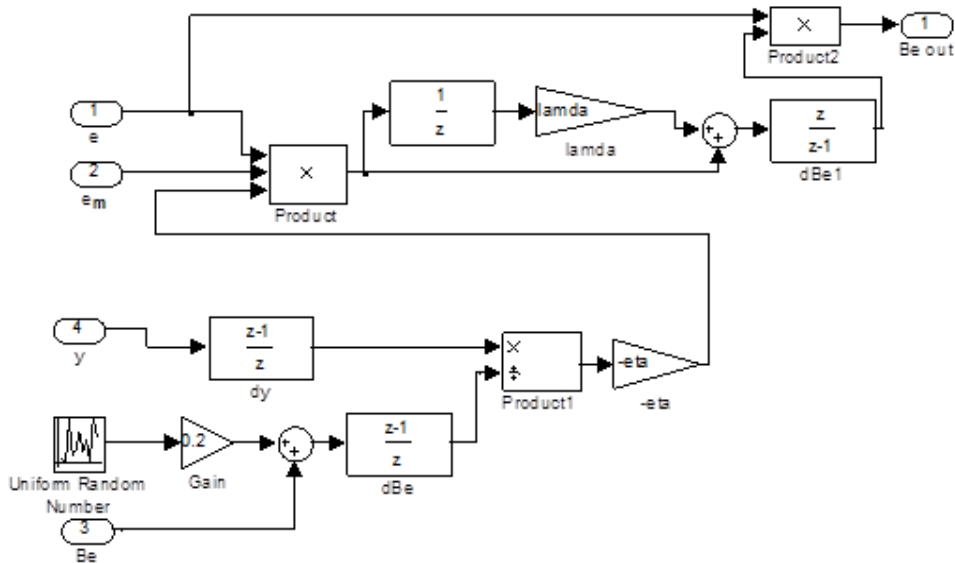


Fig. 3.2.8. Schema bloc Matlab/Simulink aferentă blocului de adaptare

### 3.2.4. Soluții de reglare cu regulatoare în mod alunecător

Sistemele de reglare automată cu structură variabilă au fost dezvoltate de către Emelyanov, Itkins, Utkin [54], [68], Kaynak, Erbatur, Ertugrul [69], Milosavljevic, Antic, Mitic [67], [105], Levant [70] ș.a.

Caracteristica principală a sistemelor cu structură variabilă este dată de faptul că în timpul proceselor tranzitorii au loc modificări ale structurii sistemului [106], [107]. Succesul acestor sisteme - caracterizate de robustețe, sensibilitate

redușă față de perturbațiile parametriche și perturbațiile externe și asigurarea unor performanțe deosebite în regim tranzitoriu și regim staționar – a dovedit viabilitatea lor în aplicații în diverse domenii industriale – mecatronică, energetică, sisteme de acționare – dar și neindustriale [106] - [111].

Dezavantajul major este datorat de necesitatea asigurării unei frecvențe foarte mari de comutație a comenzii (teoretic infinită) ceea ce poate duce la apariția în răspunsul sistemului a unor oscilații de frecvență foarte mare, cunoscute sub denumirea de "chattering" [42], [58].

Pentru procesul caracterizat prin ecuațiile de stare (după [42], [58]):

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A}(\underline{x}, t) + \underline{B}(\underline{x}, t) \underline{u} \quad (3.2.-19)$$

în care  $\underline{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$ ,  $\underline{u} \in R^m$ ,  $m < n$ ,  $t \in R_+$ ,  $\underline{A}: R^n \times R_+ \rightarrow R^n$ ,  $\underline{B}: R^n \times R_+ \rightarrow R^m$  problema de reglare în mod alunecător poate fi formulată astfel:

- găsirea a  $m$  funcții de comutație reprezentate în formă vectorială conform relației (3.2.-20)

$$\underline{g}: R^n \rightarrow R^m, \quad \underline{g}(\underline{x}) = [g_1(\underline{x}), g_2(\underline{x}), \dots, g_m(\underline{x})]^T \quad (3.2.-20)$$

- găsirea unei legi de reglare cu structură variabilă conformă cu relația (3.2.-21)

$$\underline{u} \in R^n \times R_+ \rightarrow R^m,$$

$$\underline{u}(\underline{x}, t) = \begin{cases} \underline{u}^+(\underline{x}, t) & \text{dacă } \underline{g}(\underline{x}) > 0 \Leftrightarrow g_i(\underline{x}) > 0, i = \overline{1, m} \\ \underline{u}^-(\underline{x}, t) & \text{dacă } \underline{g}(\underline{x}) < 0 \Leftrightarrow g_i(\underline{x}) < 0, i = \overline{1, m} \end{cases} \quad (3.2.-21)$$

astfel încât să atingă mulțimea reprezentată prin relația (3.2.-22) numită *suprafață de comutație* pentru  $n=3$  și *hipersuprafață de comutație* pentru  $n>3$ , această condiție purtând denumirea de *condiție de atingere*.

$$S = \{\underline{x} \in R^n \mid \underline{g}(\underline{x}) = 0\} \subset R^n, \quad \dim S = n - m \quad (3.2.-22)$$

Există mai multe abordări posibile privind specificarea condiției de atingere a regimului de mod alunecător, în teză fiind utilizată *abordarea funcției de comutație directe*.

**Abordarea funcției de comutație directe.** După [42], [58], conform cu [110] condiția de atingere a regimului alunecător are expresia:

$$g_i g_i < 0, i = \overline{1, m} \quad (3.2.-23)$$

condiție echivalentă cu relațiile (3.2.-24 (a)) și (3.2.-24 (b)), a cărei implementare este dificilă pentru procese multivariabile la intrare.

$$(a) \quad \dot{g}_i > 0 \quad \text{dacă} \quad g_i < 0, i = \overline{1, m}, \quad (3.2.-24)$$

$$(b) \quad \dot{g}_i < 0 \quad \text{dacă} \quad g_i > 0, i = \overline{1, m}.$$

Deoarece relația (3.2.-23) este globală și nu garantează un timp de atingere finit, o alternativă suficientă de natură locală este oferită de următoarea relație [110]:

$$\lim_{\substack{g_i \rightarrow 0 \\ g_i > 0}} \dot{g}_i < 0 \text{ și } \lim_{\substack{g_i \rightarrow 0 \\ g_i < 0}} \dot{g}_i > 0 \quad (3.2.-25)$$

Pentru îmbunătățirea performanțelor de regim staționar și de regim dinamic ale sistemului, în cadrul tezei s-a adoptat combinarea strategiei de reglare cu structură variabilă cu strategia de reglare clasică de tip PI(D) [42], [58], [111].

În acest scop, în figurile 3.2.9 și 3.2.10 sunt exemplificate două variante de structuri de reglare în mod alunecător (abreviat SRA-ma), variante care sunt în funcție de poziția regulatorului PI(D): regulatorul cu structură variabilă cu regulator PI(D) în aval de tip cvasireleu (abreviat RG-SV-PI de tip cvasireleu) și regulatorul cu structură variabilă cu regulator PI(D) în amonte de tip releu ideal (abreviat RG-PI-SV de tip releu ideal).

În aplicațiile de conducere abordate se consideră că parametrii  $\alpha$  și  $\beta$  (a se vedea figura 3.2.9) au aceeași valoare. Relațiile care descriu funcțiile de comutație, legile de reglare și valorile parametrilor  $\alpha$  și  $U_0$  pentru cele două RG prezentate (fig. 3.2.9 și fig. 3.2.10) sunt prezentate pe larg în cap. 4, 5 și 6.

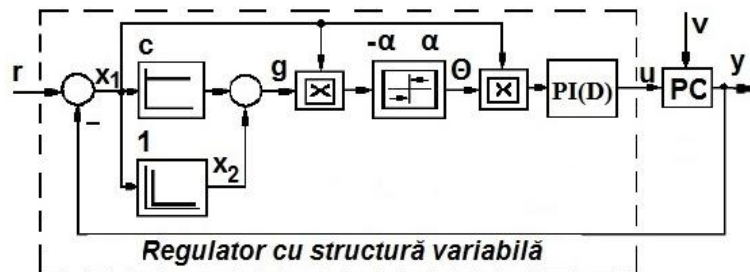


Fig. 3.2.9. Schema bloc a SRA-ma cu regulator PI(D) în aval de tip cvasireleu

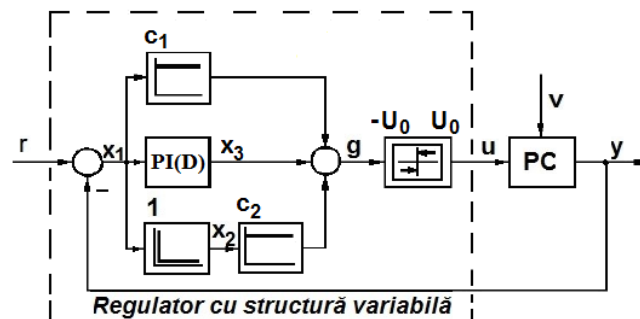


Fig. 3.2.10. Schema bloc a SRA-ma cu regulator PI(D) în amonte de tip releu ideal

Etapile de proiectare a regulatorului cu structură variabilă combinat cu regulator PI în aval de tip cvasireleu și cu regulator PI în amonte de tip releu ideal se bazează pe etapele prezentate în [42], [58], [111]; ele vor fi aplicate în capitolele următoare ale tezei.

### 3.2.5. Soluții de reglare cu regulatoare cu două grade de libertate

Prin creșterea numărului gradelor de libertate de la nivelul regulatorului, se pot asigura pentru SRA performanțe mai bune atât în raport cu referința, cât și în raport cu perturbația. Proiectarea unei SRA cu regulatoare cu două grade de libertate (abreviat RG-2DOF) (Horowitz în [118]) – reprezintă o problemă de tip



“multiobiectiv”. Utilizarea soluțiilor de reglare cu RG-2DOF este justificată de asigurarea cerințelor de bază:

- comportare bună în raport cu referința,
- rejectia eficientă a efectelor perturbației,

În [42], [71] – [79] se prezintă diverse variante de proiectare a structurilor cu regulatoare 2DOF.

Pentru dezvoltarea structurilor de reglare pentru procese de ordin redus (MM benchmark) dar nu numai, în [72], [73] sunt prezentate asemănările și relații de echivalență între cele două tipuri de regulatoare - RG-2DOF și structurile cu regulatoare PID extinse cu filtre plasate pe canalele de intrare.

De asemeni, au fost propuse diverse abordări pentru realizarea structurilor cu regulatoare fuzzy cu două grade de libertate (abreviat RG-F-2DOF) ([114], [115] s.a.). În [61], [97] și [116] sunt propuse soluții pentru dezvoltarea RG-2DOF liniare și a RG-F-2DOF, dedicate proceselor neliniare. După cum este prezentat și în [51], [97], [116] variabilitatea parametrilor procesului necesită o adaptare permanentă a algoritmului de reglare sau o adaptare permanentă a parametrilor.

În cadrul acestui paragraf, se prezintă o sinteză asupra celor trei abordări cu RG-2DOF utilizate și adaptate în acord cu specificul aplicațiilor din teză [38], [39], [60], [118] - [120]:

- abordarea clasică (de bază) a proiectării RG-2DOF dezvoltat în variantă discretă prin metoda alocării polilor [57], [71], [75], [113], [117];
- abordarea bazată pe echivalarea RG-2DOF cu un RG-1DOF extins cu filtre pe canalele de intrare, dezvoltate în variantă continuă [42], [72], [74], [77], [118] – [122];
- abordarea sintetică a proiectării RG-2DOF PID ideal dezvoltat în variantă continuă [39], [121], [122];

**A. Abordarea clasică (de bază) a proiectării RG-2DOF dezvoltată în variantă discretă** (după [57], [71], [113], [117]). Pentru determinarea soluției ecuației diofantice se apelează o serie de condiționări suplimentare. În varianta clasică SRA cu RG-2DOF utilizează cele două regulatoare distincte [113], figura 3.2.11, compus din regulatorul de pe canalul de referință,  $T(z)/R(z)$  (filtru de referință  $T(z)$ ) și un regulator pe canalul de reacție -  $S(z)/R(z)$  (filtru de pe canalul de reacție  $S(z)$ ). Partea comună este reprezentată de polinomul  $R(z)$  (care include componentele integratoare) și poate fi plasat pe calea directă a buclei.

Procesul, caracterizat prin intermediul f.d.t. continue  $P(s)$ , are echivalența în timp discret  $P(z)$  calculată cu relația (3.2.-26) (include și elementul de reținere - ZOH):

$$P(z) = (1 - z^{-1})Z\left\{\frac{P(s)}{s}\right\} = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (3.2.-26)$$

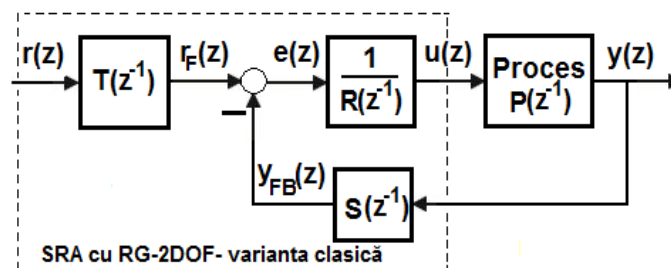


Fig. 3.2.11. Schema bloc a SRA cu RG-2DOF – varianta clasică

F.d.t. principală care trebuie soluționată este de forma (3.2.-27):

$$\frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} = \frac{B_m(z) A_o(z)}{A_m(z) A_o(z)} \quad (3.2.-27)$$

în care:  $T(z)$ ,  $R(z)$  și  $S(z)$  sunt polinoame necunoscute care caracterizează regulatorul 2-DOF,  $\Delta(z)=A(z)R(z)+B(z)S(z)$  este polinomul caracteristic al sistemului închis, polinoamele  $B_m(z)$  și  $A_m(z)$  sunt coprime,  $A_m(z)$  determină repartiția polilor sistemului închis și  $A_o(z)$  este polinomul de observare.

În dezvoltarea regulatorului – calculul filtrelor – se pot urma pașii de proiectare prezentați în [57], [71], [113], [117]. În final, prin echivalarea polinoamelor de la numărătorul și numitorul relației (3.2-27) în forma

$$\begin{aligned} (a) \quad & \frac{T(z)}{A(z)R'(z) + B^-(z)S(z)} = \frac{B'_m(z) A_o(z)}{A_m(z) A_o(z)}, \\ (b) \quad & T(z) = B'_m(z)A_o(z), \\ (c) \quad & A(z)R'(z) + B^-(z)S(z) = A_m(z)A_o(z). \end{aligned} \quad (3.2.-28)$$

în care  $B(z)$  a fost descompus în partea compensabilă,  $B^+(z)$ , și partea necompensabilă,  $B^-(z)$ :  $B(z) = B^+(z)B^-(z)$  și  $B_m(z) = B^-(z)B'_m(z)$ , respectiv  $R(z)$  factorizat sub forma  $R(z) = B^+(z)R'(z)$ ,  $R'(z) = (z-1)^l R_1(z)$  cu  $R_1(z)$  care conține componentele integratoare ale regulatorului ( $l$  - indică numărul de integratoare ale regulatorului), se obține ecuația diofantică (3.2.-28 (c)). Pentru determinarea soluției - coeficienții polinoamelor  $R(z)$  și  $S(z)$  - se introduc restricțiile determinate de necesitatea realizabilității fizice a regulatorului 2DOF și în final, polinoamele  $R(z)$ ,  $S(z)$  și  $T(z)$  ce caracterizează RG-2DOF se implementează ca filtre discrete sub forma ecuațiilor recurente:

$$\begin{aligned} r_F(z)/r(z) = T(z^{-1}) &= t_0 + t_1 z^{-1} + \dots + t_{\partial T} z^{-\partial T}, \\ u(z)/e(z) = 1/R(z^{-1}) &= 1/[1 + r_1 z^{-1} + \dots + r_{\partial R} z^{-\partial R}], \\ y_{FB}(z)/y(z) = S(z^{-1}) &= s_0 + s_1 z^{-1} + \dots + s_{\partial S} z^{-\partial S}. \end{aligned} \quad (3.2.-29)$$

**B. Abordarea bazată pe echivalarea RG-2DOF cu un RG-1DOF extins cu filtre pe canalele de intrare** (a se vedea de exemplu [42], [72] - [74], [77] s.a.). Structurile de RG-2DOF bazate pe utilizarea blocurilor de prelucrare informațională clasice (P, I, D, DT1, PT1), sunt sintetizate (în parte) în figura 3.2.12 (a)-(c).

Abordarea regulatorilor 2DOF ca extensie a regulatorilor 1DOF cu filtre de prelucrare clasice permite prelucrarea omogenă sau neomogenă a informației cu privire la cele două intrări [42] (referință și reacție) și prezintă avantajele:

- utilizării experienței în proiectarea cu regulatoare PI(D);
- introducerii facile a funcțiilor suplimentare specifice regulatorilor PI(D) (limitări, măsură AWR, comutare fără șoc de pe un algoritm de reglare pe alt algoritm de reglare).

Relațiile de echivalență între RG-2DOF și RG-1DOF extins cu filtre pe canalele de intrare sunt sintetizate în tabelul 3.2.1, cu următoarea semnificație a blocurilor: P – proporțional, D – derivativ, I – integrator, -T1(2) – filtru de tip întârziere de ordinul 1 sau 2.

Alegerea unei anumite reprezentări a regulatorului depinde de structura regulatorului de bază, de metoda de proiectare adoptată și de rezultatul acestei proiectări [117], [124], [125].

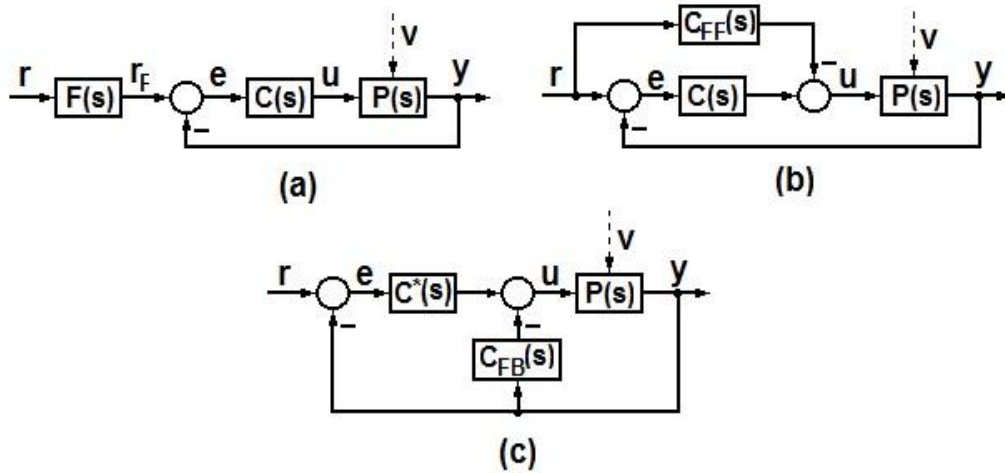


Fig. 3.2.12. Scheme alternative de restructurare a structurii RG-2DOF

Tabelul 3.2.1. Relații de echivalență între RG-2DOF și RG-1DOF extins cu filtre pe canalele de intrare (după [42], [72])

Fig.3.2.12 (a)		F(s)	-	F(s)C(s)	C(s)	Observații
Fig.3.2.12 (b)		-	$C_{FF}(s)$	$C(s) - C_{FF}(s)$	$C(s)$	-
Fig.3.2.12 (c)		-	$C_{FB}(s)$	$C^*(s)$	$C^*(s) + C_{FB}(s)$	-
$\alpha$	$\beta$	-	-	referință	reacție	-
0	0	1	0	PID	PID	<b>RG-1DOF</b>
0	1	PDT2	DT1	PI	PID	<b>RG-1DOF comportare neomogenă</b>
1	0	PD2T2	P	PID-T1	PID	
1	1	PT2	PDT2	I	PID	
$\alpha$	$\beta$	RG-PID cu filtru de referință (RG-2DOF)				-

Relațiile (3.2-30) – (3.2-34) redau f.d.t. pentru blocurile regulatorului,  $C(s)$  – regulatorul de bază (PID) –  $F(s)$ ,  $C_{FF}(s)$ ,  $C_{FB}(s)$  și  $C^*(s)$ :

- Structura din figura 3.2.12 (a)

$$C(s) = k_C \left[ 1 + \frac{1}{sT_i} + D(s) \right], \tag{3.2.-30}$$

$$F(s) = \frac{1 + (1 - \tau)T_i s + (1 - \mu)T_i D(s)s}{1 + T_i s + T_i D(s)s}.$$

- Structura din figura 3.2.12 (b)

$$C(s) = k_C \left[ 1 + \frac{1}{sT_i} + D(s) \right], \tag{3.2.-31}$$

$$C_{FF}(s) = -k_C [\tau + \mu D(s)].$$

- Structura din figura 3.2.12 (c)

$$C^*(s) = k_C \left[ (1 - \tau) + \frac{1}{sT_i} + (1 - \mu)D(s) \right], \quad (3.2.-32)$$

$$C_{FB}(s) = k_C [\tau + \mu D(s)].$$

în care  $\{k_C, T_i, T_d, T_f\}$  sunt parametrii de acordare ai reguletoarelor și  $D(s) = sT_d / (1 + sT_f)$ .

În cadrul tezei, această abordare a fost extinsă și pentru alte tipuri de structuri și alte tipuri de reguletoare (de exemplu [118] - [120]), abordări care vor fi prezentate în cap. 5.

**C. Abordarea sintetică a proiectării RG-2DOF PID ideal dezvoltat în variantă continuă** (după [39], [121], [122]), figura 3.2.13, în care intrarea 1 reprezintă canalul de referință și intrarea 2 reprezintă canalul de reacție. Pentru structura din figura 3.2.13,  $C(s)$  și  $F(s)$  sunt f.d.t. continue care satisfac relațiile:

$$C(s) = P \frac{(1 + DN)s^2 + (N + I)s + IN}{s(s + N)} \quad (3.2.-33)$$

$$F(s) = \frac{(\alpha + \beta DN)s^2 + (\alpha N + I)s + IN}{(1 + DN)s^2 + (N + I)s + IN}. \quad (3.2.-34)$$

În cadrul tezei, fiecare abordare este particularizată în funcție de aplicația pentru care a fost utilizată, ținând cont de faptul că utilizarea RG-2DOF asigură concomitent performanțe bune atât în raport cu referința, cât și în raport cu perturbația. Rezultatele prezentate în capitolele 4, 5 și 6 evidențiază avantajele soluțiilor de reglare adoptate și aplicarea acestora la procesele cu parametri variabili.

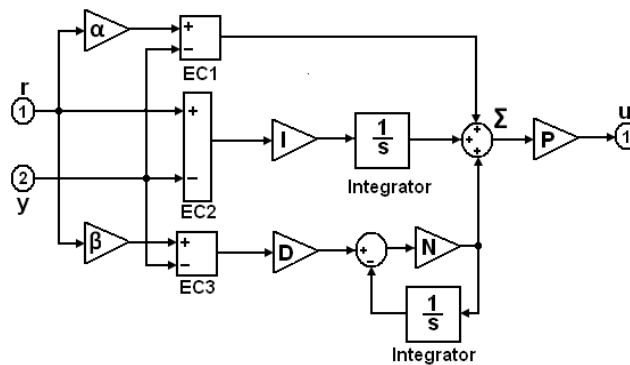


Fig. 3.2.13. O schema bloc echivalentă pentru RG-2DOF PID ideal

### 3.3. Metode clasice de proiectare a reguletoarelor liniare, continue (PI, PID). Metode bazate pe criteriul de modul

De la introducerea lor, metodele bazate pe principiul Modulului Optim (Kessler, [81], [82] și apoi [124], [125], [132]) au fost aplicate cu succes în domeniul acționărilor electrice. În cadrul tezei, au fost apelate și în continuare sunt prezentate sintetic trei din aceste metode:

- (1) Metoda modulului optim (abreviat m-MO), [80] și apoi [124], [125], [131], (subcapitolul 3.3.1).

- (2) Metoda optimului simetric (abreviat m-SO) [42], [59], [81], [131], [132] (subcapitolul 3.3.2, paragraful A).
- (3) Metoda optimului simetric extins (abreviat m-ESO) [82] și apoi [42], [58], [214], (subcapitolul 3.3.2, paragraful B), care reprezintă o extensie prin parametrizare a metodei optimului simetric.

Esența acestor metode constă în dezvoltarea unui regulator bazat pe model benchmark a procesului și care poate oferi o alură dorită pentru caracteristicile modul-pulsație ale sistemului deschis (și închis) [59], [80], [81], [133]. Metodele se bazează pe ideea că la o formă bine precizată a f.d.t. (simplificat) a procesului condus se atașează un anumit tip de regulator [42], [59], [80], [131]

### 3.3.1. Metoda modulului optim (m-MO)

Cele mai importante cazuri de aplicare ale criteriului modulului optim (variante Kessler), sunt sintetizate în tabelul 3.3.1, în care:  $H_p(s)$  reprezintă f.d.t. a procesului;  $H_R(s)$  reprezintă f.d.t. a regulatorului;  $k_{PC}$  reprezintă constanta procesului;  $k_r$  reprezintă constanta regulatorului;  $T_1$  și – după caz -  $T_2$  reprezintă constantele de timp;  $T_\Sigma$  reprezintă constantele de timp mici ale procesului.

F.d.t. optimizate aferente sistemului deschis și sistemului închis sunt redade de relațiile (3.3.-1) [42], [59], [80], [131]

$$H_{0opt}(s) = \frac{1}{2T_\Sigma(1+sT_\Sigma)}, \quad H_{ropt}(s) = \frac{1}{T_\Sigma^2 s^2 + 2T_\Sigma \zeta s + 1} \quad (3.3.-1)$$

în care  $\zeta$  reprezintă coeficientul de amortizare,  $\zeta=0.707$ .

Performanțele în domeniul timp asigurate de SRA: suprareglaj  $\sigma_1=4.3\%$ , timp de primă reglare  $t_1=4.7T_\Sigma$ , timp de reglare  $t_s=8.4T_\Sigma$  și o valoare nulă a statismului  $\gamma_n$ ; aceasta este însă dependentă de locul de acțiune a perturbației în raport cu componenta integratoare a procesului. Performanțele în domeniul pulsație sunt de asemeni foarte bune (rezerva de fază  $\varphi_r=60^\circ$ ).

Tabelul 3.3.1. Cazuri de aplicare a m-MO. Varianta Kessler în varianta de aplicare în cazul acționărilor electrice (după [42], [57], [58])

Tip reglare	Proces, $H_p(s)$	Regulator, $H_R(s)$		Notații
	Funcția de transfer	Tip	Funcția de transfer	
Reglare viteză (turație)	$\frac{k_{PC}}{1+sT_\Sigma}$	<b>I</b>	$\frac{k_r}{s}$	MO-1.1
			$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}$	
	$\frac{k_{PC}}{(1+sT_1)(1+sT_\Sigma)}$	<b>PI</b>	$\frac{k_r(1+sT_r)}{s}$	MO-2.1
	$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}, T_r = T_1$			
	$\frac{k_{PC}}{(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_\Sigma)}, T_1 > T_2 > T_\Sigma$	<b>PID</b>	$\frac{k_r(1+sT_r)(1+sT_r')}{s}$	MO-3.1
			$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_\Sigma}, T_r = T_1, T_r' = T_2$	

Reglare poziție	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_{\Sigma})}$	<b>P</b>	$k_r$	MO-1.2
			$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_{\Sigma}}$	
	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_1)(1+sT_{\Sigma})}$ , $T_{\Sigma}/T_1 < 0.2$	<b>PD-T1</b>	$\frac{k_r(1+sT_d)}{1+sT_f}$	MO-2.2
			$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_{\Sigma}}$ , $T_d = T_1, T_d/T_f \approx 10$	
	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_{\Sigma})}$ , $T_1 > T_2 > T_{\Sigma}, T_{\Sigma}/T_1 < 0.2$ ,	<b>PD2-T2</b>	$\frac{k_r(1+sT_{d1})(1+sT_{d2})}{(1+sT_{f1})(1+sT_{f2})}$	MO-3.2
			$k_r = \frac{1}{2k_{PC}T_{\Sigma}}$ , $T_{d1} = T_1, T_{d1}/T_{f1} \approx 10..20$ , $T_{d2} = T_2, T_{d2}/T_{f2} \approx 10..20$ .	

### 3.3.2. Metoda optimului simetric și metoda optimului simetric extins

#### A. Metoda optimului simetric (m-SO)

Ideea de bază a metodei optimului simetric (m-SO) [81] constă în realizarea în f.d.t. a sistemului deschis,  $H_0(s)$ , a unui pol în origine de ordinul 2. Aplicarea metodei poate asigura o eroare de reglare nulă la semnale de intrare rampă [42], [59], [81], [131], [132]. Situațiile semnificative de aplicare și relațiile de calcul a parametrilor reguletilor sunt sintetizate în tabelul 3.3.2.

Tabelul 3.3.2. Cazuri de aplicare a m-SO

Tip reglar e	Proces, $H_p(s)$	Regulator, $H_R(s)$		Nota ții
	Funcția de transfer	Tip	Funcția de transfer	
Reglare poziție	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_{\Sigma})}$	<b>PI</b>	$\frac{k_r(1+sT_r)}{s}$	SO-1
			$k_r = \frac{1}{8k_{PC}T_{\Sigma}^2}, T_r = 4T_{\Sigma}$	
	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_1)(1+sT_{\Sigma})}$ , $T_{\Sigma}/T_1 < 0.2$	<b>PID-T1</b>	$\frac{k_r(1+sT_r)(1+sT_r')}{s}$	SO-2
			$k_r = \frac{1}{8k_{PC}T_{\Sigma}^2}, T_r = 4T_{\Sigma},$ $T_r' = T_1$	

Reglare poziție	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_1)(1+sT_\Sigma)}$ , $T_\Sigma / T_1 < 0.2$	<b>PID-T1</b>	$\frac{k_r}{s}(1+sT_r)\frac{(1+sT_r')}{(1+sT_f')}$ , $k_r = \frac{1}{8k_{PC}T_\Sigma^2}, T_r = 4T_\Sigma,$ $T_r' = T_1, T_r' / T_f' \approx 10..20$	SO-2
	$\frac{k_{PC}}{s(1+sT_1)(1+sT_2)(1+sT_\Sigma)}$ , $T_1 > T_2 > T_\Sigma, T_\Sigma / T_1 < 0.2$	<b>PID-2-T2</b>	$\frac{k_r}{s}(1+sT_r)\frac{(1+sT_r')(1+sT_d')}{(1+sT_f')(1+sT_f')}$ , $k_r = \frac{1}{8k_{PC}T_\Sigma^2}, T_r = 4T_\Sigma,$ $T_r' = T_2, T_r' / T_f' \approx 10..20,$ $T_d = T_2, T_d / T_f \approx 10..20.$	SO-3

Forma optimizată a f.d.t. aferente sistemului deschis și sistemului închis este:

$$H_{0opt}(s) = \frac{1+4T_\Sigma s}{8T_\Sigma^2 s^2(1+sT_\Sigma)}, \quad H_{ropt}(s) = \frac{1+4T_\Sigma s}{8T_\Sigma^3 s^3 + 8T_\Sigma^2 s^2 + 4T_\Sigma s + 1} \quad (3.3.-2)$$

Performanțele asigurate de SRA sunt acceptabile: - în domeniul timp: suprareglajul  $\sigma_1 \approx 43\%$ , timpul de primă reglare  $t_1 = 3.1T_\Sigma$  și timpul de reglare al întregului sistem  $t_s = 16.5T_\Sigma$ ; - în domeniul pulsație: rezerva de fază  $\varphi_r = 36^\circ$ . Ele pot fi corectate prin utilizarea filtrelor de referință.

**B. Metoda optimului simetric extins (m-ESO)**

Metoda reprezintă o extensie a criteriului optim simetric (m-SO) dată în [82]. Metoda optimului simetric extins (m-ESO) se aplică cu succes la sistemele de poziționare (procese cu componentă integratoare în ieșire) și la sistemele de urmărire. Situațiile semnificative de aplicare sunt sintetizate în tabelul 3.3.2 cu mențiunea că relațiile de calcul a parametrilor  $k_r, T_r$  (eventual și  $T_r'$ ) se modifică la:

$$k_r = \frac{1}{k_{PC} \sqrt[3]{\beta^2 T_\Sigma^2}}, \quad T_r = \beta T_\Sigma, \quad T_r' = T_1. \quad (3.3.-3)$$

Valoarea parametrului  $\beta$  este la alegerea proiectantului și depinde de performanțele impuse SRA. Performanțele asigurate de SRA ca urmare a aplicării metodei ESO sunt sintetizate în figura 3.3.1 (a), (b) și depind de valoarea parametrului  $\beta$ . Este recomandat ca  $4 < \beta < 16$ , justificat prin faptul că:

- pentru  $\beta = 4$  se obține  $\varphi_r < 30^\circ$  ceea ce poate afecta stabilitatea sistemului;
- pentru  $\beta > 20$  se obține  $\varphi_r > 60^\circ$  cu un efect derivativ puternic adus de regulator.

Pentru creșterea în continuare a performanțelor este posibilă utilizarea unor filtre de referință bine definite în vederea îmbunătățirii comportării în raport cu referința [42], [58], [82], [214], filtre care se pot calcula analitic.

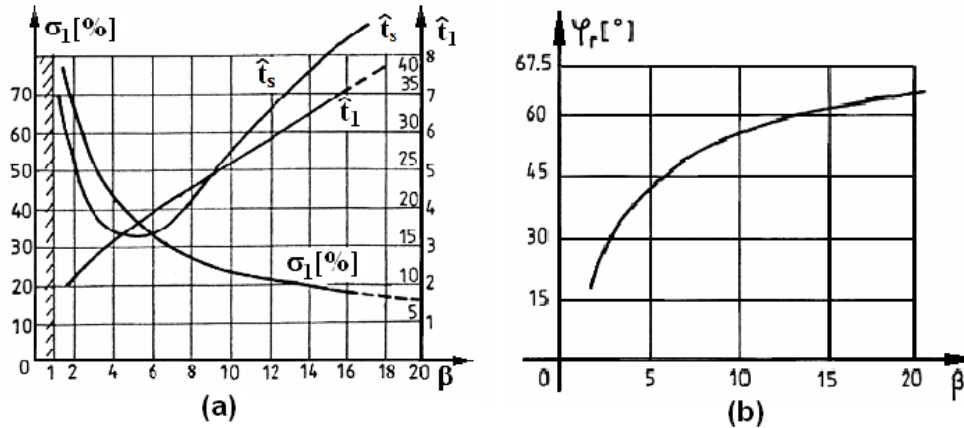


Fig. 3.3.1. (a) Indicatori de calitate (în domeniul timp) în funcție de  $\beta$ , (b) Caracteristica  $\varphi_r=f(\beta)$  (după [82])

D.p.d.v. al soluțiilor de reglare adoptate în teză, metodele m-MO, m-SO și m-ESO (sau și extensii ale acestora) prezintă avantajul că, bazându-se pe relații analitice simple, parametrii regulatorului pot fi calculați și recalculați și online, ceea ce favorizează utilizarea lor pentru aplicațiile din teză.

### 3.4. Concluzii și contribuții personale

În cadrul acestui capitol, sunt sintetizate noțiunile esențiale necesare pentru abordarea teoretică și apoi dezvoltarea soluțiilor de conducere pentru procesele specifice abordate în teză. S-a realizat o sinteză asupra soluțiilor de reglare cu structură variabilă plecând de la soluția cu regulator PI fără și cu adaptarea parametrilor; această din urmă variantă poate asigura comutarea fără șoc de pe un a.r.n. (1) pe alte algoritme de reglare numerică (a.r.n.(2), (3), ș.a). Abordarea soluției este justificată de faptul că servește drept suport și pentru dezvoltarea altor tipuri de regulatoare, spre exemplu regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno, regulatoare hibride neuro-fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno, regulatoare cu două grade de libertate, regulatoare în mod alunecător; soluțiile prezentate vor fi adaptate aplicațiilor de conducere din teză, verificate prin simulare și pe un stand experimental (cap. 4, 5 și apoi 6).

Se prezintă sintetic metodologia de proiectare sistematică a regulatoarelor fuzzy cu dinamică, iar apoi sunt redate structura și principiile de dezvoltare a regulatoarelor fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno.

Tot în cadrul acestui paragraf, a fost sintetizată soluția de conducere cu regulator hibrid neuro-fuzzy cvasi-PI (RG-HNF-cvasi-PI); dezvoltarea soluțiilor bazate pe acest studiu se regăsesc în teză.

Este prezentată și o abordare privind proiectarea soluțiilor de reglare automată în mod alunecător, cu specificarea condiției de atingere a regimului de mod alunecător; de asemenea sunt prezentate două soluții de reglare în mod alunecător – RG-SV-PI de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal.

Se tratează sintetic și trei abordări de dezvoltare a soluțiilor de reglare automată cu RG-2DOF: abordarea clasică de proiectare a RG-2DOF bazată pe metoda alocării polilor, abordarea bazată pe echivalarea RG-2DOF cu un RG-1DOF extins cu filtre pe canalele de intrare și abordarea proiectării RG-2DOF PID ideal.



În finalul capitolului sunt sintetizate principiile de aplicare și relațiile specifice proiectării reguletoarelor PI(D) bazate pe criteriul modulului – metoda modulului optim (m-MO), metoda optimului simetric (m-SO) și metoda optimului simetric extins (m-ESO).

Soluțiile de reglare automată specifice dezvoltate pentru aplicațiile mecatronice abordate în teză, ce au la bază sintezele teoretice prezentate au fost testate pe aplicațiile din cap. 4, 5 și 6, atât prin simulare cât și - în parte - pe standuri experimentale. Contribuțiile acolo sintetizate au fost valorificate prin intermediul unor lucrări științifice, de exemplu [37] - [40], [60], [118] - [120].

## PARTEA A II-A

Cercetările relative la modelarea matematică, estimarea și validarea parametrilor mașinilor și acționărilor electrice au fost influențate de [1], [5], [8], [10], [25], [41], [42], [59], [143], [144]:

- dezvoltarea din ultimele două decenii a SAE performante – mașini speciale și sisteme de alimentare prin convertoare statice dedicate, din ce în ce mai performante;
- performanțele impuse acestor sisteme;
- precizia și/sau viteza mare de răspuns.

Dezvoltarea domeniului SAE a fost și este în legătură cu aplicațiile industriale și neindustriale și este susținută de realizarea și dezvoltarea unor structuri de reglare din ce în ce mai performante.

Obiectivul acestei părți a tezei îl constituie susținerea modului în care structurile de reglare moderne - abordate în teză - pot fi dezvoltate, proiectate și implementate. Soluții de reglare moderne sunt dedicate SAE pentru trei categorii de aplicații, regăsite – direct sau indirect – și în domeniul mecatronic; soluțiile vizează în primul rând categoria de procese cu parametri variabili și mărimi de intrare variabile:

- SAE cu motor de curent continuu (abreviat DC-m) – pentru cazul SAE cu parametri variabili prezentat în *capitolul 4*;
- SAE cu motoare de curent continuu fără perii – 2 aplicații distincte:
  - A. servosistemul cu motor de curent continuu fără perii (abreviat BLDC-m) – SAE cu intrări variabile în timp cu BLDC-m – prezentat în *capitolul 5*;
  - B. echipamentul de laborator: Model 220 Industrial Plant Emulator - SAE cu parametri variabili - prezentat în *capitolul 6*.

Soluțiile de conducere automată au fost dezvoltate pentru a asigura dezideratele de reglare menționate în cap. 2 și 3 ([1], [5], [8], [10], [25], [41], [42], [59], [143], [144]).

Procesele abordate în cadrul tezei în cap. 4, 5 și 6 sunt neliniare, cu neliniarități liniarizabile (continue) care pot fi aduse - prin liniarizare și simplificare - la forma unor modele matematice (MM) de ordin redus de tip benchmark; pe baza acestor modele se asigură dezvoltarea relativ facilă a soluțiilor de reglare.

În lipsa unui stand experimental extins, dedicat testării tuturor soluțiilor de reglare dezvoltate - ele au fost verificate prin simulare în mediul Matlab/Simulink utilizând MM detaliate, dezvoltate. În cap. 6 cel puțin o parte din aceste soluții sunt apoi testate – parțial - pe un echipament de laborator dedicat [177], pentru care însă, variația continuă a momentului de inerție nu este posibilă.

## 4. SOLUȚII MODERNE DE CONDUCERE PENTRU SAE CU PARAMETRI VARIABILI CU MOTOR DE CURENT CONTINUU CU EXCITAȚIE INDEPENDENTĂ

### 4.1. SAE cu parametri variabili funcționând în condiții variabile cu motor de curent continuu cu excitație independentă

Aplicația de SAE - cu parametri variabili funcționând în condiții variabile - abordată în acest subcapitol se referă la un sistem de acționare (electrică) pentru înfășurarea unei benzi cu viteză liniară constantă pe un tambur [8], [36] - [40], [145]. Aplicația utilizează în general un motor DC (în particular poate fi și motor BLDC, a se vedea cap.5) - ce înfășoară pe un tambur o bandă metalică din alamă de 0.1 mm grosime și densitate 8520 kg/m<sup>3</sup>. Variația - continuă a - parametrilor procesului este determinată de creșterea razei și implicit a momentului de inerție a tamburului. Schema funcțională aferentă procesului este prezentată în fig. 4.2.2 și apoi - cu extensia cu SAE automată - în fig. 4.2.4. Condiția impusă sistemului de reglare revine la menținerea constantă a vitezei liniare a benzii înfășurate ceea ce se asigură prin modificarea vitezei unghiulare a tamburului concomitent cu menținerea constantă a forței de rezistență din folia înfășurată, cu restricția că această valoare să nu fie depășită și prin aceasta să se evite ruperea benzii, relația (4.1.-1):

$$v_T(t) = v_S = const, \quad f_h(t) = const. \quad (4.1.-1)$$

în care  $v_T$  este viteza liniară a tamburului,  $v_S$  este viteza liniară a materialului și  $f_h$  este forța de rezistență a materialului.

În acest context, utilizarea unor regulatoare cu parametri variabili adaptați la punctul de funcționare sau a unor regulatoare neliniare cu parametri adaptabili poate reprezenta o soluție favorabilă. Principalele probleme deschise pentru astfel de aplicații sunt determinate de: variabilitatea parametrilor procesului, modificarea continuă a vitezei unghiulare și modificarea permanentă a perturbațiilor de sarcină.

Notă: datorită terminologiei diverse din literatură, în cadrul acestui capitol, se utilizează atât denumirea de SAE de înfășurare a unei benzi pe un tambur - bandă cu viteză liniară constantă - cât și denumirea de SAE cu parametri variabili. Adoptarea uneia sau alteia din denumiri este legată de context.

### 4.2. Modelarea matematică a SAE cu parametri variabili cu motor de curent continuu cu excitație independentă

#### 4.2.1. Modelul matematic detaliat. Forma generală

Studiul și dezvoltarea soluțiilor de reglare relativ la SAE cu DC-m cu excitație independentă este justificat prin următoarele:

- posibilitatea modelării matematice transparente; mai departe, în condiții de funcționare normale, acționările cu BLDC-m pot fi aduse la o modelare similară cu cea a DC-m [10], [25], [143] (cap. 2), ceea ce face facil transferul soluțiilor aici dezvoltate și testate;
  - posibilităților avantajoase de reglare a vitezei în domenii relativ largi prin modificarea tensiunii de alimentare;
- Soluțiile pot fi extinse și la alte tipuri de motoare de acționare. Principalele ipoteze acceptate în modelarea MM a procesului au fost următoarele:

- fluxul de excitație este constant;
- neliniaritățile aferente diferitelor subsisteme/elemente constructive ale sistemului de acționare au fost neglijate (fiind neesențiale în raport cu modificările celorlalți parametri ai procesului);
- elementele de execuție și apoi traductoarele de măsură au caracteristică statică liniară;
- momentul de inerție al mecanismului antrenat,  $J_{mech}(t)$ , este puternic variabil în timp (pentru variațiile relativ mici ale parametrilor el poate fi considerat însă cvasi-constant).

Momentul de inerție a părții mecanice a procesului este dat de relația [59], [34], [146] - [149]:

$$J_{tot}(t) = J_m + J_{mech}(t) \quad (4.2.-1)$$

Ecuatiile care caracterizează acționarea electrică cu motor DC sunt apoi de forma:

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = u_a - e,$$

$$J_m \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_s - M_f, \quad M_e = k_m i_a \quad M_f = k_f \omega, \quad (4.2.-2)$$

$$e = k_e \omega, \quad u_a = k_E u_c, \quad u_\omega = k_{M\omega} \omega, \quad u_i = k_{Mi} i_a.$$

în care:  $k_E$  - constanta elementului de execuție,  $u_c$  - tensiunea de comandă [V],  $u_a$  - tensiunea de alimentare a motorului [V],  $i_a$  - curentul prin indus [A],  $R_a$ ,  $L_a$  - parametrii electrici [ $\Omega$ , H] și  $T_a$  - constanta de timp electrică a circuitului de indus [s],  $T_a = L_a/R_a$ ,  $M_e$  - cuplul electromagnetic dezvoltat de motor (moment/cuplu activ) [Nm],  $M_s$  - cuplul de sarcină (moment de sarcină) [Nm],  $M_f$  - cuplul de frecări (moment de frecări) [Nm],  $e$  - tensiune contra-electromotoare [V],  $\omega$  - viteza unghiulară [rad/sec],  $k_e$ ,  $k_m$  - coeficienții electromagnetici [V/rad/sec, Nm/A],  $k_{Mi}$ ,  $k_{M\omega}$  - coeficienții de transfer ai elementelor de măsură (curent și respectiv tensiune) [V/A, V/rad/sec],  $J_m$ ,  $J_{tot}(t)$  - momentul de inerție al rotorului și momentul de inerție al întregului sistem [Kgm<sup>2</sup>] (a se vedea figura, schema bloc informațională din figura 4.2.1).

Modelul (4.2.-2)) poate fi utilizat și la dezvoltarea unor soluții de reglare după stare. Similarități în dezvoltarea și implementarea soluțiilor de reglare se obțin și dacă este utilizat un SAE cu motor BLDC, deoarece cele două categorii de motoare prezintă caracteristici asemănătoare [10], [25] - [27], [143], [149] - [152] (a se vedea paragraful 2.1.2).

În scopul asigurării performanțelor impuse de regim tranzitoriu și regim staționar analiza și sinteza SRA aferente impune ca modelarea matematică să redea „cât mai fidel” funcționarea reală a sistemului.

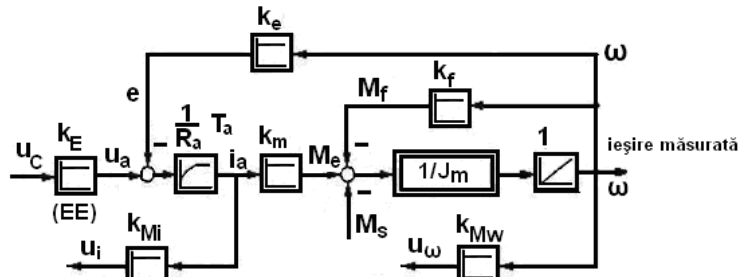


Fig. 4.2.1. Schema bloc informațională aferentă SAE cu motor DC

Schema bloc funcțională a SAE cu parametri variabili (SAE-pv) cu DC-m este prezentată în figura 4.2.2, în care:  $a$  – parametru de transmitere care caracterizează reductorul de turație,  $\omega_f$  – viteza unghiulară a tamburului [rad/sec],  $v_T$  – viteza liniară a tamburului [m/sec],  $v_s$  – viteza liniară a materialului impusă de rolele de presare [m/sec],  $J_T$  – momentul de inerție al tamburului [Kgm<sup>2</sup>],  $J_{tot}(t)$  – momentul de inerție total al sistemului [Kgm<sup>2</sup>],  $r(t)$  – raza tamburului cu folia înfășurată [m],  $r_0$  – raza inițială a tamburului, și  $f_h$  – forța de rezistență a materialului [N].

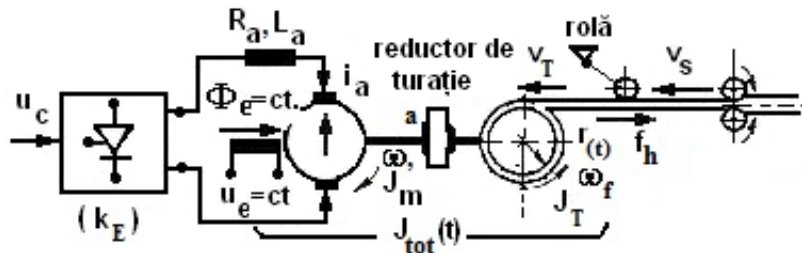


Fig. 4.2.2. Schema bloc funcțională a SAE cu parametri variabili

Variația vitezei unghiulare a tamburului și de asemenea variația momentului de inerție total al sistemului pot fi descrise astfel:

$$a = \omega_f / \omega,$$

$$J_{tot}(t) = J_0 + a^2 J_T(t), \quad (4.2.-3)$$

$$J_0 = J_m + J_{tambur\_gol}.$$

Acceptând condiția că grosimea materialului  $h$  ce se înfășoară pe tambur este suficient de mică, variația razei tamburului respectiv variația momentului de inerție al tamburului pot fi approximate astfel (cu  $l$  – lățimea tamburului) [8], [34], [36] - [40], [145]:

$$\frac{dr(t)}{dt} = \frac{h}{2 \cdot \pi} \omega_f(t) = \frac{h}{2 \cdot \pi} a \omega(t),$$

$$J_T(t) = \frac{\rho \pi l [r(t) - r_0]^4}{2}. \quad (4.2.-4)$$

MM (nelinier) extins al SAE cu parametri variabili – moment de inerție variabil, dar nu numai – este de forma:



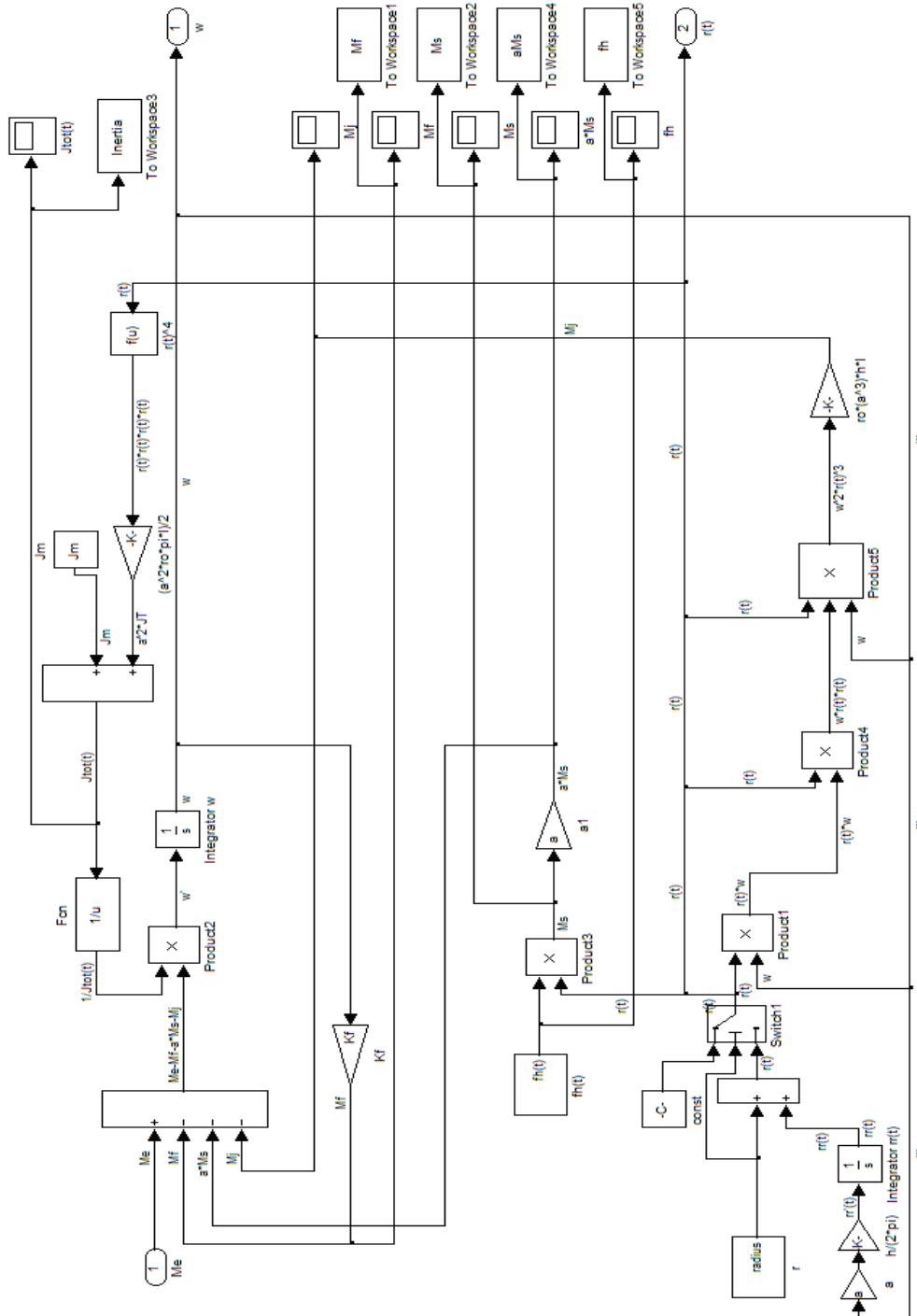


Fig. 4.2.5. Schema bloc Matlab/Simulink aferentă SAE cu moment de inerție variabil (modelul detaliat)

În dezvoltarea soluțiilor de reglare trebuie luate în seamă două aspecte esențiale: (1) necesitatea măsurării sau estimarea valorii actuale a razei  $r(t)$ , și (2) necesitatea calculării sau estimării momentului de inerție ( $J_{tot}$ ) (variabil în timp).

Acceptând ipotezele simplificatoare menționate [1], [41], [42], [59] – care sunt valabile însă doar în situațiile precizate – și utilizând tehnicile clasice de liniarizare în jurul unor puncte de funcționare sau – mai general – în jurul unor traiectorii de funcționare (în teză problematica nu este însă abordată în detaliu), se pot obține MM simplificate, care pot fi apoi aduse la forma unor funcții de transfer (abreviat f.d.t.) de tip benchmark. Aceste MM simplificate au fost utilizate la sinteza legilor de reglare aferente SAE; soluțiile de reglare dezvoltate au fost testate și verificate însă pe MM detaliate (neliniare).

#### 4.2.2. Modelul matematic liniarizat. Forma generală

Într-o primă abordare, MM neliniar descris de relația (4.2.-5) poate fi liniarizat [8], [6], [153] prin dezvoltarea în serie Taylor în jurul unor puncte de funcționare staționare constante (mai general în jurul traiectoriei de evoluție a sistemului) și neglijând termenii de ordin superior.

În consecință, pentru modelul matematic intrare-stare-ieșire (abreviat MM-ISI) de forma generală:

$$\dot{x}_i = f_i(x, u), \quad i = \overline{1, n}. \quad (4.2.-7)$$

se obține un MM-ISI de forma (4.2.-8) [154] - [156]:

$$\dot{x}_i = f_i(x_0, u_0) + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(x, u)}{\partial x_j} \right|_{x_0, u_0} (x_j - x_{0j}) + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(x, u)}{\partial u_j} \right|_{x_0, u_0} (u_j - u_{0j}) \quad (4.2.-8)$$

Utilizând notațiile:  $\Delta x_j = x_j - x_{0j}$ ,  $\Delta u_j = u_j - u_{0j}$ ,  $\Delta(dx_i/dt) = dx_i/dt - f_i(x_0, u_0)$  (4.2.-8) devine:

$$\Delta \dot{x}_i = \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(x, u)}{\partial x_j} \right|_{x_0, u_0} \Delta x_j + \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(x, u)}{\partial u_j} \right|_{x_0, u_0} \Delta u_j \quad (4.2.-9)$$

Pentru aplicația considerată MM-ISI de forma (4.2.-9) devine

$$\Delta \dot{\underline{x}}(t) = A \Delta \underline{x}(t) + B \Delta \underline{u}(t). \quad (4.2.-10)$$

în care:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \frac{\partial f_1}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \frac{\partial f_2}{\partial x_3} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} & \frac{\partial f_3}{\partial x_3} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial u_1} & \frac{\partial f_1}{\partial u_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial u_1} & \frac{\partial f_2}{\partial u_2} \\ \frac{\partial f_3}{\partial u_1} & \frac{\partial f_3}{\partial u_2} \end{bmatrix}. \quad (4.2.-11)$$

în care funcțiile  $f_1(t)$ ,  $f_2(t)$  și  $f_3(t)$  sunt cele aferente MM (4.2.-5):

$$\begin{aligned} f_1(t) &= -\frac{R_a}{T_a} i_a(t) - \frac{k_e}{L_a} \omega(t) + \frac{k_E}{L_a} u_c(t), \\ f_2(t) &= \frac{k_m}{J_{tot}(t)} i_a(t) - \frac{ar(t)}{J_{tot}(t)} f_h(t) - \frac{\omega(t)}{J_{tot}(t)} [a^3 plhr^3(t)\omega(t) + k_f], \\ f_3(t) &= C a r(t)\omega(t) - C v_s(t). \end{aligned} \quad (4.2.-12)$$



Știind că

$$\underline{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_a \\ \omega \\ f_h \end{pmatrix}, \quad \underline{u} = \begin{pmatrix} u_c \\ v_s \end{pmatrix} \quad (4.2.-13)$$

în final MM-ISI liniarizat aferent SAE-pv, scris sub formă matricială rezultă de forma:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{k_e}{L_a} & 0 \\ \frac{k_m}{J_{tot}(t)} & -\frac{a^3 \rho l h r^3(t) \omega(t) + k_f}{J_{tot}(t)} & -\frac{a r(t)}{J_{tot}(t)} \\ 0 & Car(t) & 0 \end{bmatrix} \underline{x} + \begin{bmatrix} \frac{k_E}{L_a} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -C \end{bmatrix} \underline{u}, \\ y = x_2 = \omega. \end{cases} \quad (4.2.-14)$$

Pe baza MM-ISI liniarizat pot fi detaliate f.d.t. aferente procesului condus de ordinul doi (PT2) sau trei (PT3) de tip benchmark [34], [37] - [40], [145], [157] de forma:

- în aplicații de reglare a vitezei:

$$H_p(s) = \frac{k_p}{(1 + sT_s)(1 + sT_m)}, \quad T_m \gg T_s. \quad (4.2.-15)$$

$$H_p(s) = \frac{k_p}{(1 + sT_s)(1 + sT_m)(1 + sT_2)}, \quad T_m > T_2 \gg T_s. \quad (4.2.-16)$$

- în aplicații de reglare a poziției, procesul va fi caracterizat prin f.d.t.  $H_p(s)$  cu o componentă integratoare suplimentară:

$$H_p(s) = \frac{k_p}{s(1 + sT_s)}, \quad (4.2.-17)$$

$$H_p(s) = \frac{k_p}{s(1 + sT_s)(1 + sT_m)}, \quad T_m \gg T_s. \quad \text{s.a.} \quad (4.2.-18)$$

În ambele cazuri,  $k_p$  este coeficientul de transfer aferent procesului (variabil în timp),  $T_s$  este constanta de timp mică și  $T_m = f(J_{tot}(t))$  este constanta de timp mecanică (variabilă în timp). Figura 4.2.6 redă variația momentului de inerție ( $J_{tot}$ ) și variația constantei de timp mecanice ( $T_m$ ) în funcție de valoarea razei tamburului, ( $r$ ).

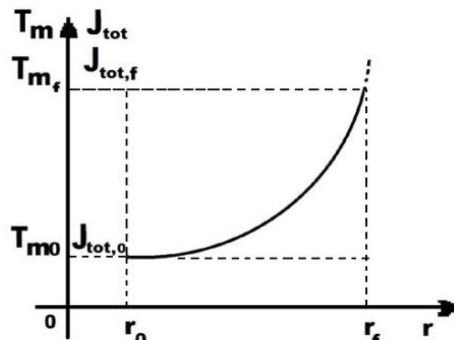


Fig. 4.2.6. Variația momentului de inerție și a constantei de timp mecanice în funcție de variația razei tamburului

### 4.2.3. Valori numerice specifice pentru aplicația abordată

Drept model de studiu a fost considerat echipamentul de laborator Modular Servo System [158], existent în laboratorul de Structuri și Algoritmi de Reglare Automată. Utilizarea extensivă a echipamentului a fost restricționată de imposibilitatea asigurării condiției de *moment de inerție variabil continuu* ( $J_{tot}$ ). Valorile numerice ale parametrilor sistemului de acționare sunt adaptate pe baza lucrării [158] (echipament de laborator, figura 4.2.7) și sunt prezentate în tabelul 4.2.1.

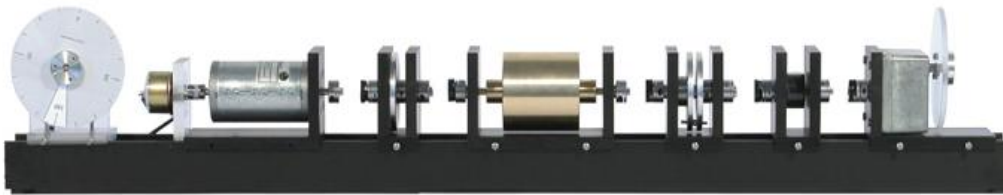


Fig. 4.2.7. Echipamentul de laborator Modular Servo System [158]

Tabelul 4.2.1. Valori numerice ale parametrilor SAE cu parametri variabili

Parametri	Valori
Tensiune nominală	24 [V]
Curent nominal	3.1 [A]
Viteză unghiulară nominală	3000 [rpm]
Cuplu nominal	0.15 [Nm]
Momentul de inerție al rotorului	$0.18 \cdot 10^{-4}$ [kgm <sup>2</sup> ]
Rezistență terminală	2 [ $\Omega$ ]
Constanta cuplului	0.056 [Nm/A]
Constanta de timp mecanică	0.013 [s]
Constanta de timp electrică	0.001 [s]

### 4.3 Structura de reglare în cascadă. Soluții de bază (de referință) cu regulatoare convenționale și regulatoare avansate cu parametri constanți dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili

În dezvoltarea unor noi soluții (structuri) de reglare – și apoi - a metodelor de proiectare a algoritmilor de reglare (a.r.) și a modului de implementare a a.r. trebuie să se țină seama de toate particularitățile specifice procesului. Principalele avantaje ale implementării a.r. în variantă numerică sunt [173] – [175]:

- precizia de realizare a legilor de reglare este superioară implementării cu regulatoare analogice;
- posibilitatea încorporării unor a.r. din ce în ce mai performanți – neliniari, adaptivi, fuzzy – prin care se poate aborda reglarea unor procese complexe;

- asigurarea posibilității de modificare ușoară a a.r.n. implementați sau a parametrilor acestora;
- includerea sub formă informațională (software) a funcțiilor auxiliare de conducere automată.

Calitatea și – mai departe – precizia în funcționare a sistemului de conducere automată numerică depind de:

- corectitudinea MM elaborat pentru procesul condus;
- abilitățile dezvoltatorului de sistem de conducere (inclusiv în alegerea perioadei de eșantionare);
- performanțele echipamentului utilizat la implementarea a.r. a elementelor de execuție, a traductoarelor ș.a..

Soluțiile de reglare a vitezei SAE-pv – cea clasică cât și cele dezvoltate plecând de la aceasta – au la bază structura de SRA-csd (cascadă) cu două bucle (o a treia s-ar putea introduce fie pentru reglarea poziției, fie pentru urmărirea unor variații rapide ale semnalului de referință) ce utilizează:

- (1) în proiectarea buclei interioare (de curent), soluții clasice de reglare [34], [37] - [42], [59], [144], [145], [147], [159], [160] și
  - (2) în proiectarea buclei exterioare (de turație), RG-PI(D) (de bază) cu adaptarea parametrilor (cu parametri adaptabili) sau
  - (3) soluții noi de reglare, cu adaptarea parametrilor (cu parametri adaptabili).
- Schema bloc funcțională a SRA-csd este prezentată în figura 4.3.1.

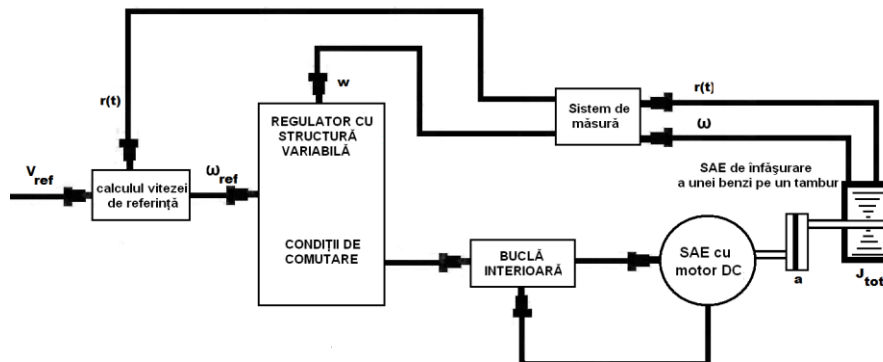


Fig. 4.3.1. Structura de reglare în cascadă (SRA-csd)

Proiectarea buclei principale (exterioare) se bazează pe funcții de transfer – MM-II – de tip PT2 sau de tip PT3 (a se vedea f.d.t.  $H_p(s)$  din tabelele 3.3.1 și 3.3.2 sau relațiile (4.2.-15)-(4.2.-18)). Performanțele de regim permanentizat impuse, solicită utilizarea reglatoarelor cu componentă integratoare.

Ținând seama de faptul că reglatoarele dezvoltate conțin componentă integratoare, pe ieșirea reglatoarelor poate să se manifeste fenomenul de intrare în limitare (dacă se impune) sau în saturație a comenzii, cu efecte directe asupra performanțelor SRA. În vederea scoaterii rapide din saturație a reglatoarelor se pot utiliza măsuri Anti-Windup (-Reset) (abreviat AWR) [42], [159], [161] – [169], cu structură clasică sau derivate, ca de exemplu figura 4.3.2.

Varianta exemplificată corespunde structurii cu referință de viteză variabilă, pentru situațiile în care aplicațiile de urmărire necesită erori de urmărire mici. În tabelul 4.3.1 se prezintă o succintă analiză a efectelor numărului de componente integratoare  $q_0$  asupra performanțelor de regim permanentizat.

Indicele  $\infty$  asociat unei anumite variabile, subliniază valoarea constantă (de exemplu și de regim staționar constant (abreviat RSC)) a variabilei respective,  $y_\infty$  și  $\varepsilon_\infty$  sunt valorile de RSC ale ieșirii de măsură și ale erorii de reglare. Extinderea regulatorului cu o componentă integratoare suplimentară, figura 4.3.2, este recomandată numai în cazul referinței de viteză variabilă [41], [42], [154] s.a.

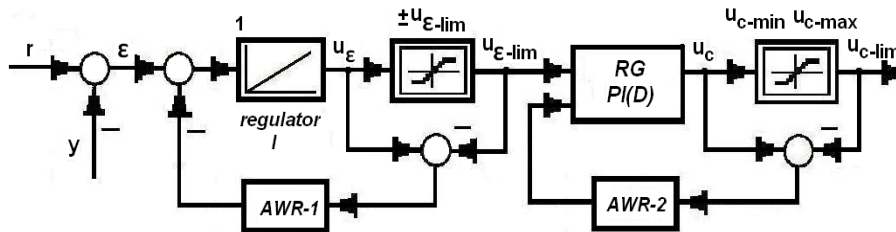


Fig. 4.3.2. Structura de regulator extins  $I+PI(D)$  cu dublă măsură AWR

Tabelul 4.3.1. Valorile de RSC ale lui  $y$  și  $\varepsilon$  pentru diferite valori  $q_0$

$r(s)$	$y_\infty$			$\varepsilon_\infty$		
	$q_0 = 0$	$q_0 = 1$	$q_0 = 2$	$q_0 = 0$	$q_0 = 1$	$q_0 = 2$
$\frac{1}{s} r_\infty$	$\frac{k_0}{1+k_0} r_\infty$	$1 \cdot r_\infty$	$1 \cdot r_\infty$	$\frac{1}{1+k_0} r_\infty$	$0 \cdot r_\infty$	$0 \cdot r_\infty$
$\frac{1}{s^2} r_\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\infty$	$\frac{1}{k_0} r_\infty$	$0 \cdot r_\infty$

#### 4.3.1. Soluții de reglare a vitezei unui SAE cu parametri variabili: SRA cascada - varianta clasică - cu regulatoare convenționale și variante bazate pe regulatoare avansate

Relativ la performanțele asigurate de diferitele soluții de reglare dezvoltate, în cadrul tezei au fost efectuate studii comparative asupra diferitelor combinații dintre valorile semnificative ale parametrilor procesului și ale regulatoarelor de viteză cu parametrii acordați pentru cazuri semnificative. Aceste situații sunt evidențiate în tabelul 4.3.2.

Abordarea este justificată și prin faptul că suportul experimental real existent - echipament de laborator cu moment de inerție variabil [177] - poate asigura doar variații discontinue ale momentului de inerție.

Pentru aplicația abordată, orice soluție de reglare bazată pe utilizarea regulatoarelor cu parametrii fiși [9], [42], [59], [144] trebuie bine justificată, în special atunci când domeniul de variație a vitezei unghiulare - referința - și al momentului de inerție - perturbație parametrică - este de peste un ordin de mărime.

Regulatorul de viteză - cu parametrii fiși - a fost proiectat relativ la cele trei valori semnificative ale momentului de inerție total, redus la arborele motorului electric,  $J_{tot}(t): J_{tot,R01}, J_{tot,R02}, J_{tot,R03}$ , fiecare referitoare la valori semnificative ale razei tamburului:  $R_{01}=0.0175$  m,  $R_{02}=0.0315$  m and  $R_{03}=0.05$  m., tabelul 4.3.2.

Tabelul 4.3.2. Combinațiile dintre parametrii procesului și parametrii RG de viteză

	$R_{01}/J_{tot,R01}$	$R_{02} / J_{tot,R02}$	$R_{03} / J_{tot,R03}$
<b>Regulator adecvat pentru <math>R_{01}</math></b>	<b>Studiu de caz 1.1</b> $R_{01}, RG_{R01}-\omega$	Studiu de caz 1.2 $R_{02}, RG_{R01}-\omega$	Studiu de caz 1.3 $R_{03}, RG_{R01}-\omega$
<b>Regulator adecvat pentru <math>R_{02}</math></b>	Studiu de caz 2.1 $R_{01}, RG_{R02}-\omega$	<b>Studiu de caz 2.2</b> $R_{02}, RG_{R02}-\omega$	Studiu de caz 2.3 $R_{03}, RG_{R02}-\omega$
<b>Regulator adecvat pentru <math>R_{03}</math></b>	Studiu de caz 3.1 $R_{01}, RG_{R03}-\omega$	Studiu de caz 3.2 $R_{02}, RG_{R03}-\omega$	<b>Studiu de caz 3.3</b> $R_{03}, RG_{R03}-\omega$

Alegerea soluției finale – a regulatorului „optim” (adecvat) - are la bază indicatorii de calitate definiți în răspunsul la variații treaptă – eventual rampă - ale referinței și la variații treaptă ale perturbației. Cerințele impuse de SRA se definesc în răspuns la semnal treaptă și se referă la:

- eroarea de reglare ( $\epsilon_{\infty}$ ) care trebuie să fie nulă (cât mai redusă) în regim de referință de viteză variabilă;
- suprareglajul ( $\sigma_1$ ) să fie de valoare redusă cuprinsă între 5%-15%, chiar și aperiodic (această soluție mărește însă valoarea timpului de primă reglare);
- timpul de reglare ( $t_r$ ), timpul de primă reglare ( $t_1$ ), timpul de realizare a maximumului ( $t_m$ ), să fie de valoare cât mai redusă.

În continuare – în baza unui studiu preliminar efectuat [50] - sunt prezentate trei soluții de SRA dezvoltate [40], [159], [172]:

- SRA-csd cu regulator de curent de tip PI și regulator de viteză de tip PI proiectat în raport cu cele trei valori ale momentului de inerție;
- SRA-csd cu regulator de curent PI și regulator de viteză de tip F-TS-cvasi-PI-IE proiectat în raport cu cele trei valori ale momentului de inerție;
- SRA-csd cu regulator de curent PI și regulator de viteză de tip HNF-TS-cvasi-PI-II proiectat în raport cu cele trei valori ale momentului de inerție;

Pentru implementarea soluțiilor de reglare s-a utilizat schema bloc prezentată în figura 4.3.3. Din punctul de vedere al performanțelor obținute, soluțiile de reglare propuse și dezvoltate demonstrează și susțin necesitatea utilizării ulterioare a unor regulatoare adaptive.

#### **A. Dezvoltarea soluției de reglare cu regulator de viteza de tip PI cu parametrii ficși, legați de un MM liniarizat**

În cadrul acestui paragraf este prezentată soluția de reglare cu regulator de viteză de tip PI, dezvoltat pentru a fi „soluție de referință” utilizat apoi în comparația cu celelalte soluții dezvoltate ulterior.

Regulatorul de curent adoptat este de tip PI proiectat pe baza metodei modului optim MO (cap.3, subcapitolul 3.3.1).

Regulatorul de viteză adoptat - de tip PI - are parametrii calculați legat de parametrii procesului - modelul liniarizat în unul din punctele de funcționare caracteristice - cu utilizarea metodei modului optim extins (m-ESO) pentru o valoare a lui  $\beta=9$  (cap.3, subcapitolul 3.3.2).

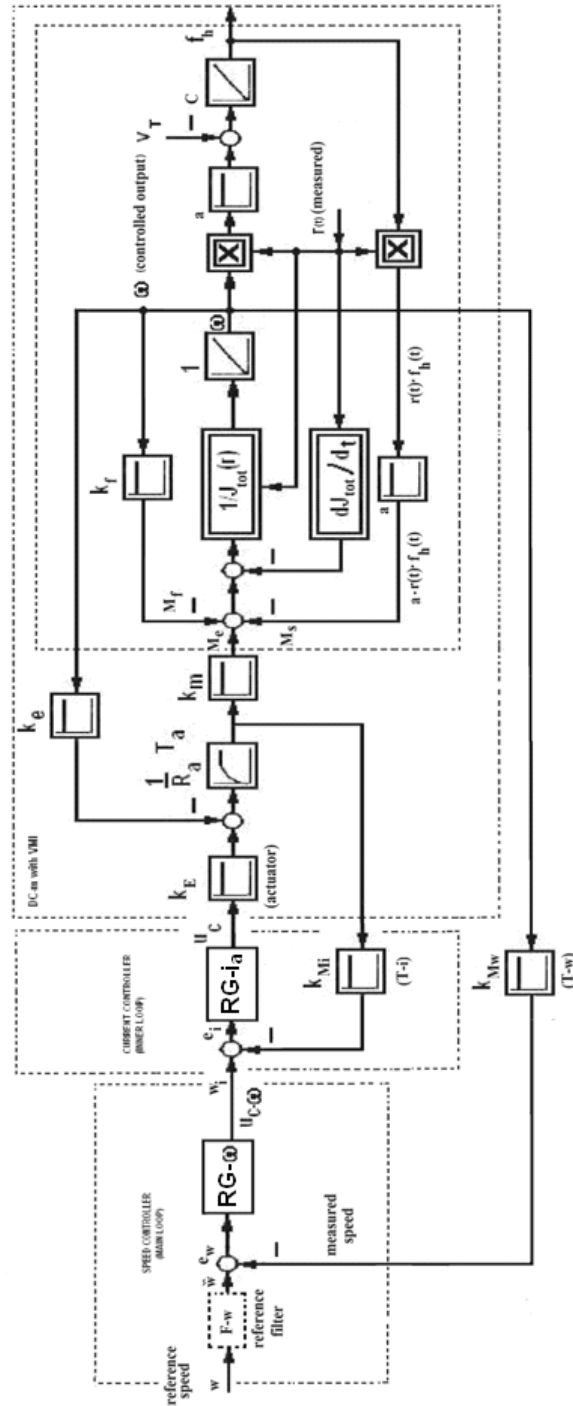


Fig. 4.3.3. Structura de reglare în cascadă. Varianta clasică fără comutarea a.r. funcție de modificările parametrilor procesului

Metoda m-ESO asigură un suprareglaj convenabil (ce poate fi ales de proiectant), relativ redus și o rezervă de fază  $\varphi$ , foarte bună (peste  $55^\circ$ ), în raport cu care chiar înrăutățirea (aici neglijabilă a) rezervei de fază datorată implementării în timp discret a a.r. este acoperitoare.

**Observație:** Pentru aplicația practică, pentru îmbunătățirea performanțelor a fost preconizată și soluția cu filtru de referință (extensia cu linie intreruptă)

Plecând de la f.d.t. a RG-PI de forma :

$$H_R(s) = \frac{k_c}{sT_i}(1 + sT_i) \quad (4.3.-1)$$

parametrii calculați pentru regulatorul PI de curent și respectiv - pentru cele trei cazuri - pentru regulatorul de viteză sunt sintetizați în tabelul 4.3.3, col. 1 și 2.

Parametrii a.r.n. de forma (4.3.-2) se obțin prin discretizarea regulatorului convențional de tip PI utilizând metoda trapezelor (Tustin) [40], [159], [172]:

$$q_{0pi} = k_c + \frac{k_c \cdot h}{2 \cdot T_i}, q_{1pi} = -\left(k_c - \frac{k_c \cdot h}{2 \cdot T_i}\right), p_{0pi} = 1, p_{1pi} = -1. \quad (4.3.-2)$$

în care  $h=0.00025$  sec este perioada de eșantionare, tabelul 4.3.3, col. 3 - 6.

Tabelul 4.3.3. Parametrii de acordare ai RG-PI

Tip regulator	Parametrii					
	$k_c$	$T_i$	$q_{0pi}$	$q_{1pi}$	$p_{0pi}$	$p_{1pi}$
0	1	2	3	4	5	6
<b>RG-<math>i_a</math></b>	0.5	0.0333	0.5019	-0.4981	1	-1
<b>RG<math>_{R01}</math>-<math>\omega</math></b>	0.1	0.125	0.1001	-0.0999	1	-1
<b>RG<math>_{R02}</math>-<math>\omega</math></b>	0.055	0.0688	0.0551	-0.0549	1	-1
<b>RG<math>_{R03}</math>-<math>\omega</math></b>	0.0025	0.0031	0.0026	-0.0024	1	-1

Pentru diferitele combinații RG-PC (combinațiile sintetizate în tabelul 4.3.2) au fost comparate performanțele realizate de SRA, luând în considerare următoarele aspecte:

- răspunsul la variație treaptă al vitezei unghiulare;
- caracteristicile de pulsație (frecvență) ale sistemului deschis – rezerva de fază ( $\varphi_r$ );
- caracteristicile de pulsație (frecvență) ale sistemului închis – pulsația de tăiere ( $\omega_t$ ), valoarea de rezonanță ( $M_r$ ), lărgimea de bandă ( $\Delta_b$ ) și pulsația de rezonanță ( $\omega_r$ );
- hodograful Nyquist și cercurile  $M_{SO}^{-1}$  pentru cazurile din tabelul 4.3.2.

Rezultate legate de acest studiu sunt detaliate la punctul B, subcapitolul 4.3.2 și au fost publicate în extenso și în lucrările [40], [159].

### B. Dezvoltarea unei soluții de reglare cu regulator fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS)-cvasi-PI cu integratorul plasat pe ieșire (-IE)

Schema bloc informațională aferentă RG a fost prezentată în fig. 3.2.5. În dezvoltarea RG-F-TS-cvasi-PI-IE s-a plecat de la regulatoarele liniare de tip PI dezvoltate în paragraful A (cu parametrii dați în tabelul 4.3.3, col. 1 și 2). Varianta

incrementală a a.r.n. cvasi-PI este de forma (a se vedea ca punct de plecare varianta dată în [90]):

$$\Delta u_k^j = K_p^j \Delta e_k + K_i^j e_k = K_p^j (\Delta e_k + \alpha^j e_k) \quad (4.3.-3)$$

$$K_p^j = k_C^j \left(1 - \frac{h}{2T_i^j}\right), K_i^j = \frac{k_C^j h}{T_i^j}, \alpha^j = \frac{K_i^j}{K_p^j}.$$

în care indicele  $j$  marchează regulatorul PI utilizat: ( $j=1$ )-RG<sub>R01</sub>- $\omega$ , ( $j=2$ )-RG<sub>R02</sub>- $\omega$  și ( $j=3$ )-RG<sub>R03</sub>- $\omega$ .

Regulatorul fuzzy a fost dezvoltat în acord cu cele prezentate în subcapitolul 3.2.2, cu precizarea că pentru *partea de premiză* pentru fiecare intrare în blocul nelinier fuzzy au fost utilizați câte trei termeni lingvistici cu funcții de apartenență de tip triunghiular și trapezoidal,  $TL_{e_k}$  și  $TL_{\Delta e_k} \in \{N, ZE, P\}$ ,  $B_e=13$  și  $h=0.00025$  sec.

Partea fără dinamică a blocului (regulatorului) fuzzy (figura 3.2.5) - este caracterizată prin următoarele proprietăți (cu detalieri și în lucrările publicate [40], [159], [172]):

- fuzificarea este rezolvată prin utilizarea unor funcții de apartenență de forma celor din figura 4.3.4 punând astfel în evidență parametrii regulatorului fuzzy  $\{B_e, B_{\Delta e}\}$ ;
- pentru inferență au fost folosiți operatorii *SUM* și *PROD*, baza de reguli a fost definită prin 9 reguli fuzzy, exprimate ca funcții liniare de tip *IF-THEN* de forma (4.3.-4);
- pentru defuzificare a fost utilizată metoda mediei ponderate.

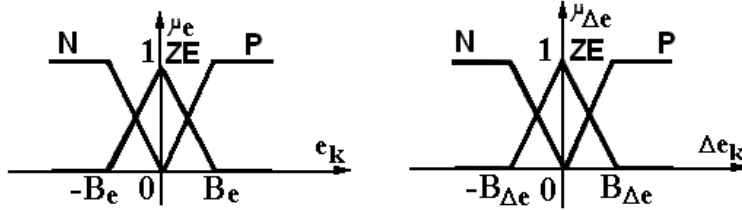


Fig. 4.3.4. Funcțiile de apartenență ale variabilelor lingvistice de intrare  $e_k$  și  $\Delta e_k$

$$\begin{aligned} & \text{IF } (e_k \text{ IS } N \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } P) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p1}^j (\Delta e_k + \alpha_1^j e_k) \\ & \text{IF } (e_k \text{ IS } ZE \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } P) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p2}^j (\Delta e_k + \alpha_2^j e_k) \\ & \text{IF } (e_k \text{ IS } P \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } P) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p3}^j (\Delta e_k + \alpha_3^j e_k) \\ & \text{IF } (e_k \text{ IS } N \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } ZE) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p4}^j (\Delta e_k + \alpha_4^j e_k) \\ & \text{IF } (e_k \text{ IS } ZE \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } ZE) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p5}^j (\Delta e_k + \alpha_5^j e_k) \quad (4.3.-4) \\ & \text{IF } (e_k \text{ IS } P \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } ZE) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p6}^j (\Delta e_k + \alpha_6^j e_k) \\ & \text{IF } (e_k \text{ IS } N \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } N) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p7}^j (\Delta e_k + \alpha_7^j e_k) \\ & \text{IF } (e_k \text{ IS } ZE \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } N) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p8}^j (\Delta e_k + \alpha_8^j e_k) \\ & \text{IF } (e_k \text{ IS } P \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } N) \text{ THEN } \Delta u_k = K_{p9}^j (\Delta e_k + \alpha_9^j e_k) \end{aligned}$$

Baza de reguli aferentă regulatorului este reprezentată de setul de condiții (4.3.-4) și asigură comportamentul cvasi-PI al regulatorului fuzzy [52], [61], [65], [66], [90], [95], [96], [178], [179].



### C. Dezvoltarea unei soluții de reglare cu regulator hibrid neuro fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-HNF-TS)-cvasi-PI cu integratorul plasat pe intrare (-II)

Soluția de reglare dezvoltată are la bază structura din figura 3.2.7 și poate asigura prin mecanismul (blocul) de adaptare ajustarea directă a parametrilor regulatorului, bazat pe datele măsurate din proces; prin aceasta se obține astfel un sistem fuzzy adaptiv direct - a se vedea figura 3.2.7 reluată - cu precizarea că regulatorul cu parametrii adaptabili este de tip Takagi-Sugeno cu integratorul plasat pe intrare (fig. 3.2.6).

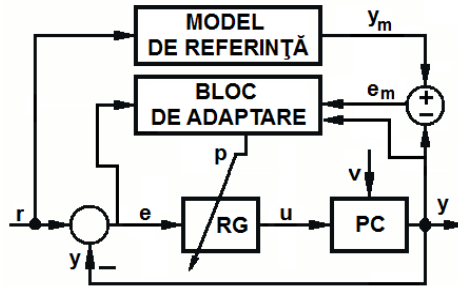


Fig. 3.2.7. Schema bloc a SRA-adaptivă cu model de referință (reluată)

Performanțele dorite pentru sistemul de reglare sunt introduse cu ajutorul modelului de referință (abreviat MR); în aceste condiții, regulatorul adaptiv va căuta să asigure pentru sistemul de reglare, o funcționare identică/apropiată cu cea a modelului de referință [40], [159], [172].

Pentru dezvoltarea regulatorului fuzzy (regulatorul de bază) s-a plecat de la reglatoarele liniare de tip PI cu parametrii detaliați în tabelul 4.3.3. Regulatorul fuzzy asigură dinamica prin integrarea erorii de reglare  $e_k$  (-II):

$$u_k^j = K_i^j e_{Ik}^j + K_p^j e_k^j = (K_p^j)^* e_{Ik} + (K_i^j)^* e_k = (K_p^j)^* [e_{Ik} + (\alpha^j)^* e_k] \quad (4.3.-5)$$

$$(K_p^j)^* = \frac{k_C^j h}{T_i^j}, (K_i^j)^* = k_C^j \left(1 - \frac{h}{2T_i^j}\right), (\alpha^j)^* = \frac{(K_i^j)^*}{(K_p^j)^*}.$$

în care indicele  $j$  marchează regulatorul PI utilizat curent. Parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-II sunt  $\{B_{eI}, B_{eI}\}$  (a se vedea figura 4.3.4 cu  $B_{eI}$  care înlocuiește parametru  $B_{\Delta e}$ ).

Baza de reguli este formată din nouă reguli de forma:

$$\begin{aligned} \text{IF } (e_k \text{ IS } N \text{ AND } e_{Ik} \text{ IS } P) \text{ THEN } u_k &= (K_{p1}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_1^j)^* e_k] \\ \text{IF } (e_k \text{ IS } ZE \text{ AND } e_{Ik} \text{ IS } P) \text{ THEN } u_k &= (K_{p2}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_2^j)^* e_k] \\ \text{IF } (e_k \text{ IS } P \text{ AND } e_{Ik} \text{ IS } P) \text{ THEN } u_k &= (K_{p3}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_3^j)^* e_k] \\ \text{IF } (e_k \text{ IS } N \text{ AND } e_{Ik} \text{ IS } ZE) \text{ THEN } u_k &= (K_{p4}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_4^j)^* e_k] \\ \text{IF } (e_k \text{ IS } ZE \text{ AND } e_{Ik} \text{ IS } ZE) \text{ THEN } u_k &= (K_{p5}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_5^j)^* e_k] \\ \text{IF } (e_k \text{ IS } P \text{ AND } e_{Ik} \text{ IS } ZE) \text{ THEN } u_k &= (K_{p6}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_6^j)^* e_k] \\ \text{IF } (e_k \text{ IS } N \text{ AND } e_{Ik} \text{ IS } N) \text{ THEN } u_k &= (K_{p7}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_7^j)^* e_k] \end{aligned} \quad (4.3.-6)$$

*IF* ( $e_k$  IS ZE AND  $e_{Ik}$  IS N) THEN  $u_k = (K_{p8}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_8^j)^* e_k]$

*IF* ( $e_k$  IS P AND  $e_{Ik}$  IS N) THEN  $u_k = (K_{p9}^j)^* [e_{Ik} + (\alpha_9^j)^* e_k]$

Mecanismul de inferență se realizează utilizând operatorii *SUM* și *PROD*, iar pentru defuzzificare se folosește metoda mediei ponderate.

Pentru aplicația dezvoltată în acest paragraf, se alege un MR cu f.d.t. de forma:

$$H_{RM}(s) = 1 / (T_{imp}^2 s^2 + 2\zeta_{imp} T_{imp} s + 1) \quad (4.3.-7)$$

(pentru  $\zeta_{imp} < 1.0$  comportarea este oscilantă, iar pentru  $\zeta_{imp} = 1.0$  ea este specifică unei „comportări aperiodice la limită”).

Prin discretizarea relației (4.3.-7) (metoda trapezelor cu  $h = 0.00025$  sec) se obține ecuația recurentă de forma (3.2.-17) (paragraful 3.2.3) cu cele trei valori  $T_{imp} = 0.005$  (RG<sub>R01</sub>- $\omega$ ),  $T_{imp} = 0.008$  (RG<sub>R02</sub>- $\omega$ ) și  $T_{imp} = 0.011$  (RG<sub>R03</sub>- $\omega$ ):

$$\begin{aligned} c_0 &= -h^2 / (h + 2T_{imp})^2, \quad c_1 = 2h^2 / (h + 2T_{imp})^2, \\ c_2 &= h^2 / (h + 2T_{imp})^2, \quad d_1 = 2(h^2 - 4T_{imp}^2) / (h + 2T_{imp}), \quad (4.3.-8) \\ d_2 &= (h - 2T_{imp})^2 / (h + 2T_{imp})^2. \end{aligned}$$

Parametrii blocului de adaptare (BA)  $\eta$ ,  $\lambda \in [0,1]$  au fost aleși astfel încât performanțele SRA în răspuns la semnal treaptă să fie  $\varepsilon_\infty \approx 0$  și  $5\% \leq \sigma_1 \leq 15\%$ , iar parametrii  $c_0$ ,  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $d_1$  și  $d_2$  sunt obținuți pe baza relației (4.3.-8) - în care  $T_{imp}$  este ales astfel încât f.d.t. a MR să fie cât mai asemănătoare cu f.d.t. de tip PT2 a procesului condus - cu valorile sintetizate în tabelul 4.3.4.

Blocul de adaptare BA a fost dezvoltat în acord cu cele prezentate în subcapitolul 3.2.3.

Tabelul 4.3.4. Parametrii SRA cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-II

Tip regulator	Parametrii						
	$\eta$	$\lambda$	$c_0$	$c_1$	$c_2$	$d_1$	$d_2$
<b>RG<sub>R01</sub>-<math>\omega</math></b>	0.5	1	-5.95e-004	0.0012	5.95e-004	-1.9024	0.9048
<b>RG<sub>R02</sub>-<math>\omega</math></b>	0.5	1	-2.37e-004	4.73e-004	2.37e-004	-1.9385	0.9394
<b>RG<sub>R03</sub>-<math>\omega</math></b>	0.5	1	-1.26e-004	2.52e-004	1.26e-004	-1.9551	0.9556

#### 4.3.2. Verificarea soluțiilor de reglare. Rezultate de simulare. Interpretarea rezultatelor

##### A. Analiza comportării în răspunsul la variația treaptă a referinței

Subcapitolul prezintă analiza comparativă - bazată pe simulare - a soluțiilor de reglare pentru diferitele combinații proces-regulator - a se vedea tabelul 4.3.2. Simulările au fost efectuate în mediul Matlab/Simulink; scenariul de simulare presupune aplicarea unei referințe treaptă a vitezei unghiulare.

**Observație:** Testul servește pentru definirea performanțelor și - pe această bază - efectuarea comparațiilor.

Graficele obținute și performanțele realizate de către soluțiile de reglare cu RG-PI dezvoltate sunt sintetizate în figurile 4.3.5, 4.3.6 și 4.3.7. Analiza comparativă se bazează pe trei tipuri de rezultate de simulare ilustrate prin:

- grafice obținute pentru SRA-csd (varianta clasică) cu RG-PI (de viteză), proiectate în raport cu cele trei valori ale momentului de inerție –  $J_{tot,R01}=0.18\cdot 10^{-4}\text{kgm}^2$ ,  $J_{tot,R02}=0.6\cdot 10^{-4}\text{kgm}^2$ ,  $J_{tot,R03}=1.372\cdot 10^{-4}\text{kgm}^2$  – și prezentate în figurile 4.3.5-4.3.7.
- grafice obținute pentru SRA-csd (varianta clasică) cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE (de viteză) proiectate în raport cu cele trei valori ale momentului de inerție și prezentate în figura 4.3.8.
- grafice obținute pentru SRA-csd (varianta clasică) cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-II (de viteză) proiectate în raport cu cele trei valori ale momentului de inerție și prezentate în figura 4.3.9.

Analizând rezultatele prezentate în figurile 4.3.5, 4.3.6 și 4.3.7 și rezultatele privind indicatorii de calitate realizați, sintetizați în tabelul 4.3.5, se poate observa că dintre cazurile 1.1 - 1.3, 2.1 - 2.3 și 3.1 - 3.3 soluțiile adecvate pentru  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  și  $R_{03}$  sunt redade de studiile de caz 1.1, 2.2 și 3.3 (marcate cu bold în tabelul 4.3.2);

Aceasta se justifică prin faptul că timpul de reglare  $RG_{R01} - \omega$  este favorabil pentru  $R_{01}$  și mai puțin favorabil pentru  $R_{02}$ ,  $R_{03}$ ,  $RG_{R02} - \omega$  este favorabil pentru  $R_{02}$  și mai puțin favorabil pentru  $R_{01}$ ,  $R_{03}$  și  $RG_{R03} - \omega$  este favorabil pentru  $R_{03}$  și mai puțin favorabil pentru  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ .

Pentru dezvoltarea soluțiilor de reglare cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II, cu parametrii adaptați prezentate în paragrafele B și C, soluția de reglare cu RG-PI dezvoltată în cadrul acestui subcapitol a fost folosită ca și suport (a se vedea tabelele 4.3.6 și 4.3.7).

Tabelul 4.3.5. Indicatorii de calitate realizați de către SRA cu RG-PI proiectate pentru SAE în nouă cazuri semnificative

Studiu de caz 1.1			Studiu de caz 1.2			Studiu de caz 1.3		
1			2			3		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0.08	0.0226	0.0821	0.04	0.65	0.185	0	0.3	0.415
Studiu de caz 2.1			Studiu de caz 2.2			Studiu de caz 2.3		
4			5			6		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.35	0.4	0.075	0.035	0.15	0.03	0.123	0.25
Studiu de caz 3.1			Studiu de caz 3.2			Studiu de caz 3.3		
4			5			6		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.35	0.4	0	0.125	0.21	0.14	0.05	0.2

Rezultatele de simulare efectuate în domeniul timp în vederea verificării soluțiilor de reglare cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II (dedicate SAE) în raport cu referința treaptă sunt evidențiate în figurile 4.3.8 și 4.3.9. Rezultatele referitoare la indicatorii de calitate realizați în urma simulărilor sunt sintetizați în

tabelele 4.3.6 și 4.3.7. Aceste rezultate au evidențiat faptul că și în cazul acestor soluții de reglare se pot obține performanțe cel puțin la fel de bune în raport cu referința treaptă, soluțiile adecvate fiind furnizate de studiile de caz 1.1, 2.2 și 3.3.

Tabelul 4.3.6. Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE proiectate pentru SAE în nouă cazuri semnificative

Studiu de caz 1.1			Studiu de caz 1.2			Studiu de caz 1.3		
1			2			3		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0.04	0.05	0.0815	0.025	0.075	0.23	0.012	0.235	0.451
Studiu de caz 2.1			Studiu de caz 2.2			Studiu de caz 2.3		
4			5			6		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.35	0.4	0.09	0.0505	0.125	0.033	0.082	0.26
Studiu de caz 3.1			Studiu de caz 3.2			Studiu de caz 3.3		
4			5			6		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.35	0.4	0	0.165	0.2	0.18	0.04	0.135

Tabelul 4.3.7. Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-II proiectate pentru SAE în nouă cazuri semnificative

Studiu de caz 1.1			Studiu de caz 1.2			Studiu de caz 1.3		
1			2			3		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0.13	0.02	0.0813	0.075	0.0505	0.225	0.01	0.24	0.452
Studiu de caz 2.1			Studiu de caz 2.2			Studiu de caz 2.3		
4			5			6		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.28	0.35	0.165	0.0195	0.081	0.045	0.075	0.205
Studiu de caz 3.1			Studiu de caz 3.2			Studiu de caz 3.3		
4			5			6		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.35	0.4	0	0.1615	0.193	0.18	0.023	0.083

Analizând performanțele sintetizate în tabelele 4.3.5 - 4.3.7 se poate remarca faptul că din punctul de vedere al timpului de reglare și al timpului de primă reglare – în comparație cu soluțiile de SRA cu RG-PI și SRA cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE - SRA cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-II prezintă performanțe mai bune. Rezultate legate de acest studiu au fost publicate în lucrările [40], [50], [145], [159], [172].

## B. Analiza de sensibilitate

Pentru verificarea robusteții SRA dezvoltate s-a efectuat o analiză de sensibilitate în domeniul frecvență. Această analiză este exemplificată și detaliată în cadrul tezei doar pentru RG-PI proiectate pentru SAE pentru combinațiile marcate anterior. Ea poate fi extinsă - cu restricția de cvasi-liniaritate - și pentru celelalte soluții, studiile concrete constituind însă obiectul unor preocupări ulterioare.

În acest context, au fost determinate hodograful Nyquist, funcția de sensibilitate ( $S_0(j\omega)$ ), valoarea maximă a funcției de sensibilitate ( $M_{S_0}$ ) și inversa valorii maxime a funcției de sensibilitate ( $M_{S_0}^{-1}$ ), definite conform relațiilor (4.3.-9)-(4.3.-11):

$$S_0(s) = \frac{1}{1 + H_0(s)} \quad (4.3.-9)$$

$$M_{S_0} = \max\{|S_0(j\omega)|\} \quad (4.3.-10)$$

$$M_{S_0}^{-1} = \max\{|[S_0(j\omega)]^{-1}|\} = \max\left\{\left[\frac{1}{|1 + H_0(j\omega)|}\right]^{-1}\right\} \quad (4.3.-11)$$

în care  $H_0(s)$  este funcția de transfer a sistemului deschis (sistem în buclă deschisă). Inversa maximului funcției de sensibilitate definește raza cercului centrat în punctul  $(-1, j0)$  și tangent la hodograful Nyquist [8], [59], [75], [144], [159] s.a.. Pentru o robustețe cât mai mare a SRA, este recomandat ca valorile tipice ale inversei funcției de sensibilitate să fie:  $M_{S_0}^{-1} \geq 0.5$  ( $-6dB$ ).

În tabelul 4.3.8 sunt prezentate valorile maxime ale funcției de sensibilitate  $M_{S_0}$  și ale inversei acesteia  $M_{S_0}^{-1}$ , obținute pentru soluțiile de reglare cu RG-PI proiectate pentru SAE în nouă cazuri semnificative. Analizând cele nouă cazuri din tabelul 4.3.8, se poate remarca faptul că valorile maxime pentru  $M_{S_0}^{-1}$  au fost înregistrate pentru studiile de caz 1.1, 2.2 și 3.3. Din graficele prezentate în figurile 4.3.5 - 4.3.7 se poate trage concluzia că RG-PI proiectate pentru cazurile 1.1, 2.2 și 3.3 sunt cele mai robuste, în acest caz, rezerva de modul prezentând valoarea cea mai mare.

Tabelul 4.3.8. Valorile pentru maximul funcției de sensibilitate ( $M_{S_0}$ ) și pentru inversa acesteia ( $M_{S_0}^{-1}$ )

Tip regulator	Parametrii		
	$R_{01} / J_{tot,R01}$	$R_{02} / J_{tot,R02}$	$R_{03} / J_{tot,R03}$
RG <sub>R01</sub> - $\omega$	<b>Studiu de caz 1.1</b>	<i>Studiu de caz 1.2</i>	<i>Studiu de caz 1.3</i>
	$M_{S_0} = 1.222$ $M_{S_0}^{-1} = 0.8183$	$M_{S_0} = 1.9203$ $M_{S_0}^{-1} = 0.5208$	$M_{S_0} = 2.753$ $M_{S_0}^{-1} = 0.3632$
RG <sub>R02</sub> - $\omega$	<i>Studiu de caz 2.1</i>	<b>Studiu de caz 2.2</b>	<i>Studiu de caz 2.3</i>
	$M_{S_0} = 1.2392$ $M_{S_0}^{-1} = 0.807$	$M_{S_0} = 1.1058$ $M_{S_0}^{-1} = 0.9043$	$M_{S_0} = 1.112$ $M_{S_0}^{-1} = 0.8995$
RG <sub>R03</sub> - $\omega$	<i>Studiu de caz 3.1</i>	<i>Studiu de caz 3.2</i>	<b>Studiu de caz 3.3</b>
	$M_{S_0} = 1.8077$ $M_{S_0}^{-1} = 0.5532$	$M_{S_0} = 1.2523$ $M_{S_0}^{-1} = 0.7985$	$M_{S_0} = 1.216$ $M_{S_0}^{-1} = 0.8224$

Notă: Analiza graficelor din figurile 4.3.5-4.3.7 și tabelul 4.3.8 susțin faptul că odată cu scăderea sensibilității sistemului, crește robustețea acestuia.

Indicatorii de calitate definiți în caracteristicile de pulsație ale sistemului deschis și ale buclei sunt sintetizați pentru cele nouă studii de caz menționate:

- **Studiu de caz 1.1:**  $\omega_t=141 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=60\text{deg}$ ,  $M_r=1.28 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=198 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=117 \text{ rad/s}$ .
- **Studiu de caz 1.2:**  $\omega_t=60 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=39\text{deg}$ ,  $M_r=4.17 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=90 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=55 \text{ rad/s}$ .
- **Studiu de caz 1.3:**  $\omega_t=37 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=27\text{deg}$ ,  $M_r=7.1 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=56 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=35 \text{ rad/s}$ .
- **Studiu de caz 2.1:**  $\omega_t=337 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=74\text{deg}$ ,  $M_r=0.0214 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=431 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=225 \text{ rad/s}$ .
- **Studiu de caz 2.2:**  $\omega_t=117 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=61\text{deg}$ ,  $M_r=1.4 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=161 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=90 \text{ rad/s}$ .
- **Studiu de caz 2.3:**  $\omega_t=62 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=47\text{deg}$ ,  $M_r=3.59 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=92 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=49 \text{ rad/s}$ .
- **Studiu de caz 3.1:**  $\omega_t=201 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=78\text{deg}$ ,  $M_r=1.78 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=233 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=185 \text{ rad/s}$ .
- **Studiu de caz 3.2:**  $\omega_t=65 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=70\text{deg}$ ,  $M_r=1.4 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=83 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=34 \text{ rad/s}$ .
- **Studiu de caz 3.3:**  $\omega_t=58.4 \text{ rad/s}$ ,  $\varphi_r=58\text{deg}$ ,  $M_r=1.25 \text{ dB}$ ,  $\Lambda_b=81 \text{ rad/s}$  și  $\omega_r=50 \text{ rad/s}$ .

Rezultate legate de acest studiu au fost publicate într-o formă mai detaliată în lucrările [40], [50], [159].

Pe baza analizei comparative a celor trei soluții de reglare cu RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili se poate concluziona necesitatea utilizării unor regulatoare adaptive în structuri de reglare automată.

#### 4.4. Soluții de reglare cu regulatoare de viteză cu adaptarea parametrilor (adaptive) dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili

##### 4.4.1. Algoritmi de reglare a vitezei cu regulatoare cu adaptarea parametrilor (varianta adaptivă)

În general, în cazul sistemelor cu neliniarități, structurile de reglare adaptive pot asigura performanțe de reglare mai bune (de exemplu [41], [42]). Este și cazul clasei de aplicații abordate în teză (dupa cum s-a dovedit și în lucrările proprii (de exemplu [37] - [39], [159])). Adaptat la obiectivele urmărite în teză - realizarea unor performanțe de reglare ridicate - a fost dezvoltată o soluție de complexitate ridicată bazată pe utilizarea unor regulatoare cu structură variabilă, adaptată la parametrii procesului calculați relativ la puncte de funcționare (de liniarizare) bine precizate (figura 4.4.1, de bază).

Pentru soluția adoptată este obligatorie însă asigurarea trecerii fără soc (bumpless) de pe un a.r.n. pe un alt a.r.n. [41], [59], [128], [154] s.a.. Și în acest caz perioada de eșantionare se alege ținând seama de ipoteza de cvasi-continuitate, ipoteză care permite apoi utilizarea procedurilor de analiză și sinteză aplicate sistemelor continue. Astfel o perioadă de eșantionare de  $h=T_s/4=0.00025 \text{ sec}$  se dovedește acoperitoare, înrăutățirea rezervei de fază datorată eșantionării rezultând sub  $1 - 2^0$  (neglijabilă). Pentru aplicația tratată în teză comutarea fără șoc se face între trei a.r.n. (la nevoie, numărul acestora putând fi înșa mărit).

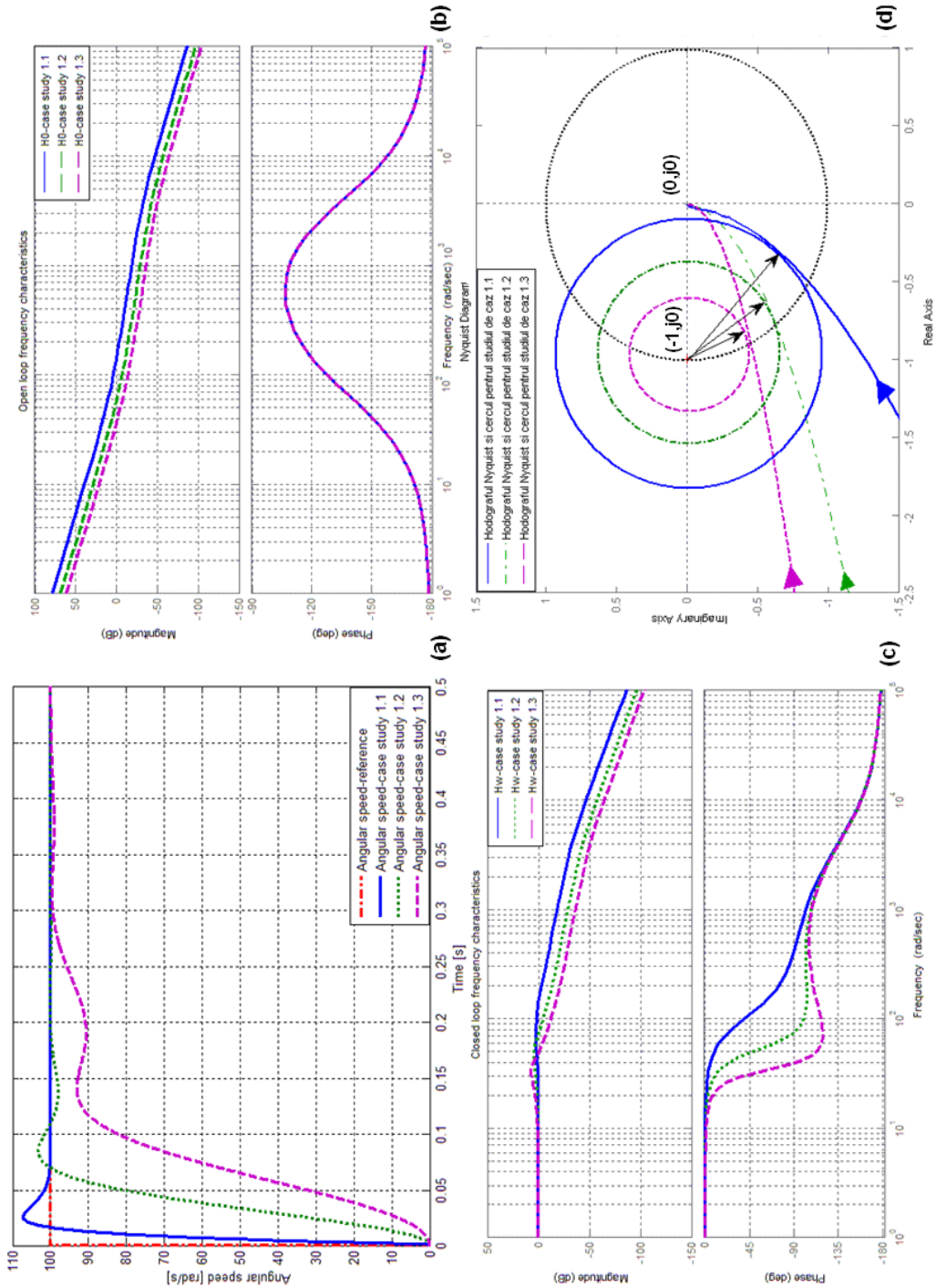


Fig. 4.3.5. Studii de caz 1.1-1.3: (a) Viteza unghiulară funcție de timp, (b) Caracteristicile de pulsație ale sistemului deschis, (c) Caracteristicile de pulsație ale sistemului închis, (d) Hodograful Nyquist și cercurile  $M_{50}^{-1}$

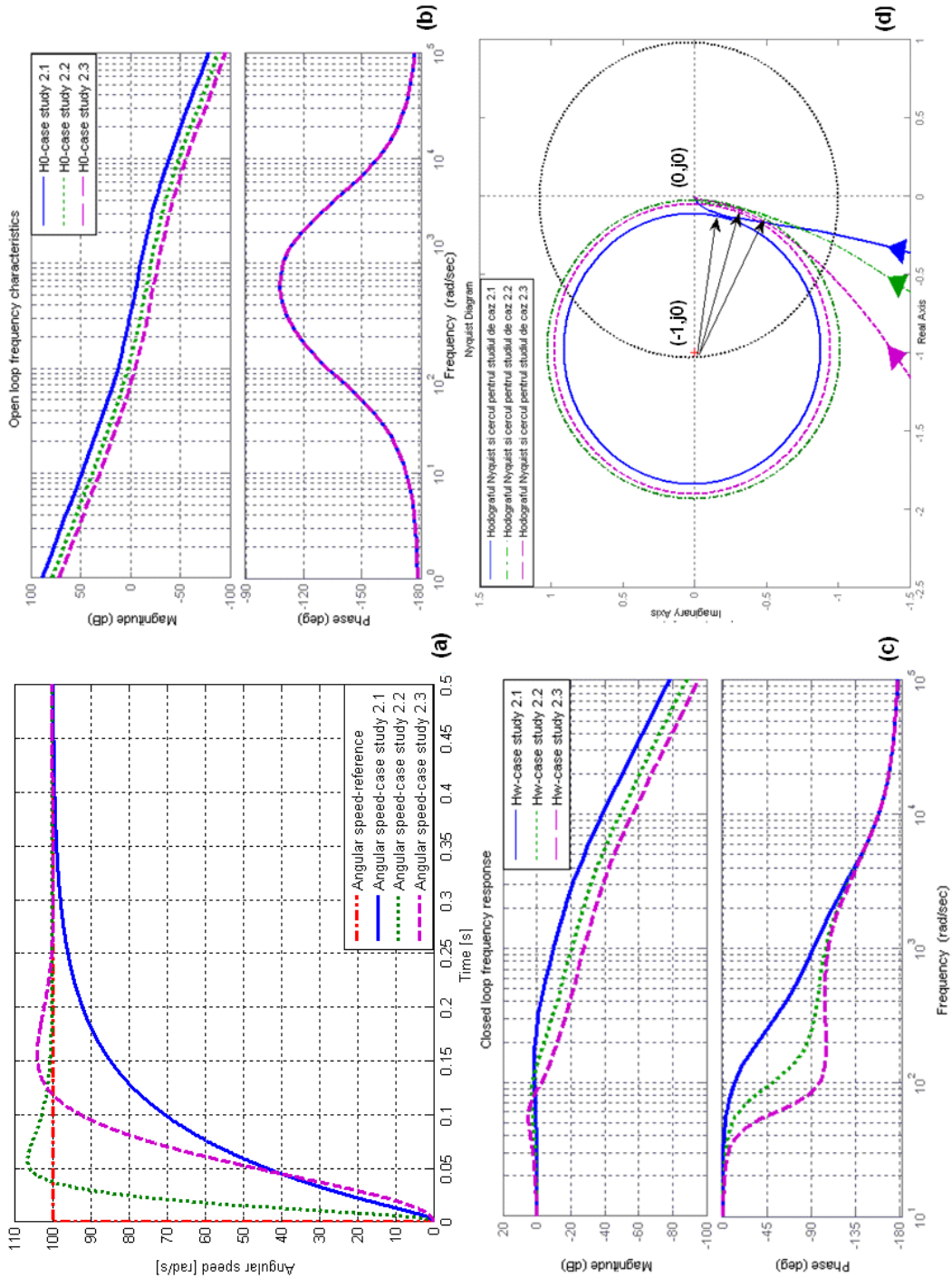


Fig. 4.3.6. Studii de caz 2.1-2.3: (a) Viteza unghiulară funcție de timp, (b) Caracteristicile de pulsație ale sistemului deschis, (c) Caracteristicile de pulsație ale sistemului închis, (d) Hodograful Nyquist și cercurile  $M_{50}^{-1}$



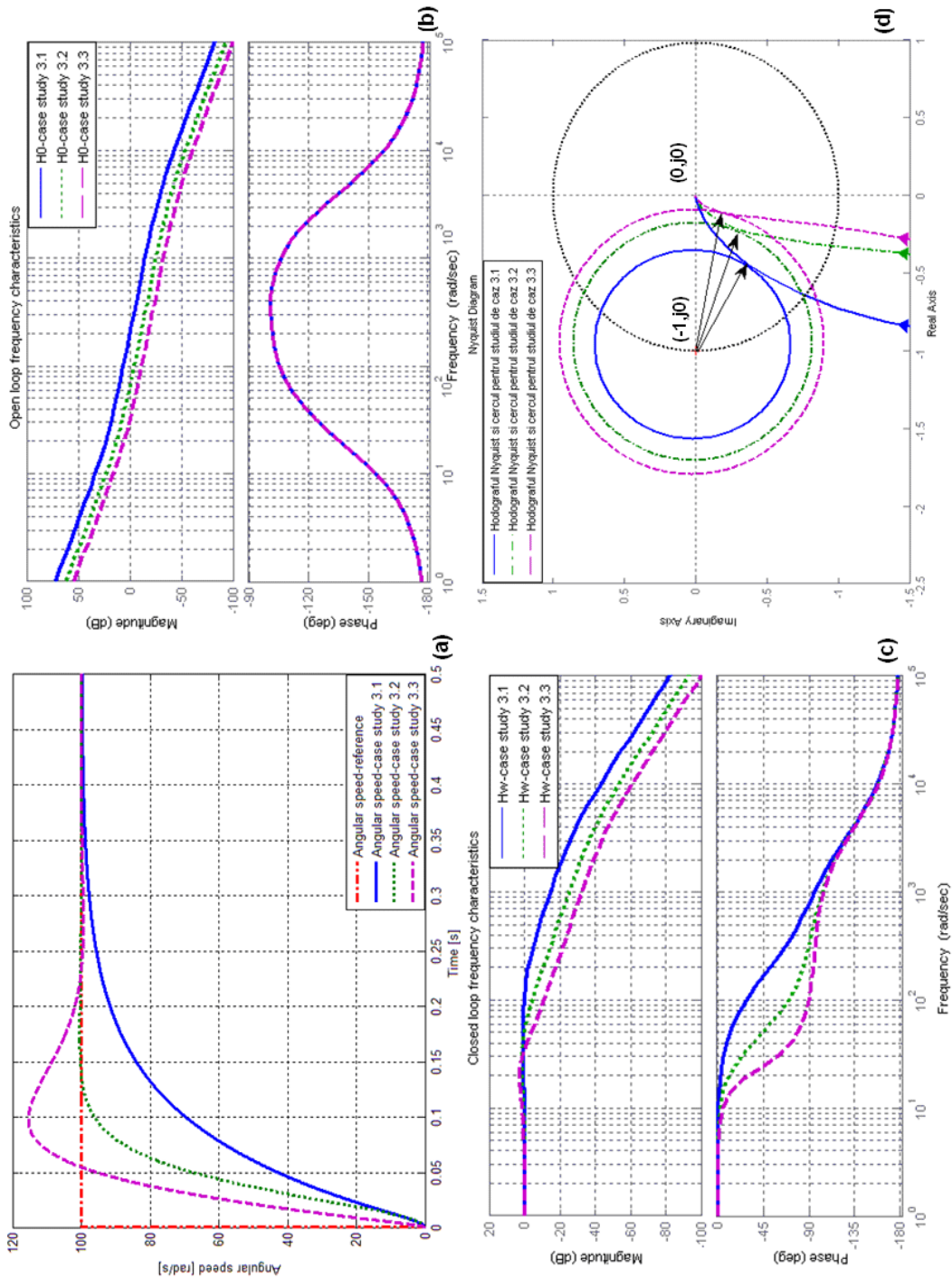


Fig. 4.3.7. Studii de caz 3.1-3.3: (a) Viteza unghiulară funcție de timp, (b) Caracteristicile de pulsație ale sistemului deschis, (c) Caracteristicile de pulsație ale sistemului închis, (d) Hodograful Nyquist și cercurile  $M_{50}^{-1}$

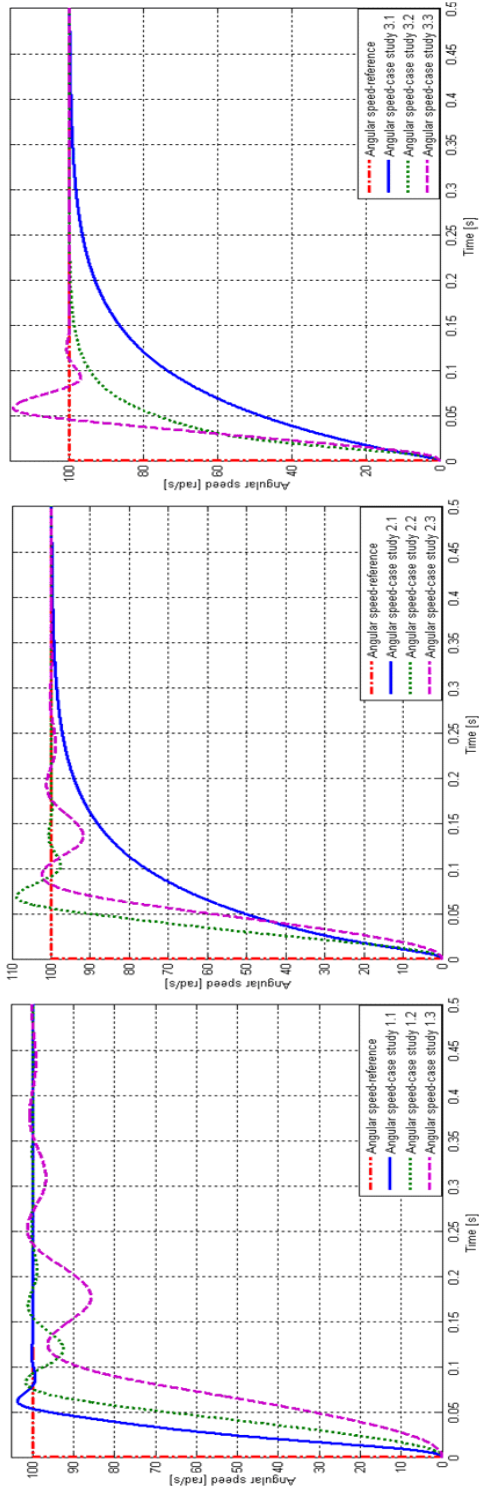


Fig. 4.3.8. Comportarea în raport cu referința a sistemului de reglare cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE proiectat în raport cu cele trei momente de inerție

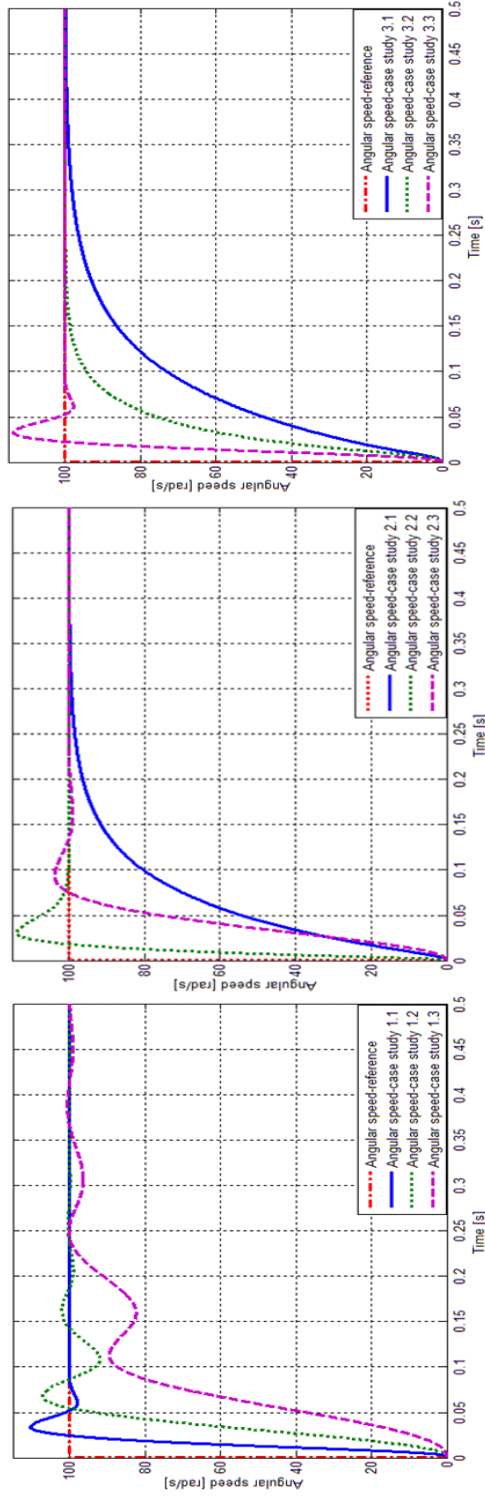


Fig. 4.3.9. Comportarea în raport cu referința a sistemului de reglare cu RG-HNI-cvasi-PI-II proiectat în raport cu cele trei momente de inerție

Varianta de structură de reglare SRA-csd cu adaptarea parametrilor regulatorului (adaptivă) conține regulatorul de curent de tip PI cu valori fixe ale parametrilor și regulatorul de viteză cu structură variabilă, format din trei a.r.n.

Variantele de regulatoare de viteză dezvoltate au fost RG-PI (figura 4.4.1) și apoi regulatoare derivate din acestea, RG-F-TS-cvasi-PI, RG-2DOF, respectiv un RG în mod alunecător; acestea din urmă sunt prezentate numai pentru SRA-csd cu adaptarea parametrilor și comutație de pe un a.r.n. pe altul). Fiecare din cele trei regulatoare –  $RG_{R01}-\omega$ ,  $RG_{R02}-\omega$ ,  $RG_{R03}-\omega$  – sunt cu valori fixe ale parametrilor proiectați utilizând metoda ESO ( $\beta=9$ , asigurând o rezervă de fază  $\varphi \approx 55^\circ$ ) în raport cu cele trei valori semnificative ale momentului total de inerție (a se vedea paragraful 4.3.1), figura 4.4.1. Schema Matlab/Simulink aferentă SRA-csd (în variantă adaptivă), este redată în figura 4.4.2.

Testarea soluției pe baza schemelor din figurile 4.4.1 și 4.4.2 atestă faptul că soluția asigură performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței. Implementarea comutării fără șoc de pe a.r.n. (1) pe a.r.n. (2) și apoi pe a.r.n. (3) – care necesită recalcularea parametrilor regloatoarelor și totodată, și reconsiderarea valorilor anterioare – este prezentată de exemplu în [41], [42], [176] și urmează etapele prezentate în paragraful 3.2.1 (relațiile (3.2.-3) – (3.2.-7)).

În cadrul acestui paragraf, pentru reglarea vitezei sunt prezentate patru soluții de reglare cu parametri adaptabili (cu comutare):

- SRA cu regulatoare PI (a se vedea paragraful A, subcapitolul 4.3.1);
- SRA cu regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno cu integratorul plasat pe ieșire și pe intrare: RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-F-TS-cvasi-PI-II;
- SRA cu regulatoare cu două grade de libertate – RG-2DOF dezvoltate în variantă discretă prin metoda alocării polilor;
- SRA cu regulatoare cu structură variabilă cu regulatoare PI în aval de tip cvasireleu – RG-SV-PI de tip cvasireleu;

Rezultate legate de studiile efectuate au fost publicate în lucrările [37]-[39], [50] și [159].

Soluția de reglare cu regulator cu parametri adaptabili dezvoltată în teză, comută comanda între trei regulatoare de tip PI. Regulatorul de curent și regulatoarele de viteză sunt discretizate prin metoda trapezelor – parametrii a.r.n. aferenți formei (4.3.-2) sunt prezentați în tabelul 4.3.3.

Relația care descrie a.r. PI este de forma:

$$u_{j,k} = -\frac{p_{1pi}^{(j)}}{p_{0pi}^{(j)}} u_{j,k-1} + \frac{q_{1pi}^{(j)}}{p_{0pi}^{(j)}} e_{j,k-1} + \frac{q_{0pi}^{(j)}}{p_{0pi}^{(j)}} e_{j,k}, j=1,2,3 \text{ a.r.}(j), \quad (4.4.-1)$$

$$e_{j,k} = e_k.$$

cu  $p_{1pi}^{(j)} / p_{0pi}^{(j)} = -1$  (se evidențiază componenta I a regulatorului).

Performanțele asigurate de structurile de reglare cu regulatoare:

- regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno;
- regulatoare cu două grade de libertate;
- regulatoare cu structură variabilă cu regulatoare PI în aval de tip cvasireleu;

sunt comparate cu structura cu RG-PI cu adaptarea parametrilor.

Studiul comparativ are la bază analiza performanțelor structurii de reglare automată definite în răspunsurile indiciale în raport cu referința, performanțe obținute prin simulare în Matlab/Simulink a schemei bloc din figura 4.4.2.

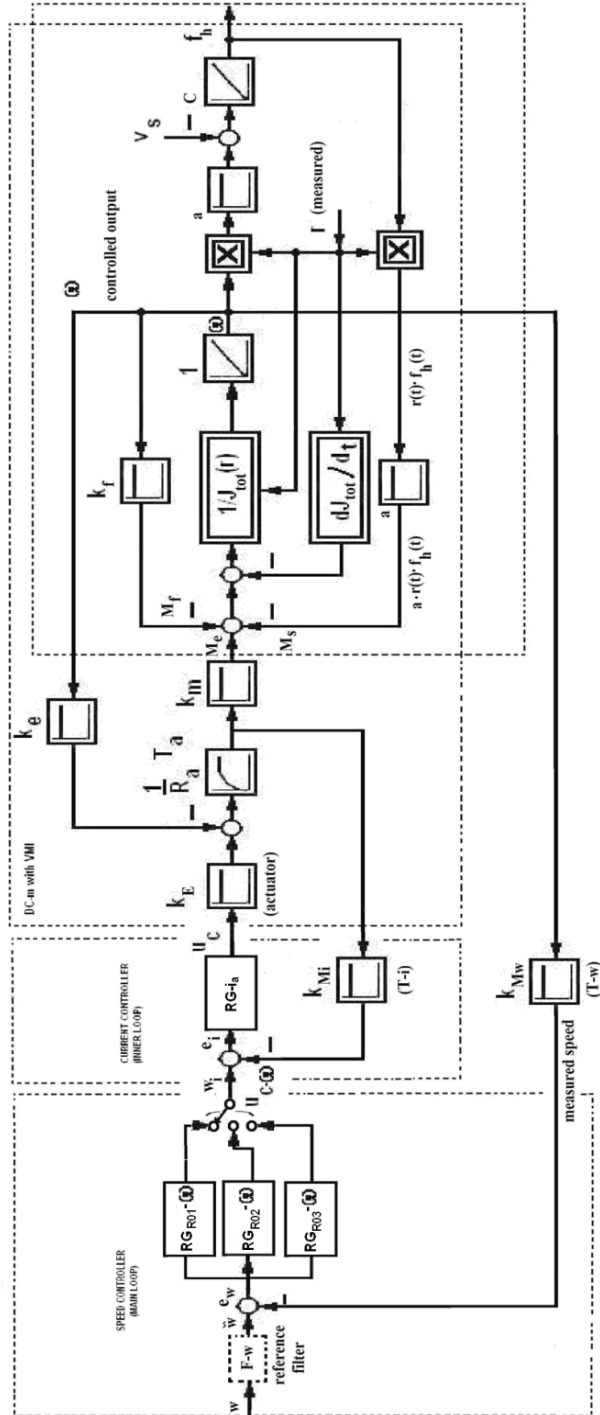


Fig. 4.4.1. Structura de reglare în cascadă. Varianta cu adaptarea parametrilor regulatorului (adaptivă) și comutație de pe un a.r.n. pe altul



### A. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu reglatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS)-cvasi-PI cu comutarea a.r.

În cazul proceselor neliniare de tipul aplicației abordate, reglarea fuzzy - bazată puternic și pe experiența proiectantului - constituie o alternativă viabilă a conducerii convenționale; în multe situații, comparativ cu un regulator clasic, experiența proiectantului poate fi utilizată mult mai bine de un regulator fuzzy [52], [61], [65], [66], [90], [95], [96], [178], [179].

În funcție de modul de introducere a dinamicii în structura regulatorului fuzzy, în cadrul acestui paragraf, sunt abordate două variante standard de reglatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno [61], [65], [66], [90]:

- regulator fuzzy cvasi-PI cu integrare pe ieșirea regulatorului având două intrări: eroarea de reglare -  $e_k$ , incrementul erorii de reglare -  $\Delta e_k$  și o ieșire, incrementul comenzii -  $\Delta u_k$ ;
- regulator fuzzy cvasi-PI cu integrare pe intrarea regulatorului având două intrări: eroarea de reglare -  $e_k$ , integrala erorii de reglare -  $e_{Ik}$  și o ieșire, valoarea efectivă a comenzii -  $u_k$ ;

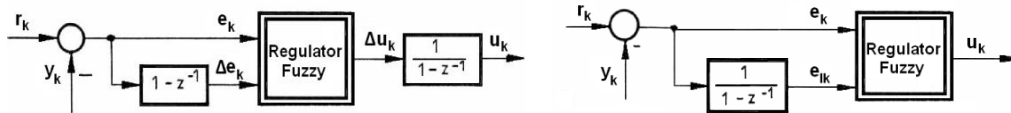


Fig. 3.2.5, Fig. 3.2.6 (reluare) Schemele bloc aferente RG-F-PI-IE SI RG-F-PI-II

Dezvoltarea acestor reglatoare fuzzy are la bază rezultatele proiectării prealabile a reglatoarelor PI în variantă continuă, prezentate în paragraful A, subcapitolul 4.3.1 (tabelul 4.3.3).

**a) Regulator fuzzy cvasi-PI cu integrare pe ieșirea regulatorului**, figura 3.2.5, în cazul acestei structuri, a.r. PI cvasi-continuu obținut este de forma (4.4.-2):

$$\Delta u_k^j = K_p^j (\Delta e_k + \alpha^j e_k) \quad (4.4.-2)$$

$$K_p^j = k_c^j \left(1 - \frac{h}{2T_i^j}\right), K_i^j = \frac{k_c^j h}{T_i^j}, \alpha^j = \frac{K_i^j}{K_p^j}.$$

în care indicele  $j$  marchează regulatorul PI utilizat: ( $j=1$ )-RG<sub>1</sub>- $\omega$ , ( $j=2$ )-RG<sub>2</sub>- $\omega$  și ( $j=3$ )-RG<sub>3</sub>- $\omega$ . Valorile numerice ale parametrilor  $K_p^j$ ,  $K_i^j$ ,  $\alpha^j$  calculați pentru cele trei a.r. liniare, sunt detaliate în tabelul 4.4.1.

Tabelul 4.4.1. Valorile numerice ale parametrilor  $K_p^j$ ,  $K_i^j$  și  $\alpha^j$

Tip regulator	Parametrii		
	$K_p^j$	$K_i^j$	$\alpha^j$
RG <sub>R01</sub> - $\omega$	0.0999	2.0000e-004	0.0020
RG <sub>R02</sub> - $\omega$	0.0549	1.9985e-004	0.0036
RG <sub>R03</sub> - $\omega$	0.0024	2.0161e-004	0.0840

Pentru fiecare intrare în blocul neliniar fuzzy au fost utilizați câte cinci termeni lingvistici cu funcții de apartenență de tip triunghiular și trapezoidal  $TL_{ek}$  și

$TL_{\Delta e_k} \in \{NB, NS, ZE, PS, PB\}$ . Alurile funcțiilor de apartenență pentru  $e_k$  și  $\Delta e_k$  sunt ilustrate în figura 4.4.3 (a) și respectiv figura 4.4.3 (b).

Pentru SAE cu parametri variabili – pentru fiecare regulator - s-au adoptat 25 de reguli de forma:

$$IF (e_k \text{ IS } TL_{e_k} \text{ AND } \Delta e_k \text{ IS } TL_{\Delta e_k}) \text{ THEN } \Delta u_k = \Delta u_k^j \quad (4.4.-3)$$

ce au rolul de a descrie dinamica neliniară a sistemului.

Pentru fuzzificare s-au utilizat operatorii *MIN* și *MAX*, iar pentru defuzzificare a fost utilizată metoda mediei ponderate. Parametrii regulatorului fuzzy cu dinamica plasată pe ieșire  $\{B_e, B_{\Delta e}\}$ , au fost acordați pe principiul echivalării modale, astfel:

$$B_e = 30 \text{ (ales)}, \quad B_{\Delta e} = \alpha^j B_e \quad (4.4.-4)$$

În acest context, condițiile de comutare corelate cu modificările parametrilor procesului, sunt redată prin intermediul relației (4.4.-5) astfel:

IF  $((r > r_0) \text{ and } (r \leq r_1))$  THEN

{IF  $(e_k \text{ IS } TL_{e_k})$  AND  $(\Delta e_k \text{ IS } TL_{\Delta e_k})$  THEN  $\Delta u_k = K_{pn}^1 (\Delta e_k + \alpha_n^1 e_k)$ }

ELSE IF  $(r \leq r_2)$  THEN

{IF  $(e_k \text{ IS } TL_{e_k})$  AND  $(\Delta e_k \text{ IS } TL_{\Delta e_k})$  THEN  $\Delta u_k = K_{pn}^2 (\Delta e_k + \alpha_n^2 e_k)$ }

ELSE

{IF  $(e_k \text{ IS } TL_{e_k})$  AND  $(\Delta e_k \text{ IS } TL_{\Delta e_k})$  THEN  $\Delta u_k = K_{pn}^3 (\Delta e_k + \alpha_n^3 e_k)$ }

în care 1,2,3 marchează regulatorul PI utilizat,  $n=1..25$  reprezintă numărul regulii și  $r_1, r_2$  reprezintă valorile de comutație (raza tamburului la diferite momente de timp).

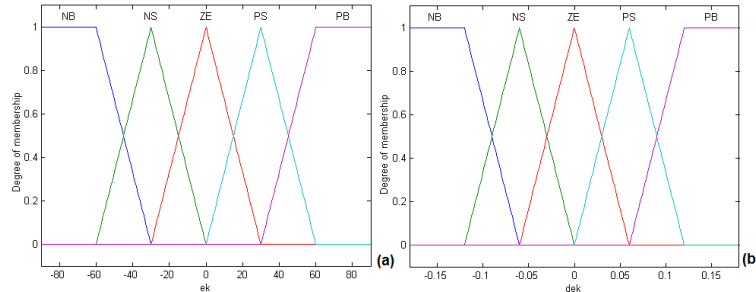


Fig. 4.4.3. (a) Alura funcției de apartenență pentru intrarea  $e_k$  a RG-F-TS, (b) Alura funcției de apartenență pentru intrarea  $\Delta e_k$  a RG-F-TS

Relația (4.4.-6) descrie a.r. și este de forma:

$$u_{j,k} = u_{j,k-1} + K_{pn}^{(j)} [(1 + \alpha_n^{(j)}) e_{j,k} - e_{j,k-1}], \quad n = 1..25, \quad (4.4.-6)$$

$$e_{j,k} = r_k - y_k = e_k, \quad j = 1, 2, 3 \text{ pentru a.r.}(j)$$

**b) Regulator fuzzy cvasi-PI cu integrare pe intrarea regulatorului**, figura 3.2.6, în cazul acestei structuri (RG-F-TS-cvasi-PI-II), a.r. PI cvasi-continual este de forma:

$$u_k^j = K_i^j e_{Ik}^j + K_p^j e_k^j = (K_p^*)^j [e_{Ik}^j + (\alpha^*)^j e_k^j], \quad (4.4.-7)$$

$$(K_p^*)^j = K_i^j, (K_i^*)^j = K_p^j, (\alpha^*)^j = K_p^j / K_i^j$$

unde indicele  $j$  marchează regulatorul PI utilizat. Parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-II sunt  $\{B_e, B_{eI}\}$ , cu  $B_e=15$  (ales) și  $B_{eI}=(\alpha^*)^j B_e = (1/\alpha^j) B_e$ . Baza de reguli este formată din 25 reguli de forma:

$$IF (e_k IS TL_{ek} AND e_{Ik} IS TL_{eI}) THEN u_k = u_k^j \quad (4.4.-8)$$

în care  $TL_{ek}$  și  $TL_{eI} \in \{NB, NS, ZE, PS, PB\}$  reprezintă termenii lingvistici corespunzători variabilelor lingvistice de intrare.

Condițiile de comutare sunt similare celor utilizate în cazul RG-F-TS cvasi-PI cu dinamica plasată pe ieșire, cu mențiunea că au loc următoarele substituții:  $\Delta e_k$  este înlocuit cu  $e_{Ik}$ ,  $TL_{\Delta ek}$  cu  $TL_{eI}$  și  $\Delta u_k$  cu  $u_k$ . Pentru inferență au fost utilizați operatorii *MIN* și *MAX*, iar pentru defuzzificare a fost utilizată metoda mediei ponderate.

În acord cu tipul de regulator utilizat, relația care descrie a.r. este de forma:

$$u_{jk} = K_{in}^{(j)} [(1 + \alpha_n^{*(j)}) e_{j,Ik} - \alpha_n^{*(j)} e_{j,Ik-1}], n = 1..25,$$

$$e_{j,k} = e_{j,Ik} - e_{j,Ik-1}, \quad j = 1, 2, 3 \text{ pentru a.r.}(j) \quad (4.4.-9)$$

$$e_{j,k} = r_k - y_k = e_k.$$

În vederea verificării comportării SRA cu cele două structuri cu regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno dezvoltate pentru aplicația abordată, au fost efectuate simulări în Matlab/Simulink utilizând schema bloc din figura 4.4.2, în care, regulatoarele sunt cele aici dezvoltate.

Pe baza rezultatelor de simulare se pot evidenta următoarele:

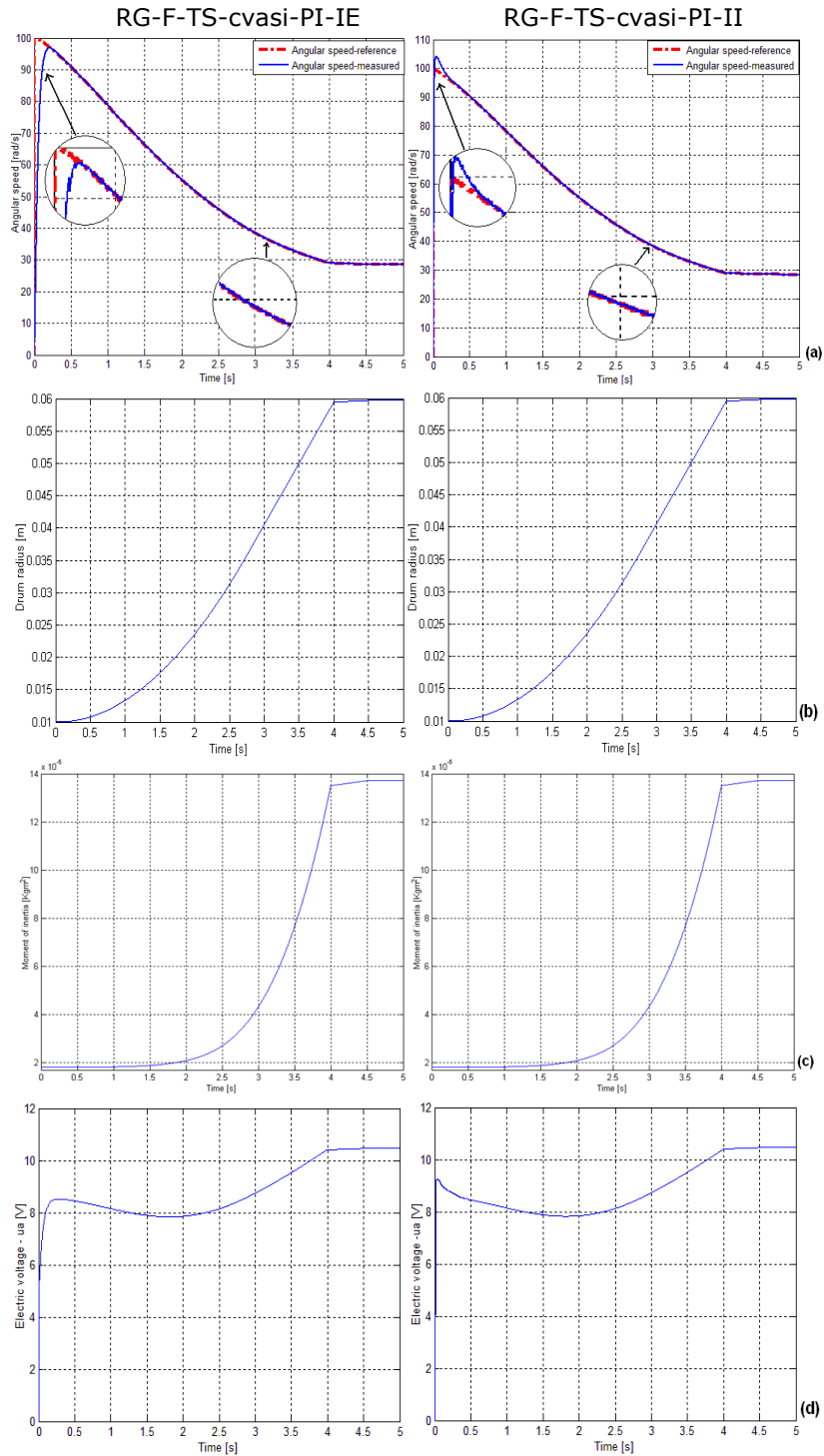
- folosirea RG-F-TS-cvasi-PI în varianta cu trei regulatoare comutate este justificată de prezența neliniarităților din proces și de variația parametrilor - de referință de viteză variabilă, de moment de inerție variabil, precum și de cuplu rezistent (de sarcină) variabil;
- soluțiile de reglare dezvoltate s-au dovedit viabile și garantează performanțe de reglare foarte bune în raport cu modificările referinței: timpi de reglare și suprareglaje relativ reduse (a se vedea tabelul 4.4.2);
- soluțiile de reglare testate au scos în evidență capacitatea de urmărire a referinței (tracking performance);
- analizând graficele din figura 4.4.4 (a) - (e) și rezultatele privind indicatorii de calitate realizați, sintetizați în tabelul 4.4.2, se constată că RG-F-TS-cvasi-PI-IE a realizat performanțe de reglare mai bune - comportare aperiodică și timp de reglare redus - în comparație cu RG-F-TS-cvasi-PI-II, motiv pentru care acesta a și fost utilizat în analiza comparativă efectuată în paragraful 4.4.2 a subcapitolului.

Rezultate legate de acest studiu au fost publicate în lucrările [37]- [39], [159].

Tabelul 4.4.2. Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-F-TS-cvasi-PI-II proiectate pentru SAE cu parametri variabili

RG-F-TS-cvasi-PI-IE			RG-F-TS-cvasi-PI-II		
1			2		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.2	0.2	0.05	0.2	0.35





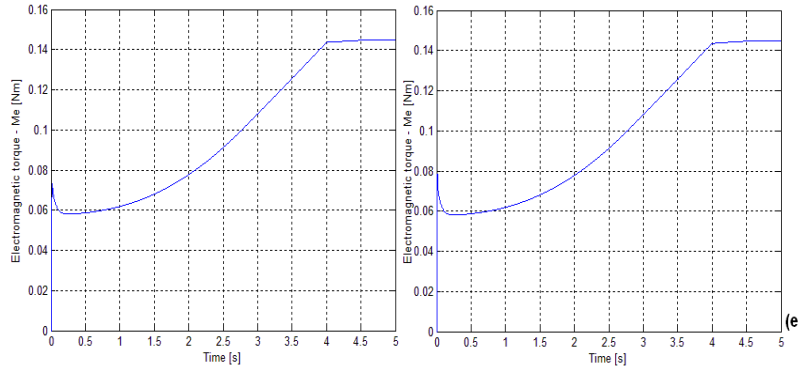


Fig. 4.4.4. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu regulatoare fuzzy cvazi PI de tip Takagi-Sugeno dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) Raza tamburului, (c) Momentul de inerție, (d) Tensiunea de alimentare a motorului DC, (e) Cuplul electromagnetic

### B. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu regulatoare cu două grade de libertate (RG-2DOF) cu comutarea a.r.

Cerința asigurării simultane a performanțelor bune atât în raport cu referința, cât și în raport cu perturbația susține ideea utilizării unor regulatoare cu două grade de libertate – RG-2DOF (prezentate în paragraful 3.2.5). Pentru dezvoltarea RG-2DOF, cu particularizări făcute relativ la aplicația dezvoltată, s-a apelat abordarea clasică a proiectării RG-2DOF dezvoltate în variantă discretă prin metoda alocării polilor [57], [71], [75], [113], [117];

Pentru testarea SRA dezvoltată pentru reglarea vitezei SAE cu parametri variabili s-a utilizat schema bloc Matlab/Simulink din figura 4.4.2, în care a.r.n.(1), a.r.n.(2) și a.r.n.(3) sunt RG-2DOF.

#### Abordarea clasică a proiectării RG-2DOF.

În cazul acestei abordări, pentru dezvoltarea RG-2DOF s-a pornit de la f.d.t. de ordinul 2 ale procesului, ale modelului de referință și ale polinomului de observare, relația (4.4.-10 (a)-(c)), f.d.t. care au fost discretizate.

$$\begin{aligned}
 (a) \quad P(s) &= \frac{\omega_p^2}{s^2 + 2\omega_p\zeta_p s + \omega_p^2} = \frac{1}{T_p^2 s^2 + 2T_p\zeta_p s + 1}, \\
 (b) \quad P_m(s) &= \frac{\omega_m^2}{s^2 + 2\omega_m\zeta_m s + \omega_m^2} = \frac{1}{T_m^2 s^2 + 2T_m\zeta_m s + 1}, \\
 (c) \quad P_o(s) &= \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\omega_o\zeta_o s + \omega_o^2} = \frac{1}{T_o^2 s^2 + 2T_o\zeta_o s + 1}.
 \end{aligned} \tag{4.4.-10}$$

Parametri procesului (p), modelului (m) și ai polinomului de observare (o) sunt de forma:  $T_p=0.0036$ ,  $\omega_p=277$ ,  $\zeta_p=1.94$ ,  $T_m=0.0033$ ,  $\omega_m=300$ ,  $\zeta_m=0.707$ ,  $T_o=350$ ,  $\omega_o=0.00285$ ,  $\zeta_o=0.707$ .

F.d.t. discrete de forma (4.4-11) au fost obținute pentru o perioadă de eșantionare  $h=0.00025$  sec.

$$P(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}, \quad P_m(z^{-1}) = \frac{B_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})}, \quad P_o(z^{-1}) = \frac{B_o(z^{-1})}{A_o(z^{-1})} \tag{4.4.-11}$$

Procesul este "aperiodic amortizat" ( $\zeta_p > 1$ ), prin urmare în raport cu structura de reglare sunt impuse trei cerințe semnificative:

- asigurarea unei comportări „ușor oscilante”, cu o amortizare bună ( $\zeta_m = 0.707$ );
- asigurarea unei durate convenabile a regimului tranzitoriu;
- asigurarea condiției de eroare de reglare nulă.

Gradele polinoamelor  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$  au fost determinate în acord cu condițiile de cauzalitate [57], [117] prezentate și în subcapitolul 3.2.5 și ținând cont de gradele polinoamelor:  $\delta A = 2$ ,  $\delta B = 1$ ,  $\delta A_m = 2$ ,  $\delta B_m = 1$ ,  $\delta A_o = 2$  și  $\delta B_o = 1$ .

În acest context, polinoamele sunt de forma (4.4.-12):

$$\begin{aligned} R(z^{-1}) &= 1 + (r-1)z^{-1} - rz^{-2}, \\ S(z^{-1}) &= s_0 + s_1z^{-1} + s_2z^{-2}, \\ T(z^{-1}) &= t_0 + t_1z^{-1} + t_2z^{-2}. \end{aligned} \quad (4.4.-12)$$

Relația care descrie a.r. în cazul acestei abordări – a se vedea figura 3.2.11 - este de forma (4.4.-13):

$$\begin{aligned} u_{j,k} &= r^{(j)}u_{j,k-2} - (r^{(j)} - 1)u_{j,k-1} + e_{j,k}, \quad j=1,2,3, \quad \text{a.r.}(j) \\ e_{j,k} &= r_{j,Fk} - y_{j,FBk}, \\ r_{j,Fk} &= t_2^{(j)}r_{k-2} + t_1^{(j)}r_{k-1} + t_0^{(j)}r_k, \\ y_{j,FBk} &= s_2^{(j)}y_{k-2} + s_1^{(j)}y_{k-1} + s_0^{(j)}y_k. \end{aligned} \quad (4.4.-13)$$

Valorile numerice ale polinoamelor  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$ , obținute în urma rezolvării ecuației diofantice (3.2.-28 (c)) din subcapitolul 3.2.5 (a se vedea – de exemplu - și [57], [117]) sunt sintetizate în tabelul 4.4.3.

Tabelul 4.4.3. Polinoamele  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$  ale RG-2DOF dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili

Tip regulator	Parametrii						
	$R(z^{-1})$	$S(z^{-1})$			$T(z^{-1})$		
	$r$	$s_0$	$s_1$	$s_2$	$t_0$	$t_1$	$t_2$
<b>RG<sub>1</sub>-<math>\omega</math></b>	0.4060	0.8880	-1.3017	0.7434	0.5030	-0.2574	0.0841
<b>RG<sub>2</sub>-<math>\omega</math></b>	0.4032	0.8895	-1.3069	0.7418	0.4982	-0.2580	0.0842
<b>RG<sub>3</sub>-<math>\omega</math></b>	0.4004	0.8909	-1.3119	0.7402	0.4935	-0.2586	0.0843

Pentru calculul coeficienților polinoamelor  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$  s-a utilizat programul *polinoame\_RST\_2DOF.m* prezentat în Anexa A1.2, care - pentru rezolvarea ecuației diofantice - folosește programul MATLAB *dioph.m* prezentat în Anexa A1.1, apelat și în [123].

Soluția de reglare cu regulator cu parametri adaptabili poate fi extinsă cu restricții și pentru alte situații, de exemplu comutarea să se realizeze între trei regulatoare de tip PID. O abordare a reglării 2DOF are la bază abordarea proiectării RG-2DOF PID dezvoltate în variantă continuă și apoi discretizată (cap.3 și [42], de exemplu).

Parametrii a.r.n. se pot explicita sub diferite forme (de exemplu în [61] sau în [66] și [72]), uzuală fiind – de exemplu – și forma dată de relațiile (4.4.-14)-(4.4.-15):

$$\begin{aligned}
C(z): q_{0c} &= 4P + 4PDN + 2hPN + 2hPI + PINh^2, \\
q_{1c} &= 2PINh^2 - 8PDN - 8P, \\
q_{2c} &= 4P + 4PDN - 2hPN - 2hPI + PINh^2, \\
p_{0c} &= 4 + 2hN, p_{1c} = -8, p_{2c} = 4 - 2hN.
\end{aligned}
\tag{4.4.-14}$$

$$\begin{aligned}
F(z): q_{0f} &= 4\alpha + 4\beta DN + 2h\alpha N + 2hI + INh^2, \\
q_{1f} &= 2INh^2 - 8\beta DN - 8\alpha, \\
q_{2f} &= 4\alpha + 4\beta DN - 2h\alpha N - 2hI + INh^2, \\
p_{0f} &= 4 + 4DN + 2hN + 2hI + INh^2, p_{1f} = 2INh^2 - 8DN - 8, \\
p_{2f} &= 4 + 4DN - 2hN - 2hI + INh^2.
\end{aligned}
\tag{4.4.-15}$$

Pentru aplicația abordată, valorile numerice ale parametrilor  $P$ ,  $I$ ,  $D$ ,  $N$ ,  $\alpha$ , și  $\beta$ , precum și expresia a.r. va constitui obiectul unor preocupări ulterioare.

Comportarea structurii de reglare cu reglatoarele 2DOF proiectate în variantă discretă prin metoda alocării polilor dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili, a fost testată pe baza simulărilor efectuate.

Analizând rezultatele de simulare obținute pentru soluția de reglare cu RG-2DOF, figura 4.4.5 (a)-(e), se pot remarca următoarele:

- soluția de reglare cu RG-2DOF dezvoltate s-a dovedit viabilă deoarece garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: comportare aperiodică și timp de reglare relativ redus;
- soluția de reglare RG-2DOF dezvoltate asigură o foarte bună capacitate de urmărire a referinței;
- comparativ cu soluțiile de reglare cu RG-F-TS-cvasi-PI diferențele de comportare la modificarea razei tamburului și a momentului de inerție nu se dovedesc a fi însă semnificative, figurile 4.4.5 (b),(c); celelalte diferențe sunt precizate în detaliu în cadrul analizei comparative efectuată în subcapitolul 4.4.2.

### **C. Dezvoltarea unor soluții de reglare automată cu reglatoare PI în aval de tip cvasireleu (RG-SV-PI de tip cvasireleu) cu comutarea a.r.**

În cazul unor aplicații de tipul celei abordate în teză, soluțiile de reglare cu reglatoare cu structură variabilă cu moduri alunecătoare (sliding-mode) prezintă interes pentru avantajele pe care le pot oferi [54], [68], [69], [107] – [111]:

- (1) robustețe (sensibilitate redusă în raport cu efectele neliniarităților, respectiv în raport cu erori de modelare relativ mari și în raport cu perturbațiile) și
- (2) procedura de dezvoltare și implementare care poate fi relativ simplă.

Din aceste motive soluțiile de reglare în mod alunecător (sliding-mode) și-au dovedit viabilitatea și în alte aplicații, din diverse domenii [54], [68], [69], [108], [109].

Dezvoltarea regulatorului cu structură variabilă combinat cu un regulator PI (RG-SV-PI) de tip cvasireleu se bazează pe etapele prezentate în [42], [58], [111], cu referire la un MM echivalent de ordinul 2.

Schema bloc a SRA cu RG-SV-PI de tip cvasireleu este redată în figura 3.2.9, regulator care funcționează pe baza legii de reglare de forma (4.4.-16) [8] (prezentări mai generale sunt date și în [54], [68], [69], [108] – [111]):

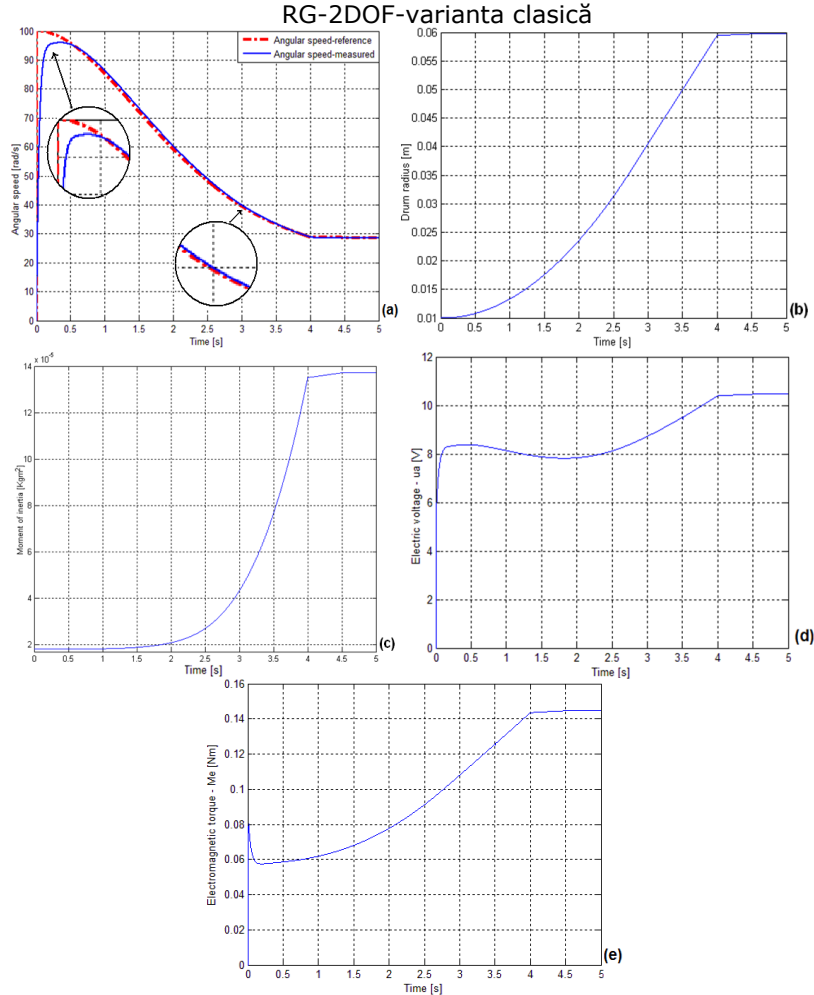


Fig. 4.4.5. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu reglatoare 2DOF (varianta clasică) dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili: (a) Variația vitezei unghiulare (referință și măsurată), (b) Variația razei tamburului, (c) Variația momentului de inerție, (d) Variația tensiunii electrice, (e) Variația cuplului electromagnetic

$$u(t) = \Theta(t)x_1(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \Theta(\tau)x_1(\tau)d\tau, \quad x_1 = e, \quad (4.4.-16)$$

$$\Theta(t) = \alpha \operatorname{sgn}\{g(t)x_1(t)\}.$$

Pentru determinarea valorii parametrului  $\alpha$  se folosește relația (4.4.-17) (în [42] se prezintă o astfel de metodologie sistematică de dezvoltare a regulatorului):

$$b\alpha < \frac{-|(c^2 - a_2c + a_1)x_1(t) - f(t)|}{|x_1(t)| + \frac{1}{T_I} \int_0^t x_1(\tau)d\tau} \quad (4.4.-17)$$

în care  $f(t)$  reprezintă termenul perturbator, iar  $a_1$ ,  $a_2$  și  $b$  sunt parametrii de reprezentare ai modelului în spațiul stărilor (reprezentarea dată de Ackermann).

Relația care descrie a.r. este de forma (4.4.-18):

$$u_{jk} = -\frac{p_{1sm}^{(j)}}{p_{0sm}^{(j)}} \cdot u_{j,k-1} + \frac{q_{1sm}^{(j)}}{p_{0sm}^{(j)}} \cdot e_{reg_{j,k-1}} + \frac{q_{0sm}^{(j)}}{p_{0sm}^{(j)}} \cdot e_{reg_{j,k}}, j=1,2,3 \text{ a.r.}(j) \quad (4.4.-18)$$

în care cu  $e_{reg}(t)$  ( $e_{reg_{j,k}}$ ) s-a notat intrarea în blocul PI(D) al regulatorului.

Valorile numerice ale parametrilor  $c$ ,  $\alpha$ ,  $q_{0sm}$ ,  $q_{1sm}$ ,  $p_{0sm}$  și  $p_{1sm}$  au fost determinate pe baza rezultatelor proiectării prealabile a reguletoarelor PI în variantă continuă (prezentate în paragraful A, subcapitolul 4.3.1, tabelul 4.3.3) - și sunt sintetizate în tabelul 4.4.4.

Tabelul 4.4.4. Parametrii RG-SV-PI de tip cvasireleu dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili

Tip regulator	Parametrii					
	1	2	3	4	5	6
	$c$	$\alpha$	$q_{0sm}$	$q_{1sm}$	$p_{0sm}$	$p_{1sm}$
<b>RG<sub>1</sub>-<math>\omega</math></b>	110	1.5	0.1001	-0.0999	1	-1
<b>RG<sub>2</sub>-<math>\omega</math></b>	90	1	0.0551	-0.0549	1	-1
<b>RG<sub>3</sub>-<math>\omega</math></b>	70	0.5	0.0026	-0.0024	1	-1

Soluțiile de reglare cu RG-SV-PI de tip cvasireleu dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili au fost verificate prin simulare în mediul Matlab/Simulink, folosind schema bloc din figura 4.4.2. Rezultatele de simulare se referă la comportarea structurii de reglare cu reguletoarele SV-PI de tip cvasireleu proiectate pentru SAE cu parametri variabili și sunt prezentate în figura 4.4.6.

Implementarea comutării fără șoc de pe a.r.n. (1), pe a.r.n. (2) și apoi pe a.r.n. (3) este corelată cu modificările parametrilor procesului, iar comutația se realizează la diferite valori ale razei tamburului - a se vedea relația (3.2.7).

Principalele concluzii referitoare la această soluție de reglare pot fi sintetizate prin următoarele:

- soluția de reglare dezvoltată cu RG-SV-PI de tip cvasireleu este viabilă și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: timp de reglare de aproximativ 0.3 sec, timp de primă reglare de aproximativ 0.1 sec și un suprareglaj de 4%;
- soluția de reglare prezintă o bună capacitate de urmărire a referinței;
- folosirea soluției de reglare cu RG-SV-PI de tip cvasireleu în varianta cu trei reguletoare comutate poate fi justificată de variația parametrilor.

#### 4.4.2. Verificarea soluțiilor de reglare cu reguletoare convenționale (RG-PI) și a celor cu reguletoare avansate (RG-F-TS, RG-2DOF, RG-SV-PI de tip cvasireleu) cu comutarea a.r.. Rezultate de simulare și interpretarea rezultatelor

Având în vedere faptul că în cadrul subcapitolului 4.4.1 au fost dezvoltate mai multe soluții de reglare, pentru compararea performanțelor oferite de fiecare din acestea se prezintă și o analiză comparativă a acestora.

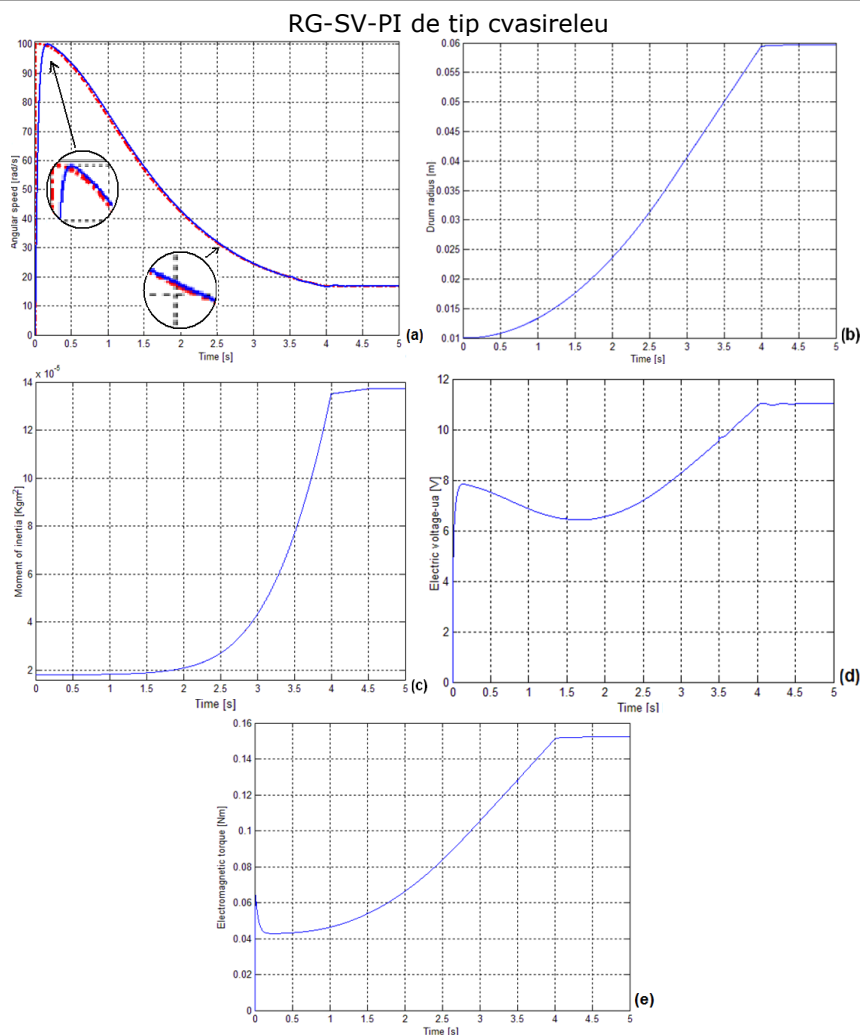


Fig. 4.4.6. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu reglatoare SV-PI de tip cvasireleu dezvoltate pentru SAE cu parametri variabili: (a) Variația vitezei unghiulare (referință și măsurată), (b) Variația razei tamburului, (c) Variația momentului de inerție, (d) Variația tensiunii electrice, (e) Variația cuplului electromagnetic

Simulările au fost efectuate pentru SAE cu reglatoare cu structură cu comutare între a.r.. cu parametri adaptați la neliniaritățile și la funcționarea procesului (în ultimă instanță regulatorul fiind cu parametri variabili); procesul a fost caracterizat prin MM neliniar detaliat, care modelează toate neliniaritățile acestuia.

În acord cu obiectivele de reglare propuse scenariul de simulare presupune aplicarea unei referințe de tip treaptă pentru viteza liniară respectiv a valorii variabile calculate pentru viteza unghiulară (turația)  $\omega$ . Simulările au fost realizate folosind schema bloc prezentată în figura 4.4.7. Soluția de reglare cu RG-PI a constituit atât suport de comparație, cât și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare analizate.

Comportarea în raport cu referința treaptă a soluțiilor de reglare cu RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasi releu dezvoltate pentru cele trei regulatoare –  $RG_{R01-\omega}$ ,  $RG_{R02-\omega}$  și  $RG_{R03-\omega}$  – verificate pe MM neliniar (4.2.-5) sunt prezentate în figurile 4.4.8 (a)-(h).

Pe baza analizei răspunsurilor simulate prezentate prin graficele din figurile 4.4.8 (a)-(h), se pot evidenția următoarele:

- în ceea ce privește timpul de reglare **RG-F-TS-cvasi-PI-IE** realizează cele mai bune performanțe de reglare;
- **RG-SV-PI de tip cvasireleu** au realizat cel mai bun timp de primă reglare, însă au prezentat și un suprareglaj mai mare comparativ cu celelalte soluții de reglare;
- **RG-PI** clasice s-au dovedit a fi cele mai lente, înregistrând cei mai mari timpi de primă reglare și timpi de reglare;
- **RG-2DOF** sunt mai eficiente comparativ cu RG-PI, deoarece prezintă timpi de reglare și timpi de primă reglare mai reduși;
- în cazul soluțiilor de reglare cu **RG-PI**, **RG-F-TS-cvasi-PI-IE** și **RG-2DOF** nu se înregistrează suprareglaj, soluțiile prezentând o comportare aperiodică.

Pentru toate soluțiile de reglare testate pe aplicația SAE cu parametri variabili, simulările realizate au evidențiat o capacitate foarte bună de urmărire a referinței. Pentru o comparație mai completă a soluțiilor de reglare analizate în figurile 4.4.8 (a)-(h), s-a întocmit tabelul 4.4.5, în care sunt sintetizați indicatorii de calitate realizați de către SRA cu cele patru soluții de reglare tratate.

Tabelul 4.4.5. Indicatori de calitate realizați de către SRA cu RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasireleu proiectate pentru SAE cu parametri variabili

RG-PI			RG-F-TS-cvasi-PI-IE			RG-2DOF variantea clasică			RG-SV-PI de tip cvasireleu		
1			2			3			4		
$\sigma$	$t_1$	$t_r$	$\sigma$	$t_1$	$t_r$	$\sigma$	$t_1$	$t_r$	$\sigma$	$t_1$	$t_r$
0	0.3	0.5	0	0.2	0.285	0	0.2	0.45	0.04	0.1	0.3

Ca și o concluzie finală a studiului întreprins prin teza de doctorat, pe baza analizei comparative a celor patru soluții de reglare cu regulatoarele cu parametri variabili dezvoltate se poate evidenția faptul că performanțele cele mai bune, de urmărire și de reglare, au fost obținute de SRA cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE; aceasta este datorată și faptului că - la o dezvoltare în care experiența proiectantului devine esențială - regulatoarele fuzzy prezintă o capacitate mare de a se adapta la modificarea referinței (turației) și - în special - la modificările parametrilor: raza tamburului și implicit a momentului de inerție și a cuplului de sarcină.

#### 4.5. Concluzii și contribuții personale

În acord cu tematica tezei, în cadrul acestui capitol, s-a elaborat un model matematic detaliat aferent procesului - SAE cu parametri variabili. Modelul matematic neliniar a fost determinat pe baza ecuațiilor primare care caracterizează funcționarea sistemului.



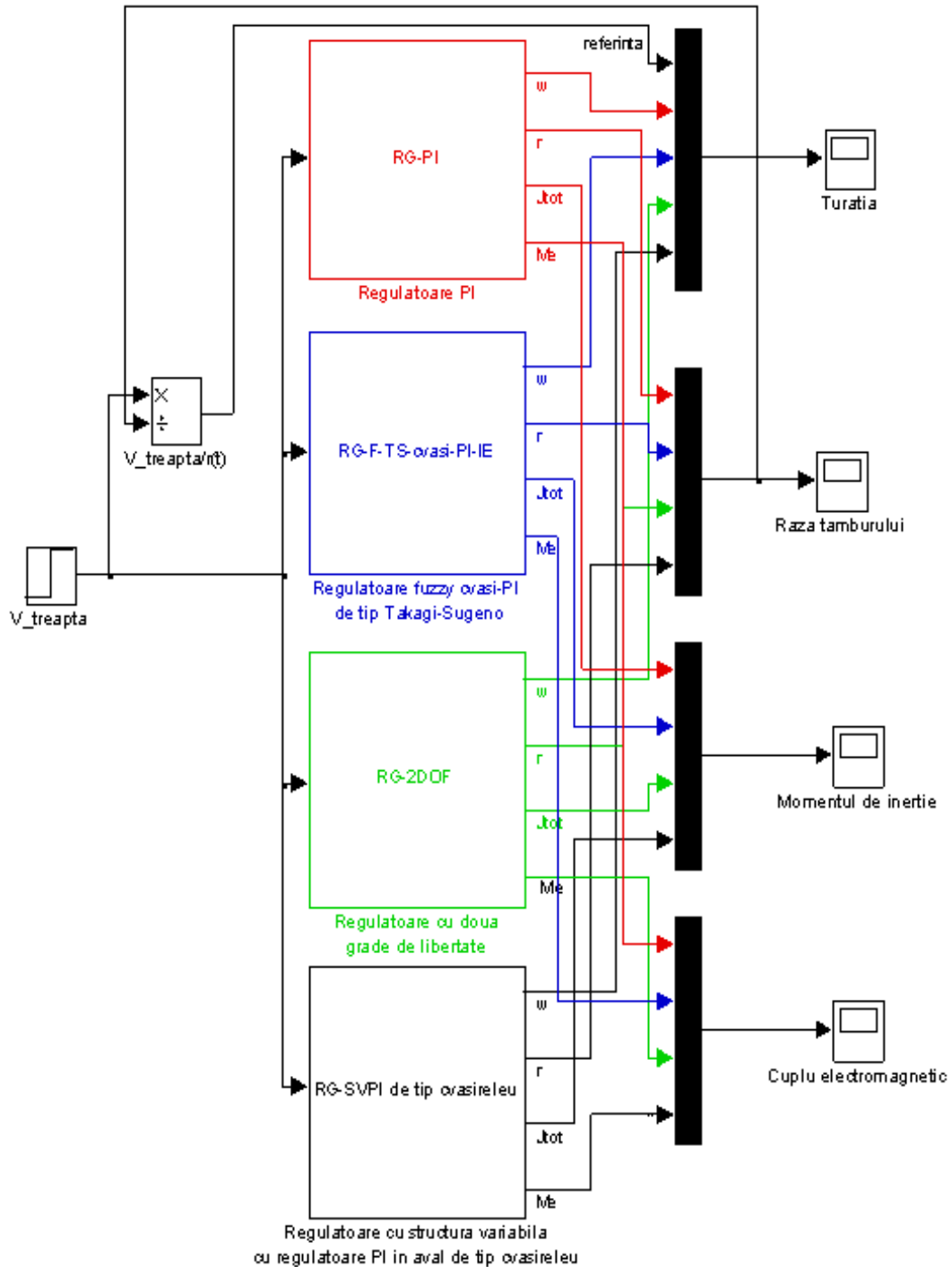


Fig. 4.4.7. Schema bloc Simulink dezvoltată pentru testarea celor patru soluții de reglare

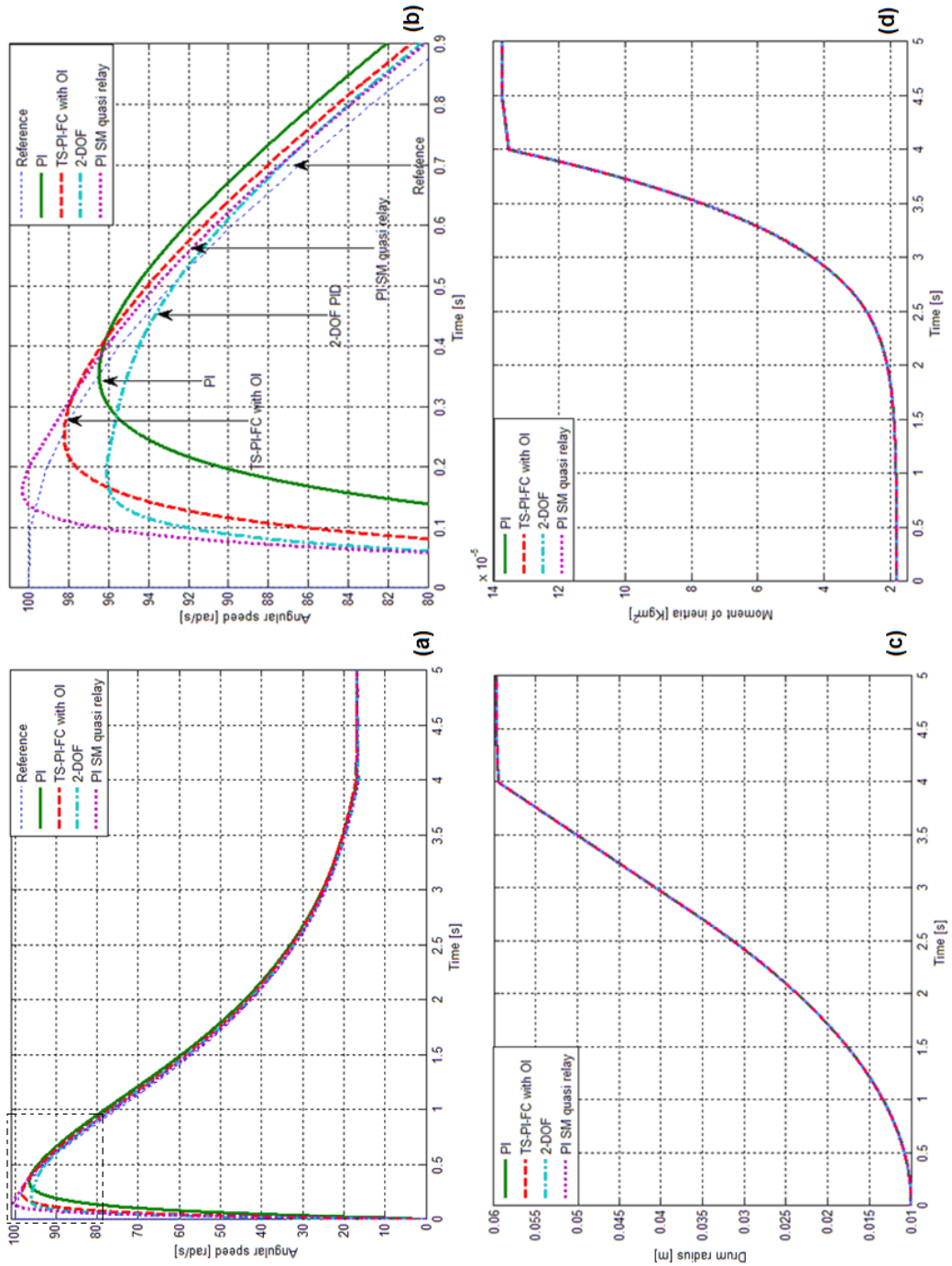


Fig. 4.4.8. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasireleu privind variația mărimilor în timp: a) Variația vitezei unghiulare (referință și măsurată), (b) Variația vitezei unghiulare-detaliu, (c) Variația razei tamburului, (d) Variația momentului de inerție

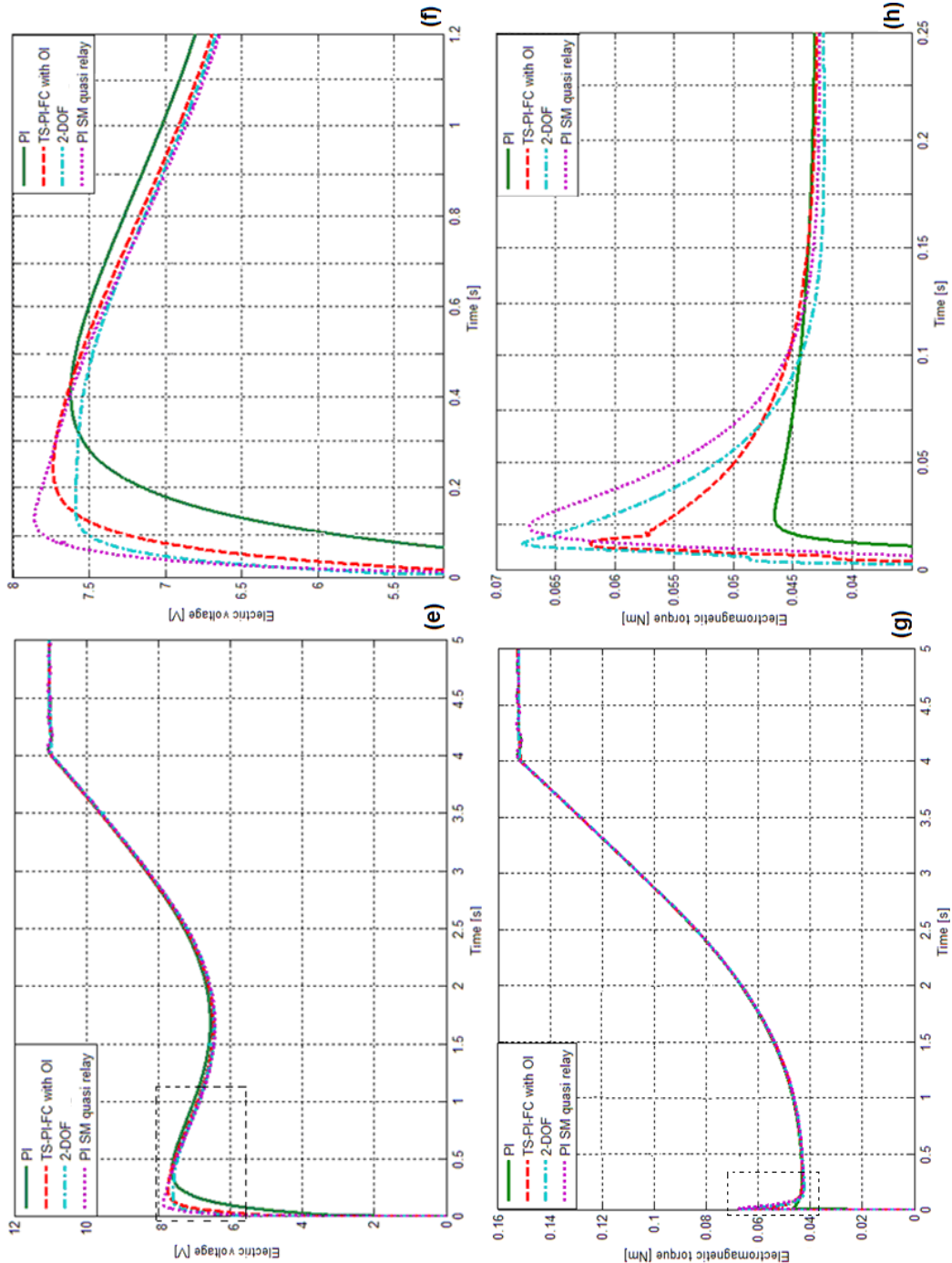


Fig. 4.4.8. Rezultate de simulare realizate de către SRA cu RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasireleu privind variația mărimilor în timp: e) Variația tensiunii de alimentare a motorului DC, (f) Variația tensiunii de alimentare a motorului DC - detaliu, (g) Variația cuplului electromagnetic, (h) Variația cuplului electromagnetic-detaliu

În vederea dezvoltării unor soluții de reglare automată, MM nelinier a fost liniarizat în jurul unor puncte de funcționare staționar constante și neglijând termenii de ordin superior (mai general aceasta ar putea fi și în jurul traiectoriei de stare a sistemului).

Pe baza studiului bibliografiei specifice, pentru reglarea vitezei servo-sistemului cu parametri variabili au fost dezvoltate soluții de reglare cu regulatoare convenționale și regulatoare „avansate” încadrate în două structuri diferite de reglare în cascadă:

- soluția de bază (de referință) pentru care au fost dezvoltate trei soluții de reglare: (1) RG-PI, (2) RG-F-TS-cvasi-PI cu integratorul plasat pe ieșire și (3) RG-HNF-TS-cvasi-PI cu integratorul plasat pe intrare;
- soluția adaptivă (variantea cu adaptarea parametrilor regulatorului (adaptivă)) – soluția de reglare cu regulator cu parametri adaptabili care comută comanda între trei regulatoare de tip PI – pentru care au fost dezvoltate cinci soluții de reglare: (1) RG-PI, (2) RG-F-TS-cvasi-PI cu integratorul plasat pe ieșire, (3) RG-F-TS-cvasi-PI cu integratorul plasat pe intrare, (4) RG-2DOF și (5) RG-SV-PI de tip cvasireleu.

Pentru studiul eficienței diferitelor soluții de reglare propuse și dezvoltate, au fost întocmite programe Matlab/Simulink dedicate, foarte detaliate.

Soluțiile de reglare cu RG-PI dezvoltate ca soluții de bază – utilizate în majoritatea aplicațiilor industriale [9], [59], [128] - 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 s-a realizat o analiză de sensibilitate. Pentru a verifica SRA dezvoltate pentru SAE-pv, au fost definite două tipuri de scenarii de simulare:

- pentru comparația diferitelor variante de SRA-csd, soluția de bază (de referință) și cele derivate, a fost aplicată o referință treaptă;
- pentru compararea soluțiilor de SRA-csd - variantele cu adaptarea parametrilor regulatorului - pentru testarea capacității de urmărire – a fost aplicată referința viteza liniară constantă și - calculată – referința variabilă pentru viteza unghiulară  $\omega$ , (referință de turatie) calculată în baza dependenței analitice.

Toate simulările au fost efectuate pe SAE-pv caracterizat prin MM nelinier.

Pe baza analizei comparative a celor trei soluții de reglare cu RG-PI cu valori fixate a parametrilor, RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II dezvoltate pentru SRA-csd soluția de bază, pe baza studiilor de caz pentru nouă situații (scenarii), se poate concluziona necesitatea utilizării unor regulatoare adaptive în structuri de reglare automată.

În ceea ce privește cea de a doua categorie de SRA-csd, soluția adaptivă, din analizele comparative realizate, pe baza rezultatelor de simulare, se poate trage concluzia că practic toate soluțiile de reglare automată propuse pentru aplicația dezvoltată s-au dovedit viabile și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: timpi de reglare, timpi de primă reglare relativ reduși și suprareglaj între 5%-15%.

**Principalele contribuții** aduse în cadrul acestui capitol se pot sintetiza prin următoarele:

- elaborarea unui MM foarte detaliat pentru SAE-pv, bazat pe ecuații de bilanț; acest model – cu valorile numerice specifice unei aplicații de laborator - Modular Servo System [158] – a servit testării soluțiilor de conducere dezvoltate;

- 
- având ca punct de plecare MM neliniar al SAE-pv, elaborarea unor MM liniarizate dedicate proiectării reguletoarelor;
  - dezvoltarea a trei structuri de reguletoare (cu echivalent în a.r.n.) (RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II) dedicate reglării vitezei SAE-pv; verificarea prin simulare a algoritmilor dezvoltați; analiza comparativă a celor trei soluții de reglare dezvoltate și prezentarea unor recomandări pentru aplicații practice similare;
  - efectuarea unei analize de sensibilitate a soluțiilor (pe modelele liniarizate), realizată în vederea urmăririi robusteții soluțiilor de reglare cu RG-PI (SRA-csd, soluția de bază);
  - dezvoltarea a cinci a.r. (RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-F-TS-cvasi-PI-II, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasireleu) dedicați reglării vitezei SAE-pv; algoritmi dezvoltați au fost încadrați în SRA-csd, soluția adaptivă; verificarea prin simulare a algoritmilor dezvoltați; analiza comparativă a celor cinci soluții de reglare dezvoltate;
  - dezvoltarea unui program Matlab/Simulink pentru determinarea coeficienților polinoamelor ce caracterizează RG-2DOF;
  - dezvoltarea programelor de simulare pentru testarea soluțiilor de reglare propuse pentru SAE-pv;
- Contribuțiile aduse în vederea dezvoltării unor soluții de reglare pentru SAE-pv au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor [37] – [40], [50], [145], [159] și [172].

## 5. SOLUȚII MODERNE DE CONDUCERE PENTRU SAE CU INTRĂRI VARIABILE ÎN TIMP CU MOTOR DE CURENT CONTINUU FĂRĂ PERII

Pentru atingerea obiectivelor, sistemele de acționare electrică (abreviat SAE) moderne utilizează sisteme bazate pe motoare de curent continuu fără perii (abreviat BLDC) [17] – [19], [22] – [25], [27] în principal motoarele BLDC trifazate care oferă un raport performanță/cost foarte bun.

Toate soluțiile de reglare abordate pe parcursul acestui capitol sunt pentru SAE cu intrări variabile în timp cu motor BLDC. Simulările au fost efectuate pentru motorul BLDC caracterizat de modelul matematic (abreviat MM) prezentat în paragraful 5.2.1, având ca intrări variabile referința de viteză (turația) și cuplul rezistent (de sarcină).

În **subcapitolul 5.1** se prezintă succint avantajele și dezavantajele utilizării motoarelor BLDC. În **subcapitolul 5.2** sunt prezentate modelarea matematică a BLDC-m (în extensie la cele prezentate în paragraful 2.1.2), modul de elaborare a logicii de comutație și valorile numerice specifice pentru aplicația abordată; în **subcapitolul 5.3** sunt prezentate și testate soluțiile de reglare automată dedicate reglării vitezei servosistemului cu motor BLDC, iar principale concluzii și contribuții personale sunt sintetizate în **subcapitolul 5.4**.

### 5.1. Aspecte practice în utilizarea motoarelor de curent continuu fără perii

#### *Avantaje:*

- caracteristica turație/cuplu superioară caracteristicilor motoarelor de inducție și motoarelor de curent continuu cu perii (abreviat DC-m);
- raportul între cuplul motor dezvoltat și dimensiunile motorului este mare;
- datorită soluției constructive, motorul BLDC permite ca aproape toată căldura degajată să fie eliminată prin stator;
- moment de inerție mai redus și o viteză unghiulară mai mare a rotorului datorate eliminării comutatorului mecanic și a înfășurării statorice;
- lipsa uzurii și a operațiilor de întreținere datorate dispariției periilor și a colectorului;
- reducerea dimensiunilor prin dispariția polilor auxiliari și a colectorului;
- în funcție de viteza de comutare a tranzistoarelor, se pot obține turații/viteze de până la 30000 rpm;
- funcționare silențioasă.

#### *Dezavantaje:*

- costuri de fabricare mai ridicate;
- sensibilitate la suprasarcini și scurtcircuite;
- drivere de comandă relativ complexe.

## 5.2. Modelarea matematică a SAE cu motor de curent continuu fără perii

### 5.2.1. Modelul matematic detaliat al motorului BLDC

Caracteristicile BLDC cu un invertor de frecvență controlată sunt comparabile cu cele ale unui motor DC-m; soluția asigură o viteză de rotație a rotorului aflată în sincronism cu frecvența invertorului. Modelarea matematică a celor două tipuri de motoare este apropiată [25] - [27].

Comanda motorului BLDC este însă mai complicată decât cea a DC-m, deoarece comutarea fazelor statorului trebuie să fie sincronizată cu poziția rotorului. Pentru determinarea poziției rotorului există două posibilități de bază [10], [160], [180] - [182]:

- prin intermediul unor senzori Hall care generează secvențe binare distincte pentru fiecare cadran electric semnificativ sau
- prin sesizarea trecerilor prin zero ale tensiunii contra-electromotoare în faza nealimentată.

O viteză mai mare poate fi obținută prin slăbirea câmpului sau pornirea motorului într-o buclă deschisă fără senzori de poziție. Pentru motorul BLDC, procesul de comutație se manifestă la momente discrete, care pot fi detectate cu senzori Hall [180] - [182].

Pentru o conexiune stea, curentul trece întodeauna prin două înfășurări (faze), ceea ce este convenabil, deoarece înfășurarea (faza) nelimentată poate fi monitorizată pentru a determina efectul tensiunii contra-electromotoare la punctul de trecere prin zero. Sistemul de reglare bazându-se pe poziția rotorului poate oferi secvența de comutație corectă. Schema circuitului electric al motorului BLDC este ilustrată în figura 5.2.1:

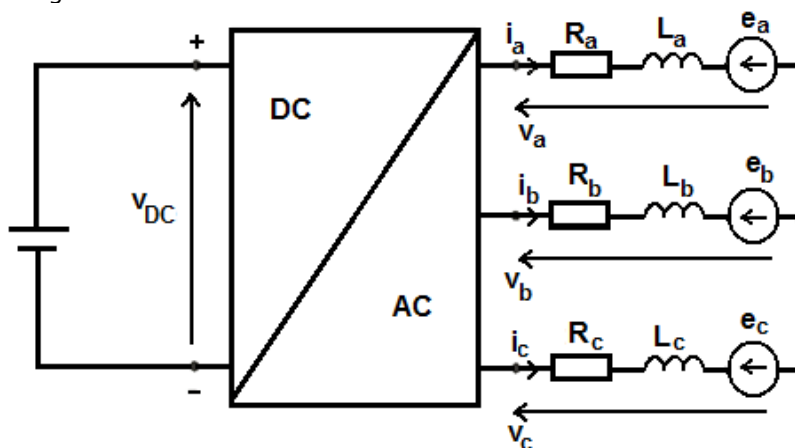


Fig. 5.2.1. Circuitul electric al motorului BLDC

în care:  $v_a, v_b, v_c$  - tensiunile de fază;  
 $i_a, i_b, i_c$  - curenții de fază;  
 $e_a, e_b, e_c$  - tensiunile contra-electromotoare de fază;  
 $R_a, R_b, R_c$  - rezistențele fazelor;  
 $L_a, L_b, L_c$  - inductanțele fazelor;  
 $M_{ab}, M_{bc}, M_{ca}$  - inductanțele mutuale.

MM al motorului BLDC trifazat (conexiune stea) este de forma (5.2.-1) [18], [19], [22], [24], [183]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5.2.-1)$$

Considerând că  $L_a=L_b=L_c=L$ ,  $R_a=R_b=R_c=R$  și  $M_{ab}=M_{bc}=M_{ca}=M_{ba}=M_{cb}=M_{ac}=M$  atunci noua formă a MM este de forma relației (5.2.-2):

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5.2.-2)$$

Utilizând relația  $i_a+i_b+i_c=0$ , ecuațiile de tensiune, în formă matricială, sunt :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5.2.-3)$$

Valoarea tensiunii contra-electromotoare este dependentă de poziția rotorului și de viteza acestuia. Ecuațiile tensiunii contra-electromotoare sub formă matricială sunt de forma (5.2.-4):

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_m \cdot K_e \begin{bmatrix} F(\theta_e) \\ F(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ F(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (5.2.-4)$$

în care:  $\omega_m$  - viteza (unghiulară) mecanică a rotorului,  $\theta_e$  - poziția (unghiulară) electrică a rotorului,  $K_e$  - constanta tensiunii contra-electromotoare.

Cuplul electromagnetic al BLDC-m este de forma (5.2.-5) ) [18], [19], [22], [24], [183]:

$$M_e = \frac{e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c}{\omega_m} \quad (5.2.-5)$$

Expresia cuplului electromagnetic  $M_e$  dată de relația (5.2.-5) este utilizată în ecuația mișcării - a se vedea relația (5.2.-6):

$$M_e = J_{BLDC} \frac{d}{dt} \omega_m + B \cdot \omega_m + M_{Load} \quad (5.2.-6)$$

în care  $M_{Load}$  este cuplul de sarcină (moment rezistent, moment de sarcină).

Poziția mecanică (unghiul mecanic) al rotorului, respectiv poziția electrică (unghiul electric) sunt:

$$\theta_m = \int_0^t \omega_m dt \text{ respectiv } \theta_e = \frac{p}{2} \cdot \theta_m \quad (5.2.-7)$$

Relațiile de forma (5.2.-8) pot fi deduse din relațiile (5.2.-3):



$$v_{ab} = R \cdot (i_a - i_b) + (L - M) \frac{d}{dt} (i_a - i_b) + e_{ab},$$

$$v_{bc} = R \cdot (i_b - i_c) + (L - M) \frac{d}{dt} (i_b - i_c) + e_{bc}.$$
(5.2.-8)

în care  $i_a + i_b + i_c = 0$ ; prin urmare după transformarea relației (5.2.-8) se obțin relațiile de forma (5.2.-9):

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{-R}{L-M} \cdot i_a + \frac{2}{3(L-M)} (v_{ab} - e_{ab}) + \frac{1}{3(L-M)} (v_{bc} - e_{bc}),$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{-R}{L-M} \cdot i_b - \frac{1}{3(L-M)} (v_{ab} - e_{ab}) + \frac{1}{3(L-M)} (v_{bc} - e_{bc}).$$
(5.2.-9)

În final, modelul matematic intrare-stare-ieșire (MM-ISI) aferent SAE cu motor BLDC este dat de relația (5.2.-10), cu matricile  $\underline{x}$ ,  $\underline{y}$ ,  $\underline{u}$ ,  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$  și  $\underline{C}$  redade de relațiile (5.2.-11) [18], [19], [22], [24], [183]:

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{A} \underline{x} + \underline{B} \underline{u} \\ \underline{y} = \underline{C} \underline{x} \end{cases}$$
(5.2.-10)

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \end{bmatrix}, \quad \underline{y} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \end{bmatrix}, \quad \underline{u} = \begin{bmatrix} v_{ab} - e_{ab} \\ v_{bc} - e_{bc} \\ M_e - M_{Load} \end{bmatrix}, \quad \underline{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{B}{J_{BLDC}} \end{bmatrix}, \quad \underline{B} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3(L-M)} & \frac{1}{3(L-M)} & 0 \\ \frac{1}{3(L-M)} & \frac{1}{3(L-M)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_{BLDC}} \end{bmatrix}.$$
(5.2.-11)

MM aferent procesului devine nelinier dacă se trece la extensia pentru moment de inerție total, variabil,  $J_{tot}(t) = J_{BLDC} + J_{mech}(t)$ . Acesta poate fi adus prin liniarizare și simplificat la forma unor modele benchmark – a se vedea cap. 4, subcapitolul 4.2.2 – care permit dezvoltarea soluțiilor de reglare automată.

Schema bloc informațională aferentă motorului BLDC obținută pe baza relațiilor (5.2.-1)-(5.2.-9) poate fi exemplificată prin intermediul mediului de simulare Matlab/Simulink sub forma structurii din figura 5.2.2.



**5.2.2. Dezvoltarea logicii de comutație în mediul de simulare Matlab/Simulink**

Momentele de comutație sunt determinate de poziția rotorului [1] – [8], [14], [15]. Pentru perceperea poziției reale a rotorului aflat în mișcare se consideră varianta constructivă a BLDC-m cu senzori Hall încapsulați în stator. Pentru dezvoltarea părții de control, punctul de plecare constă în semnalele măsurate disponibile, care în acest caz sunt considerate cele trei semnale generate de senzorii Hall. Pentru obținerea modului de amplasare al celor trei senzori Hall, a fost întocmit un bloc Matlab/Simulink de tip "Embedded Matlab Function" care generează aceste valori printr-un cod Matlab, prezentat în detaliu în figura 5.2.3 ([14], [15]).

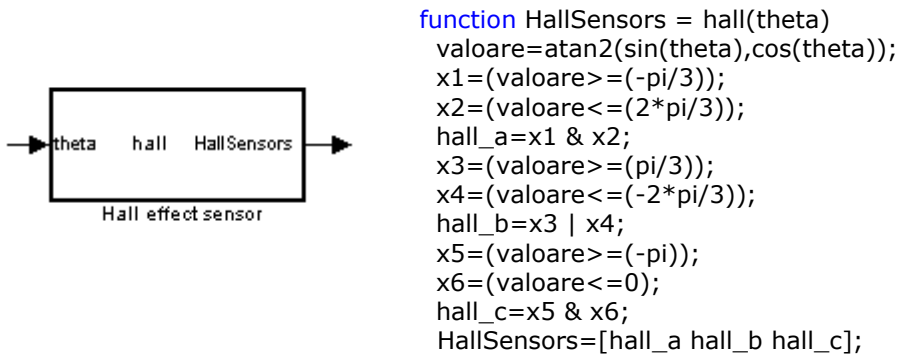


Fig. 5.2.3. Blocul Matlab/Simulink și codul Matlab aferent blocului pentru obținerea valorilor senzorilor Hall

Există mai multe posibilități; în continuare sunt prezentate două variante de implementare a logicii de comutație în mediul Matlab/Simulink: (1) varianta bazată pe utilizarea de porți logice elementare NOT și NOR - a se vedea tabelul 5.2.1 și figura 5.2.4 și (2) varianta bazată pe utilizarea unui bloc Matlab/Simulink de tip "Embedded Matlab Function" – a se vedea figura 5.2.5.

Tabelul 5.2.1. Logica de comutație/Secvența de comutare

hall a	hall b	hall c	OR						NOR						Faza a (phase a)	Faza b (phase b)	Faza c (phase c)	
			A	B	C	D	E	F	A	B	C	D	E	F				
0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	<b>0</b>	<b>-1</b>	<b>+1</b>
0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	<b>-1</b>	<b>+1</b>	<b>0</b>	
0	1	1	0	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	<b>-1</b>	<b>0</b>	<b>+1</b>	
1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	<b>+1</b>	<b>0</b>	<b>-1</b>	
1	0	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	<b>+1</b>	<b>-1</b>	<b>0</b>	
1	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	<b>0</b>	<b>+1</b>	<b>-1</b>	
1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	

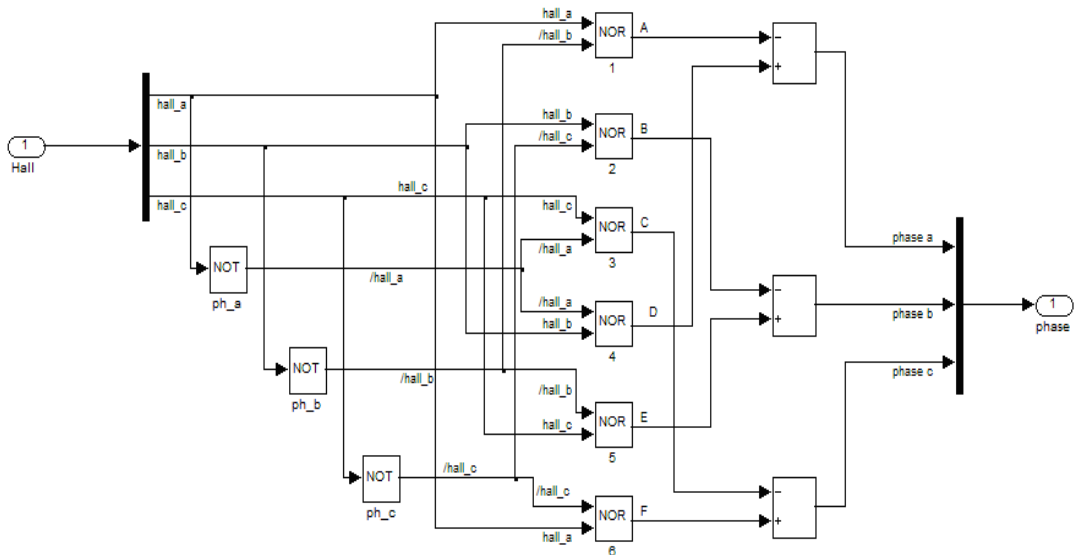


Fig. 5.2.4. Schema bloc Matlab/Simulink aferentă logicii de comutație

`function phase = phase_sel(hall_a,hall_b,hall_c)`

`A=~((hall_a) | (~hall_b));`

`B=~((hall_b) | (~hall_c));`

`C=~((hall_c) | (~hall_a));`

`D=~((~hall_a) | (hall_b));`

`E=~((~hall_b) | (hall_c));`

`F=~((~hall_c) | (hall_a));`

`phase_a=D-A;`

`phase_b=E-B;`

`phase_c=F-C;`

`phase=[phase_a phase_b phase_c];`

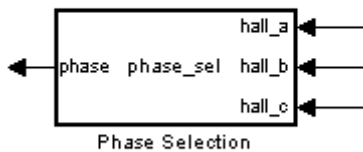


Fig. 5.2.5. Blocul Matlab/Simulink și codul Matlab aferent blocului pentru obținerea logicii de comutație

În cadrul aplicației abordate au fost utilizate ambele variante – a se vedea figura 5.3.1. Simularea în Matlab/Simulink a logicii de comutație a fost realizată în vederea validării corectitudinii în funcționare a circuitului electric care va realiza analogic logica de comutație.

Notă: Aplicația abordată pe parcursul acestui capitol poate fi extinsă (adaptată) și la SAE de înfășurare a unei benzi cu viteză liniară constantă pe un tambur – a se vedea cap. 4 – această aplicație constituind însă obiectul unor preocupări ulterioare.

### 5.2.3. Valori numerice pentru aplicația simulată

Valorile numerice ale parametrilor SAE cu BLDC-m folosit în dezvoltarea structurilor de SRA sunt adaptate pe baza literaturii ([10], [160]) și sunt sintetizate în tabelul 5.2.2.

Tabelul 5.2.2. Valorile numerice ale parametrilor SAE cu motor BLDC

Parametri	Valori
Tensiune nominală	220 [V]
Curent nominal de fază	3 [A]
Viteză unghiulară nominală	3000 [rpm]
Momentul de inerție	0.005 [kgm <sup>2</sup> ]
Rezistență statorică	1 [ $\Omega$ ]
Inductanță statorică	0.02 [H]
Inductanță mutuală	0.006667 [H]
Fluxul magnetului permanent	0.25 [Wb]
Constanta de frecare	0.002 [Nm/rad/s]
Factor de suprasarcină	2
Număr de perechi de poli	2

### 5.3. Structura de reglare în cascadă. Dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare a vitezei unui SAE cu intrări variabile în timp cu motor BLDC

Soluțiile de reglare dezvoltate pentru SAE cu BLDC-m au la bază structura de reglare în cascadă (SRA-csd) cu două bucle de reglare ce utilizează:

- în bucla interioară - de curent - un regulator cu structură variabilă, prin utilizarea unui bloc Simulink de tipul Relay având următorii parametri: *switch on point 1*, *switch off point 1*, *output when on Vdc/2*, *output when off -Vdc/2* și
- în bucla exterioară - de turație - regulatoare clasice (RG-PI) și regulatoare avansate (RG fuzzy de tip Takagi-Sugeno, RG hibride neuro-fuzzy, RG cu două grade de libertate, RG cu structură variabilă și combinații ale acestora).

În cazul aplicației considerate, structura funcționează în "regim de urmărire". Schema bloc funcțională a structurii de reglare în cascadă utilizată în testarea soluțiilor de reglare dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC este prezentată în figura 5.3.1.

Pentru realizarea unor performanțe superioare, este avantajos ca [42], [184] – [188]:

- perturbațiile cele mai importante să fie aplicate în cadrul buclei interioare, unde prin acțiunea regulatorului se reduce rapid efectul acestora;
- în comparație cu constantele de timp ale părții de proces inclusă în bucla interioară, constantele de timp controlate de bucla exterioară sunt mai mari; aceasta a 2-a cerință este pe deplin asigurată.

Acordarea optimă a regulatoarelor va trebui să asigure – pe cât posibil - o cât mai bună comportare atât la variațiile referinței de turație, cât și la variațiile perturbațiilor (cuplul rezistent/cuplul de sarcină).

Având în vedere faptul că au fost dezvoltate unsprezece soluții de reglare, relativ la soluțiile de reglare dezvoltate, pe parcursul acestui subcapitol s-a efectuat

și o analiză comparativă a performanțelor acestora. Simulările au fost efectuate în mediul Matlab/Simulink, pentru două scenarii de simulare, care presupun:

- *Referința 1-a fig. 5.3.3 (a) stânga* – aplicarea unui semnal treaptă; în acest caz – mai puțin pentru soluțiile cu 2DOF – pentru îmbunătățirea performanțelor a fost utilizat un filtru PT1 plasat pe canalul de referință cu  $T_{fil}=0.065$ ;
- *Referința 2-a fig. 5.3.3 (a) dreapta* – sub forma unei referințe complexe prin care se pot testa caracteristicile de urmărire, definită printr-o porțiune de viteză liniar crescătoare (accelerare) (de la 0 sec la 1 sec), o porțiune cu viteză constantă (de la 1 sec la 1.5 sec) urmată de o porțiune de viteză liniar descrescătoare (decelerare) (de la 1.5 sec la 3 sec) și apoi de viteză constantă (de la 3 sec la 3.5 sec) și - în final - o nouă porțiune de viteză liniar descrescătoare (decelerare) (de la 3.5 sec la 4.5 sec) până se ajunge la oprire (de la 4.5 sec la 5 sec).

Scenariile adoptate răspund cerințelor de analiză comparativă a eficienței soluțiilor de reglare. Fiind vorba de sistem de urmărire va prezenta interes deosebit și valoarea erorii de reglare în regim de urmărire, după cum este exemplificată în figurile 5.3.3 (g), 5.3.5 (f), 5.3.8 (b), 5.3.10 (b), 5.3.12 (b) și 5.3.14 (b).

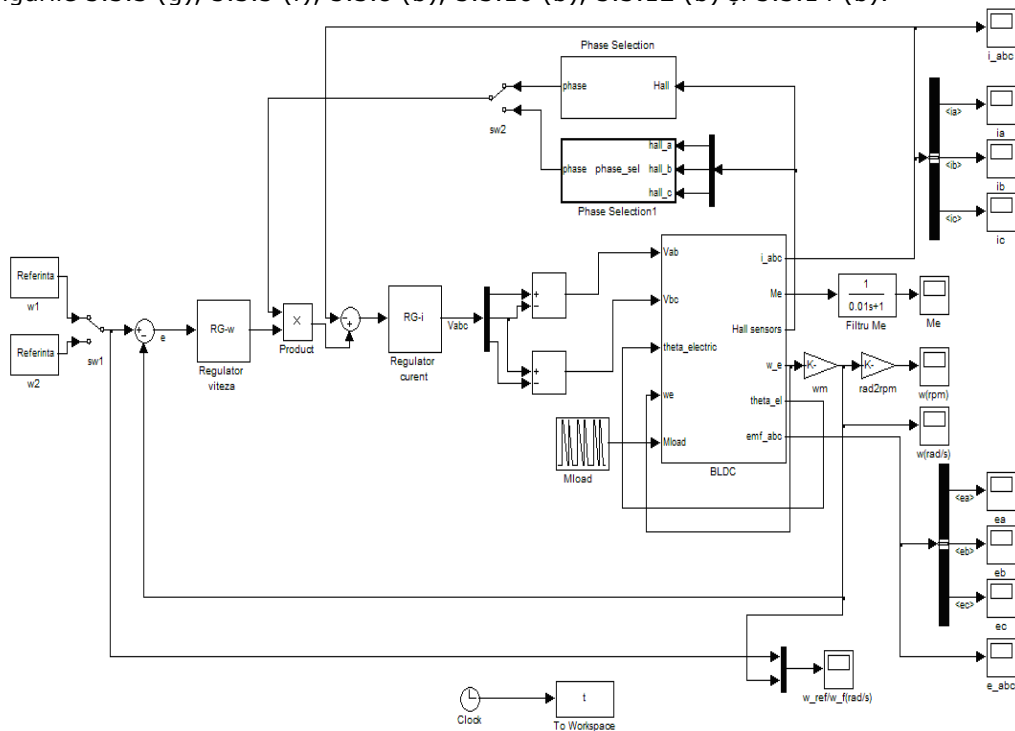


Fig. 5.3.1. Schema bloc informațională a SRA-csd dezvoltată pentru SAE cu motor BLDC (cele 11 variante analizate diferind apoi prin structura RG- $\omega$ )

Cuplul rezistent (de sarcină) este același pentru ambele scenarii de simulare și este aplicat prin utilizarea unui bloc Simulink de tipul Repeating Sequence având următorii parametrii: *time values* [0 1.15 1.150001 1.35 1.350001 3.0001 3.15 3.150001 3.35 3.350001 4.5 5] și *output values* [0 0 0.05 0.05 0 0 0 0.05 0.05 0 0] – a se vedea figura 5.3.2.

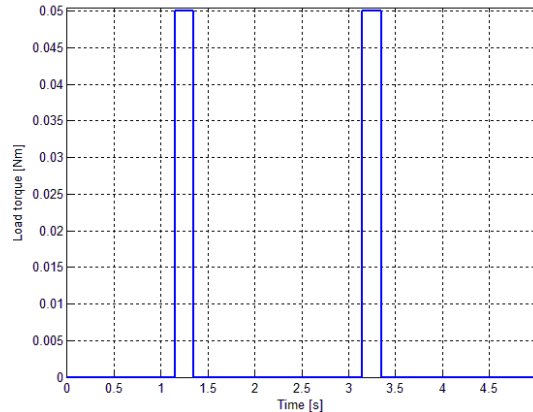


Fig. 5.3.2. Cuplul rezistent (cuplul de sarcină)

Scenariile de simulare au fost utilizate la testarea următoarelor soluții de reglare – notate cu **Soluția (1)** până la **Soluția (11)**; analiza comparativă a rezultatelor de simulare are apoi la bază graficele indicate în figurile menționate de rezultate de simulare:

- Pentru **Soluția (1)** – RG-PI – dezvoltată pentru SAE cu motor BLDC, graficele obținute sunt prezentate în figura 5.3.3;
- Pentru **Soluția (2)** – RG-F-TS-cvasi-PI-IE – și **Soluția (3)** – RG-F-TS-cvasi-PI-II – dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC, graficele obținute sunt prezentate în figurile 5.3.4 și 5.3.5;
- Pentru **Soluția (4)** – RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE – și **Soluția (5)** – RG-HNF-TS-cvasi-PI-II – dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC, graficele obținute sunt prezentate în figurile 5.3.7 și 5.3.8;
- Pentru **Soluția (6)** – RG-SV-PI de tip cvasireleu – și **Soluția (7)** – RG-PI-SV de tip releu ideal – dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC, graficele obținute sunt prezentate în figurile 5.3.9 și 5.3.10;
- Pentru **Soluția (8)** – RG-2DOF – dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC, graficele obținute sunt prezentate în figura 5.3.12;
- Pentru **Soluția (9)** – RG-F-TS-2DOF – **Soluția (10)** RG-SV-PI-2DOF – și **Soluția (11)** – RG-PI-SV-2DOF – dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC, graficele obținute sunt prezentate în figurile 5.3.14.

În continuare sunt prezentați algoritmi de reglare, graficele obținute și performanțele realizate de către soluțiile de reglare dezvoltate pentru aplicația cu motor BLDC.

### 5.3.1. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-PI pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (1))

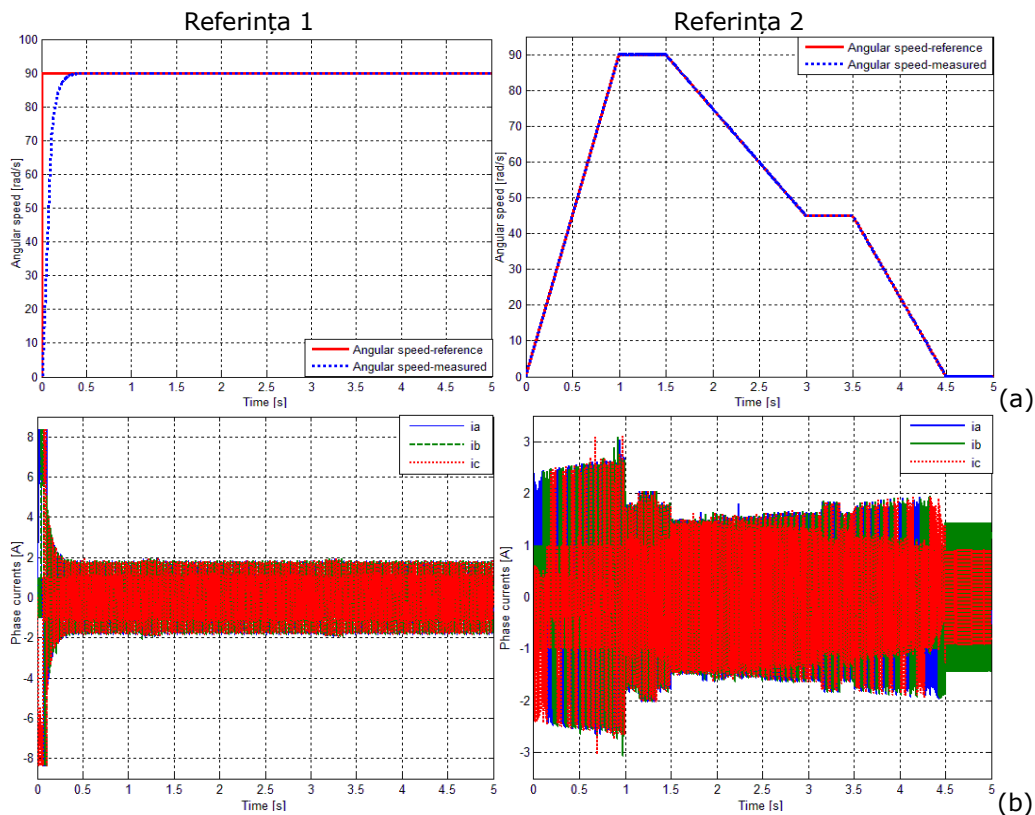
Regulatorul de viteză de tip PI, a fost adoptat și utilizat ca și „soluție de referință” atât pentru compararea, cât și în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare – RG-F-TS, RG-HNF-TS, RG-2DOF; are parametrii acordați după metoda modulului optim extins (abreviat m-ESO), pentru o rezervă de fază  $\varphi_r \approx 55^\circ$  – a se vedea figura 3.3.1 (a) – rezultând valoarea parametrului  $\beta$ ,  $\beta \approx 9$ . F.d.t. (abreviat f.d.t.) – a se vedea cap.4, subcapitolul 4.3.1, relația (4.3.-1) – și parametrii de acordare aferenți regulatorului PI sunt sintetizați în tabelul 5.3.1, coloanele (1) și (2).

Tabelul 5.3.1. F.d.t. și valorile numerice ale parametrilor RG-PI

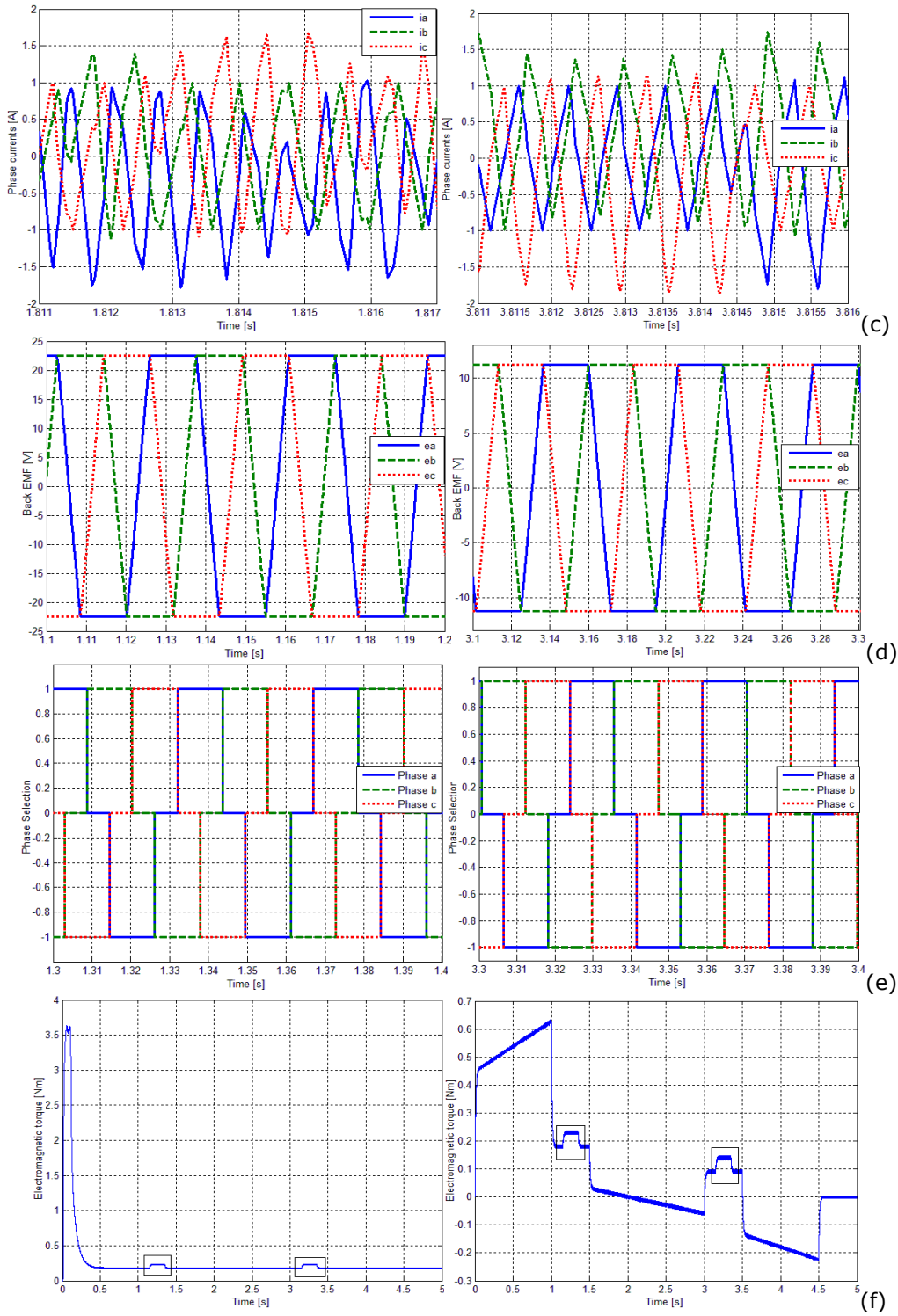
Tip regulator	Parametrii		F.d.t. a regulatorului de viteză
	$K_c$	$T_i$	$H_{RG-PI}$
0	1	2	3
<b>RG-PI</b>	100	0.5	$100(1+0.5s)/0.5s$

Soluția de reglare cu RG-PI dezvoltată a fost verificată prin simulare în mediul Matlab/Simulink, folosind schema bloc informațională din figura 5.3.1. Pe baza rezultatelor de simulare prezentate în figura 5.3.3 (a)-(g) se pot constata următoarele:

- soluția de reglare testată scoate în evidență o relativ bună capacitate de urmărire a referinței; conform așteptărilor, eroarea de urmărire nu este însă nulă, fig.5.3.3 (g);
- SRA-csd cu regulator de viteză de tip PI și regulator de curent cu structură variabilă garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: timpi de reglare relativ reduși și comportare aperiodică (a se vedea figura 5.3.3 (a) stânga – în raport cu semnal treaptă - și tabelul 5.3.11);
- urmărind graficele 5.3.3 (b), se constată că nu se pot evidenția prea bine curenții (respectiv tensiunile contra-electromotoare), motiv pentru care, în graficele 5.3.3 (c) și respectiv 5.3.3 (d) se redă o vedere detaliată a acestora;







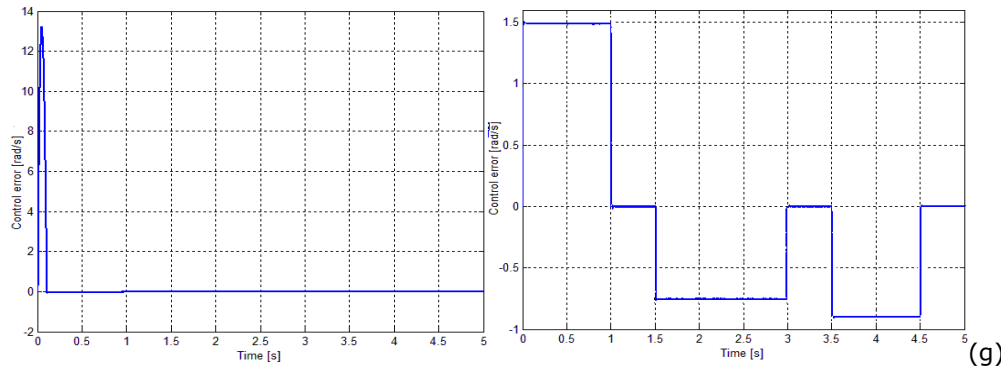


Fig. 5.3.3. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-PI dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: (a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) curenții de fază:  $i_a$ ,  $i_b$  și  $i_c$ , (c) curenții de fază-detaliu, (d) tensiunile contra-electromotoare-detaliu, (e) secvență de comutare (selecția fazelor)-detaliu (f) cuplul electromagnetic, (g) eroarea de reglare

- examinând figura 5.3.3 (d) se remarcă forma trapezoidală a tensiunilor contra-electromotoare, iar în figura 5.3.3 (f) se observă acțiunea cuplului rezistent asupra cuplului electromagnetic – a se vedea porțiunile încadrate în dreptunghiuri; cum obiectivul de bază al tezei nu constă în analiza acestor fenomene, în continuare rezultatele de simulare ale acestor mărimi nu vor mai fi discutate (evidențiate);
- zona colorată și marcată cu bold din tabelul 5.2.1, este evidențiată și în figura 5.3.3 (e), ceea ce dovedește selecția corespunzătoare a fazelor. Rezultate legate de acest studiu au fost publicate în lucrările [21] - [24].

### 5.3.2. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-F-TS-cvasi-PI pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (2) și Soluția (3))

Pentru a contracara efectele modificărilor ce pot apărea în valorile parametrilor SAE în cadrul acestui paragraf au fost dezvoltate și sunt prezentate și teste relative la soluția de SRA cu reglatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno integrate în soluția de SRA-csd. Aceste soluții au fost discutate în detaliu în cap.3.

În figura 5.3.1 este prezentată schema bloc Matlab/Simulink utilizată pentru verificarea celor două soluții; schemele sunt diferite doar prin structura regulatorului fuzzy și a concluziilor generate de simulare:

- RG-F-TS-cvasi-PI cu integrare pe ieșirea regulatorului (IE), **Soluția (2)** figura 3.2.5: blocul fuzzy are două intrări - eroarea de reglare ( $e_k$ ) și incrementul erorii de reglare ( $\Delta e_k$ ) și o ieșire - incrementul comenzii ( $\Delta u_k$ );
- RG-F-TS-cvasi-PI cu integrare pe intrarea regulatorului (II), **Soluția (3)** figura 3.2.6: blocul fuzzy are două intrări - eroarea de reglare ( $e_k$ ) și integrala erorii de reglare ( $e_{Ik}$ ) și o ieșire - valoarea efectivă a comenzii ( $u_k$ ).

**a. Regulator fuzzy cvasi-PI cu integrare pe ieșirea regulatorului (Soluția (2)):** în vederea dezvoltării (adaptării la studiul de caz a) RG-F-TS-cvasi-PI-IE, s-a plecat de la varianta discretizată – metoda trapezelor (Tustin) – a RG-PI dezvoltat în subcapitolul 5.3.1. Algoritmul de reglare (abreviat a.r.) PI cvasi-continuu obținut este de forma (5.3.-1):

$$\Delta u_k = K_p (\Delta e_k + \alpha e_k)$$

$$K_p = k_c \left(1 - \frac{h}{2T_i}\right), K_i = \frac{k_c h}{T_i}, \alpha = \frac{K_i}{K_p}. \quad (5.3.-1)$$

$K_p, K_i, \alpha$  obținuți pentru a.r. liniar, sunt detaliați în tabelul 5.3.2.

Fuzzificarea este realizată prin definirea a cîte cinci termeni lingvistici  $TL_{ek}$  și  $TL_{\Delta ek} \in \{NB, NS, ZE, PS, PB\}$  cu funcții de apartenență de tip triunghiular și trapezoidal. Pentru inferență s-a utilizat operatorii *SUM* și *PROD*, iar pentru defuzzificare s-a folosit metoda mediei ponderate. Baza de reguli este formată din 25 de reguli de forma:

$$IF (e_k IS TL_{ek} AND \Delta e_k IS TL_{\Delta ek}) THEN \Delta u_k = \Delta u_k^j \quad (5.3.-2)$$

în care  $j$  reprezintă numărul regulii.

Valorile parametrilor blocului fuzzy cu integrarea ieșirii,  $B_e$  și  $B_{\Delta e}$ , sunt determinate pe principiul „echivalenței modale”. Parametrul  $B_e=35$  este ales, iar  $B_{\Delta e}$  rezultă din relațiile (5.3.-3):

$$B_{\Delta e} = (K_i / K_p) B_e = \alpha B_e \Rightarrow B_{\Delta e} = 0.0035 \quad (5.3.-3)$$

Tabelul 5.3.2. Parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-IE dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC

Tip regulator	Parametrii					
	$k_c$	$T_i$	$K_p$	$K_i$	$\alpha$	$h$
	1	2	3	4	5	6
<b>RG-F-TS-cvasi-PI-IE</b>	100	0.5	99.995	0.010	0.0001	0.00005

**b. Regulator fuzzy cvasi-PI cu integrare pe intrarea regulatorului (Soluția (3)):** în cazul acestei structuri, s-a plecat tot de la varianta discretizată a RG-PI – a se vedea subcapitolul 5.3.1. Expresia a.r. PI cvasi-continual obținut este de forma:

$$u_k = K_I e_{Ik} + K_p e_k = K_p^* (e_{Ik} + \alpha^* e_k),$$

$$K_p^* = \frac{k_c h}{T_i}, K_i^* = k_c \left(1 - \frac{h}{2T_i}\right), \alpha^* = K_i^* / K_p^*. \quad (5.3.-4)$$

Valorile numerice ale parametrilor  $K_p^*, K_i^*$  și  $\alpha^*$  sunt detaliate în tabelul 5.3.3.

Tabelul 5.3.3. Parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-II dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC

Tip regulator	Parametrii					
	$k_c$	$T_i$	$K_p^*$	$K_i^*$	$\alpha^*$	$h$
	1	2	3	4	5	6
<b>RG-F-TS-cvasi-PI-II</b>	100	0.5	0.010	99.995	9999.5	0.00005

Pentru inferență au fost utilizați operatorii *MAX* și *MIN*, iar pentru defuzzificare a fost utilizată metoda mediei ponderate. Parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-II sunt  $\{B_e, B_{eI}\}$ , cu  $B_e=5$  (ales) și  $B_{eI}=(\alpha^*)^j B_e = 49998$ .

Baza de reguli este formată din 25 reguli de forma:

$$IF (e_k IS TL_{ek} AND e_{Ik} IS TL_{eI}) THEN u_k = u_k^j \quad (5.3.-5)$$

în care  $TL_{ek}$  și  $TL_{eI} \in \{NB, NS, ZE, PS, PB\}$  reprezintă termenii lingvistici corespunzători variabilelor lingvistice de intrare.

Rezultatele de simulare sunt sintetizate în figurile 5.3.4 și 5.3.5 și apoi în fig. 5.3.14 (sumativă). Principalele concluzii referitoare la cele două structuri cu regulatoare fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno pot fi sintetizate prin următoarele:

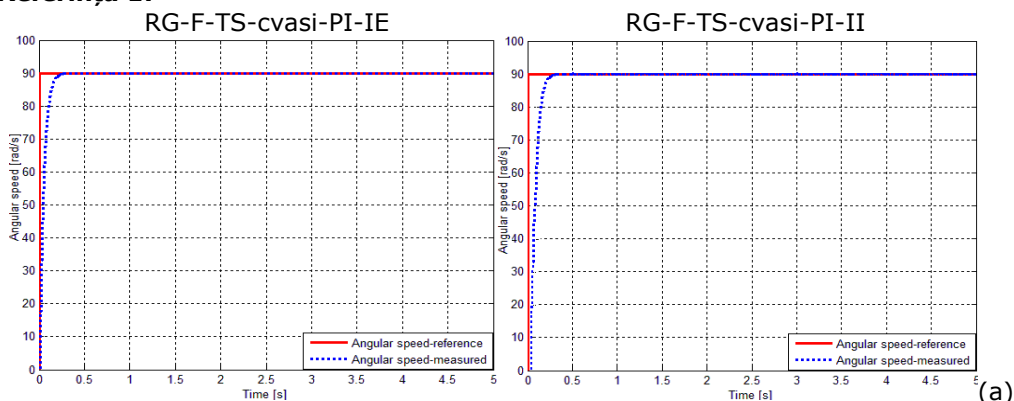
- ambele soluții cu RG-F-TS sunt viabile și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: comportare aperiodică și timpi de reglare și timpi de primă reglare cuprinși între (0.25;0.265) sec;
- soluțiile de reglare dezvoltate prezintă o bună capacitate de urmărire a referinței, performanțele fiind mai bune decât cele oferite de soluția cu RG-PI; prin aceasta folosirea acestor soluții de reglare poate fi mai bine justificată de variația referinței de viteză (turația) și variația cuplului rezistent;
- comparativ cu soluția de reglare cu RG-PI, soluțiile de reglare cu RG-F-TS, oferă rezultate de simulare asemănătoare în ceea ce privește curenții de fază – a se vedea figurile 5.3.3 (c), 5.3.4 (b) și 5.3.5 (b) – tensiunile contraelectromotoare – a se vedea figurile 5.3.3 (d), 5.3.4 (c) și 5.3.5 (c) – secvența de comutare (selecția fazelor) – a se vedea figurile 5.3.3 (e), 5.3.4 (d) și 5.3.5 (d) (analiza este doar informativă, nu constituie obiectiv esențial al tezei);
- privind indicatorii de calitate realizați, sintetizați în tabelul 5.3.4 (bazat pe figurile 5.3.4 (a)-(f), 5.3.5 (a)-(f)) se constată că RG-F-TS-cvasi-PI-IE asigură performanțe de reglare mai bune în comparație cu RG-F-TS-cvasi-PI-II, motiv pentru care acesta a și fost utilizat în analiza comparativă finală din paragraful 5.3.7 al subcapitolului.

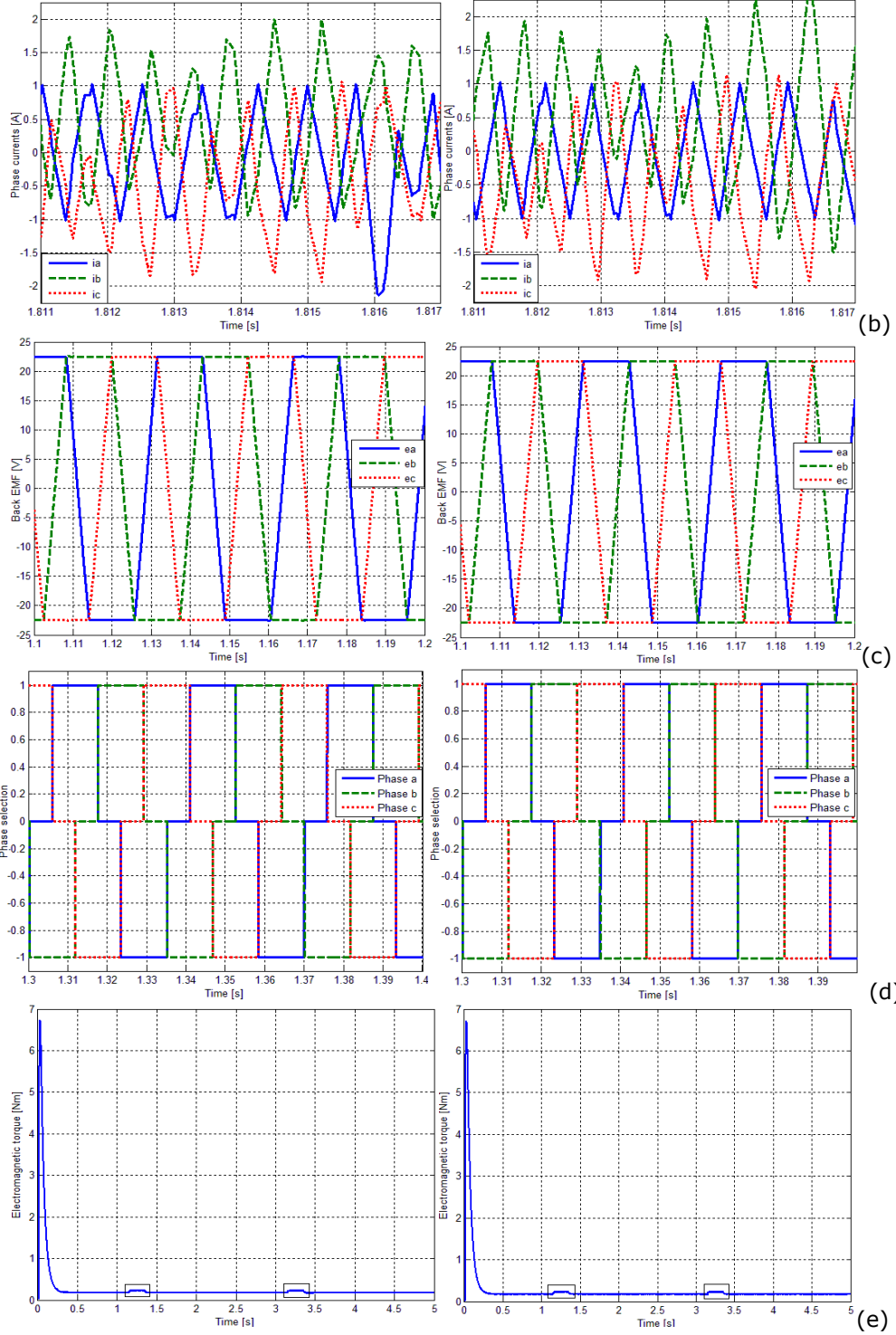
Rezultate legate de acest studiu au fost publicate în lucrările [16], [34], [50], [188] și [189].

Tabelul 5.3.4. Indicatori de calitate realizați de către SRA-csd cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-F-TS-cvasi-PI-II dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC

RG-F-TS-cvasi-PI-IE			RG-F-TS-cvasi-PI-II		
1			2		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.2505	0.2532	0	0.2561	0.25638

### Referința 1:





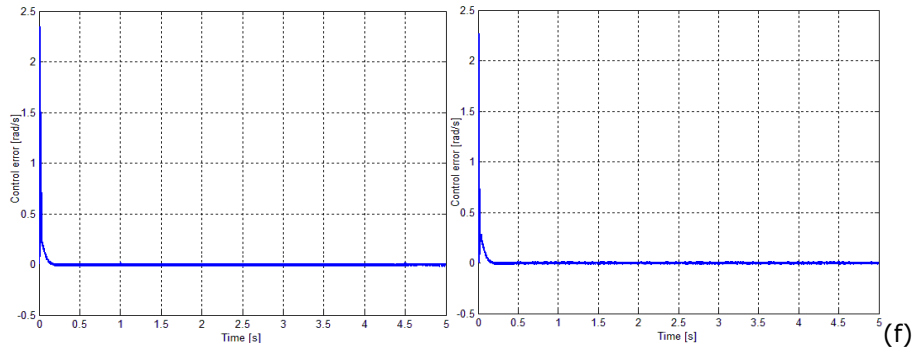
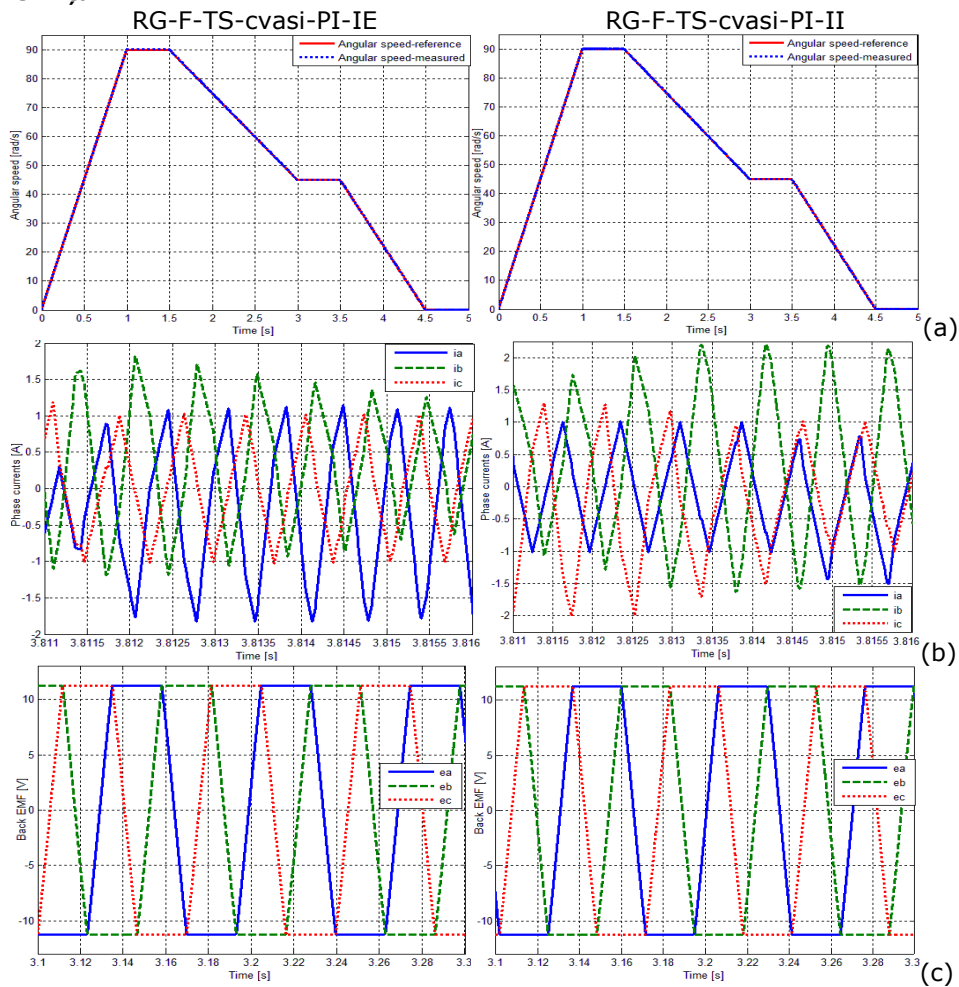


Fig. 5.3.4. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-F-TS dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) curenții de fază-detaliu, (c) tensiunile contra-electromotoare-detaliu, (d) secvență de comutare (selecția fazelor)-detaliu (e) cuplul electromagnetic, (f) eroarea de reglare

**Referința 2:**



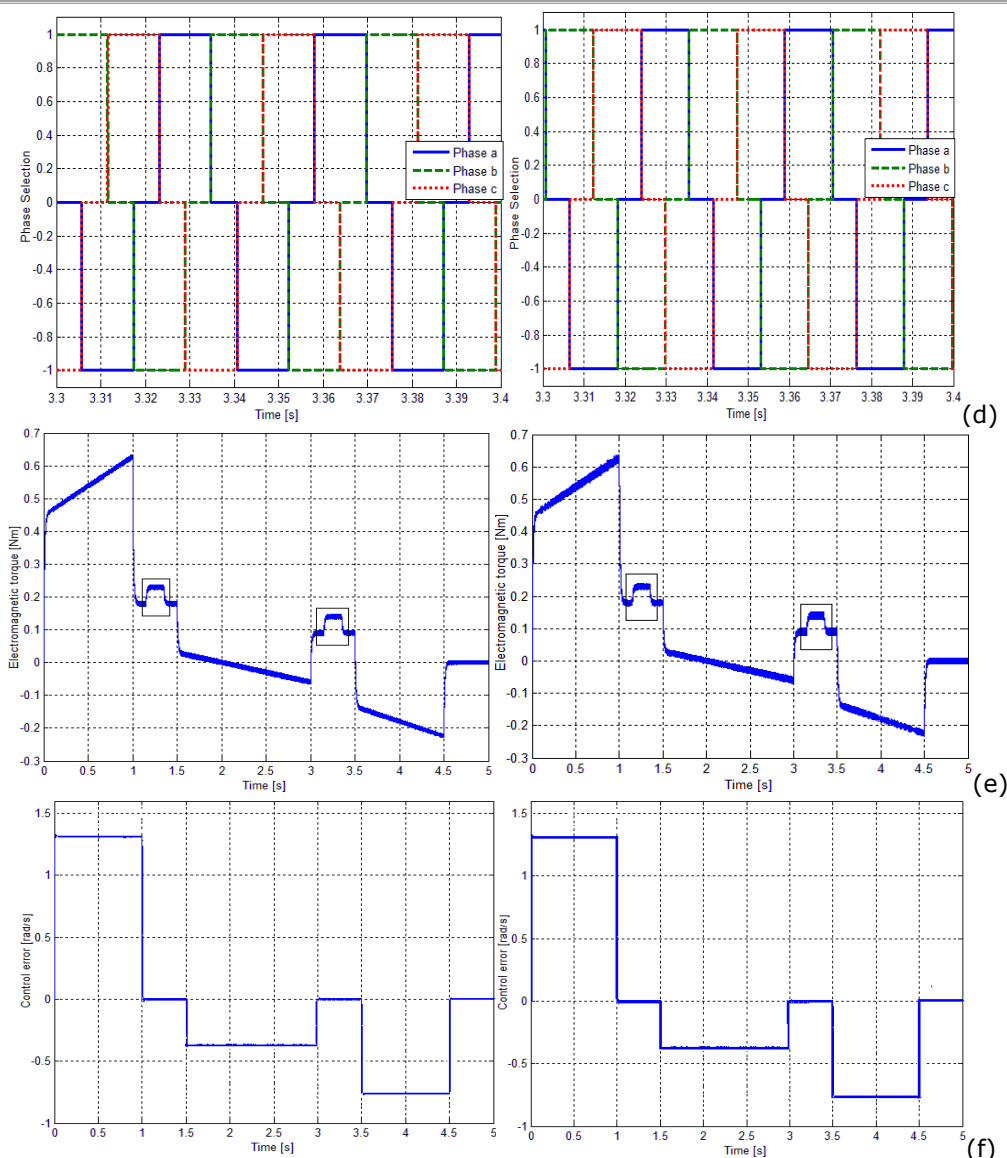


Fig. 5.3.5. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-F-TS dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) curenții de fază-detaliu, (c) tensiunile contra-electromotoare-detaliu, (d) secvență de comutare (selecția fazelor)-detaliu (e) cuplul electromagnetic, (f) eroarea de reglare

Notă: Datorită faptului că în cazul soluțiilor de reglare testate – RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-F-TS-cvasi-PI-II – la modificarea referinței (turației) și a cuplului rezistent nu se observă diferențe semnificative de comportare în ceea ce privește curenții de fază, tensiunile contra-electromotoare și secvența de comutare (selecția fazelor) – a se vedea graficele 5.3.3 (b), (c), (d), (e); 5.3.4 (b), (c), (d) și respectiv 5.3.5 (b), (c), (d) – pentru soluțiile de reglare cu RG-HNF-TS și RG-2DOF aceste grafice nu vor mai fi prezentate.

### 5.3.3. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-HNF-TS-cvasi-PI pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (4) și Soluția (5))

Sistemele adaptive prezintă următoarele avantaje, cunoscute ([99] – [104]):

- îmbunătățirea performanțelor;
- acordarea / reacordarea automată a reguletoarelor la punerea în funcțiune; fixarea automată a parametrilor pentru diferite puncte de funcționare ale procesului;
- menținerea performanțelor sistemului de comandă și reglarea automată atunci când se modifică parametrii procesului;
- posibilitatea realizării unor reguletoare mai complexe și mai performante.

Structurile de reglare cu reguletoarele fuzzy adaptive – a se vedea figura 5.3.6 cu precizarea că regulatorul cu parametrii adaptabili ( $RG-\omega$ ) este de tip Takagi-Sugeno cu integratorul plasat fie pe ieșire (IE), fie pe intrare (II) – sunt mult mai ușor de parametrizat.

Reactualizarea parametrilor regulatorului fuzzy în timpul funcționării aduce o creștere a performanțelor, datorită faptului că acest tip de regulator posedă avantaje moștenite atât de la sisteme inteligente fuzzy, cât și de la sisteme adaptive.

Cele două reguletoare fuzzy – RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-F-TS-cvasi-PI-II – au fost proiectate în acord cu cele prezentate în subcapitolul 5.3.2; parametrii RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-F-TS-cvasi-PI-II sunt sintetizați în tabelele 5.3.2 și respectiv 5.3.3. Pentru aplicația dezvoltată în acest paragraf, se alege un model de referință (MR) cu f.d.t. (abreviat f.d.t.) de forma (5.3-6):

$$H_{MR}(s) = \frac{1}{T_{imp}^2 s^2 + 2\zeta_{imp} T_{imp} s + 1} \quad (5.3.-6)$$

în care  $\zeta_{imp}=1.0$ ,  $T_{imp}=1$  (cu precizarea că  $b_2=b_1=0$  și  $b_0=1$ ).

Dicretizând relația (5.3.-6) cu metoda trapezelor cu  $h=0.00005$  sec - se obține ecuația recurentă de forma (5.3.-7):

$$y_{m,k} = -d_1 y_{m,k-1} - d_2 y_{m,k-2} - c_0 r_k + c_1 r_{k-1} + c_2 r_{k-2} \quad (5.3.-7)$$

în care parametrii  $c_0$ ,  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $d_1$  și  $d_2$  sunt obținuți pe baza relației (5.3.-8) – a se vedea tabelul 5.3.5.

$$c_0 = -\frac{h^2}{(h + 2T_{imp})^2}, \quad c_1 = \frac{2h^2}{(h + 2T_{imp})^2}, \quad c_2 = \frac{h^2}{(h + 2T_{imp})^2} \quad (5.3.-8)$$

$$d_1 = \frac{2(h^2 - 4T_{imp}^2)}{(h + 2T_{imp})^2}, \quad d_2 = \frac{(h - 2T_{imp})^2}{(h + 2T_{imp})^2}.$$

Blocul de adaptare (BA) va modifica baza de reguli a regulatorului fuzzy până când sistemul de reglare se comportă într-un mod asemănător cu MR ales. Aceste modificări aplicate regulatorului se fac doar după ce sunt măsurate datele de pe intrarea și de pe ieșirea procesului, modelului de referință și regulatorului fuzzy.

Valorile parametrilor  $\eta$ ,  $\lambda$  (tabelul 5.3.5) au fost aleși în funcție de viteza de convergență a algoritmului propagării inverse a erorii și în funcție de performanțele impuse sistemului de reglare: timpi de reglare și suprareglaje relativ reduse.



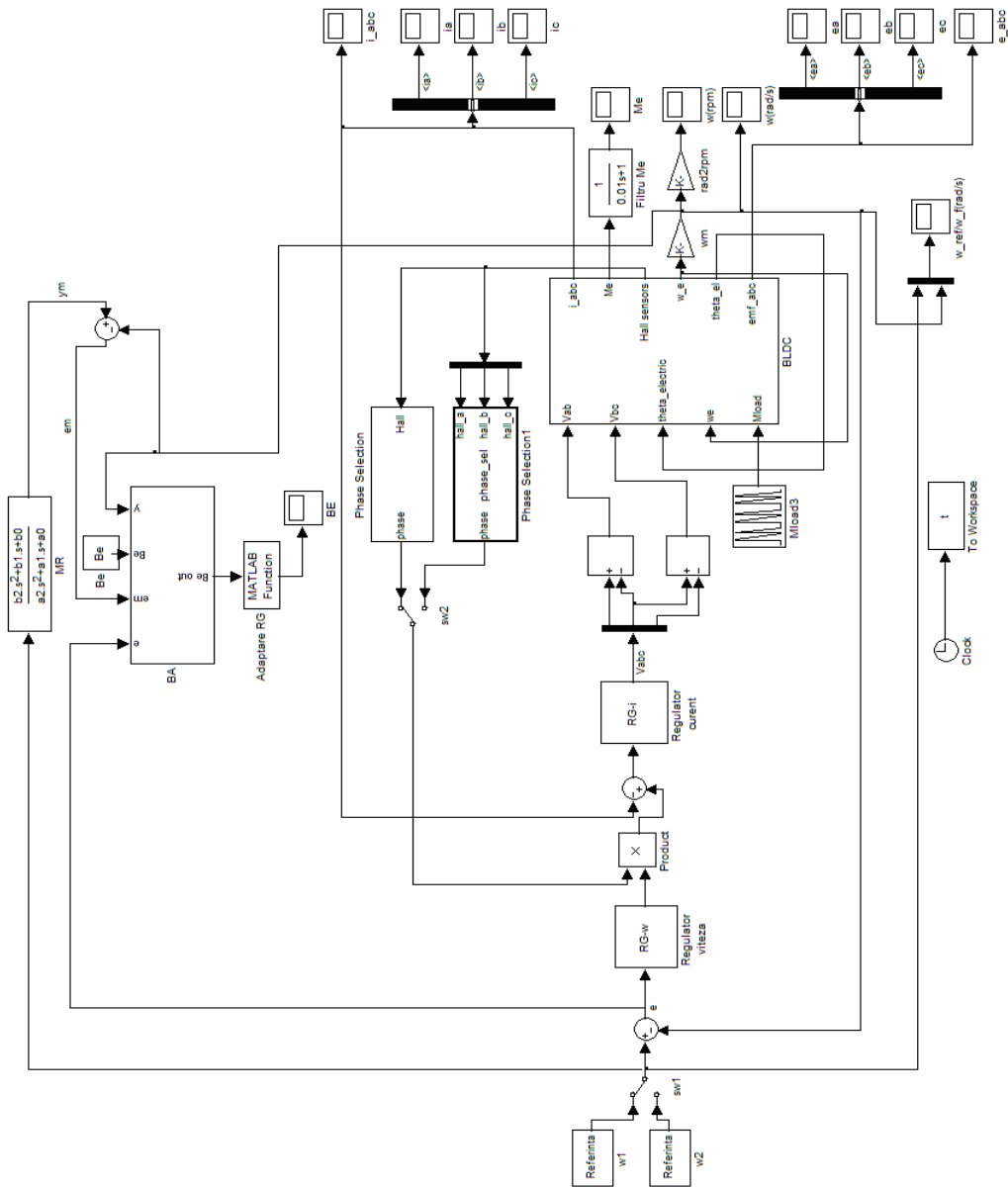


Fig. 5.3.6. Schema bloc informațională cu SRA-csd și RG-HNF-TS dezvoltată pentru SAE cu motor BLDC (cu  $b_2=b_1=0$ )

Tabelul 5.3.5. Valorile numerice ale parametrilor BA și MR

BA		Parametrii				
$\eta$	$\lambda$	MR				
1	2	$c_0$	$c_1$	$c_2$	$d_1$	$d_2$
0.5	1	-6.25e-010	1.25e-009	6.25e-010	-1.9999	0.9999

Soluțiile de reglare cu RG-HNF-TS dezvoltate au fost verificate prin simulare folosind schema bloc informațională din figura 5.3.6.

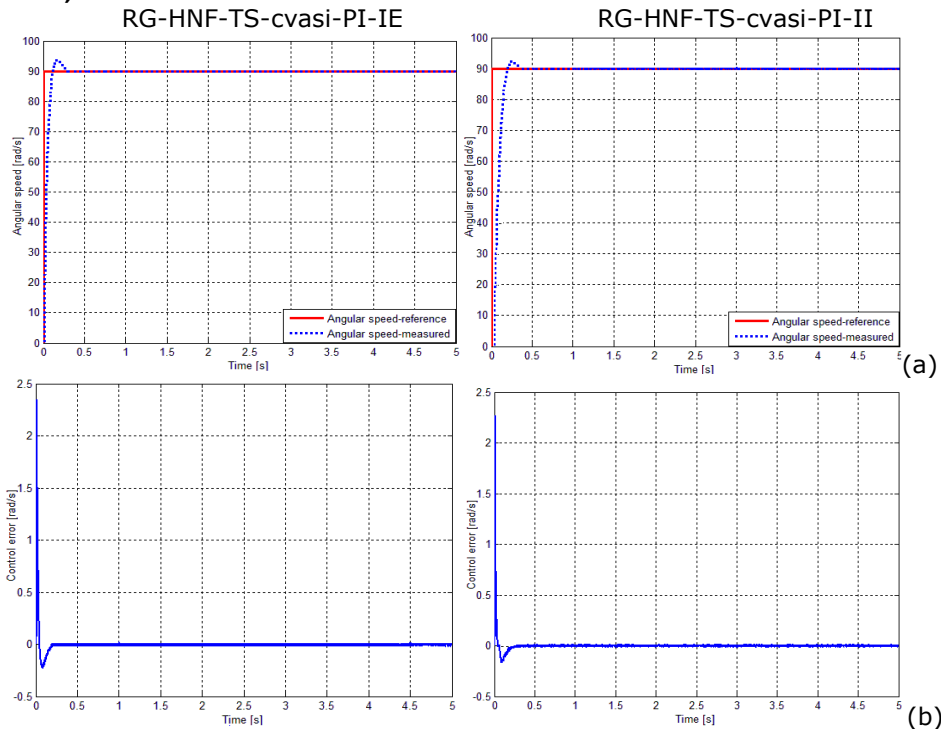
Analizând rezultatele de simulare din figurile 5.3.7 și 5.3.8 și indicatorii de calitate realizați, sintetizați în tabelul 5.3.6, se pot evidenția (confirma) următoarele:

- comparativ cu soluțiile de reglare cu RG-F-TS-cvasi-PI, soluțiile de reglare cu RG-HNF-TS-cvasi-PI dezvoltate pot furniza performanțe de regim dinamic (mai) bune: suprareglaje între 3%-5% și timpi de reglare și de primă reglare reduși;
  - analizând rezultatele privind indicatorii de performanță sintetizați în tabelul 5.3.6, se observă că RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE a realizat performanțe de reglare mai bune comparativ cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-II, motiv pentru care soluția de reglare cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE a și fost utilizată în analiza comparativă efectuată în paragraful 5.3.7 al subcapitolului.
  - soluțiile de reglare dezvoltate asigură și o capacitate relativ bună de urmărire a referinței, fig. 5.3.8 (b).
- Rezultate legate de acest studiu au fost publicate în lucrările [190], [191].

Tabelul 5.3.6. Indicatori de calitate realizați de către SRA-csd cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC

RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE			RG-HNF-TS-cvasi-PI-II		
1			2		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0.0472	0.175	0.2314	0.0338	0.215	0.2508

### Referința 1:



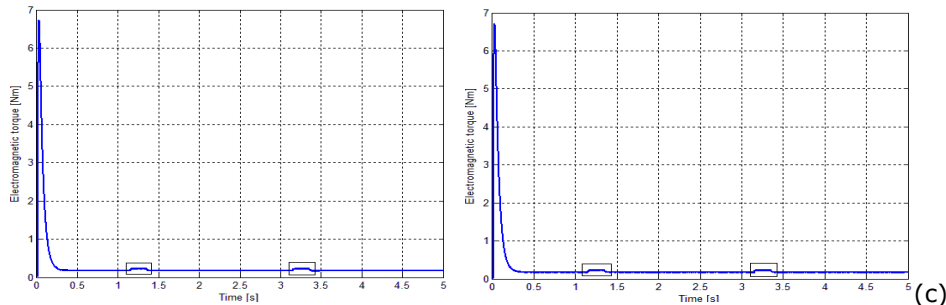


Fig. 5.3.7. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-HNF-TS dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroarea de reglare (c) cuplul electromagnetic

**Referința 2:**

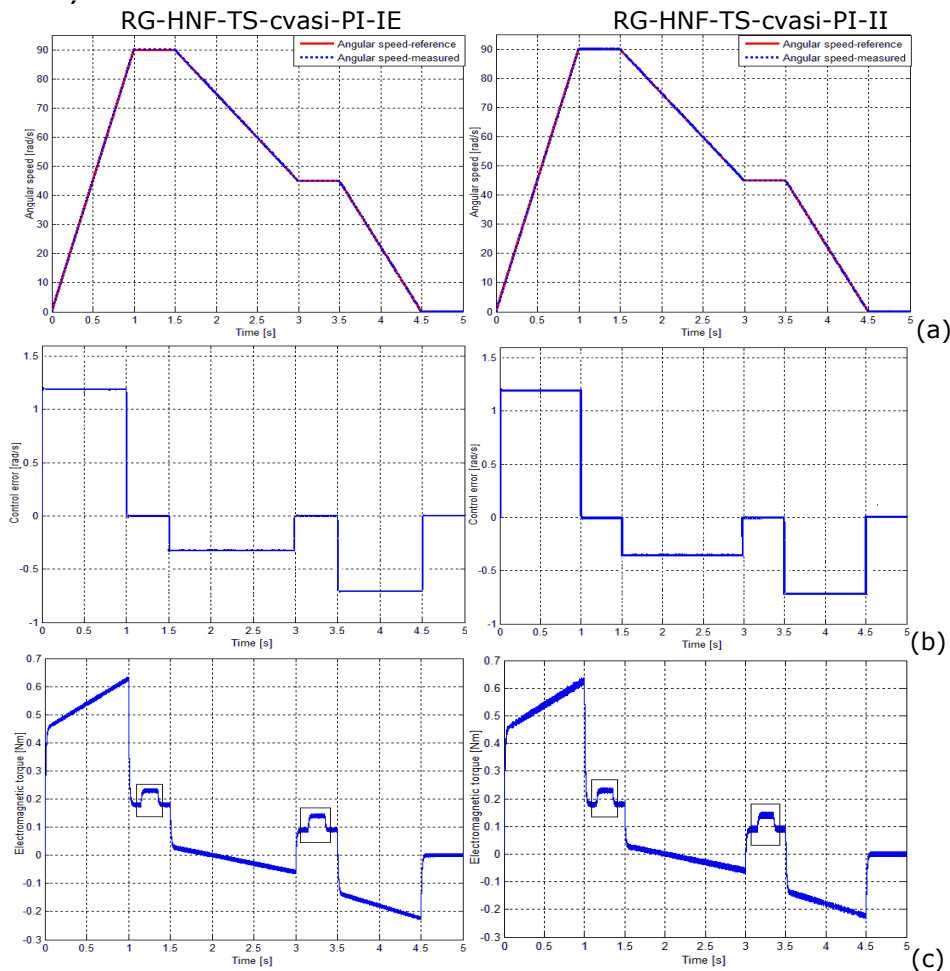


Fig. 5.3.8. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-HNF-TS dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroarea de reglare, (c) cuplul electromagnetic

### 5.3.4. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-SV-PI de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (6) și Soluția (7))

În cadrul acestui paragraf s-a testat soluția de reglare bazată pe combinarea strategiei de reglare cu structură variabilă cu strategia de reglare clasică de tip PI [42], [54], [68], [69], [108] - [111]. În figurile 3.2.9 și 3.2.10 sunt prezentate cele două variante standard de reglatoare cu structură variabilă cu regulator PI:

- regulator cu structură variabilă cu regulator PI în aval de tip cvasireleu - RG-SV-PI de tip cvasireleu;
- regulator cu structură variabilă cu regulator PI în amonte de tip releu ideal - RG-PI-SV de tip releu ideal.

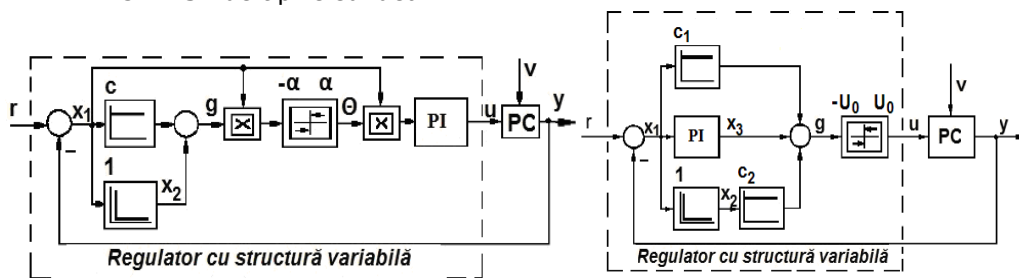


Fig. 3.2.9, Fig. 3.2.10 (reluare) Schemele bloc aferente SRA-ma cu RG-SV-PI de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal

Dezvoltarea reglatoarelor cu structură variabilă - RG-SV-PI de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal - are la bază rezultatele proiectării regulatorului PI în variantă continuă, prezentat în subcapitolul 5.3.1.

**a. Regulator cu structură variabilă cu regulator PI în aval de tip cvasireleu,** figura 3.2.9; în cazul acestei structuri RG-SV-PI de tip cvasireleu funcționează pe baza legii de reglare de forma (5.3.-9), iar pentru determinarea parametrului  $\alpha$  se folosește relația (5.3.-10) [42], [54], [68], [69], [108] - [111] (a se vedea cap.3):

$$u(t) = \Theta(t)x_1(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t \Theta(\tau)x_1(\tau)d\tau, \quad (5.3.-9)$$

$$\Theta(t) = \alpha \operatorname{sgn}\{g(t)x_1(t)\}.$$

$$b\alpha < \frac{-|(c^2 - a_2c + a_1)x_1(t) - f(t)|}{|x_1(t)| + \frac{1}{T_i} \int_0^t x_1(\tau)d\tau} \quad (5.3.-10)$$

în care  $a_1$ ,  $a_2$  și  $b$  sunt parametrii de reprezentare ai modelului în spațiul stărilor (Ackermann) și  $f(t)$  reprezintă termenul perturbator.

Parametrul  $c$  a fost determinat ținând seama de condiția  $c < a_2$  și de performanțele impuse SRA: timpi de reglare și de primă reglare reduși; valoarea numerică a parametrului  $\alpha$  se stabilește luând în considerare domeniul dorit de existență al modului alunecător. Valorile numerice ale parametrilor  $c$ ,  $\alpha$ ,  $k_C$  și  $T_i$  sunt sintetizate în tabelul 5.3.7.

**b. Regulator cu structură variabilă cu regulator PI în amonte de tip releu ideal**, figura 3.2.10; în cazul acestei structuri RG-PI-SV de tip releu ideal funcționează pe baza legii de reglare de forma (5.3.-11) (a se vedea cap.3):

$$u(t) = U_0 \operatorname{sgn}(g(t)) \quad (5.3.-11)$$

Pentru determinarea valorii parametrului  $U_0$  se folosește relația (5.3.-12) [35] – [42]:

$$bU_0 < - \left| \left( \frac{c_1^2 - c_1c_2a_2 + c_2^2a_1 + c_1}{c_2} - \frac{1}{T_i} \right) \frac{1}{c_2} x_1(t) + \frac{c_1 - c_2a_2 + 1}{c_2^2} x_3(t) - f(t) \right| \quad (5.3.-12)$$

Valorile numerice ale parametrilor  $c_1$  și  $c_2$  au fost determinate ținând seama de condiția  $c_1 + 1 < c_2a_2$  și de performanțele impuse SRA: timp de reglare și timp de primă reglare relativ reduși. Valoarea parametrului  $U_0$  se stabilește luând în considerare domeniul dorit de existență al modului alunecător. Valorile numerice ale parametrilor  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $U_0$ ,  $k_C$  și  $T_i$  sunt sintetizate în tabelul 5.3.7.

Tabelul 5.3.7. Parametrii reglatoarelor SV-PI de tip cvasireleu și PI-SV de tip releu ideal dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC

Tip regulator	$H_{RG-PI}$				
	$c$	$\alpha$	$k_C$	$T_i$	
<b>RG-SV-PI de tip cvasireleu</b>	1	2	3	4	
	1.35	1.85	100	0.5	
<b>RG-PI-SV de tip releu ideal</b>	$H_{RG-PI}$				
	$c_1$	$c_2$	$U_0$	$k_C$	$T_i$
	1	2	3	4	5
	35	0.5	5	100	0.5

Comportarea structurii de reglare – cu reglatoarele SV-PI de tip cvasireleu și PI-SV de tip releu ideal – proiectate a fost verificată pe baza schemei bloc din figura 5.3.1 și a fost apreciată pe baza rezultatelor de simulare efectuate.

Analizând rezultatele de simulare - figurile 5.3.9 și 5.3.10 - și indicatorii de calitate sintetizați în tabelul 5.3.8, se pot evidenția următoarele:

- soluțiile de reglare cu RG-SV-PI de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal dezvoltate s-au dovedit viabile deoarece garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: comportare aperiodică, timpi de reglare relativ reduși;
- comparativ cu soluțiile de reglare cu RG-F-TS-cvasi-PI și RG-HNF-TS-cvasi-PI, aceste soluții furnizează performanțe mai bune în ceea ce privește timpul de reglare și timpul de primă reglare; ele asigură o mai bună capacitate de urmărire a referinței, eroarea de reglare fiind mai redusă;
- analizând rezultatele privind indicatorii de performanță sintetizați în tabelul 5.3.8, se observă că RG-PI-SV de tip releu ideal a realizat performanțe de reglare mai bune comparativ cu RG-SV-PI de tip cvasireleu, motiv pentru care soluția de reglare cu regulator PI-SV de tip releu ideal a și fost utilizată în analiza comparativă efectuată în paragraful 5.3.7 al subcapitolului.

Tabelul 5.3.8. Indicators de calitate realizați de către reguletoarele SV-PI de tip cvasireleu și PI-SV de tip releu ideal dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC

RG-SV-PI de tip cvasireleu			RG-PI-SV de tip releu ideal		
1			2		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.1745	0.19536	0	0.17431	0.18832

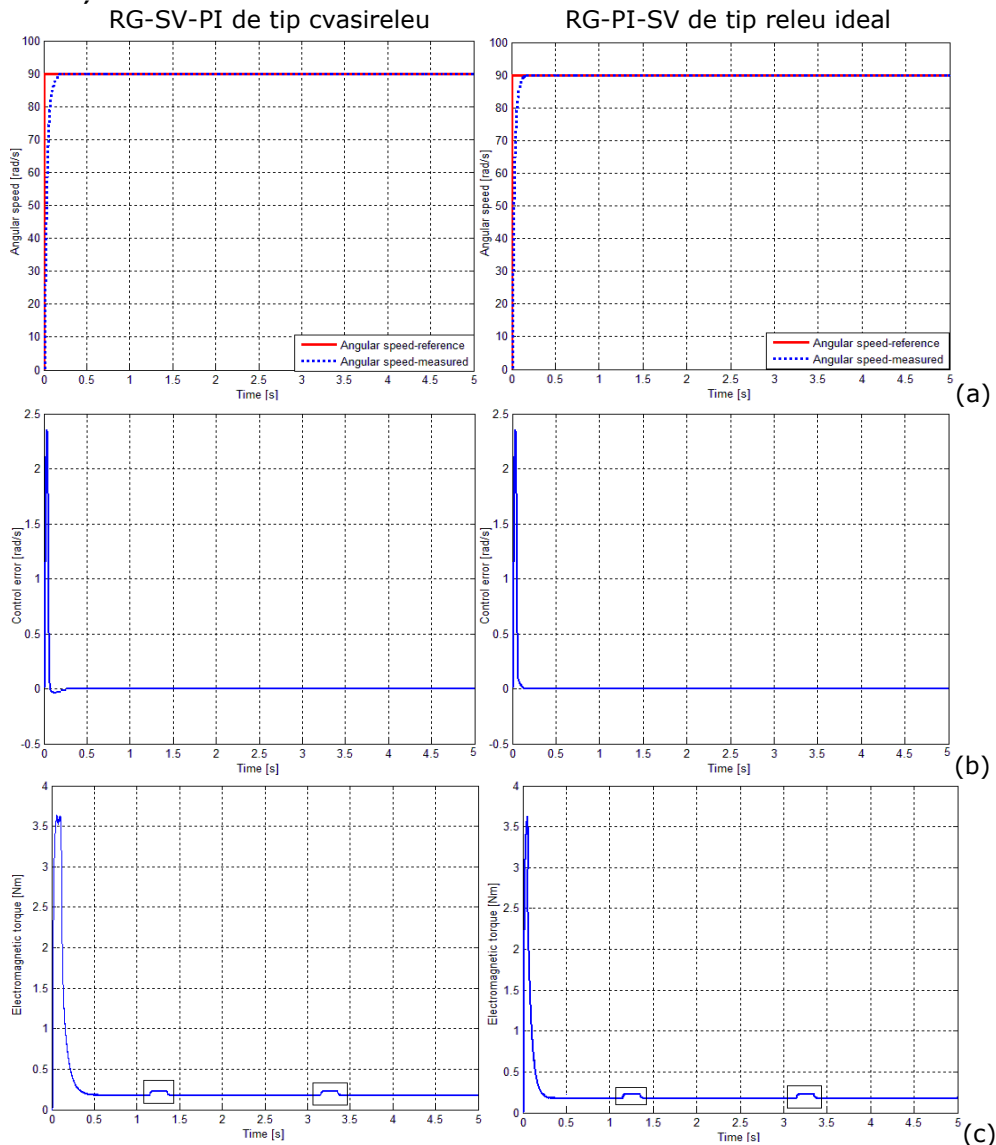
**Referința 1:**

Fig. 5.3.9. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu reguletoare cu structură variabilă dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroarea de reglare, (c) cuplul electromagnetic

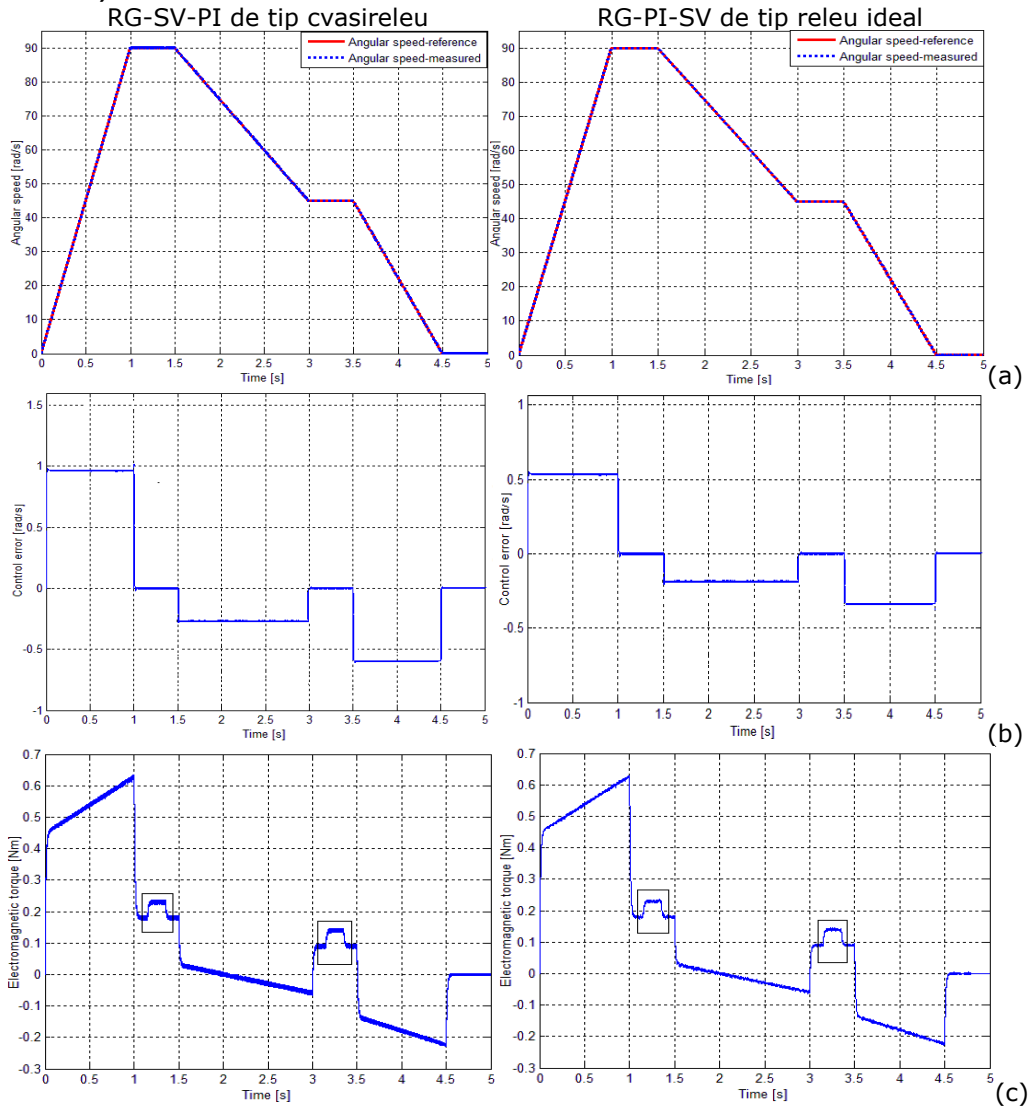
**Referința 2:**

Fig. 5.3.10. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu reglatoare cu structură variabilă dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroarea de reglare, (c) cuplul electromagnetic

### 5.3.5. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-2DOF PID pentru SAE cu motor BLDC (Soluția (8))

La dezvoltarea regulatorului 2DOF s-a apelat varianta bazată pe echivalarea RG-2DOF cu un RG-1DOF extins cu filtre pe canalele de intrare, proiectată în variantă continuă [42], [72], [74], [77], [118] – [120], [192], [193]. Pentru testarea SRA s-a utilizat schema Matlab/Simulink din figura 5.3.1, în care RG- $\omega$  (RG-2DOF) este realizat pe baza schemei din figura 5.3.11, în care f.d.t. pentru

blocurile regulatorului,  $C(s)$ ,  $F(s)$ ,  $C_{FF}(s)$  și  $C_{FB}(s)$  sunt date de relațiile (3.2.-30)-(3.2.-32) – a se vedea paragraful 3.2.5.

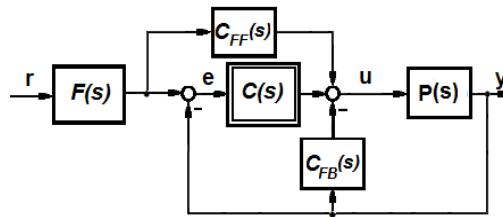


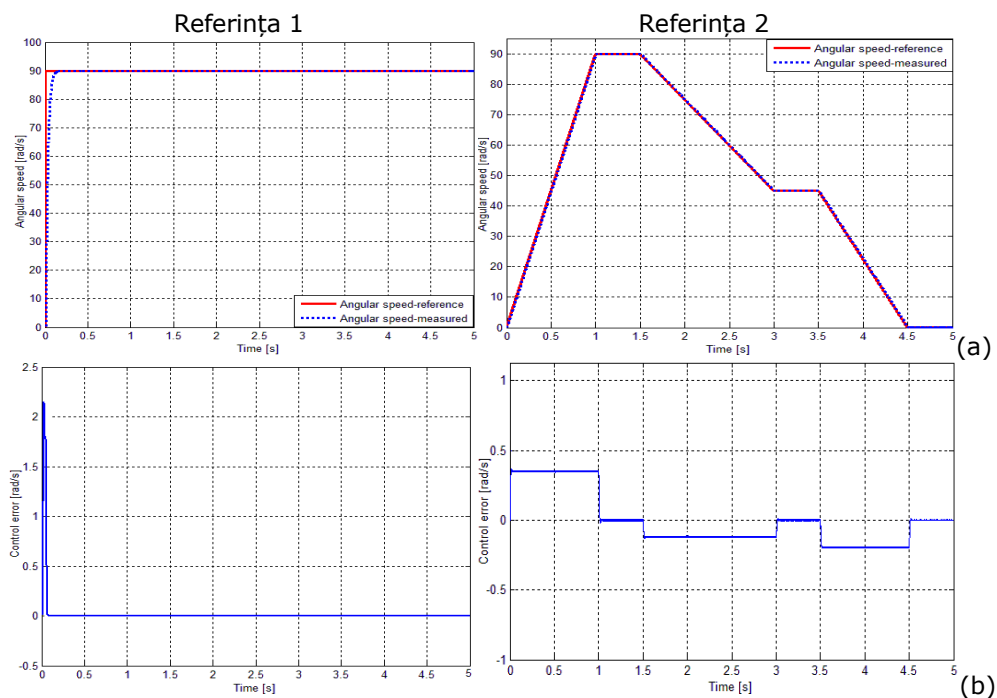
Fig. 5.3.11. Schema bloc aferentă structurii feed-forward-feedback-set-point filter (abreviat FF-FB-SP)

Valorile numerice calculate pentru parametri  $k_C$ ,  $T_i$ ,  $T_d$ ,  $T_f$ ,  $\tau$  și  $\mu$  sunt sintetizate în tabelul 5.3.9.

Tabelul 5.3.9. Parametrii RG-2DOF dezvoltat pentru SAE cu motor BLDC

Tip regulator	Parametrii					
	$k_C$	$T_i$	$T_d$	$T_f$	$\tau$	$\mu$
<b>RG-2DOF</b>	1	2	3	4	5	6
<b>PID</b>	100	0.5	0.0019	2.0833e-004	0.0015	0.05

Rezultatele de simulare efectuate sunt ilustrate în figura 5.3.12, în care sunt evidențiate alurile pentru: (a) viteza unghiulară (referință/măsurată) [rad/s], (b) eroarea de reglare [rad/s] și (c) cuplul electromagnetic [Nm].





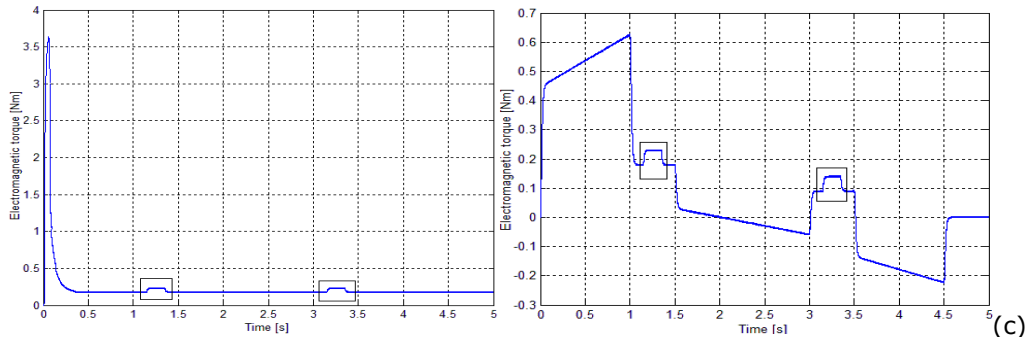


Fig. 5.3.12. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-2DOF PID dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară (referință și măsurată), (b) eroare de reglare, (c) cuplul electromagnetic

Pe baza interpretării rezultatelor de simulare se pot concluziona următoarele:

- comparativ cu celelalte soluții de reglare – RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-F-TS-cvasi-PI-II, RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE, RG-HNF-TS-cvasi-PI-II, RG-SV-PI de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal – această soluție furnizează cele mai bune performanțe de reglare (a se vedea tabelul 5.3.10 și analiza comparativă efectuată în paragraful 5.3.6): **referința 1** – comportare aperiodică, timp de primă reglare și timp de reglare relativ reduși ( $t_1=0.1525$ ,  $t_r=0.1764$ );
- soluția de reglare cu RG-2DOF PID a scos în evidență capacitatea bună de urmărire a referinței (fig.5.3.12 (b)).

### 5.3.6. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu reglatoare combinate (avansate) cu două grade de libertate (Soluția (9), Soluția (10) și Soluția (11)) pentru SAE cu motor BLDC

Au fost dezvoltate trei soluții de reglare automată; aceste soluții combină câte două structuri de reglare, și anume:

- regulatorul fuzzy de tip Takagi-Sugeno cu integratorul plasat pe ieșire (RG-F-TS-cvasi-PI-IE) și regulatorul cu două grade de libertate (RG-2DOF) – abreviat RG-F-TS-2DOF;
- regulatorul cu structură variabilă cu regulator PI în aval de tip cvasireleu (RG-SV-PI de tip cvasireleu) și regulatorul cu două grade de libertate (RG-2DOF) – abreviat RG-SV-PI-2DOF;
- regulatorul cu structură variabilă cu regulator PI în amonte de tip releu ideal (RG-PI-SV de tip releu ideal) și regulatorul cu două grade de libertate (RG-2DOF) – abreviat RG-PI-SV-2DOF;

Soluțiile au fost abordate datorită avantajelor pe care le oferă combinarea celor două structuri de reglare (cap.3): (1) flexibilitate crescută asigurată de reglatoarele fuzzy și cele cu structură variabilă; (2) asigurarea concomitentă a urmăririi referinței și rejecția perturbațiilor de către regulatorul 2DOF.

La dezvoltarea soluțiilor de reglare s-a plecat de la schema bloc din figura 5.3.11 cu precizarea că blocurile  $F(s)$ ,  $C_{FF}(s)$  și  $C_{FB}(s)$  rămân neschimbate, iar în locul blocului  $C(s)$  – regulatorul de bază PID – avem RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-SV-PI de tip cvasireleu și respectiv RG-PI-SV de tip releu ideal - aceste reglatoare sunt prezentate detaliat în paragrafele 5.3.2 și 5.3.4.

Pentru testarea soluțiilor de reglare dezvoltate pentru servosistemul cu motor BLDC, s-a utilizat schema bloc informațională din figura 5.3.13. Valorile numerice ale parametrilor utilizați în dezvoltarea soluțiilor de reglare sunt după cum urmează:

- pentru soluția de reglare cu RG-F-TS-2DOF se utilizează parametrii din tabelul 5.3.2 (pentru RG-F-TS-cvasi-PI-IE) și cei din tabelul 5.3.9 (pentru RG-2DOF);
- pentru soluțiile de reglare cu RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF se utilizează parametrii din tabelul 5.3.7 (pentru RG-SV-PI de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal) și cei din tabelul 5.3.9 (pentru RG-2DOF).

Soluția de reglare cu RG-2DOF PID dezvoltată a constituit suport de comparație și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare. În urma simulărilor efectuate s-au obținut graficele din figura 5.3.14, în care s-au evidențiat: (a) viteza unghiulară (referință și măsurată) [rad/s], (b) eroarea de reglare [rad/s] și (c) cuplul electromagnetic [Nm]. În tabelul 5.3.10 sunt prezentate performanțele realizate de SRA-csd cu RG-2DOF-PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF.

Analizând rezultatele de simulare și indicatorii de calitate sintetizați în tabelul 5.3.10, se pot evidenția următoarele:

- soluția de reglare cu RG-PI-SV-2DOF a realizat cele mai bune performanțe de reglare, în ceea ce privește timpul de primă reglare și timpul de reglare, motiv pentru care a și fost utilizată în analiza comparativă efectuată în paragraful 5.3.7 al subcapitolului;
- SRA-csd cu RG-SV-PI-2DOF este mai eficientă – în ceea ce privește timpul de reglare și timpul de primă reglare – comparativ cu SRA-csd cu RG-F-TS-2DOF, dar mai lentă în comparație cu SRA-csd cu RG-2DOF PID;
- dintre cele patru soluții de reglare testate în acest paragraf, soluția cu RG-F-TS-2DOF s-a dovedit a fi cea mai lentă, înregistrând cei mai mari timpi de reglare și timpi de primă reglare;
- capacitatea de urmărire a referinței este asigurată de toate soluțiile de reglare dezvoltate, soluția cu RG-PI-SV-2DOF atingând performanța de eroare de reglare de urmărire aproape nulă.

Rezultate legate de acest studiu au fost publicate în lucrările [49], [50].

Tabelul 5.3.10. Indicatori de calitate realizați de către RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC

<b>RG-2DOF PID</b>			<b>RG-F-TS-2DOF</b>		
1			2		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.1525	0.1764	0	0.1733	0.1972
<b>RG-SV-PI-2DOF</b>			<b>RG-PI-SV-2DOF</b>		
3			4		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	0.1689	0.18526	0	0.15221	0.17548

### 5.3.7. Studiu comparativ privind cele mai adecvate soluții de reglare dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC

În paragrafele 5.3.1 - 5.3.6 au fost prezentate rezultatele de simulare obținute pentru servosistemul cu BLDC-m de către următoarele soluții de reglare: **RG-PI**, **RG-F-TS-cvasi-PI-IE**, RG-F-TS-cvasi-PI-II, **RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE**, RG-HNF-TS-cvasi-PI-II, RG-SV-PI-de tip cvasireleu, **RG-PI-SV de tip releu ideal**, RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și **RG-PI-SV-2DOF**.

Analiza comparativă realizată în cadrul acestui paragraf cuprinde soluțiile de reglare marcate cu bold. În acest context, analizând comparativ rezultatele de simulare din figurile 5.3.3 - 5.3.14 și performanțele sintetizate în tabelul 5.3.11, se pot trage următoarele concluzii:

- soluțiile de reglare testate asigură o capacitate relativ bună de urmărire a referinței;
- **SRA-csd cu RG-PI-SV-2DOF** a prezentat cele mai bune performanțe din punct de vedere al timpului de primă reglare și al timpului de reglare;
- **SRA-csd cu RG-F-TS-cvasi-PI-IE** s-a dovedit a fi mai lentă comparativ cu SRA-csd cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE, dar mai eficientă comparativ cu SRA-csd cu RG-PI;
- **SRA-csd cu RG-PI-SV de tip releu ideal** a înregistrat timpi de primă reglare și timpi de reglare mai buni comparativ cu SRA-csd cu RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE;
- **SRA-csd cu RG-PI** dezvoltată a constituit suport de comparație și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare dezvoltate pe parcursul acestui capitol; această soluție de reglare s-a dovedit a fi cea mai lentă în ceea ce privește timpul de primă reglare și timpul de reglare;
- soluțiile de reglare cu regulatoare 2DOF (SRA-csd cu RG-2DOF PID, SRA-csd cu RG-F-TS-2DOF, SRA-csd cu RG-SV-PI-2DOF și SRA-csd cu RG-PI-SV-2DOF) oferă performanțe de reglare ceva mai bune – timpi de primă reglare și timpi de reglare – comparativ cu celelalte soluții de reglare dezvoltate în paragrafele 5.3.1 – 5.3.4.

Tabelul 5.3.11. Indicatorii de performanță realizați de către SRA-csd cu diverse regulatoare de viteză proiectate pentru SAE cu motor BLDC

Nr. Crt.	Tip regulator	Referință 1- semnal treaptă		
		$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
1	<b>RG-PI</b>	0	0.4103	0.510
2	<b>RG-F-TS-cvasi-PI-IE</b>	0	0.2505	0.2532
3	<b>RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE</b>	0.0472	0.175	0.2314
4	<b>RG-PI-SV de tip releu ideal</b>	0	0.17431	0.18832
5	<b>RG-PI-SV-2DOF</b>	0	0.15221	0.17548

## 5.4. Concluzii și contribuții personale

Având ca suport bibliografia specifică, în cadrul acestui capitol, sunt sintetizate avantajele și dezavantajele utilizării motoarelor BLDC. De asemenea a fost elaborată o logică de comutație și a fost adaptat un model matematic detaliat

aferent servosistemului cu motor BLDC; modelul a fost determinat pe baza ecuațiilor primare care caracterizează funcționarea sistemului.

Pentru reglarea vitezei SAE cu motor BLDC au fost dezvoltate și testate unsprezece soluții de reglare a vitezei cu regulatoare convenționale și regulatoare „avansate” încadrate într-o structură de reglare în cascadă: **Soluția** (1) RG-PI; **Soluția** (2) RG-F-TS-cvasi-PI-IE; **Soluția** (3) RG-F-TS-cvasi-PI-II; **Soluția** (4) RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE; **Soluția** (5) RG-HNF-TS-cvasi-PI-II; **Soluția** (6) RG-SV-PI-de tip cvasireleu; **Soluția** (7) RG-PI-SV de tip releu ideal; **Soluția** (8) RG-2DOF PID; **Soluția** (9) RG-F-TS-2DOF; **Soluția** (10) RG-SV-PI-2DOF și **Soluția** (11) RG-PI-SV-2DOF.

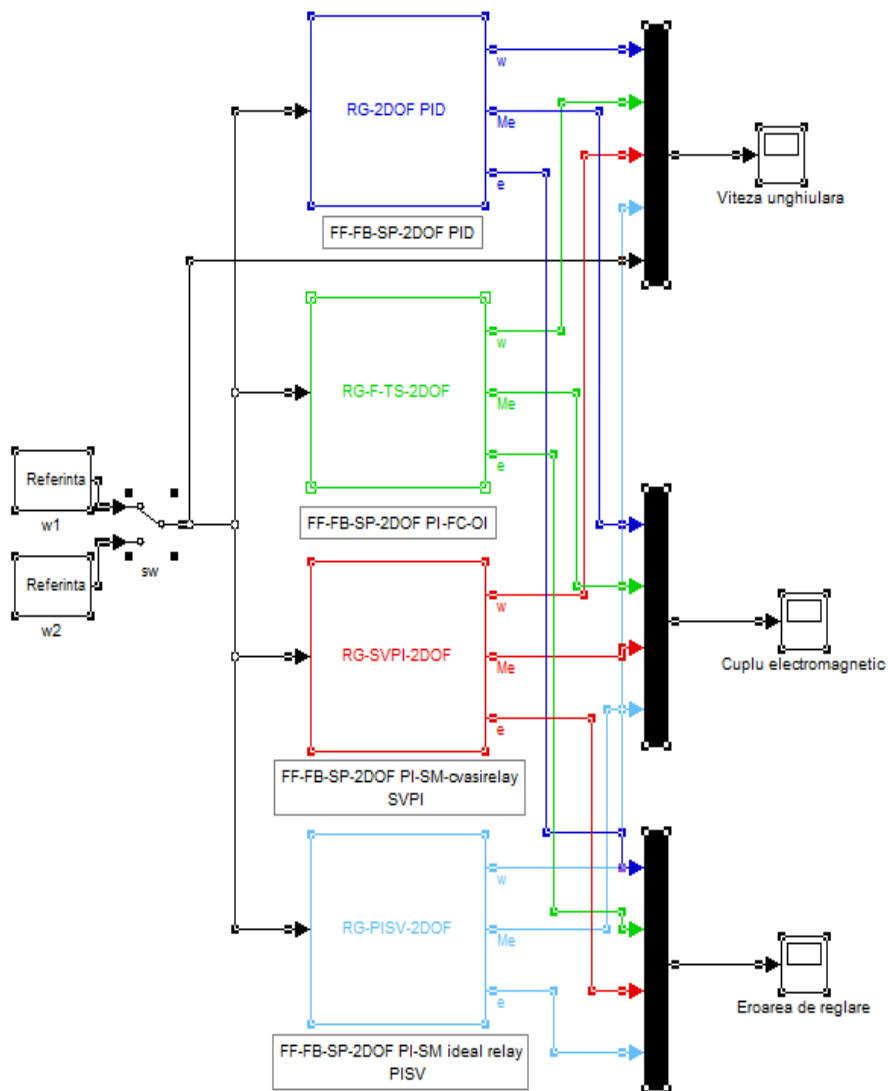


Fig. 5.3.13. Schema bloc informațională dezvoltată pentru testarea soluțiilor de reglare cu RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF

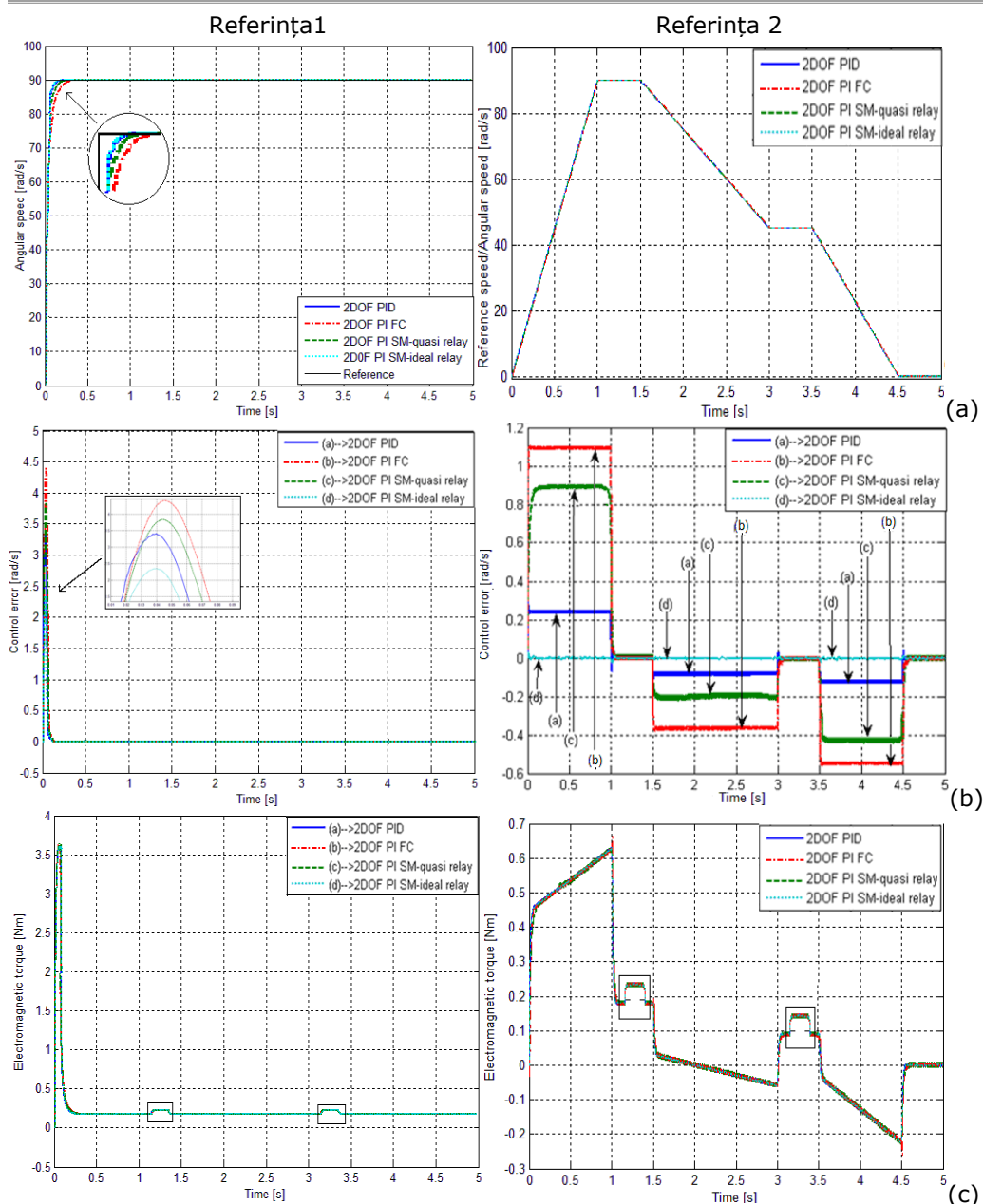


Fig. 5.3.14. Rezultate de simulare realizate de către SRA-csd cu RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC: a) Viteza unghiulară, (b) eroarea de reglare și (c) cuplul electromagnetic

Soluțiile de reglare cu RG-PI și cu RG-2DOF dezvoltate ca soluții de bază au constituit atât suport de comparație, cât și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare. Pentru testarea soluțiilor de reglare dezvoltate pentru SAE cu motor BLDC, au fost definite cele două scenarii de simulare evidențiate:

- *Referința 1* – semnal treaptă;
- *Referința 2* - o referință complexă prin care se pot testa caracteristicile de urmărire, definită prin o porțiune de viteză liniar crescătoare (accelerare), o porțiune cu viteză constantă urmată de o porțiune de viteză liniar descrescătoare (decelerare) și apoi de viteză constantă și în final o porțiune de viteză liniar descrescătoare (decelerare) până se ajunge la oprire.

Simulările au fost efectuate pe sistemul de acționare caracterizat prin MM de bază, dezvoltat în paragraful 5.2, în regim de referință de viteză (turație) variabilă și cuplul rezistent variabil. Pentru validarea soluțiilor de reglare propuse și dezvoltate, au fost întocmite programe Matlab/Simulink dedicate detaliate.

Din analize comparative realizate pe baza rezultatelor de simulare, se poate concluziona că practic toate soluțiile de reglare propuse pentru aplicația servosistemului cu motor BLDC s-au dovedit viabile și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: comportare aproximativ aperiodică sau foarte puțin oscilantă și timpi de reglare, respectiv timpi de primă reglare relativ reduși.

**Principalele contribuții** aduse în cadrul acestui capitol se pot sintetiza prin următoarele:

- elaborarea unui MM detaliat pentru servosistemul cu BLDC-m, bazat pe ecuații primare care caracterizează funcționarea sistemului; acest model a servit testării soluțiilor de conducere dezvoltate; modelul poate fi ușor extins la cazul  $J_{tot}$  variabil pe baza celor prezentate în cap. 4;
- dezvoltarea unei soluții de SRA-csd cu regulator convențional de viteză PI dedicată reglării vitezei SAE; verificarea prin simulare a algoritmului dezvoltat;
- dezvoltarea unor soluții de SRA-csd cu regulatoare avansate de viteză fuzzy și neuro fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno – RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-F-TS-cvasi-PI-II, RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II – dedicate reglării vitezei SAE; verificarea prin simulare a algoritmilor dezvoltați; analiza comparativă a soluțiilor de reglare dezvoltate;
- dezvoltarea unor soluții de SRA-csd cu regulatoare avansate de viteză cu structură variabilă – RG-SV-PI-de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal – dedicate reglării vitezei SAE; verificarea prin simulare a algoritmilor dezvoltați; analiza comparativă a soluțiilor de reglare dezvoltate;
- dezvoltarea unor soluții de SRA-csd cu regulatoare avansate de viteză cu două grade de libertate – RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF – dedicate reglării vitezei SAE; verificarea prin simulare a algoritmilor dezvoltați; analiza comparativă a soluțiilor de reglare dezvoltate;
- elaborarea pe baza MM a schemelor bloc informaționale aferente SAE – a se vedea figurile 5.2.2-5.2.5, 5.3.1, 5.3.6 și 5.3.13.
- dezvoltarea programelor Matlab/Simulink pentru testarea soluțiilor de reglare propuse pentru SAE cu motor BLDC;

Contribuțiile aduse în vederea dezvoltării unor soluții de reglare pentru servosistemul cu motor BLDC au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor [16], [34], [50], [118] – [120], [168], [188] - [191], [193].

Cercetările ulterioare vor viza adaptarea soluțiilor la cazul  $J_{tot}$  variabil prin extensia structurilor la situațiile dezvoltate în cap. 3, 4 și 5 la aplicații specifice altor domenii industriale.

## 6. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE PE STANDUL MODEL 220 INDUSTRIAL PLANT EMULATOR

Suportul experimental pentru testarea soluțiilor de reglare dezvoltate în teză l-a constituit servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator (abreviat M220IPE). Prezentarea detaliată a servosistemului este dată în Anexa A2 a tezei. Bazat pe datele din Anexa A2, în cadrul acestui capitol, sunt sintetizate:

În **subcapitolul 6.1** subsistemele echipamentului de laborator – dispozitivul electromecanic, unitatea de comandă în timp real, programul executiv.

În **subcapitolele 6.2, 6.3 și 6.4** sunt prezentate soluțiile de conducere automată dedicate reglării poziției și vitezei servosistemului și verificările experimentale efectuate, iar în **subcapitolul 6.5** sunt sintetizate principalele concluzii și contribuții personale.

### 6.1. Echipamentul de laborator servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator (detalii în Anexa A2)

În vederea testării soluțiilor de reglare s-a apelat la standul experimental (de laborator) - Model 220 Industrial Plant Emulator (M220IPE), figura 6.1.1. Standul servește la studierea soluțiilor de reglare automată dedicate controlului unor echipamente industriale cu moment de inerție care poate fi modificat, ca de exemplu: arbori de transmisie, conveioare, mese rotative, mașini-unelte și mașini de asamblare automatizate [177], [194], [195]; astfel de aplicații pot fi ușor emulate utilizând diversele configurații posibile ale echipamentului.

*Avantajele* principale ale echipamentului de laborator sunt:

- posibilitatea de ajustare a parametrilor dinamici ai acestuia;
- abilitatea de a introduce și de a elimina proprietăți neideale într-o manieră controlată.

Din punctul de vedere al scopului verificărilor, standul prezintă însă și două dezavantaje:

- nu permite variația continuă (în timpul funcționării) a momentului de inerție, ceea ce impune verificările pentru puncte de funcționare caracteristice (a se vedea - de exemplu - situațiile marcate în tabelul 4.3.2, combinațiile dintre parametrii procesului și parametrii RG de viteză, cap.4.);
- o flexibilitate foarte redusă în raport cu modificările algoritmilor de reglare.

În literatură, sunt prezentate mai multe exemplificări de soluții de reglare automată dedicate controlului servosistemului M220IPE [196] - [204]; aceste prezentări abordează de regulă doar o soluție și nu compară rezultatele din puncte de vedere bine definite, orientate pe aplicații.

Astfel în [196], este prezentată o metodă de proiectare bazată pe respingerea perturbațiilor, abordare în care perturbațiile sunt estimate cu ajutorul unui observator de stare extins (Extended State Observer) și compensate în fiecare perioadă de eșantionare. O analiză comparativă a performanțelor și caracteristicilor realizate de trei tehnici de proiectare cu observatoare de stare avansate este prezentată în [197].

În [199] este propusă o metodă de proiectare și de testare a unei soluții de măsură AWR implementată cu scopul îmbunătățirii performanțelor de urmărire a referinței (tracking performance); metoda este bazată pe criteriul cercului, ceea ce determină inegalități matriciale liniare (linear matrix inequalities, abreviat LMI) care pot fi rezolvate printr-o metodă de optimizare numerică.

O metodologie completă de dezvoltare a unui regulator PID este propusă în [200] și este dedicată servosistemului M220IPE, în scopul atenuării perturbației prin specificarea limitei de stabilitate. În [204] este propusă o metodă robustă de proiectare pentru mecanismele cu backlash (histerezis), în care problema reglării este rezolvată prin intermediul perturbațiilor externe.

Obiectivul acestui capitol îl constituie prezentarea modului în care structurile de reglare abordate în cap.3 - 5 sunt (re)proiectate și implementate pe echipamentul de laborator.

Reproiectarea reguletoarelor a fost solicitată – pe de o parte – datorită valorilor numerice diferite de cele din aplicațiile din cap.3 – 5, iar pe de altă parte – datorită flexibilității reduse a programului de implementare în timp real a soluțiilor alternative (algoritmi de reglare) elaborate.

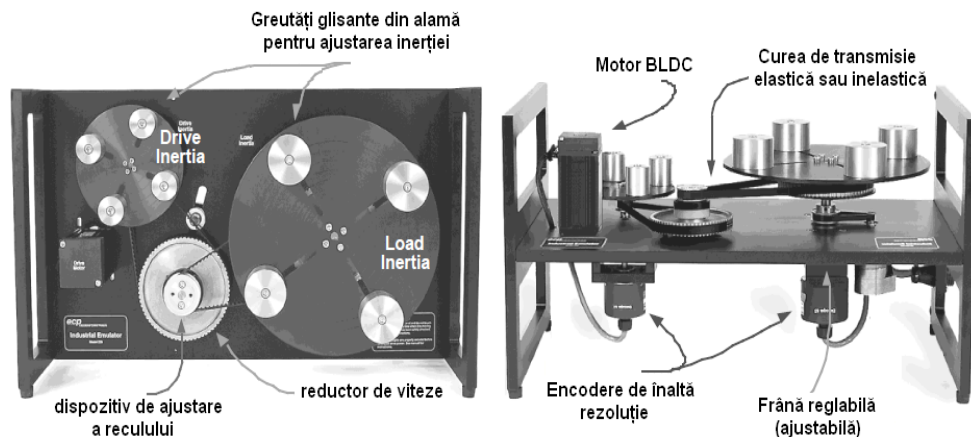


Fig. 6.1.1. Schema de principiu a servosistemului Model 220 Industrial Plant Emulator (M220IPE) [182], [199], [200]

Experimentele au fost efectuate pe servosistemul M220IPE caracterizat prin MM neliniare detaliate în Anexa A2.2. În Anexă sunt prezentate detaliile semnificative care susțin utilizarea echipamentului M220IPE pentru verificările experimentale din teză:

#### A2.1. Echipamentul de laborator - M220IPE:

- A. Partea electromecanică (dispozitivul electromecanic).
- B. Unitatea de comandă în timp real.
- C. Programul executiv.

#### A2.2. Modelarea matematică, valori numerice ale parametrilor sistemului M220IPE:

- A. Modelarea matematică a servosistemului cu transmisie rigidă.
- B. Modelarea matematică a servosistemului cu transmisie flexibilă.
- C. Valori numerice pentru cazurile de studiu abordate experimental în teză, sintetizate în tabelul A2.1.1.



## 6.2. Dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare automată pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri

Având în vedere faptul că sistemul M220IPE este o aplicație relativ complexă, dezvoltarea soluțiilor de reglare automată performante este o problemă dificilă. În scopul verificării soluțiilor de reglare dezvoltate în cap. 3 – 5, în acord cu facilitățile oferite și cu limitările impuse de echipamentul de laborator (menționate în preambul), pentru reglarea poziției/vitezei servosistemului M220IPE au fost dezvoltate și testate numai structuri de reglare automată convenționale (SRA-c) (după ieșirea de măsură), după cum urmează:

- SRA cu regulatoare convenționale PID – care au constituit suport pentru SRA avansate;
- SRA cu regulatoare cu două grade de libertate – RG-2DOF;
- SRA cu regulatoare în mod alunecător – RG-SV-PID de tip cvasireleu;
- SRA cu regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno cu 1DOF – RG-F-TS-PD+I;
- SRA cu regulatoare fuzzy de tip Takagi-Sugeno cu 2DOF – RG-F-TS-PD+I-2DOF;

Pentru dezvoltările și experimentele abordate ieșirea procesului este  $\theta_1$  și „counts” (16000 counts/rotație) reprezintă unitatea de măsură. Pentru testarea și verificarea structurii SRA-c dezvoltată pentru M220IPE s-a adoptat schema Matlab/Simulink prezentată în figura 6.2.1. Pentru adaptarea performanțelor a fost utilizat un filtru PT1 plasat pe canalul de referință (F-ref) cu  $T_f=0.0025$ .

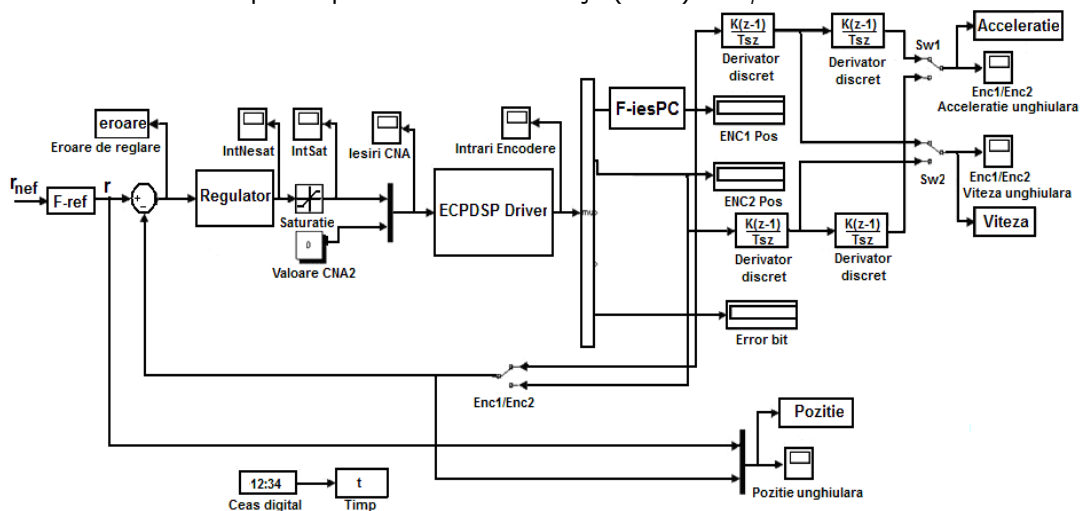


Fig. 6.2.1. Schema bloc informațională cu SRA-c dezvoltată pentru M220IPE

Plecând de la f.d.t. de aproximare (A2.2-6), dată în Anexa A2 și ținând seama de faptul că programul de regulator nu permite realizarea unui RG-PI, pentru proiectarea unui regulator PID cu aplicarea metodei ESO (a se vedea cap. 3, subcapitolul 3.3), a fost necesară plasarea unui filtru PT1 (F-iesPC) pe ieșirea procesului. În acest context, funcția de transfer (abreviat f.d.t.) aferentă sistemului obține o formă specifică pe baza căreia au fost apoi dezvoltate soluțiile de reglare:

$$H_{PC}(s) = \frac{k_{PC}}{s(1+sT_{\Sigma})(1+sT_1)}, \quad T_{\Sigma} < 0.2T_1 \quad (6.2.-1)$$

**Observație:** O analiză detaliată a efectului extensiei conduce la concluzia că aceasta nu schimbă radical condițiile de testare (a se vedea de exemplu [42], [57]) ci le face doar posibile.

Studiul comparativ (analiză sintetizată) privind performanțele diferitelor soluții de reglare dezvoltate pentru echipamentul de laborator M220IPE este prezentat apoi în paragraful 6.2.6. Soluțiile de reglare dezvoltate au fost testate și verificate prin experimente în timp real. Experimentele efectuate pe echipamentul de laborator s-au bazat pe aplicarea unei succesiuni de impulsuri dreptunghiulare prin utilizarea unui bloc Simulink de tipul Repeating Sequence având următorii parametri: *time values* [0 0 1 1 2] și *output values* [0 32 32 0 0].

Soluțiile pot fi testate și prin aplicarea unui semnal sinusoidal prin utilizarea unui bloc Simulink de tipul Chirp Signal cu următorii parametri: *initial frequency* 0.525 Hz, *target time* 30 sec și *frequency at target time* 15 Hz; de asemenea experimentele de testare pot fi extinse și la alte forme de variație a referinței. Experimentele s-au realizat pe un interval de timp de 3.5 sec.

### 6.2.1. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-PID pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)

Structura SRA-c de bază pentru M220IPE utilizează un regulator convențional de tip PID. Pentru testarea soluției s-a utilizat schema din figura 6.2.2.

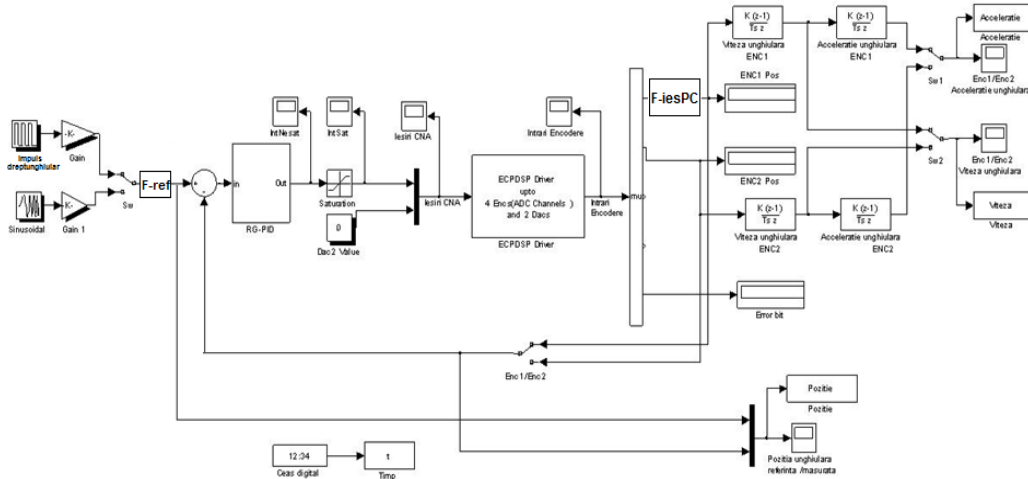


Fig. 6.2.2. Schema bloc informațională cu SRA-c cu RG-PID

Parametrii RG-PID au fost calculați pentru o valoare  $\beta=9$  (m-ESO) cu:

$$H_{RG-PID}(s) = \frac{k_r}{s} (1+sT_r)(1+sT_r'), \quad (6.2-2)$$

cu  $k_r = \frac{1}{\beta^{3/2} k_{PC} T_{\Sigma}^2}$ ,  $T_r = \beta T_{\Sigma}$ ,  $T_r' = T_1$

Valorile numerice aferente procesului și RG-PID sunt dați în tabelul 6.2.1.

Tabelul 6.2.1. Valorile numerice ale parametrilor f.d.t.  $H_{PC}$  și  $H_{RG-PID}$

Tip regulator	$H_{PC}$			$H_{RG-PID}$		
	$K_{PC}$	$T_I$	$T_\Sigma$	$k_r$	$T_r$	$T_r'$
	1	2	3	4	5	6
<b>RG-PID</b>	$1.2048 \cdot 10^4$	1.95	0.00555	0.1	0.05	1.95

În experimentele efectuate, pentru verificarea soluției de reglare cu RG-PID s-a folosit f.d.t. în discret de forma (6.2.-3), obținută prin discretizarea cu metoda dreptunghiului avansată (abreviat MDA) a f.d.t. (6.2.-2):

$$H_{RG-PID}(z^{-1}) = \frac{(K_d + K_p h + K_i h^2) - (2K_d + K_p h)z^{-1} + K_d z^{-2}}{h - hz^{-1}} \quad (6.2.-3)$$

în care  $K_p = k_r(T_r + T_r') = 0.2$ ,  $K_i = k_r = 0.1$ ,  $K_d = k_r T_r T_r' = 0.01$  și  $h = 0.004$  sec,  $h$  este perioada de eșantionare.

În urma experimentelor în timp real efectuate s-au obținut graficele din figura 6.2.3, în care sunt evidențiate: (a) poziția unghiulară (referință/măsurată) [counts], (b) viteza unghiulară [counts/s] și (c) accelerația unghiulară [counts/s/s].

Analizând graficele 6.2.3 (a)-(c), și rezultatele privind indicatorii de performanță realizați, sintetizați în tabelul 6.2.6 se pot evidenția următoarele:

- soluția de reglare cu RG-PID s-a dovedit viabilă și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: timpi de reglare și timpi de primă reglare relativ reduși (a se vedea tabelul 6.2.6);
- făcând o comparație între răspunsurile sistemului M220IPE din tabelul 6.2.6, se observă că rezultatele obținute sunt relativ bune, prezentând timpi de reglare și primă reglare scăzuți și un suprareglaj a cărui valoare este de 5%;
- soluția de reglare testată a scos în evidență capacitatea de urmărire a referinței (tracking performance).

Aceste experimente, reluate pentru diverse valori ale parametrilor procesului respectiv regulatorului pot susține viabilitatea soluțiilor de reglare dezvoltate în capitolele 3 - 5.

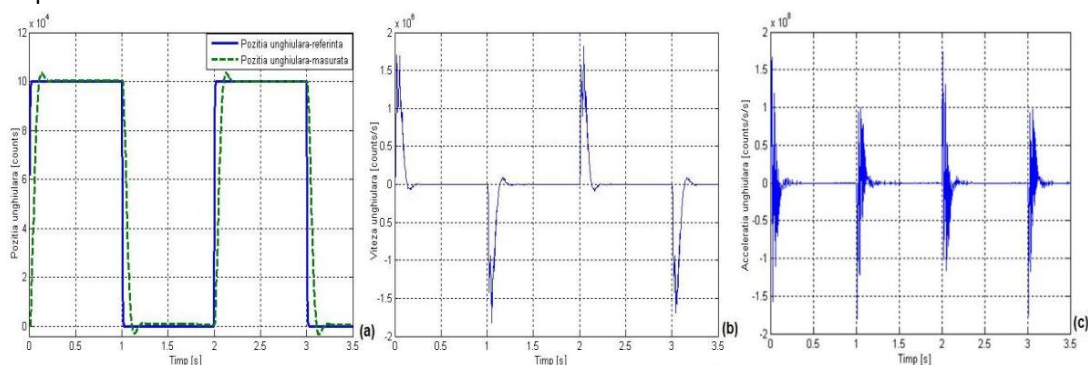


Fig. 6.2.3. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-PID dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară

### 6.2.2. Dezvoltarea structurii de reglare cu RG-2DOF pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)

La dezvoltarea RG-2DOF s-a apelat metoda prezentată în cap.3, metoda alocării polilor, cu particularizările specifice aplicației M220IPE. În figura 6.2.4 este prezentată schema bloc informațională Matlab/Simulink utilizată pentru a testa SRA-c dezvoltată pentru reglarea poziției servosistemului M220IPE.

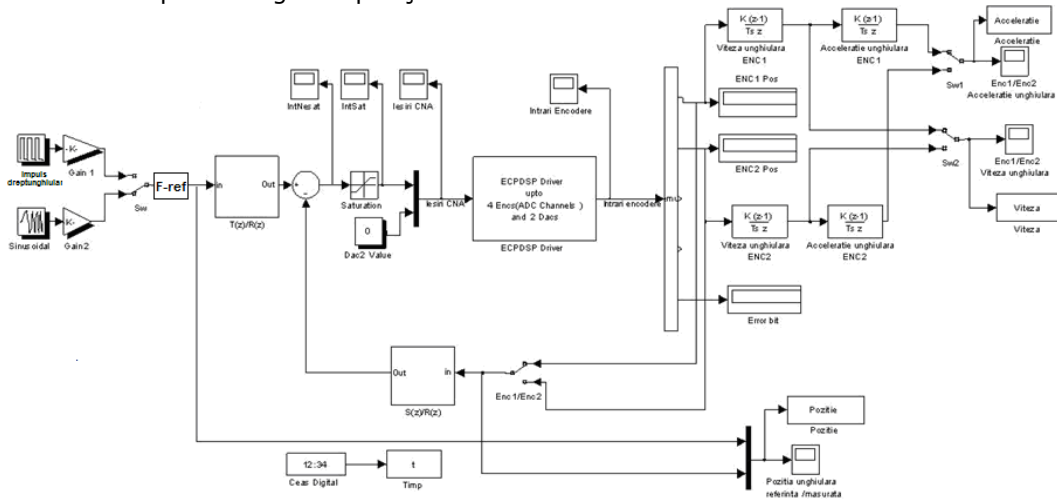


Fig. 6.2.4. Schema bloc informațională cu SRA-c și RG-2DOF dezvoltată pentru M220IPE

În cadrul proiectării SRA cu RG-2DOF, nu mai este necesar filtrul PT1 pe ieșirea procesului; în consecință f.d.t. aferentă procesului este de forma (6.2.-4):

$$H_{PC}(s) = \frac{k_{PC}}{s(1 + sT_s)} \quad (6.2.-4)$$

F.d.t. a fost discretizată folosind metoda trapezelor, obținându-se în final f.d.t. în discret de forma (6.2.-5):

$$H_{PC}(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{13.8495z + 10.9018}{z^2 - 1.4864z + 0.4864} \quad (6.2.-5)$$

Procesul conține un zero (zeroul de eșantionare) care poate produce oscilații între momentele de eșantionare. În scopul evitării acestor oscilații  $B(z)$  este descompus utilizând relația  $B(z) = B^+(z)B^-(z)$ , în care:

$$B^+(z) = B(1) = 24.7513, \quad (6.2.-6)$$

$$B^-(z) = B(z)/B(1) = 0.559z + 0.4404$$

Respectarea cerinței de eroare de reglare nulă este asigurată de prezența componentei integratoare în structura regulatorului (evidențiată în polinomul  $R(z)$ ), în care  $l=1$ , indică numărul de integratoare utilizate. Polinoamele de referință și de observare se aleg de ordinul 2, astfel încât  $\delta A_m=2$ ,  $\delta B_m=1$ ,  $\delta B_m'=0$ ,  $\delta A_o=2$  și  $\delta B_o=1$ .

Gradele polinoamelor  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$  au fost determinate în acord cu condițiile de cauzalitate prezentate în [57], [71], [113], [117], polinoamele rezultând de forma (6.2.-7):

$$\begin{aligned}
 R(z^{-1}) &= r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2}, \\
 S(z^{-1}) &= s_0 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2}, \\
 T(z^{-1}) &= t_0 + t_1 z^{-1} + t_2 z^{-2}.
 \end{aligned}
 \tag{6.2.-7}$$

Valorile numerice ale polinoamelor  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$ , obținute în urma rezolvării ecuației diofantice de forma (3.2.-28 (c)) (subcapitolul 3.2.5) sunt detaliate în tabelul 6.2.2, coloanele (1), (2) și (3). Pentru calculul coeficienților acestor polinoame, s-a utilizat programul *polinoame\_RST\_2DOF.m* prezentat în Anexa A1.2, care apelează programul MATLAB *dioph.m* – Anexa A1.1 - pentru rezolvarea ecuației diofantice [123].

Tabelul 6.2.2. Polinoamele  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$  ale RG-2DOF dezvoltate pentru M220IPE

Tip regulator	$R(z^{-1})$			$S(z^{-1})$			$T(z^{-1})$		
	$r_0$	$r_1$	$r_2$	$s_0$	$s_1$	$s_2$	$t_0$	$t_1$	$t_2$
	1			2			3		
<b>RG-2DOF</b>	0.028	-0.040	0.012	0.049	-0.094	0.045	0.042	-0.08	0.038

Experimentele efectuate atestă comportarea bună a soluției cu RG-2DOF pentru M220IPE. Analizând rezultatele experimentale obținute pentru soluția de reglare cu RG-2DOF, figura 6.2.5 (a)-(c) și rezultatele privind indicatorii de calitate sintetizați în tabelul 6.2.6, se pot remarca următoarele:

- soluția de reglare dezvoltată asigură și de această dată capacitatea de urmărire a referinței;
- soluția de reglare dezvoltată cu RG-2DOF s-a dovedit viabilă, deoarece garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: suprareglaje între 0%-15% și timpi de reglare relativi reduși;
- comparativ cu soluția de reglare cu RG-PID nu se remarcă diferențe semnificative în ceea ce privește viteza unghiulară și accelerația unghiulară, dar se pot observa diferențe în legătură cu poziția unghiulară:
  - (1) pentru soluția de reglare cu RG-2DOF, sistemul are o comportare aperiodică; pentru soluția de reglare cu RG-PID suprareglajul este de 5%;
  - (2) timp de reglare și timp de primă reglare mai scăzuți în cazul SRA-c cu RG-2DOF comparativ cu SRA-c cu RG-PID.

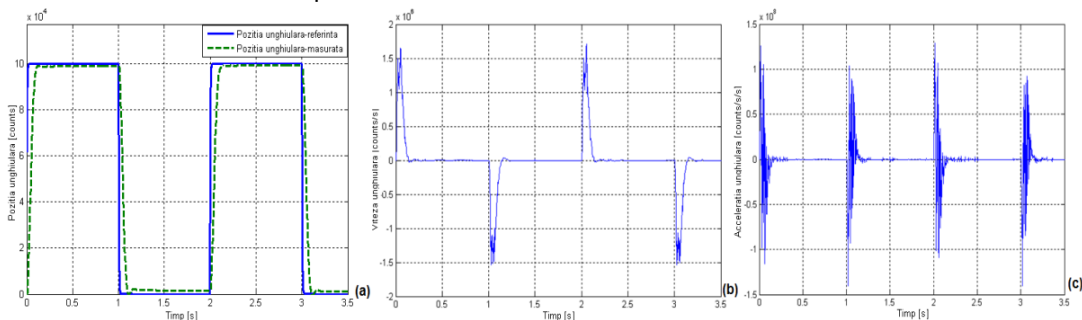


Fig. 6.2.5. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-2DOF dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară

**6.2.3. Dezvoltarea structurii de reglare cu RG-SV-PID de tip cvasireleu pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)**

Strategia de reglare cu structură variabilă în mod alunecător cu RG PI(D) – (RG-SV-PID de tip cvasireleu) – figura 3.2.8 (a se vedea cap.3, subcapitolul 3.2.4) poate asigura îmbunătățirea performanțelor sistemului [54], [68], [69], [108] – [111]; strategia permite și eliminarea fenomenului de “chattering”.

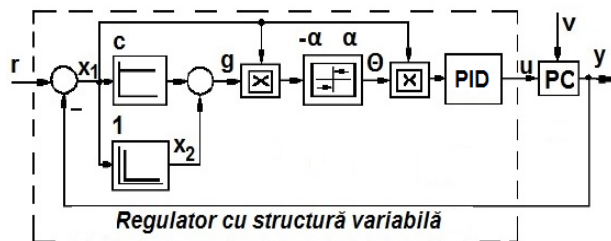


Fig. 3.2.8. (reluare) Schema bloc aferentă SRA-ma cu regulator PID în aval

Regulatorul SV-PID de tip cvasireleu funcționează pe baza legii de reglare de forma (6.2.-8):

$$u(t) = \Theta(t)x_1(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \Theta(\tau)x_1(\tau)d\tau + T_D \Theta(t) \dot{x}_1(t), \tag{6.2.-8}$$

$$\Theta(t) = \alpha \operatorname{sgn}\{g(t)x_1(t)\}.$$

Pentru determinarea valorii parametrului  $\alpha$  se folosește relația (6.2.-9) [54], [68], [69], [108] – [111]

$$b\alpha < \frac{-(c^2 - a_2c + a_1)x_1(t) - f(t)}{|x_1(t)| + \frac{1}{T_i} \int_0^t x_1(\tau)d\tau + T_D |\dot{x}_1(t)|} \tag{6.2.-9}$$

în care  $f(t)$  reprezintă termenul perturbator și  $a_1$ ,  $a_2$  și  $b$  sunt parametrii de reprezentare ai modelului în spațiul stărilor (Ackermann).

Valoarea numerică a parametrului  $c$  a fost determinată ținând seama de condiția  $c < a_2$  și de performanțele impuse SRA:  $\sigma_1$  între 5%-15% și timp de reglare redus; parametrul  $\alpha$  se stabilește ținând seama de domeniul dorit de existența modului alunecător.

Parametrii  $K_p$ ,  $K_i$  și  $K_d$  au fost determinați pe baza rezultatelor proiectării prealabile a regulatorului PID în variantă discretă - prezentat în paragraful 6.2.1, (a se vedea tabelul 6.2.1). Valorile numerice ale parametrilor  $c$ ,  $\alpha$ ,  $K_p$ ,  $K_i$  și  $K_d$  sunt sintetizate în tabelul 6.2.3.

Tabelul 6.2.3. Parametrii RG-SV-PID de tip cvasireleu dezvoltate pentru M220IPE

Tip regulator	$H_{RG-PID}$							
	$c$	$\alpha$	$K_p$	$K_i$	$K_d$	$k_r$	$T_r$	$T_r'$
<b>RG-SV-PID de tip cvasireleu</b>	1	2	3	4	5	6	7	8
	10000	1.75	0.2	0.1	0.01	0.1	0.05	1.95

Soluțiile de reglare cu RG-SV-PID de tip cvasireleu dezvoltate pentru M220IPE au fost verificate prin simulare în mediul Matlab/Simulink, folosind schema bloc din figura 6.2.6.

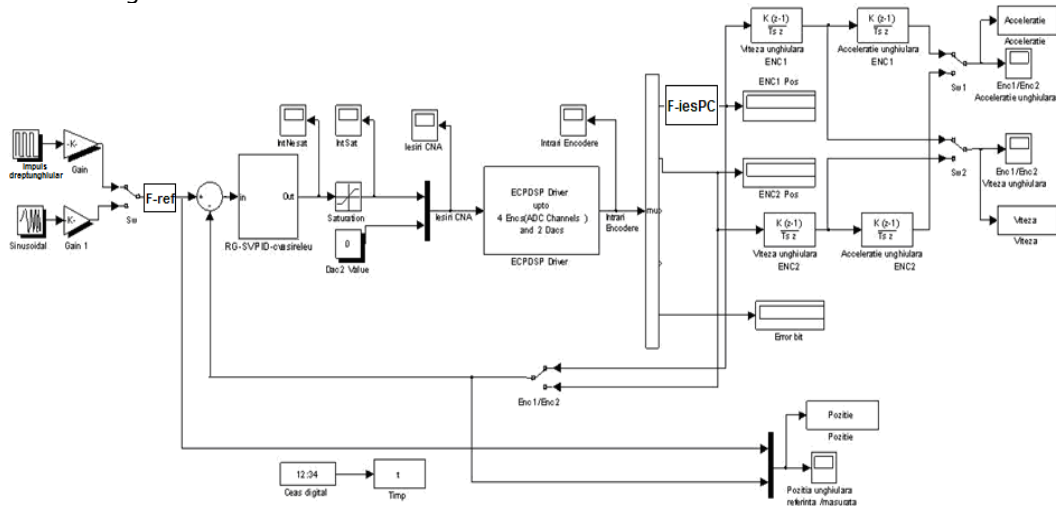


Fig. 6.2.6. Schema bloc informațională cu SRA-c și RG-SV-PID de tip cvasireleu dezvoltată pentru M220IPE

Rezultatele experimentale se referă la comportarea SRA-c cu regulatoarele SV-PID de tip cvasireleu proiectate pentru M220IPE cu transmisie rigidă și sunt prezentate în figurile 6.2.7 (a)-(c).

Analizând rezultatele experimentale obținute pentru soluția de reglare cu RG-SV-PID de tip cvasireleu, figura 6.2.7 (a)-(c) și rezultatele privind indicatorii de calitate sintetizați în tabelul 6.2.6, se pot remarca următoarele:

- soluția de reglare cu RG-SV-PID de tip cvasireleu comparativ cu soluția de reglare cu RG-PID este mai eficientă –  $t_1=0.1298$ ,  $t_r=0.1898$  – dar este mai lentă comparativ cu soluția cu RG-2DOF;
- această soluție oferă rezultate experimentale asemănătoare în ceea ce privește viteza unghiulară și accelerația unghiulară;
- soluția de reglare testată a scos în evidență capacitatea de urmărire a referinței.

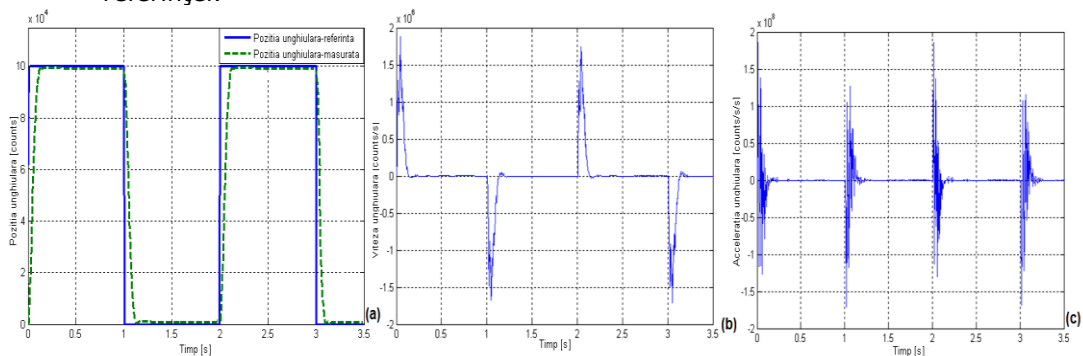


Fig. 6.2.7. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-SV-PID de tip cvasireleu dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară

### 6.2.4. Dezvoltarea structurii de reglare cu RG-F-TS-PD+I pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)

Structura de reglare cu RG fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS) – justificată în cazul sistemelor neliniare - a fost dezvoltată datorită flexibilității regulatorului de a se adapta la modificarea unor parametri ai procesului [90], [205] – [209]. În figura 6.2.8 este prezentată schema bloc Matlab/Simulink utilizată la testarea regulatorului fuzzy dezvoltat pentru M220IPE; 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: valoarea efectivă a comenzii -  $u_k$ .

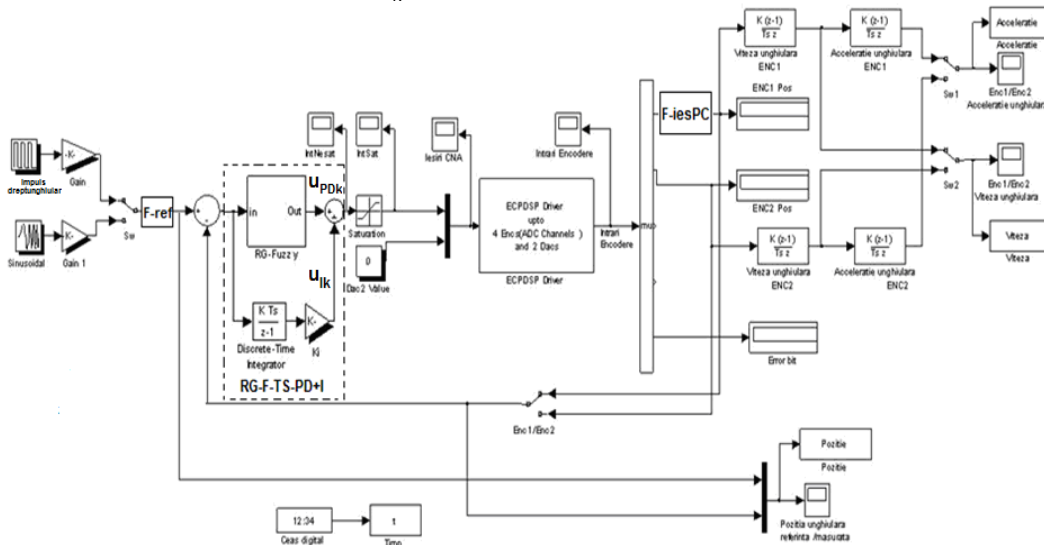


Fig. 6.2.8. Schema bloc informațională cu SRA-c și RG-F-TS-PD+I dezvoltată pentru M220IPE

Pentru dezvoltarea RG-F-TS, s-a plecat de la varianta discretizată a RG-PD, obținându-se o lege cvasi-continuuă PD de forma (cap.3 și apoi 5):

$$(a) \quad u_{PDk} = k_1 \Delta e_k + k_2 e_k = k_1 (\Delta e_k + \alpha e_k), \quad (6.2.-10)$$

$$(b) \quad k_1 = \frac{K_d}{h}, k_2 = K_p, \alpha = \frac{k_2}{k_1} = \frac{K_p h}{K_d}$$

în care  $K_p$  și  $K_d$  sunt parametrii RG-PID calculați în paragraful 6.2.1. Din figura 6.2.8 se poate observa ca RG-F-TS-PD+I [205] – [211] a fost obținut prin combinarea RG-F-TS-PD cu un regulator integrator (RG-I); drept urmare comanda către proces (6.2.-11) se formează pe baza relației (6.2.-10 (a)) la care se adaugă comanda de pe ieșirea RG-I:

$$u_k = u_{PDk} + u_{Ik} \quad (6.2.-11)$$

Valorile numerice ale parametrilor  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ ,  $k_1$ ,  $k_2$  și  $\alpha$  sunt detaliate în tabelul 6.2.4.

Pentru fiecare intrare a blocului fuzzy neliniar au fost utilizați câte cinci termeni lingvistici, cu funcții de apartenență de tip triunghiular și trapezoidal, {NB, NS, ZE, PS, PB}. Alurile funcțiilor de apartenență ale intrărilor,  $e_k$  și  $\Delta e_k$  sunt



prezentate în figura 6.2.9 (a) și (b). Caracteristica statică neliniară a RG-F-TS poate fi evidențiată prin reprezentarea tridimensională dată în figura 6.2.10.

Tabelul 6.2.4. Parametrii RG-F-TS-PD+I dezvoltat pentru M220IPE

Tip regulator	Parametrii					
	$K_p$	$K_i$	$K_d$	$k_1$	$k_2$	$\alpha$
<b>RG-F-TS-PD+I</b>	1	2	3	4	5	6
	0.2	0.1	0.01	2.5	0.2	0.08

În mecanismul de inferență s-au utilizat operatorii *MIN* și *MAX*, iar pentru defuzzificare a fost utilizată metoda mediei ponderate. Pentru M220IPE au fost adoptați parametrii RG-F-TS (6.2.-12):

$$B_e = 4 \cdot 10^4, \quad B_{\Delta e} = \alpha B_e \tag{6.2.-12}$$

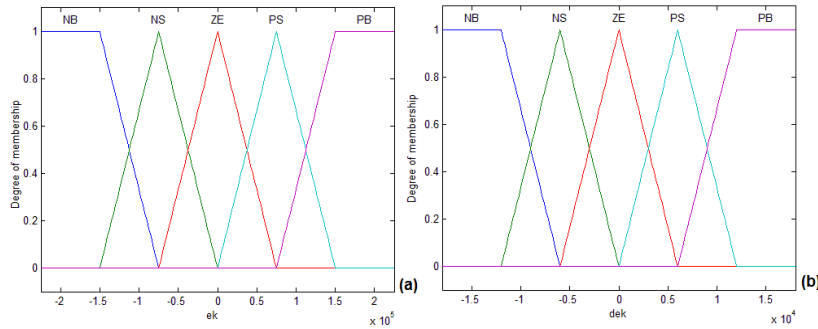


Fig. 6.2.9. Funcțiile de apartenență ale variabilelor lingvistice de intrare: (a) eroarea de reglare, (b) derivata erorii de reglare

Rezultatele experimentale relative la structura de reglare cu RG-F-TS-PD+I dezvoltată pentru M220IPE sunt prezentate în figurile 6.2.11 (a)-(c) în care s-au înregistrat: (a) poziția unghiulară (referință și măsurată), (b) viteza unghiulară și (c) accelerația unghiulară.

În tabelul 6.2.6 sunt sintetizați indicatorii de performanță realizați de SRA-c cu RG-F-TS-PD+I proiectat pentru M220IPE.

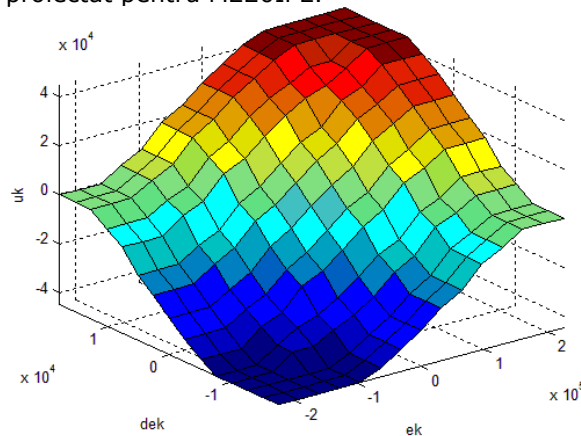


Fig. 6.2.10. Caracteristica statică neliniară a RG-F-TS

Analizând graficele 6.2.11 (a)-(c) și indicatorii de calitate realizați, sintetizați în tabelul 6.2.6, se pot evidenția următoarele:

- folosirea soluției de reglare cu RG-F-TS este justificată de faptul că regulatorul fuzzy are o structură flexibilă care-i permite adaptarea în funcție de modificarea punctelor de funcționare;
- soluția de reglare dezvoltată cu RG-F-TS-PD+I s-a dovedit viabilă deoarece garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: suprareglaje între 5%-10% și timpi de reglare relativi reduși;
- comparativ cu celelalte soluții de reglare testate – SRA-c cu RG-PID, SRA-c cu RG-2DOF și SRA-c cu RG-SV-PID de tip cvasireleu – această soluție de reglare furnizează cele mai bune valori pentru timpul de reglare și timpul de primă reglare; aceste performanțe se dovedesc a fi promițătoare pentru comportarea cu referință variabilă (specifice aplicației principale, abordată în teză);
- capacitatea de urmărire a referinței este asigurată și de această soluție de reglare.

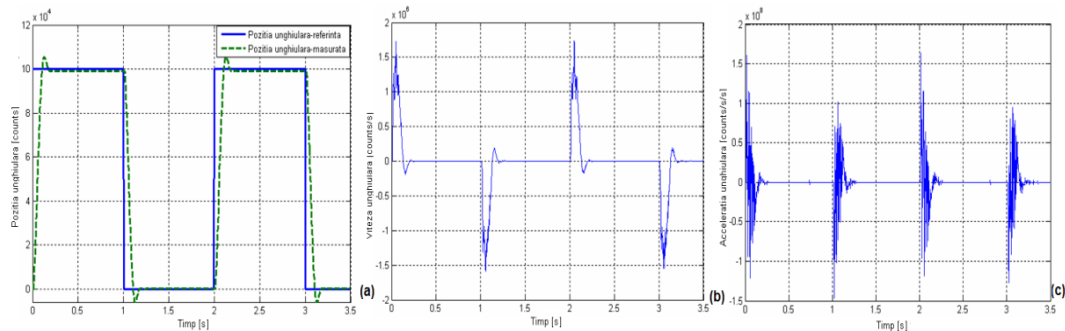


Fig. 6.2.11. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-F-TS-PD+I dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară

### 6.2.5. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-F-TS-PD+I-2DOF pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri (configurația de bază)

În cadrul acestui subcapitol, s-a dezvoltat o nouă soluție de reglare care combină două structuri de reglare, și anume, regulatorul fuzzy de tip Takagi-Sugeno (RG-F-TS-PD+I) și regulatorul cu două grade de libertate (RG-2DOF) (soluția a fost adoptată ulterior dezvoltărilor din cap. 3 și 5, pentru că poate fi implementată chiar în condițiile restrictive impuse de software-ul de conducere).

Schema bloc informațională aferentă este prezentată în figura 6.2.12, în care sunt evidențiate cele trei blocuri importante pentru funcționalitatea structurii: blocul fuzzy (RG-F-TS-PD+I) care înlocuiește regulatorul  $R(z)$  din cadrul RG-2DOF, blocul  $T(z)$  care reprezintă filtrul de pe canalul de referință și blocul  $S(z)$  care este filtrul de pe canalul de reacție. Pentru dezvoltarea soluției de reglare cu RG-F-TS-PD+I-2DOF s-au parcurs următoarele etape:

- dezvoltarea regulatorului liniar cu două grade de libertate, și anume, calcularea polinoamelor  $T(z^{-1})$  și  $S(z^{-1})$ ;
- dezvoltarea blocului neliniar fuzzy de tip Takagi-Sugeno.

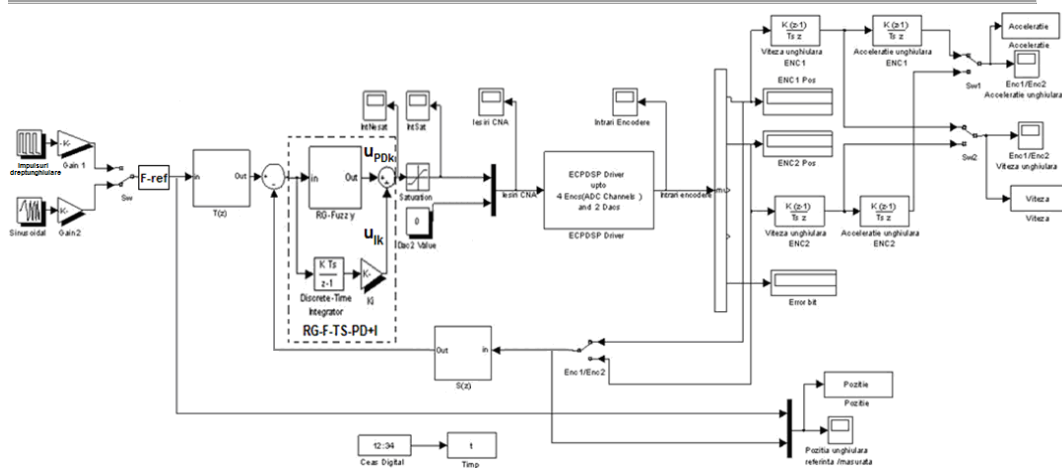


Fig. 6.2.12. Schema bloc informațională cu SRA-c și RG-F-TS-PD+I-2DOF dezvoltată pentru M220IPE

Pentru proces s-a utilizat f.d.t. în discret ( $z$ ) cu polinoamele  $A(z^{-1})$  și  $B(z^{-1})$ , date de relația (6.2.-5); polinoamele de referință și de observare se aleg din nou de ordinul 2, astfel încât  $\delta A_m=2$ ,  $\delta B_m=1$ ,  $\delta B_m'=0$ ,  $\delta A_o=2$  și  $\delta B_o=1$ . În urma rezolvării ecuației diofantice (3.2.-28 (c)) (apelând și programul *polinoame\_RST\_2DOF.m*) s-au determinat expresiile polinoamelor de filtrare  $T(z^{-1})$  și  $S(z^{-1})$ , cu valorile numerice a coeficienților sintetizate în tabelul 6.2.5, coloanele (1) și (2).

Tabelul 6.2.5. Polinoamele  $R(z^{-1})$ ,  $S(z^{-1})$  și  $T(z^{-1})$  ale RG-2DOF dezvoltate pentru M220IPE

Tip regulator	RG-2DOF						RG-F-TS-PD+I			
	$T(z^{-1})$			$S(z^{-1})$			RG-F-TS-PD			I
	$t_0$	$t_1$	$t_2$	$s_0$	$s_1$	$s_2$	$k_1$	$k_2$	$\alpha$	$K_i$
<b>RG-F-TS-PD+I-2DOF</b>	1			2			3			
	0.042	-0.08	0.038	0.049	-0.094	0.045	2.5	0.2	0.08	0.1

În dezvoltarea regulatorului fuzzy, s-a plecat de la discretizarea cu MDA a RG-PD, în varianta incrementală a a.r.n. cvasi-continuă (6.2.-13) (coloana (3) din tabelul 6.2.5):

$$u_{PDk} = k_1 \Delta e_k + k_2 e_k = k_1 (\Delta e_k + \alpha e_k) \quad (6.2.-13)$$

S-au adoptat 25 de reguli fuzzy de forma (6.2.-14):

....

$$IF (e_k IS TL_{ek} AND \Delta e_k IS TL_{\Delta ek}) THEN u_{PDk} = u_{PDk}^j \quad (6.2.-14)$$

....

Acestea au rolul de a caracteriza dinamica neliniară a sistemului, în care  $TL_{ek}$  și  $TL_{\Delta ek} \in \{NB, NS, ZE, PS, PB\}$  și  $j$  reprezintă numărul regulii. Comanda dată către proces este și de această dată de forma (6.2.-11).

Parametrii RG-F-TS,  $B_e$  și  $B_{\Delta e}$ , sunt obținuți pe principiul „echivalenței modale” (de exemplu [33]), rezultând de forma:  $B_e=7.5 \cdot 10^4$ ,  $B_{\Delta e}=6 \cdot 10^3$ . Pentru realizarea inferenței s-au utilizat operatorii SUM și PROD, iar pentru defuzzificare a fost utilizată metoda mediei ponderate.

Analizând rezultatele experimentale prezentate în figura 6.2.13 (a)-(c) și indicatorii de performanță sintetizați în tabelul 6.2.6, se pot evidenția următoarele:

- soluția de reglare dezvoltată cu RG-F-TS-PD+I-2DOF s-a dovedit viabilă deoarece garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: comportare aperiodică și timpi de reglare reduși;
- făcând o comparație între răspunsurile servosistemului M220IPE (a se vedea tabelul 6.2.6) se observă că prin combinarea celor două structuri de reglare – RG-F-TS-PD+I și RG-2DOF – se asigură cele mai bune performanțe de reglare în ceea ce privește timpul de reglare și timpul de primă reglare;
- rezultatele experimentale prezentate în graficele 6.2.13 (a)-(c) scot în evidență și buna capacitate de urmărire a referinței de către soluția de reglare cu RG-F-TS-PD+I-2DOF;

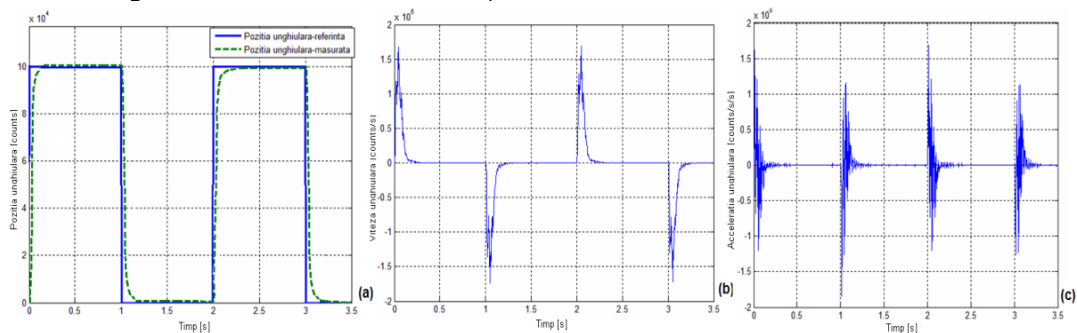


Fig. 6.2.13. Rezultate experimentale privind comportamentul SRA-c cu RG-F-TS-PD+I-2DOF dezvoltat pentru M220IPE având ca referință (poziție) impulsuri dreptunghiulare: (a) Poziția unghiulară, (b) Viteza unghiulară, (c) Accelerația unghiulară

### 6.2.6. Studiu comparativ privind soluțiile de reglare dezvoltate pentru M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri

În subcapitolele 6.2.1 - 6.2.5 au fost prezentate sub formă de grafice, rezultatele experimentale obținute în timp real pe echipamentul de laborator M220IPE.

În acest context, analizând comparativ rezultatele de simulare din figurile 6.2.3 - 6.2.13 și performanțele sintetizate în Tabelul 6.2.6. se pot trage următoarele concluzii:

- **Soluția de reglare cu RG-PID** dezvoltată a constituit atât suport de comparație, cât și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare (SRA-c cu RG-SV-PID de tip cvasireleu, SRA-c cu RG-F-TS-PD+I și SRA-c cu RG-F-TS-PD+I-2DOF); această soluție s-a dovedit a fi cea mai lentă înregistrând cei mai mari timpi de reglare și timpi de primă reglare;
- **SRA-c cu RG-F-TS-PD+I-2DOF** a prezentat cele mai bune performanțe din punct de vedere al timpului de reglare și al timpului de primă reglare; în cazul acestei soluții de reglare nu s-a înregistrat suprareglaj, soluția având o comportare aperiodică;
- **SRA-c cu RG-SV-PID de tip cvasireleu** s-a dovedit a fi mai rapidă comparativ cu SRA-c cu RG-PID, dar mai lentă comparativ cu SRA-c cu RG-2DOF;

- **SRA-c cu RG-2DOF** sunt mai eficiente – în ceea ce privește timpul de reglare și timpul de primă reglare – comparativ cu SRA-c cu RG-PID și SRA-c cu RG-SV-PID de tip cvasireleu, dar mai lente în comparație cu SRA-c cu RG-F-TS-PD+I;
- **SRA-c cu RG-F-TS-PD+I** s-a dovedit a fi mai lentă comparativ cu SRA-c cu RG-F-TS-PD+I-2DOF, dar mai eficientă comparativ cu SRA-c cu RG-2DOF; valoarea suprareglajului este de 8.5%;
- toate soluțiile de reglare testate asigură capacitatea relativ bună de urmărire a referinței.

Tabelul 6.2.6. Indicatorii de performanță realizați de către SRA-c cu diverse regulatoare de viteză proiectate pentru M220IPE

Nr. Crt.	Tip regulator	Referință: Impulsuri dreptunghiulare		
		$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
1	<b>RG-PID</b>	0.05	0.135	0.19
2	<b>RG-2DOF</b>	0	0.125	0.175
3	<b>RG-SV-PID de tip cvasireleu</b>	0	0.1298	0.1898
4	<b>RG-F-TS-PD+I</b>	0.085	0.1215	0.1735
5	<b>RG-F-TS-PD+I-2DOF</b>	0	0.1185	0.1525

### 6.3. Dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare automată pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie rigidă cu greutate suplimentare pe discul "load"

Extensiile din structura procesului M220IPE au favorizat ideea dezvoltării și testării soluțiilor de reglare pentru cazul cu transmisie rigidă cu greutate suplimentare pe discul "load"; această abordare susține apoi și cercetările teoretice dezvoltate în cap. 3 -5. Detaliile legate de modelele matematice detaliate sunt sintetizate în Anexa A2.2.

În cadrul acestui subcapitol a fost efectuat un studiu comparativ al performanțelor asigurate de SRA-c cu RG-PID dezvoltate pentru diferite combinații dintre valorile semnificative ale parametrilor procesului și ale regulatoarelor cu parametrii acordați pentru cazuri semnificative (situațiile marcate) – a se vedea tabelul 6.3.1 (reluare adaptată din cap. 3 și 5).

Abordarea poate fi extinsă pentru toate celelalte soluții de reglare – a se vedea subcapitolul 6.2 – studiile concrete constituind însă obiectul unor preocupări ulterioare (volumul de teste și de simulări depășind timpul efectiv avut la dispoziție pentru finalizarea cercetărilor).

#### 6.3.1. Dezvoltarea și testarea structurii de reglare cu RG-PID pentru M220IPE cu transmisie rigidă cu greutate suplimentare pe discul "load"

Combinațiile dintre valorile semnificative ale parametrilor procesului și ale regulatoarelor cu parametrii acordați pentru cazuri semnificative de tipul celor discutate în cap. 3 și 5 sunt marcate în tabelul 6.3.1 (reluare adaptată).

Tabelul 6.3.1. Combinațiile dintre parametrii procesului și parametrii reguletoarelor

Tip regulator	$J_{l,init}$	$J_{l,med}$	$J_{l,max}$
Regulator adecvat pentru $J_{l,init}$	Studiu de caz 1.1 $RG_{Jl,init}$	Studiu de caz 1.2 $RG_{Jl,init}$	Studiu de caz 1.3 $RG_{Jl,init}$
Regulator adecvat pentru $J_{l,med}$	Studiu de caz 2.1 $RG_{Jl,med}$	Studiu de caz 2.2 $RG_{Jl,med}$	Studiu de caz 2.3 $RG_{Jl,med}$
Regulator adecvat pentru $J_{l,max}$	Studiu de caz 3.1 $RG_{Jl,max}$	Studiu de caz 3.2 $RG_{Jl,max}$	Studiu de caz 3.3 $RG_{Jl,max}$

Abordarea a fost și este justificată de faptul că servosistemul M220IPE poate asigura doar variații discontinue ale momentelor de inerție ale celor două discuri ( $J_d$  sau  $J_l$ ). În consecință, în cadrul acestui subcapitol, regulatorul va fi proiectat relativ la trei valori semnificative ale momentului de inerție al discului "load",  $J_l$ :  $J_{l,init}=0.0065 \text{ Kgm}^2$  (fără greutatea pe discul "load"),  $J_{l,med}=0.01474 \text{ Kgm}^2$  (patru greutăți din alamă de câte 0.2 Kg fiecare, situate la 0.1 m față de centrul discului) și  $J_{l,max}=0.0271 \text{ Kgm}^2$  (patru greutăți din alamă de câte 0.5 Kg fiecare, situate la 0.1 m față de centrul discului).

Notă: Aceleași combinații (studii de caz) pot fi considerate și în ceea ce privește momentul de inerție al discului "drive" cu precizarea că greutățile din alamă pot fi plasate la maxim 0.05 m față de centrul discului; studiul nu este detaliat în teză.

Pentru a asigura un răspuns aperiodic/foarte puțin oscilant, RG-PID au fost acordate pe baza metodei ESO pentru o valoare a lui  $\beta=9$  – a se vedea subcapitolul 6.2.1 – asigurându-se o rezervă de fază nominală de  $\varphi_r \approx 55^\circ$  și un suprareglaj convenabil, redus. Pentru îmbunătățirea performanțelor a fost abordată și soluția cu filtru de referință – a se vedea figura 6.2.1; acest lucru este justificat și de faptul că în aplicația reală referința nu se modifică sub forma treaptă (a se vedea cap.3).

Plecând de la funcția de transfer a RG-PID de forma (6.2.-2), parametrii reguletoarelor PID sunt sintetizați în tabelul 6.3.2. Parametrii a.r.n. de forma (6.2.-3) se obțin prin discretizarea regulatorului convențional de tip PID utilizând metoda MDA și o perioadă de eșantionare de  $h=0.004$  sec.

Tabelul 6.3.2. Parametrii de acordare ai RG-PID dezvoltate pentru M220IPE relativ la trei valori ale momentului de inerție  $J_l$ 

Tip regulator	Parametrii					
	$k_r$	$T_r$	$T_r'$	$K_p$	$K_i$	$K_d$
$RG_{Jl,init}$	0.1	0.05	1.95	0.2	0.1	0.01
$RG_{Jl,med}$	0.075	0.0735	1.7265	0.135	0.075	0.0095
$RG_{Jl,max}$	0.05	0.0895	1.9005	0.0995	0.05	0.0085

### 6.3.2. Testarea soluției de reglare cu RG-PID. Rezultate experimentale obținute pentru soluția de reglare abordată. Analiza comportării în răspunsul la variația treaptă a referinței

Soluția de reglare dezvoltată a fost testată și verificată prin realizarea experimentelor în timp real conform unui scenariu de simulare care presupune aplicarea unei referințe treaptă. Analiza comparativă se bazează pe rezultatele

experimentale ilustrate prin grafice obținute pentru SRA-c cu RG-PID, proiectate în raport cu cele trei valori ale momentului de inerție al discului "load" – a se vedea paragraful 6.3.1 – și prezentate în figurile 6.3.1-6.3.3.

Analizând indicatorii de calitate determinați pe cale experimentală, sintetizați în tabelul 6.3.3 pentru  $J_{l,init}$ ,  $J_{l,med}$  și  $J_{l,max}$ , se poate observa că dintre cazurile 1.1 - 1.3, 2.1 - 2.3 și 3.1 - 3.3 soluțiile adecvate sunt cele date de cazurile 1.1, 2.2 și 3.3 (marcate cu bold în tabelul 6.3.1). Observația susține și în acest caz faptul că introducerea structurilor cu adaptarea parametrilor la puncte de funcționare bine definite este pe deplin justificată.

Ca și detaliu, se remarcă faptul că  $RG_{Jl,init}$  este favorabil pentru  $J_{l,init}$  și mai puțin favorabil pentru  $J_{l,med}$ ,  $J_{l,max}$ ;  $RG_{Jl,med}$  este favorabil pentru  $J_{l,med}$  și mai puțin favorabil pentru  $J_{l,init}$ ,  $J_{l,max}$  și  $RG_{Jl,max}$  este favorabil pentru  $J_{l,max}$  și mai puțin favorabil pentru  $J_{l,init}$ ,  $J_{l,med}$ .

În consecință, s-au evidențiat următoarele concluzii:

- **Studiul de caz 1.1** comparativ cu studiul de caz 1.2 și studiul de caz 1.3 a realizat cele mai bune performanțe de reglare, în ceea ce privește timpul de reglare și suprareglajul ( $\sigma_1 \approx 5\%$ ); timpul de primă reglare este aproximativ același pentru toate cele trei studii de caz ( $t_1 \approx 1.25$ ), iar suprareglajul pentru studiile de caz 1.2 și 1.3 depășește valoarea de 15%;
- **Studiul de caz 2.2** comparativ cu studiul de caz 2.1 și studiul de caz 2.3 a prezentat cele mai bune performanțe de reglare, în ceea ce privește timpul de reglare; studiul de caz 2.1 s-a dovedit a fi cel mai lent, înregistrând cel mai mare timp de reglare; în cazul suprareglajului, studiul de caz 2.2 înregistrează o valoare redusă cuprinsă între 5%-15%, studiul de caz 2.1 prezintă o comportare aperiodică (fiind destul de lent), iar suprareglajul pentru studiul de caz 2.3 depășește valoarea de 15%;
- **Studiul de caz 3.3** comparativ cu studiul de caz 3.1 și studiul de caz 3.2 a prezentat cele mai bune performanțe de reglare, în ceea ce privește timpul de reglare și timpul de primă reglare; studiul de caz 3.1 s-a dovedit a fi cel mai lent și de această dată, înregistrând cel mai mare timp de reglare; în ceea ce privește suprareglajul, studiul de caz 3.3 prezintă o valoare de 15.5%, studiul de caz 3.2 înregistrează o valoare de 4.3%, iar pentru studiul de caz 3.1 nu s-a înregistrat suprareglaj, acesta având o comportare aperiodică.

Tabelul 6.3.3. Indicatori de calitate realizați de către SRA-c cu RG-PID proiectate pentru M220IPE în nouă cazuri semnificative

<b>Studiul de caz 1.1</b>			<b>Studiul de caz 1.2</b>			<b>Studiul de caz 1.3</b>		
1			2			3		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0.05	0.12545	0.25	0.185	0.12515	0.415	0.225	0.125	0.75
<b>Studiul de caz 2.1</b>			<b>Studiul de caz 2.2</b>			<b>Studiul de caz 2.3</b>		
4			5			6		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	1.25	2.23	0.065	0.17516	0.305	0.185	0.175	0.605
<b>Studiul de caz 3.1</b>			<b>Studiul de caz 3.2</b>			<b>Studiul de caz 3.3</b>		
7			8			9		
$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$	$\sigma_1$	$t_1$	$t_r$
0	2.35	3	0.043	0.205	0.3253	0.155	0.15	0.275

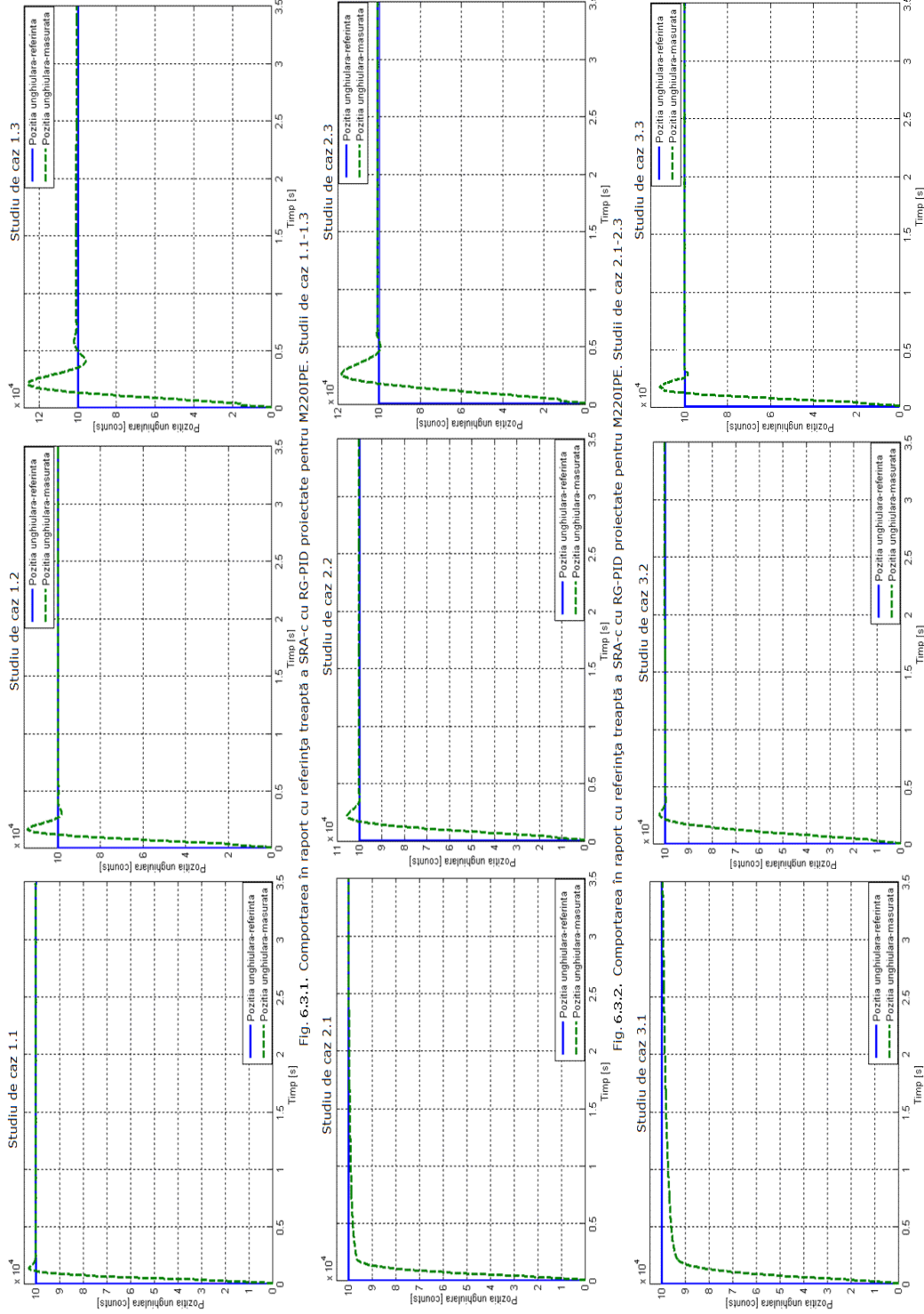


Fig. 6.3.1. Comportarea în raport cu referința treaptă a SRA-c cu RG-PID proiectate pentru M220IPE. Studii de caz 1.1-1.3

Fig. 6.3.2. Comportarea în raport cu referința treaptă a SRA-c cu RG-PID proiectate pentru M220IPE. Studii de caz 2.1-2.3

Fig. 6.3.3. Comportarea în raport cu referința treaptă a SRA-c cu RG-PID proiectate pentru M220IPE. Studii de caz 3.1-3.3



Rezultatele comparative permit extensia concluziilor favorabile și la structurile de reglare cu reglatoare cu adaptarea parametrilor și comutare de pe un regulator pe altul (a se vedea cap.4) - și susțin - introducerea acestora, chiar dacă, la ora aceasta echipamentul (software-ul) nu permite implementarea în timp real.

#### 6.4. Dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare automată pentru servosistemul Model 220 Industrial Plant Emulator cu transmisie flexibilă

Utilizând programul executiv de timp real, în cadrul acestui subcapitol au fost studiate și testate pe echipamentului de laborator – M220IPE, trei studii de caz prezentate în tabelul 6.4.1. Pentru reglarea vitezei servosistemului M220IPE, pentru toate cazurile abordate, au fost dezvoltate câte două soluții de reglare automată: (1) RG-PI și (2) RG-PID.

**Observatie:** În programul executiv se poate implementa o soluție PI dar cu foarte mari restricții (a se vedea graficele din figura 6.4.1), lucru care însă nu este posibil în timp real – în mediul Matlab/Simulink și toolbox-urile RTW 7.1 și RTWT 3.1 – datorită software-ului de intermediere dintre placa de achiziție și calculator.

Tabelul 6.4.1. Studii de caz abordate

Studii de caz	$n_{pd}$	$n_{pl}$	$m_{wd}$ [Kg]	$r_{wd}$ [m]	$m_{wl}$ [Kg]	$r_{wl}$ [m]	Observații
	1	2	3	4	5	6	
<b>Cazul 1</b>	24	36	0	-	0	-	Fără greutatea pe cele două discuri
<b>Cazul 2</b>	24	36	0	-	4x0.5	0.1	Greutăți doar pe discul "load"
<b>Cazul 3</b>	24	36	4x0.2	0.05	4x0.5	0.1	Greutăți pe ambele discuri

Flexibilitatea transmisiei între reductorul de viteză și discul "load" induce în proces un comportament oscilant, interpretabil ca o perturbație de structură/parametrică.

Având în vedere faptul că transmisia este flexibilă, sistemul va fi elastic, caracterizat d.p.d.v. matematic de un sistem de ordinul patru [177], [193], [194], [195], [212] (a se vedea Anexa A2.2). MM-ISI liniarizat aferent M220IPE este de forma (A2.2-3) cu matricile redade de (A2.2-9), iar f.d.t. aferente modelului sunt de forma (A2.2.-11). Valorile numerice aferente f.d.t. ale procesului sunt prezentate în tabelul 6.4.2.

Parametrii reglatoarelor PI și PID au fost determinați prin ajustări iterative, luând în considerare că  $K_p < 1.5$ ,  $K_i < 0.35$  și  $0.005 < K_d < 0.015$  conform [177]. În acest context, valorile numerice ale parametrilor  $K_p$ ,  $K_i$  și  $K_d$  aferente RG-PI și RG-PID pentru cazurile abordate sunt sintetizate în tabelul 6.4.3.

Pe echipamentul de laborator experimentele au fost realizate pe baza următorului scenariu, ușor realizabil pe echipament și concludent pentru aprecierea performanțelor sistemului: aplicarea unui semnal rampă având parametrii: *amplitudine*=10000 counts, *viteza*=10000 counts/s, *timp de așteptare*=1000 ms, *numărul de repetări*=2; acest semnal a fost folosit pentru a testa capacitatea de

urmărire; timpul de experimentare, necesar pentru confirmarea performanțelor soluțiilor de reglare, a fost de 8 sec.

**Observație:** Testul cu caracter informativ efectuat referitor la aplicarea unui semnal de referință sinusoidal cu parametrii: *amplitudine*= 10000 counts, *frecvența* =0.75 Hz, *numărul de repetări*=1 cu experimentele realizate pe un interval de timp de 5 sec, nu subliniază în mod deosebit nici un rezultat semnificativ, fapt pentru care rezultatele nu au fost incluse în teză.

În figura 6.4.1 sunt prezentate rezultatele experimentale aferente M220IPE, obținute prin implementarea soluțiilor de reglare cu RG-PI și RG-PID – a se vedea Anexa A2.1 – cu ajutorul programului executiv de timp real. Analizând graficele prezentate în figurile 6.4.1 se pot evidenția următoarele:

- oscilațiile din ieșire sunt datorate flexibilității transmisiei – caracterizat de cei doi poli complex conjugați induși - și neliniarităților inerente procesului (modelat prin modelul extins);
- în cazul aplicării unei referințe rampă, se constată că soluția cu RG-PID prezintă o capacitate de urmărire a referinței mult mai bună comparativ cu soluția cu RG-PI;
- diferențe semnificative se pot observa pentru pentru cazul 2 și 3 (cele în care inerția este crescută), unde răspunsul sistemului pentru soluția cu RG-PI este oscilant, spre deosebire de răspunsul sistemului în cazul soluției cu RG-PID;

Deși rezultatele prezentate sunt doar parțiale, ele pot constitui suport pentru cercetări ulterioare.

## 6.5. Concluzii și contribuții personale

În acord cu tematica tezei, în cadrul acestui capitol au fost prezentate o parte din rezultatele experimentale privind soluțiile de reglare dezvoltate. Experimentele au fost efectuate pe echipamentul de laborator dedicat (M220IPE), care însă nu poate oferi toate cerințele unor testări de detaliu. Din acest motiv, pentru viitor se are în vedere o colaborare cu furnizorul de echipament prin care executivul de timp real să fie flexibilizat. Prin verificările experimentale efectuate, a fost confirmată viabilitatea soluțiilor de reglare dezvoltate și testate atât în capitolele 4 și 5. Pe baza ecuațiilor primare care caracterizează funcționarea servosistemului M220IPE, au fost determinate MM neliniare aferente acestui sistem pentru două situații abordate – transmisie realizată prin intermediul unei curele rigide (neelastică) și transmisie realizată prin intermediul unei curele flexibile (elastică) (a se vedea Anexa A2, aferentă capitolului).

Pentru cele două situații, pentru reglarea poziției servosistemului M220IPE (aducerea într-o poziție finală dorită), au fost dezvoltate variante de soluții de reglare cu regulatoare convenționale și regulatoare "avansate" încadrate în structura de SRA-conventionala (după ieșire). Soluțiile au la bază soluțiile de reglare propuse și testate - prin simulare - în cap. 4 și 5. Datorită însă unor mărginiri ale echipamentului de laborator, unele dintre aceste soluții au trebuit să fie reformulate.

În esență, capitolul sintetizează:

- dezvoltarea și testarea a cinci soluții de reglare moderne pentru servosistemul M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri: (1) RG-PID, (2) RG-2DOF, (3) RG-SV-PID de tip cvasireleu, (4) RG-F-TS-PD+I și (5) RG-F-TS-PD+I-2DOF;

Tabelul 6.4.2. Valorile numerice aferente f.d.t. ale procesului

Studii de caz	$\frac{\theta_1(s)}{T_D(s)}$	$\frac{\theta_2(s)}{T_D(s)}$
<b>Cazul 1</b>	$0.0065s^2 + 0.05s + 8.45$ $\frac{4.628 \cdot 10^{-6}s^4 + 6.16 \cdot 10^{-5}s^3 + 9.648 \cdot 10^{-3}s^2 + 6.02 \cdot 10^{-2}s}{0.0271s^2 + 0.05s + 8.45}$	$2.1125$ $\frac{4.628 \cdot 10^{-6}s^4 + 6.16 \cdot 10^{-5}s^3 + 9.648 \cdot 10^{-3}s^2 + 6.02 \cdot 10^{-2}s}{2.1125}$
<b>Cazul 2</b>	$0.0271s^2 + 0.05s + 8.45$ $\frac{1.929 \cdot 10^{-5}s^4 + 1.44 \cdot 10^{-4}s^3 + 2.052 \cdot 10^{-2}s^2 + 6.02 \cdot 10^{-2}s}{0.0271s^2 + 0.05s + 8.45}$	$2.1125$ $\frac{1.929 \cdot 10^{-5}s^4 + 1.44 \cdot 10^{-4}s^3 + 2.052 \cdot 10^{-2}s^2 + 6.02 \cdot 10^{-2}s}{2.1125}$
<b>Cazul 3</b>	$0.0271s^2 + 0.05s + 8.45$ $\frac{7.62 \cdot 10^{-5}s^4 + 2.49 \cdot 10^{-4}s^3 + 3.821 \cdot 10^{-2}s^2 + 6.02 \cdot 10^{-2}s}{0.0271s^2 + 0.05s + 8.45}$	$2.1125$ $\frac{7.62 \cdot 10^{-5}s^4 + 2.49 \cdot 10^{-4}s^3 + 3.821 \cdot 10^{-2}s^2 + 6.02 \cdot 10^{-2}s}{2.1125}$

Tabelul 6.4.3. Valorile numerice aferente RG-PI și RG-PID

Studii de caz	Parametrii			
	RG-PI		RG-PID	
	K <sub>p</sub>	K <sub>i</sub>	K <sub>p</sub>	K <sub>d</sub>
<b>Cazul 1</b>	0.25	0.115	0.25	0.115
<b>Cazul 2</b>	0.15	0.05	0.15	0.05
<b>Cazul 3</b>	0.092	0.035	0.092	0.035

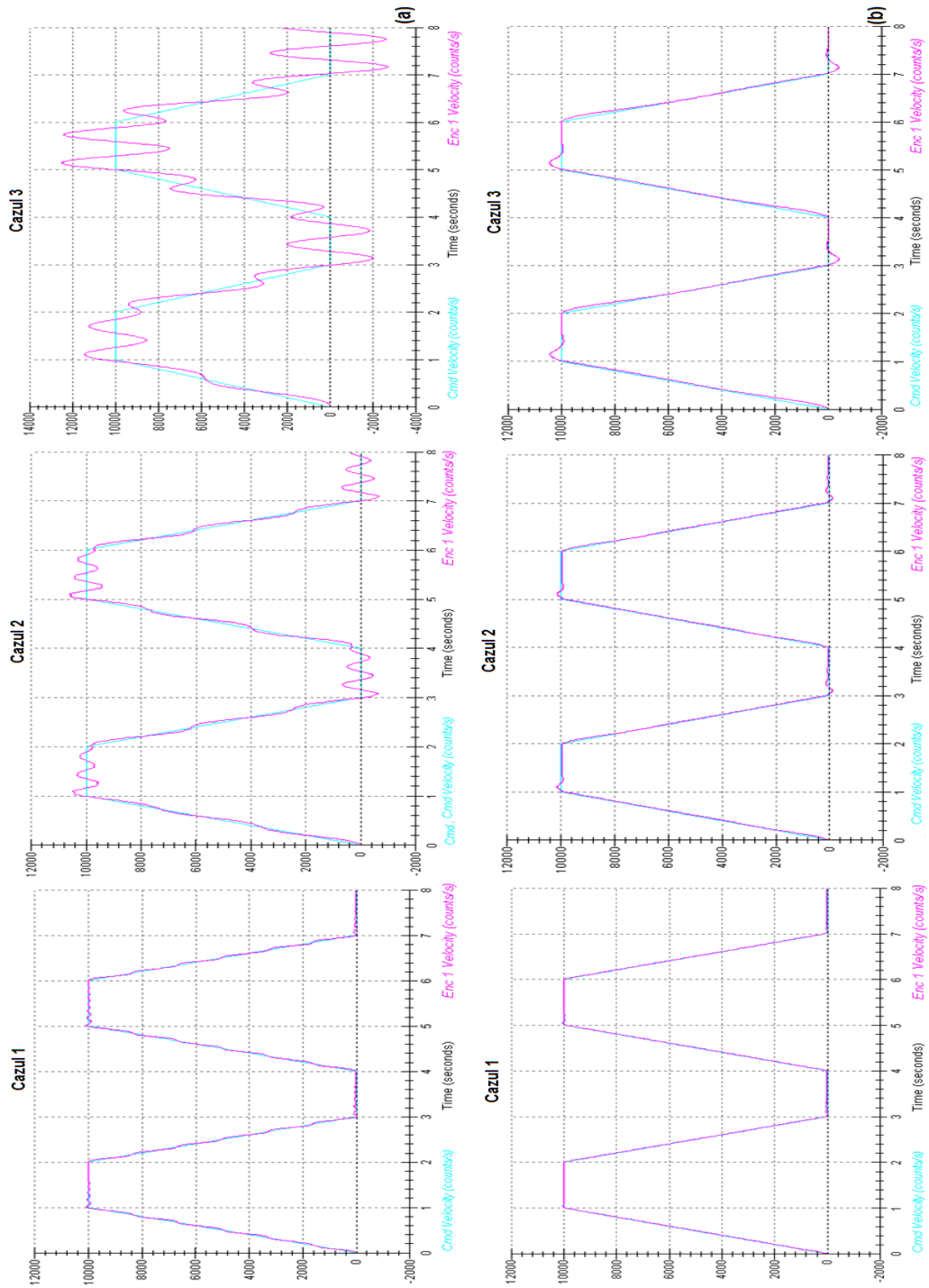


Fig. 6.4.1. Comportarea în raport cu referința rampă a servosistemului M220IPE (transmisie flexibilă) cu a) RG-PI, b) RG-PID

- soluțiile de reglare cu RG-PID dezvoltate ca soluții de bază, au constituit atât suport de comparație, cât și suport în dezvoltarea celorlalte soluții de reglare;
- dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare convenționale cu RG-PID pentru servosistemul M220IPE cu transmisie rigidă cu greutate suplimentare pe discul "load";
- dezvoltarea și testarea a două soluții de reglare convenționale pentru servosistemul M220IPE cu transmisie flexibilă: (1) RG-PI și (2) RG-PID; soluțiile de reglare au fost abordate pentru trei studii de caz.  
Experimentele au fost efectuate atât în timp real în mediul Matlab/Simulink – a se vedea subcapitolele 6.2 și 6.3 – cât și prin intermediul programului executiv – subcapitolul 6.4. În vederea testării experimentale a soluțiilor au fost realizate scenarii de verificare experimentală, scenarii care să susțină alegerea „cele mai avantajoase” soluții (dintre cele dezvoltate):
- pentru compararea celor cinci soluții de reglare – RG-PID, RG-2DOF, RG-SV-PID de tip cvasireleu, RG-F-TS-PD+I și RG-F-TS-PD+I-2DOF – pentru testarea capacității de urmărire, au fost aplicate ca referință impulsuri dreptunghiulare. Pe baza analizei comparative, se poate concluziona că în ceea ce privește timpul de reglare și timpul de primă reglare cele mai bune performanțe au fost date de SRA-c cu RG-F-TS-PD+I-2DOF, cel mai mare supareglaj a fost realizat de SRA-c cu RG-F-TS-PD+I, iar soluția cu RG-PID s-a dovedit a fi cea mai lentă, înregistrând cei mai mari timpi de reglare și timpi de primă reglare;
- pentru compararea soluției de reglare cu RG-PID proiectate pentru M220IPE în nouă cazuri semnificative, a fost aplicată o referință treaptă; pe baza analizei comparative, se poate concluziona că soluțiile adecvate pentru  $J_{l,init}$ ,  $J_{l,med}$  și  $J_{l,max}$  sunt redate de studiile de caz 1.1, 2.2 și 3.3; preocupări ulterioare au în vedere utilizarea unor regulatoare adaptive în structuri de reglare automată – a se vedea capitolul 4;
- pentru compararea soluțiilor de reglare cu RG-PI și RG-PID, relativ la testarea capacității de urmărire, a fost aplicat scenariul cu referință rampă; pe baza analizei comparative, se poate concluziona că soluția de reglare cu RG-PID este superioară soluției de reglare cu RG-PI;
- soluțiile au fost testate și cu semnal de referință sinusoidal dar ele nu aduc nimic nou pentru aprecierea performanțelor, fapt pentru care nu s-a insistat asupra prezentării acestora.

**Principalele contribuții** aduse în cadrul acestui capitol pot fi sintetizate prin următoarele:

- modelarea matematică a servosistemului M220IPE (a se vedea și Anexa A2) și interpretarea modelelor ca modele de tip benchmark, necesare în dezvoltarea soluțiilor de reglare; deducerea MM și calculul parametrilor procesului prin identificare experimentală;
- dezvoltarea a cinci structuri de regulatoare (cu echivalent în a.r.n.) (RG-PID, RG-2DOF, RG-SV-PID de tip cvasireleu, RG-F-TS-PD+I și RG-F-TS-PD+I-2DOF) dedicate reglării poziției M220IPE; aceste soluții au la bază cercetările teoretice din capitolele 3, 4 și 5; algoritmi dezvoltati au fost verificați prin experimente cu scenarii concludente pentru aplicația principală a tezei; analiza comparativă a celor cinci soluții de reglare dezvoltate;
- construirea bazei de reguli și formularea concluziilor pentru algoritmi de reglare fuzzy de tip Takagi-Sugeno;

- dezvoltarea unor structuri de reglatoare (RG-PID), pentru nouă cazuri semnificative, dedicate reglării poziției M220IPE; verificarea prin experimente a algoritmilor dezvoltați; analiza comparativă a studiilor de caz dezvoltate;
- dezvoltarea unor structuri de reglatoare (RG-PI, RG-PID), dedicate reglării vitezei M220IPE; verificarea prin experimente a algoritmilor dezvoltați; analiza comparativă a celor două soluții de reglare dezvoltate;

## 7. CONCLUZII. CONTRIBUȚII ADUSE PRIN TEZĂ. DIRECȚII ULTERIOARE DE CERCETARE

### 7.1. Concluzii finale

În *capitolul 1* al tezei se prezintă tematica abordată și - pentru o mai ușoară urmărire a prezentărilor din teză - s-a prezentat o succintă sinteză și asupra contribuțiilor aduse.

În **Partea I a** tezei, în *capitolul 2* sunt menționate principalele obiective ale SAE cu parametri variabili, fiind astfel exemplificată - într-o manieră succintă - noțiunea de variabilitate a parametrilor sistemului. În cadrul capitolului, se prezintă câteva tipuri de motoare electrice, realizându-se o analiză comparativă între principalele caracteristici ale motoarelor de curent continuu fără perii (abreviat BLDC-m) și ale motoarelor de curent continuu cu perii (abreviat DC-m). Este prezentată echivalarea d.p.v.d al formei benchmark a celor două tipuri de mașini de curent continuu: DC-m și BLDC-m. De asemenea, sunt evidențiate câteva aplicații mecatronice moderne, precum și principale observații în legătură SAE cu parametri variabili.

În *capitolul 3*, sunt prezentate succint noțiunile esențiale necesare pentru abordarea teoretică și apoi dezvoltarea soluțiilor de conducere pentru aplicațiile specifice abordate în teză. Plecând de la soluția cu regulator PI - fără și cu adaptarea parametrilor - s-a realizat o sinteză asupra soluțiilor de reglare cu structură variabilă. Tot în cadrul capitolului, se prezintă sintetic metodologia de proiectare sistematică a reguletoarelor fuzzy cu dinamică, iar apoi sunt redată structura și principiile de dezvoltare a reguletoarelor fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno, precum și soluția de conducere cu regulator hibrid neuro-fuzzy cvasi-PI. Este prezentată și o abordare privind proiectarea soluțiilor de reglare automată în mod alunecător, cu specificarea condiției de atingere a regimului de mod alunecător. De asemenea, în cadrul capitolului se tratează sintetic și cele trei abordări de dezvoltare a soluțiilor de reglare automată cu reguletoare cu două grade de libertate (abreviat RG-2DOF). În partea de final a capitolului sunt redată principiile de aplicare și relațiile specifice proiectării reguletoarelor PI(D) în domeniul SAE (metode bazate pe condițiile de „modul optim”).

În **Partea a-II-a** a tezei, s-au întocmit modele matematice pentru trei aplicații mecatronice:

- (1) în *capitolul 4*, SAE de înfășurare a unei benzi cu viteză liniară constantă pe un tambur/SAE cu parametri variabili (abreviat SAE-pv) (cu DC-m);
- (2) în *capitolul 5*, SAE cu intrări variabile în timp cu BLDC-m;
- (3) în *capitolul 6*, echipamentul de laborator Model 220 Industrial Plant Emulator (abreviat M220IPE).

Pentru fiecare aplicație, modelele matematice (abreviat MM) obținute din ecuațiile primare care caracterizează funcționarea sistemului, au fost dezvoltate și acceptate ca fiind corespunzătoare (bazat pe referiri din literatură); pe baza acestor MM au fost dezvoltate soluții de reglare automată adaptate la specificul aplicației.

În vederea reglării vitezei servosistemului cu parametri variabili au fost dezvoltate soluții de reglare cu regulatoare convenționale și regulatoare avansate încadrate în două structuri diferite de reglare în cascadă (abreviat SRA-csd):

- soluția de bază (de referință) pentru care au fost dezvoltate trei soluții de reglare: (1) RG-PI, în vederea analizei robusteții soluției de reglare s-a realizat o analiză de sensibilitate (2) RG-F-TS-cvasi-PI cu integratorul plasat pe ieșire și (3) RG-HNF-TS-cvasi-PI cu integratorul plasat pe intrare; pe baza analizei comparative a celor trei soluții de reglare cu valori fixate a parametrilor dezvoltate pentru SRA-csd soluția de bază, pe baza studiilor de caz pentru nouă situații (scenarii), se poate concluziona necesitatea utilizării unor regulatoare adaptive în structuri de reglare automată.
- soluția adaptivă (variantea cu adaptarea parametrilor regulatorului (adaptivă)) pentru care au fost dezvoltate cinci soluții de reglare: (1) RG-PI, (2) RG-F-TS-cvasi-PI cu integratorul plasat pe ieșire, (3) RG-F-TS-cvasi-PI cu integratorul plasat pe intrare, (4) RG-2DOF și (5) RG-SV-PI de tip cvasireleu; pe baza rezultatelor de simulare, se poate trage concluzia că practic toate soluțiile de reglare automată propuse pentru aplicația dezvoltată s-au dovedit viabile și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: suprareglaje, timpi de reglare și timpi de primă reglare relativ reduși.

Pentru reglarea vitezei SAE cu motor BLDC au fost dezvoltate și testate unsprezece soluții de reglare a vitezei cu regulatoare convenționale și regulatoare „avansate” încadrate într-o structură de reglare în cascadă: Soluția (1) RG-PI; Soluția (2) RG-F-TS-cvasi-PI-IE; Soluția (3) RG-F-TS-cvasi-PI-II; Soluția (4) RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE; Soluția (5) RG-HNF-TS-cvasi-PI-II; Soluția (6) RG-SV-PI-de tip cvasireleu; Soluția (7) RG-PI-SV de tip releu ideal; Soluția (8) RG-2DOF PID; Soluția (9) RG-F-TS-2DOF; Soluția (10) RG-SV-PI-2DOF și Soluția (11) RG-PI-SV-2DOF.

Din analize comparative realizate pe baza rezultatelor de simulare, se poate concluziona că practic toate soluțiile de reglare propuse pentru aplicația servosistemului cu motor BLDC s-au dovedit viabile și garantează performanțe de reglare bune în raport cu modificările referinței: comportare aproximativ aperiodică sau foarte puțin oscilantă și timpi de reglare, respectiv timpi de primă reglare relativ reduși.

Pentru reglarea poziției/vitezei servosistemului M220IPE, au fost dezvoltate diferite variante de soluții de reglare cu regulatoare convenționale și regulatoare „avansate” încadrate într-o structură de reglare convențională; aceste soluții au la bază soluțiile de reglare propuse și testate în cap.4 și 5 prin simulare; datorită însă unor mărginiri ale echipamentului de laborator, unele din aceste soluții au trebuit să fie reformulate.

În esență, *capitolul 6* sintetizează:

- dezvoltarea și testarea a cinci soluții de reglare moderne pentru servosistemul M220IPE cu transmisie rigidă fără greutate suplimentare pe cele două discuri: (1) RG-PID, (2) RG-2DOF, (3) RG-SV-PID de tip cvasireleu, (4) RG-F-TS-PD+I și (5) RG-F-TS-PD+I-2DOF;
- dezvoltarea și testarea unor soluții de reglare convenționale cu RG-PID pentru servosistemul M220IPE cu transmisie rigidă cu greutate suplimentare pe discul „load”;
- dezvoltarea și testarea a două soluții de reglare convenționale pentru servosistemul M220IPE cu transmisie flexibilă: (1) RG-PI și (2) RG-PID; soluțiile de reglare au fost abordate pentru trei studii de caz.



Soluțiile de reglare cu RG-PI dezvoltate au constituit atât suport de comparație, cât și suport pentru dezvoltarea celorlalte soluții de reglare.

În vederea verificării comportării soluțiilor de reglare dezvoltate pentru aplicațiile vizate, au fost definite mai multe scenarii de simulare reprezentative, adaptate fiecărei aplicații.

## 7.2. Contribuții aduse prin teză

O scurtă prezentare a contribuțiilor a fost prezentată în *capitolul 1* (în Introducere) în tabelul 1.1.1. În acest subcapitol este prezentată o sinteză asupra tuturor contribuțiilor prezentate la sfârșitul fiecărui capitol.

### 7.2.1. Contribuții în Partea I

Principalele contribuții prezentate în **Partea I**, sunt sintetizate pe capitole după cum urmează:

#### Capitolul 2:

- analiza comparativă între principalele caracteristici ale motoarelor BLDC și DC;
- modelarea matematică a BLDC-m pentru cazul asocierii BLDC-m cu un invertor de frecvență controlată care asigură o viteză de rotație a rotorului aflată în sincronism cu frecvența invertorului; echivalarea d.p.d.v al MM de tip benchmark a celor două tipuri de mașini: DC-m și BLDC-m;
- realizarea sintezei cu privire la trei aplicații mecatronice moderne;
- prezentarea principalelor observații în ceea ce privește SAE cu parametri variabili.

Cele evidențiate au fost prezentate în cadrul referatelor de cercetare științifică [16] și [50].

#### Capitolul 3:

- prezentarea sistematică a unor noțiuni necesare abordării teoretice și dezvoltării soluțiilor de conducere;
- în vederea asigurării unei treceri fără șoc de pe un a.r.n. pe un altul s-a realizat o sintetizare a condițiilor de comutare;
- s-a făcut o sinteză asupra algoritmilor de reglare fuzzy și neuro-fuzzy de tip Takagi-Sugeno;
- s-a realizat o sinteză asupra soluțiilor de reglare cu structură variabilă;
- sintetizarea celor trei abordări de dezvoltare a algoritmilor de reglare 2DOF;
- prezentarea sistematică a celor trei metode bazate pe criteriul modulului;

Contribuțiile au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor [37] - [40], [60], [118] - [120], [214], [216], [217].

### 7.2.2. Contribuții în Partea a II-a

Principalele contribuții prezentate în **Partea a II-a**, sunt sintetizate pe capitole după cum urmează:

#### Capitolul 4:

- elaborarea unui MM neliniar foarte detaliat pentru SAE-pv;
- având ca punct de plecare MM neliniar al SAE-pv, elaborarea unor MM liniarizate dedicate proiectării reglatoarelor (modele de tip benchmark);

- dezvoltarea și verificarea prin simulare a trei structuri de regatoare (cu echivalent în a.r.n.) (RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II) dedicate reglării vitezei SAE-pv; analiza comparativă a celor trei soluții de reglare dezvoltate;
  - efectuarea unei analize de sensibilitate a soluțiilor la modificări parametrice (pe modelele liniarizate); studiul oferă o imagine asupra robusteții soluțiilor de reglare cu RG-PI (SRA-csd, soluția de bază);
  - dezvoltarea și verificarea prin simulare a cinci a.r. (RG-PI, RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-F-TS-cvasi-PI-II, RG-2DOF și RG-SV-PI de tip cvasireleu) dedicați reglării vitezei SAE-pv; algoritmi dezvoltati au fost încadrați în SRA-csd, soluția adaptivă; analiza comparativă a celor cinci soluții de reglare dezvoltate;
  - dezvoltarea unui program Matlab/Simulink pentru determinarea coeficienților polinoamelor ce caracterizează RG-2DOF;
  - dezvoltarea programelor de simulare pentru testarea soluțiilor de reglare propuse pentru SAE-pv;
- Contribuțiile aduse au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor [37] – [40], [50], [145], [159], [172] și [213].

**Capitolul 5:**

- elaborarea unui MM detaliat pentru servosistemul cu BLDC-m necesar simulării detaliate a comportării; elaborarea programelor Matlab-Simulink necesare pentru asigurarea funcționalității BLDC-m și elaborarea pe baza MM detaliat a schemelor bloc informaționale aferente SAE;
  - dezvoltarea și verificarea prin simulare a unei soluții de SRA-csd cu regulator convențional de viteză PI dedicată reglării vitezei SAE;
  - dezvoltarea și verificarea prin simulare a unei soluții de SRA-csd cu regatoare avansate de viteză fuzzy și neuro fuzzy cvasi-PI de tip Takagi-Sugeno – RG-F-TS-cvasi-PI-IE, RG-F-TS-cvasi-PI-II, RG-HNF-TS-cvasi-PI-IE și RG-HNF-TS-cvasi-PI-II – dedicate reglării vitezei SAE; analiza comparativă a soluțiilor de reglare dezvoltate;
  - dezvoltarea și verificarea prin simulare a unei soluții de SRA-csd cu regatoare avansate de viteză cu structură variabilă – RG-SV-PI-de tip cvasireleu și RG-PI-SV de tip releu ideal – dedicate reglării vitezei SAE; analiza comparativă a soluțiilor de reglare dezvoltate;
  - dezvoltarea și verificarea prin simulare a unei soluții de SRA-csd cu regatoare avansate de viteză cu două grade de libertate – RG-2DOF PID, RG-F-TS-2DOF, RG-SV-PI-2DOF și RG-PI-SV-2DOF – dedicate reglării vitezei SAE; analiza comparativă a soluțiilor de reglare dezvoltate;
- Contribuțiile aduse au fost valorificate și prin intermediul [16], [34], [50], [118] – [120], [168], [188] - [191], [193].

**Capitolul 6:**

- deducerea și apoi calculul parametrilor procesului prin identificare experimentală;
- modelarea matematică a servosistemului M220IPE și interpretarea modelelor ca modele de tip benchmark;
- dezvoltarea și verificarea prin experimente cu scenarii concludente pentru aplicația principală a tezei a cinci structuri de regatoare (cu echivalent în a.r.n.) (RG-PID, RG-2DOF, RG-SV-PID de tip cvasireleu, RG-F-TS-PD+I și RG-F-TS-PD+I-2DOF) dedicate reglării poziției M220IPE; analiza comparativă a celor cinci soluții de reglare dezvoltate;

- 
- construirea bazei de reguli și formularea concluziilor pentru algoritmi de reglare fuzzy de tip Takagi-Sugeno;
  - dezvoltarea și verificarea prin experimente a unor structuri de reglatoare (RG-PID), pentru nouă cazuri semnificative, dedicate reglării poziției M220IPE; analiza comparativă a studiilor de caz dezvoltate;
  - dezvoltarea și verificarea prin experimente a unor structuri de reglatoare (RG-PI, RG-PID), dedicate reglării M220IPE; analiza comparativă a celor două soluții de reglare dezvoltate;
  - dezvoltarea programelor pentru testarea soluțiilor de reglare propuse pentru M220IPE.
- Contribuțiile au fost valorificate și prin intermediul lucrărilor [193], [212], [218].

### 7.3. Direcții ulterioare de cercetare

Soluțiile de reglare automată dedicate reglării vitezei unor SAE care funcționează în condiții de variabilitate a intrărilor și parametrilor, respectiv a poziției (aplicații mecatronice) abordate în teză pot oferi în continuare subiecte de cercetare viitoare; dintre acestea sunt vizate următoarele:

- implementarea soluțiilor de reglare dezvoltate în cadrul tezei, pe echipamente în timp real;
  - lărgirea gamei de aplicații ce funcționează în condiții similare;
  - analize teoretice și aplicative legate de stabilitățile aplicațiilor cu reglatoare similare celor dezvoltate în cadrul tezei; tratarea aplicațiilor în condiții de restricții;
  - adaptarea SAE cu motor BLDC la cazul  $J_{tot}(t)$  variabil prin extensia structurii la situațiile dezvoltate în capitolele 3 și 4; utilizarea reglatoare adaptive pentru reglarea poziției servosistemului M220IPE;
  - colaborarea cu furnizorul de echipament (M220IPE) prin care executivul de timp real să fie flexibilizat;
  - dezvoltarea unor estimatoare pentru aplicațiile mecatronice abordate în capitolele 4, 5 și 6;
- s.a..

## **ANEXE**

### **Anexa 1. Programe Matlab**

**Anexa A1.1.** Program Matlab pentru rezolvarea ecuației diofantice

**Anexa A1.2.** Program Matlab pentru calculul polinoamelor sistemului de reglare automată cu regulatoare cu două grade de libertate

### **Anexa 2. Aplicația de laborator: Model 220 Industrial Plant Emulator**

**Anexa A2.1.** Echipamentul de laborator - M220IPE

**Anexa A2.2.** Modelare matematică, valori numerice ale parametrilor sistemului M220IPE

## ANEXA 1. PROGRAME MATLAB

### Anexa A1.1. Program Matlab pentru rezolvarea ecuației diofantice

```
function [r, s] = dioph(a,b,alpha);
%[r s]=dioph(a,b,alpha) rezolvă ecuația diofantică a*r+b*s=alpha
[n,m] = size(a);
d = zeros(m,m);
for i = 1:m;
    d(i:m+i-2,2*i-1) = b';
end
for i = 1:m-1
    d(i:i+m-1,2*i) = a';
    d(2*m-1,2*i) = 1;
end
a1 = [a(2:m) a*0]';
a2 = [alpha(2:2*m-1) -1]';
a3 = a2 - a1;
p = d\a3;
for i = 1:m
    s(1,i) = p(2*i-1);
end
r = 0*s;
r(1,1) = 1;
for i = 1:m-1
    r(1,i+1) = p(2*i);
end
```

### Anexa A1.2. Program Matlab pentru calculul polinoamelor sistemului de reglare automată cu reglatoare cu două grade de libertate

```
wp=277; %Alegerea pulsației procesului
zetap=1.9; %Alegerea coeficientului de amortizare al procesului
numPs=wp*wp; %Numărătorul f.d.t. a procesului
denPs=[1 2*zetap*wp wp*wp]; %Numitorul f.d.t. a procesului
wm=300; %Alegerea pulsației modelului de referință
zetam=0.707; %Alegerea coeficientului de amortizare al modelului de referință
numMs=wm*wm; %Numărătorul f.d.t. al modelului de referință
denMs=[1 2*zetam*wm wm*wm]; %Numitorul f.d.t. al modelului de referință
wo=350; %Alegerea pulsației polinomului de observare
zetao=0.707; %Alegerea coeficientului de amortizare al polinomului de observare
numOs=wo*wo; %Numărătorul f.d.t. al polinomului de observare
denOs=[1 2*zetao*wo wo*wo]; %Numitorul f.d.t. al polinomului de observare
Ts=0.00025; %Alegerea perioadei de eșantionare
```

```
[numPz,denPz]=c2dm(numPs,denPs,Ts,'zoh')
[numMz,denMz]=c2dm(numMs,denMs,Ts,'zoh');
[numOz,denOz]=c2dm(numOs,denOs,Ts,'zoh');
Cz=conv(denMz,denOz);
Bz=numPz;
Az=denPz;
Bmz=Bz/(Bz*ones(length(Bz),1));
Bmz=[Bmz(2) Bmz(3)];
Bpz=Bz*ones(length(Bz),1);
%Programul pentru rezolvarea ecuației diofante
[Rz,Sz]=dioph(Az,Bmz,Cz)
Tz=denOz*(denMz*ones(length(denMz),1))
```

## ANEXA 2. APLICAȚIA DE LABORATOR: MODEL 220 INDUSTRIAL PLANT EMULATOR

Aplicația de laborator - Model 220 Industrial Plant Emulator (M220IPE), figura A2.1.1 - luată în considerare, în cadrul acestei teze este un echipament complex, neliniar, ideal pentru studierea soluțiilor de reglare automată dedicate controlului unor echipamente industriale moderne, ca de exemplu: arbori de transmisie, conveioare, mese rotative, mașini-unelte și mașini de asamblare automatizate [177], [194], [195]. Avantajele și dezavantajele principale ale echipamentului de laborator au fost enumerate în cap. 6 al tezei.

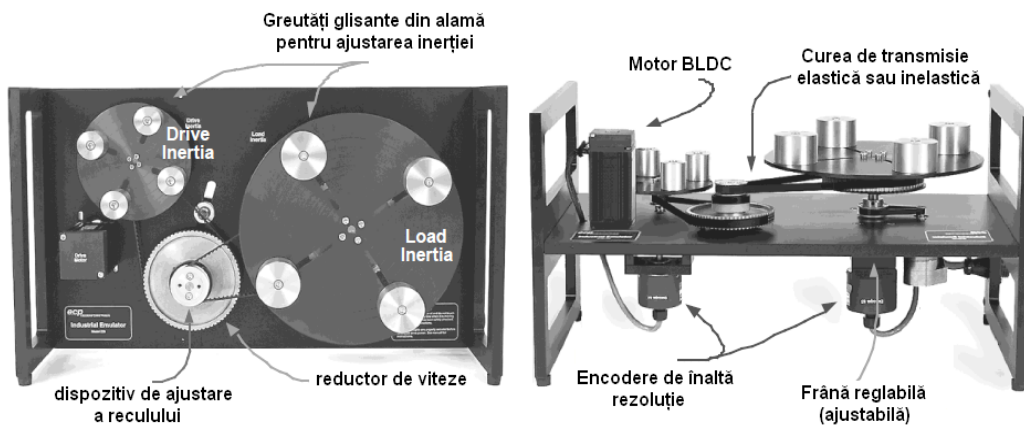


Fig. A2.1.1. Schema de principiu a servo-sistemului Model 220 Industrial Plant Emulator (M220IPE) [177], [194], [195]

### Anexa A2.1. Echipamentul de laborator - M220IPE

Echipamentul de laborator include atât componente hardware, cât și componente software, el fiind compus din trei subsisteme principale (a se vedea figura A2.1.2) [177], [194], [195]: (1) dispozitivul electromecanic (*electromechanical plant*), unitatea de comandă în timp real (*real-time controller unit*) și (3) programul executiv (*executive program/ECP executive software*).

#### A. Partea electromecanică (dispozitivul electromecanic)

Partea electromecanică este un dispozitiv relativ complex care conține două subsisteme de acționare cu motor BLDC. Primul subsistem este dezvoltat pentru emularea unei game largi de aplicații cu servosisteme. Echipamentul M220IPE este compus dintr-un motor BLDC (*drive motor*) cuplat prin intermediul unei curele de transmisie la un disc (*drive disk*) cu inerție ajustabilă. O altă curea de transmisie conectează discul „drive” la reductorul de viteză (*speed reductor*), în timp ce o a treia curea conectează reductorul de viteză cu un al doilea disc (*load disk*). Inerția celor două discuri poate fi ajustată prin adăugarea (sau eliminarea) unor greutăți suplimentare. Raportul de transmisie al reductorului de viteză poate fi modificat prin înlocuirea roților dințate și a curelelor de transmisie. Prin intermediul unui mecanism încorporat în reductorul de viteză poate fi introdus backlash, iar o transmisie

flexibilă poate fi asigurată prin înlocuirea curelei de transmisie (rigide) dintre reductorul de viteză și discul „load” cu o curea flexibilă.

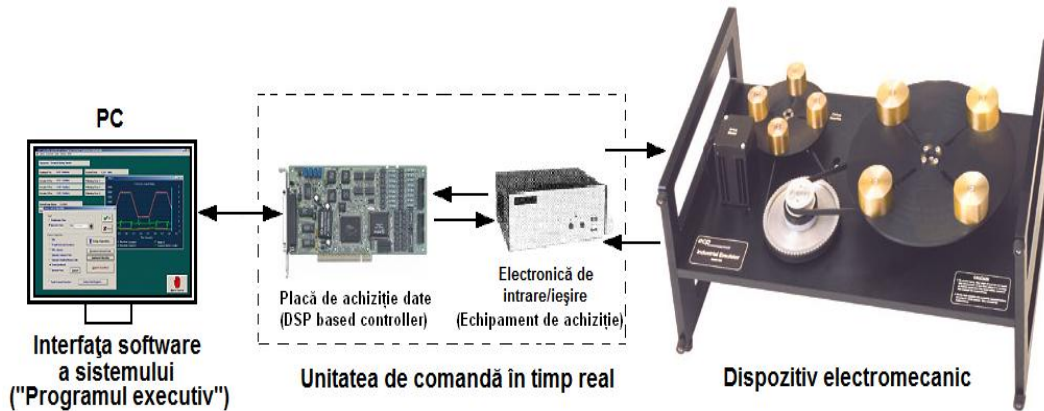


Fig. A2.1.2. Echipamentul de laborator M220IPE [177], [194], [195]

Un al doilea motor BLDC (*disturbance motor*) conectat la discul „load” – raportul de transmisie între aceștia fiind de 4:1 – este utilizat pentru emularea frecării vâscoase și a perturbațiilor. Frecarea coulombiană poate fi introdusă prin intermediul unei frâne situate sub discul „load”. Astfel frecarea, perturbațiile, backlash-ul și flexibilitatea transmisiei pot fi introduse într-un mod controlat. Aceste efecte modelează condițiile de funcționare reale (neideale). Poziția discurilor este fixată cu ajutorul unor encodere de înaltă rezoluție cuplate direct de cele două discuri.

### B. Unitatea de comandă în timp real.

Unitatea de comandă în timp real (*real-time controller unit*) este compusă din placa de achiziție date/DSP based controller (*digital signal processor*, abreviat DSP) și echipamentul de interfațare pentru achiziție și pentru execuție [177], [194], [195]. Specificațiile de bază disponibile pentru sistemele de achiziție se referă la: (1) numărul de canale analogice de intrare, (2) rata de eșantionare, (3) multiplexarea, (4) rezoluția și (5) domeniul.

### C. Programul executiv.

Programul executiv rulează pe calculator (PC) sub sistemul de operare Windows, este bazat pe meniuri și asigură: (1) definirea și modificarea de către utilizator a caracteristicilor sistemului și (2) prezentarea efectelor rezultate în urma manipulării sistemului.

Programul executiv coordonează operațiile efectuate de dispozitivul electromecanic și integrarea sa cu resursele sistemului de calcul, figura A2.1.3. Acesta conține meniul principal, un afișaj de date în timp real și un buton - Abort Control - prin intermediul căruia în cazul unei situații de urgență se poate întrerupe imediat procesul de reglare.

Detaliile privind semnificația diferitelor indicatoare („Control Loop Status” (*starea buclei de reglare*), „Controller Status” (*starea regulatorului*) ș.a. sunt detaliate în cartea tehnică a echipamentului [177], [194], [195]

Meniul principal este afișat în partea de sus a ecranului și conține următoarele opțiuni: (1) File, (2) Setup, (3) Command, (4) Data, (5) Plotting și (6)



Utility. Detaliile privind opțiunile, subopțiunile, facilitățile oferite, respectiv utilizarea concretă a acestora sunt detaliate în cartea tehnică a echipamentului [177], [194], [195].

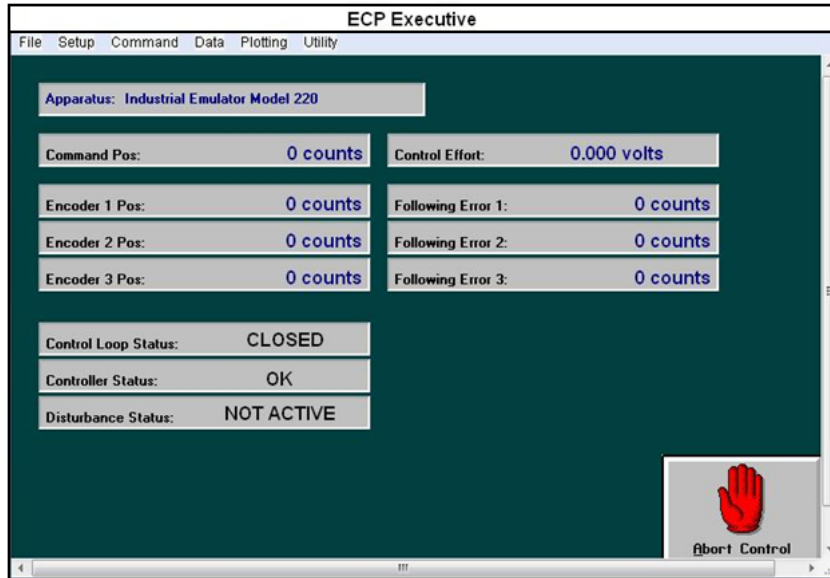
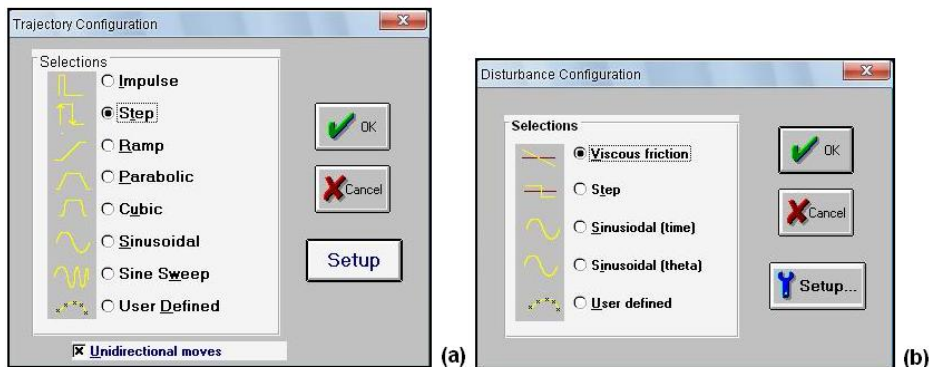


Fig. A2.1.3. Fereastra principală a servo-sistemului M220IPE [177], [194], [195]

Cu referire la aceste opțiuni și subopțiuni (inclusiv restricții), în Fig. A2.1.4. sunt exemplificate: (a) fereastra de configurare a referinței, (b) fereastra de configurare a perturbației, (c) fereastra de execuție a referinței (d) fereastra de identificare a algoritmilor de reglare [177], [194], [195] și (e) fereastra de configurare a datelor posibile [177], [194], [195].

Experimentele de reglare automată din teză sunt dezvoltate și executate atât în timp real în mediul Matlab/Simulink – a se vedea subcapitolele 6.3 și 6.4 – cât și prin intermediul programului executiv – a se vedea subcapitolul 6.5 din teză. Pentru executarea experimentelor în timp real, partea software a echipamentului operează sub MS Windows XP, utilizând MATLAB 7.6 – Release 2008 a/b – și toolbox-urile RTW 7.1 și RTWT 3.1.



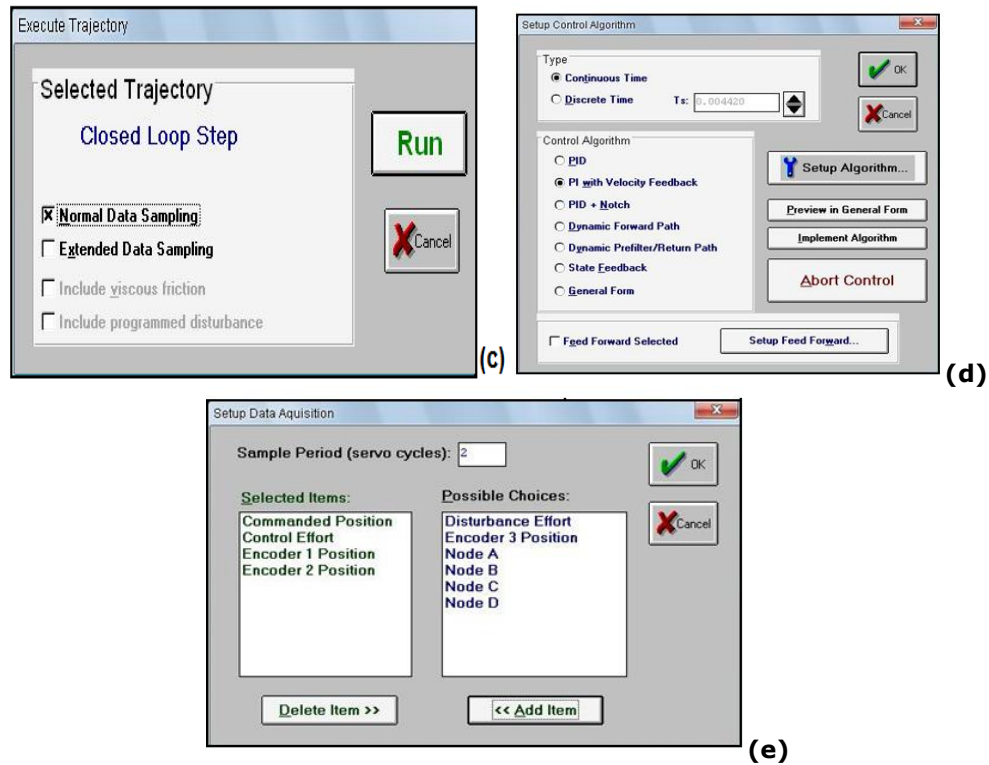


Fig. A2.1.4. (a) Fereastra de configurare a referinței, (b) Fereastra de configurare a perturbației, (c) Fereastra de execuție a referinței, (d) Fereastra de identificare a algoritmilor de reglare, (e) Fereastra de configurare a datelor posibile [177], [194], [195]

## Anexa A2.2. Modelare matematică, valori numerice ale parametrilor sistemului M220IPE

În cadrul acestui paragraf sunt prezentate detaliile privind modelarea matematică pentru două situații: (1) la punctul A, transmisia realizată prin intermediul unei curele (cvasi)rigide și (2) la punctul B, transmisia realizată prin intermediul unei curele flexibile (elastice). Sunt de asemenea prezentate valorile numerice ce caracterizează servosistemul M220IPE (valori numerice preluate după [177], [194], [195]) și informațiile necesare pentru efectuarea experimentelor în cap. 6. Informațiile aici sintetizate sunt apoi utilizate în cap.6 al tezei.

**A. Modelarea matematică a servosistemului cu transmisie rigidă.** Schema funcțională a sistemului M220IPE cu transmisie (cvasi)rigidă este prezentată în figura A2.2.1, în care:  $\theta_1, \theta_2$  – pozițiile unghiulare a celor două discuri ( $\theta_1$ -motor disk și  $\theta_2$ -load disk),  $r_d, r_l$  – razele roților dințate ce antrenează cele două discuri,  $J_d, J_l$  – momentele de inerție ale celor două discuri ( $d$ -drive,  $l$ -load),  $c_1, c_2$  – amortizările discurilor,  $\theta_p$  – poziția unghiulară a reductorului de viteză,  $r_{p1}, r_{p2}$  – razele roților dințate ale reductorului de viteză,  $J_p$  – momentul de inerție al reductorului de viteză și  $T_D$  – cuplul generat de motorul de acționare (drive). Curelele de transmisie sunt practic rigide (foarte puțin elastice).

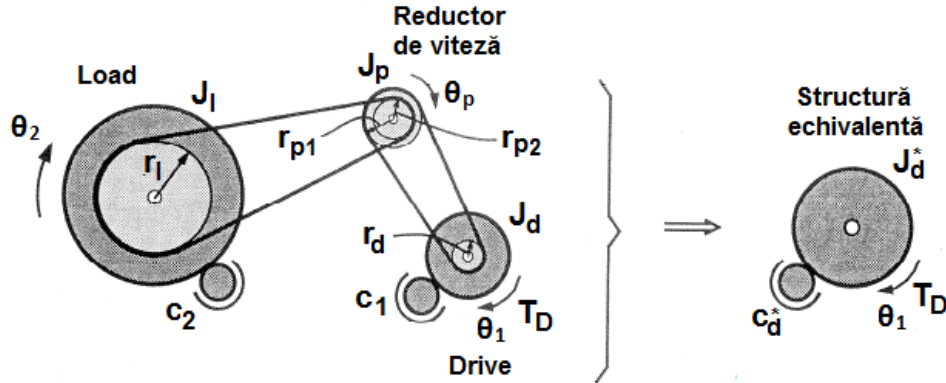


Fig. A2.2.1. Schema de principiu a servo-sistemului M220IPE cu transmisie rigidă

Pentru determinarea MM al servosistemului cu transmisie rigidă s-a utilizat metodologia dată în [177], [198], [201], [203], [204] (ecuații de bilanț), în care:  $J_d^*$ ,  $J_l^*$  - momentele de inerție totale resimțite (raportate la) de axul celor două discuri,  $c_d^*$ ,  $c_l^*$  - coeficienții de frecare ale celor două discuri,  $gr$  - raport de transmisie (*gear ratio*),  $gr'$  - raportul de transmisie dintre reductorul de viteză și discul „drive” iar componentele lui  $\underline{I}$  sunt  $T_D$  - cuplul generat de motorul de acționare și  $grT_D$  - cuplul generat de motorul de acționare redus.

Ecuația de bilanț sub formă matricială este de forma:

$$\underline{J} \ddot{\underline{\theta}} + \underline{c} \dot{\underline{\theta}} = \underline{T} \quad (\text{A2.2-1})$$

în care:

$$\underline{\theta} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}, \underline{J} = \begin{bmatrix} J_d^* & 0 \\ 0 & J_l^* \end{bmatrix}, \underline{c} = \begin{bmatrix} c_d^* & 0 \\ 0 & c_l^* \end{bmatrix}, \underline{T} = \begin{bmatrix} T_D \\ grT_D \end{bmatrix}$$

cu  $J_d^*$ ,  $J_l^*$ ,  $c_d^*$ ,  $c_l^*$ ,  $gr$  și  $gr'$  conform relației (A2.2-2).

$$\begin{aligned} J_d^* &= J_d + J_p gr'^{-2} + J_l gr^{-2}, \\ J_l^* &= J_d gr^2 + J_p (gr / gr')^2 + J_l, \\ c_d^* &= c_1 + c_2 gr^{-2}, \\ c_l^* &= c_1 gr^2 + c_2, \\ gr &= (r_l r_{p1}) / (r_d r_{p2}), gr' = r_{p1} / r_d. \end{aligned} \quad (\text{A2.2-2})$$

MM-ISI-ul aferent M220IPE cu transmisie rigidă este dat de relația (A2.2-3) pentru două situații: (1) ieșirea procesului este  $\theta_1$ , relația (A2.2-4) și (2) ieșirea procesului este  $\theta_2$ , relația (A2.2-5).

$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = \underline{A} \underline{x} + \underline{B} \underline{T} \\ \underline{y} = \underline{C} \underline{x} \end{cases} \quad (\text{A2.2-3})$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_1 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -c_d^*/J_d^* \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/J_d^* \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0] \quad (A2.2-4)$$

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -c_l^*/J_l^* \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ gr/J_d^* \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0] \quad (A2.2-5)$$

Aplicând transformata Laplace asupra relației (A2.2.-1) se obțin dependențele operaționale (A2.2-6) și (A2.2-7):

$$(a) \frac{\theta_1(s)}{T_D(s)} = \frac{1}{s(J_d^*s + c_d^*)} \quad (A2.2-6)$$

$$(b) \frac{\theta_2(s)}{T_D(s)} = \frac{gr}{s(J_l^*s + c_l^*)}. \quad (A2.2-6)$$

Dacă se neglijează frecarea, relația (A2.2-6) se reduce la relația (A2.2-7):

$$(a) \frac{\theta_1(s)}{T_D(s)} = \frac{1}{J_d^*s^2}, \quad (A2.2-7)$$

$$(b) \frac{\theta_2(s)}{T_D(s)} = \frac{gr}{J_l^*s^2}.$$

**B. Modelarea matematică a servosistemului cu transmisie flexibilă**

**flexibilă.** Schema funcțională a servo-sistemului cu transmisie flexibilă este prezentată în figura A2.2.2, în care:  $k_L$  – constanta de elasticitate liniară a curelei de transmisie flexibile,  $F_1, F_2$  – forțele de tensiune din cureaua flexibilă (elastică),  $F_3, F_4$  – forțele de tensiune din cureaua rigidă (inelastică).

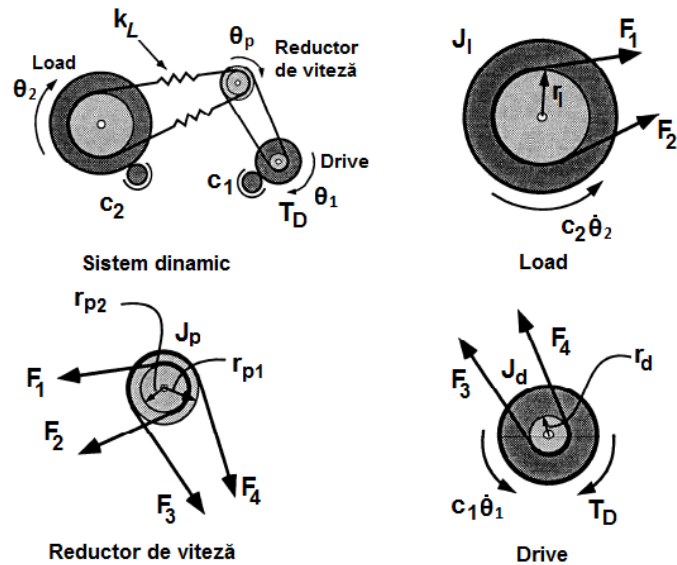


Fig. A2.2.2. Schema de principiu a servo-sistemului M220IPE cu transmisie flexibilă

Ca punct de plecare în modelare au fost acceptate relațiile (A2.2-8) - (A2.2-10), preluate după [177], [198], [201], [203], [204] în care:  $k = 2k_L r_1^2$  și

$$J_d^* = J_d + gr'^2 J_p.$$

Pentru acest caz relația (A2.2-1) devine:

$$\underline{J} \ddot{\underline{\theta}} + \underline{c} \dot{\underline{\theta}} + \underline{K} \underline{\theta} = \underline{T} \quad (\text{A2.2-8})$$

$$\text{în care: } \underline{\theta} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \end{bmatrix}, \underline{J} = \begin{bmatrix} J_d^* & 0 \\ 0 & J_l \end{bmatrix}, \underline{c} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 \\ 0 & c_2 \end{bmatrix}, \underline{K} = k \begin{bmatrix} gr^{-2} - gr^{-1} \\ -gr^{-1} & 1 \end{bmatrix}, \underline{T} = \begin{bmatrix} T_D \\ 0 \end{bmatrix}$$

MM-ISI-ul aferent servo-sistemului cu transmisie flexibilă rezulta de forma (A2.2-3), cu matricile  $\underline{x}$ ,  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$  și  $\underline{C}$  redade prin intermediul relației (A2.2-9):

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \dot{\theta}_1 \\ \theta_2 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix}, \underline{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix}, \underline{B} = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \\ b_{31} \\ b_{41} \end{bmatrix}, \underline{C} = [C_1 \quad 0 \quad C_2 \quad 0] \quad (\text{A2.2-9})$$

în care elementele matricilor  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$  și  $\underline{C}$  au expresiile (A2.2-10):

$$\begin{aligned} a_{11} &= 0, a_{12} = 1, a_{13} = 0, a_{14} = 0, \\ a_{21} &= -kgr^{-2}/J_d^*, a_{22} = -c_1/J_d^*, a_{23} = kgr^{-1}/J_d^*, a_{24} = 0, \\ a_{31} &= 0, a_{32} = 0, a_{33} = 0, a_{34} = 1, \\ a_{41} &= kgr^{-1}/J_l, a_{42} = 0, a_{43} = -k/J_l, a_{44} = -c_2/J_l, \\ b_{11} &= 0, b_{21} = 1/J_d^*, b_{31} = 0, b_{41} = 0, \end{aligned} \quad (\text{A2.2-10})$$

$C_1=1$  dacă  $\theta_1$  este ieșire sau  $C_2=1$  dacă  $\theta_2$  este ieșirea sistemului.

Aplicând transformata Laplace asupra relației (A2.2-8) se obține (A2.2-11):

$$\frac{\theta_1(s)}{T_D(s)} = \frac{J_l s^2 + c_2 s + k}{D(s)}, \quad (\text{A2.2-11})$$

$$\frac{\theta_2(s)}{T_D(s)} = \frac{k/gr}{D(s)}.$$

în care:

$$D(s) = J_d^* J_l s^4 + (J_d^* c_2 + J_l c_1) s^3 + (J_d^* k + J_l gr^{-2} k + c_1 c_2) s^2 + (c_1 k + c_2 gr^{-2} k) s$$

**C. Valori numerice pentru cazurile de studiu abordate experimental în teză.** În experimentele dezvoltate în teză (acest paragraf și cap.6) s-au folosit următoarele notații [182] (a se vedea figura A2.2.3):

$$J_d = J_{dd} + J_{wd}, \quad J_l = J_{dl} + J_{wl},$$

$$J_p = J_{pd} + J_{pl} + J_{p\_backlash}, \quad (\text{A2.2-12})$$

$$gr = \frac{n_l}{n_{pl}} \frac{n_{pd}}{n_d} = \frac{6n_{pd}}{n_{pl}}, \quad gr' = \frac{n_{pd}}{n_d} = \frac{n_{pd}}{12}.$$

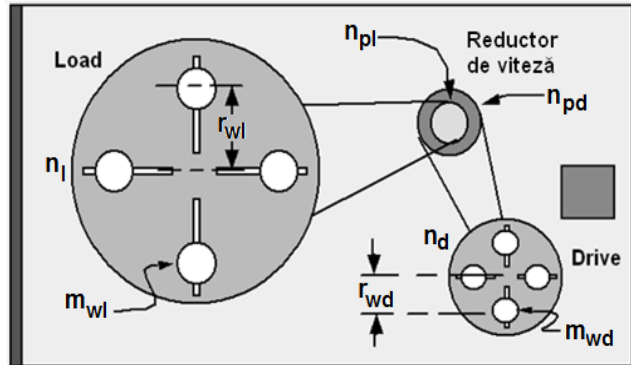


Fig.A2.2.3. Echipamentul M220IPE – variantă de repartizare a greutăților pe cele două discuri [177]

în care:  $J_{dd}$  – inerția discului „drive” (fără greutate) + inerția motorului (*drive motor*) + inerția encoderului (*encoder1*) + inerția curelei de transmisie dintre disc și motor ( $J_{drive\_disk/motor\_belt}$ ) + inerția roților dințate ( $J_{drive\_disk\_pulley} + J_{drive\_motor\_pulley}$ ),  $J_{dl}$  – inerția discului „load” (fără greutate) + inerția motorului (*disturbance motor*) + inerția encoderului (*encoder2*) + inerția curelei de transmisie dintre disc și motor ( $J_{load\_disk/motor\_belt}$ ) + inerția roților dințate ( $J_{load\_disk\_pulley} + J_{load\_motor\_pulley}$ ),  $J_{wdr}$ ,  $J_{wl}$  – inerția asociată greutatea de alamă de pe cele două discuri,  $J_{pdr}$ ,  $J_{pl}$  – inerția roților dințate din componența reductorului de viteză,  $J_{p\_backlash}$  – inerția mecanismului de backlash din componența reductorului de viteză,  $n_{pd}$  – numărul de dinți ai roții dințate cuplată prin intermediul unei curele de transmisie la discul „drive”,  $n_{pl}$  – numărul de dinți ai roții dințate cuplată prin intermediul unei curele de transmisie la discul „load”,  $n_d$  – numărul de dinți ai roții dințate corespunzătoare discului „drive” ( $n_d=12$ ),  $n_l$  – numărul de dinți ai roții dințate corespunzătoare discului „load” ( $n_l=72$ ).

Valorile numerice pentru parametrii servosistemului folosite în analiza și dezvoltarea structurilor de reglare automată, sunt sintetizate în tabelul A2.2.1.

Tabelul A2.2.1. Valori parametrilor sistemului M220IPE

Parametri	Valori
$J_{dd}$	0.00040 Kgm <sup>2</sup>
$J_{dl}$	0.0065 Kgm <sup>2</sup>
$J_{p\_backlash}$	0.000031 Kgm <sup>2</sup>
$J_{wd}$ (4*0.2 Kg la $r_{wd}=0.05$ m)	0.0021 Kgm <sup>2</sup>
$J_{wd}$ (4*0.5 Kg la $r_{wd}=0.05$ m)	0.00561 Kgm <sup>2</sup>
$J_{wl}$ (4*0.2 Kg la $r_{wl}=0.1$ m)	0.00824 Kgm <sup>2</sup>
$J_{wl}$ (4*0.5 Kg la $r_{wl}=0.1$ m)	0.0206 Kgm <sup>2</sup>
$J_{pd}$ ( $n_{pd}=24$ ) sau $J_{pl}$ ( $n_{pl}=24$ )	0.000008 Kgm <sup>2</sup>
$J_{pd}$ ( $n_{pd}=36$ ) sau $J_{pl}$ ( $n_{pl}=36$ )	0.000039 Kgm <sup>2</sup>
$c_1$	0.004 Nm/rad/s
$c_2$	0.05 Nm/rad/s
$k$	8.45 Nm/rad

## BIBLIOGRAFIE

- [1] R. Isermann, *Mechatronic Systems: Fundamentals*. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 2005.
- [2] C. Koch, O. Radler, A. Spröwitz, T. Ströhla, and V. Zöppig, "Project course 'Design Mechatronic Systems'," in *Proc. IEEE International Conference on Mechatronics (ICM 2006)*, Budapest, Hungary, 2006, pp. 69–72.
- [3] P. Hehenberger, R. Naderer, C. Schuler and K. Zeman, "Conceptual design of mechatronic systems as a recurring element of innovation processes," in *Proc. of 4<sup>th</sup> IFAC Symposium on Mechatronic Systems (MECHATRONICS 2006)*, Heidelberg, Germany, 342-347.
- [4] I. Pabst, "An approach for reliability estimation and control of mechatronic systems," in *Proc. of 4<sup>th</sup> IFAC Symposium on Mechatronic Systems (MECHATRONICS 2006)*, Heidelberg, Germany, 831-836.
- [5] G. Tunsoiu, E. Seracin, C. Saal, *Accionări Electrice*. Editura Didactică și Pedagogică, București, 1982.
- [6] L. Kovacs, "Soluții de conducere a sistemelor de acționare electrică cu moment de inerție variabil," Proiect de diplomă, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 2000.
- [7] A.-I. Stînean, "Structuri de reglare optimizate pentru sisteme de acționare electrică cu parametri variabili," Proiect de cercetare științifică, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 2011.
- [8] F. Golnaraghi and B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, 9<sup>th</sup> ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2009.
- [9] Vilanova R. și Visioli A., Eds., *Preprints of IFAC Conference on Advances in PID Control (PID'12)*, Brescia, Italy: IFAC, 2012.
- [10] S. A. Nasar and I. Boldea, *Electric Drives*, 2<sup>rd</sup> ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2005.
- [11] J. A. Christian, M. A. Turbe, E. M. Kabo, L. C. Manno and E. N. Johnson, "Development of a variable inertia reaction wheel system for spacecraft attitude control," in *Proc. AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, Providence, Rhode Island, USA, 2004, 13 pp.
- [12] F. Mink and A. Bahr, "Adaptive speed control for drives with variable moments of inertia and natural frequencies," LTi DRIVES GmbH Entwicklung Software, Lahnau, Germany, 2011.
- [13] S. M. Megahed and A. K. Abd El-Razik, "Vibration control of two degrees of freedom system using variable inertia vibration absorbers: Modeling and simulation," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 329, pp. 4841–4865, May 2010.
- [14] S. Ozawa and H. Furuya, "Feedback Linearization Technique in Variable Inertia Systems," *Trans. Japan Soc. Aero. Space Sci.*, vol. 45, No.147, pp. 1-9, 2002.
- [15] Pagină web: [http://ro.wikipedia.org/wiki/Motor\\_electric](http://ro.wikipedia.org/wiki/Motor_electric).
- [16] **A.-I. Stînean**, "Analiza și modelarea unui sistem de acționare electrică cu parametri variabili," Referat de doctorat Nr.1, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 2013.

- 
- [17] M. Morega, *Note de curs (Mașini și acționări electrice)*, București, 2006-2007.
- [18] D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. New York: McGraw-Hill, 2006.
- [19] M. Dobra, *Contribuții la dezvoltarea algoritmilor de control pentru acționări electrice cu motoare de curent continuu fără perii, cu aplicații la sistemele cu roboți industriali*, Teză de doctorat, Universitatea Tehnică Cluj-Napoca, 2013.
- [20] V. Popa, "Soluții moderne de conducere a turației unui sistem de acționare electromecanică," Proiect de diplomă, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 2011.
- [21] **A.-I. Stînean**, "Dezvoltarea unor soluții moderne de conducere a sistemelor de acționare pentru vehicule cu tracțiune electrică," Proiect de diplomă, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 2008.
- [22] S. Baldursson, "BLDC motor modelling and control – A Matlab/Simulink implementation," M.Sc. Thesis, Institutionen för Energi och Miljö, Göteborg, Sweden, 2005.
- [23] P. Yedamale, *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*. Application Note 885, Microchip Technology Inc., Chandler, AZ, 2003.
- [24] D. Hansson, "Study and test of a BLDC motor drive systems function and operation for a pump application," M.Sc. Thesis, Institutionen för Elteknik, Chalmers Tekniska Högskola, Chalmers, Sweden, 2004.
- [25] R. Măgureanu, N. Vasile, *Servomotoare fără perii tip sincron*, Editura Tehnică, București, 1990.
- [26] I.-M. Dragu, "Soluții de reglare pentru vehicule cu tracțiune electrică (hibridă)," Proiect de diplomă, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 2009.
- [27] G. F. Marshall and G. E. Stutz, *Handbook of Optical and Laser Scanning*, Second Edition, Boca Raton, FL: CRC Press, 2012.
- [28] H. A. Toliyat, "Analysis and Simulation of Multi-Phase Variable Speed Induction Motor Drives Under Asymmetrical Connections." *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Vol. 2, March 1996, pp. 586-592.
- [29] F. Beudart, F. Labrique, E. Matagne, D. Telteux and P. Alexandre, "Control under normal and fault tolerant operation of multiphase SMPM synchronous machines with mechanically and magnetically decoupled phases." *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, March 2009, pp. 461-466.
- [30] Pagină web:  
[http://www.mathworks.com/help/phymod/powersys/ref/permanentmagnet\\_synchronousmachine.html](http://www.mathworks.com/help/phymod/powersys/ref/permanentmagnet_synchronousmachine.html)
- [31] Pagină web: <http://www.mecatronica.ro>
- [32] M. Iwasaki, Y. Maeda, M. Kawafuku and H. Hirai, "Precise modeling of rolling friction in ball screw-driven table positioning system," in *Proc. 4<sup>th</sup> IFAC Symposium on Mechatronic Systems (MECHATRONICS 2006)*, Heidelberg, Germany, 2006, pp. 295-300.
- [33] C. K. Pang, D. Gangquan, T. H. Lee, and M. Nagashima, "Adaptive non-model-based vibration control of critical flexible modes in mechatronic systems," in *Proc. 18<sup>th</sup> IFAC World Congress (IFAC WC 2011)*, Milano, Italy, 2011, pp. 5297-5302.
- [34] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C. Pozna, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "Speed and position control of BLDC servo systems with low inertia,"



- in *Proc. 2<sup>nd</sup> International Conference on Cognitive Info-comunications (CogInfoCom 2011)*, Budapest, Hungary, 2011, 10 pp.
- [35] X. Lei, "Design of an electric drivetrain used in a hybrid vehicle," Ph.D. Application Engineer, Ansoft Corporation, Detroit, MI, USA, 2008.
- [36] St. Preitl, R.-E. Precup, S. Solyom and L. Kovacs, "Development of conventional and fuzzy controllers for output coupled drive systems and variable Inertia," in *Large Scale Systems: Theory and Applications 2001 (LSS'01)*, Eds. Filip, F. G., Dumitrache, I. and Iliescu, S. S. (Elsevier Science), 2001, pp. 261-269.
- [37] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş, E.M. Petriu and M.-B. Rădac, "Modeling and control of an electric drive system with continuously variable reference, moment of inertia and load disturbance," in *Proc. 9<sup>th</sup> Asian Control Conference (ASCC 2013)*, Istanbul, Turkey, 2013, 6 pp.
- [38] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş, E.M. Petriu and M.-B. Rădac, "Choosing a proper control structure for a mechatronic system with variable parameters," in *2<sup>nd</sup> IFAC Workshop on Convergence of Information Technologies and Control Methods with Power Systems (ICPS'13)*, Cluj-Napoca, Romania, 2013, 6 pp.
- [39] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş, M.-B. Rădac, and E.M. Petriu, "2-DOF control solutions for an electric drive system under continuously variable conditions," in *Proc. IEEE 8<sup>th</sup> International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (SACI 2013)*, Timisoara, Romania, 2013, 6 pp.
- [40] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, E.M. Petriu, C.-A. Dragoş, and M.-B. Rădac, "Solutions for avoiding the worst case scenario in driving system working under continuously variable conditions," IEEE 9<sup>th</sup> International Conference on Computational Cybernetics (ICCC 2013), Tihany, Hungary, 2013, 6 pp.
- [41] St. Preitl și R.-E. Precup (Editori). *Tehnici de proiectare a structurilor de reglare automată*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2008.
- [42] St. Preitl, R.-E. Precup și Zs. Preitl, *Structuri și algoritmi pentru conducerea automată a proceselor*, vol 1 și 2, Timișoara, Editura Orizonturi Universitare, 2009.
- [43] G. D. Andreescu. *Estimatoare în sisteme de conducere a acțiunilor electrice. Aplicații la mașini sincrone cu magneți permanenți*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 1999.
- [44] D. G. Luenberger. *Observers for Multivariable Systems*. IEEE Trans. On Automatic Control, vol. AC-11 (1966), pp. 190-197.
- [45] J. Ackermann. *Der Entwurf linearer Regelungssysteme im Zustandsraum*. Regelungstechnik, 20 (1972), pp. 297-300.
- [46] W. Cao, C. S. Yeng and V. K. Chakravarthy, "An integrated nonlinear observer with sliding mode estimation for a class of nonlinear uncertain systems," in *Proc. of 42<sup>nd</sup> IEEE Conference on Decision and Control*, 2003, pp. 5741-5746.
- [47] A. Doris, A. L. Juloski, N. Mihajlovic, W. P. M. H. Heemels, N. van de Wouw and H. Nijmeijer, "Observer Design for Experimental Non-Smooth and Discontinuous Systems," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 16, issue 6, 2008, pp. 1323-1332.
- [48] Z. Ding, "Differential stability and design of reduced order observers for nonlinear systems," in *Proc. of IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA 2009)*, Christchurch, New Zealand, 2009, pp. 1104-1109.

- 
- [49] C.-S. Tseng and B.-S. Chen, "Robust Fuzzy Observer-Based Fuzzy Control Design for Nonlinear Discret-Time Systems with Persistent Bounded Disturbances," in *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 17, issue 3, 2009, pp. 711-723.
- [50] **A.-I. Stinean**, "Algoritmi moderni de conducere a unui sistem de acționare electrică cu parametri variabili," Referat de doctorat Nr.2, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 2013.
- [51] Y.-Q. Peng, J. Luo, J.-F. Zhuang and C.-Q. Wu, "Model reference fuzzy adaptive PID control and its applications in typical industrial processes," in *Proc. 2008 IEEE International Conference on Automation and Logistics (ICAL 2008)*, Qingdao, China, 2008, pp. 896-901.
- [52] J. Zhang, P. Shi and Y. Xia, "Robust adaptive sliding-mode control for fuzzy systems with mismatched uncertainties," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 18, pp. 700-711, Aug. 2010.
- [53] A. Del Pizzo, I. Spina, U. Schafer and L. Beti, "A parameter estimation method for on-line failure detection in permanent magnet AC-brushless motors having current-dependent parameter," in *Proc. 8<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Diagnosis of Electgroc Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED 2011)*, Bologna, Italy, 2011, pp. 258-264.
- [54] V. Utkin, J. Guldner and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electro-mechanical Systems*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2009.
- [55] X. Wei, "Fault detection and estimation for LTI systems and its application to a lab robotic manipulator," in *Proc. 2009 Chinese Control and Decision Conference (CCDC'09)*, Guilin, China, 2009, pp. 1595-1600.
- [56] X. Zhang, J. Zhao and G. M. Dimirovski, " $L_2$ -gain analysis and control synthesis of uncertain switched linear systems subject to actuator saturation," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 43, pp. 731-740, Apr. 2012.
- [57] Zs. Preitl, *Model Based Design Methods for Speed Control Applications*, Doctoral Thesis, "Politehnica" University of Timisoara, 2008, Editura Politehnica, 2008, Seria 1: Automatică, nr.8.
- [58] St. Preitl și R.-E. Precup (Editori). *Regulatoare pentru servosisteme. Metode de proiectare*. Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 2007.
- [59] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID Controllers Theory: Design and Tuning*, Research Triangle Park, NC: Instrument Society of America, 1995.
- [60] St. Preitl, **A.-I. Stinean**, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "2-DOF and Fuzzy Control Extensions of Symmetrical Optimum Design Method: Applications and Perspectives", in: *Applied Computational Intelligence in Engineering and Information Technology*, R.-E. Precup, Sz. Kovács, St. Preitl and E. M. Petriu, Eds., *Topics in Intelligent Engineering and Informatics*, vol. 1 (Springer-Verlag), pp. 19-37, 2012.
- [61] R.-E. Precup, St. 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*, 346 (10), 988-1003.
- [62] St. Preitl, Zs. Preitl and R.-E. Precup, "Low cost fuzzy controllers for classes of second-order systems," in *Proc. of 15<sup>th</sup> IFAC World Congress (b'02)*, Barcelona, Spain, 6 pp.
- [63] S. Blažič, I. Škrjanc and D. Matko, "Globally stable direct fuzzy model reference adaptive control," *Fuzzy Sets and Systems*, 139 (1), 3-33.
- [64] M. Chen and D. A. Linkens, "A hybrid neuro-fuzzy PID controller," *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 99, pp. 27-36, Oct. 1998.

- 
- [65] R.-E. Precup and St. Preitl, "On a hybrid PI-neuro-fuzzy controller meant for a class of non-minimum phase systems," in *Proc. 7<sup>th</sup> EUFIT'99 European Congress*, Aachen, Germany, 1999, Verlag Mainz, paper index BA8-12793-P, 6 pp.
- [66] R.-E. Precup and St. Preitl, "On some low cost hybrid PI-neuro-fuzzy controllers for the second-order "right half plane zero" system," in *Proc. 13<sup>th</sup> CSCS Conference*, Bucharest, Romania, Editura Politehnica Press, 2001, pp. 170-175.
- [67] C. Milosavljevic, D. Antic and D. Mitic, "Comparative Analysis of Variable Structure Systems (VSS) with Proportional-Plus-Integral (PI) Action," *Conferința Internațională CONTI'94*, Timișoara, vol.3, pp.49-57, 1994.
- [68] K. D. Young, V. Utkin and U. Ozgfuner, "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol.7, 1999, no.3, pp. 328-342.
- [69] O. Kaynak, K. Erbatur and M. Ertugrul, "The Fusion of Computationally Intelligent Methodologies and Sliding-Mode Control-A Survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.48, 2001, no.1, pp. 4-17.
- [70] A. Levant, "Principles of 2-sliding mode design," *Automatica*, vol.43, 2007, no.4, pp. 576-586.
- [71] J. Hetthessy, *Ket szabadsagfoku polinomialis tervezes/Bevezetes*, Lecture notes, Budapest University of Technology and Economics, 2000.
- [72] M. Araki and H. Taguchi, "Two-degree-of-freedom PID controllers," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, 1 (4), 401-411.
- [73] R. Gorez, "New design relations for 2-DOF PID-like control systems," *Automatica*, vol.39 (5), pp. 901-908, May 2003.
- [74] 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. 39<sup>th</sup> IAS Annual Meeting*, vol.3, 2004, pp. 1495-1502.
- [75] I.D.Landau, *Digital control systems: design, identification and implementation*. London: Springer, 2006.
- [76] 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.
- [77] L. Bascetta and A. Leva, "FIR based causal desing of 2-dof controllers for optimal set point tracking," *Journal of Process Control*, vol.18 (5), pp. 465-478, June 2008.
- [78] D. Maalouf, C. H. Moog, Y. Aoustin and S. J. Li, "Maximum feedback linearization with internal stability of 2-DOF underactuated mechanical systems", in *Prep. 18<sup>th</sup> IFAC World Congress*, Milano, Italy, 2011, pp. 8132-8137.
- [79] R. Vilanova and R. Katebi, "2-DOF decoupling controller formulation for set-point following on decentralized PI/PID MIMO systems," *Preprints of IFAC Conference on Advances in PID Control (PID 2012)*, Brescia, Italy, 6 pp.
- [80] Kessler, *Über die Vorausberechnung Optimal abgestimmter Regelkreise*, *Regelungstechnik*, vol. 2 (1954), H12, pp. 274-281.
- [81] Kessler, *Über die Vorasberechnung Optimal abgestimmter Regelkreise Teil III: Die optimale Einstellung des Regler nach dem Betragsoptimum*, *Regelungstechnik*, vol. 3 (1955), no.2, pp. 40-49.

- 
- [82] St. Preitl and R.-E. Precup, "An extension of tuning relations after symmetrical optimum method for PI and PID controllers," *Automatica* 35, 1731-1736, 1999.
- [83] A. Porumb, "Modelarea sistemelor de acționare electrică," Referat de doctorat Nr. 1, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 1996.
- [84] A. Porumb, "Structuri și algoritmi moderni de conducere a acționărilor electrice," Referat de doctorat Nr. 2, Univ. "Politehnica" din Timisoara, Timisoara, Romania, 1996.
- [85] D. Driankov, H. Hellendoorn and M. Reinfrank, *An Introduction to Fuzzy Control*. Springer, New York, 1993.
- [86] S. Galichet and L. Foulloy, "Fuzzy Controllers: Synthesis and Equivalences," in *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 3, no. 3, 1995, pp. 140-148.
- [87] L. T. Koczy, "Fuzzy If-Then rule models and their transformation into one another," in *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, vol. 26, pp. 621-637, 1996.
- [88] R. Babuska and H. B. Verbruggen, "An Overview on Fuzzy Modeling for Control," in *Control Engineering Practice*, 1996, no. 4, 1593-1606.
- [89] K. M. Passino and S. Yurkovich, *Fuzzy Control*. Addison-Wesley, Reading, MA, 1998.
- [90] R.-E. Precup and St. Preitl, *Fuzzy Controllers*. "Orizonturi Universitare" Publishers, Timisoara, 1999.
- [91] St. Preitl, R.-E. Precup and Zs. Preitl, "Development of 1DOF and 2DOF Fuzzy Controllers. Applications on Servosystems," Tutorial IEEE-TTTC Conference on Automation, Quality & Testing, Robotics AQTR-2004, Cluj-Napoca, May, 2004, 40 pages.
- [92] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets," in *Information and Control*, Vol. 8 (3), pp. 338-353, June 1965.
- [93] Pagină web:  
[http://wiki.answers.com/Q/What\\_are\\_the\\_advantages\\_and\\_disadvantages\\_of\\_fuzzy\\_logic](http://wiki.answers.com/Q/What_are_the_advantages_and_disadvantages_of_fuzzy_logic)
- [94] P. Albertos, "Fuzzy logic control: light and shadow," in *IFAC Newsletter*, vol. 26 (3), pp. 1-2, June 2002.
- [95] M. Sunar and O. Toker, "Substructural control of fuzzy nonlinear flexible structures," in *Journal of Franklin Institute*, Vol. 344 (5), pp. 646-657, August 2007.
- [96] A. I. Al-Odienat and A. A. Al-Lawama, "The Advantages of PID Fuzzy Controllers Over The Conventional Types," in *American Journal of Applied Sciences*, Vol. 5 (6), pp. 653-658, 2008.
- [97] R.-E. Precup, St. Preitl, I. J. Rudas, M. L. Tomescu and J. K. Tar, "Design and experiments for a class of fuzzy controlled servo systems," in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 13, pp. 22-35, February 2008.
- [98] J. J. Jassbi, P. J. A. Serra, R. A. Bibeiro and A. Donati, "A comparison of Mamdani and Sugeno inference systems for a space fault detection application," in *Proceedings of World Automation Congress (WAC'06)*, 24-26 July 2006, pp. 1-8.
- [99] R. Isermann and K. H. Lachmann, *Adaptive control systems*. Prentice Hall, 1992.
- [100] J. T. K. Koo, "Design of stable adaptive fuzzy control," Master Thesis, University of Hong Kong, Hong Kong, 1994.
- [101] I. Nașcu, *Control adaptiv*. Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 2002.

- [102] R. Togneri, "Adaptive systems," Electrical and Electronic Engineering, University of Western, Australia, 2002.
- [103] D. I. Wilson, "Adaptive control," Course notes, Electrical Engineering, Karlstad University, 2001.
- [104] S. E. Oltean, "Control intelligent și adaptiv," Note de curs, Universitatea Petru Maior, Târgu-Mureș, 2009.
- [105] C. Milosavljević, D. Antić and G. Djordjević, "DC motor speed regulation using PI type variable structure regulator with identity observer," in *Proc. International Conference Automation 1992*, Budapest, Hungary, 1992, vol. 1, pp. 214–223.
- [106] V.I. Utkin and H.-C. Chang, "Sliding mode control in electromechanical systems," *Math. Probl. Eng.*, vol. 8, pp. 451–473, Dec. 2002.
- [107] Sabanovic, L. Fridman and S. Spurgeon, *Variable Structure Systems: From Principles to Implementation*. London: Institution of Electrical Engineers, 2004.
- [108] J.-X. Xu, "A quasi-optimal sliding mode control scheme based on control Lyapunov function," *J. Franklin Inst.*, vol. 349, pp. 1445–1458, May 2012.
- [109] B. L. Walcott and S. H. Zak, "Observation and Control of Nonlinear Dynamical Systems: A Variable Structure Approach," Raport de cercetare TR-EE 86-41, Purdue University, West Lafayette, IN, 1996.
- [110] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimisation*. Springer-Verlag, 1992.
- [111] J. Y. Hung, W. Gao and J. C. Hung, "Variable Structure Control: A Survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40 (1993), no. 1, pp. 2–22.
- [112] H. H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*. Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [113] I. M. Horowitz, *Synthesis of Feedback Systems*. New York: Academic Press, 1963.
- [114] A. Visioli, "Fuzzy logic based set-point weight tuning of PID controllers," in *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern. A Syst. Humans* 29, pp. 587–592, 1999.
- [115] S.Q. Shu, X.Y. Ding, W. Wu and H.Y. Ren, "Application of a self-tuning two degree of freedom PID controller based on fuzzy inference for PMSM," in *Proc. of International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2008)*, Wuhan, China, pp. 1629–1632, 2008.
- [116] St. Preitl, R.-E. Precup and Zs. Preitl, "Aspects concerning the tuning of 2-DOF fuzzy controllers," in *Proc. of Xth Triennial International SAUM Conference on Systems, Automatic Control and Measurements (SAUM 2010)*, Nis, Serbia, pp. 210–219, 2000.
- [117] Zs. Preitl and T. Levendovszky, "Computer Aided Design of Two-Degree-Of-Freedom (2DF) Controllers," *Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Romania, Seria Automatică și Calculatoare (Transaction on Automatic Control and Computer Science)*, vol. 48 (62), pp. 70-75, 2003, ISSN 1224-600X.
- [118] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "2-DOF control solutions for BLDC-m drives," in *Proc. of IEEE 9th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY 2011)*, Subotica, Serbia, pp. 29–34, 2011.
- [119] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, E. M. Petriu, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "2-DOF PI(D) Takagi-Sugeno and sliding mode controllers for BLDC drives," in *Proc. 15<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control*

- 
- Conference (EPE/PEMC 2012)*, Novi Sad, Serbia, 2012, pp. DS2a.7-1-DS2a.7-6.
- [120] **A.-I. Stinean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Classical and Fuzzy Approaches to 2-DOF Control Solutions for BLDC-m Drives," in *Intelligent Systems: Models and Applications, Topics in Intelligent Engineering and Informatics*, vol. 3, pp. 175-193, 2013.
- [121] K. J. Åström and T. Hägglund, *Advanced PID Control*, ISA, Research Triangle Park, NC, August 2005.
- [122] Pagină web:  
<http://www.mathworks.com/help/simulink/slref/pidcontroller2dof.html>:  
PID Controller (2 DOF) Simulate continuous- or discrete-time two-degree-of-freedom PID controllers
- [123] Pagină web:  
[http://www.mathworks.com/matlabcentral/newsreader/view\\_thread/16060](http://www.mathworks.com/matlabcentral/newsreader/view_thread/16060):  
Diophantine equation
- [124] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Computer Controlled Systems, Theory and Design*. Prentice Hall, 1997.
- [125] H. Lutz and W. Wendt, *Taschenbuch der Regelungstechnik*. Libri Verlag, 1998.
- [126] 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.
- [127] S. F. Rezeká, 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 (5), pp. 901-908, May 2003.
- [128] J. Quevedo and T. Escobet (Editors): *IFAC Workshop on Digital Control. Past, present and future of PID Control, PID'00*, Preprints, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000.
- [129] T.L. Dragomir, St. Preitl, *Teoria Sistemelor și reglaj automat*. Vol. I, II, Lito. Institutul Politehnic "Traian Vuia", Timisoara, 1979.
- [130] 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.
- [131] K. J. Åström and T. Hägglund, *The future of PID Control*, Preprints of IFAC Workshop on Digital Control, Terrassa, Spain, 5-7 April 2000, pp. 19-30.
- [132] O. Föllinger, *Regelungstechnik*. Elitera Verlag, Berlin, 1978.
- [133] van der Zalm, *Tuning of PID-type controllers: literature overview*, DCT-report nr. 2004.54, DAF-report nr. 51051/04-050, Technische Universiteit Eindhoven, 2004.
- [134] F. Csáki, *Szabályozások Dinamikája*. Akademia Kiadó, Budapest, 1974.
- [135] A. L. Whiteley, *Theory of servo systems, with particular reference to stabilization*. The Journal of IEE, Part II, 93(34), pp. 353-372, 1946.
- [136] V. L. Kharitonov. *Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of systems of linear differential equations*. *Differential'nye Uraveniya*, vol. 14 (11), pp. 1483-1485, 1978.
- [137] P. P. Vaidyanathan, "Derivation of New and Existing Discrete-Time Kharitonov Theorems Based on Discrete-Time Reactances," in *IEEE Transactions on acoustics speech and signal processing*, vol. 38, no. 2, February 1990.

- [138] A. M. Lyapunov. The general problem of the stability of motion (translated into English by A. T. Fuller). *Int. Journal of Control*, 55:531–773, 1992. Also published as a book by Taylor & Francis, London.
- [139] P. Gahinet, P. Apkarian and M. Chilali, "Affine parameter-dependent Lyapunov functions and real parametric uncertainty," in *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41(3), pp. 436–442, 1996.
- [140] A. Hassibi. *Lyapunov Methods in the Analysis of Complex Dynamical Systems*. PhD thesis, Stanford University, Stanford, California, 2000.
- [141] T. A. Johansen, "Computation of Lyapunov functions for smooth nonlinear systems using convex optimization," in *Automatica*, vol. 36 (11), pp. 1617–1626, 2000.
- [142] M. Feng and C. J. Harris, "Piecewise Lyapunov stability conditions of fuzzy systems," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – Part B*, 31(2):259–262, 2001.
- [143] I. Boldea, *Parametrii mașinilor electrice (Progrese în identificare, estimare și validare)*. Vol. I – Mașina sincronă, Lito. Institutul Politehnic "Traian Vuia", Timisoara, 1987.
- [144] C.-A. Dragoș, *Soluții moderne de reglare bazate pe model cu aplicații în sisteme mecatronice*, Teză de doctorat, Universitatea "Politehnica" Timisoara, 2011, Editura Politehnica, 2011, Seria 12: Ingineria Sistemelor, nr.2.
- [145] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș, E.M. Petriu and M.-B. Rădac, "Low-Cost Neuro-Fuzzy Control Solution for Servo Systems with Variable Parameters," in Proc. 2013 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Virtual Environments for Measurement Systems and Applications (CIVEMSA 2013), Milano, Italy, 6 pp.
- [146] L. M. Popa, *Modelare și simulare în Matlab&Simulink cu aplicații în Inginerie Electrică*, Editura Politehnica, Timișoara, 2007.
- [147] Zs. Preitl, J. Bokor and P. Bauer, "Cascade control solution for traction motor for hybrid electric vehicles," in *Acta Polytechnica Hungarica*, vol. 4, no. 3, pp. 75-88, 2007.
- [148] J. O. Attia, *Electronic and Circuit Analysis using Matlab*, CRC Press, Second Edition, 2004.
- [149] R. M. Crowder, *Electric Drives and their controls*, Oxford University Press Inc., New York, 1998.
- [150] R. Schonfeld, *Digitale Regelung Elektrischer Antriebe*, Dr. Alfred Huthig Verlag, Heidelberg, 1988.
- [151] G. Rizzoni, *Principles and Applications of Electrical Engineering*, Richard D. Irwin Inc.
- [152] M. Ehsani, K. M. Rahman, M. D. Bellar and A. J. Severinsky, "Evaluation of soft switching for EV and HEV Motor drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, no. 1, pp. 82-90, february 2001.
- [153] O. Lipovan, *Analiză matematică. Calcul diferențial*, Editura Politehnica, 1999.
- [154] T.L. Dragomir și St. Preitl, *Elemente de Teoria Sistemelor și Reglaj automat*, vol. I, II, IPVT Timișoara, 1979.
- [155] C. Udriște, *Algebră, geometrie și ecuații diferențiale*, Editura Didactică și Pedagogică, 1982.
- [156] P. Năslău, *Metode numerice*, Editura Politehnica, 1999.
- [157] C. Kessler, "Das Symetrische Optimum," *Regelungstechnik*, vol. 6, pp. 395–400, 432–436, Nov., Dec. 1958.
- [158] *Modular Servo System, User's Manual*. Krakow, Poland: Inteco Ltd., 2007.

- 
- [159] St. Preitl, R.-E. Precup, Zs. Preitl, **A.-I. Stînean**, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Pragmatic design methods using adaptive controller structures for mechatronic applications with variable parameters and working conditions," paper under review.
- [160] I. Boldea, "Advanced electric drives," PhD courses. "Politehnica" Univ. Timisoara, Timisoara, Romania (2010-2011)
- [161] R.-E. Precup, St. Preitl and A. Fogarasi, "Limiting Circuits and AWR measures for continual and discrete PI and PID controllers," in IEEE CAS/CS Chapter, Workshop on nonlinear Circuits and systems, Bucureşti, 1992.
- [162] S. Crawshaw and G. Vinnicombe, "Anti-windup for local stability of unstable plants," in *Proc. of 2002 American Control Conference*, vol. 1, pp. 645-650, 2002.
- [163] J. Sofrony, M. C. Turner and I. Postlethwaite, "A simple anti-windup compensation scheme for systems with rate-limited actuators," in *Proc. of ICCAS-SICE 2009*, Fukuoka, Japan, pp. 3311-3316, 2009.
- [164] J. Boada, C. Prieur, S. Tarbouriech, C. Pittet and C. Chaurbonnel, "Multi-saturation anti-windup structure for satellite control," in *Proc. of 2010 American Control Conference*, Baltimore, MD, USA, pp. 5979-5984, 2010.
- [165] H. Septanto, A. Syaichu-Rohman and D. Mahayana, "Static anti-windup compensator design of linear sliding mode control for input saturated systems," in *Proc. of 2011 International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI 2011)*, Bandung, Indonesia, pp. 1-4, 2011.
- [166] A. A. Adegbege and W. P. Heath, "Anti-windup synthesis for optimizing internal model control," in *Proc. of 2011 50<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC 2011)*, Orlando, FL, USA, pp. 5503-5508, 2011.
- [167] M. Jingcong and Y. Zheng, "The control theory of permanent magnet synchronous motor based on anti-windup control," in *Proc. of 2012 10<sup>th</sup> World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA 2012)*, Beijing, China, pp. 2801-2805, 2012.
- [168] St. Preitl, **A.-I. Stînean**, R.-E. Precup, Zs. Preitl, E. M. Petriu, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Controller design methods for driving systems based on extensions of symmetrical optimum method with DC and BLDC Motor Applications," in *Proc. of IFAC Conference on Advances in PID Control (PID'12)*, Brescia, Italy, pp. 6, 2012.
- [169] M.-J. Blondin and P. Sicard, "PID controllers and anti-windup systems tuning using ant colony optimization," in *Proc. of 2013 15<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2013)*, Lille, France, pp.1-10, 2013.
- [170] St. Preitl, *Note de curs IRA I (Sisteme Inteligente de Reglare Automată)*, Universitatea Politehnica Timişoara, 1999 – 2000.
- [171] St. Preitl, *Note de curs IRA II (Sisteme Inteligente de Reglare Automată)*, Universitatea Politehnica Timişoara, 2000 – 2001.
- [172] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş, M.-B. Rădac and M. Crainic, "Adaptable fuzzy control solutions for driving systems working under continuously variable conditions," in *Proc. 14<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI 2013)*, Budapest, Hungary, 2013, 7 pp.
- [173] D. Sângeorzan, *Echipamente de reglare numerică*, editura Militară, 1990.



- [174] J. M. Bodson, "Digital control improves variable speed drives," in *EPE Journal*, vol. 2, no. 4, pp. 243-248, 1992.
- [175] I. Dumitrache și I. Dumitriu, *Automatizări electronice*, editura Didactică și Pedagogică, București, 1993.
- [176] T.L. Dragomir, St. Preitl și A.R. Trica, *Regulatoare automate, vol. II, curs*. Centrul de multiplicare al Institutului Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara, Timișoara, 1989.
- [177] ECP: Industrial emulator/servo trainer model 220 system, testbed for practical control training, Bell Canyon, CA, USA. Educational Control Products (2010).
- [178] M. Chen and D. A. Linkens, "A hybrid neuro-fuzzy PID controller," *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 99, pp. 27-36, Oct. 1998.
- [179] Y.-Q. Peng, J. Luo, J.-F. Zhuang and C.-Q. Wu, "Model reference fuzzy adaptive PID control and its applications in typical industrial processes," in *Proc. 2008 IEEE International Conference on Automation and Logistics (ICAL 2008)*, Qingdao, China, 2008, pp. 896-901.
- [180] Pagină web: [http://ro.wikipedia.org/wiki/Motor\\_electric\\_de\\_curent\\_continuu\\_f%C4%83r%C4%83\\_perii](http://ro.wikipedia.org/wiki/Motor_electric_de_curent_continuu_f%C4%83r%C4%83_perii)
- [181] Pagină web: <http://www.electronica-azi.ro/print.php?id=5381>
- [182] Pagină web: <http://webbut.unitbv.ro/Carti%20on-line/BSM/BSM/capitol5.pdf>
- [183] A. Tashakori, M. Ektesabi and N. Hosseinzadeh, "Modeling of BLDC Motor with Ideal Back-EMF for Automotive Applications," in *Proc. Of the World Congress on Engineering 2011 (WCE 2011)*, London, U. K., vol. II, 5 pp.
- [184] Pagină web: [http://www.engineering.upm.ro/master-ie/sacpi/mat\\_did/autm089/curs/c1\\_1\\_Sisteme\\_reglare.pdf](http://www.engineering.upm.ro/master-ie/sacpi/mat_did/autm089/curs/c1_1_Sisteme_reglare.pdf)
- [185] Pagină web: [http://old.ace.tuiasi.ro/ro/academice/curricula/programe/ingineri/aut/IRA\\_L\\_6.pdf](http://old.ace.tuiasi.ro/ro/academice/curricula/programe/ingineri/aut/IRA_L_6.pdf)
- [186] Pagină web: <http://www.ac.tuiasi.ro/~lmastacan/wp-content/uploads/2013/11/L7-Principii-de-reglare.pdf>
- [187] M.Pintea, "Reglarea automată a parametrilor proceselor tehnologice. Material de predare," *Electronică automatizări*, 2009.
- [188] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș, M.-B. Rădac and E. M. Petriu, "State feedback fuzzy control solution for BLDC drives," in *Proc. of 12th IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (CINTI 2011)*, Budapest, Hungary, pp. 85-90, 2011.
- [189] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, E. M. Petriu, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "Takagi-Sugeno Fuzzy Control Solutions for BLDC Drives," in *Proc. of 2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2012)*, Sorrento, Italy, pp. 724-729, 2012.
- [190] **A.-I. Stînean**, "PI-Neuro Fuzzy Controllers for the DC Motor Seen as Non-Minimum Phase System," in *Proc. of the Workshop Nr.2-Interdisciplinaritatea și managementul cercetării*, 2012.
- [191] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "Hybrid Fuzzy Control Solutions for Brushless DC Drives with Variable Moment of Inertia," in *Proc. of IEEE 10th Jubilee International Symposium*

- 
- on Intelligent Systems and Informatics (SISY 2012)*, Subotica, Serbia, pp. 317-322, 2012.
- [192] V. M. Alfaro, "Analytical Robust Tuning of Two-Degree-Of-Freedom PI and PID Controllers (ART2)," Universidad de Costa Rica, Escuela de Ingenieria Electrica, September 2007.
- [193] **A.-I. Stinean**, "Speed Control of BLDC Servo Systems with Variable Moment of Inertia," in *Proc. of the Workshop Nr.1-Interdisciplinaritatea și managementul cercetării*, 2011.
- [194] Pagină web: [http://www.ecpsystems.com/controls\\_emulator.htm](http://www.ecpsystems.com/controls_emulator.htm).
- [195] Pagină web: [http://www.mne.psu.edu/ray/me355web/04\\_IndustrialEmulatorSystem.pdf](http://www.mne.psu.edu/ray/me355web/04_IndustrialEmulatorSystem.pdf).
- [196] Z. Gao, S. Hu and F. Jiang, "A novel motion control design approach based on active disturbance rejection," in *Proc. of the 40<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control*, Orlando, FL, vol. 5, pp. 4877-4882, 2001.
- [197] W. Wang and Z. Gao, "A comparison study of advanced state observer design techniques," in *Proc. of the 2003 American Control Conference (ACC 2003)*, vol. 6, pp. 4754-4759, 2003.
- [198] C. Hoyt, *Developing equivalent second order system models and robust controls for servo-drive related systems*, Bachelor Thesis, University of Arkansas, April 2009.
- [199] S. Takamatsu, U. Wasiwitono, M. Saeki and N. Wada, "Anti-windup compensator design considering behavior of controller state," in *Proc. of the 2010 IEEE International Conference on Control Applications (CCA 2010)*, Yokohoma, Japan, pp. 1963-1968, 2010.
- [200] M. Saeki and R. Kishi, "A data-driven PID control design by linear programming for stable plants," in *Preprints of the 18<sup>th</sup> IFAC World Congress*, Milano, Italy, pp. 7420-7425, 2011.
- [201] A. E. Bălău, *Overall powertrain modeling and control based on driveline subsystems integration*, Doctoral Thesis, Universitatea Tehnică "Gheorghe Asachi" Iași, 2011.
- [202] P. Balaguer and J. A. Claramonte, "Characterization and control of dimensionally similar systems," in *Journal of the Franklin Institute*, vol. 348 (2011), pp. 1814-1831, 2011.
- [203] Q. Zheng, L. Q. Gao and Z. Gao, "On validation of extended state observer through analysis and experimentation," in *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, vol. 134, issue 2, pp. 6, 2012.
- [204] L. Acho, F. Ikhouane and G. Pujo, "Robust control design for mechanisms with backlash," in *Journal of Control Engineering and Technology (JCET)*, vol. 3, issue 4, pp. 175-180, October 2013.
- [205] J. Jantzen, "Tuning of Fuzzy PID Controllers," in *Technical University of Denmark, Department of Automation, Bldg*, vol. 326, 1998.
- [206] C.Gyo-Bum and J. Choi, "Fuzzy PID Controller for Output Regulation of Asymmetric Half-Bridge DC/DC Converter with Current Doubler" in *Proc. of the 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2007)*, Orlando, FL, U.S.A., pp. 312-318, 2007.
- [207] K. S. Tang, Kim Fung Man, Guanrong Chen and Sam Kwong, "An Optimal Fuzzy PID Controller," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, issue 4, pp. 757-765, Aug 2001.
- [208] L. Han-Xiong, L. Zhang, C. Kai-Yuan and C. Guanrong, "An improved robust Fuzzy-PID controller with optimal fuzzy reasoning," in *IEEE Transactions on*

- Systems, Man and Cybernetics, Part B: Cybernetics, vol. 35, issue 6, pp. 1283-1294, Dec. 2005.
- [209] X. Jingwei, F. Xin, B. Mirafzal and N. A. Demerdash, „Application of Optimal Fuzzy PID Controller Design:PI Control for Nonlinear Induction Motor,” in Proc. of the Sixth World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA 2006), Dalian, China, pp.3953-3957, 2006.
- [210] A. Ahmadi, M. T. Sedehi, A. M. Yazdani, M. F. Haniff, S. Buyamin and H. A. Rahim, “Designing an optimal Fuzzy-PID controller for speed tracking of stepper motor,” in *Proc. of the 2012 IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA 2012)*, Bandung, Indonesia, pp. 193-198, 2012.
- [211] Pagină web:  
<http://www.mathworks.com/help/fuzzy/examples/using-lookup-table-in-simulink-to-implement-fuzzy-pid-controller.html>:Using Lookup Table in Simulink to Implement Fuzzy PID Controller.
- [212] **A.-I. Stînean**, “Control Solutions for a Mechatronic Application with Variable Moment of Inertia,” in *Proc. of the Workshop Nr.3-Interdisciplinaritatea și managementul cercetării*, 2013.
- [213] St. Preitl, R.-E. Precup, **A.-I. Stînean**, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, “Control Structures for Variable Inertia Output Coupled Drives”, Proceedings of 4th IEEE International Symposium on Logistics and Industrial Informatics (*LINDI 2012*), Smolenice, Slovakia, pp. 179-184, 2012.
- [214] St. Preitl, R.-E. Precup, **A.-I. Stînean**, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, “Extensions in Symmetrical Optimum design method. Advantages, applications and perspectives”, Proceedings of 6<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (*SACI 2011*), Timisoara, Romania, pp. 17-22, 2011.
- [215] 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”, Proceedings of 2011 IEEE/ASME International Conference on Advanced Mechatronics (*AIM 2011*), Budapest, Hungary, pp. 814-819, 2011.
- [216] C.-A. Dragoș, R.-E. Precup, R.-C. David, S. Preitl, **A.-I. Stînean** and E. M. Petriu, “Simulated annealing-based optimization of fuzzy models for magnetic levitation systems”, Proceedings of 2013 Joint IFSA World Congress and NAFIPS Annual Meeting (*IFSA/NAFIPS 2013*), Edmonton, AB, Canada, pp. 286-291, 2013.
- [217] C.-A. Dragoș, R.-E. Precup, St. Preitl, E. M. Petriu and **A.-I. Stînean**, “Takagi-Sugeno fuzzy control solutions for mechatronic applications”, *International Journal of Artificial Intelligence (CESER Publications)*, vol. 8, no. S12, pp. 45-65, 2012.
- [218] **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, M. Crainic, “Study on experimental plant of positioning control solutions for processes with variable moment of inertia”, Proceedings of 9th IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (*SACI 2014*), Timisoara, Romania, paper under review.

---

**SINTEZĂ ASUPRA PUBLICAȚIILOR REZULTATE ÎN URMA ELABORĂRII TEZEI  
DE DOCTORAT, PUBLICATE SUB AFILIERE UPT**

**I. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate ISI Proceedings**

1. 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", Proceedings of 2011 IEEE/ASME International Conference on Advanced Mechatronics (*AIM 2011*), Budapest, Hungary, pp. 814-819, 2011 ([ISI Web of Science](http://www.scopus.com)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
2. B.-S.Cerveneak, M.-B. Rădac, R.-E. Precup, **A.-I. Stînean**, E.M.Petriu, St. Preitl and C.-A. Dragoș, "Novel Iterative Formulation of Correlation-Based Tuning", Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology (*ICIT 2012*), Athens, Greece, pp. 886-891, 2012 ([ISI Web of Science](http://www.scopus.com)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
3. C.-A. Dragoș, St. Preitl, R.-E. Precup, E.M.Petriu and **A.-I. Stînean**, "Adaptive Control Solutions for the Position Control of Electromagnetic Actuated Clutch Systems", Proceedings of 2012 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (*IV 2012*), Alcalá de Henares, Spain, pp. 81-86, 2012 ([ISI Web of Science](http://www.scopus.com)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
4. St. Preitl, R.-E. Precup, **A.-I. Stînean**, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "Control Structures for Variable Inertia Output Coupled Drives", Proceedings of 4th IEEE International Symposium on Logistics and Industrial Informatics (*LINDI 2012*), Smolenice, Slovakia, pp. 179-184, 2012 ([ISI Web of Science](http://www.scopus.com)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).

**II. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice (Proceedings) indexate BDI (IEEE Explore, Scopus, IFAC)**

1. St. Preitl, R.-E. Precup, **A.-I. Stînean**, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "Extensions in Symmetrical Optimum design method. Advantages, applications and perspectives", Proceedings of 6<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (*SACI 2011*), Timisoara, Romania, pp. 17-22, 2011 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
2. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, Cl. Pozna, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "Speed and position control of BLDC servo systems with low inertia", Proceedings of 2<sup>nd</sup> International Conference on Cognitive Infocommunications (*CogInfoCom 2011*), Budapest, Hungary, 10 pp., 2011 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
3. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș and M.-B. Rădac, "2-DOF Control Solutions for BLDC-m Drives", Proceedings of IEEE 9<sup>th</sup> International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (*SISY 2011*), Subotica, Serbia, pp. 29-34, 2011 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
4. C.-A. Dragoș, St. Preitl, R.-E. Precup, E.M. Petriu, **A.-I. Stînean**, "Alternative control solutions for vehicles with continuously variable transmission. A case study", Proceedings of 15<sup>th</sup> International Conference on System Theory and Computing (*ICSTCC 2011*), Sinaia, Romania, pp. 1-6, 2011 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
5. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș, M.-B. Rădac and E.M. Petriu, "State feedback fuzzy control solution for BLDC drives", Proceedings of 12<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Computational Intelligence and

- 
- Informatics (*CINTI 2011*), Budapest, Hungary, pp. 85-90, 2011 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
6. St. Preitl, **A.-I. Stînean**, R.-E. Precup, Zs. Preitl, E. M. Petriu, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Controller Design Methods for Driving Systems Based on Extensions of Symmetrical Optimum Method with DC and BLDC Motor Applications", Proceedings of 2<sup>nd</sup> IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12, Brescia, Italy, Advances in PID Control, vol. 2, R. Vilanova and A. Visioli, Eds., pp. 264-269, 2012 ([www.ifac-papersonline.net](http://www.ifac-papersonline.net)), (<http://www.nt.ntnu.no/users/skoge/>), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
  7. R.-E. Precup, St. Preitl, **A.-I. Stînean**, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Hybrid fuzzy controllers for non-minimum phase system", Proceedings of 7<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (*SACI 2012*), Timisoara, Romania, pp. 23-28, 2012 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
  8. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, E.M. Petriu, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Takagi-Sugeno Fuzzy Control Solutions for BLDC Drives", Proceedings of 2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (*SPEEDAM 2012*), Sorrento, Italy, pp. 724-729, 2012 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
  9. M.-B. Rădac, B.-A. Bigher, R.-E. Precup, E. M. Petriu, C.-A. Dragoş, St. Preitl and **A.-I. Stînean**, "Data-based Tuning of PI Controllers for Vertical Three-Tank Systems", Proceedings of 9<sup>th</sup> International Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics (*ICINCO 2012*), Rome, Italy, vol. 1, pp. 31-39, 2012 ([www.icinco.org](http://www.icinco.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
  10. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, E. M. Petriu, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "2-DOF PI(D) Takagi-Sugeno and Sliding Mode Controllers for BLDC Drives", Proceedings of 15<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference (*EPE-PEMC 2012*), ECCE Europe, Novi Sad, Serbia, pp. DS2a.7-1-DS2a.7-6, 2012 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
  11. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Hybrid Fuzzy Control Solutions for Brushless DC Drives with Variable Moment of Inertia", Proceedings of IEEE 10<sup>th</sup> Jubilee International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (*SISY 2012*), Subotica, Serbia, pp. 317-322, 2012 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
  12. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş, E.M. Petriu and M.-B. Rădac, "Choosing a Proper Control Structure for a Mechatronic System with Variable Parameters", Proceedings of 2<sup>nd</sup> IFAC Workshop on Convergence of Information Technologies and Control Methods with Power System, Cluj-Napoca (*ICPS'13*), Romania, Convergence of Information Technologies and Control Methods with Power Systems, vol. 2, pp. 26-31, 2012 ([www.ifac-papersonline.net](http://www.ifac-papersonline.net)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
  13. M.-B. Rădac, R.-A. Achimescu, R.-E. Precup, St. Preitl, C.-A. Dragoş and **A.-I. Stînean**, "Design and Experiments for Model-Free PI Control of DC Drives", Proceedings of 8<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (*SACI 2013*), Timisoara, Romania, pp. 103-108, 2013 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
  14. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş, E.M. Petriu and M.-B. Rădac, "2-DOF control solutions for an electric drive system under continuously variable conditions", Proceedings of 8<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (*SACI 2013*), Timisoara, Romania, pp. 115-120, 2013 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).

15. R.-E. Precup, M.-B. Rădac, E. M. Petriu, C.-A. Dragoș, St. Preitl and **A.-I. Stînean**, "Data-Driven Performance Improvement of Control Systems for Three-Tank Systems", Proceedings of 2013 6<sup>th</sup> International Conference on Human System Interactions (*HSI 2013*), Gdansk, Sopot, Poland, pp. 306-311, 2013 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
16. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș, M.-B. Rădac and E. M. Petriu, "Modeling and Control of An Electric Drive System with Continuously Variable Reference, Moment of Inertia and Load Disturbance", Proceedings of 9<sup>th</sup> Asian Control Conference (*ASCC 2013*), Istanbul, Turkey, paper 585, 6 pp., 2013 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
17. C.-A. Dragoș, R.-E. Precup, R.-C. David, S. Preitl, **A.-I. Stînean** and E. M. Petriu, "Simulated annealing-based optimization of fuzzy models for magnetic levitation systems", Proceedings of 2013 Joint IFSA World Congress and NAFIPS Annual Meeting (*IFSA/NAFIPS 2013*), Edmonton, AB, Canada, pp. 286-291, 2013 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
18. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș, E. M. Petriu and M.-B. Rădac, "Solutions to Avoid the Worst Case Scenario in Driving Systems Working Under Continuously Variable Conditions", Proceedings of IEEE 9<sup>th</sup> International Conference on Computational Cybernetics (*ICCC 2013*), Tihany, Hungary, pp. 339-344, 2013 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
19. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș, M.-B. Rădac and E. M. Petriu, "Low-Cost Neuro-Fuzzy Control Solution for Servo Systems with Variable Parameters", Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Virtual Environments for Measurement Systems and Applications (*CIVEMSA 2013*), Milano, Italy, pp. 156-161, 2013 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).
20. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoș, M.-B. Rădac and M. Crainic, "Adaptable fuzzy control solutions for driving systems working under continuously variable conditions", Proceedings of 14<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Computational Intelligence and Informatics (*CINTI 2013*), Budapest, Hungary, pp. 231-237, 2013 ([ieeexplore.ieee.org](http://ieeexplore.ieee.org)).
21. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, M. Crainic, "Study on experimental plant of positioning control solutions for processes with variable moment of inertia", Proceedings of 9<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Applied Computational Intelligence and Informatics (*SACI 2014*), Timisoara, Romania, paper under review.

### III. Lucrări științifice publicate în volumele unor manifestări științifice din cadrul proiectului POSDRU ID-77265

1. **A.-I. Stînean**, "Speed control of BLDC servo systems with variable moment of inertia", Proceedings of the Workshop Nr.1-Interdisciplinaritatea și Managementul Cercetării, 2011, organizat în cadrul proiectului POSDRU ID-77265 (burse doctorale).
2. **A.-I. Stînean**, "PI-Neuro Fuzzy Controllers for the DC Motor Seen as Non-Minimum Phase System," Proceedings of the Workshop Nr.2-Interdisciplinaritatea și managementul cercetării, 2012, organizat în cadrul proiectului POSDRU ID-77265 (burse doctorale).
3. **A.-I. Stînean**, "Control Solutions for a Mechatronic Application with Variable Moment of Inertia," Proceedings of the Workshop Nr.3-Interdisciplinaritatea și managementul cercetării, 2013, organizat în cadrul proiectului POSDRU ID-77265 (burse doctorale).

#### IV. Capitole de carte

1. St. Preitl, **A.-I. Stînean**, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "2-DOF and Fuzzy Control Extensions of Symmetrical Optimum Design Method: Applications and Perspectives", in: Applied Computational Intelligence in Engineering and Information Technology, R.-E. Precup, Sz. Kovács, St. Preitl and E. M. Petriu, Eds., Topics in Intelligent Engineering and Informatics, vol. 1 (Springer-Verlag), pp. 19-37, 2012 ([link.springer.com](http://link.springer.com)), ([link.springer.com](http://link.springer.com)).
2. **A.-I. Stînean**, St. Preitl, R.-E. Precup, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Classical and Fuzzy Approaches to 2-DOF Control Solutions for BLDC-m Drives", in: Intelligent Systems: Models and Applications, E. Pap, Ed., Topics in Intelligent Engineering and Informatics, vol. 3 (Springer-Verlag), pp. 175-193, 2013 ([link.springer.com](http://link.springer.com)), ([link.springer.com](http://link.springer.com)).
3. St. Preitl, R.-E. Precup, Zs. Preitl, **A.-I. Stînean**, C.-A. Dragoş and M.-B. Rădac, "Pragmatic design methods using adaptive controller structures for mechatronic applications with variable parameters and working conditions," paper under review.

#### V. Lucrări științifice publicate în reviste de specialitate

1. C.-A. Dragoş, R.-E. Precup, St. Preitl, E. M. Petriu and **A.-I. Stînean**, "Takagi-Sugeno fuzzy control solutions for mechatronic applications", International Journal of Artificial Intelligence (*CESER Publications*), vol. 8, no. S12, pp. 45-65, 2012 ([www.ceser.in](http://www.ceser.in)), ([www.scopus.com](http://www.scopus.com)).