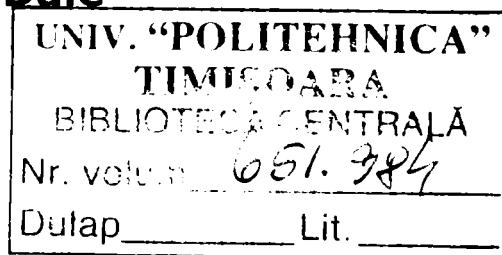


CONTRIBUȚII LA STUDIUL SISTEMELOR DE REGLARE CU REGULATOARE DE TIP INTERPOLATIV

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

Ing. Sanda Dale



Conducător științific:
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing. Toma Leonida Dragomir
prof.univ.dr.ing. Ioan Dumitrache
prof.univ.dr.ing. Tiberiu Coloși
prof.univ.dr.ing. Ștefan Preitl

Ziua susținerii tezei: 18.11.2006

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

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

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

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2006

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

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

Cuvânt înainte

Elaborarea unei teze de doctorat nu este doar rezultatul unei perioade de muncă asiduă, ci este încununarea eforturilor depuse pe parcursul întregii mele activități. Rezultatul final este rodul conlucrării unui număr considerabil de persoane, care prin contribuția lor au făcut posibilă în cele din urmă finalizarea prezentei lucrări. Tuturor, fără a-i aminti pe toți, le mulțumesc.

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului de doctorat prof.dr.ing. Toma Leonida Dragomir, pentru ajutorul înalt calificat și sprijinul oferit precum și pentru răbdarea și atenția dovedite pe tot parcursul perioadei de studii doctorale.

Colaborarea cu d-nul dr. ing Toma Leonida Dragomir, d-nul. dr. ing. Alexandru Bara, d-na dr. ing. Vladu Ecaterina și d-na dr. ing. Gabor Gianina a dat profunzime și perspectivă studiilor preliminare care au condus la rezultatele publicate în teză. Totodată, m-am bucurat în toată această perioadă de sprijinul și înțelegerea colegilor din cadrul Departamentului de Automatică al Universității din Oradea, în special a d-nei dr. ing. Helga Silaghi. Doresc să mulțumesc de asemenea referenților pentru sugestii și pentru efortul depus.

Nu în ultimul rând apreciez ca esențial suportul moral și financiar pe care l-am avut în tot acest timp din partea familiei (mama și soțul meu).

Timișoara, noiembrie 2006

Ing. Sanda Dale

Mamei și soțului meu.

Dale, Sanda

Contribuții la studiul sistemelor de reglare cu reglatoare de tip interpolativ

Teze de doctorat ale UPT, Seria 1, Nr. 1, Editura Politehnica, 2006, 172 pagini, 113 figuri, 30 tabele.

ISSN:1842-5208

ISBN (10): 973-625-376-7; ISBN (13): 978-973-625-376-8

Cuvinte cheie:

interpolare, tehnici interpolative, interpolare bazată pe reguli, reglatoare de tip interpolativ, mărime sintetică, proprietăți de robustețe, stabilitate, funcții Liapunov definite pe porțiuni.

Rezumat:

Metodele de analiză și sinteză a sistemelor de conducere de tip interpolativ se află într-o perioadă de cotitură – în principal din cauza complexității și transparenței reduse în proiectare a sistemelor fuzzy și neurale. În acest context sistemele cu blocuri interpolative se impun prin simplitatea aplicării directe a interpolării și prin preluarea avantajelor sistemelor bazate pe reguli. Teza prezintă contribuții care, pe de o parte, se referă la găsirea unei soluții minimale de algoritm de reglare interpolativ care să asigure performanțe cât mai ridicate și în același timp robuste, iar pe de altă parte, la dezvoltarea - la nivel teoretic, procedural și practic - a unor tehnici și metode de analiză și sinteză a sistemelor de reglare de tip interpolativ, cu aplicabilitate cât mai largă, bazate pe a doua metodă a lui Liapunov.

Cuprins

Lista de notații și abrevieri	1
Lista de tabele.....	5
Lista de figuri	7
1. Introducere.....	13
2. Tehnici de interpolare utilizate în conducerea proceselor.....	15
2.1. Raționamentul interpolativ.....	15
2.2. Aproximare și interpolare	17
2.3. Metode de interpolare.....	18
2.3.1. Interpolarea Lagrange.....	18
2.3.2. Interpolarea Hermite.....	19
2.3.3. Formula de interpolare a lui Gauss	20
2.3.4. Interpolarea Shepard	21
2.3.5. Interpolarea multiliniară	22
2.3.6. Interpolarea Gordon-Coon	22
2.4. Argumente pentru utilizarea tehnicilor interpolative în conducerea proceselor	23
2.5. Principii ale reglajului fuzzy	24
2.5.1. Logica fuzzy. Mecanismul de inferență	24
2.5.2. Controlul fuzzy	25
2.6. Alte tehnici de interpolare și aproximare bazate pe reguli aplicate la conducerea proceselor	26
2.6.1. Aproximarea legilor de reglare prin reguli graduale (Dubois și Prade)	27
2.6.2. Metoda RIP de interpolare bazată pe reguli (Drechsel)	28
2.6.3. Metode de interpolare bazate pe tăieturi α ale mulțimilor fuzzy (Kóczy și Hirota)	30
2.6.3.1. Metoda originală Kóczy-Hirota	30
2.6.3.2. Alte metode de interpolare bazate pe tăieturi α ale mulțimilor fuzzy	32
2.6.4. Introducerea blocurilor de tip interpolativ în structurile de conducere.....	33
2.7. Concluzii	37
3. Reglatoare cu mărimi sintetice bazate pe reguli și interpolare	38
3.1. Reglatoare bazate pe reguli cu acțiune după eroare și derivata erorii	39
3.2. Reglatoare fuzzy cu mărime de intrare sintetică	42
3.3. Reglatoare interpolative cu mărime de intrare sintetică	44
3.4. Studii de caz	47
3.4.1. Reglarea unui sistem de poziționare liniar	49
3.4.1.1. Sinteza sistemelor de reglare	49
3.4.1.2. Studiul robusteții sistemelor de reglare sintetizate în raport cu modificări în treaptă ale amplitudinii semnalului de referință	58
3.4.2. Reglarea unui sistem de balans cu bilă mobilă	62
3.4.2.1. Sinteza sistemelor de reglare (varianta cu regulator cu patru intrări)	62
3.4.2.2. Studiul proprietăților de robustețe ale sistemelor de reglare sintetizate în varianta cu regulator cu patru intrări în raport cu modificări ale parametrilor sistemului	73

3.4.2.3. Sinteza sistemelor de reglare (varianta cu regulator cu două intrări)	80
3.4.2.4. Studiul proprietăților de robustețe ale sistemelor de reglare sintetizate în varianta cu regulator cu două intrări în raport cu modificări ale parametrilor sistemului	83
3.5. Concluzii	88
4. Posibilități de utilizare a metodei directe de stabilitate a lui Liapunov pentru sisteme de reglare cu regulatoare de tip interpolativ	90
4.1. Metoda Wong-Leung-Tam	91
4.1.1. Prezentarea metodei	91
4.1.2. Clarificări procedurale	95
4.1.3. Metodă de analiză a stabilității sistemelor cu regulatoare bazate pe interpolare Shepard	96
4.1.4. Studiu de caz	97
4.1.4.1. Prezentarea mediului de dezvoltare	97
4.1.4.2. Reglarea unui sistem neliniar de ordinul 2	99
4.2. Sisteme de reglare cu restricții în sens Liapunov	106
4.2.1. Aplicarea metodei directe a lui Liapunov în scopul obținerii unor condiții limitative de stabilizare	106
4.2.1.1. Condiționare și limitare în sens Liapunov	106
4.2.1.2. Studiu de caz	109
4.2.2. Aplicarea metodei directe a lui Liapunov folosind funcții Liapunov definite pe porțiuni	122
4.2.2.1. Funcții Liapunov definite pe porțiuni	122
4.2.2.2. Studiu de caz	123
4.3. Concluzii	133
5. Concluzii și contribuții personale	135
5.1. Principalele rezultate prezentate	135
5.2. Principalele contribuții personale	136
5.3. Diseminarea rezultatelor prezentate în cadrul tezei	137
5.4. Direcții de dezvoltare consecutive tezei	138
Anexe	140
Anexa 1	140
Anexa 2	144
Anexa 3	146
Bibliografie	159
Index	165

Lista de notații și abrevieri

a	- mărimea de acționare la intrarea în FI (cap.3)
\tilde{a}	- mărimea de acționare la ieșirea din FI (cap.2, 3)
A, B	- mulțimile fuzzy ale premizei și consecinței (cap.2); matricile MM-ISI al unui sistem (cap.4)
A^*, B^*	- mulțimile fuzzy ale observației și concluziei (cap.2)
A_α	- tăietura α a mulțimii fuzzy A (cap.2)
α	- factorul de ponderare al distanței în interpolarea Shepard (cap.2,4)
AG	- algoritmi genetici (cap.2)
BDS	- bloc discriminator de salt al amplitudinii semnalului de referință (cap.3, 4)
BF	- bloc de procesare fuzzy (cap.2, 3)
BI	- bloc de procesare interpolativ (cap.2, 3)
BIR	- bloc interpolativ robust la modificări în treaptă ale amplitudinii semnalului de referință (cap.3, 4)
BL	- bloc liniar
BN	- bloc neliniar
BR	- bloc de configurare a regulilor
c	- mărimea de comandă a procesului la ieșirea din FE (cap.3,4)
\tilde{c}	- mărimea de comandă a procesului la intrarea în FE (cap.2,3)
COG	- metoda de defuzzificare „center of gravity” (cap.3, anexa 1)
ds	- distanța cu semn (cap.3, 4)
$d(A^*, A_1)$	- distanța fuzzy între două mulțimi (paragraful 2.6.3)
D_{V_1}, D_{V_2}	- subdomeniile concatenabile pe care se definesc funcțiile Liapunov V_1 și V_2 și pe care derivatele lor sunt negative (cap.4)
e	- eroarea de reglare (cap.3, 4)
FI	- filtru de intrare (cap.3)
FE	- filtru de ieșire (cap.3)
GS	- generator de semnal (cap.4)
I(F)R	- bloc interpolativ robust la modificări în treaptă ale amplitudinii semnalului de referință, pornind de la blocul interpolativ obținut prin metoda reproductivă pe baza

	caracteristicii de transfer a regulatorului fuzzy (cap.3)
I(RIP)R	- bloc interpolativ robust la modificări în treaptă ale amplitudinii semnalului de referință, pornind de la blocul interpolativ obținut prin metoda directă (cap.3)
I(RIP')R	- bloc interpolativ robust la modificări în treaptă ale amplitudinii semnalului de referință, pornind de la blocul interpolativ obținut prin metoda directă, îmbunătățit (corectat) (cap.3)
KH	- metoda Kóczy-Hirota de interpolare bazată pe tăieturi α ale mulțimilor fuzzy (cap.1, 2)
L	- bloc de limitare a comenzii (cap.4)
MOM	- metoda de defuzzificare „mean of minima” (cap.3, anexa1)
$\mu_A(x)$	- gradul de apartenență al elementului x la mulțimea fuzzy A (cap.2)
$\mu(A)$	- gradul de adevăr al mulțimii fuzzy A (cap.2)
$\mu_i(x)$	- gradul de activare a regulii i (cap.4)
PS (l_s, v_s)	- puncte de sprijin/puncte suport ale grilei de interpolare (cap.2,3,4)
R	- bloc regulator (cap.4)
RIP	- metoda de interpolare bazată pe reguli (Regelbasierte Interpolation) a lui Drechsel (cap.1, 2, 3, 4)
RG_ee	- regulator fuzzy convențional bazat pe eroare și derivata erorii (cap.3)
RG_1F	- regulator fuzzy cu mărime de intrare sintetică ds (cap.3)
RG_1I	- regulator interpolativ cu mărime de intrare sintetică ds (3)
RG_1I(F)	- regulator interpolativ cu mărime de intrare sintetică ds obținut prin metoda reproductivă pe baza caracteristicii de transfer a RG_1F (cap.3)
RG_1I(RIP)	- regulator interpolativ cu mărime de intrare sintetică ds obținut prin metoda directă (cap.3)
RG_1I(RIP')	- regulator interpolativ cu mărime de intrare sintetică ds obținut prin metoda directă, îmbunătățit (corectat) (cap.3)
RG_IR	- regulator interpolativ robust (cap.3)
RG_I(F)R	- regulator interpolativ robust la modificări în treaptă ale amplitudinii semnalului de referință, obținut pornind de la RG_1F prin metoda reproductivă (cap.3)
RG_I(RIP')R	- regulator interpolativ robust la modificări în treaptă ale amplitudinii semnalului de referință, obținut prin metoda directă, îmbunătățit (corectat) (cap.3)
RG4_ee	- regulator fuzzy convențional cu 4 intrări (paragraful 3.4.2)
RG_ee_r	- blocul de reglare a poziției r a bilei pe suport din cadrul RG4_ee (paragraful 3.4.2)
RG_ee_θ	- blocul de reglare a poziției unghiulare θ a ghidajului din cadrul RG4_ee (paragraful 3.4.2)
RG4_1F	- regulator fuzzy cu mărime de intrare sintetică ds cu 4 intrări (paragraful 3.4.2)

RG_1F_r	- blocul de reglare a poziției r a bilei pe suport din cadrul RG4_1F (paragraful 3.4.2)
RG_1F_θ	- blocul de reglare a poziției unghiulare θ a ghidajului din cadrul RG4_1F (paragraful 3.4.2)
RG4_1I(RIP)	- regulator interpolativ cu mărime de intrare sintetică ds cu 4 intrări obținut prin metoda directă (paragraful 3.4.2)
RG_1I(RIP)_r	- blocul de reglare a poziției r a bilei pe suport din cadrul RG4_1I(RIP) (paragraful 3.4.2)
RG_1I(RIP)_θ	- blocul de reglare a poziției unghiulare θ a ghidajului din cadrul RG4_1I(RIP) (paragraful 3.4.2)
RG4_1I(RIP')	- regulator interpolativ cu mărime de intrare sintetică ds cu 4 intrări obținut prin metoda directă, îmbunătățit (corectat) (paragraful 3.4.2)
RG_1I(RIP')_r	- blocul de reglare a poziției r a bilei pe suport din cadrul RG4_1I(RIP') (paragraful 3.4.2)
RG_1I(RIP')_θ	- blocul de reglare a poziției unghiulare θ a ghidajului din cadrul RG4_1I(RIP') (paragraful 3.4.2)
RG2_eē	- regulator fuzzy convențional cu 2 intrări (paragraful 3.4.2)
RG2_1F	- regulator fuzzy cu mărime de intrare sintetică ds cu 2 intrări (paragraful 3.4.2)
RG2_1I(RIP')	- regulator interpolativ cu mărime de intrare sintetică ds cu 2 intrări, obținut prin metoda directă, îmbunătățit (corectat) (paragraful 3.4.2)
RF	- regulator fuzzy (cap.4)
RI	- regulator interpolativ (cap.4)
RI(Shepard)	- regulator interpolativ bazat pe interpolare Shepard (cap.4)
S	- sistem în accepțiunea de proces condus (paragraful 4.2)
SCTI	- sisteme de conducere de tip interpolativ (cap.1, 2, 3, 4, 5)
S'=R+S	- sistem extins care înglobează regulatorul și procesul condus (paragraful 4.2)
u	- mărimea de comandă a procesului (paragraful 4.1 și 4.2.2); mărimea de comandă a ansamblului S'(paragraful 4.2.1)
u_e	- mărimea de intrare în blocul de limitare L (paragraful 4.2.2)
u_{Lmin}	- valoarea limită inferioară a comenzii u (paragraful 4.2)
u_{Lmax}	- valoarea limită superioară a comenzii u (paragraful 4.2)
U_a	- domeniul maxim admisibil al comenzii u (paragraful 4.2)
U_v	- domeniul mărimii de comandă u pentru care $\dot{V} \leq 0$ (paragraful 4.2)
U_{vlim}	- bloc de condiționare, elaborează valorile u_{Lmin} și u_{Lmax} (paragraful 4.2)
V	- funcția candidat Liapunov (cap.4)
V_1, V_2	- funcții candidat Liapunov definite pe porțiuni (paragraful 4.2.2)
VL_i / TL_i	- valori lingvistice / termeni lingvistici asociați variabilelor

	lingvistice (cap. 2, 3, 4)
$x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$	- vectorul mărimilor de stare (cap.3, 4)
x_k	- valorile de sprijin ale punctelor suport (paragraful 2.3)
x_m	- valoare fixată în spațiul stărilor (paragraful 4.2)
x_w	- stare de echilibru (paragraful 4.2)
X_a	- domeniul maxim admisibil al lui x (paragraful 4.2)
$w, w(t)$	- mărime / semnal de referință (cap.3, 4)
Δw	- saltul mărimii de referință (cap.3, 4)
w_i	- coeficienți de ponderare în interpolarea Shepard (cap.2, 4)
$W_{x_m}(u)$	- dependența $\dot{V} = W_{x_m}(u)$

Lista de tabele

Tabelul 3.1 Tabel de interpolare pentru dependența distanță cu semn – comandă	46
Tabelul 3.2 Baza de reguli a regulatorului $RG_{e\acute{e}}$	50
Tabelul 3.3 Baza de reguli a regulatorului RG_{1F}	51
Tabelul 3.4 Tabelul de interpolare al regulatorului $RG_{1I(F)}$	54
Tabelul 3.5 Termenii lingvistici și intervalele care descriu variabilele de intrare și de ieșire ale regulatorului $RG_{1I(RIP)}$	55
Tabelul 3.5* Tabelul de interpolare al regulatorului $RG_{1I(RIP)}$	56
Tabelul 3.6 Tabelul de interpolare al regulatorului $RG_{1I(RIP')}$	56
Tabelul 3.7 Tabelul de interpolare al regulatorului cu bloc $I(F)R$	60
Tabelul 3.8 Tabelul de interpolare al regulatorului cu bloc $I(RIP')R$	61
Tabelul 3.7* Tabelul de interpolare simplificat al regulatorului cu bloc $I(F)R$	61
Tabelul 3.8* Tabelul de interpolare simplificat al regulatorului cu bloc $I(RIP')R$	61
Tabelul 3.9 Baza de reguli a regulatorului $RG_{e\acute{e}_r}$	66
Tabelul 3.10 Baza de reguli a regulatorului $RG_{e\acute{e}_\theta}$	66
Tabelul 3.11 Baza de reguli a regulatorului RG_{1F_r}	70
Tabelul 3.12 Baza de reguli a regulatorului RG_{1F_θ}	70
Tabelul 3.13 Termenii lingvistici asociați variabilelor regulatorului $RG_{1I(RIP)}_r$	70
Tabelul 3.14 Termenii lingvistici asociați variabilelor regulatorului $RG_{1I(RIP)}_\theta$	70
Tabelul 3.15 Termenii lingvistici asociați variabilelor regulatorului $RG_{1I(RIP')}_r$	71
Tabelul 3.16 Termenii lingvistici asociați variabilelor regulatorului $RG_{1I(RIP')}_\theta$	71
Tabelul 3.17. Modificări față de care s-a testat robustețea și rezultate	79
Tabelul 3.18. Modificări față de care s-a testat robustețea și rezultate (RG_2 vs. RG_4)	88
Tabelul 4.1 Baza de reguli a regulatorului fuzzy RF	101
Tabelul 4.2 Termenii lingvistici și intervalele care descriu variabilele de intrare și de ieșire ale regulatorului $RI(\text{Shepard})$	102
Tabelul 4.3 Tabelul de interpolare al regulatorului $RI(\text{Shepard})$	103
Grupul de tabele 4.4 Punctele de sprijin ale blocului de limitare a comenzii corespunzător limitei inferioare $u_{L\min}$	115
Grupul de tabele 4.5 Punctele de sprijin ale blocului de limitare a comenzii corespunzător limitei superioare $u_{L\max}$	115

Tabelul 4.6 Punctele de sprijin ale blocului de adaptare a lui K_p	119
Tabelul 4.7 Punctele de sprijin ale blocului de adaptare a lui K_I	119
Tabelul 4.8 Punctele de sprijin ale blocului de limitare a comenzii corespunzător limitei inferioare u_{Lmin}	129
Tabelul 4.9 Punctele de sprijin ale blocului de limitare a comenzii corespunzător limitei inferioare u_{Lmax}	129

Lista de figuri

Figura 2.1 Structura de bază a unui regulator de tip interpolativ	17
Figura 2.2 Structura unui bloc de procesare din componența unui regulator fuzzy în abordarea Mamdani	26
Figura 2.3 Hiper-cubul și PS aferente regulii: „Dacă L1 = mediu și L2 = mediu atunci c=mediu”	28
Figura 2.4 Generatorul punctelor de sprijin	29
Figura 2.5 Algoritmul de proiectare off-line a reguletoarelor interpolative utilizând AG	36
Figura 3.1 Structura unui regulator fuzzy	39
Figura 3.2 Structura reguletoarelor fuzzy de tip PI (a), respectiv PD (b)	40
Figura 3.3 Reprezentarea valorică	41
Figura 3.4 Reprezentarea lingvistică	41
Figura 3.5 Suprapunerea reprezentării lingvistice peste reprezentarea valorică	42
Figura 3.6 Structura unui regulator fuzzy cu o intrare, bazat pe distanța cu semn	43
Figura 3.7 Regulator interpolativ cu o intrare bazat pe distanța cu semn	45
Figura 3.8 Asocierea termenilor lingvistici și a punctelor de sprijin în cazul metodei directe de sinteză a reguletoarelor interpolative	45
Figura 3.9 Corecția prin modificarea valorilor de sprijin ale comenzii	46
Figura 3.10 Corecția prin introducerea de noi puncte suport	47
Figura 3.11 Structura de reglare cu regulator fuzzy convențional	48
Figura 3.12 Structura de reglare cu regulator fuzzy cu o intrare bazat pe distanța cu semn	48
Figura 3.13 Structura de reglare cu regulator interpolativ cu o intrare bazat pe distanța cu semn	49
Figura 3.14 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale variabilelor regulatorului RG _e pentru e (a), \dot{y} (b), respectiv c (c)	50
Figura 3.15 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu regulator fuzzy convențional RG _e	50
Figura 3.16 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale variabilelor regulatorului RG _{1F} pentru ds (a) și c (b)	51
Figura 3.17 Schema SIMULINK a structurii de reglare cu RG _{1F}	52
Figura 3.18 Schema SIMULINK a blocului de calcul al distanței	52
Figura 3.19 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG _e și RG _{1F} la semnal de referință (3.8)	52
Figura 3.20 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu RG _{1I}	53

Figura 3.21 Metoda reproductivă (a) și directă (b)	53
Figura 3.22 Caracteristica de transfer a blocului fuzzy BF	54
Figura 3.23 Caracteristica de transfer a blocului interpolativ I(F)	54
Figura 3.24 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_1F și RG_1I(F) în raport cu semnalul de referință (3.8)	55
Figura 3.25 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_1F și RG_1I(RIP) la semnal de referință (3.8)	56
Figura 3.26 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_1F, RG_1I(RIP) și RG_1I(RIP') la semnal de referință (3.8)	57
Figura 3.27 Caracteristicile de transfer comparative ale blocurilor I(F) și I(RIP')	57
Figura 3.28 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_1I(F) și RG_1I(RIP') la semnal de referință (3.8)	58
Figura 3.29 Răspunsurile sistemelor cu RG_eē (a), RG_1F (b), RG_1I(F) (c) și RG_1I(RIP') (d) în raport cu mărimea de referință (3.9)	59
Figura 3.30 Metode de proiectare a sistemelor robuste pornind de la metoda reproductivă (a), respectiv de la metoda directă (b)	59
Figura 3.31 Blocul interpolativ robust	60
Figura 3.32 Schema SIMULINK a unui sistem de reglare cu BIR	60
Figura 3.33 Răspunsurile sistemelor cu blocuri I(F)R și I(RIP')R în raport cu mărimea de referință (3.9)	61
Figura 3.34 Răspunsurile comparative perturbate și inițiale ale sistemelor cu RG_I(RIP')R (a), respectiv RG_1F (b) în raport cu mărimea de referință (3.9)	62
Figura 3.35 Sistemul de balans cu bilă mobilă	63
Figura 3.36 Schemele de principiu (a) și schema vectorială (b) a sistemului de balans cu bilă mobilă	63
Figura 3.37 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu RG4_eē	65
Figura 3.38 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale variabilelor regulatorului RG_eē_r pentru eroare (a), viteză (b), respectiv comandă (c)	66
Figura 3.39 Răspunsurile sistemului cu RG4_eē : poziția $r(t)$ în raport cu semnalul de referință (3.13)(a) și poziția unghiulară $\theta(t)$ (b)	67
Figura 3.40 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu RG4_1F	67
Figura 3.41 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale variabilelor regulatorului RG_1F_r pentru ds (a), respectiv comandă (b)	68
Figura 3.42 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eē și RG4_1F în raport cu semnalul de referință (3.13)	69
Figura 3.43 Răspunsurile comparative $r(t)$ (a) și $\theta(t)$ (b) ale sistemului cu RG4_1F în cazul când se utilizează pentru defuzzificare metoda COG, respectiv MOM, în raport cu semnalul de referință (3.13)	69
Figura 3.44 Caracteristicile de comandă comparative obținute în urma aplicării metodelor de defuzzificare COG și MOM ale regulatorului RG4_1F_r (a), respectiv ale regulatorului RG4_1F_θ (b)	70

Figura 3.45 Răspunsurile comparative în poziție (a) și poziție unghiulară (b) ale sistemelor cu RG4_1F și RG4_1I(RIP)	70
Figura 3.46 Răspunsurile comparative în poziție (a) și poziție unghiulară (b) ale sistemelor cu RG4_1F, RG4_1I(RIP) și RG4_1I(RIP') în raport cu mărimea de referință (3.13)	71
Figura 3.47 Caracteristicile de comandă în variantă interpolativă îmbunătățită comparativ cu varianta fuzzy ale regulatorului de poziție (a), respectiv ale celui de poziție unghiulară (b)	72
Figura 3.48 Variațiile cuplului motor în varianta cu RG4_1I(RIP) și RG4_1I(RIP')	72
Figura 3.49 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu RG_1F în variantă discretă	73
Figura 3.50 Răspunsurile sistemelor cu RG4_1F și RG4_1I(RIP'), ambele în variantă discretă, la semnal de referință (3.13).	73
Figura 3.51 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eè, RG4_1F și RG4_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință (3.14)	74
Figura 3.52 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eè, RG4_1F și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale modificate	75
Figura 3.53 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eè, RG4_1F și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale modificate	75
Figura 3.54 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eè, RG4_1F și RG4_1I(RIP') (a) și c)), respectiv ale sistemelor cu RG4_1F și RG4_1I(RIP') (b) și d)) din condiții inițiale modificate	76
Figura 3.55 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eè, RG4_1F și RG4_1I(RIP') (a) și b)), respectiv ale sistemelor cu RG4_1F și RG4_1I(RIP') (c) în raport cu semnalul de referință (3.13), pentru diferite valori ale masei M_2	77
Figura 3.56 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eè, RG4_1F și RG4_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință (3.13), pentru diferite valori ale coeficientului de frecare la alunecare	78
Figura 3.57 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eè, RG4_1F și RG4_1I(RIP') în variantă discretă, în raport cu semnalul de referință (3.13), pentru diferite valori perioadei de eșantionare	78
Figura 3.58 Răspunsurile în poziție ale sistemului cu regulator în varianta RG4_1I(RIP') (a), respectiv în variantele RG4_1F și RG4_eè (b), în raport cu semnalul de referință și parametrii modificați	79
Figura 3.59 Schemele SIMULINK ale sistemelor de reglare cu RG2_eè (a) și RG2_1F (b)	80
Figura 3.60 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_eè, RG2_1F și RG2_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință (3.13)	81

Figura 3.61 Variațiile cuplului motor, comparativ, ale reguletoarelor RG2_ee și RG4_ee (a), RG2_1F și RG4_1F (b), respectiv RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') (c)	82
Figura 3.62 Schema SIMULINK a structurii de reglare cu RG2_1I(RIP') în variantă discretă	82
Figura 3.63 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință (3.14)	83
Figura 3.64 Răspunsurile comparative în poziție unghiulară ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale $(r(0), \theta(0)) = \left(0, \frac{\pi}{10}\right)$	84
Figura 3.65 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale $(r(0), \theta(0)) = (0.3, 0)$	84
Figura 3.66 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale modificate	85
Figura 3.67 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') la semnal de referință (3.13) pt. $M_2 = 1.9$ kg.	86
Figura 3.68 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') în variantă discretă în raport cu semnalul de referință (3.13) pentru $h = 0.01$ sec	86
Figura 3.69 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință și parametrii modificați	87
Figura 3.70 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_1I(RIP') (a) și RG2_1I(RIP') (b) în raport cu semnalul de referință și parametrii modificați, din condiții inițiale $(r(0), \theta(0)) = (-0.1, 0)$	87
Figura 4.1 Structura unui sistem cu regulator fuzzy	91
Figura 4.2 Structura unui sistem cu regulator fuzzy descompus după reguli	92
Figura 4.3 Subsistemele fuzzy	93
Figura 4.4 Structura unui sistem cu regulator interpolativ	96
Figura 4.5 Schema de principiu unificată a sistemelor de reglare fuzzy/interpolative implementate în cadrul mediului de dezvoltare	97
Figura 4.6 Schema de principiu unificată a sistemelor de conducere în buclă deschisă fuzzy / interpolative implementate în cadrul mediului de dezvoltare	99
Figura 4.7 Neliniaritatea $g(u)$	99
Figura 4.8 Structura de principiu a sistemului de reglare după stare cu regulator fuzzy	100
Figura 4.9 Schema SIMULINK a blocului fuzzy care modelează baza de reguli și relația (4.4)	100
Figura 4.10 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale regulatorului fuzzy RF	101

Figura 4.11 Evoluția stărilor sistemului cu regulator fuzzy în regim liber	102
Figura 4.12 Structura de principiu a sistemului de reglare după stare cu regulator interpolativ Shepard RI(Shepard)	102
Figura 4.13 Schema SIMULINK a RI(Shepard) care modelează ponderile și relația (4.6)	103
Figura 4.14 Evoluția stărilor x_1 (a) și x_2 (b) ale sistemului cu regulator interpolativ Shepard pentru diferite valori ale factorului de ponderare α	104
Figura 4.15 Reprezentarea \dot{V} (b) pentru cazul în care cele două stări baleiază domeniile lor maxime admisibile conform (a)	105
Figura 4.16 Reprezentarea tridimensională a lui $\dot{V}(x_1, x_2)$	106
Figura 4.17 Structura unui sistem cu bloc de condiționare și limitare a comenzii	108
Figura 4.18 Structuri de sisteme de reglare cu ansamblu de condiționare și limitare a comenzii	109
Figura 4.19 Schema bloc a sistemului de poziționare (a), respectiv a sistemului de poziționare cu recție stabilizatoare (b)	110
Figura 4.20 Schema bloc a sistemului liniar utilizată pentru proiectarea regulatorului PI	110
Figura 4.21 Domeniul de stabilitate al sistemului de reglare în raport cu parametrii regulator	111
Figura 4.22 Schema de reglare cu regulator PI în condiții de limitare la nivelul mărimilor de stare	112
Figura 4.23 Schema SIMULINK de calcul a funcției V	112
Figura 4.24 Schema SIMULINK de calcul a funcției \dot{V}	113
Figura 4.25 Schema SIMULINK ajutătoare de determinare a domeniului mărimii de comandă u pentru care este îndeplinită condiția $\dot{V} \leq 0$	113
Figura 4.26 Reprezentarea $\dot{V} = W_{x_m}(u)$ pentru diferite puncte din spațiul stărilor	116
Figura 4.27 Shema SIMULINK a sistemului de reglare cu regulator PI, cu limitarea comenzii	116
Figura 4.28 Rezulate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.27, la semnal de intrare $w(t) = 1.5 \cdot \sigma(t)$, pentru $K_p = 0.1$ și $K_I = 0.24$	118
Figura 4.29 Rezulate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.27, la semnal de intrare $w(t) = 1 \cdot \sigma(t)$, pentru $K_p = 0.1$ și $K_I = 0.24$	118
Figura 4.30 Rezulate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.27, la semnal de intrare $w(t) = 1 \cdot \sigma(t)$, pentru $K_p = 0.1$ și $K_I = 0.16$	119
Figura 4.31 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu regulator adaptiv PI și limitarea interpolativă a comenzii	120

Figura 4.32 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei adaptive din figura 4.31, la semnal de intrare (4.37)	121
Figura 4.33 Schema de reglare cu regulator BIR în condiții de limitare la nivelul mărimilor de stare	124
Figura 4.34 Condiționări în sens Liapunov	125
Figura 4.35 Schema SIMULINK de reglare cu regulator BIR cu limitarea interpolativă a comenzii	126
Figura 4.36 Schema SIMULINK de reglare cu regulator BIR cu limitarea interpolativă a comenzii – varianta discretă	127
Figura 4.37 Schema SIMULINK ajutătoare pentru verificarea condițiilor de stabilitate în sens Liapunov	128
Figura 4.38 Rezultatele analizei stabilității pentru diferite valori ale lui x_2	129
Figura 4.39 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.35 la semnal de intrare (4.47)	131
Figura 4.40 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.35 la semnal de intrare (4.48)	133
I. Organigrama mediului de dezvoltare	
F1. Schema SIMULINK a sistemului de reglare fuzzy pentru procese de ordinul 2	154
F2. Schema SIMULINK de configurare a regulatorului fuzzy RF	154
F3. Schema SIMULINK de configurare a unei reguli	154
F4. Schema SIMULINK de configurare a funcțiilor de apartenență corespunzătoare termenilor lingvistici ai variabilei de intrare x_1	156
S1. Schema SIMULINK a sistemului de reglare interpolativă Shepard pentru procese de ordinul 2	156
S2. Schema SIMULINK de configurare a regulatorului interpolativ RI	157
S3. Schema SIMULINK de calcul al coeficientului de ponderare	159

1. Introducere

Raționamentul interpolativ reprezintă conceptul central care stă la baza sistemelor de conducere cu reglatoare pe bază de reguli, pentru care aproximarea și interpolarea joacă un rol central în elaborarea comenzii. Din această categorie fac parte în primul rând *sistemele de conducere fuzzy* (sisteme ce conțin blocuri care funcționează după metoda fuzzy introdusă în [Zadeh65]) și *sistemele de conducere interpolative* (sisteme în care se utilizează în mod explicit interpolarea). Acestea din urmă includ *sistemele de conducere cu reglatoare RIP* (sintetizate după metoda prezentată în [Drechsel96]) și *sistemele cu blocuri interpolative* (orice sisteme care au în componența regulatorului lor un bloc care utilizează interpolarea și care participă, într-un fel sau altul, la elaborarea comenzii [Dragomir01]). Fără a utiliza însă o bază de reguli pentru transpunerea cunoștințelor, *sistemele de conducere neurale* implementează tot un raționament de tip interpolativ. Pentru a ușura prezentarea, pe parcursul prezentei lucrări, totalitatea sistemelor de conducere care utilizează raționamentul interpolativ în elaborarea comenzii, inclusiv sistemele fuzzy și neurale, se vor numi *sisteme de conducere de tip interpolativ* (SCTI).

Metodele de analiză și sinteză a sistemelor de conducere de tip interpolativ se află într-o perioadă de cotitură [Athans99]. În esență este vorba despre faptul că se consideră că sistemele fuzzy și neurale au arătat ceea ce pot și că, datorită dezavantajelor de care dau dovadă (complexitate și opacitate în proiectare), încep să piardă teren, locul lor fiind luat cu succes și de către sistemele cu blocuri interpolative, care prezintă avantajul simplității datorită aplicării directe a interpolării și preiau și toate avantajele sistemelor bazate pe reguli.

Analiza stabilității SCTI este o problemă spinoasă deoarece caracterul neliniar, incertitudinile aferente și complexitatea lor nu permit dezvoltări analitice riguroase și realiste din punct de vedere al aplicabilității, ci doar dezvoltări numerice, îndeobște la nivel procedural. Studiile analitice existente în literatura de specialitate se realizează pe procese liniare simple sau liniarizate, atingând chiar și în aceste cazuri un grad de complexitate ridicat și din această cauză sunt greu de aplicat și de structurat metodologic. De regulă ele se referă doar la categorii restrânse de SCTI (sisteme cu blocuri fuzzy și neurale). În particular, analiza stabilității sistemelor interpolative se limitează la studiul stabilității în raport cu grila sau cu metoda de interpolare.

Exprimate pe surt, dezideratele care stau la baza lucrării de față referitoare la SCTI sunt: simplitate, aplicabilitate, stabilitate și robustețe. Studiile și cercetările care au condus la elaborarea prezentei teze de doctorat s-au concentrat asupra sistemelor de conducere de tip interpolativ, pe două direcții principale: i) dezvoltarea unor metode de sinteză a reglatoarelor de tip interpolativ (atenție sporită acordându-se celor cu blocuri interpolative) cu proprietăți de robustețe și care să asigure performanțe ridicate, dar în același timp cât mai simple din punct de vedere structural, al implementării, timpului de calcul și transparenței în proiectare; ii) elaborarea suportului teoretic, procedural și practic care să stea la baza dezvoltării unor metode de analiză a stabilității sistemelor cu blocuri interpolative, având ca punct de plecare metoda directă a lui Liapunov, asistate de calculator.

Teza este structurată în cinci capitole, dintre care trei de bază (cu anexele aferente), un capitol introductiv și un capitol de concluzii finale.

În capitolul 2 se face o prezentare succintă a principiilor fundamentale ale sistemelor de conducere cu reglatoare bazate pe reguli, care au drept fundament comun conceptul de raționament interpolativ. Sunt prezentate în acest context diverse metode de aproximare și interpolare bazată pe reguli cu aplicații la conducerea proceselor: metoda fuzzy, metoda RIP, metoda KH etc. Având în vedere rolul central jucat de interpolare în acest domeniu, se face o scurtă trecere în revistă a celor mai uzuale tehnici de interpolare cu aplicații în tehnică, în particular la conducerea proceselor.

Capitolul 3 își propune găsirea unei soluții minimale de algoritm de reglare în ceea ce privește structura și timpul de calcul care să asigure performanțe cât mai ridicate și în același timp robuste, pornind de la o structură deja clasică de regulator fuzzy bazat pe eroare. Se prezintă în acest context o soluție interpolativă bazată pe reguli și care folosește o mărime de intrare sintetică, dezvoltată evolutiv, în trei pași, pornind de la structura fuzzy, soluție care se verifică ulterior pe cazuri de studiu considerate relevante pentru tema propusă.

În capitolul 4 se abordează dezvoltarea la nivel teoretic, procedural și practic a unor tehnici și metode cu aplicabilitate cât mai largă prin intermediul cărora să se realizeze, în prima parte a capitolului, analiza sistemelor de reglare de tip interpolativ, prin prisma metodei directe a lui Liapunov de analiză a stabilității. În a doua parte se continuă cu elaborarea unor metode de sinteză a unor sisteme de conducere de tip interpolativ cu blocuri de restricționare sau limitare a comenzii pe baza unor condiții deduse din metoda directă a lui Liapunov.

Pentru elaborarea tezei s-au referit 106 titluri dintre care 11 aparțin autoarei ca unic autor sau coautor.

2. Tehnici de interpolare utilizate în conducerea proceselor

Odată cu apariția în tehnică a sistemelor bazate pe cunoaștere care propun o abordare mai apropiată de modul de gândire uman, apare și *raționamentul interpolativ* ca mod de a trata noțiunile imprecise și implicit *interpolarea* ca metodă de calcul efectiv. În domeniul controlului automat se utilizează o serie de structuri de conducere care au la bază raționamentul interpolativ (denumite în introducere SCTI), și anume: sistemele fuzzy, sistemele neurale și sistemele interpolative. Obiectul capitolului de față este de a sistematiza conceptele și noțiunile legate de unele dintre aceste tipuri de sisteme, pentru a permite ulterior o tratare unitară a lor.

Capitolul debutează cu o introducere (paragraful 2.1) în sistemele bazate pe cunoaștere, sistemele bazate pe reguli de producție și conceptul de raționament interpolativ, pregătind terenul pentru paragrafele următoare. În paragraful 2.2 se definesc noțiunile de aproximare și interpolare și unele aspecte legate de acestea. În paragraful 2.3. se face o trecere în revistă a metodelor de interpolare cel mai des utilizate în matematică și în particular în tehnică, iar în paragraful 2.4 se menționează unele noțiuni legate de logica fuzzy și principiile reglajului fuzzy (metoda Mamdani și metoda Sugeno-Takagi). Paragraful 2.5 expune motivațiile care au stat la baza apariției explicite a interpolării în conducerea proceselor. În continuare în paragraful 2.6 se descriu câteva metode de interpolare și aproximare bazate pe reguli, cum ar fi: metoda RIP a lui Drechsel, metoda regulilor graduale ale lui Dubois și Prade, respectiv metoda proiectării reguletoarelor fuzzy interpolative a lui Kóczy și Hirota. În ultima parte a paragrafului sunt descrise și alte modalități de utilizare a blocurilor interpolative în structurile de control precum și modalități de implementare a acestora. În final sunt formulate concluziile referitoare la materialul prezentat în acest capitol.

2.1. Raționamentul interpolativ

Prin interacțiunea continuă cu mediul înconjurător, omul percepe și apoi prelucrează diverse informații care se constituie într-un fond de cunoștințe care ulterior vor sta la baza acțiunilor prin care omul încearcă la rândul lui să acționeze în mod controlat asupra lumii sale înconjurătoare. Această experiență acumulată, alături de context și de particularitățile individuale specifice fiecăruia determină în cea mai mare măsură modul de acțiune și hotărâ al omului. În particular, acțiunile și deciziile luate de specialist în conducerea unui proces tehnologic se înscriu în același context prezentat anterior. Astfel, prin interacțiunea repetată între om și mașină iau naștere cunoștințe specifice care poartă numele de *cunoștințe expert*.

În vederea manipulării și transpunerii acestor cunoștințe pentru a putea fi utilizate în sistemele tehnice este necesară abstractizarea și formalizarea structurată a cunoștințelor expert.

Transpunerea și tratarea informațiilor difuze furnizate de experți în sisteme

informaționale abstracte compatibile cu sistemele tehnice oferă o punte de legătură între lumea afirmațiilor difuze specific umană și tehnica aridă, sistemele tehnice rezultate numindu-se *sisteme bazate pe cunoaștere*.

Una dintre modalitățile de a pune în practică acest concept este transpunerea cunoștințelor prin intermediul *regulilor de producție*, modalitate foarte apropiată de maniera de a raționa specific umană. Astfel, pe scurt, regulile de producție pot transpune în sisteme tehnice cunoștințele empirice necesare funcționării unui proces tehnic, cunoștințe rezultate din interacțiunea continuă dintre om și proces și numite cunoștințe expert.

Sistemele bazate pe cunoaștere, constituite ca sisteme de reguli de producție, se caracterizează printr-o separare explicită a componentelor de soluționarea a problemei față de baza de cunoștințe și presupun existența unei baze de cunoștințe exprimate prin reguli de producție, a unei structuri de date care să descrie contextul actual, respectiv a unui interpretor care acționează în sensul stabilit prin reguli.

Astfel, în sistemele bazate pe reguli o regulă reprezintă o pereche ordonată care constă dintr-o parte legată de situație (*premiza*) și o parte legată de acțiune (*consecința*), partea de situație condiționând întreprinderea acțiunii sau activarea regulii.

În categoria sistemelor bazate pe reguli de producție intră sistemele expert, sistemele fuzzy, respectiv sistemele RIP și cele cu blocuri interpolative. O caracteristică comună sistemelor fuzzy și RIP o constituie faptul că regulile de producție sunt *reguli lingvistice*, prin aceasta apropiindu-se și mai mult de modul de gândire uman.

O altă categorie de sisteme bazate pe cunoaștere, dar care diferă de sistemele cu reguli de producție prin formalismul reprezentării cunoștințelor, sunt *rețelele neurale artificiale*. Acestea reprezintă imagini tehnice puternic simplificate ale sistemelor nervoase existente în creierul uman create pentru a reproduce modul de prelucrare a calculelor de către creierul uman în scopul de a dezvolta sisteme puternice cu capabilități de instruire [Ritter91], [Dumitrache99].

Prin modul de tratare a informațiilor, sistemele bazate pe cunoaștere, amintite, au la bază un procedeu eminent interpolativ: aproximarea. Astfel, după [Zadeh92-1] și [Zadeh92-2] interpolarea joacă un rol central atât în teoria fuzzy cât și în rețelele neurale artificiale, interpolarea și învățarea din exemple implicând construirea de sisteme bazate pe cunoaștere (reprezentată sub formă de perechi intrare-ieșire). În același sens în [Dubois93] se arată că în controlul fuzzy concluzionarea modelează de fapt interpolarea, iar în [Gottwald05] apare ideea că modul esențial de a înțelege contextul matematic al controlului fuzzy este ca el să fie privit ca o problemă de interpolare, deoarece trebuie determinată o funcție de comandă fuzzy pe baza unei liste de noduri de interpolare (atâta vreme cât perechile intrare-ieșire din regulile fuzzy pot fi privite ca noduri de interpolare).

În mod similar această idee se poate extinde și asupra controlului RIP - mai ales că în acest caz datorită modului de reprezentare a cunoștințelor și a mecanismelor proprii metodei interpolarea este nemijlocită - și implicit asupra altor metode care utilizează blocuri interpolative în structurile de reglare.

Astfel, conceptul de *raționament interpolativ* este prezentat ca o noțiune ierarhic superioară raționamentelor aferente metodelor fuzzy, neuro și interpolative.

Pe baza înrudirii dintre metodele bazate pe interpolare amintite au apărut așa-numitele sisteme hibride bazate pe cunoaștere și anume neuro-fuzzy și neuro-RIP.

Pe de altă parte, în strictă legătură cu avantajele evidente aduse de o tratare simplificată dar fără a prejudicia calitatea controlului oferită de interpolarea

propriu-zisă, apar sistemele interpolative care fie sunt derivate din sistemele fuzzy (metoda Kóczy-Hirota [Koczy93-1], regulile graduale Dubois-Prade [Dubois95], sistemele fuzzy aditive Kosko [Kosko95] ș.a.m.d.), fie sunt metode de sine stătătoare (metoda RIP[Drechsel96], utilizarea blocurilor interpolative [Dragomir01-1], [Dale05]).

În principiu, structura cea mai simplă a unui regulator de tip interpolativ poate fi considerată ca în figura 2.1. Blocul BPTI este de regulă neliniar și fără dinamică și poate fi un bloc fuzzy, neural, RIP sau orice bloc interpolativ din cele prezentate la nivel de principiu în acest capitol.

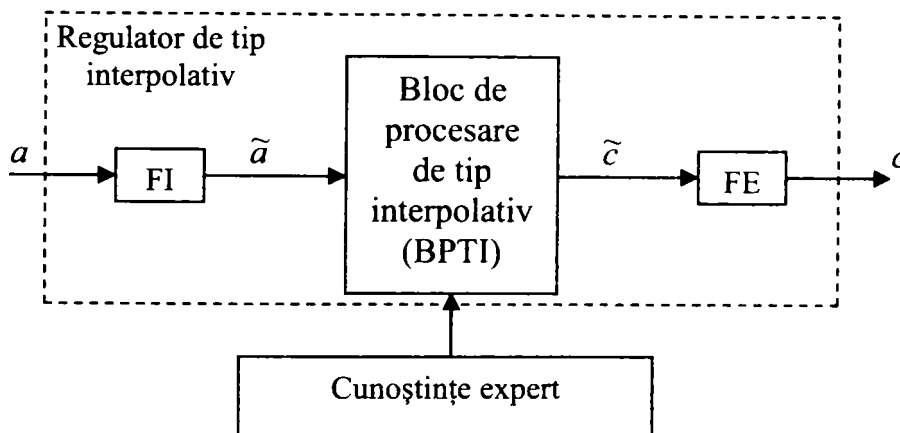


Figura 2.1 Structura de bază a unui regulator de tip interpolativ

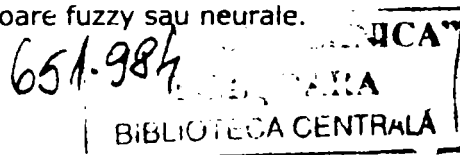
Filtrele de intrare (FI) și de ieșire (FE) asigură împreună, dinamica regulatorului și adaptarea mărimilor de intrare la blocul de procesare BPTI și a mărimii de comandă la elementul de execuție la care se cuplează ieșirea regulatorului. Regulatorul de tip interpolativ astfel obținut se poate integra în structurile de conducere în aceeași manieră ca orice regulator obișnuit.

În strânsă legătură cu însăși esența interpolării care este de fapt aproximarea, o seamă de autori au studiat și în cele din urmă au publicat unele rezultate pozitive referitoare la capacitatea sistemelor fuzzy clasice sau derivate din acestea, respectiv a rețelelor neurale artificiale de a reprezenta aproximatori universali, în sensul că pentru orice funcție neliniară continuă este posibilă construirea unui controler bazat pe reguli sau o rețea neurală care să aproximeze funcția dată cu un grad de acuratețe oarecare.

În [Tikk99] se face o trecere în revistă a încercărilor diversilor autori de a realiza aproximatori universali cu grad de acuratețe cât mai ridicat în aproximarea de funcții și pentru o gamă cât mai largă de regulatoare fuzzy sau neurale.

2.2. Aproximare și interpolare

În mod uzual, prin *aproximare* se înțelege procesul prin care un obiect matematic, în particular o funcție, este aproximată / determinată din date și / sau informații într-o anumită marjă de eroare (de obicei nespecificată) [Gottwald05]. În plus, se presupune că obiectul care aproximează funcția este de obicei mai simplu decât funcția de aproximat. Astfel, traiectoriile unor procese neliniare pot fi approximate prin funcții liniare pe porțiuni sau prin funcții polinomiale de un anumit



grad. În mod similar se pot aproxima soluțiile ecuațiilor diferențiale din metodele Runge-Kutta prin funcții liniare pe porțiuni sau se pot utiliza funcții spline pentru a aproxima suprafețe complexe în spațiul 3-D etc.

Conform dicționarului de matematică McGraw-Hill, *interpolarea* este procesul prin care se estimează o valoare intermediară a unei variabile (dependente) care reprezintă o funcție necunoscută de o a doua variabilă (independentă) când se cunosc unele valori ale variabilei dependente corespunzătoare câtorva valori discrete ale variabilei independente [Parker97].

Cu alte cuvinte, interpolarea este o metodă prin care o funcție, în genere continuă, este aproximată prin intermediul unei funcții analitice pe baza unui număr finit de puncte cunoscute / măsurate ale funcției originale, numite în continuare *puncte suport* sau *puncte de sprijin*. Principiul de bază al interpolării este de a construi o astfel de funcție analitică ale cărei valori să coincidă cu cele ale funcției approximate în punctele suport.

În tehnică, în particular în automatică, interpolarea se utilizează în comanda roboților la stabilirea traiectoriilor componentelor și ansamblului robot, la implementarea algoritmilor de reglare ai reguletoarelor bazate pe raționament interpolativ (fuzzy, neurale, interpolative) etc.

Atâta timp cât erorile de măsurare nu pot fi eliminate în practică, este important ca *metoda de interpolare să fie stabilă în raport cu alegerea punctelor suport*, cu alte cuvinte mici modificări ale punctelor suport să aducă doar mici modificări ale funcției interpolate [Tikk02]. În acest context vorbim despre *stabilitate în raport cu grila de interpolare* (totalitatea punctelor suport utilizate în procesul de interpolare).

Pe de altă parte se poate vorbi și despre *stabilitatea metodei de interpolare* în sine în sensul că o metodă de interpolare este stabilă dacă este stabilă în raport cu alegerea grilei de interpolare și dacă prin alegerea unei grile de interpolare cu o granularitate suficient de mare asigură o aproximare cât mai fidelă și surprinde toate schimbările apărute în funcția de interpolat.

Din acest punct de vedere se poate face observația că o condiție necesară dar nu suficientă (în cazul funcțiilor multi-dimensionale) pentru ca o metodă de interpolare să fie stabilă este ca grila de interpolare să aibă o granularitate adecvată. Lipsa de puncte suport în toate nodurile grilei înseamnă informații insuficiente referitoare la comportamentul funcției pe unele domenii de definiție, ceea ce poate duce la aproximări eronate ale funcției, mai ales pe porțiunile unde comportamentul acesteia este foarte imprevizibil.

Atunci când din grilă nu lipsesc puncte suport, se vorbește despre o *grilă de interpolare completă*. Astfel, sunt de așteptat rezultate mai bune pentru funcțiile care pe de o parte se aproximează pe baza unei grile de interpolare complete, iar pe de altă parte nu au un comportament foarte neașteptat între punctele suport ale grilei.

O altă cerință legată de metodele de interpolare utilizate în domeniul tehnic, folosite în timp real, este ca gradul de complexitate al calculelor, deci timpul de calcul pe care îl necesită, să fie cât mai reduse.

2.3. Metode de interpolare

În continuare se vor trece în revistă unele metode de interpolare mai des utilizate în domeniul tehnic, în particular în automatică.

2.3.1. Interpolarea Lagrange

Fie o funcție continuă $f(x)$ pe domeniul $[a, b]$ și două șiruri finite de numere reale: x_1, x_2, \dots, x_n

$$f(x_1), f(x_2), \dots, f(x_n)$$

unde $n \in \mathbb{N}$ și fiecare dintre numerele x_k ($k = 1, \dots, n$) sunt diferite. Atunci este posibil să se construiască polinomul $L(x)$ de ordin minim care satisface condițiile:

$$L(x_k) = f(x_k), \quad k = 1, \dots, n, \quad (2.1)$$

adică coincide cu funcția $f(x)$ în punctele cunoscute. Un astfel de polinom poate fi construit cu relația [Weisstein-1]:

$$L(x) = \sum_{k=1}^n f(x_k) \cdot l_k(x) \quad (2.2)$$

Polinomul $L(x)$ se numește *polinom de interpolare Lagrange*. Polinoamele $l_k(x)$ cu $k = 1, \dots, n$ se numesc *polinoame fundamentale de interpolare Lagrange*.

$$l_k(x) = \frac{(x - x_1) \cdot \dots \cdot (x - x_{k-1}) \cdot (x - x_{k+1}) \cdot \dots \cdot (x - x_n)}{(x_k - x_1) \cdot \dots \cdot (x_k - x_{k-1}) \cdot (x_k - x_{k+1}) \cdot \dots \cdot (x_k - x_n)}, \quad (2.3)$$

Polinomul $L(x)$ dat de relația (2.2) este soluția unică de ordin $n-1$ a condițiilor (2.1). În mod evident, în puncte diferite de punctele suport polinomul, $x \neq x_k$, $L(x)$ poate diferi de $f(x)$, în ideea completării șirurilor inițiale cu valorile x și $f(x)$. Diferența dintre funcția de interpolare $L(x)$ și funcția aproximată $f(x)$ se poate estima prin formula:

$$f(x) - L(x) = \frac{f^{(n)}(\xi)}{n!} \cdot (x - x_1) \cdot (x - x_2) \cdot \dots \cdot (x - x_n) \quad (2.4)$$

unde $a < \xi < b$ și $f^{(n)}$ reprezintă derivata de ordinul n a funcției f .

În [Tikk99] se demonstrează că în interpolarea Lagrange nu există o modalitate de alegere a punctelor suport care să asigure convergența uniformă a polinomului de interpolare Lagrange $L(x)$ către funcția aproximată $f(x)$, deci nu poate fi considerată o metodă stabilă de interpolare. Totuși, interpolarea Lagrange se dovedește utilă în unele cazuri, însă pretinde din partea utilizatorului un anumit grad de intuiție în alegerea punctelor suport.

2.3.2. Interpolarea Hermite

Se descrie în continuare o problemă de interpolare mai generală, așa-numita *interpolare Hermite*. Fie $l(x)$ un polinom fundamental de interpolare Lagrange de gradul n . Polinoamele fundamentale de interpolare Hermite de ordinul întâi și doi se definesc prin:

$$h_k^{(1)}(x) = \left[1 - \frac{l''(x_k)}{l'(x_k)} \cdot (x - x_k) \right] \cdot l_k^2(x) \quad (2.5)$$

și:

$$h_k^{(2)}(x) = (x - x_k) \cdot l_k^2(x) \quad (2.6)$$

pentru $k=1, \dots, n$, unde polinomul fundamental de interpolare Lagrange se definește prin (2.3). Fie y_1, \dots, y_n și y_1', \dots, y_n' valori ale funcției f (adică $y_k = f(x_k)$). Formula (2.7) reprezintă *polinomul fundamental unic de interpolare Hermite* [Weisstein-2]:

$$\begin{aligned}
 H(x) &= \sum_{k=1}^n y_k \cdot h_k^{(1)} + \sum_{k=1}^n y_k' \cdot h_k^{(2)} = \\
 &= \sum_{k=1}^n y_k \cdot \left[1 - \frac{l_k'(x_k)}{l_k'(x_k)} \cdot (x - x_k) \right] \cdot l_k^2(x) + \sum_{k=1}^n y_k' \cdot (x - x_k) \cdot l_k^2(x)
 \end{aligned} \quad (2.7)$$

pentru care:

$$H(x_k) = y_k \quad (2.8)$$

și

$$H'(x_k) = y_k' \quad (2.9)$$

Scopul este construirea polinomului $H(x)$ de ordin minim care satisface condițiile (2.8) și (2.9). Eroarea de aproximare a funcției utilizate pentru a aproxima valoarea într-un punct este:

$$f(x) - H(x) = \frac{f^{(n)}(\xi)}{n!} \cdot \prod_{k=1}^n (x - x_k)^{N_k} \quad (2.10)$$

unde N_k reprezintă numărul de date utilizate pentru x_k .

În [Tikk99] se demonstrează că, spre deosebire de interpolarea Lagrange, în interpolarea Hermite este posibilă alegerea unui sistem de puncte suport care să asigure convergența metodei de interpolare.

Cu toate acestea, doar alegerea corespunzătoare a punctelor suport nu poate asigura în toate cazurile stabilitatea absolută a metodei de interpolare, aceasta necesitând și îndeplinirea condițiilor legate de stabilitatea relativă la grila de interpolare, iar dacă metoda nu este stabilă, în practică nu vor putea fi eliminate erorile de măsurare.

2.3.3. Formula de interpolare a lui Gauss

Se consideră funcția de aproximat $f(x)$ și $G(x)$ un polinom trigonometric de grad n , care satisface condiția:

$$G(x_k) = f(x_k) = y_k \quad , \text{ pentru } k = 0, \dots, 2n \quad (2.11)$$

Relația (2.12) reprezintă *formula de interpolare a lui Gauss* [Weisstein-3]:

$$f(x) \approx G(x) = \sum_{k=0}^{2n} y_k \cdot g_k(x) \quad (2.12)$$

unde:

$$\begin{aligned}
 g_k(x) &= \frac{\sin\left[\frac{1}{2}(x - x_0)\right] \dots \sin\left[\frac{1}{2}(x - x_{k-1})\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(x_k - x_0)\right] \dots \sin\left[\frac{1}{2}(x_k - x_{k-1})\right]} \cdot \\
 &\quad \cdot \frac{\sin\left[\frac{1}{2}(x - x_{k+1})\right] \dots \sin\left[\frac{1}{2}(x - x_{2n})\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(x_k - x_{k+1})\right] \dots \sin\left[\frac{1}{2}(x_k - x_{2n})\right]}
 \end{aligned} \quad (2.13)$$

se numesc *polinoame fundamentale Gauss*.

În continuare se prezintă un alt tip de metode de interpolare, mai simple, bazate pe funcții de aproximare de tip fracțional, în locul celor de tip polinomial sau trigonometric.

2.3.4. Interpolarea Shepard

Interpolarea Shepard a fost publicată în [Shepard68] și reprezintă o interpolare între date împrăștiate în spații multidimensionale, redată de relația:

$$S(x) = \frac{\sum_{k=1}^n w_k \cdot x_k}{\sum_{k=1}^n w_k} \quad , \quad (2.14)$$

unde: $w_k = \frac{1}{d_k^\alpha} = \frac{1}{\|x - x_k\|^\alpha}$.

Factorul de ponderare α reprezintă un număr real pozitiv și face posibilă o parametrizare suplimentară a măsurii distanței euclidiene d_i . O valoare mai mare a lui α amplifică ponderea punctelor suport din imediata vecinătate a vectorului x .

Prin utilizarea unor coeficienți de ponderare diferiți de cei dați în relația (2.14) rezultă înrudirea interpolării Shepard cu alți operatori de interpolare între date împrăștiate. De exemplu, interpolarea Shepard cu coeficienți de ponderare de tip funcții gaussiene face legătura cu rețelele neurale artificiale, din acest motiv prezentând o importanță deosebită. În literatura de specialitate, în particular în [Gordon78] sunt prezentate și alte funcții de ponderare, dar pentru aplicațiile din domeniul controlului automat este suficientă funcția de ponderare clasică Shepard.

Interpolarea Shepard în comparație cu alte metode de interpolare pentru date împrăștiate necesită mai puțină memorie și mai puțin timp de calcul [Francke82]. Modul de funcționare transparent și implementarea simplă o recomandă pentru utilizarea în domeniul tehnic.

Un operator Shepard modificat a fost introdus de J. Balász, iar operația de interpolare rezultată poartă denumirea de interpolare Balász-Shepard [Tikk99]. Acest operator are o formă rațională de tipul:

$$BS(x) = \frac{\sum_{k=0}^n f(x_k) \cdot (x - x_k)^{-\alpha}}{\sum_{k=0}^n (x - x_k)^{-\alpha}} \quad , \quad (2.15)$$

unde factorul de ponderare a măsurii distanței α este un număr real pozitiv.

Operatorul se utilizează pentru funcții definite pe domeniul $[0,1]$ ceea ce nu impune neapărat o restricționare, deoarece prin intermediul unor transformări liniare orice interval finit poate fi transformat într-un altul. Valorile x_k cu $k = 0, \dots, n$ reprezintă noduri echidistante distribuite pe domeniul menționat.

Alte extensii ale formulei (2.14) de interpolare Shepard au fost introduse în [Barnhill91] în scopul eliminării dezavantajelor metodei pentru valori mici ale factorului de ponderare a măsurii distanței și anume pentru $\alpha \in (0,1]$, respectiv a faptului că prin adăugarea unui nou punct suport toate ponderile trebuie recalulate. Acest dezavantaj poate fi eliminat prin introducerea unei forme recursive expandabile propusă de asemenea în [Barnhill91].

Pe lângă interesul arătat în sens aplicativ interpolării Shepard ca în [Barnhill91], [Barnhill77], [Francke75], [McLain74], [Schumacher76] etc., există și un interes din ce în ce mai mare al unor cercetători din domeniul matematic în scopul investigării proprietăților de aproximare ale formulei de interpolare Shepard [Szabados76], [Szabados91], [Somorjai78], [DellaVecchia96], [DellaVecchia90].

2.3.5. Interpolarea multiliniară

Metoda de interpolare multiliniară, alături de metoda Gordon-Coon se pretează utilizării în interpolarea locală. Interpolarea locală se aplică în momentul în care există deja o grilă de interpolare carteziană completă de puncte suport ca puncte de intersecție a dreptelor paralele cu axele de coordonate. Punctele suport învecinate ale grilei determină domenii de interpolare elementare. Liniile de legătură a două puncte suport ale grilei, învecinate nemijlocit, reprezintă muchiile domeniului de interpolare elementar. Funcțiile monodimensionale definite pe muchiile unui domeniu elementar sunt numite *funcții muchie*, conform [Drechsel96]. Interpolarea locală ia în considerare doar punctele învecinate situate cel mai aproape, respectiv muchiile unui domeniu elementar. La frontierele fiecărui domeniu elementar interpolările locale trebuie să asigure tranziții continue.

Prin *interpolare multiliniară* locală se calculează porțiuni de hipersuprafață $F(x)$ pornind de la punctele suport x_k ale domeniilor elementare ale unei grile de interpolare. În interpolarea multiliniară toate funcțiile muchie ale domeniilor elementare sunt liniare. Acestea servesc ca și curbe de frontieră ale domeniilor elementare și prin aceasta fac posibilă tranziția continuă între domenii elementare învecinate.

Interpolarea multiliniară se poate deduce din interpolarea Lagrange generalizată [Engeln88].

$$F(x) = \sum_{i=0}^{n_1} \sum_{j=0}^{n_2} L_i^{(1)}(x_1) \cdot L_j^{(2)}(x_2) \cdot x_k$$

$$L_i^{(1)}(x_1) = \prod_{k=0, k \neq i}^{n_1} \frac{x_1 - x_{1k}}{x_{1i} - x_{1k}} \quad (2.16)$$

$$L_j^{(2)}(x_2) = \prod_{k=0, k \neq j}^{n_2} \frac{x_2 - x_{2k}}{x_{2j} - x_{2k}}.$$

În formula lui Lagrange (2.16) se înlocuiesc parametrii n_1 și n_2 cu 1 datorită faptului că pentru interpolarea unei porțiuni de suprafață se consideră doar puncte suport învecinate. Pentru cazul multiliniar se poate recurge la interpolarea Lagrange sau la generalizarea relațiilor (2.16).

Interpolarea multiliniară locală utilizează pentru calculul valorilor funcției $F(x)$ în cazul n -dimensional doar 2^m puncte suport; din acest motiv se poate utiliza în timp real chiar și pentru grile de interpolare mari, cuprinzând un număr mare de puncte suport.

2.3.6. Interpolarea Gordon-Coon

Metoda de *interpolare Gordon-Coon* se pretează de asemenea la utilizarea ca metodă de interpolare locală permițând luarea în considerație și a altor tipuri de funcții muchie decât cele liniare. Astfel, interpolarea Gordon-Coon este o generalizare a interpolării multiliniare pentru cazul funcțiilor muchie neliniare oarecare.

La fel ca și în cazul interpolării multiliniare, și în interpolarea Gordon-Coon este necesar să existe deja o grilă de interpolare carteziană completă pentru a se putea descrie și utiliza cât mai simplu. Pentru calculul porțiunilor de suprafață, interpolarea Gordon-Coon nu ia în considerare informații din exteriorul domeniului de interpolare considerat, la fel ca și în cazul interpolării multiliniare.

Prin intermediul metodei de interpolare Gordon-Coon se calculează porțiunea de suprafață a unui domeniu elementar prin intermediul funcțiilor muchie, utilizând în acest scop mulțimea tuturor punctelor funcțiilor muchie. Din acest motiv acest tip de interpolare mai este numită și interpolare transfinită [Hoschek92].

Legătura dintre funcțiile muchie este realizată prin funcții de racordare care trebuie determinate astfel încât funcțiile muchie să fie satisfăcute la frontiere pentru a se asigura cel puțin o tranziție de funcții continuă de la un domeniu elementar la altul. O metodă de calcul este prezentată în detaliu în [Drechsel96].

2.4. Argumente pentru utilizarea tehnicilor interpolative în conducerea proceselor

Aplicarea metodelor interpolative în domeniul controlului automat inteligent a apărut vis-à-vis de metoda fuzzy. Motivațiile apariției acestei clase de metode sunt pe de o parte cazurile numeroase în care universul de discurs nu este complet acoperit de premisele regulilor fuzzy din bază, caz în care se poate întâmpla ca pentru o observație dată să nu fie specificată nici o concluzie, iar pe de altă parte, cantitatea enormă de calcule necesită de metodele clasice de raționament fuzzy (inferența fuzzy).

Referitor la incompletitudinea¹ bazelor de reguli fuzzy, acest fenomen poate apărea din multiple cauze, cum ar fi: reducerea complexității bazelor de reguli fuzzy prin omiterea prin metode neadecvate a regulilor redundante, cunoștințe reduse despre sistemul modelat de baza de reguli fuzzy, acordarea incorectă a regulilor dintr-o bază de reguli inițial completă de tip acoperire a ș.a.m.d.

În literatura de specialitate referitoare la controlul fuzzy problema integrității bazelor de reguli este tratată relativ puțin. Există doar un număr redus de lucrări care au fost dedicate soluționării acestei probleme ([Drechsel96], [Teodorescu93-1],[Teodorescu93-2], [Kóczy92],[Kóczy93-3],[Kóczy93-4]). Nu se dispune de criterii de apreciere a integrității legate de regulatoarele fuzzy, conceptul de integritate referitor la controlul fuzzy nefiind bine precizat.

Astfel, bazele de reguli incomplete necesită noi metode de raționament, cunoscute sub denumirea de "metode interpolative". Această categorie de metode oferă rezultate bune doar dacă sistemul modelat nu se comportă foarte neașteptat în domeniile în care nu este acoperit.

În ceea ce privește gradul ridicat de complexitate a calculelor implicate de operațiile efectuate de către un regulator fuzzy, acesta crește exponențial odată cu creșterea numărului regulilor din bază, deci implicit odată cu creșterea numărului variabilelor de intrare. Din această cauză, în aplicațiile practice, numărul variabilelor de intrare este limitat la 5, în afara unor cazuri excepționale.

Complexitatea bazelor de reguli se poate datora fie complexității în sine a instalațiilor tehnologice conduse / modelate, fie lipsei de informație, ceea ce reprezintă majoritatea cazurilor în care se aplică logica fuzzy în locul teoriilor clasice bazate pe noțiuni matematice / precise.

În scopul reducerii complexității bazelor de reguli s-au dezvoltat diverse metode, care pot fi împărțite în două categorii: prima dintre ele conține acele metode care modifică algoritmul original pentru a obține unul mai puțin consumator de timp și memorie ([Kóczy90], [Stoica93], [Zhong87]), iar cea de a doua conține acele metode care se concentrează asupra reducerii numărului de reguli pe baza

¹ Proprietatea de completitudine mai este denumită și proprietate de integritate (vezi anexa 1).

unor considerații speciale ([Bruinzeel96], [Sugeno93], [Tzafetas99], [Choi00]). Este posibilă deasemenea combinarea celor două tipuri de metode ([Kóczy93-1]).

2.5. Principii ale controlului fuzzy

Teoria fuzzy sau teoria mulțimilor vagi nu mai este o necunoscută în zilele noastre. Din perioada de pionierat când Lotfi Zadeh a creat conceptele și bazele matematice ale acestei teorii [Zadeh65], [Zadeh73] și până acum, logica fuzzy a câștigat numeroși adepți și s-au elaborat aplicații în domenii din cele mai diverse, cel mai de succes fiind controlul fuzzy.

Termenul "fuzzy" care definește această teorie este preluat din limba engleză și are sensul de "vag", "ambiguu". Această modalitate de definire se bazează pe maniera în care noi înșine gândim, vorbim, luăm decizii sau procesăm informații. Afirmările noastre pot fi neclare, iar subiectele discuțiilor pot avea diverse interpretări subiective în funcție de context. Cu toate acestea, este mult mai ușor pentru noi să interpretăm și să procesăm informații difuze decât să fim nevoiți să acceptăm un protocol exact și rigid, cum sunt de obicei cele care stabilesc comunicarea între om și mașină.

La aplicarea logicii fuzzy este normal să apară comparația între conceptele și proprietățile de probabilitate și caracterul vag (fuzziness). Ambele descriu incertitudinea unui eveniment printr-o valoare cuprinsă între $[0,1]$. Probabilitatea măsoară imprecizia datorată apariției unui eveniment aleator pe baza unei baze de cunoștințe statistice vaste, în timp ce o mulțime fuzzy descrie imprecizia utilizând limbajul natural.

Logica fuzzy tratează cu noțiuni, respectiv enunțuri vagi. În locul mulțimilor clasice și a logicii bivalente se introduc mulțimile vagi, respectiv maniera de tratare a acestor mulțimi. Enunțurile difuze sunt modelate prin intermediul mulțimilor vagi, având posibilitatea de a lua în considerare nu doar valorile exacte 0 și 1, ci toate valorile posibile cuprinse între 0 și 1. Informațiile sunt exprimate prin intermediul regulilor de producție lingvistice de tipul: "dacă *premiza* atunci *consecința*". Atât premisele cât și consecințele unor astfel de reguli sunt enunțuri difuze simple sau complexe, acestea din urmă fiind alcătuite dintr-un număr de afirmații simple legate prin conectori logici. Regulile de producție lingvistice se grupează în baze de reguli. Evaluarea acestor reguli lingvistice și tratarea situațiilor noi, care nu sunt cuprinse explicit în baza de reguli, printr-un proces de *inferență* fac obiectul logicii fuzzy.

În anexa 2.1 se prezintă unele aspecte legate de terminologia fuzzy deja încetățenită, în scopul realizării coerenței și unității în exprimarea conceptelor descrise ulterior în teză.

2.5.1. Logica fuzzy. Mecanismul de inferență

Logica clasică se ocupă cu deducerea și demonstrarea de concluzii pe baza unor enunțuri al căror conținut de adevăr poate fi adevărat (1) sau fals (0). Logica fuzzy tratează enunțuri difuze, obținându-se drept rezultat o concluzie difuză. Enunțurile pot fi simple ("viteza este moderată") sau compuse ("viteza este moderată" și "carosabilul este ud"), obținute din afirmații simple interconectate prin operatori logici. Fiecare afirmație elementară are un anumit grad de împlinire sau un anumit conținut de adevăr, dat de funcția de apartenență la o anumită mulțime fuzzy, reprezentată printr-o valoare lingvistică.

Logica fuzzy utilizează mecanisme difuze de raționament, numite judecăți sau concluzionări aproximative. Prin concluzionarea logică fuzzy devin posibile concluzionări difuze pe baza informațiilor difuze. Un principiu de concluzionare foarte răspândit este cel cunoscut sub denumirea *Modus Ponens*. În varianta clasică, conform acestui principiu, din gradul de adevăr al premizei $\mu(A)$ se decide pe baza implicației gradul de adevăr al consecinței $\mu(B)$ dintr-o regulă de producție.

Modus Ponens

Premiza:	$\mu(A)$
Implicația:	dacă $\mu(A)$ atunci $\mu(B)$

Consecința:	$\mu(B)$
-------------	----------

În logica fuzzy se utilizează un *Modus Ponens generalizat*, unde gradele de adevăr sunt de fapt grade de apartenență la mulțimi fuzzy. Prin intermediul acestui tip de raționament se pot trata mai nuanțat situațiile nou apărute, care nu sunt incluse în baza de reguli. Contextul la un moment dat se definește prin *observații* (care pot diferi de premisele regulilor din bază), cărora le corespund *concluzii* care la rândul lor pot să fie diferite de consecințele regulilor existente în măsura în care observațiile diferă de premisele din regulile corespunzătoare. Concluzia se stabilește ulterior pe baza implicației (regula sau regulile din bază care au fost activate prin apartenența observației la premisele acestora).

Modus Ponens generalizat

Observația:	$X=A^*$
Implicația:	dacă $X=A$ atunci $Y=B$

Concluzia:	$Y=B^*$
------------	---------

Pentru a lega mulțimea fuzzy A^* a observației cu relația $R_{A \rightarrow B}$ a implicației astfel încât pentru concluzie să fie dedusă mulțimea fuzzy B^* , se utilizează *regula compozițională a inferenței*. Astfel:

$$B^* = A^* \circ R_{A \rightarrow B} \quad (2.17)$$

Astfel, din cunoștințele expert formulate într-o bază de reguli de producție (implicații), pornind de la observații diferite de cele existente în baza de reguli, se pot deduce concluzii potrivite situațiilor nou apărute. În acest context se poate face observația că mecanismul de inferență este de fapt un mecanism de interpolare între perechile premiză-consecință ale bazei de reguli.

2.5.2. Controlul fuzzy

Noțiunea de control fuzzy a fost introdusă pentru prima dată în [Zadeh73] odată cu introducerea noțiunilor de variabilă și valoare lingvistică, respectiv a concluzionării / raționamentului aproximativ. Astfel a fost creat primul regulator fuzzy ca o categorie specială a sistemelor expert clasice, bazat pe logica simbolică și teoria fuzzy.

Abordarea lui Zadeh a fost modificată pentru prima dată în [Mamdani75] în scopul reducerii complexității de calcul pentru a putea trata cu cantități de date relativ mai extinse.

Structura generică a unui bloc de procesare din componența unui regulator fuzzy (BF) în abordarea Mamdani cuprinde trei sub-blocuri (vezi figura 2.2). Este

necesară o interfață de intrare necesară transformării mărimilor de intrare precise provenite din exterior în mărimi fuzzy prin operația de *fuzzificare* (blocul F). La ieșirea din acest bloc se obțin observațiile contextuale sub formă fuzzy. Blocul central este blocul unde se realizează *inferența* și care produce mărimile de comandă ale regulatorului fuzzy pornind de la o bază de reguli și de la observațiile contextuale. Se activează acele reguli în ale căror premise se încadrează observația contextuală. Inferenței îi corespund trei operații distincte: agregarea, implicarea și acumularea, cărora le corespund cele trei blocuri din figura 2.2: Ag, Im, respectiv Ac. Blocul de ieșire reprezintă o interfață de ieșire care asigură transformarea mărimilor de comandă din forma fuzzy în mărimi de comandă precise, aplicabile procesului prin operația de *defuzzificare* (blocul D). Blocul BF se integrează în structura regulatorului fuzzy ca bloc BPTI conform figurii 2.1.

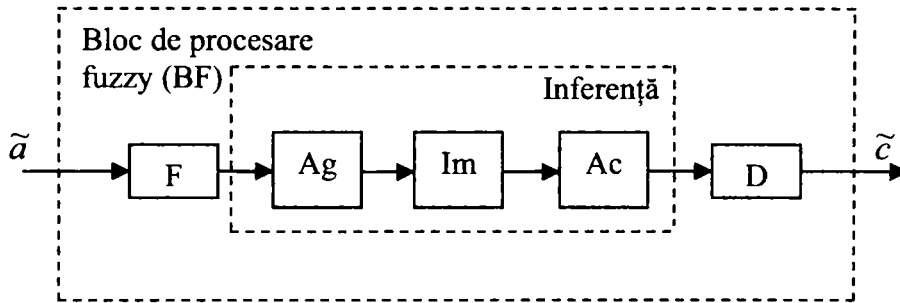


Figura 2.2 Structura unui bloc de procesare din componența unui regulator fuzzy în abordarea Mamdani

Algoritmul de control propus de Mamdani a fost un succes și nu au întârziat să apară multiple aplicații industriale ale controlului fuzzy în abordarea Mamdani în robotică, schimbătoare de cădură, automobilistică, controlul traficului, sisteme energetice, reactoare nucleare etc. Cu toate acestea, datorită necesităților legate de capacitatea de calcul și memorare ridicată în cazul utilizării unui număr mai mare de $5 \div 8$ variabile de intrare metoda Mamdani necesită unele modificări. Apare astfel cea mai cunoscută dintre metodele de inferență modificate, propusă în [Takagi83], [Takagi85] și cunoscută sub numele de inferență Takagi-Sugeno.

Spre deosebire de inferența Mamdani, unde atât premisele cât și consecințele sunt date sub formă fuzzy, în inferența Takagi-Sugeno se permite utilizarea funcțiilor în cadrul consecințelor regulilor. Astfel, mărimile de comandă obținute drept concluzii ale blocului de inferență nu mai trebuie să treacă prin operația de defuzzificare, fiind date direct ca valori ferme. Structura unui bloc de procesare din cadrul unui regulator fuzzy în abordarea Takagi-Sugeno diferă de cea din figura 2.2 prin aceea că blocul de defuzzificare D nu mai este necesar. Cu toate că aduce unele simplificări la nivel computațional, nici această metodă nu poate fi aplicată în mod eficient în cazul în care baza de reguli este foarte extinsă.

2.6. Alte tehnici de interpolare și aproximare bazate pe reguli aplicate la conducerea proceselor

Mecanismul de inferență utilizat în reglajul fuzzy nu este, așa cum am mai amintit, decât o interpolare între perechile intrare-ieșire din regulile fuzzy care alcătuiesc o bază. Pe baza acestei observații și pentru a contracara neajunsurile reglajului fuzzy referitor la bazele de reguli incomplete respectiv gradul mare de

complexitate a calculelor, dar fără a pierde avantajele aduse de tratarea informațiilor difuze, au apărut așa-numitele *metode de interpolare bazate pe reguli*.

În paragraful care urmează sunt descrise, pornind de la [Dale04-1] și [Bara05] direcțiile existente în prezent relativ la metodele de interpolare bazate pe reguli, metode care cu unele deosebiri de principiu și mai numeroase deosebiri de detaliu au de asemenea și multe aspecte asemănătoare. Faptul că aceste direcții s-au dezvoltat independent unele de altele, am putea spune în paralel (referirea se face în special la metodele dezvoltate de Drechsel respectiv Kóczy și Hirota), denotă importanța domeniului în care se fac aceste cercetări și anume dezvoltarea unor metode de control interpolative bazate pe intuiția și experiența acumulată a specialiștilor, fără a apele neapărat la metodele clasice sau non-clasice de control care necesită calcule complexe. Căutările în domeniul controlului bazat pe metode de interpolare s-au inițiat tocmai pentru a reduce complexitatea calculelor, respectiv pentru a oferi rezultate optime cu timp de calcul scurt.

Metodele de interpolare bazate pe reguli reprezintă fundamentul apariției reguletoarelor interpolative, care oferă rezultate superioare structurilor de reglare de la care pornesc.

2.6.1. Aproximarea legilor de reglare prin reguli graduale (Dubois și Prade)

Conceptul descris de Dubois și Prade în [Dubois95] se referă la reprezentarea / aproximarea funcțiilor prin intermediul unui tip de reguli fuzzy numite reguli graduale care exprimă enunțuri de forma "Cu cât a se apropie de A_i cu atât mai mult b se apropie de B_i ", cu alte cuvinte: cu cât observația este mai apropiată de premiză cu atât și concluzia se va apropia mai mult de consecința corespunzătoare premisei din regula fuzzy activată, considerând o regulă fuzzy de forma "Dacă *premiza* atunci *consecința*".

Inferența graduală

Observația: $X=x_0$
 Implicația: **cu cât mai mult $X=A$ cu atât mai mult $Y=B$**

Concluzia: $Y \in B_{\mu_A(x_0)}$

Inferența se realizează pentru o intrare fermă x_0 și se obține o ieșire care nu este fuzzy, dar este imprecisă.

Această reprezentare se realizează în concordanță cu *principiul extensiei* (soluția unei probleme legate de mulțimi fuzzy poate fi determinată rezolvând întâi problema pentru partiții arbitrare care sunt mulțimi ferme și apoi extinderea soluției obținute asupra cazului fuzzy) astfel încât utilizând o partiție corespunzătoare A_i a domeniului unidimensional X (domeniul de reprezentare al premizelor), logica regulilor graduale poate furniza același mecanism de interpolare ca și în cazul metodei Sugeno de reglare fuzzy. Este evident că aproximarea unei funcții precise prin intermediul unor reguli fuzzy necesită în cele din urmă o metodă de interpolare. În cadrul metodelor de raționament fuzzy, în cele mai multe cazuri capacitatea de interpolare a sistemului este obținută prin intermediul defuzzificării, adică într-un mod exterior procesului de inferență propriu-zis. În [Dubois95] autorii își canalizează atenția asupra inferenței fuzzy bazată pe reguli graduale prin intermediul căreia se poate modela procesul de interpolare, în ultimă instanță această metodă de inferență reușind să aproximeze o întreagă clasă de funcții.

Astfel, inferența pe baza regulilor graduale oferă o metodă naturală și practică de transformare a unei funcții reale într-un sistem bazat pe reguli care aproximează această funcție.

Construcția regulilor fuzzy se bazează pe calculul imaginii fuzzy a elementelor partițiilor fuzzy ale spațiului intrărilor (premierelor) în sensul principiului extensiei al lui Zadeh. Această abordare este posibilă datorită asemănărilor fundamentale existente între regulile graduale și modul de calcul al intervalelor fuzzy așa cum sunt definite prin prisma principiului extensiei.

Principiul poate fi extins și pentru cazul multidimensional și metoda este validă inclusiv în cazul existenței punctelor greșit amplasate sau pentru porțiuni lipsă ale funcției care trebuie aproximată. De asemenea este adevărat că în cazul multivariabil funcția poate fi reconstituită numai într-o aproximare grosieră.

2.6.2. Metoda RIP de interpolare bazată pe reguli (Drechsel)

În strânsă legătură cu controlul fuzzy, pornind de la avantajele și dezavantajele pe care le prezintă a apărut o metodă alternativă bazată pe cunoaștere și anume interpolarea bazată pe reguli a lui Drechsel (*Regelbasierte Interpolation*).

Metoda RIP a fost propusă în [Drechsel96] și [Drechsel99] ca o alternativă la metoda fuzzy, preluând toate avantajele acesteia și transformând dezavantajele în puncte tari. Se obține astfel o metodă foarte asemănătoare metodei fuzzy, dar cu anumite avantaje față de aceasta: tratarea cu ușurință a bazelor de reguli incomplete, o mai mare transparență, complexitate și volum de calcul mai redus.

Metoda RIP utilizează același tip de baze de reguli și structuri de reguli ca și metoda fuzzy. Diferența constă în faptul că mulțimile fuzzy sunt înlocuite cu intervale reale, care pot (și de regulă sunt) disjuncte. Principiul metodei constă în asocierea în spațiul determinat de mărimile de intrare și de mărimea de ieșire, pentru fiecare regulă, fie a unui punct sau a unei mulțimi finite de puncte, fie a unei mulțimi continue, dar mărginite, de puncte; aceste puncte constituie *mulțimea punctelor suport sau de sprijin*. În cadrul metodei RIP, o regulă în formă normală (care conține în premiză toate mărimile de intrare) se transpune într-un element spațial, numit *hipercub* (vezi figura 2.3.), dintr-un spațiu euclidian definit de mulțimile de bază ale variabilelor de intrare și a comenzii.

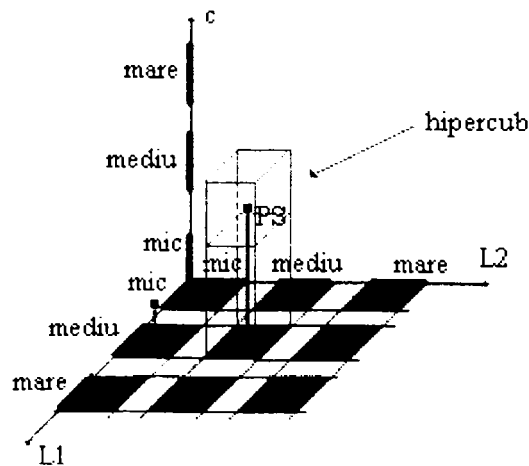


Figura 2.3 Hiper-cubul și PS aferente regulii:
„Dacă L1 = mediu și L2 = mediu atunci c=mediu”

Punctele de sprijin PS se situează în mijlocul fiecărui hipercub, conform regulii prin care se definesc. Unui punct de sprijin PS este un $(n+1)$ -nuplu de forma $PS(l_s, v_s)$ în care l_s este așa-numitul loc de sprijin, adică coordonatele sale în spațiul variabilelor de intrare $L_i, i = 1, \dots, n$ (centrul domeniului albastru din figura 2.3), iar v_s valoarea de sprijin care reprezintă valoarea efectivă a mărimii de comandă (calculată ca valoare de mijloc a intervalului real care definește termenul lingvistic al mărimii de ieșire), conform regulii corespunzătoare.

Algoritmul de generare a mulțimii punctelor de sprijin se numește *generatorul punctelor suport*. Obținerea valorii curente a mărimii de ieșire se realizează prin interpolare între valorile din mulțimea punctelor suport corespunzătoare valorilor curente ale mărimii de intrare (figura 2.4).

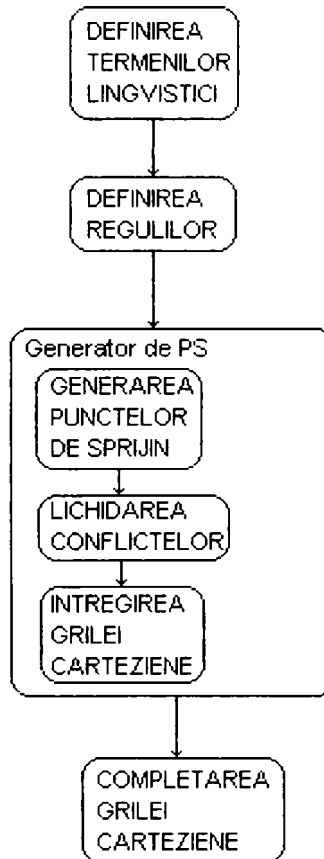


Figura 2.4 Generatorul punctelor de sprijin

Practic, în metoda RIP operația de interpolare se face utilizând o mulțime discretă de puncte extrasă din mulțimea punctelor suport și manipulată tabelar. Tabelul conține valorile mărimii de ieșire corespunzătoare mulțimii discrete, iar căutarea în tabel se face pe baza încadrării valorilor curente ale mărimilor de intrare vis-à-vis de valorile corespunzătoare mulțimii discrete.

Implementarea strategiei de reglare RIP corespunde în esență manierei practice de realizare a operației de interpolare. În funcție de densitatea mulțimii de puncte suport pentru interpolarea în timp real se pot folosi două niveluri de interpolare sau numai un singur nivel. Pentru o mulțime discretă de puncte de sprijin "săracă" se folosesc două niveluri de interpolare. Primul constă dintr-o

interpolare grosieră (de obicei se utilizează interpolarea Shepard), iar al doilea dintr-o interpolare fină (metodele de interpolare cele mai utilizate sunt interpolarea multiliniară și interpolarea Gordon-Coon) [Drechsel96]. Dacă mulțimea discretă de puncte suport nu este "săracă", atunci se folosește doar nivelul de interpolare fină.

Stabilitatea metodei RIP la nivel de metodă de interpolare rezidă în combinarea metodelor de interpolare utilizate în cele două etape și se poate demonstra foarte ușor pe baza teoremelor de stabilitate prezentate în [Tikk99]. Astfel, prin interpolare globală Shepard se asigură o grilă carteziană de puncte suport completă și neconflictuală cu granularitate oricât de mare care urmează să stea la baza interpolării locale multiliniare sau Gordon-Coon. Rezultatul este o metodă de interpolare combinată stabilă.

Spre deosebire de controlul fuzzy care este dedus dintr-o teorie matematică, dezvoltarea metodei RIP este orientată numai pe utilizarea ei în automatică. Astfel, pe baza acestei metode s-au dezvoltat regulatoarele RIP în [Drechsel96]. Conduita de transfer a unui regulator RIP se determină, ca și în cazul reglajului fuzzy din cunoștințe expert exprimate sub formă de reguli și valori lingvistice, cu diferența că valorile lingvistice sunt în acest caz mulțimi clasice.

Un bloc / regulator RIP poate fi interpretat ca o funcție neliniară $c = F(x)$ de variabilă x de dimensiune m care corespunde valorilor de intrare (elemente ale mulțimilor de bază ale mărimilor de acționare). Valoarea de ieșire c este element al mulțimii de bază a mării de comandă. Prescripția de interconectare a unui astfel de bloc reprezintă o hipersuprafață de comandă obținută prin interpolare între punctele suport oferite prin regulile care definesc acest bloc. Operația de inferență fiind înlocuită cu interpolarea care este mai simplă din punct de vedere al complexității calculelor, timpul de calcul necesar în cazul metodei RIP pentru emiterea comenzii este mult mai scurt decât în cazul metodei fuzzy. Deci prin abordarea lui Drechsel se diminuează una dintre cele două mari probleme ale reglajului fuzzy, și anume complexitatea calculelor. Rămâne însă, ca metodă bazată pe cunoștințe structurate în reguli de producție neajunsul legat de complexitatea bazelor de reguli în situațiile cu număr mare de intrări și ieșiri. Cea de-a doua mare problemă a reglajului fuzzy și anume incompletețea bazelor de reguli se rezolvă prin metoda RIP în mod simplu prin însăși operația de interpolare grosieră din prima etapă.

2.6.3. Metode de interpolare bazate pe tăieturi alfa ale mulțimilor fuzzy (Kóczy-Hirota)

2.6.3.1. Metoda originală Kóczy-Hirota

Metoda propusă de Kóczy și Hirota în [Kóczy93-1] este o metodă de inferență pentru sisteme de reguli fuzzy incomplete (premisele nu acoperă în totalitate universul de discurs) dezvoltată inițial pentru reducerea complexității bazelor de reguli. La baza acestei metode stau două principii și anume *principiul extensiei*, respectiv *principiul rezoluției* (descompunerea unei mulțimi fuzzy în tăieturi α se realizează ca maximum al produselor dintre valoarea α și tăietura α , unde $\alpha \in [0,1]$).

Astfel, fiecare mulțime fuzzy poate fi aproximată prin tăieturile sale. Deși în mod teoretic ar trebui tratate toate tăieturile, în cazurile practice dacă funcția de apartenență este liniară pe porțiuni este suficient să se realizeze calculul doar pentru câteva tăieturi importante/ tipice / de bază (de obicei acestea sunt punctele de frângere). Este evident faptul că interpolarea între reguli este eficientă dacă

mulțimile fuzzy implicate în reguli au o structură simplă, liniară pe porțiuni, descrisă de câteva puncte caracteristice.

Prin interpolare KH concluzia se determină prin tăieturile sale α astfel încât raportul dintre concluzie și consecință să fie identic cu cel dintre observație și premiză pentru toate tăieturile α importante. Acest principiu reprezintă de fapt o extensie a interpolării liniare pentru mulțimi bazate pe reguli, în concordanță cu interpretarea graduală semantică realizată de Dubois și Prade și anume: cu cât observația este mai apropiată de premisă cu atât și concluzia se va apropia de consecința corespunzătoare premisei amintite.

Pentru a se putea aplica interpolarea KH trebuie îndeplinite următoarele condiții: mulțimile fuzzy din premiză și din consecință trebuie să fie convexe și normale cu suport mărginit și cu funcții de apartenență continue. Variabilele de stare, universul de discurs și universul de ieșire trebuie să fie mărginite și graduale, pentru a garanta ordonarea totală.

Între mulțimi fuzzy comparabile există posibilitatea introducerii conceptului de distanță fuzzy, descris pe larg în [Kóczy93-2]. Astfel, distanța dintre două tăieturi α se calculează astfel: se consideră minimul și maximul tăieturilor α iar distanțele corespunzătoare acestora se numesc distanță inferioară și distanță superioară între cele două tăieturi.

Utilizând acest concept se poate determina apropierea dintre două două mulțimi fuzzy comparabile, chiar dacă suportul acestora este disjunct. În bazele de reguli fuzzy incomplete, cu ajutorul noțiunii de distanță fuzzy se poate aplica aproximarea funcțiilor.

Ideea de bază a metodei presupune două etape: pentru început se determină raportul exact al distanțelor între tăietura α a premise și a observației pentru fiecare nivel α semnificativ, iar apoi se „transportă” rezultatul în spațiul ieșirilor și se construiește tăietura α a concluziei.

În acest fel, în loc să se aproximeze interconectarea originală fuzzy, sunt approximate doar tăieturile semnificative, rezultând o familie de probleme de aproximare non-fuzzy care se pot rezolva prin metode de aproximare clasice: interpolare, extrapolare etc., dintre care cea mai simplă este metoda interpolării liniare a două reguli în spațiul dintre premisele acestora.

Astfel, dacă A^* este observația și este flancată de două reguli cu premisele A_1 și A_2 respectiv consecințele B_1 și B_2 , utilizând conceptul de distanță fuzzy ecuația fundamentală a interpolării liniare poate fi scrisă astfel:

$$\frac{d(A^*, A_1)}{d(A^*, A_2)} = \frac{d(B^*, B_1)}{d(B^*, B_2)} \quad (2.18)$$

în concordanță cu interpretarea graduală semantică a regulilor fuzzy a lui Dubois și Prade din [Dubois95].

După descompunerea (2.18) pentru fiecare $\alpha \in [0,1]$ semnificativ, se determină concluzia B_α^* pentru fiecare tăietură α considerată după următoarele formule (care oferă soluția regulatorului KH):

$$\min\{B_\alpha^*\} = \frac{\frac{\inf\{B_{1\alpha}\}}{d_L(A_\alpha^*, A_{1\alpha})} + \frac{\inf\{B_{2\alpha}\}}{d_L(A_\alpha^*, A_{2\alpha})}}{\frac{1}{d_L(A_\alpha^*, A_{1\alpha})} + \frac{1}{d_L(A_\alpha^*, A_{2\alpha})}}, \quad (2.19a)$$

$$\max\{\beta_\alpha^*\} = \frac{\frac{\sup\{B_{1\alpha}\}}{d_U(A_\alpha^*, A_{1\alpha})} + \frac{\sup\{B_{2\alpha}\}}{d_U(A_\alpha^*, A_{2\alpha})}}{\frac{1}{d_U(A_\alpha^*, A_{1\alpha})} + \frac{1}{d_U(A_\alpha^*, A_{2\alpha})}} \quad (2.19b)$$

Pe scurt, metoda KH oferă minimul și maximul tăieturilor α ale concluziei. Acest principiu al interpolării KH între două reguli se poate extinde apoi în diverse moduri. Astfel formula de interpolare utilizată în metoda KH în forma generală se poate scrie conform [Kóczy93-1]:

$$KH(x) = \sum_{k=1}^n f(x_k^{(n)}) \cdot \frac{\frac{1}{\|x - x_k^{(n)}\|_p^N}}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{\|x - x_j^{(n)}\|_p^N}} \quad (2.20)$$

unde față de formulele (2.19) unde $N=1$ există unele substituții:

$$\begin{aligned} d &\rightarrow d^N \\ A_i &\rightarrow x_k \\ \inf B_i, \sup B_i &\rightarrow f(x_k) \\ A^* &\rightarrow x \\ d_L(A^*, A_i), d_L(A^*, A_i) &\rightarrow |x - x_k| \end{aligned}$$

unde N reprezintă dimensiunea universului de discurs.

În forma (2.20) formula de interpolare KH este foarte asemănătoare, dacă nu chiar identică cu formula de interpolare Shepard.

Stabilitatea (convergența) metodei KH este demonstrată riguros în [Tikk99], ca provenind din realizarea tăieturilor α ale întregului algoritm de control. Astfel se pot furniza prescripții de interconectare stabile, neliniare, pentru regulatoare acordabile fuzzy-interpolative.

Dezavantajele acestei metode sunt în principal următoarele: în cazul unor anumite structuri ale mulțimilor fuzzy implicate în calculul concluziei, ieșirea (concluzia) nu este normală și convexă. Pe de altă parte, există anumite restricții legate de forma mulțimilor fuzzy de intrare (acestea nu pot avea funcții de apartenență continue).

Aceste dezavantaje ale metodei de interpolare KH au inspirat câțiva autori să propună alte abordări ale interpolării bazate pe reguli fuzzy, diferite conceptual, dar bazate pe metoda originală KH și au încurajat autorii să aducă îmbunătățiri metodei.

2.6.3.2. Alte metode de interpolare bazate pe tăieturi alfa ale mulțimilor fuzzy

Metoda propusă în [Vass92] crește limita de aplicabilitate a metodei KH dar nu elimină complet problemele. Calculul concluziei se realizează în acest caz pe baza distanței dintre punctele centrale și a suporturilor mulțimilor fuzzy, apropiindu-se astfel de varianta Drechsel de abordare a interpolării bazate pe reguli. Alte abordări, conceptual diferite sunt propuse în [Baranyi96], respectiv [Baranyi98], determinându-se locația concluziei pe baza raportului centrelor observației și premisei. Aceste metode prezintă numeroase avantaje în raport cu metoda KH originală oferind drept concluzii mulțimi fuzzy normale și convexe, pot fi aplicate mulțimilor fuzzy de formă arbitrară și conservă liniaritatea concluziei în cazul

mulțimilor de intrare constante pe porțiuni. Pe lângă toate aceste avantaje, problema comună a acestor abordări o constituie complexitatea și în consecință creșterea timpului de calcul.

Alte tehnici de interpolare fuzzy au fost dezvoltate în [Gedeon96] vis-à-vis de conservarea caracterului vag (fuzziness), fără a putea fi aplicată în cazul unor anumite mulțimi ferme și în [Kóczy97] unde acest dezavantaj este eliminat. În [Kovacs97] și [Kawaguchi97] sunt propuse și alte abordări cu rezultate de reținut în domeniu.

În [Tikk02] este prezentată o metodă KH modificată bazată pe unele transformări de coordonate, metodă care elimină deasemenea dezavantajele concluziei anormale și a limitărilor legate de forma funcțiilor de apartenență ale mulțimilor fuzzy implicate în calculul concluziei. În plus, cu ajutorul acestei metode se poate conserva liniaritatea pe porțiuni și caracterului vag al concluziei. În [Kóczy04] este prezentată o metodă de interpolare bazată pe reguli, având ca punct de pornire metoda KH, dar spre deosebire de aceasta, interpolarea se realizează între relații fuzzy, nu între tăieturi α ale mulțimilor fuzzy.

Toate abordările care au drept inspirație metoda KH de interpolare bazată pe tăieturile α ale mulțimilor fuzzy rezolvă, cu diferite grade de generalitate problema bazelor de reguli incomplete, dar nu elimină un alt dezavantaj major și anume complexitatea calculului, ceea ce duce la obținerea unui timp de calcul deloc de neglijat, devenind inutile în cazul implementării acestor metode în cadrul unor sisteme care să funcționeze în timp real.

Abordările amintite sunt în cea mai mare măsură expuse doar la nivel teoretic, fără a fi precizată maniera de implementare sau principii practice de utilizare a unor astfel de regulatoare interpolative. Unele aplicații în tehnică, la nivel de simulare, la sistemul de ghidare automată al unui autovehicul s-au prezentat în [Kóczy99]). Alte posibile domenii de aplicație sugerate în [Tikk99] ar fi: controlul mașinilor mobile în sisteme de producție și în construcții (poduri rulante), rețele ATM (Asynchronous Transfer Mode) etc.

Pe lângă metodele expuse în acest paragraf se prezintă în literatura de specialitate și alte abordări. Se amintesc aici preocupările în domeniu ale Wang, Buckley, Chae, Moser și Kosko legate de capacitatea de aproximare a regulatoarelor fuzzy de tip Sugeno. În [Kosko95] se demonstrează posibilitatea de a aproxima funcții continue definite pe un interval compact prin intermediul regulatoarelor fuzzy aditive.

2.6.4. Introducerea blocurilor interpolative în structurile de conducere

Legătura între metodele de calcul utilizate în elaborarea tehnicilor de control inteligent (fuzzy, neuro) și conceptul de raționament interpolativ s-a realizat în numeroase lucrări, ca de exemplu [Zadeh92-1] și [Zadeh92-2]. În plus, spre a completa familia tehnicilor de control bazate pe raționamentul interpolativ, au apărut metodele de interpolare bazate pe reguli descrise în paragrafele 2.6.1-2.6.3 cum sunt metoda RIP a lui Drechsel, metoda regulilor graduale aparținând lui Dubois și Prade și metoda de interpolare Kóczy-Hirota bazată pe tăieturi alfa ale mulțimilor fuzzy. În timp ce metodele fuzzy și neurale prezintă particularitatea tratării interpolării într-o manieră neexplicită dar intuitivă, calitativă, accesibilă omului, metoda RIP se bazează pe interpolare explicită fără a pierde din accesibilitate. Din acest punct de vedere este de amintit și metoda Sugeno-Takagi de elaborare a algoritmilor de reglare fuzzy cu singletonuri care constituie un caz de

interpolare cvasi-explicită, categorie în care se înscriu și metodele Kóczy-Hirota și Dubois-Prade. Pe de altă parte există o altă serie de cercetări [Wang95], [Kosko95] și [Buckley95] care demonstrează capacitatea de interpolare a regulatoarelor fuzzy: orice hipersuprafață definită prin interpolare liniară între punctele unei mulțimi poate fi generată prin caracteristici de transfer echivalente de tip fuzzy. Pe baza acestor cercetări, în [Bălaș01] și [Bălaș02] se dezvoltă o familie de regulatoare adaptive bazate pe blocuri fuzzy-interpolative, astfel încât elaborarea blocului se realizează în variantă fuzzy și se implementează apoi într-o manieră interpolativă.

Regulatoarele cu blocuri interpolative ([Dragomir01-1] și [Dragomir01-2]) reprezintă o alternativă prin care în structurile de conducere regulatoarele obținute prin diverse metode de proiectare cunoscute se înlocuiesc cu regulatoare care conțin tabele și algoritmi de interpolare care participă la elaborarea parțială sau integrală a legii de reglare. Ideea utilizării blocurilor interpolative numite deseori și blocuri tabelare nu este nouă, acestea fiind utilizate frecvent în programele în timp real în scopul reducerii timpului de calcul în cazul utilizării de funcții complexe multivariabile. De asemenea în sistemele de conducere a roboților se utilizează în mod frecvent tehnica interpolării.

Conceptul de regulator cu blocuri interpolative a adus ca element nou elaborarea metodei de sinteză a unui astfel de regulator care se poate implementa destul de simplu cu ajutorul tehnicilor digitale care permit operarea în timp real cu tabele complexe. Conceptul menține în actualitate metodele de proiectare cunoscute a algoritmilor de reglare liniari sau neliniari ale căror rezultate constituie punctul de pornire pentru sinteza regulatorului cu blocuri interpolative, în același timp îmbunătățind performanțele acestora.

Întrucât regulatoarele cu blocuri interpolative înlocuiesc regulatoare existente în structuri de reglare ele se sintetizează pe baza unui principiu foarte răspândit în domeniul sistemelor de calitate și anume continua îmbunătățire a fluxului activităților unui sistem deja existent destinat să asigure o anumită funcție de calitate prin care se exprimă performanțele sistemului [Kamiske99]. În cazul regulatoarelor interpolative acest principiu se interpretează în sensul obținerii pentru un sistem de reglare a unui regulator mai bun decât cel inițial care a fost proiectat prin metode cunoscute. Astfel, un regulator interpolativ reprezintă un sistem fizic capabil să implementeze un algoritm de interpolare cu funcție de algoritm de reglare într-un sistem dat, preexistent.

Sinteza unui bloc (tabel) de interpolare se realizează în două etape:

- etapa *sintezei primare* care necesită doi pași și anume:
 - sinteza unui algoritm de reglare inițial
 - determinarea unui tabel de interpolare inițial pe baza hiper-suprafeței de reglare a algoritmului inițial
- etapa *corecției* care poate consta în unul sau mai multe stagii de corecție aplicate asupra tabelului de interpolare inițial:
 - corecție off-line
 - corecție on-line.

În sinteza algoritmului de reglare inițial se pornește de la faptul că rolul blocului interpolativ în cadrul sistemului de reglare este de a înlocui un alt bloc cu o poziție bine stabilită în structura regulatorului proiectat inițial printr-o metodă cunoscută, scopul înlocuirii respectivului bloc fiind, așa cum s-a precizat, îmbunătățirea / optimizarea comportamentului sistemului de reglare. Blocul proiectat în această etapă poate fi un regulator liniar pentru care există numeroase metode de proiectare [Ackerman88], [Ionescu85], [Dumitrache93], [Åström97] un regulator optimal, proiectat ca soluție a unei metode de optimizare liniar-pătratică

[Weinrich73], [Singh78], [Dragomir87], un regulator neliniar cu ieșire fermă [Slotine91], [Levine00], un regulator RIP, fuzzy sau neural.

Determinarea tabelului de interpolare inițial constă de fapt în extragerea de puncte suport de pe hipersuprafața regulatorului inițial. Mulțimea punctelor suport astfel alese trebuie structurată sub forma unei grile carteziene și să acopere toate domeniile de variație ale variabilelor de intrare. Ansamblul punctelor de sprijin trebuie să surprindă din punct de vedere calitativ toate inflexiunile hipersuprafeței de reglare iar granularitatea setului de puncte se stabilește astfel încât să nu depășească 2/3 din memoria tabelului de interpolare. Generarea de puncte suport se realizează fie punct cu punct, fie pe baza unei funcții analitice atunci când este posibil. Dacă numărul de locații ale tabelului este foarte mare extragerea de puncte se poate face incomplet urmând să se completeze locurile goale prin interpolare Shepard.

După ce este obținut tabelul care descrie cu aproximație comportamentul blocului inițial, se procedează la înlocuirea blocului inițial cu blocul interpolativ, iar apoi se trece la etapa de corecție. Corecția se realizează prin modificări succesive aplicate tabelului de interpolare în sensul îmbunătățirii performanțelor sistemului de reglare. Astfel se realizează întâi o corecție off-line bazată pe simularea comportamentului sistemului, respectiv o corecție on-line bazată pe testarea continuă a sistemului. Pe parcursul acestei etape se selectează gradele de libertate: algoritmul de interpolare, un criteriu de îmbunătățire local sau global respectiv o metodă de corecție. În esență corecția constă în manipularea adecvată de către proiectant a gradelor de libertate referitoare la tabel, în concordanță cu metoda de corecție și criteriul de îmbunătățire adoptat în scopul obținerii de performanțe superioare pentru sistemul de control în discuție, bineînțeles în limitele realizabilității fizice. Corecția efectivă se poate realiza prin modificarea valorilor din tabel și / sau prin modificarea granularității componentelor de intrare și este un proces iterativ. În primul caz se acționează doar asupra valorilor de sprijin, ceea ce poate fi privit ca o extensie a metodei RIP în sensul renunțării la amplasarea PS în centrul hipercubului. În ceea ce privește cel de-al doilea caz, este vorba despre introducerea de noi PS care nu mai sunt argumentate prin reguli, ele se adoptă ad-hoc, urmărind efectul final asupra acțiunii de reglare.

Performanțele sistemului pot fi îmbunătățite atunci când se alege un criteriu de îmbunătățire în sensul dat de [Kamiske99] sau se pot optimiza în cazul în care se alege un criteriu de optimizare clar definit. În acest caz se poate vorbi despre *optimizare inteligentă*.

Implementarea unui astfel de bloc este digitală și se realizează prin intermediul tabelelor de interpolare n -dimensionale realizabile soft (programe capabile să execute operațiile corespunzătoare asocierii unor locații din tabel valorii actuale a mărimii a respectiv calculul valorii actuale a mărimii c pe baza unui algoritm de interpolare între valorile din tabel) sau hard [Nekoogar98] (utilizând PLC-uri, chip-uri dedicate sau module dSPACE). Proiectantul unui regulator interpolativ trebuie să țină seama de faptul că algoritmul de interpolare reprezintă unul dintre gradele de libertate care trebuie luate în considerare. Pe de altă parte există limitări datorate dimensiunilor tabelelor care nu trebuie să depășească anumite valori, ceea ce are drept consecință limitări ale granularității componentelor mărimii de intrare a . Toate modalitățile de implementare a blocurilor interpolative oferă posibilitatea funcționării în timp real.

Proiectarea reguletoarelor interpolative are, începând din etapa de corecție, un caracter euristic, predominant empiric. Acest fapt constituie în multe situații un avantaj deoarece pune în valoare latura creativă, intuitivă, inovativă a proiectantului, fără a-l obliga să manipuleze un instrument matematic complex pe

modele afectate de incertitudini. Astfel se pot alege diverse metode de corecție și criterii de îmbunătățire sau optimizare în funcție de fiecare aplicație și de priceperea proiectantului.

Metoda de sinteză a reguletoarelor interpolative expusă anterior va purta în continuare numele de *metoda reproductivă* (punctele suport se generează prin reproducerea caracteristicii de transfer a unui regulator deja existent, care apoi se manipulează în tabel într-o manieră inovativă în scopul de obține rezultate superioare sistemului de la care s-a pornit).

În cazul când proiectantul dispune de informații referitoare la dependența intrare-ieșire cu privire la acțiunea de reglare, punctele de sprijin pot fi asociate în mod direct folosindu-se metoda RIP doar până la etapa generării punctelor de sprijin, nivelul informațiilor disponibile excluzând etapele de eliminare a conflictelor și de interpolare globală. În cazul acestei metode corecția se realizează în continuare după aceleași principii ca și în cazul metodei reproductivă. Denumim metoda în cauză *metodă directă*, subliniind prin denumire faptul că diferă atât de metoda RIP cât și de metoda reproductivă.

În [Dale01], [Dragomir01-1] și [Dragomir01-2] se prezintă exemple de blocuri interpolative utilizate în structuri de reglare sintetizate după metoda reproductivă, unde ca metodă de corecție s-a utilizat modificarea valorilor din tabel pe baza asocierii acestora cu traiectoria punctului caracteristic asociat mărimii reglate, iar ca și criteriu de îmbunătățire obținerea unui sistem de reglare cu timp tranzitoriu și suprareglaj mai reduse decât ale sistemului inițial. În [Dale02], [Dragomir03] și [Vladu03] se prezintă aplicații ale blocurilor interpolative a căror sinteză se realizează off-line cu ajutorul algoritmilor genetici (AG).

Alegerea AG ca tehnică de îmbunătățire pare foarte potrivită datorită faptului că AG reprezintă în sine metode de îmbunătățire bazate pe mecanisme de selecție naturală și genetică, comparare și sortare, care combină supraviețuirea artificială a celor mai buni indivizi cu operatori naturali specifici, formând un mecanism de căutare care poate fi utilizat în diverse scopuri. În cazul sintezei blocurilor interpolative (vezi figura 2.5), un AG modifică o populație de tabele $\{T_i\}$ care implementează blocul regulator al unui sistem de reglare (SR). Punctul de plecare se constituie dintr-o mulțime inițială de tabele de interpolare $\{T_{inițial}\}$ capabile să ofere dependențe de comandă.

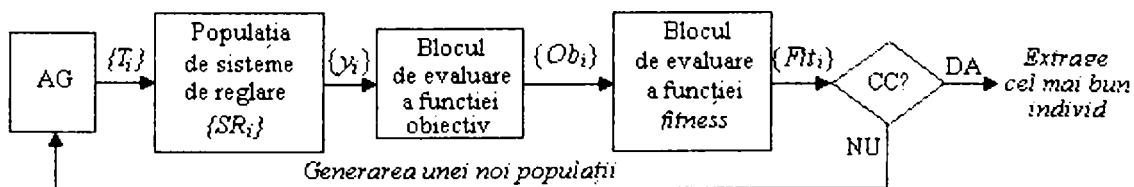


Figura 2.5 Algoritm de proiectare off-line a reguletoarelor interpolative utilizând AG

Pe parcursul sintezei se evaluează permanent performanțele sistemelor de reglare care utilizează populația de reguletoare interpolative. Aceasta se realizează prin simulări efectuate pe sistemele de reglare pentru scenarii prestabilite și utilizarea unei funcții fitness care furnizează o măsură a performanțelor relativ la cerințele în domeniul timp impuse sistemului de reglare. În acest context, funcția obiectiv adoptată induce performanțele dorite utilizând restricții adecvate asociate cu răspunsul sistemului de reglare în cadrul scenariilor adoptate. Prin tehnici specifice AG, la fiecare generație se păstrează un număr tot mai mare de indivizi performanți, unde performanța individului este asociată cu creșterea performanțelor

sistemului. În momentul în care criteriul de convergență (CC) constând din minimizarea erorii dintre o traiectorie impusă și traiectoria curentă a sistemului corespunzătoare scenariului de simulare se consideră îndeplinit, cel mai bun individ este extras și va fi folosit în implementarea efectivă, fiind considerat soluția optimă d.p.d.v. al criteriului utilizat. În toate cazurile referite s-au obținut rezultate încurajatoare.

În [Dale04-2], [Dale05-1] și [Dale05-2] este ilustrată sinteza blocurilor interpolative din componența reguletoarelor interpolative pe baza metodei direct-inovative. Și în acest caz rezultatele sunt încurajatoare, mai ales prin comparația cu alte sisteme, de tip fuzzy.

Principalele limitări ale reguletoarelor de tip interpolativ sunt reprezentate de faptul că nu pot garanta robustețea și stabilitatea structurilor de reglare aferente în timpul regimurilor de funcționare care nu au fost prevăzute în sinteza lor, ceea ce reprezintă, în ultimă instanță, o problemă comună tuturor sistemelor cu reguletoare neliniare [Seron97].

2.7. Concluzii

În acest al doilea capitol al tezei se face o trecere în revistă a principiilor și tehnicilor care stau la baza sistemelor de conducere de tip interpolativ (SCTI). În acest context, se prezintă în mod sintetic unele dintre cele mai cunoscute metode de conducere a proceselor bazate pe reguli: metoda fuzzy, metoda RIP a lui Drechsel, metoda regulilor graduale a lui Dubois și Prade, metoda bazată pe tăieturi alfa a lui Kóczy și Hirota, și nu în ultimul rând unele metode de inserare a blocurilor pur interpolative în structurile de conducere.

Având în vedere rolul central pe care îl joacă interpolarea, în ultimă instanță aproximarea, în cadrul tuturor metodelor de conducere expuse, se prezintă în mod sintetic unele dintre tehnicile de aproximare și interpolare cele mai utilizate în tehnică, în particular în automatică: interpolarea Lagrange, interpolarea Hermite, formula de aproximare a lui Gauss, interpolarea Shepard, interpolarea multiliniară și interpolarea Gordon-Coon. În contextul subiectului tezei se consideră important conceptul de stabilitate în raport cu grila de interpolare, respectiv de stabilitate a metodei de interpolare, motiv pentru care se fac unele precizări menite să completeze definirea acestor noțiuni; trecerea în revistă a metodelor de interpolare se realizează și din perspectiva conceptelor de stabilitate menționate.

Prin sintezele prezentate în cadrul capitolului se realizează o imagine a cadrului actual în ceea ce privește abordările în domeniul sistemelor de conducere de tip interpolativ și se amplasează subiectul tezei în acest context. Totodată se sintetizează suportul teoretic pentru dezvoltările ulterioare din capitolele 3 și 4.

3. Regulatorare cu mărimi sintetice bazate pe reguli și interpolare

Avantajele și dezavantajele utilizării și proiectării reguletoarelor de tip interpolativ bazate pe reguli din cadrul SCTI prezentate în capitolul 2, sunt bine cunoscute. Avantajele comune se află în strânsă legătură cu modul de tratare a informațiilor, specific uman. Dezavantajele (cel puțin în ceea ce privește reglajul fuzzy) sunt în mare măsură cele legate de complexitatea calculului în cazul bazelor de reguli de dimensiuni mari și de lipsa de transparență în proiectare. Aceste dezavantaje au motivat diverși autori în căutarea de metode de simplificare a reguletoarelor fuzzy astfel încât menținându-le avantajele să obțină reguletoare bazate pe reguli, dar mai ușor de implementat.

Capitolul al treilea își propune găsirea unei soluții minime de algoritm de reglare în ceea ce privește structura și timpul de calcul care să asigure performanțe cât mai ridicate și în același timp robuste, pornind de la o structură deja clasică de reglator fuzzy bazat pe eroare. Se prezintă în acest context o soluție interpolativă bazată pe reguli, dezvoltată evolutiv, în trei pași, pornind de la structura fuzzy, soluție care se verifică ulterior pe cazuri de studiu considerate relevante pentru tema propusă.

Astfel, în paragraful 3.1. se prezintă la nivel de principiu și structură reguletoarele bazate pe eroare și derivate ale erorii, numite în continuare *reguletoare fuzzy convenționale*. Ca pas intermediar obținerii structurii interpolative se utilizează un tip de reguletoare fuzzy simplificate, cu intrare sintetică și anume distanța cu semn (derivate din reguletoare fuzzy convenționale), care reduc considerabil volumul de calcul, aducând după sine o serie de avantaje legate de acest lucru. Principiile de bază și structura unor astfel de reguletoare, precum și modul în care acestea se obțin din reguletoarele fuzzy convenționale se prezintă în paragraful 3.2. În continuare se avansează pe această idee și se propune în paragraful 3.3. o structură bazată pe reguli cu reglator interpolativ cu mărime de intrare sintetică, care aduce încă un plus de simplitate ca timp de calcul și flexibilitate la nivel de proiectare și implementare.

Paragraful 3.4. întărește, printr-un studiu complex bazat pe simulare, ideile avansate la nivel teoretic în paragrafele anterioare. Se prezintă două cazuri de studiu: un sistem liniar de poziționare cu viteză limitată (paragraful 3.4.1.) și un sistem de balans cu bilă mobilă ("balansoar") neliniar (paragraful 3.4.2.). Pentru ambele studii de caz se implementează toate cele trei structuri de reglare descrise în paragrafele 3.1.-3.3, interesând în mod deosebit varianta interpolativă. Pentru primul studiu de caz, pornind de la reguletoarele fuzzy simplificate prezentate în paragraful 3.2., se propun două metode de sinteză a reguletoarelor interpolative: în timp ce prima metodă reproduce caracteristica de comandă a blocului fuzzy, metoda a doua prezintă dezvoltarea unei structurii interpolative ușor corectabile, în variantă directă, pornind chiar de la redefinirea termenilor lingvistici. Ambele metode se dovedesc viabile și pe baza lor se dezvoltă sisteme interpolative robuste la schimbarea alurii semnalului de referință. În ceea ce privește cel de-al doilea studiu de caz, dată fiind complexitatea acestuia, se propun două soluții structurale: o structură cu reglator cu patru intrări, respectiv una cu reglator cu două intrări.

Ambele variante sunt supuse unor teste de robustețe la modificarea unor parametri ai sistemului, rezultând concluzii utile din punct de vedere practic.

În final, concluziile din paragraful 3.5 sintetizează ideile și rezultatele obținute pe parcursul celui de-al treilea capitol.

3.1. Regulatori bazate pe reguli cu acțiune după eroare și derivata erorii

Multe abordări din domeniul controlului automat utilizează, pentru sisteme oricât de complexe, eroarea e și prima derivată a erorii \dot{e} ca intrări ale regulatorului. Notăm acest tip de regulatori cu $RG_{e\dot{e}}$.

Abordarea de tip $RG_{e\dot{e}}$ se întâlnește și în cazul regulatorilor bazate pe reguli, cum sunt regulatorii fuzzy și regulatorii RIP, rezultând așa-numitele regulatori fuzzy / RIP convenționale. În aceste cazuri, mărimilor de intrare în regulator li se asociază variabile lingvistice cu ajutorul cărora se construiesc premisele regulilor, iar mărimea de comandă apare ca variabilă lingvistică de ieșire, obținabilă din consecința regulii.

În cazul reglării fuzzy, $RG_{e\dot{e}}$ fuzzy convenționale provin în mod natural din conceptul de regulator liniar proporțional-derivator sau proporțional-integrator. Pot fi dezvoltate astfel regulatori fuzzy de tip PD (RGF_{PD}), respectiv regulatori fuzzy de tip PI (RGF_{PI}), numite în [Preiti97] regulatori cvasi-PD, respectiv cvasi-PI, în [Choi00] regulatori fuzzy convenționale (conventional FLC - fuzzy logic controller), iar în [Drechsel96] regulatori fuzzy cu comportare PI, respectiv PD.

Structura generală, corectă și completă, a unui regulator fuzzy are aspectul din figura 3.1 și este foarte bine argumentată în lucrarea [Drechsel96]. Ea constă din blocul de procesare fuzzy (BF), neliniar și fără dinamică, un filtru de intrare FI și un filtru de ieșire FE care, împreună, asigură dinamica regulatorului și adaptarea mărimilor de intrare la blocul de procesare BF și a mării de comandă la elementul de execuție la care se cuplează ieșirea regulatorului. Regulatorul fuzzy se identifică cu blocul de procesare fuzzy doar în cazul simplist în care nu sunt necesare filtrele de intrare și de ieșire.

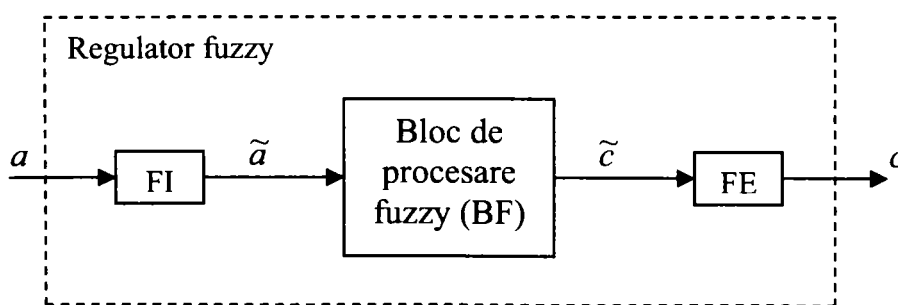


Figura 3.1 Structura unui regulator fuzzy

În particular, pentru implementarea fuzzy a unor legi de reglare PD, respectiv PI, sunt valabile structurile din figura 3.2a), respectiv 3.2b). Blocul de procesare fuzzy BF reprezintă în aceste cazuri un bloc de calcul care implementează parțial și în manieră lingvistică legea de reglare PD sau PI, conform relațiilor (3.1), respectiv (3.2).

$$\tilde{c}(t) = k_p \cdot e(t) + k_D \cdot \dot{e}(t), \quad (3.1)$$

$$\tilde{c}(t) = k_p \cdot \dot{e}(t) + k_i \cdot e(t) \quad (3.2)$$

În cazul regulatorului fuzzy de tip PD (RGF_PD) este nevoie doar de filtrul de intrare FI, care realizează operația de derivare (de regulă în variantă numerică), având ca intrare eroarea, caz în care $a = e$, iar ca ieșiri eroarea și derivata acesteia $\tilde{a} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix}$. Mărimea de ieșire din blocul de procesare coincide în acest caz cu mărimea de comandă $c = \tilde{c}$.

Pentru implementarea legii de reglare (3.2) regulatorul fuzzy de tip PI (RGF_PI) necesită atât un filtru de intrare (identic cu cel prezentat pentru regulatorul fuzzy de tip PD), cât și un filtru de ieșire FE care realizează operația de integrare (3.3) (de regulă în variantă numerică).

$$c(t) = c(t_0) + \int_{t_0}^t \tilde{c}(\tau) \cdot d\tau \quad (3.3)$$

Astfel de regulatoare sunt în general suficiente pentru conducerea proceselor simple de ordinul întâi și al doilea, liniare sau neliniare [Choi00]. În cazul proceselor de ordinul al doilea, regulatoarele fuzzy sunt „proiectate” în planul $\langle e, \dot{e} \rangle$ definit de eroare și derivata erorii, variabile aflate în relație cu mărimile de stare ale procesului.

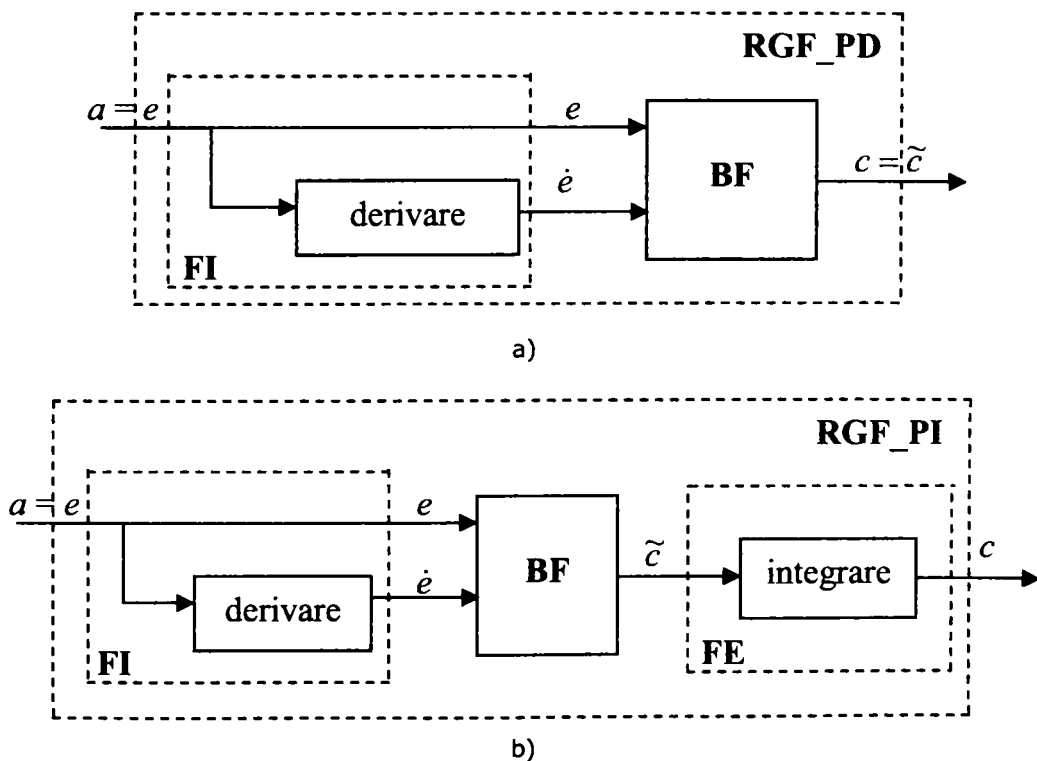


Figura 3.2 Structura reguletoarelor fuzzy de tip PI (a), respectiv PD (b)

Mărimea de comandă c poate lua valori reale, pozitive și negative. Întrucât reguletoarele de tip PD și PI se pot utiliza pentru conducerea proceselor monovariabile la intrare de orice ordin (evident, cu limitări în ceea ce privește

nivelul performanțelor), abordarea reglării fuzzy în planul $\langle e, \dot{e} \rangle$ are în acest context un caracter general.

Abordarea în planul $\langle e, \dot{e} \rangle$ se soldează cu partiționarea acestuia în două semiplane prin intermediul unei drepte de comutare de ecuație $e + \lambda \cdot \dot{e} = 0$, $\lambda < 0$, în lungul căreia comanda este nulă, $c(t) = 0$. De o parte și de alta a dreptei, comanda este de semn contrar: deasupra dreptei are semn pozitiv, respectiv semn negativ dedesubt (vezi figura 3.3). Amplitudinea mărimii de comandă este direct proporțională cu distanța notată cu ds de la punctul curent $P(e, \dot{e})$ din planul $\langle e, \dot{e} \rangle$ la dreapta de comutare [Palm97].

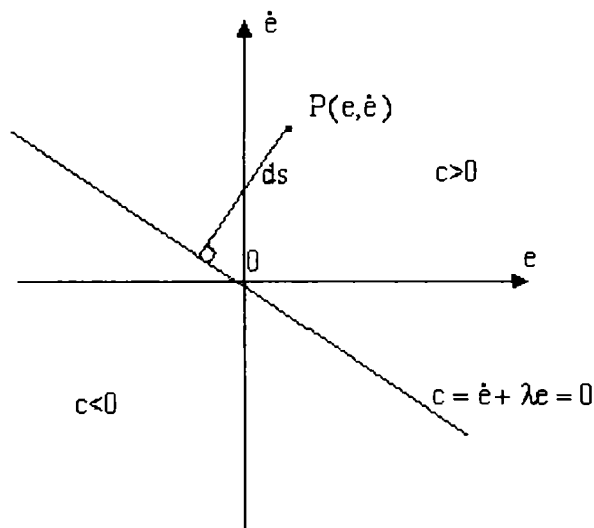


Figura 3.3 Reprezentarea valorică

Bazele de reguli lingvistice de tip e / \dot{e} se construiesc în general astfel încât să fie simetrice față de diagonala principală a tabelului (vezi figura 3.4 și figura 3.5), diagonală care are drept corespondent în reprezentarea valorică dreapta de comutare. Pe diagonala principală variabila lingvistică VLC asociată mărimii de comandă ia valoarea lingvistică „zero”, iar în rest valorile lingvistice sunt distribuite în funcție de aplicație, de regulă simetric.

e/\dot{e}	VLe_{-n}	VLe_{-n+1}	...	VLe_0	...	VLe_{n-1}	VLe_n
VLe_n	VLC_0	VLC_1	VLC_p
VLe_{n-1}	VLC_{-1}	VLC_0	VLC_1
...	...	VLC_{-1}	VLC_0	VLC_1
VLe_0	VLC_{-1}	VLC_0	VLC_1
...	VLC_{-1}	VLC_0	VLC_1	...
VLe_{-n+1}	VLC_{-1}	VLC_0	VLC_1
VLe_{-n}	VLC_{-p}	VLC_{-1}	VLC_0

Figura 3.4 Reprezentarea lingvistică

În reprezentarea lingvistică s-au considerat câte $2n+1$ valori lingvistice (n valori lingvistice „negative” $VLe_{-n} \div VLe_{-1}$, n valori lingvistice „pozitive” $VLe_1 \div VLe_n$ și

valoarea de mijloc de regulă egală cu zero VLe_0) pentru eroarea e și derivata erorii \dot{e} , respectiv $2p+1$ pentru comandă.

În cazul sistemelor complexe sunt necesare mai multe informații despre proces. În principiu, pentru implementarea așa-numitelor compensatoare după stare de tip fuzzy este nevoie, ca variabile de intrare ale compensatorului, de toate mărimile de stare ale procesului. În acest caz în locul dreptei de comutare apare un hiper-plan de comutare. Practic, o acțiune de comandă completă necesită utilizarea ca mărime de intrare în blocul fuzzy a unei combinații a mărimilor de stare. Este evident că o astfel de abordare necesită un număr însemnat de reguli și un efort conceptual sporit.

e/\dot{e}	VLe_n	VLe_{n+1}	...	VLe_0	...	VLe_{n-1}	VLe_n
VLe_n	Vb_{c0}	Vlc_1	Vlc_p
VLe_{n-1}	Vlc_{-1}	Vb_{c0}	Vlc_1
...	...	Vlc_{-1}	Vb_{c0}	Vlc_1
VLe_0	Vlc_{-1}	Vb_{c0}	Vlc_1
...	Vlc_{-1}	Vb_{c0}	Vlc_1	...
VLe_{-n+1}	Vlc_{-1}	Vb_{c0}	Vlc_1
VLe_{-n}	Vlc_{-p}	Vlc_{-1}	Vb_{c0}

$c = \dot{e} + \lambda e = 0$

Figura 3.5 Suprapunerea reprezentării lingvistice peste reprezentarea valorică

În mod natural, datorită complexității problemei, s-au căutat soluții mai simple, mai puțin pretențioase, cum ar fi soluțiile menționate anterior, bazate pe blocuri fuzzy de tip RG_ee [Li95], [Tang87], sau pe utilizarea de mărimi sintetice [Choi00] și [Palm97].

În primul caz, cercetările au vizat o multitudine de aspecte, în principal studiul stabilității și îmbunătățirea performanțelor sistemelor prin parametrizarea adecvată a blocurilor de tip RG_ee, care au avantajul simplității.

În al doilea caz este de reținut promovarea ideii utilizării distanței ds a punctului curent din planul $\langle e, \dot{e} \rangle$ la dreapta de comutare, ca mărime de intrare sintetică în blocul fuzzy. Distanța ds este considerată ca mărime algebrică, cu semnul dat de poziția stării curente într-un spațiu de stare, iar comanda se asociază acestei valori în locul perechii de valori (e, \dot{e}) . Evident, un astfel de regulator prezintă o serie de avantaje, dar totodată se pretează și la dezvoltări (motiv pentru care în paragraful 3.2 se face o prezentare succintă a metodei și a avantajelor oferite). Punctul de plecare pentru astfel de dezvoltări îl reprezintă observarea posibilității de încadrare a acestui principiu în schema generală din figura 3.1. În acest context, în paragraful 3.3. este prezentată o abordare interpolativă, care aduce față de varianta fuzzy alte avantaje.

3.2. Regulatorare fuzzy cu mărime de intrare sintetică

În scopul obținerii unui regulator fuzzy mai simplu, în [Choi00] se utilizează o mărime de comandă sintetică, proporțională cu distanța punctului curent din planul $\langle e, \dot{e} \rangle$ față de diagonala principală / dreapta de comutare corespunzătoare blocului fuzzy cu două intrări de tip RG_ee. Proprietatea de simetrie a bazei de

reguli față de diagonala / hiper-planul diagonal principal, satisfăcută și în cazul reguletoarelor fuzzy multidimensionale care utilizează eroarea și derivatele sale ca mărimi de intrare, a sugerat generalizarea introducerii *distanței cu semn* de la punctul curent corespunzător stării actuale din spațiul stărilor la diagonala / hiper-planul diagonal principal ca variabilă lingvistică. Distanța cu semn obținută se utilizează ca singură intrare a unui bloc de procesare fuzzy. Alegerea comenzii se face astfel încât, potrivit cunoștințelor expert, traiectoria procesului în baza de reguli să tindă spre diagonala / hiper-planul diagonal principal, evoluând treptat, la fel ca și în regimul modal alunecător, spre starea de echilibru.

Idea este redată în figura 3.6 în ipoteza că un filtru de ieșire nu este necesar. Prin comparație cu figura 3.1, se observă că filtrul de intrare FI, având ca mărime de intrare eroarea $a = e$ iar ca mărime de ieșire distanța $ds = \tilde{a}$, conține în acest caz și blocul de calcul al distanței ds . Filtrul de ieșire nefiind necesar, avem $\tilde{c} = c$. Ansamblul format din filtrul de intrare și blocul de procesare fuzzy (BF) este numit în continuare regulator fuzzy cu o singură intrare RG_1F.

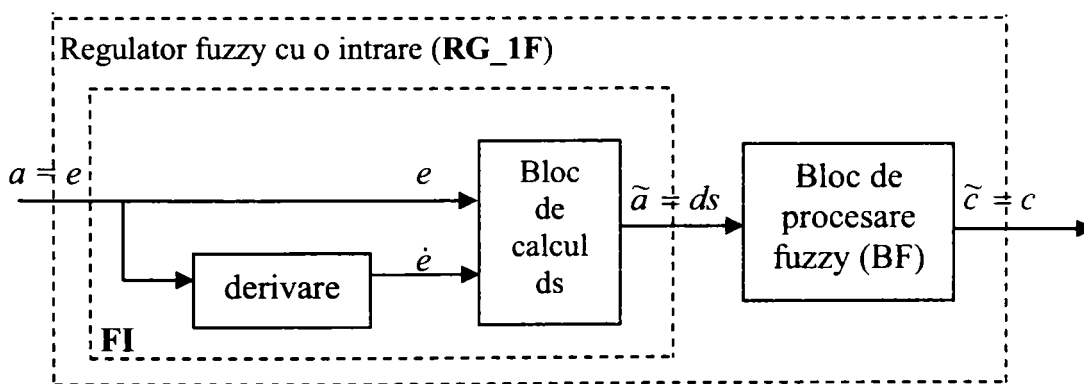


Figura 3.6 Structura unui regulator fuzzy cu o intrare, bazat pe distanța cu semn

BF având o singură mărime de intrare, numărul de reguli este redus semnificativ în comparație cu cazul reguletoarelor fuzzy convenționale de tip RG_e și implicit se reduce complexitatea computațională și timpul de calcul. Autorii lucrării [Choi00] concluzionează că performanțele acestui tip de regulator sunt mai slabe dar comparabile cu cele ale reguletoarelor fuzzy convenționale, având însă față de acestea avantajul simplității structurale și conceptuale și al timpului de calcul redus. Privită din această perspectivă, soluția se poate considera ca fiind de actualitate.

Potrivit precizărilor de la începutul acestui paragraf distanța cu semn se definește ca distanță de la punctul curent din spațiul definit de eroare și derivatele acesteia la diagonala / hiper-planul diagonal principal și este pozitivă sau negativă în funcție de poziția punctului curent față de aceasta. Atributul „principal” se referă la diagonala sau hiper-planul diagonal în lungul cărora pot avea loc evoluții modal alunecătoare stabile.

Pentru cazul bidimensional, formula distanței cu semn are aspectul (3.4), iar pentru cazul n-dimensional aspectul general (3.5):

$$ds = \frac{\dot{e} + \lambda \cdot e}{\sqrt{1 + \lambda^2}} \quad (3.4)$$

$$ds = \frac{e^{(n-1)} + \lambda_{n-1} \cdot e^{(n-2)} + \dots + \lambda_2 \cdot \dot{e} + \lambda_1 \cdot e}{\sqrt{1 + \lambda_{n-1}^2 + \dots + \lambda_2^2 + \lambda_1^2}} \quad (3.5)$$

Parametrul λ (scalar / vectorial) caracterizează poziționarea drepte / hiper-planului de comutare a comenzii, iar e reprezintă eroarea. El trebuie adoptat astfel încât evoluția sistemului în lungul drepte de comutare, potrivit egalității $\dot{e} + \lambda \cdot e = 0$, respectiv pe hiper-planul de comutare, potrivit egalității $e^{(n-1)} + \lambda_{n-1} \cdot e^{(n-2)} + \dots + \lambda_2 \cdot \dot{e} + \lambda_1 \cdot e = 0$, să fie stabilă. Se observă că în esență este vorba despre o soluție de tip modal alunecător (sliding-mode) în care regimul de alunecare se obține prin logică fuzzy, mai general prin raționament de tip interpolativ.

Avantajele utilizării unui regulator RG_1F, bazat pe distanța cu semn, sunt în sinteză următoarele:

- necesită doar o variabilă de intrare indiferent de gradul de complexitate al procesului și în consecință baza de reguli se construiește într-un spațiu monodimensional;
- numărul regulilor și de fapt al parametrilor de acordare se reduce simțitor, ceea ce conduce la reducerea timpului de interpolare, fapt important în cazul implementării în timp real;
- singura variabilă de intrare în blocul fuzzy și anume distanța cu semn conține în formă sintetică informații despre toate variabilele de stare; în cazul proceselor de ordin mai mare sau egal cu trei, performanțele de reglare pot deveni astfel superioare celor obținute cu regulatori fuzzy de tip RG_ee, în sensul conferit de utilizarea estimatoarelor de funcțională lineară de stare [Ionescu85].

Avantajele oferite de acest tip de regulatori (RG_1F) justifică aprofundarea problematicii atât din punct de vedere teoretic cât și din punct de vedere aplicativ, varianta interpolativă oferind o alternativă de reglare mai simplă și mai flexibilă.

3.3. Regulatori interpolative cu mărime de intrare sintetică

Ca o alternativă la regulatorii fuzzy cu mărime de intrare sintetică descrise în [Choi00], se prezintă în continuare regulatori interpolative cu mărime de intrare sintetică.

Regulatorii interpolative (categorie din care face parte și regulatorul descris în acest paragraf) se bazează pe implementarea algoritmului de reglare prin intermediul unei mulțimi de puncte suport implantate în blocuri interpolative. Conform celor precizate în capitolul 2 regulatorii interpolative se sintetizează pe două căi: pe *cale directă*, plecând de la cunoștințe expert (acesta este și cazul regulatorilor RIP [Drechsel96]), și pe *cale reproductivă*, plecând de la modificarea punctelor suport asociate unui regulator inițial într-un sistem de reglare dat [Dragomir01-1]. Blocurile interpolative se utilizează fie ca atare ([Drechsel96] și [Drechsel99]), fie integrate în structuri dinamice ([Dragomir01-1], [Dragomir01-2], [Dale02], [Dragomir03]). Acesta din urmă este și cazul structurii de față.

Punctul de plecare pentru soluția considerată îl reprezintă încadrarea acestui principiu în schema generală din figura 3.6 prin înlocuirea blocului fuzzy cu un bloc de interpolare conform figurii 3.7. Filtrul de intrare FI are aceeași configurație, iar filtrul de ieșire nu se consideră necesar, deci $\tilde{c} = c$.

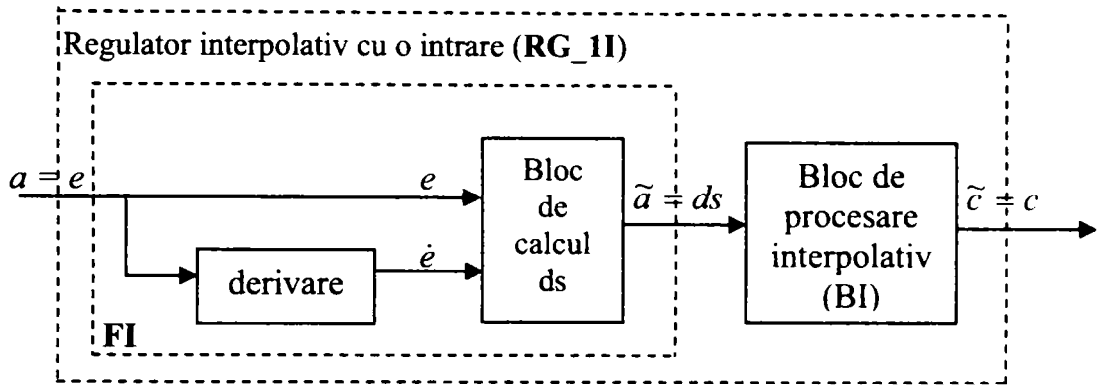


Figura 3.7 Regulator interpolativ cu o intrare bazat pe distanța cu semn

Ansamblul format din blocul de procesare interpolativ și filtrul de intrare este denumit în continuare regulator interpolativ cu o intrare RG_1I. Baza de reguli are în principiu aceeași formă și structură ca și în cazul descris anterior, al RG_1F.

Conceptual, diferența dintre un bloc fuzzy și un bloc interpolativ rezidă în maniera de descriere a termenilor lingvistici și în modul de calcul al mărimii de comandă. În cazul *metodei directe* de sinteză a regulatoroarelor interpolative, termenii lingvistici asociați variabilelor ce intervin (distanța cu semn și mărimea de comandă) se definesc prin intermediul unor intervale reale disjuncte, în particular ca singletonuri. Maniera de asociere se sugerează în figura 3.8.

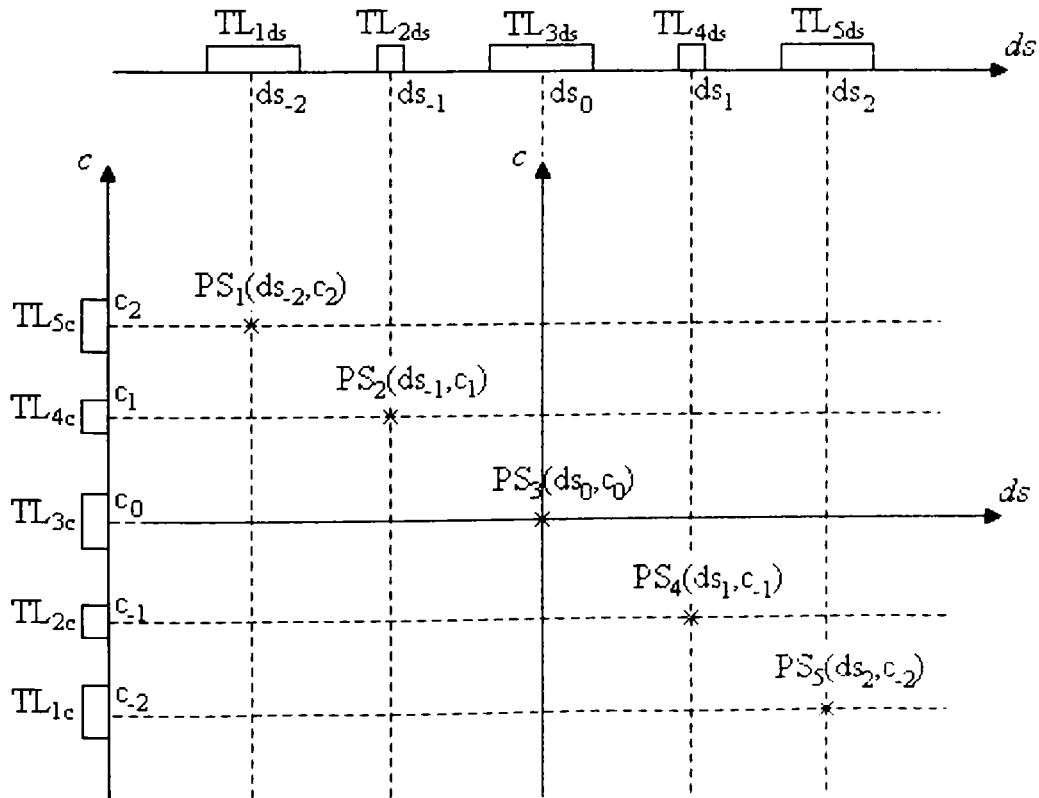


Figura 3.8 Asocierea termenilor lingvistici și a punctelor de sprijin în cazul metodei directe de sinteză a regulatoroarelor interpolative

Termenii se aleg în funcție de suporturile mărimilor și de descrierea lor lingvistică similară celei din logica fuzzy. Implementarea regatoarelor interpolative se face prin intermediul unor tabele de interpolare, care conțin drept puncte suport, asociate celor două mărimi (distanța cu semn și comanda), puncte din intervalele ce descriu termenii lingvistici (de regulă mijloacele intervalelor), în particular chiar valoarea concretă a singletonurilor (tabelul 3.1).

Tabelul 3.1 Tabel de interpolare pentru dependența distanță cu semn – comandă

ds	ds_{-2}	ds_{-1}	ds_0	ds_1	ds_2
	c_2	c_1	c_0	c_{-1}	c_{-2}
					c

În ceea ce privește *metoda reproductivă*, punctele de sprijin se preiau de pe suprafețele de comandă ale regulatorului fuzzy și se introduc în tabele de interpolare de forma 3.1. În cadrul ambelor metode, pentru regatoarele interpolative calculul mărimii de comandă se realizează prin interpolare între valorile din tabele de forma 3.1, interpolarea nemijlocită luând locul inferenței utilizate în cadrul regatoarelor fuzzy.

Motivația introducerii unui regulator interpolativ este dată de următoarele avantaje, oferite în plus față de cele aduse de regatoarele fuzzy cu mărime de intrare sintetică, în particular față de cele propuse în [Choi00]:

- > posibilitatea de a modifica ușor, de o manieră flexibilă și transparentă, potrivit unor necesități de corecție locală sau globală, valorile mărimii de comandă din tabelul de interpolare și de a obține performanțe egale sau chiar mai bune decât cele ale sistemului de la care s-a pornit. În figura 3.9 se sugerează maniera în care se realizează corecția (două dintre punctele inițiale marcate cu „x” se înlocuiesc cu cele corectate marcate cu „o”) prin modificarea valorilor de sprijin ale comenzii. Tabelul de interpolare este actualizat cu noile valori ale comenzii.

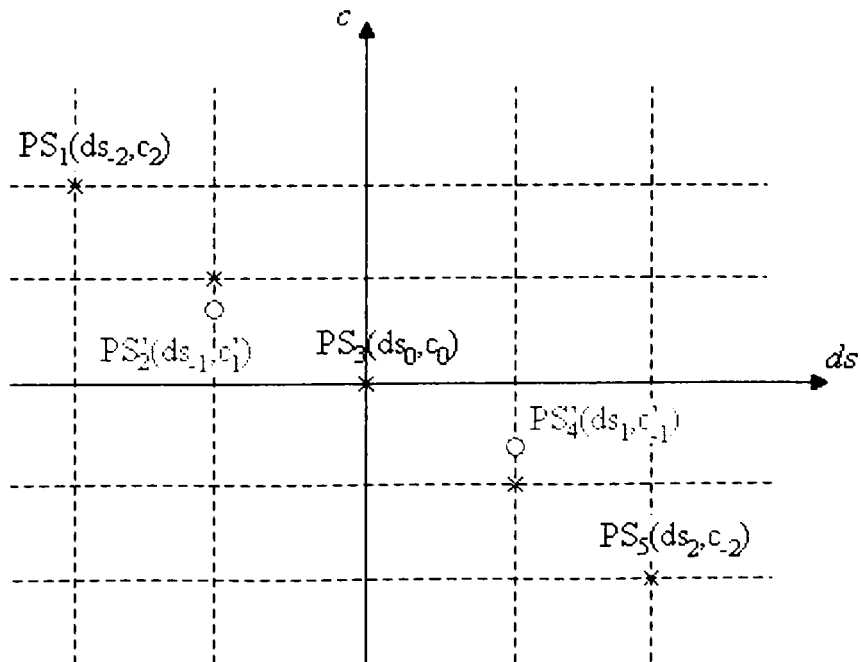


Figura 3.9 Corecția prin modificarea valorilor de sprijin ale comenzii

- simplitate, flexibilitate și transparență în proiectare;
- ușurință în implementare, datorită faptului că operația de interpolare într-un tabel este mai ușor de implementat decât operația de inferență specifică reglajului fuzzy;
- timp de calcul a comenzii considerabil mai redus (aceasta decurge tot din simplitatea la nivel computațional a interpolării în comparație cu inferența).

Regulatorul interpolativ considerat prezintă trei grade de libertate:

- adoptarea metodei de interpolare,
- modificarea independentă a valorilor de sprijin (în cazul de față valorile mărimii de comandă; v. figura 3.9) din tabelul de interpolare,
- introducerea de noi puncte suport. În situația prezentată în figura 3.10 s-au introdus două noi puncte suport (PS_6 și PS_7) față de cazul din figura 3.8. Acestea se introduc în tabelul de interpolare 3.1, alături de cele deja existente.

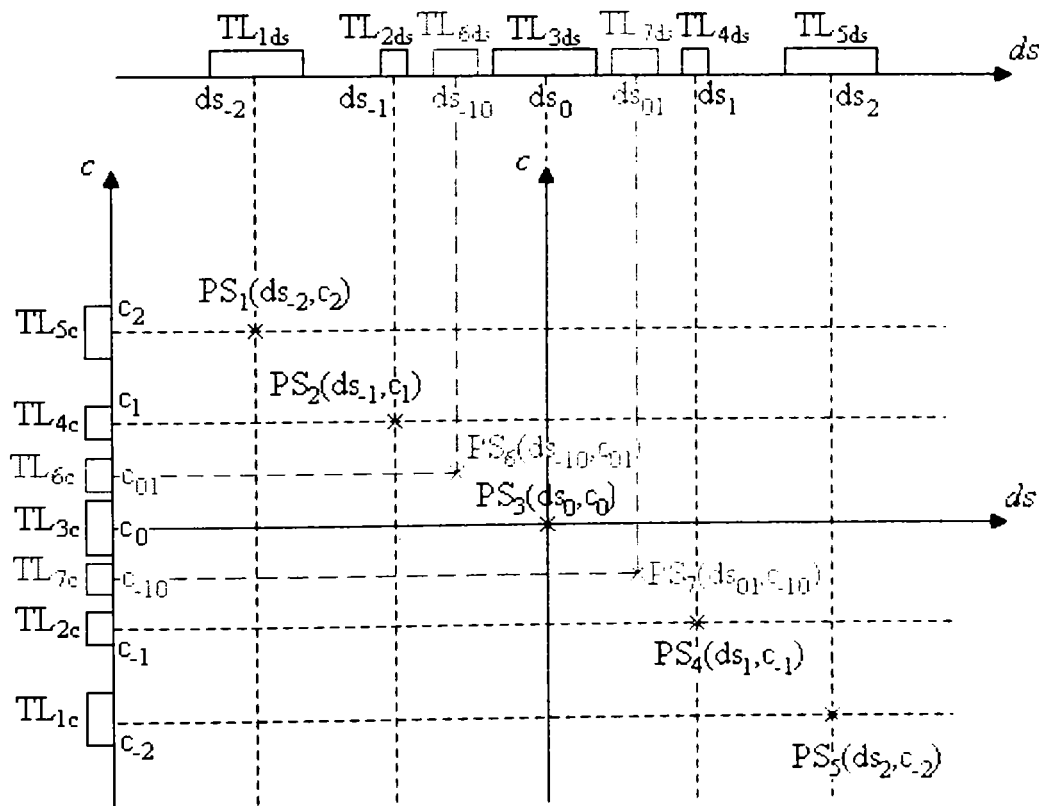


Figura 3.10 Corecția prin introducerea de noi puncte suport

Prin fiecare dintre gradele de libertate se pot modifica performanțele sistemului de reglare cu regulator interpolativ.

3.4. Studii de caz

Pentru exemplificarea aplicării și confirmarea validității conceptelor prezentate în paragrafele 3.2 și 3.3 se vor studia în continuare două cazuri: un

sistem linear de poziționare de ordinul al doilea și un sistem nelinier de balans cu bilă mobilă de ordinul 4. Ele sunt relevante din mai multe puncte de vedere:

- i) maniera în care se dezvoltă calculele de proiectare;
- ii) variantele de reglatoare folosite;
- iii) analizarea soluțiilor din diverse puncte de vedere, în special al robusteții proprietăților conferite prin proiectare în raport cu modificarea principalilor parametri de utilizare;
- iv) criteriile de evaluare folosite în compararea soluțiilor.

De fiecare dată calculul distanței se face cu formula (3.4) ținând cont de relația de înlocuire: $\dot{e} = -\dot{y}$, unde cu \dot{y} s-a notat derivata ieșirii y a procesului considerat (se consideră că mărimea de referință w este constantă pe subintervale de timp). Mărimea de comandă (ieșirea regulatorului) este notată cu c .

În toate aceste cazuri metodologia urmată pentru obținerea de reglatoare interpolative cât mai simple, generate în variantă reproductivă sau directă urmată de corecție, constă în parcurgerea a trei pași, expuși în continuare.

1°. Se proiectează pentru procesul dat un regulator fuzzy de tip $RG_{e\dot{e}}$ conform schemei bloc din figura 3.11.

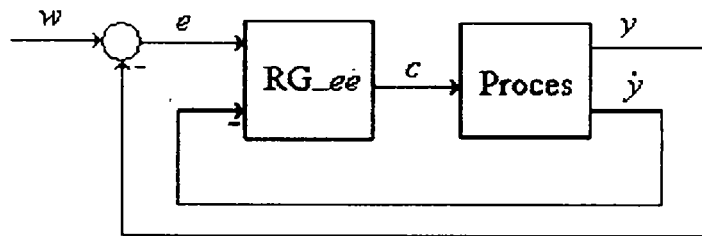


Figura 3.11 Structura de reglare cu regulator fuzzy convențional

$RG_{e\dot{e}}$ se proiectează cu baza de reguli simetrică față de diagonala principală.

2°. Pornind de la $RG_{e\dot{e}}$ proiectat la pasul 1° se dezvoltă un regulator fuzzy RG_{-1F} bazat pe un bloc fuzzy având ca intrare distanța cu semn (ds), calculată în fiecare moment conform relației (3.4), regulator care va înlocui regulatorul fuzzy cu două intrări (figura 3.12). Înlocuirea $RG_{e\dot{e}}$ cu RG_{-1F} are drept consecință reducerea semnificativă a numărului de reguli și ca urmare și a timpului de calcul.

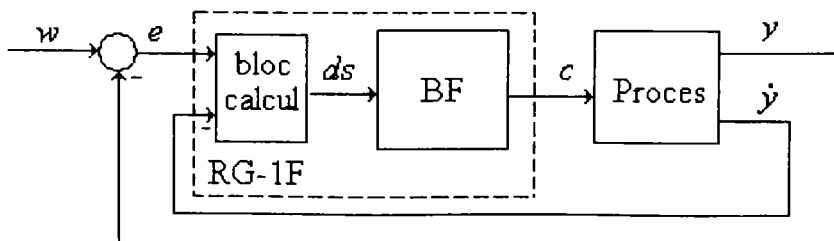


Figura 3.12 Structura de reglare cu regulator fuzzy cu o intrare bazat pe distanța cu semn

3°. Pe baza regulatorului RG_{-1F} se proiectează un regulator interpolativ (RG_{-1I} din figura 3.13) folosind elementele de principiu expuse în par. 3.3.

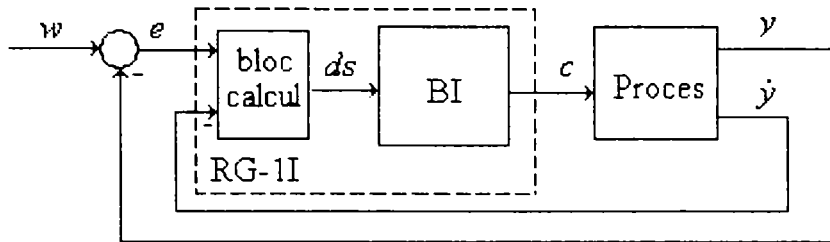


Figura 3.13 Structura de reglare cu regulator interpolativ cu o intrare bazat pe distanța cu semn

3.4.1. Reglarea unui sistem de poziționare liniar

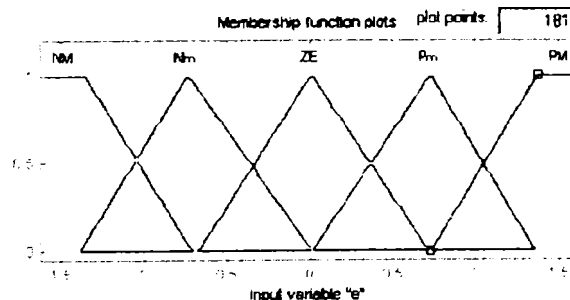
3.4.1.1. Sinteza sistemelor de reglare

Se consideră ca proces condus un sistem de poziționare [Åström97] cu funcția de transfer:

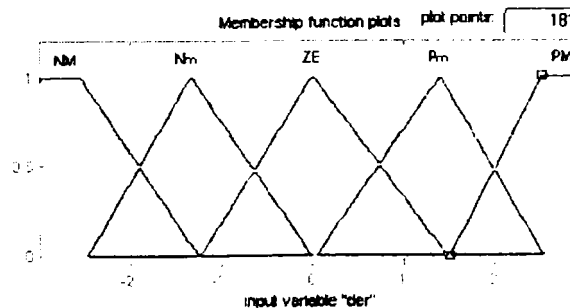
$$H(s) = \frac{1}{s \cdot (s + 1)}. \quad (3.6)$$

Pasul 1⁰

Se proiectează pentru început un sistem de reglare cu regulator fuzzy de tip RG_e cu două intrări (eroarea e și prima derivată a ieșirii \dot{y}). Mărimilor implicate (cele două intrări și mărimea de comandă c) li se asociază câte o variabilă lingvistică descrisă prin intermediul a cinci termeni lingvistici: NM – negativ mare, Nm – negativ mediu, ZE – zero, Pm – pozitiv mediu, PM – pozitiv mare. Pentru descrierea celor cinci termeni lingvistici s-au folosit funcțiile de apartenență din figura 3.14 (pentru eroare figura 3.14a), pentru derivata ieșirii figura 3.14b), iar pentru comandă figura 3.14c)). Se utilizează inferența *max-min* și ca metodă de defuzzificare MOM.



a)



b)

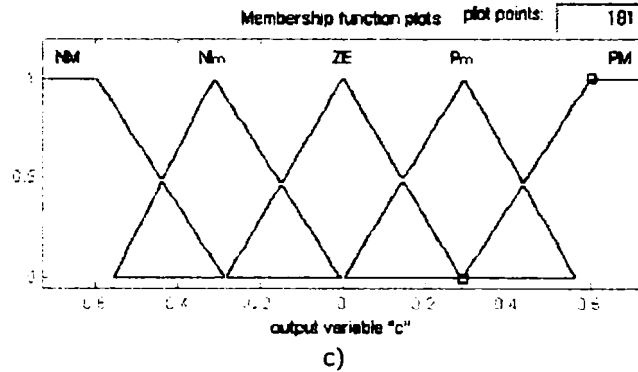


Figura 3.14 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale variabilelor regulatorului $RG_{e\dot{e}}$ pentru e (a), \dot{y} (b), respectiv c (c)

Schema SIMULINK folosită în dezvoltarea sistemului de reglare fuzzy este dată în figura 3.15.

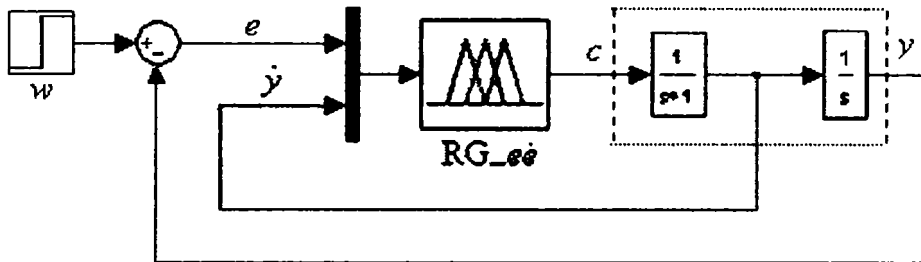


Figura 3.15 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu regulator fuzzy convențional $RG_{e\dot{e}}$

Universurile de discurs sunt $D_e = [-1.62, 1.62]$ pentru eroare, $D_{\dot{y}} = [-3, 3]$ pentru derivata ieșirii și $D_c = [-0.73, 0.73]$ pentru mărimea de comandă.

Baza de reguli, cu 25 de reguli simetrice este prezentată în tabelul 3.2:

Tabelul 3.2 Baza de reguli a regulatorului $RG_{e\dot{e}}$

$\dot{y} \setminus e$	NM	Nm	ZE	Pm	PM
PM	ZE	Pm	Pm	PM	PM
Pm	Nm	ZE	Pm	Pm	PM
ZE	Nm	Nm	ZE	Pm	Pm
Nm	NM	Nm	Nm	ZE	Pm
NM	NM	NM	Nm	Nm	ZE

c

Răspunsul sistemului de reglare cu $RG_{e\dot{e}}$ se prezintă în figura 3.19.

Pasul 2⁰

În continuare se reduce regulatorul fuzzy cu două intrări la un regulator fuzzy cu mărime de intrare sintetică, și anume distanța cu semn ds . Calculul limitelor universului de discurs al variabilei distanță cu semn se realizează cu

relațiile (3.7) (distanța geometrică maximă față de dreapta de comutație, de o parte și de alta):

$$\begin{aligned} ds_{\max} &= L_y \cdot \cos(\arctg(\lambda)) \\ ds_{\min} &= -ds_{\max} \end{aligned} \quad (3.7)$$

unde L_y reprezintă măsura (lungimea) domeniului de variație al vitezei unghiulare D_y , în concret $L_y = 6$. Înclinarea dreptei de comutație este în acest caz $\lambda = \frac{3}{1.62} = -1.85$.

În urma calculelor se obține pentru distanța cu semn universul de discurs $D_{ds} = [-2.85, 2.85]$. Pentru a se putea anula eroarea staționară a fost necesară extinderea domeniului mărimii de comandă față de cazul sistemului cu RG_ee, acesta devenind $D_c = [-1.4, 1.4]$. Baza de reguli simplificată, cu 5 reguli se dă în tabelul 3.3:

Tabelul 3.3 Baza de reguli a regulatorului RG_1F

ds	NM	Nm	ZE	Pm	PM
	NM	Nm	ZE	Pm	PM
					c

Funcțiile de apartenență au aspectul din figura 3.16 (pentru variabila ds în figura 3.16a), iar pentru comandă în figura 3.16b). Se utilizează inferența *max-min*, iar ca metodă de defuzificare MOM.

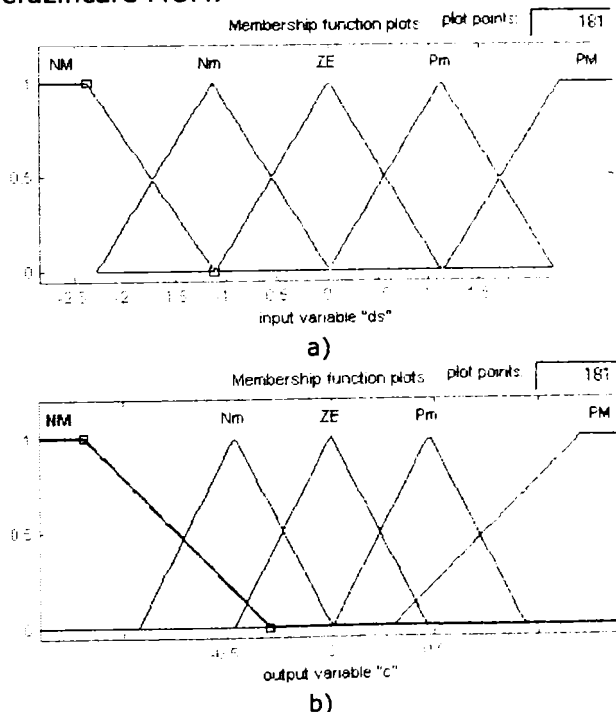


Figura 3.16 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale variabilelor regulatorului RG_1F pentru ds (a) și c (b)

Integrarea regulatorului fuzzy RG_1F se realizează ca în schema din figura 3.17. Blocul RG_1F înlocuiește regulatorul RG_ee din figura 3.15. În schema

SIMULINK din figura 3.17, blocul de calcul al distanței după relația (3.4) este implementat printr-un bloc „fcn” (figura 3.18).

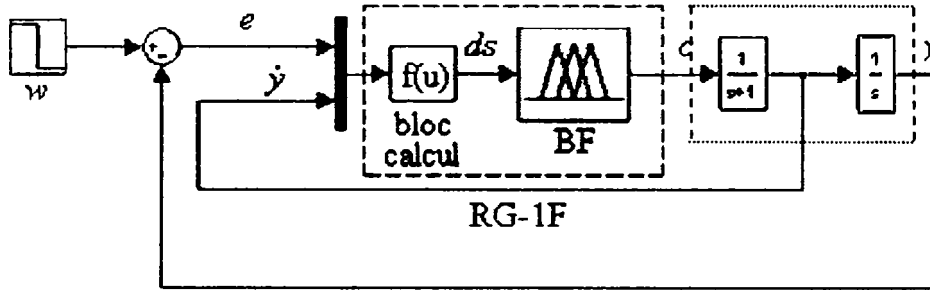


Figura 3.17 Schema SIMULINK a structurii de reglare cu RG_1F

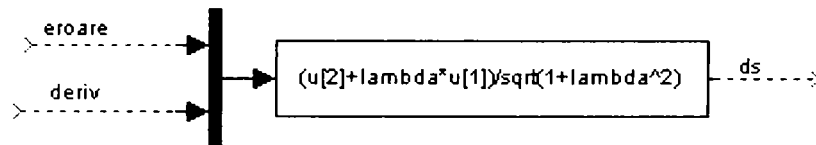


Figura 3.18 Schema SIMULINK a blocului de calcul al distanței

Rezultatele obținute sunt prezentate comparativ în figura 3.19 unde s-au redat răspunsurile sistemelor din figurile 3.15 și 3.17 la semnalul de referință de tip impuls:

$$w(t) = \sigma(t) - \sigma(t - 10) \quad (3.8)$$

După cum se observă, rezultatele sunt foarte asemănătoare din punctul de vedere al performanțelor (cu un ușor avantaj pentru varianta RG_1F în ceea ce privește timpul de creștere). Trebuie însă subliniat că sistemul cu RG_1F este mai simplu ca bază de reguli și implicit ca volum de calcule. Simplitatea bazei de reguli este importantă prin consecințele pe care le are asupra complexității programului de implementare, respectiv a duratei de execuție a acestuia la aplicația în timp real.

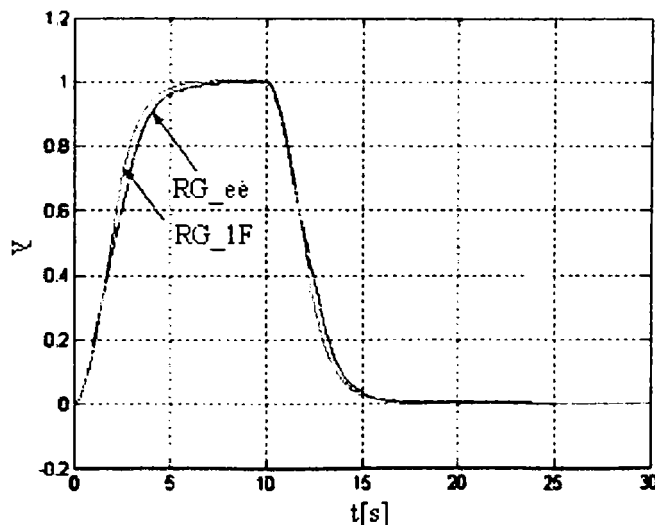


Figura 3.19 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_eë și RG_1F la semnal de referință (3.8)

Pasul 3^o

Regulatorul fuzzy RG_1F se înlocuiește cu un regulator interpolativ RG_1I care folosește un bloc interpolator BI cu aceeași intrare ca și BF, și anume ds , calculată în același mod, deci având același univers de discurs ca și la pasul 2. Se obține astfel structura de reglare din figura 3.20.

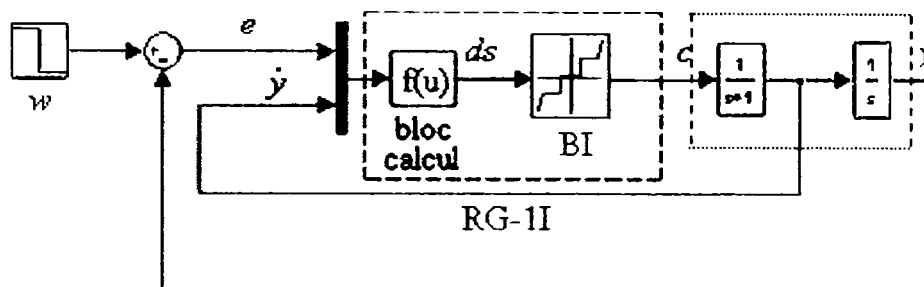
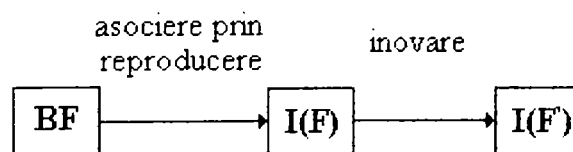


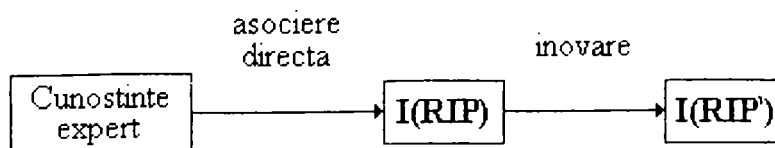
Figura 3.20 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu RG_1I

Implementarea în variantă interpolativă constă în generarea de puncte de sprijin semnificative și inserarea lor în tabelul de interpolare (blocul BI). Punctele de sprijin fie pot fi extrase (puncte suport semnificative) de pe caracteristica de transfer / comandă a blocului BF cu o intrare din figura 3.17 (metodă prin care se poate obține o reproducere aproape fidelă a caracteristicii de comandă), fie pot fi obținute pe cale directă utilizând metoda RIP [Drechsel96]. Blocul BI obținut (prin oricare dintre cele două metode) are avantajul simplității soluției de implementare. Astfel de blocuri interpolative pot fi implementate prin intermediul unor blocuri „look-up table” deja existente în mediile de dezvoltare de aplicații dedicate simulării de semnale și procese (de ex. MATLAB + SIMULINK) sau prin intermediul unor programe numerice dedicate.

Pentru proiectarea blocului interpolativ se utilizează în continuare două variante care diferă prin modalitatea de generare a punctelor de sprijin. Ele sunt sugerate în figura 3.21, sub denumirea de „metoda 1” (de tip reproductiv) respectiv „metoda 2” (de tip direct). În ambele situații operațiile de reproducere, respectiv de sinteză directă sunt asociate cu corecții bazate pe sesizarea sau intuirea de noi corelații, ceea ce conferă metodelor un caracter inovativ.

Metoda 1

a)

Metoda 2

b)

Figura 3.21 Metoda reproductivă (a) și directă (b)

Pentru început se va utiliza pentru proiectarea blocului interpolativ metoda 1. Pentru cazul de față, caracteristica de transfer a blocului fuzzy cu o intrare, de la care se pornește construcția blocului interpolativ, este redată în figura 3.22.

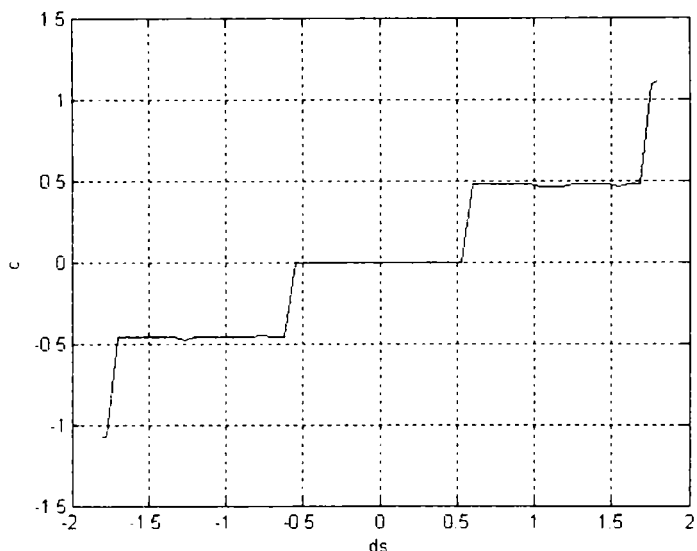


Figura 3.22 Caracteristica de transfer a blocului fuzzy BF

Pentru a reproduce caracteristica din figura 3.22, se consideră ca *puncte suport semnificative pentru blocul interpolativ BI* cele 6 puncte de „frângere” ale caracteristicii din domeniul mărimii de comandă împreună cu două puncte intermediare ((-1.76, -1) și (1.76, 1)) de pe segmentele extreme ale caracteristicii din figura 3.22. Astfel, se obține tabelul de interpolare 3.4.

Tabelul 3.4 Tabelul de interpolare al regulatorului RG_1I(F)

ds	-1.76	-1.62	-0.62	-0.5	0.5	0.62	1.62	1.76
	-1	-0.55	-0.55	0	0	0.55	0.55	1

c

Pe baza tabelului 3.4 se implementează în SIMULINK blocul interpolativ I(F), ca „look-up table” unidimensional. Caracteristica sa de transfer, care o reproduce fidel pe cea a BF este redată în figura 3.23.

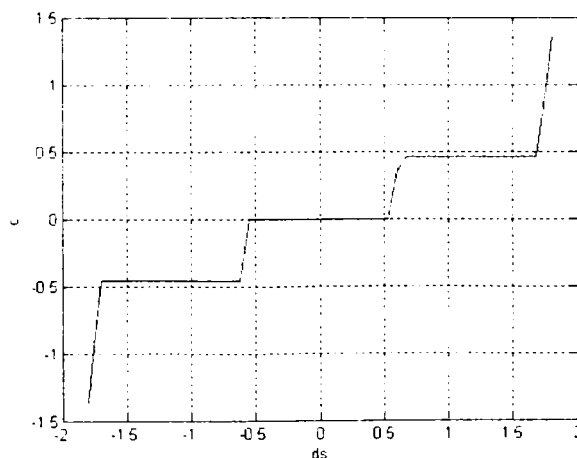


Figura 3.23 Caracteristica de transfer a blocului interpolativ I(F)

Măsura în care blocul I(F) reproduce comportamentul BF se poate observa de asemenea prin prisma răspunsului la semnal de referință (3.8) (vezi figura 3.24). Diferențele sunt favorabile structurii cu BI, dar minore.

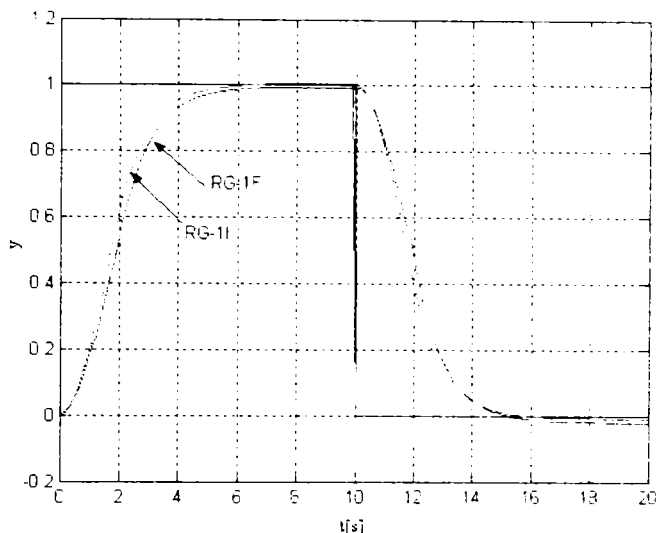


Figura 3.24 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_1F și RG_1I(F) în raport cu semnalul de referință (3.8)

Fazele de proiectare a BI parcurse până acum reprezintă latura reproductivă a metodei 1. Latura inovativă vizează operarea asupra datelor din tabelul 3.4: corecția. Studiul întreprins folosind tehnici empirice sau cvasiempirice, inclusiv folosind algoritmi genetici, în condițiile menținerii aceluiași domeniu de variație al mărimii de comandă, nu a condus la îmbunătățiri notabile ale performanțelor sistemului de reglare. În consecință, în acest caz latura inovativă nu este relevantă, proiectarea BI se consideră finalizată odată cu sinteza blocului I(F) din figura 3.21a). Ca urmare, referindu-ne strict la situația particulară din acest caz, metoda I se rezumă la partea reproductivă.

După cum s-a precizat, punctele suport ale blocului interpolativ se pot genera și pe cale directă (figura 3.21b). În continuare se va aplica metoda 2, de proiectare directă a blocului interpolator, generarea punctelor suport realizându-se pe baza metodei RIP. Față de varianta fuzzy, în varianta RIP diferă modul de asociere a variabilelor fizice și valorilor lingvistice atribuite acestora. Termenii lingvistici / valorile lingvistice se definesc ca intervale reale, după metodologia RIP prezentată în [Drechsel96].

Alegerea intervalelor a fost sugerată de distribuția și suportul funcțiilor de apartenență ale blocului fuzzy BF din figura 3.17 și sunt prezentate în tabelul 3.5:

Tabelul 3.5 Termenii lingvistici și intervalele care descriu variabilele de intrare și de ieșire ale regulatorului RG_1I(RIP)

t.l.	NM	Nm	ZE	Pm	PM
ds	[-2.5,-2]	[-1.4,0]	[-0.2,0.2]	[0,1.4]	[2,2.5]
c	[-1.4,-0.6]	[-0.7,0]	[-0.1,0.1]	[0,0.7]	[0.6,1.4]

Astfel, pentru implementarea blocului I(RIP) ca tabel de interpolare se utilizează tabelul 3.5*, unde s-au înlocuit termenii lingvistici cu punctele suport ale acestora, determinate ca mijloace ale intervalelor ce-i definesc.

Tabelul 3.5* Tabelul de interpolare al regulatorului RG_1I(RIP)

ds	-2.25	-0.7	0	0.7	2.25	
	-1	-0.35	0	0.35	1	
						c

Rezultatele obținute prin introducerea blocului I(RIP) în structura de reglare se dau în figura 3.25.

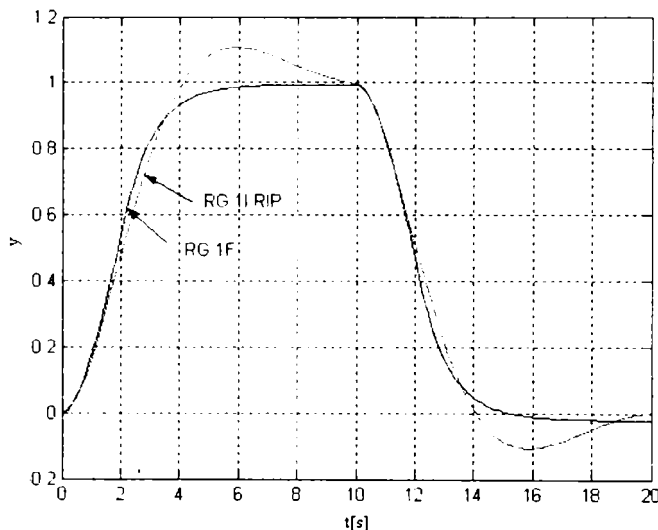


Figura 3.25 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_1F și RG_1I(RIP) la semnal de referință (3.8)

Se observă că performanțele sistemului de reglare conținând blocul I(RIP) lasă de dorit în principal datorită unui suprareglaj de 10%. În scopul obținerii unor performanțe comparabile cu ale BF se impune, ca următoare etapă, modificarea (corecția) tabelului de interpolare 3.5*. În cazul de față au fost necesare două tipuri de operații de corecție:

- i) modificarea poziției a două puncte suport din tabelul 3.5* (prin mici modificări ale valorilor mărimii de comandă c și a distanței ds);
- ii) introducerea a încă doi termeni lingvistici pentru fiecare dintre cele două variabile lingvistice (distanță cu semn și comandă) și corespunzător a încă două puncte suport. Termenii lingvistici introduși sunt $N\mu$ și $P\mu$ și se definesc ca intervale reale, asemenea celor din tabelul 3.5, astfel:

$$ds: \quad \begin{array}{l} N\mu = [-0.96 \ 0] , \\ P\mu = [0 \ 0.096] \end{array} \quad \left| \quad c: \quad \begin{array}{l} N\mu = [-0.08 \ 0] , \\ P\mu = [0 \ 0.08] . \end{array}$$

Prin completarea tabelului 3.5* cu punctele suport ale termenilor nou introduși (obținute ca mijloace ale intervalelor și evidențiate cu gri) se obține tabelul 3.6 prin intermediul căruia se implementează blocul de interpolare I(RIP').

Tabelul 3.6 Tabelul de interpolare al regulatorului RG_1I(RIP')

ds	-2.25	-0.9	-0.48	0	0.48	0.9	2.25	
	-1	-0.62	-0.03	0	0.03	0.62	1	
								c

Pe baza tabelelor 3.5* și 3.6 se obțin rezultatele din figura 3.26 care prezintă comparativ răspunsurile la semnal de referință (3.8) ale sistemului cu regulator fuzzy și ale sistemelor cu regulator interpolativ cu bloc I(RIP) și I(RIP').

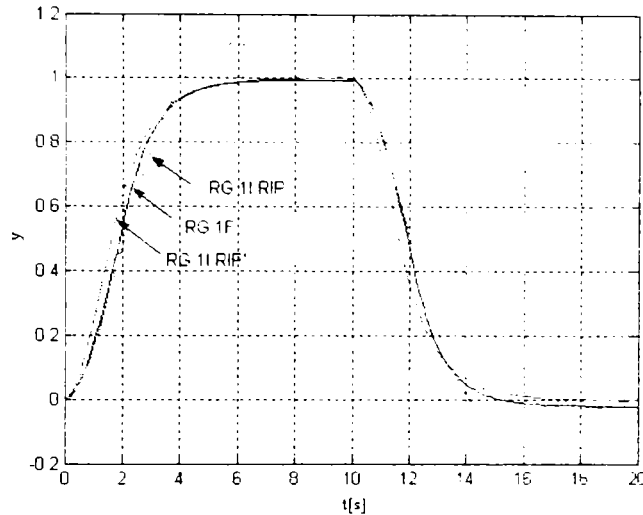


Figura 3.26 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_1F, RG_1I(RIP) și RG_1I(RIP') la semnal de referință (3.8)

Se observă că performanțele sistemului cu regulator interpolativ de tip RG_1I (RIP') sunt comparabile cu cele ale sistemului fuzzy cu regulator cu o intrare, sensibil superioare, în condițiile în care sistemul interpolativ beneficiază în plus de avantajele enumerate în paragraful 3.3.

În figura 3.27 se prezintă caracteristicile de transfer ale blocurilor interpolative obținute prin cele două metode. Cu toate că acestea sunt diferite, conform figurii 3.28 sistemele de reglare aferente au aceleași performanțe în condițiile scenariului de simulare adoptat.

Această constatare demonstrează că *problema sintezei blocurilor interpolative nu are soluție unică* și poate fi interpretată ca o formă de robustețe a structurii de reglare în raport cu caracteristica de comandă.

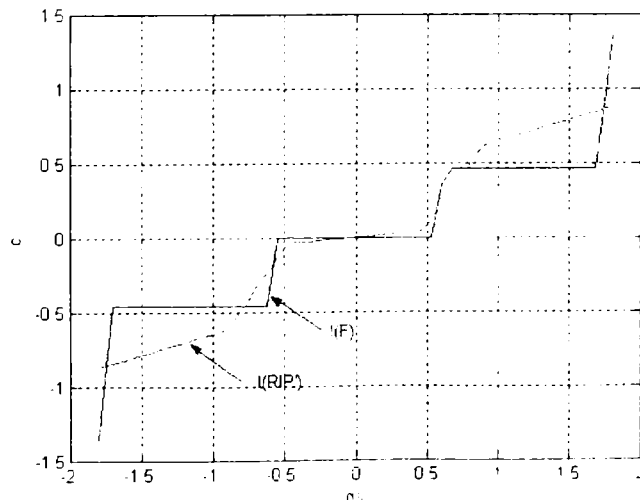


Figura 3.27 Caracteristicile de transfer comparative ale blocurilor I(F) și I(RIP')

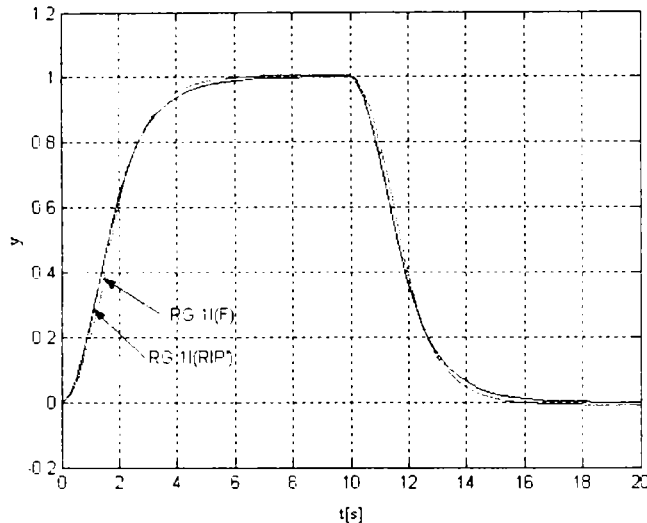


Figura 3.28 Răspunsurile comparative ale sistemelor cu RG_1I(F) și RG_1I(RIP') la semnal de referință (3.8)

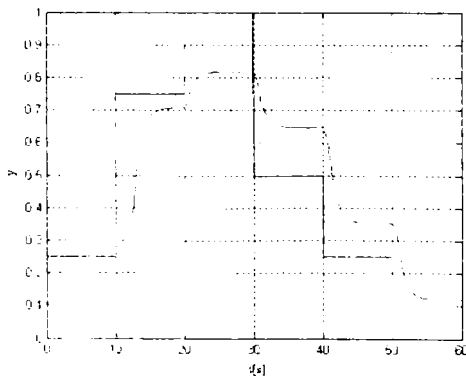
Un al doilea tip de robustețe, care interesează în cazul sistemelor de reglare, vizează reacția sistemului față de modificări ale semnalului de referință. El este studiat în paragraful următor.

3.4.1.2. Studiul robusteții proprietăților sistemelor de reglare sintetizate în raport cu modificări în treaptă ale amplitudinii semnalului de referință

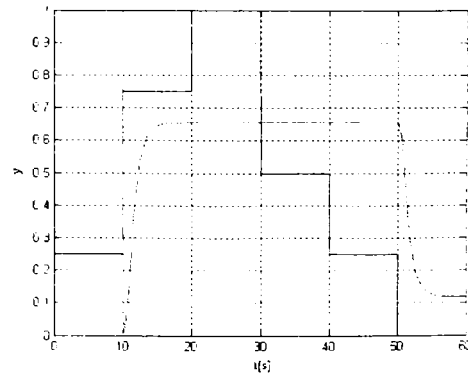
Blocurile fuzzy sau interpolative, în general, iar în particular cele proiectate în maniera descrisă anterior, conduc la regatoare neliniare, performante doar față de anumite variații ale semnalului de intrare, adică doar pentru regimuri de funcționare particulare, negarantându-se robustețea performanțelor reglării față de alura semnalului de intrare. În cazul sistemului studiat în paragraful 3.4.1.1 acest fapt poate fi relevant considerând ca semnal de referință în locul impulsului (3.8) funcția scară (3.9).

$$w(t) = 0.25 \cdot \sigma(t) + 0.5 \cdot \sigma(t - 10) + 0.25 \cdot \sigma(t - 20) - 0.5 \cdot \sigma(t - 30) - 0.25 \cdot \sigma(t - 40) - 0.25 \cdot \sigma(t - 50) \quad (3.9)$$

În figura 3.29 se prezintă (cu culoare verde) răspunsurile celor patru sisteme în raport cu acest semnal de referință (albastru).



a)



b)

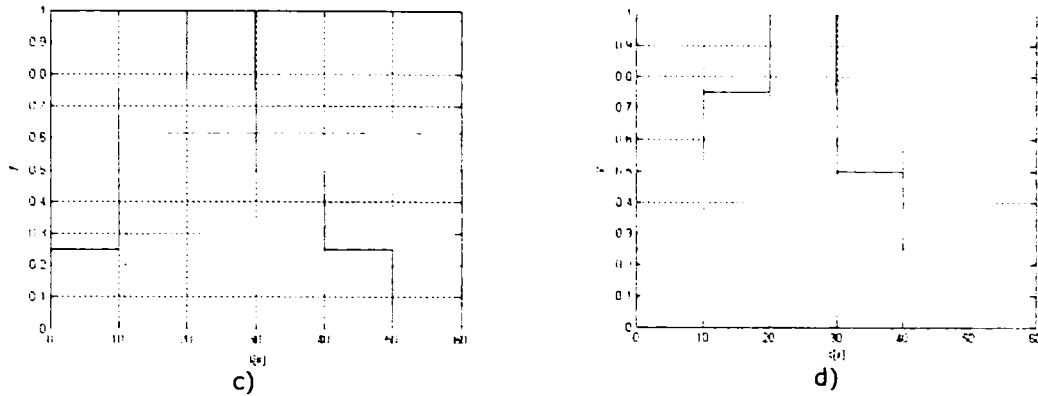


Figura 3.29 Răspunsurile sistemelor cu RG_e \bar{e} (a), RG_1F (b), RG_1I(F) (c) și RG_1I(RIP') (d) în raport cu mărimea de referință (3.9)

Comportarea tuturor celor patru sisteme este necorespunzătoare în sensul că ieșirea nu urmărește referința. Situația se poate corecta numai prin considerarea în strategia de reglare a saltului referinței Δw ca mărime de intrare în blocul de comandă. Aceasta presupune modificarea tuturor celor patru regulatoare.

Modificarea blocurilor fuzzy iese din discuție datorită dificultăților care apar: necesitatea identificării de noi reguli și termeni lingvistici care depășesc capacitatea de granularizare a situației de către proiectant. Dimpotrivă, în variantă interpolativă (regulator cu bloc I(F) sau I(RIP')) acest lucru se realizează relativ simplu. Corespunzător fiecărui regulator interpolativ obținut prin cele două metode de proiectare descrise în paragraful 3.4.1.1, figura 3.21, se pot dezvolta blocuri care să asigure robustețea față de semnalul de intrare (3.9). Călea urmată este indicată în figura 3.30a) pentru regulatorul robust corespunzător RG-I(F), respectiv în figura 3.30b) pentru RG-I(RIP').

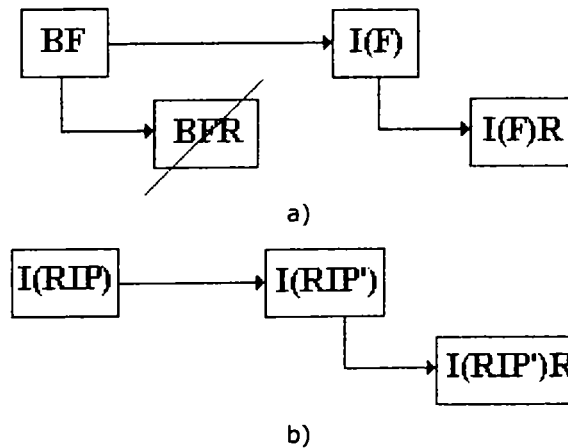


Figura 3.30 Metode de proiectare a sistemelor robuste pornind de la metoda reproductivă (a), respectiv de la metoda directă (b)

Blocurile interpolative (BIR) în variantă robustă I(F)R și I(RIP')R au în principiu aceeași orientare (figura 3.31). Ele se integrează în schema de reglare înlocuind regulatoarele interpolative din figura 3.20, rezultând regulatoare

interpolative robuste RG_IR, structurate ca și în schema din figura 3.32. Mărimea Δw este furnizată de blocul discriminator de salt BDS.

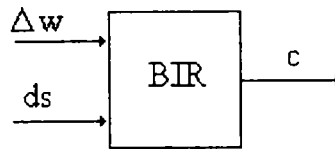


Figura 3.31 Blocul interpolativ robust

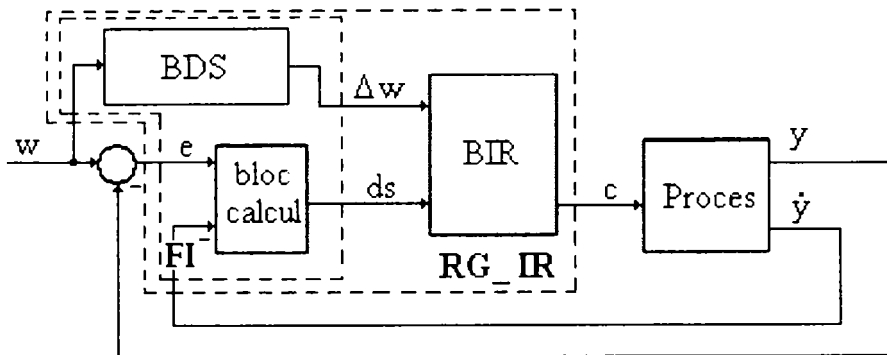


Figura 3.32 Schema SIMULINK a unui sistem de reglare cu BIR

Pentru variabila nou introdusă, Δw , se adoptă o granularizare prin 9 valori cuprinse în universul de discurs $\{-1, -0.75, -0.5, -0.25, 0, 0.25, 0.5, 0.75, 1\} \subset [-1, 1]$. În primă instanță, pentru fiecare valoare a lui Δw se construiește câte un tabel unidimensional de interpolare, rezultând în final 9 astfel de tabele, care împreună formează un tabel de interpolare bidimensional, prezentat sub forma tabelurilor 3.7 (pentru blocul I(F)R), respectiv 3.8 (pentru blocul I(RIP')R).

Tabelele s-au obținut pornind de la situația studiată în paragraful 3.4.1.1 (adică pentru salturi în amplitudine ale mărimii de referință $\Delta w = 1$ și $\Delta w = -1$ conform referinței din relația (3.8)) prin corecții succesive corelate cu îmbunătățirea performanțelor sistemului pentru fiecare valoare de salt în parte (corecție locală) și în final pentru întregul ansamblu -referința din relația (3.9)- (corecție globală).

Rezultatele obținute prin introducerea reguletoarelor interpolative robuste în cele două variante sunt prezentate comparativ în figura 3.33.

Tabelul 3.7 Tabelul de interpolare al regulatorului cu bloc I(F)R

$\Delta w \backslash ds$	-1.7	-1.62	-0.62	0.62	1.62	1.7
-1	-0.55	-0.55	0	0	0.55	0.55
-0.75	-0.8	-0.68	0	0	0.68	0.8
-0.5	-0.8	-0.68	-0.2	0.2	0.68	0.8
-0.25	-0.8	-0.68	-0.2	0.2	0.68	0.8
0	-0.8	-0.68	-0.2	0.2	0.68	0.8
0.25	-0.8	-0.68	-0.2	0.2	0.68	0.8
0.5	-0.8	-0.68	-0.2	0.2	0.68	0.8
0.75	-0.8	-0.68	0	0	0.68	0.8
1	-0.55	-0.55	0	0	0.55	0.55

c

Tabelul 3.8 Tabelul de interpolare al regulatorului cu bloc I(RIP')R

$\Delta w \setminus ds$	-2.25	-0.9	-0.48	0	0.48	0.9	2.25
-1	-1	-0.62	-0.04	0	0.04	0.62	1
-0.75	-1	-0.62	-0.11	0	0.11	0.62	1
-0.5	-1	-0.62	-0.14	0	0.14	0.62	1
-0.25	-1	-0.62	-0.14	0	0.14	0.62	1
0	-1	-0.62	-0.16	0	0.16	0.62	1
0.25	-1	-0.62	-0.14	0	0.14	0.62	1
0.5	-1	-0.62	-0.14	0	0.14	0.62	1
0.75	-1	-0.62	-0.11	0	0.11	0.62	1
1	-1	-0.62	-0.04	0	0.04	0.62	1

c

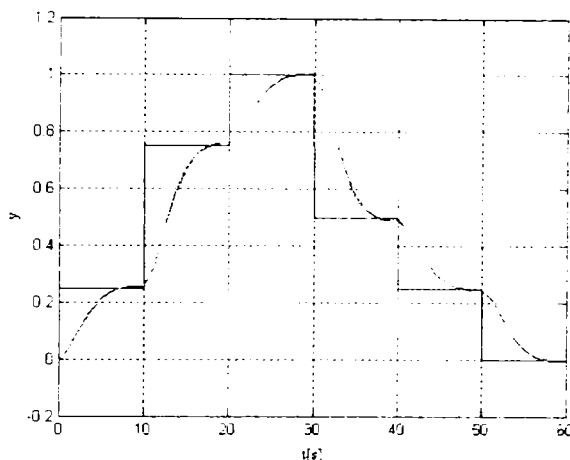


Figura 3.33 Răspunsurile sistemelor cu I(F)R și I(RIP')R în raport cu referința (3.9)

Se observă că rezultatele sunt identice pentru cele două variante de regatoare interpolative, deși s-a pornit de la tabele de interpolare diferite.

Analizând în continuare tabelele 3.7 și 3.8 din perspectiva simplificării lor, se constată că pentru blocul interpolativ I(F) tabelul 3.7 se poate reduce astfel:

Tabelul 3.7* Tabelul de interpolare simplificat al regulatorului cu bloc I(F)R

$ \Delta w \setminus ds$	-1.7	-1.62	-0.62	0.62	1.62	1.7
[0, 0.75]	-0.8	-0.68	0	0	0.68	0.8
(0.75, 1]	-0.55	-0.55	0	0	0.55	0.55

c

Pentru blocul I(RIP') se poate realiza o implementare și mai simplă, fără a afecta performanțele sistemului de reglare, prin reducerea excursiei lui ds la doar 3 valori, rezultând următorul tabel de interpolare cu doar 3 coloane:

Tabelul 3.8* Tabelul de interpolare simplificat al regulatorului cu bloc I(RIP')R

$ \Delta w \setminus ds$	-0.48	0	0.48
0	-0.16	0	0.16
[0.25, 0.5]	-0.14	0	0.14
0.75	-0.11	0	0.11
1	-0.04	0	0.04

c

Până în acest moment examinarea sistemului de reglare s-a efectuat doar în raport cu mărimea de conducere. Asupra buclei de reglare pot acționa și alte perturbații, de exemplu perturbări de tip zgomot. Situația se poate modela considerând o mărime perturbatoare aleatoare care acționează aditiv la intrarea în proces. În figura 3.34 se prezintă rezultatele obținute în cazul utilizării reglatoarelor interpolative (în ambele variante răspunsurile sunt identice-figura 3.34a) și al regulatorului fuzzy cu o intrare -figura 3.34b).

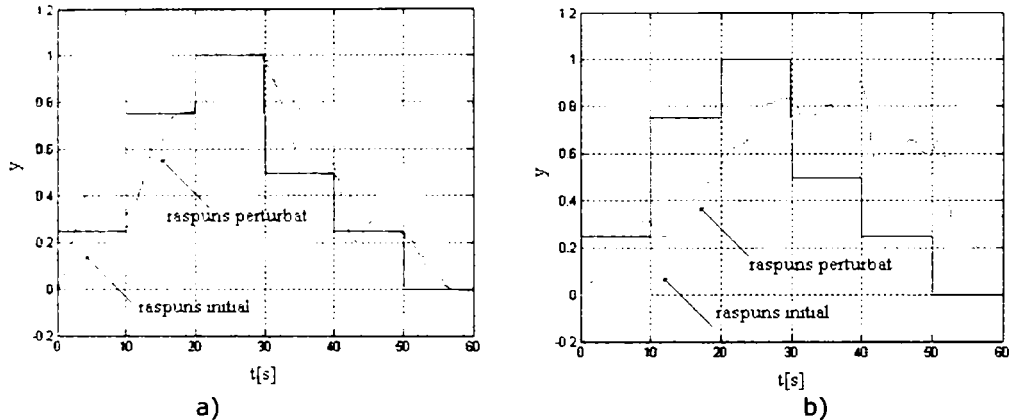


Figura 3.34 Răspunsurile comparative perturbate și inițiale ale sistemelor cu RG_I(RIP')R (a), respectiv RG_1F (b) în raport cu mărimea de referință (3.9)

Se observă că spre deosebire de cazul utilizării reglatoarelor cu blocuri interpolative robuste (figura 3.34a), când semnalul de ieșire perturbat urmărește alura semnalului neperturbat, respectiv variația mărimii de conducere, sistemul cu regulator realizat în variantă fuzzy nu reușește acest lucru. Acest fapt confirmă robustețea sistemului interpolativ la modificări în treaptă ale semnalului de referință.

3.4.2. Reglarea unui sistem de balans cu bilă mobilă

Acest caz de studiu este de mai mare amploare decât primul caz, întrucât în afara aspectelor legate de utilizarea diverselor soluții de implementare a regulatorului se discută și implicații referitoare la structura de reglare cea mai potrivită aplicației prezentate.

3.4.2.1. Sinteza sistemelor de reglare (în varianta cu regulator cu patru intrări)

Procesul condus este reprezentat de structura mecanică din figura 3.35. Pe suportul unui ghidaj rigid în formă de T care se rotește sub acțiunea unui moment exterior m , în lagărul reprezentat prin punctul A, se deplasează o bilă considerată punctiformă, de masă M_2 . Brațul ghidajului este de lungime L , iar masa ghidajului, M_1 , se consideră concentrată în punctul B, (punctul de fixare a suportului de braț) care reprezintă mijlocul suportului. Momentul de inerție al ghidajului în raport cu punctul A este J .

În vederea controlului deplasării bilei pe suport se consideră următoarele ipoteze de modelare:

- Mișcarea în lagăr este cu frecare, caracterizată prin cuplul de frecare $m_f = c_f \cdot \omega = c_f \cdot \dot{\theta}$, c_f fiind coeficientul de frecare vâscoasă.

- Mișcarea bilei (punctului material) pe suportul ghidajului se realizează cu frecare caracterizată de coeficientul de frecare la alunecare μ_r , asociat normalei.

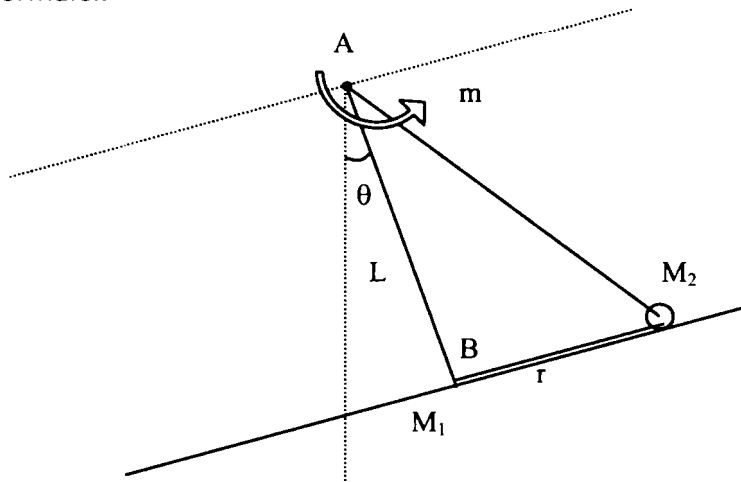


Figura 3.35 Sistemul de balans cu bilă mobilă

Pentru modelare se utilizează notațiile din figura 3.36 și sensurile pozitive indicate de săgeți. Semnificațiile notațiilor sunt următoarele:

θ - poziția unghiulară a brațului ghidajului (unghiul față de verticala descendentă);

$\omega = \dot{\theta}$ - viteza unghiulară a ghidajului corespunzătoare lui θ ;

r - poziția (cu semn +) punctului material față de punctul B, măsurată în lungul suportului ghidajului;

$v = \dot{r}$ - viteza de translație a punctului material corespunzătoare lui $r(t)$;

g - accelerația gravitațională;

Ansamblul, cu rol de proces condus, este privit ca un sistem cu orientarea $\{m\} \rightarrow \{r, \theta\}$. Modelul matematic este redat de ecuațiile (3.10) și (3.11) (deduse în [Dale05] și reluate aici în anexa 2), pe baza figurii 3.36.

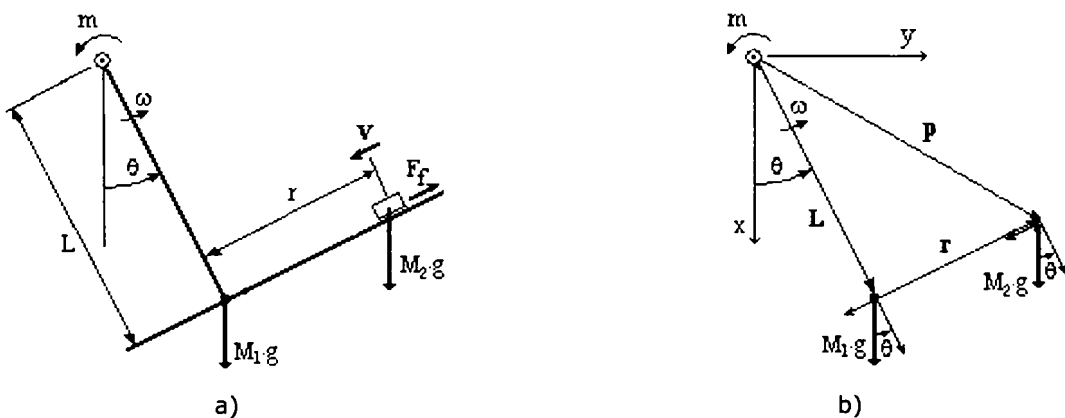


Figura 3.36 Schema de principiu (a) și schema vectorială (b) a sistemului de balans cu bilă mobilă

$$\ddot{r} + L \cdot \ddot{\theta} = r \cdot \dot{\theta}^2 - g \cdot \sin \theta + \text{sign } v \cdot \mu_r \cdot M_2 \cdot g \cdot \cos \theta \quad (3.10)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{(J + M_1 \cdot L^2 + M_2 \cdot r^2)} \cdot [m - M_1 \cdot L \cdot g \cdot \sin \theta - M_2 \cdot r \cdot g \cdot \cos \theta - M_2 \cdot L \cdot r \cdot \dot{\theta}^2 - 2 \cdot M_2 \cdot r \cdot \dot{\theta} \cdot \dot{r} - m_r - L \cdot \text{sign } v \cdot \mu_r \cdot M_2 \cdot g \cdot \cos \theta] \quad (3.11)$$

Pentru studiul de caz prezentat în continuare, parametrii au valorile:

$$M_1 = 1 \text{ kg}, M_2 = 0.5 \text{ kg}, L = 0.5 \text{ m},$$

$$\mu_r = 0.05, c_r = 0.1 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}, J = 0.25 \text{ kg} \cdot \text{m}^2, g = 9.8 \text{ m/s}^2$$

Procesul considerat este de ordinul patru, cu mărimile de stare $\begin{cases} x_1 = r \\ x_2 = \dot{r} \\ x_3 = \theta \\ x_4 = \dot{\theta} \end{cases}$ și are MM-

ISI dat de relațiile (3.12):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 \cdot x_4^2 - g \cdot \sin x_3 + M_2 \cdot \mu_r \cdot \text{sgn } x_2 \cdot \cos x_3 - L \cdot \frac{1}{(J + M_1 \cdot L^2 + M_2 \cdot x_1^2)} \cdot [m - M_1 \cdot L \cdot g \cdot \sin x_3 - M_2 \cdot x_1 \cdot g \cdot \cos x_3 - M_2 \cdot L \cdot x_1 \cdot x_4^2 - 2 \cdot M_2 \cdot x_1 \cdot x_4 \cdot x_2 - c_r \cdot x_4 - L \cdot \mu_r \cdot M_2 \cdot g \cdot \text{sgn } x_2 \cdot \cos x_3] \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{(J + M_1 \cdot L^2 + M_2 \cdot x_1^2)} \cdot [m - M_1 \cdot L \cdot g \cdot \sin x_3 - M_2 \cdot x_1 \cdot g \cdot \cos x_3 - M_2 \cdot L \cdot x_1 \cdot x_4^2 - 2 \cdot M_2 \cdot x_1 \cdot x_4 \cdot x_2 - c_r \cdot x_4 - L \cdot \mu_r \cdot M_2 \cdot g \cdot \text{sgn } x_2 \cdot \cos x_3] \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3.12)$$

Pasul 1⁰

Sistemul de reglare are funcția de a aduce punctul material dintr-o poziție inițială arbitrară r_0 într-o poziție prescrisă w și de a-l menține în această poziție.

Din considerente legate de ordinul procesului și de interacțiunile puternic neliniare din cadrul acestuia proiectantul se va orienta, intuitiv, spre o structură de reglare cu un regulator cu patru intrări - erorile de poziție și de viteză liniare și unghiulare. Afirmarea se bazează pe faptul că legătura dintre mișcarea de rotație în jurul punctului A și mișcarea de translație pe suportul ghidajului poate fi poate fi intuită fenomenologic mai ușor. În acest context pentru conducerea procesului se adoptă un sistem de reglare fuzzy cu structura din figura 3.34.

Datorită structurii interne a procesului condus, nestructurabilă într-o conexiune serie având pe θ ca mărime intermediară, *sistemul din figura 3.37 nu este un sistem de reglare în cascadă*. Regulatorul RG4_e θ se compune din două sub-blocuri, denumite în continuare tot blocuri reglatoare, responsabile cu reglarea poziției punctului material pe suportul ghidajului RG_e θ _r, respectiv comanda poziției unghiulare a ghidajului față de verticala prin punctul A, RG_e θ _ θ . Regulatorul poziției pe suportul ghidajului RG_e θ _r utilizează ca intrări eroarea de poziție e_r și viteza de translație pe suport \dot{r} . Comanda elaborată, θ_{ref} , are semnificația de poziție unghiulară prescrisă pentru bucla internă. Regulatorul de poziție unghiulară RG_e θ _ θ utilizează ca mărimi de intrare eroarea de poziție unghiulară e_θ și viteza

unghiulară $\dot{\theta}$ a brațului ghidajului. Comanda elaborată este, la nivelul abordării de față, cuplul motor m .

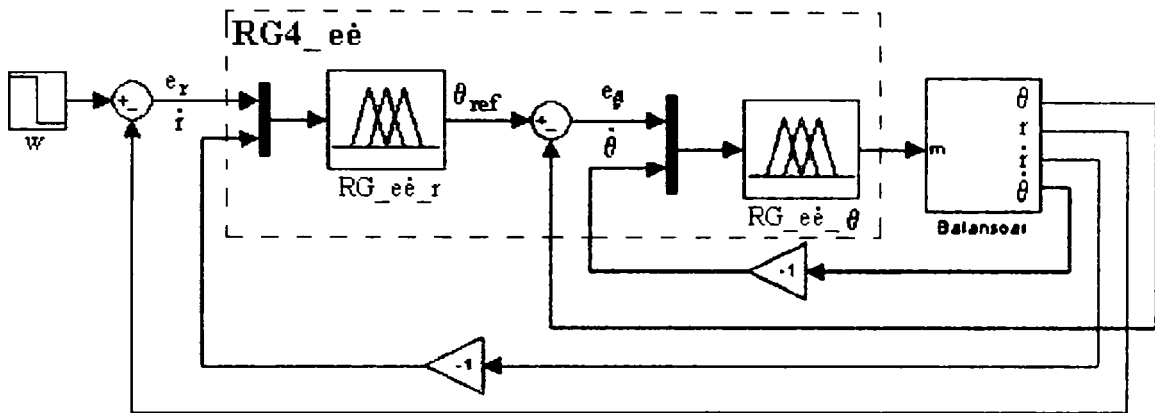
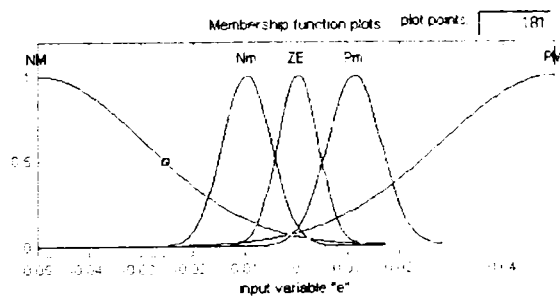
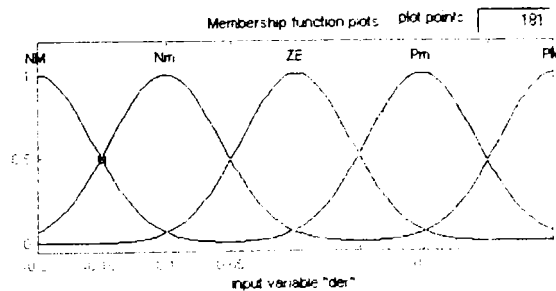


Figura 3.37 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu RG4_eθ

Universurile de discurs pentru variabilele de intrare și ieșire ale regulatorului RG_eθ_r sunt: $D_{er} = [-0.05 \text{ m}, 0.05 \text{ m}]$ pentru eroarea de poziție, $D_r = [-0.2 \text{ m/s}, 0.2 \text{ m/s}]$ pentru viteza de translație pe suport și $D_{\theta ref} = [-2 \text{ rad}, 2 \text{ rad}]$ pentru comandă. Universurile de discurs ale variabilelor de intrare și ieșire pentru regulatorul RG_eθ_θ sunt: $D_{e\theta} = [-0.4 \text{ rad}, 0.4 \text{ rad}]$ pentru eroarea de poziție unghiulară a brațului ghidajului, $D_{\dot{\theta}} = [-1 \text{ rad/s}, 1 \text{ rad/s}]$ pentru viteza unghiulară și $D_m = [-2 \text{ N}\cdot\text{m}, 2 \text{ N}\cdot\text{m}]$ pentru cuplul motor. Toate variabilele sunt descrise de câte 5 termeni lingvistici. Formele și distribuțiile funcțiilor de apartenență pentru eroare (e), viteză (der) și mărime de comandă (cda), asemănătoare pentru ambele RG_eθ, sunt date în figura 3.38. Se utilizează inferența *max-min* și ca metodă de defuzzificare MOM.



a)



b)

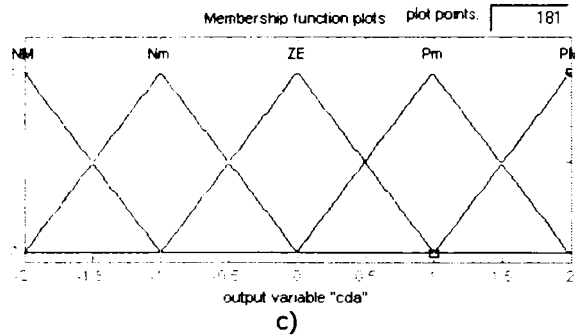


Figura 3.38 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale variabilelor reglatorului RG_eē_r pentru eroare (a), viteză (b), respectiv comandă (c)

Bazele de reguli utilizate pentru cele două blocuri reglatoare, ambele simetrice față de diagonala principală, sunt prezentate în tabelele 3.9 și 3.10 pentru RG_eē_r, respectiv RG_eē_θ.

Tabelul 3.9 Baza de reguli a reglatorului RG_eē_r

$\dot{r} \setminus e_r$	NM	Nm	ZE	Pm	PM
PM	ZE	Nm	Nm	NM	NM
Pm	Pm	ZE	Nm	Nm	PM
ZE	Pm	Pm	ZE	Nm	Nm
Nm	PM	Pm	Pm	ZE	Nm
NM	PM	PM	Pm	Pm	ZE

□_{ref}

Tabelul 3.10 Baza de reguli a reglatorului RG_eē_θ

$\dot{\theta} \setminus e_r$	NM	Nm	ZE	Pm	PM
PM	ZE	Pm	Pm	PM	PM
Pm	Nm	ZE	Pm	Pm	PM
ZE	Nm	Nm	ZE	Pm	Pm
Nm	NM	Nm	Nm	ZE	Pm
NM	NM	NM	Nm	Nm	ZE

□_m

În figura 3.39 sunt redată răspunsurile $r(t)$ și $\theta(t)$ ale sistemului de reglare din figura 3.37 pentru condițiile inițiale $(r, \theta) = (0, 0)$ și semnal de referință de tip impuls dreptunghiular de durată egală cu 5 secunde:

$$w(t) = 0.2 \cdot [\sigma(t) - \sigma(t - 5)]. \quad (3.13)$$

Din figura 3.39a) se observă că, practic, poziția bilei pe suport se stabilizează la valoarea de referință, oscilând ușor în jurul acesteia, ceea ce în contextul problemei date (gradul ridicat de instabilitate al ansamblului, coeficientul de frecare foarte mic etc.) este de tolerat, atâta vreme cât aceste oscilații se păstrează în limite rezonabile.

Potrivit figurii 3.39b) menținerea poziției bilei pe suport se realizează în condițiile unor oscilații ale tijei în jurul punctului A cu amplitudinea dependentă de distanța prescrisă, condiții inițiale, masa bilei și valoarea coeficientului de frecare.

În continuare performanțele sistemelor de reglare sintetizate se vor evalua prin prisma celor precizate anterior.

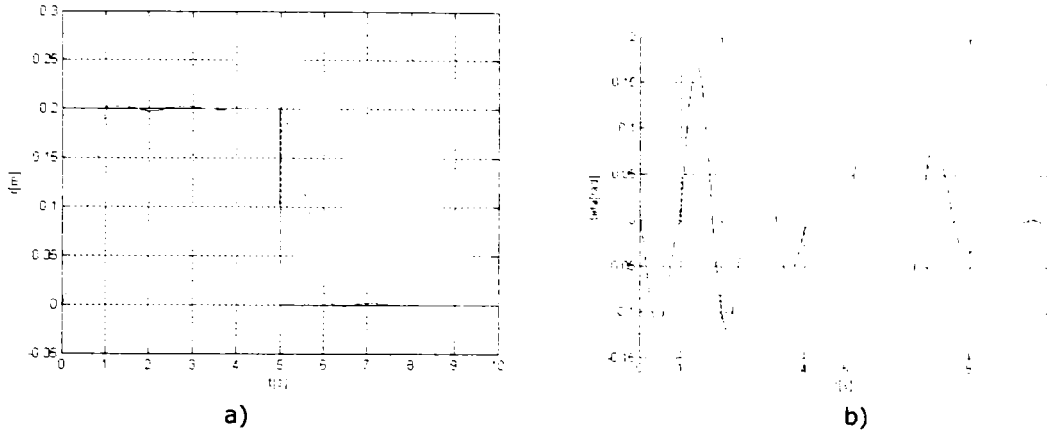


Figura 3.39 Răspunsurile sistemului cu RG4_eē : poziția $r(t)$ în raport cu semnalul de referință (3.13)(a) și poziția unghiulară $\theta(t)$ (b)

Pasul 2^o

În continuare se simplifică structura sistemului de reglare prin înlocuirea regulatorului RG4_eē cu un regulator RG4_1F având în componență două blocuri fuzzy cu mărime de intrare sintetică, ca în figura 3.40: RG_1F_r pentru poziția r și RG_1F_θ pentru poziția unghiulară θ . Intrările celor două regulatoare sunt distanțele cu semn ds_r și ds_θ calculate cu relația (3.4). Pantele dreptelor de comutare corespunzătoare blocurilor reglatoare RG_eē_r și RG_eē_θ de la care se pornește

sunt $\lambda_r = \frac{D_r}{D_{er}} = \frac{0.2}{0.05}$, respectiv $\lambda_\theta = \frac{D_\theta}{D_{e\theta}} = \frac{1}{0.4}$. Universurile de discurs ale variabilelor ds_r și ds_θ , determinate prin mijloace geometrice cu ajutorul relației (3.7), sunt:

$$D_{dsr} = [-0.09, 0.09] \text{ și } D_{ds\theta} = [-0.74, 0.74].$$

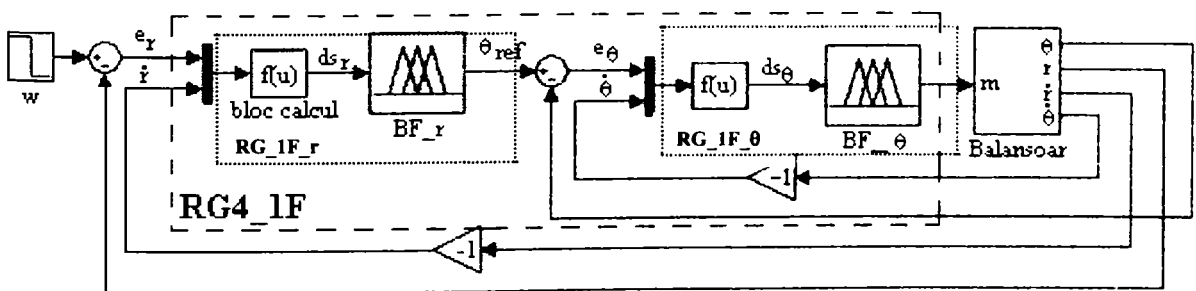


Figura 3.40 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu RG4_1F

Variabilele lingvistice ds_r , ds_θ , θ_{ref} și m sunt descrise de câte 5 termeni lingvistici, prin intermediul unor funcții de apartenență cu forma și distribuția asemănătoare, prezentate în figura 3.41a) pentru distanțele cu semn, respectiv figura 3.41b) mărimile de comandă.

Bazele de reguli simplificate sunt prezentate în tabelele 3.11 și 3.12 pentru RG_1F_r, respectiv RG_1F_θ. Se utilizează inferența *max-min* și metoda de defuzzificare COG.

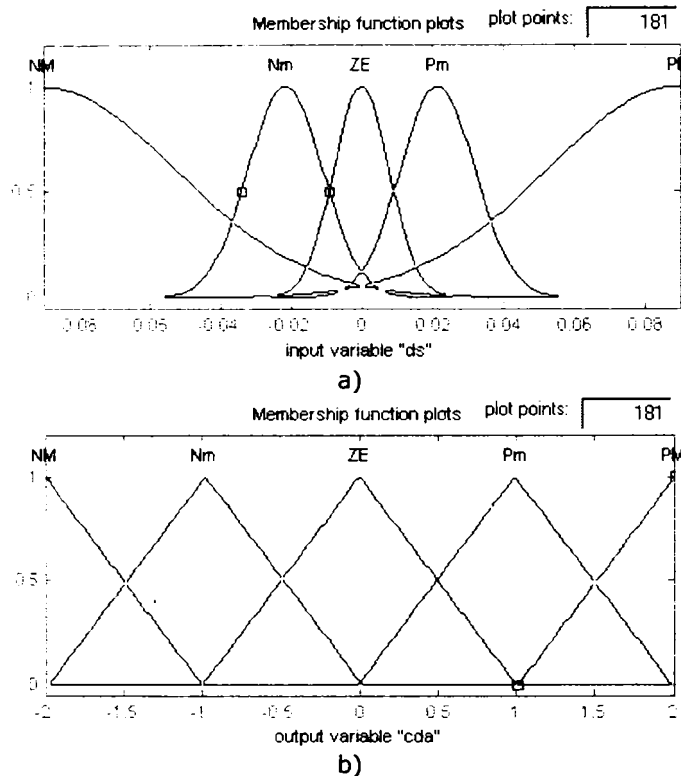


Figura 3.41 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale variabilelor regulatorului RG_1F_r pentru ds (a), respectiv comandă (b)

Tabelul 3.11 Baza de reguli a regulatorului RG_1F_r

ds_r	NM	Nm	ZE	Pm	PM
	PM	Pm	ZE	Nm	NM

□_{ref}

Tabelul 3.12 Baza de reguli a regulatorului RG_1F_θ

ds_\square	NM	Nm	ZE	Pm	PM
	NM	Nm	ZE	Pm	PM

m

Răspunsul $r(t)$ al sistemului (poziția punctului material pe suportul ghidajului) cu regulatorul RG4_1F în aceleași condiții ca la pasul 1^o se prezintă în figura 3.42, comparativ cu cel al sistemului de reglare cu regulator RG4_eē.

Se observă că răspunsul în cazul sistemului de reglare cu regulator de tip RG4_1F este superior din punct de vedere al timpului de răspuns celui al sistemului cu regulator RG4_eē, deși pe de altă parte regimul este mai puțin amortizat. Dar, oricum deține avantajele legate de o bază de reguli mai simplă.

S-a realizat un studiu comparativ asupra performanțelor sistemelor cu regulator fuzzy RG4_1F, utilizând inferența *max-min* și diverse metode de

defuzzificare (COG și MOM). Studiul s-a dovedit util întrucât folosind metoda COG rezultă o comportare mai puțin oscilantă (vezi figura 3.43).

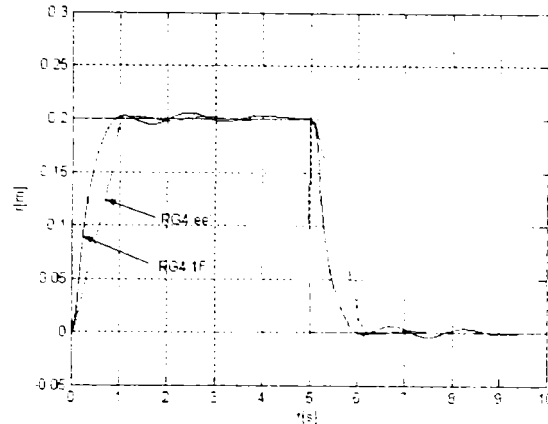


Figura 3.42 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_ ee și RG4_1F în raport cu semnalul de referință (3.13)

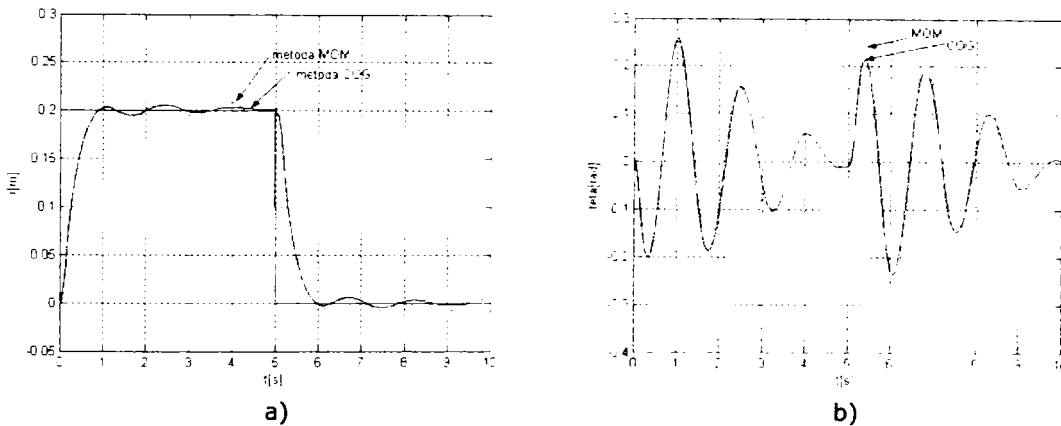


Figura 3.43 Răspunsurile comparative $r(t)$ (a) și $\theta(t)$ (b) ale sistemului cu RG4_1F în cazul când se utilizează pentru defuzzificare metoda COG, respectiv MOM, în raport cu semnalul de referință (3.13)

Pasul 3⁰

În cazul utilizării celor două metode de defuzzificare menționate anterior caracteristicile de comandă ale reguletoarelor fuzzy cu o singură intrare diferă și din perspectiva implementării lui în variantă interpolativă. Caracteristicile rezultate în urma utilizării metodei MOM sunt ușor reproductibile și corectabile, în timp ce caracteristicile rezultate prin utilizarea metodei COG sunt greu reproductibile (datorită numărului mare de puncte de sprijin) și greu corectabile.

În figura 3.44a) sunt reprezentate comparativ caracteristicile de comandă ale regulatorului RG_1F_r obținute în urma aplicării celor două metode de defuzzificare, iar în figura 3.44b) cele ale regulatorului RG_1F_θ.

Deoarece pe de o parte, caracteristicile RG4_1F rezultate în urma utilizării nu se pretează la aplicarea metodei reproductivă, iar pe de altă parte, având în vedere și faptul că (așa cum se observă în figura 3.43) folosind metoda MOM, performanțele sunt mai slabe, se consideră că în cazul de față, nu se justifică utilizarea metodei 1 în vederea obținerii regulatorului interpolativ RG4_1I(F).

Se trece astfel la metoda 2, prin care se obține regulatorul interpolativ în variantă directă urmată de corecturi, RG4_1I(RIP).

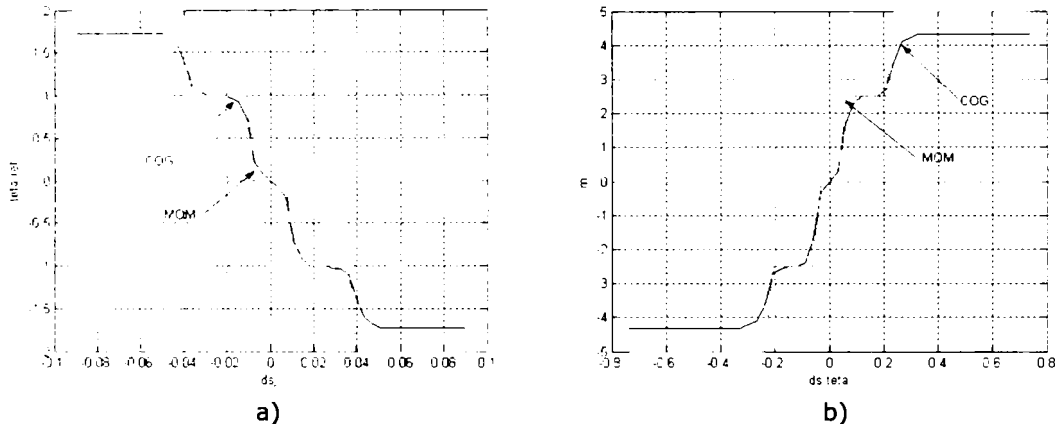


Figura 3.44 Caracteristicile de comandă comparative obținute în urma aplicării metodelor de defuzificare COG și MOM ale regulatorului RG_1F_r (a), respectiv ale regulatorului RG_1F_θ (b)

Metoda 2 constă în generarea directă a punctelor de sprijin pe care se bazează regulatorul interpolativ RG4_1I(RIP). În tabelele 3.13 și 3.14 sunt definiți în variantă RIP termenii lingvistici asociați variabilelor implicate, care au același univers de discurs ca și la pasul 2⁰.

Tabelul 3.13 Termenii lingvistici asociați variabilelor regulatorului RG_1I(RIP)_r

t.l.	NM	Nm	ZE	Pm	PM
ds_r	-0.09	[-0.02, 0]	0	[0, 0.02]	0.09
θ_{ref}	2	[0, 0.8]	0	[-0.8, 0]	-2

Tabelul 3.14 Termenii lingvistici asociați variabilelor regulatorului RG_1I(RIP)_θ

t.l.	NM	Nm	ZE	Pm	PM
ds_{θ}	-0.74	[-0.16, 0]	0	[0, 0.16]	0.74
m	-5	[-2, 0]	0	[0, 2]	5

Introducerea în sistemul de reglare a regulatorului interpolativ RG4_1I(RIP) conduce practic la aceleași rezultate ca și în cazul utilizării regulatorului fuzzy RG4_1F.

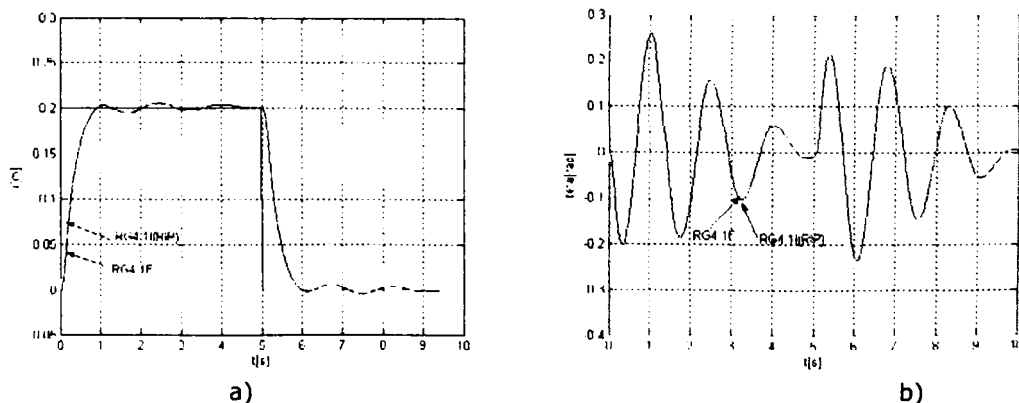


Figura 3.45 Răspunsurile comparative în poziție (a) și poziție unghiulară (b) ale sistemelor cu RG4_1F și RG4_1I(RIP) în raport cu mărimea de referință (3.13)

În figura 3.45 s-au ilustrat comparativ răspunsurile sistemelor ($r(t)$ în figura 3.45a), respectiv $\theta(t)$ în figura 3.45b)) cu regulator fuzzy și interpolativ cu mărime de intrare sintetică.

Varianta interpolativă astfel obținută poate fi îmbunătățită prin modificarea poziției punctelor de sprijin. Operația de corecție poate fi interpretată ca o redefinire a unor valori lingvistice, conform tabelelor 3.15 și 3.16, obținându-se regulatorul RG4_1I(RIP').

Tabelul 3.15 Termenii lingvistici asociați variabilelor regulatorului RG_1I(RIP')_r

t.l.	NM	Nm	ZE	Pm	PM
ds_r	-0.09	[-0.04, 0]	0	[0, 0.04]	0.09
θ_{ref}	2	[0,3]	0	[-3,0]	-2

Tabelul 3.16 Termenii lingvistici asociați variabilelor regulatorului RG_1I(RIP')_θ

t.l.	NM	Nm	ZE	Pm	PM
ds_θ	-0.74	[-0.16,0]	0	[0,0.16]	0.74
m	-3	[-3,0]	0	[0,3]	3

Rezultatele obținute sunt ilustrate în figura 3.46 și sunt considerate superioare celor ale variantei fuzzy, respectiv variantei interpolative RG4_1I(RIP). Superioritatea constă în eliminarea caracterului oscilant și a suprareglajului în răspunsul în poziție, în condițiile asigurării aceleiași viteze de reglare. Trebuie menționat însă că acest lucru se realizează cu prețul creșterii în amplitudine a oscilațiilor cadrului în jurul punctului A (figura 46b). Atâta timp însă cât obiectivul principal al reglării este menținerea bilei într-o anumită poziție pe suport și valoarea amplitudinii oscilațiilor se păstrează în limite rezonabile, se va considera superioară în continuare varianta cu RG4_1I(RIP').

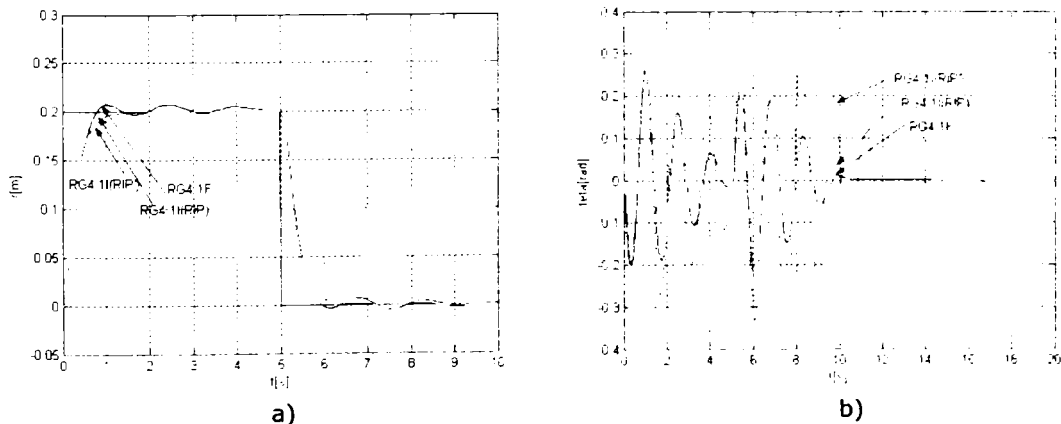


Figura 3.46 Răspunsurile comparative în poziție (a) și poziție unghiulară (b) ale sistemelor cu RG4_1F, RG4_1I(RIP) și RG4_1I(RIP') în raport cu mărimea de referință (3.13)

Caracteristicile de comandă ale regulatorului interpolativ în varianta RG4_1I(RIP'), comparativ cu varianta fuzzy, sunt date în figura 3.47. Diferențele care apar în performanțe (figura 3.46) sunt datorate alurii diferite a caracteristicilor de comandă ale celor două variante de reglatoare (figura 3.47).

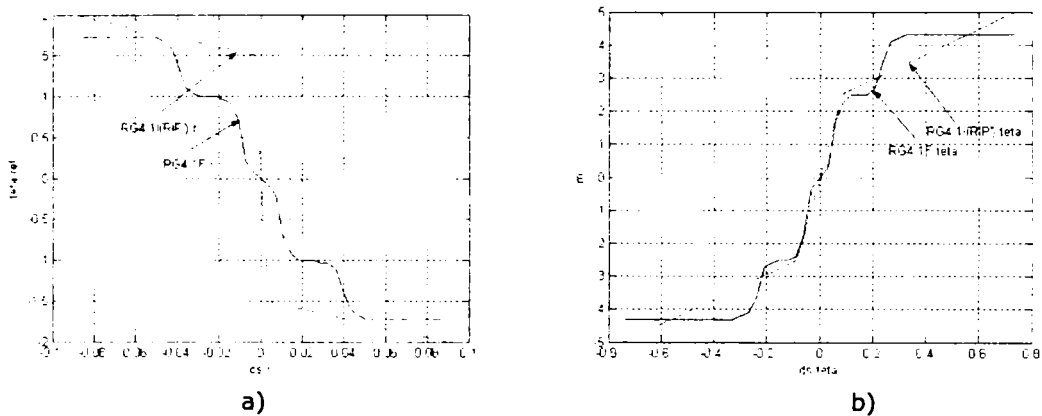


Figura 3.47 Caracteristicile de comandă în variantă interpolativă îmbunătățită comparativ cu varianta fuzzy ale regulatorului de poziție (a), respectiv ale celui de poziție unghiulară (b)

Varianta cu RG4_1I(RIP') este mai rigidă și mai „bruscă”, explicând atât oscilațiile mai pronunțate în cazul răspunsului în poziție unghiulară, cât și rezultatele mai bune în răspunsul în poziție pe suport.

Variațiile cuplului motor pentru ambele variante interpolative sunt prezentate compartiv în figura 3.48. Se observă că în varianta RG4_1I(RIP') îmbunătățit domeniul de variație al cuplului motor m este redus semnificativ față de RG4_1I(RIP).

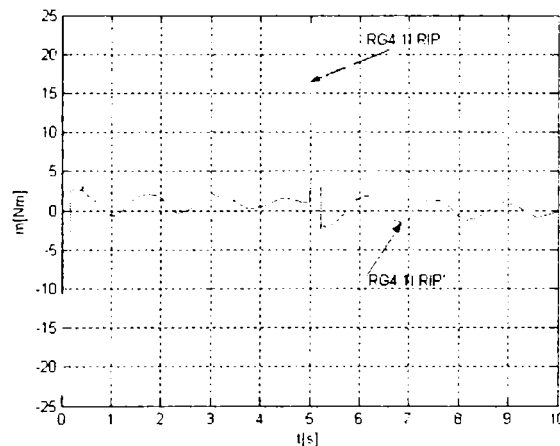


Figura 3.48 Variațiile cuplului motor în varianta cu RG4_1I(RIP) și RG4_1I(RIP')

Structura cu regulator RG4_1I(RIP') îmbunătățit dovedindu-se superioară celei cu regulator RG4_1I(RIP) conform mențiunilor referitoare la figura 3.46, ea va fi considerată în cele ce urmează ca termen pentru comparație în studiul diverselor aspecte.

În continuare studiul se extinde cu considerarea variantei discrete a structurilor cu regulator RG4_1F și RG4_1I(RIP'), conform figurii 3.49 în primul caz și analog pentru cel de-al doilea caz (diferă doar maniera de implementare a blocurilor regatoare: fuzzy sau interpolativă). Se adoptă perioada de eșantionare $h = 0.0001$ s.

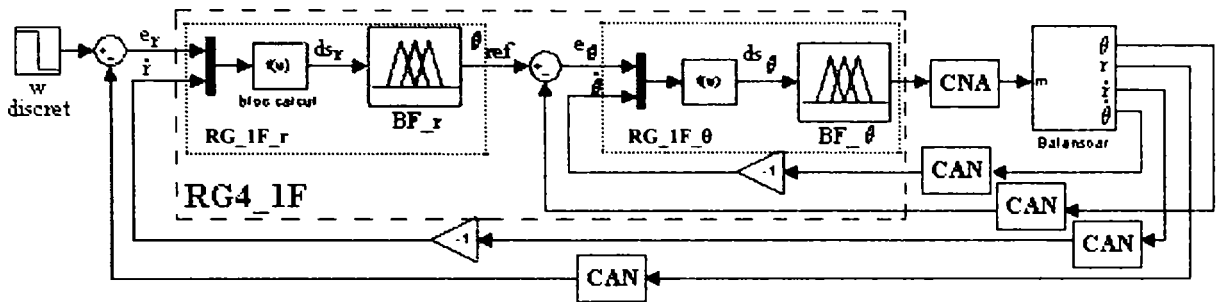


Figura 3.49 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu RG4_1F în variantă discretă

Pentru rezultatele obținute sunt semnificative răspunsurile ilustrate în figura 3.50.

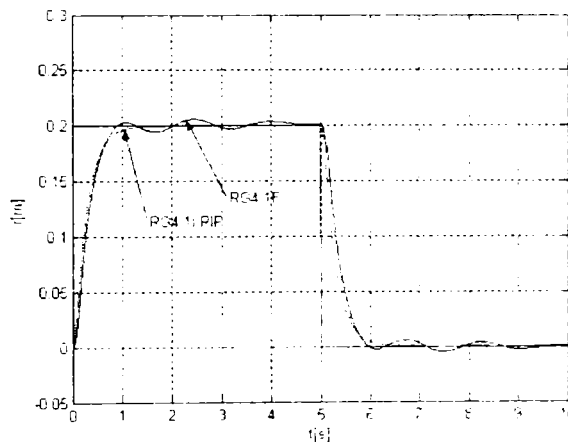


Figura 3.50 Răspunsurile sistemelor cu RG4_1F și RG4_1I(RIP'), ambele în variantă discretă, la semnal de referință (3.13), comparativ

În ambele cazuri sistemele de reglare cu eșantionare conservă performanțele sistemelor în timp continuu din care au provenit.

3.4.2.2. Studiul proprietăților de robustețe ale sistemelor de reglare sintetizate în varianta cu patru intrări în raport cu modificări ale parametrilor sistemului

Procesul condus fiind puternic neliniar, iar regulatoarele sintetizate având o structură fixă, este necesar să se investigheze în ce măsură sistemele de reglare concepute își păstrează proprietățile în situația în care se modifică valorile unor parametri.

Proprietatea principală care trebuie păstrată este stabilizarea sistemului la valoarea prescrisă pentru poziția r . *Proprietățile secundare* se referă la dinamica proceselor de reglare.

În continuare se va studia robustețea acestor proprietăți pentru sistemele cu regulator fuzzy RG4_1F, respectiv interpolativ în varianta RG4_1I(RIP') în raport cu modificarea mai multor parametri.

A. Determinarea domeniului maxim al valorii prescrise a poziției r

Studiul s-a făcut considerând, prin încercări succesive, diferite valori prescrise ale poziției bilei pe suport (se modifică amplitudinea semnalului de referință (3.13)), de exemplu la nivelul 0.32, conform relației:

$$w(t) = 0.32 \cdot [\sigma(t) - \sigma(t - 5)]. \quad (3.14)$$

Rezultatele sunt ilustrate în figura 3.51. Se observă că spre deosebire de sistemul interpolativ (RG4_1I(RIP')), în celelalte două cazuri comportarea sistemelor se înrăutățește în mod flagrant: în cazul RG4_ee' la evoluția ascendentă apare un suprareglaj exagerat, iar în cazul RG4_1F sistemul intră în regim oscilant.

Mai mult, simulările au arătat că peste valoarea $w_{\max} = 0.34$ a amplitudinii mărimii de prescriere toate sistemele devin instabile.

În consecință nici robustețea sistemului cu RG4_1I(RIP') nu este generală, fiind limitată practic la domeniul valorii prescrise a poziției $w_{\max} \in [-0.32, 0.32]$ m, corespunzător lungimii suportului ghidajului.

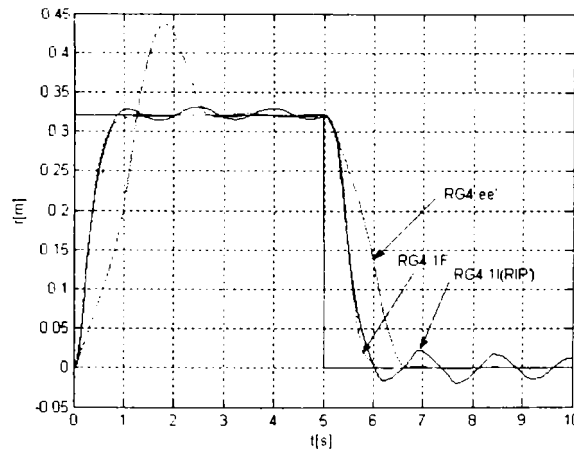


Figura 3.51 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_ee', RG4_1F și RG4_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință (3.14)

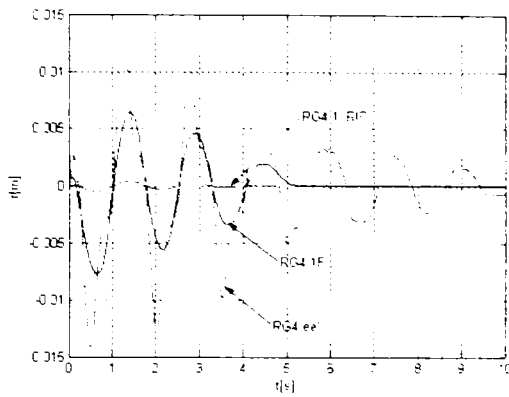
B. Robustețea la modificări ale condițiilor inițiale

Pentru prezentare am optat pentru cazul în care valoarea prescrisă pentru poziția r , prin $w = 0$, este $r = 0$. În continuare se procedează, pentru început, la redarea mai multor rezultate, iar apoi la evaluarea lor.

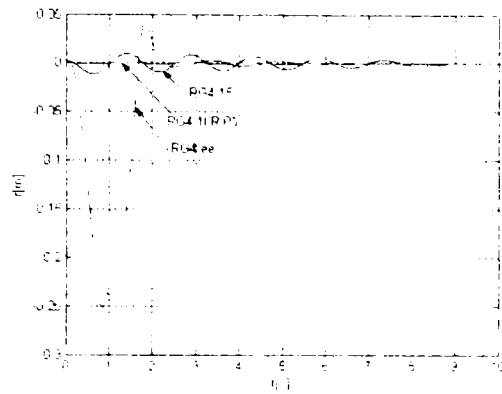
Se consideră pe tot parcursul prezentării ulterioare condiții inițiale nule pentru cele două viteze $\dot{r}(0) = 0$ și $\dot{\theta}(0) = 0$. Astfel, din cele patru componente ale vectorului de condiții inițiale $x_0 = (r(0), \dot{r}(0), \theta(0), \dot{\theta}(0))$, în continuare ne vom referi doar la două dintre ele: poziția pe suport $r(0)$ și poziția unghiulară $\theta(0)$, folosind notația simplificată $r(0), \theta(0)$.

Într-o primă etapă, în ceea ce privește condițiile inițiale se consideră față de valoarea $\theta(0) = 0$ alte două valori inițiale ale unghiului θ : $\theta(0) = \frac{\pi}{10}$, respectiv

$\theta(0) = \frac{\pi}{6}$. Rezultatele obținute apar în figura 3.52.



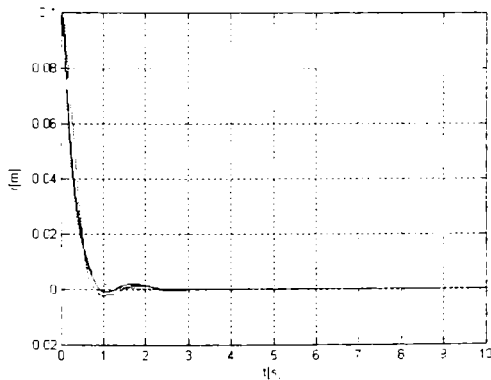
$$a) (r(0), \theta(0)) = \left(0, \frac{\pi}{10}\right)$$



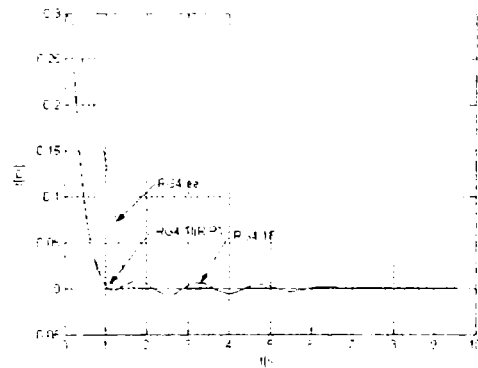
$$b) (r(0), \theta(0)) = \left(0, \frac{\pi}{6}\right)$$

Figura 3.52 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eē, RG4_1F și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale modificate

În etapa următoare se modifică condițiile inițiale pentru poziția r pe suport, poziția unghiulară inițială rămânând nulă. Rezultatele obținute sunt ilustrate în figura 3.53.



$$a) (r(0), \theta(0)) = (0.1, 0)$$



$$b) (r(0), \theta(0)) = (0.3, 0)$$

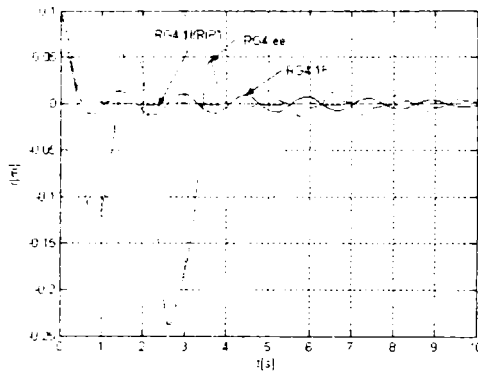
Figura 3.53 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_eē, RG4_1F și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale modificate

În continuare se vor modifica pe rând atât condițiile inițiale pentru poziția r pe suport, cât și cele pentru poziția unghiulară θ . Rezultatele sunt date în figura 3.54.

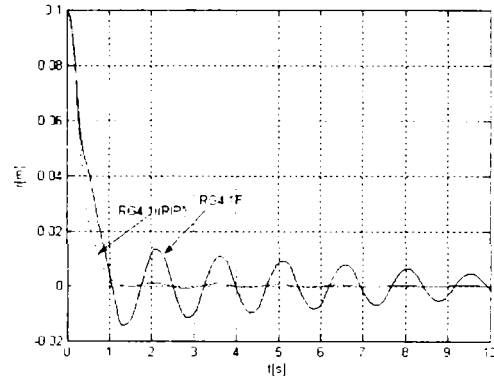
În cazurile b) și d) datorită instabilității exponențiale manifestate de sistemul cu RG4_eē, programul de simulare a abandonat calculele, astfel că răspunsurile acestui sistem nu au mai fost ilustrate.

În aproape toate cazurile ilustrate în figurile 3.52, 3.53 și 3.54 răspunsul sistemului fuzzy cu regulator RG4_eē își pierde proprietatea de stabilitate și performanțele de regim tranzitoriu se deteriorează (excepție face situația din figura 3.53a)). Stabilitatea se pierde fie prin intrarea în regim oscilant neamortizat (figurile 3.54a) și 3.54c)), fie prin apariția situațiilor de instabilitate exponențială din cazurile 3.54b) și 3.54d)). În ceea ce privește sistemul cu regulator fuzzy RG4_1F,

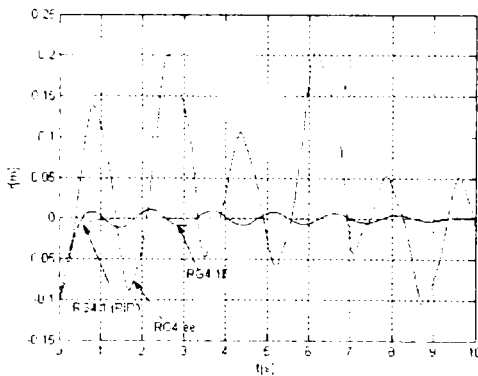
stabilitatea sa este grav afectată prin intrarea în regim oscilant cu oscilații de amplitudine mare (cazurile ilustrate în figurile 3.52a) și 3.54b)), iar performanțele lasă de dorit în situațiile din figurile 3.52b), 3.53b), 3.54a) și 3.54b) datorită oscilațiilor de durată, chiar dacă nu de mare amplitudine.



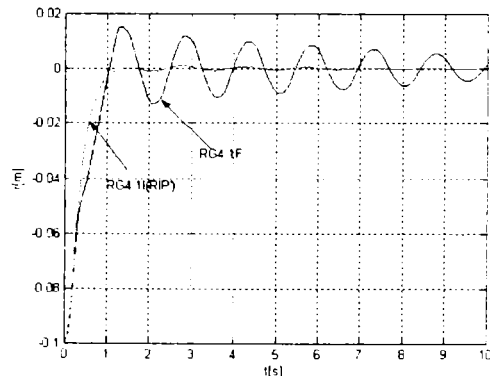
$$a) (r(0), \theta(0)) = \left(0.1, \frac{\pi}{6}\right)$$



$$b) (r(0), \theta(0)) = \left(0.1, -\frac{\pi}{6}\right)$$



$$c) (r(0), \theta(0)) = \left(-0.1, -\frac{\pi}{6}\right)$$



$$d) (r(0), \theta(0)) = \left(-0.1, \frac{\pi}{6}\right)$$

Figura 3.54 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_ee, RG4_1F și RG4_1I(RIP') (a) și c)), respectiv ale sistemelor cu RG4_1F și RG4_1I(RIP') (b) și d)) din condiții inițiale modificate

Spre deosebire de cele două sisteme fuzzy, sistemul interpolativ își păstrează atât proprietatea de stabilitate cât și performanțele de regim tranzitoriu, putând fi declarat singurul sistem robust la modificări ale condițiilor inițiale (în limitele studiate).

C. Robuștețea la modificări ale masei punctului material (M_2)

În condiții inițiale nule și pentru semnalul de prescriere (3.13), s-a studiat comportarea sistemelor pentru diferite valori ale masei M_2 a punctului material, diferite de valoarea nominală $M_2 = 0.5$ kg. În figura 3.55 se prezintă rezultatele obținute.

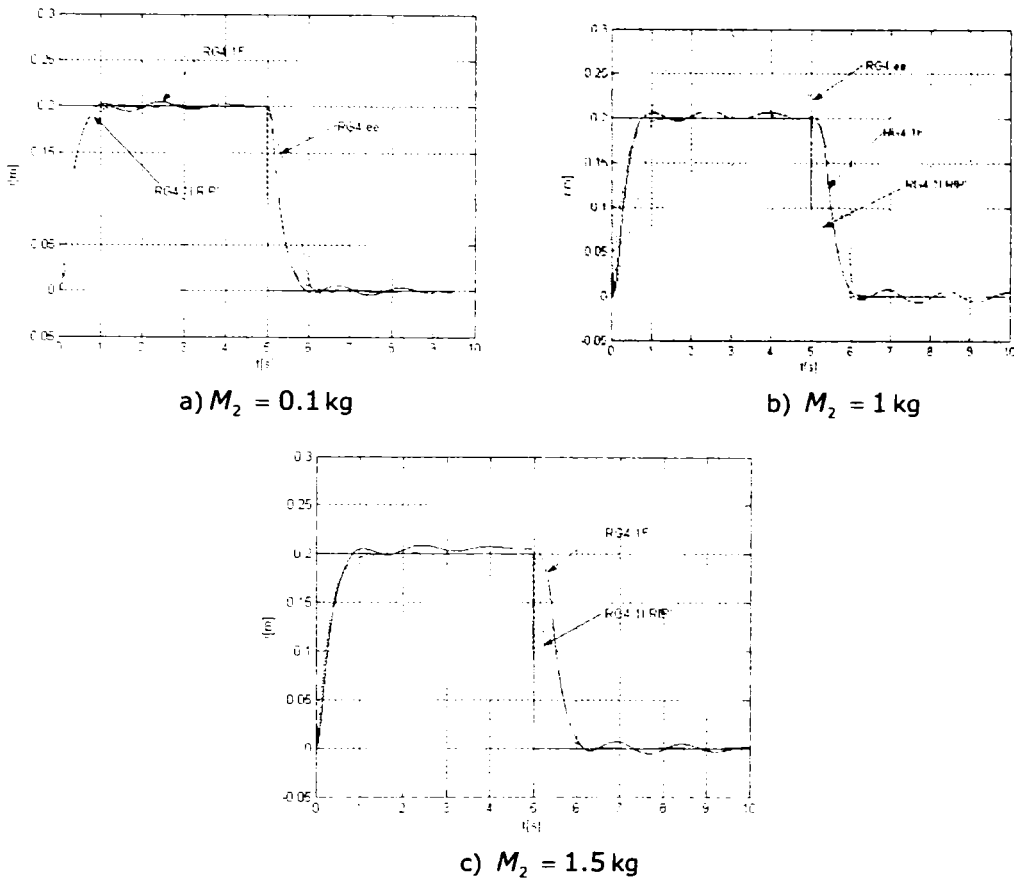


Figura 3.55 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_ee, RG4_1F și RG4_1I(RIP') (a) și b)), respectiv ale sistemelor cu RG4_1F și RG4_1I(RIP') (c) în raport cu semnalul de referință (3.13), pentru diferite valori ale masei M_2

În figura 3.55c) nu s-a putut figura răspunsul sistemului cu regulator RG4_ee deoarece apar erori de calcul la simulare.

Se observă că sistemul fuzzy cu RG_ee este foarte sensibil la modificarea masei punctului material, devenind instabil pentru $M_2 > 1 \text{ kg}$. Sistemul fuzzy cu RG_1F rămâne stabil, deși apar ușoare deteriorări ale performanțelor.

Structura cu regulator interpolativ este singura dintre cele trei variante care poate fi considerată robustă la modificări ale masei punctului material, până în jurul valorii $M_2 = 1.8 \text{ kg}$.

D. Robustețea la modificări ale coeficientului de frecare la alunecare (μ_f)

În condiții inițiale nule și pentru variații ale referinței de forma (3.13) se realizează studii sistemelor la modificarea coeficientului de frecare la alunecare pe suportul ghidajului, coeficient pentru care în proiectare s-a considerat valoarea nominală $\mu_f = 0.05$. Rezultatele sunt ilustrate în figura 3.56a) pentru $\mu_f = 0.005$, respectiv în figura 3.56b) pentru $\mu_f = 0.0001$.

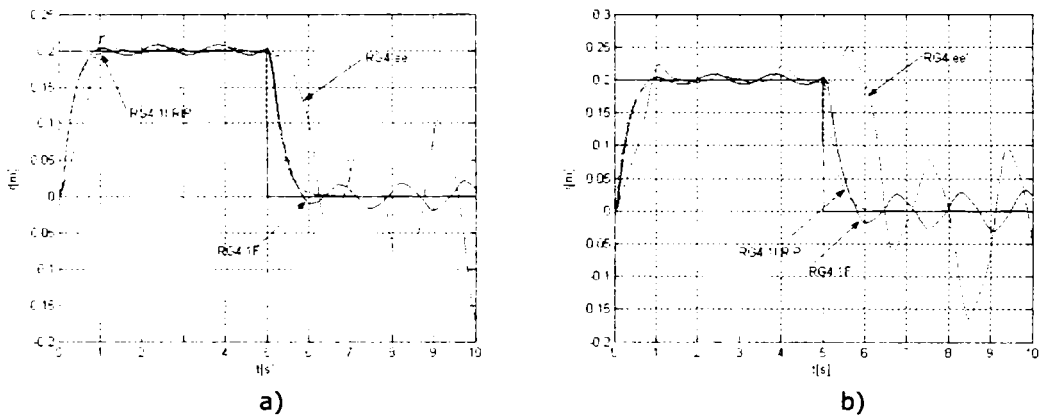


Figura 3.56 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_ee, RG4_1F și RG4_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință (3.13), pentru diferite valori ale coeficientului de frecare la alunecare

Pentru valori ale coeficientului de frecare la alunecare mai mici de 0.0001 ambele sisteme fuzzy devin puternic oscilante, sistemul cu RG_ee pierzându-și complet stabilitatea. Sistemul interpolativ este și în acest caz, singurul sistem (dintre cele studiate) robust la schimbări ale valorii coeficientului de frecare la alunecare, care pot merge până la valori foarte mici (10^{-14}) fără a-i afecta stabilitatea sau performanțele (concluzie corectă în măsura în care rezultatul nu este afectat de erori de calcul numeric).

E. Robustețea la modificări ale perioadei de eșantionare h (pentru varianta discretă)

Pentru perioade de eșantionare de până la $h = 0.01$ sec (figura 3.57a) s-a realizat pentru această valoare limită) toate cele trei sisteme își păstrează comportamentul inițial (adică pentru valoarea $h = 0.0001$ sec.). Pentru perioade mai mari decât $h = 0.01$ sec, sistemele devin oscilante și chiar instabile (figura 3.57b) s-a realizat pentru $h = 0.03$ sec). Rezultatul este important din punctul de vedere al implementării efective.

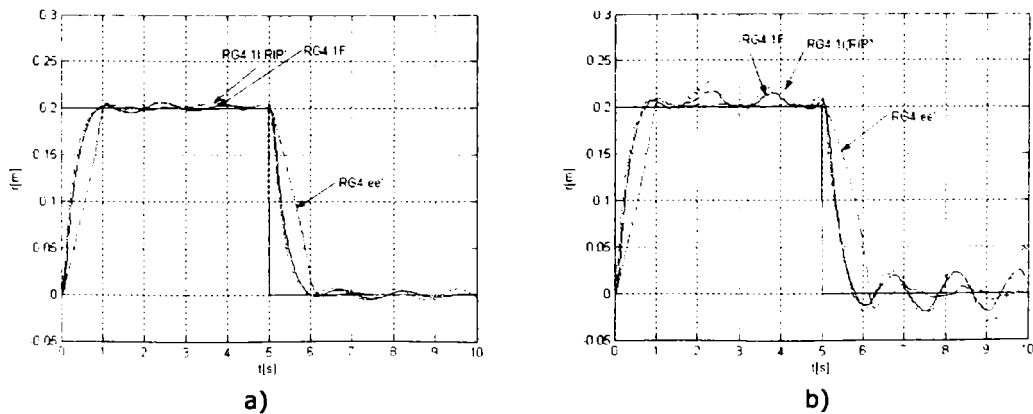


Figura 3.57 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_ee, RG4_1F și RG4_1I(RIP') în variantă discretă, în raport cu semnalul de referință (3.13), pentru diferite valori perioadei de eșantionare

F. Robustețea la modificări simultane ale mai multor parametri

Într-o ultimă etapă a studiului structurilor de reglare cu reacții după ambele poziții și viteze s-au considerat modificări concomitente ale următorilor parametri, după cum urmează:

$$w(t) = 0.25 \cdot [\sigma(t) - \sigma(t - 5)], \quad M_2 = 0.9 \text{ kg}, \quad \mu_f = 0.005, \quad h = 0.001 \text{ sec.}$$

Ceilalți parametri au rămas nemodificați. Rezultatele sunt redată în figura 3.58 astfel: în figura 3.58a) răspunsul sistemului cu regulator interpolativ în varianta RG4_1I(RIP'), iar în figura 3.58b) răspunsul sistemelor cu regulatoare fuzzy RG4_1F, respectiv RG4_ee.

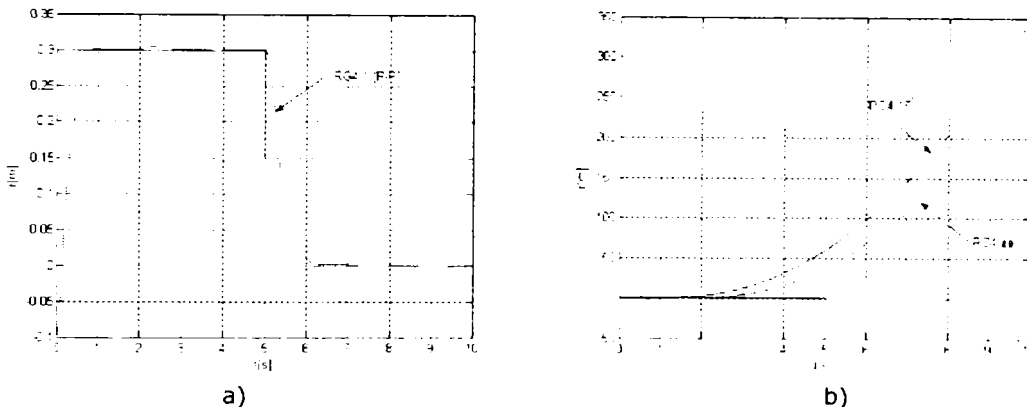


Figura 3.58 Răspunsurile în poziție ale sistemului cu regulator în varianta RG4_1I(RIP') (a), respectiv în variantele RG4_1F și RG4_ee (b), în raport cu semnalul de referință și parametrii modificați

Concluzia evidentă este că sistemul de reglare interpolativ reușește să rămână stabil și să-și păstreze calitativ performanțele chiar prin modificări (în sens depreciativ) ale tuturor parametrilor (cei ale căror influențe s-au studiat), în timp ce nici unul din sistemele fuzzy nu reușește să facă față acestor modificări, pierzându-și stabilitatea. Rezultatele obținute în acest paragraf sunt sintetizate în tabelul 3.17.

Tabelul 3.17 Modificări față de care s-a testat robustețea și rezultate

Tip structură de reglare	Modificări față de care s-a testat robustețea					
	Valoarea prescrisă a poziției	Condiții inițiale ($r(0), \theta(0)$)	Valoarea masei M_2	Valoarea coef. de frecare μ	Per. de eșanționare h	Mai mulți parametri concomit.
RG4_ee	apar oscilații; suprareglaj	instabilitate exponențială	instabilitate exponențială	apar oscilații	stabil; se conservă perf.	instabilitate exponențială
RG4_1F	apar oscilații	apar oscilații	apar oscilații	apar oscilații	stabil; se conservă perf.	instabilitate exponențială
RG4_1I(RIP')	stabil; se conservă perf.	stabil; se conservă perf.	stabil; se conservă perf.	stabil; se conservă perf.	stabil; se conservă perf.	stabil; se conservă perf.

În majoritatea cazurilor prezentate, varianta cu regulator interpolativ se comportă mai bine din punct de vedere al robusteții la modificări ale parametrilor, permițând un domeniu de variație mai larg al acestora. Dintre variantele fuzzy, cea cu regulator cu mărime de intrare sintetică se dovedește, cu unele excepții mai robustă decât cea cu regulator convențional.

Așa cum se poate observa pe baza rezultatelor simulării prezentate în acest paragraf și a datelor din tabelul 3.17, există unele situații în care sistemul cu RG4_eē pierde cu totul controlul, în condițiile în care, cel puțin una din variantele cu mărime de intrare sintetică (cea interpolativă) rămâne stabilă, păstrându-și performanțele. În acest context se desprinde suplimentar concluzia că variantele cu mărime de intrare sintetică, datorită modului particular de elaborare a comenzii, dețin pe lângă avantajele legate de simplitate, și pe cel al robusteții proprietăților față de modificările de parametri.

3.4.2.3. Sinteza sistemelor de reglare (în varianta cu regulator cu două intrări)

Întrucât principala funcție de conducere a procesului studiat constă în reglarea poziției r a bilei pe suport, în mod natural se pune și problema utilizării unei scheme de reglare cu un regulator cu doar două intrări, care să folosească numai reacții după poziția și viteza de translație. În acest scop, alternativ schemelor bloc din figurile 3.37 și 3.40, s-au considerat schemele din figurile 3.59a) – sistem de control cu regulator fuzzy cu două intrări în varianta în care blocul fuzzy are două intrări RG2_eē, respectiv 3.59b) – sistem de control cu regulator cu două intrări în varianta în care blocul fuzzy are o mărime de intrare sintetică intrare RG2_1F. În varianta interpolativă sistemul de control cu regulator cu două intrări considerat se obține formal prin înlocuirea blocului fuzzy BF_r din figura 3.59b) cu un bloc de interpolare BI_r, rezultând regulatorul interpolativ RG2_1I(RIP').

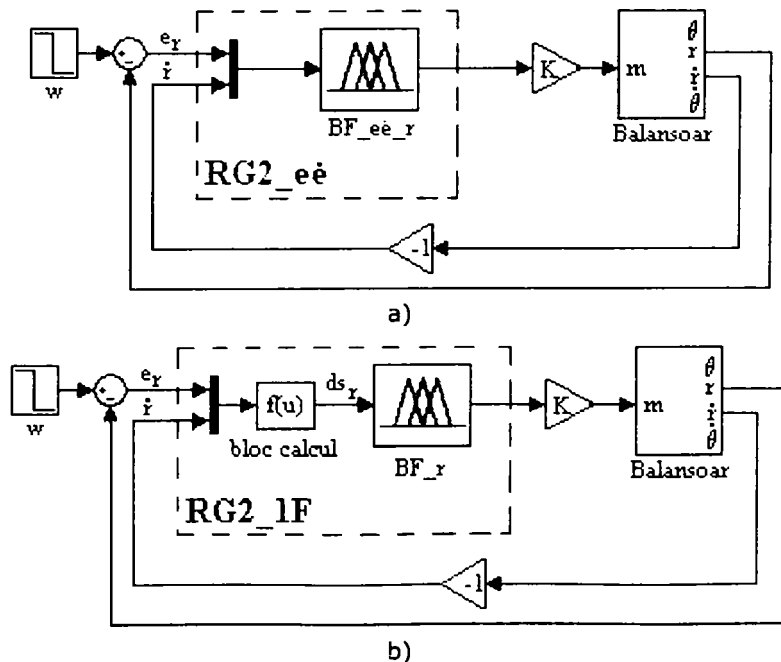


Figura 3.59 Schemele SIMULINK ale sistemelor de reglare cu RG2_eē (a) și RG2_1F (b)

Față de structurile inițiale din figurile 3.37, respectiv 3.40, structurile din figurile 3.59 nu mai conțin bucla de reglare a poziției unghiulare. S-au înlăturat regulatoarele însărcinate cu controlul poziției unghiulare, păstrându-se, simplu, doar regulatoarele care asigură controlul poziției și reacțiile corespunzătoare (poziție și viteză de translație pe suport).

Pentru a putea asigura performanțe comparative cu cele ale sistemelor cu RG4 corespunzătoare, este necesară introducerea unei amplificări K a mărimii de comandă (cuplu motor) m după cum urmează: $K = 3$ în cazul sistemului interpolativ, respectiv $K = 20$ în cazul sistemelor fuzzy.

Studiul comparativ al acestor scheme, destinate aceleiași funcții, realizat numai pentru condiții nominale, nu este suficient întrucât așa cum s-a văzut în paragraful 3.4.2.2, parametrii sistemului de tip masă a punctului material, poziție inițială etc. pot să ia diverse valori. Din acest motiv se impune un studiu comparativ atent al comportării sistemului în condițiile modificării mai multor parametri.

Punctul de început al acestui studiu este regimul nominal al structurilor simplificate. În figura 3.60 sunt ilustrate răspunsurile nominale în poziție ale sistemelor. Răspunsurile corespund celor trei variante de reglare simplificate, respectiv cu RG2_ee, RG2_1F și RG2_1I(RIP'). Se observă că se conservă performanțele sistemelor inițiale (vezi figurile 3.42 și 3.45).

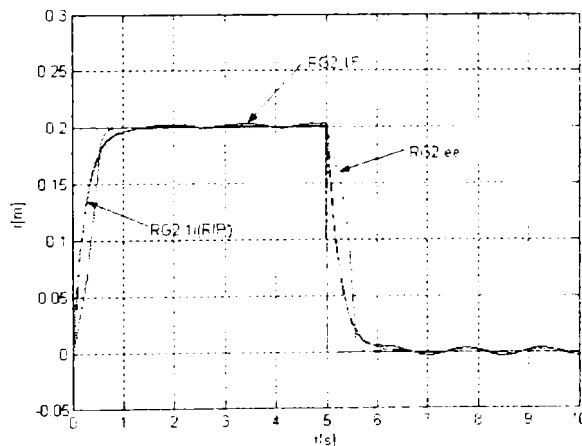


Figura 3.60 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_ee, RG2_1F și RG2_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință (3.13)

În figura 3.61 sunt ilustrate variațiile cuplului în cele trei cazuri, comparativ cu variantele cu regulatoare nesimplificate (RG2 comparativ cu RG4). Figurile 3.61a), 3.61b), 3.61c) corespund respectiv cazurilor cu regulatoare RG_ee, RG_1F, respectiv RG_1I(RIP').

Ca observație, potrivit rezultatelor din figura 3.61, se poate formula o primă concluzie comparativă, referitoare la schemele din figurile 3.40 și 3.59 (plus varianta în care blocul fuzzy cu mărime de intrare sintetică din figura 3.59b) este înlocuit cu regulator interpolativ RG2_1I(RIP')) care îndeplinesc aceeași funcție: prin utilizarea doar a regulatorului cu reacții de poziție se ajunge la o creștere a cuplului motor față de cazul utilizării regulatorului cu patru intrări. *Deci avantajul simplității structurii de reglare este diminuat de necesitatea disponibilității unui cuplu motor mai mare, respectiv a unui consum de energie mai mare.*

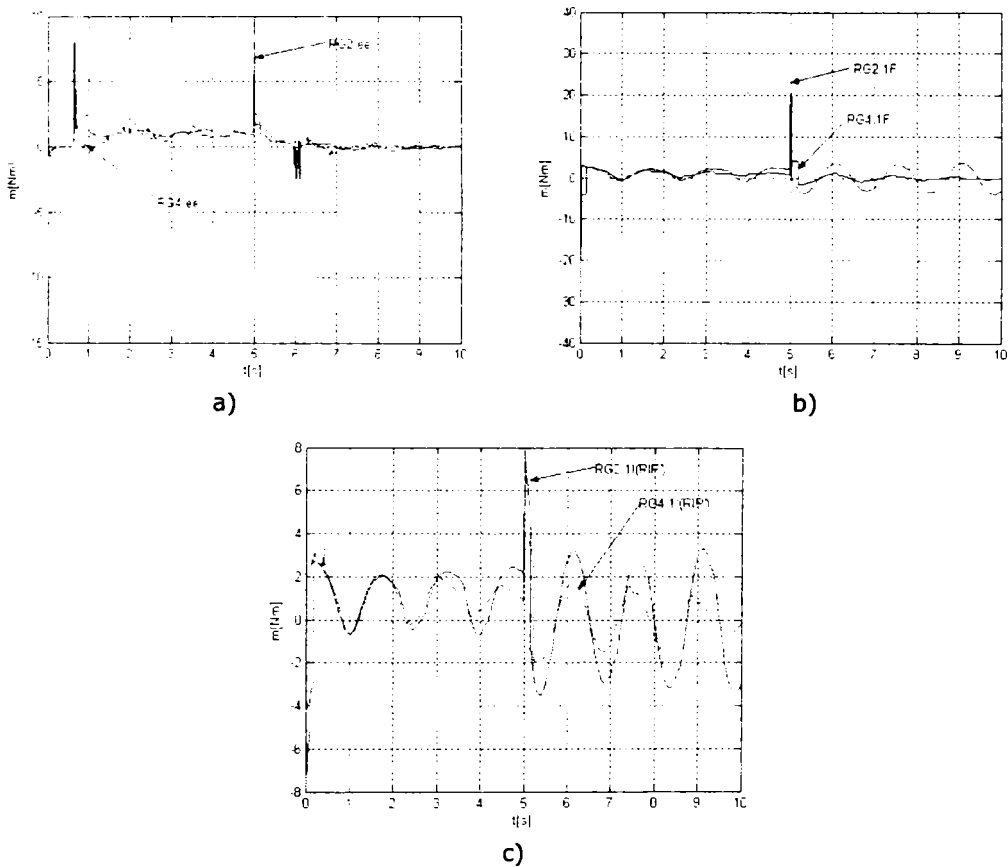


Figura 3.61 Variațiile cuplului motor, comparativ, ale reguletoarelor $RG2_{ee}$ și $RG4_{ee}$ (a), $RG2_{1F}$ și $RG4_{1F}$ (b), respectiv $RG2_{1I(RIP')}$ și $RG4_{1I(RIP')}$ (c)

Această constatare poate fi extrapolată în sensul că o structură de sistem de reglare mai complicată poate prezenta, față de o structură de reglare mai simplă și care are aceeași funcție, avantaje în ceea ce privește domeniul de variație al mărimii de execuție și necesarul de putere instalată.

În figura 3.62 este redată structura de reglare numerică cu regulator $RG2_{1I(RIP')}$ pentru care s-a utilizat o perioadă de eșantionare $h = 0.0001$ s. Această structură, corespunzătoare implementării în variantă discretă a regulatorului $RG2_{1I(RIP')}$ (cazul practic) este utilizată în secțiunea următoare pentru studiul robusteții sistemului în raport cu pasul de discretizare h .

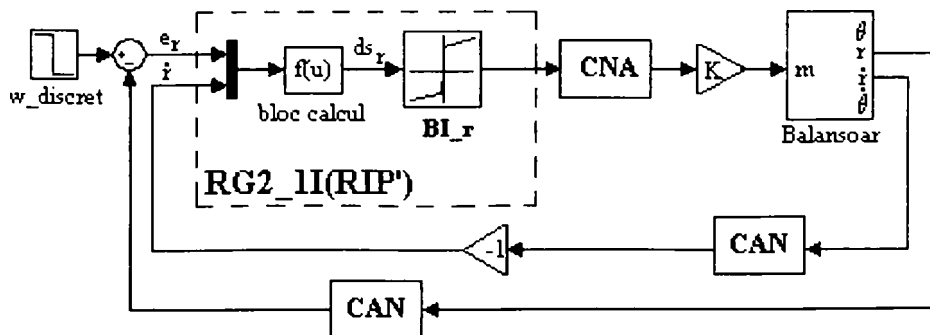


Figura 3.62 Schema SIMULINK a structurii de reglare cu $RG2_{1I(RIP')}$ în variantă discretă

3.4.2.4. Studiul proprietăților de robustețe ale sistemului de reglare interpolativ în varianta cu două intrări în raport cu modificări ale parametrilor sistemului

În această secțiune se studiază comparativ robustețea sistemului cu regulatorul RG2_1I(RIP'), și a sistemului cu regulatorul cu RG4_1I(RIP') din care a derivat. Studiul se face în raport cu aceiași parametri și urmărind aceleași scenarii ca în secțiunea 3.4.2.2. În mod suplimentar, în cazul de față a prezentat interes investigarea proprietăților de stabilizare a sistemului la valoarea prescrisă pentru poziția r și de asigurare a indicatorilor de calitate ai proceselor de reglare pe domenii mai largi de valori ale parametrilor.

A. Determinarea domeniului maxim de prescriere a poziției r

Valoarea prescrisă a poziției se modifică în amplitudine, față de nivelul 0.2 la nivelul 0.32, conform relației (3.14). Rezultatele sunt ilustrate în figura 3.63.

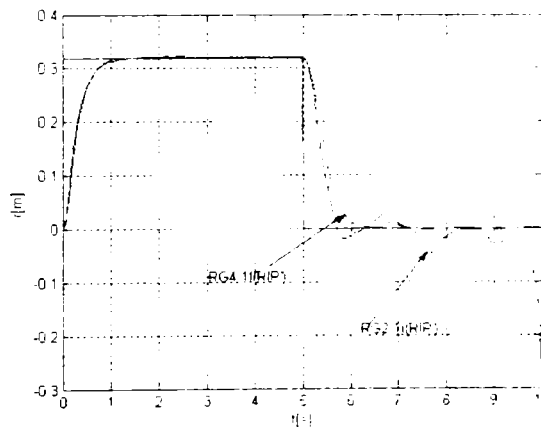


Figura 3.63 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință (3.14)

Se observă că spre deosebire de sistemul interpolativ cu patru intrări RG4_1I(RIP'), în cazul sistemului interpolativ cu două intrări RG2_1I(RIP') comportarea se înrăutățește prin intrarea sistemului în regim oscilant și în final prin pierderea stabilității.

B. Robustețea la modificări ale condițiilor inițiale

Valoarea prescrisă a poziției este $r = 0$. Se consideră, la fel ca și în paragraful 3.4.2.2, condiții inițiale nule pentru cele două viteze $\dot{r}(0) = 0$ și $\dot{\theta}(0) = 0$. Pentru început se consideră față de $\theta(0) = 0$ altă valoare inițială a unghiului θ :

$\theta(0) = \frac{\pi}{10}$. Rezultatele obținute se dau în figura 3.64. Se observă că sistemul în

varianță simplificată devine instabil, în timp ce regulatorul cu patru intrări reușește să mențină controlul asupra sistemului.

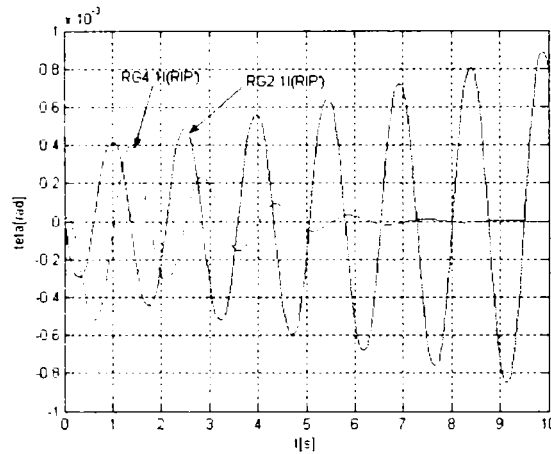


Figura 3.64 Răspunsurile comparative în poziție unghiulară ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale $(r(0), \theta(0)) = \left(0, \frac{\pi}{10}\right)$

În etapa următoare se modifică condițiile inițiale pentru poziția r pe suport, poziția unghiulară inițială rămânând egală cu zero (suportul este inițial în poziție orizontală). În figura 3.65 sunt redată rezultatele obținute pentru condițiile inițiale $(r(0), \theta(0)) = (0.3, 0)$.

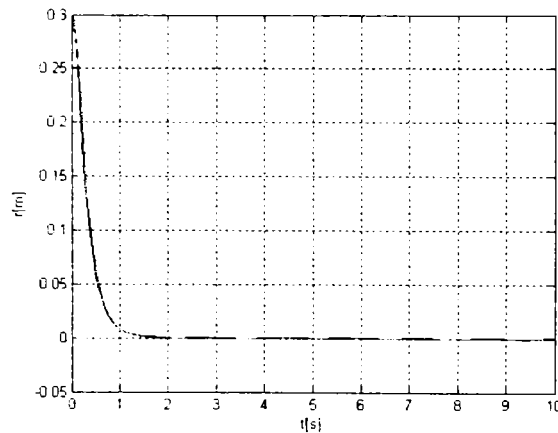


Figura 3.65 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP')

În continuare se vor modifica pe rând atât condițiile inițiale pentru poziția r pe suport, cât și cele pentru poziția unghiulară θ . Rezultatele sunt identice cu cele din figura 3.65 pentru condiții inițiale $(r(0), \theta(0)) = \left(0.3, \frac{\pi}{6}\right)$. În figura 3.66a) se dau rezultatele pentru condiții inițiale $(r(0), \theta(0)) = \left(0.3, -\frac{\pi}{6}\right)$, în figura 3.66b) pentru $(r(0), \theta(0)) = \left(-0.3, -\frac{\pi}{6}\right)$, respectiv în figura 3.66c) pentru $(r(0), \theta(0)) = \left(-0.3, \frac{\pi}{6}\right)$.

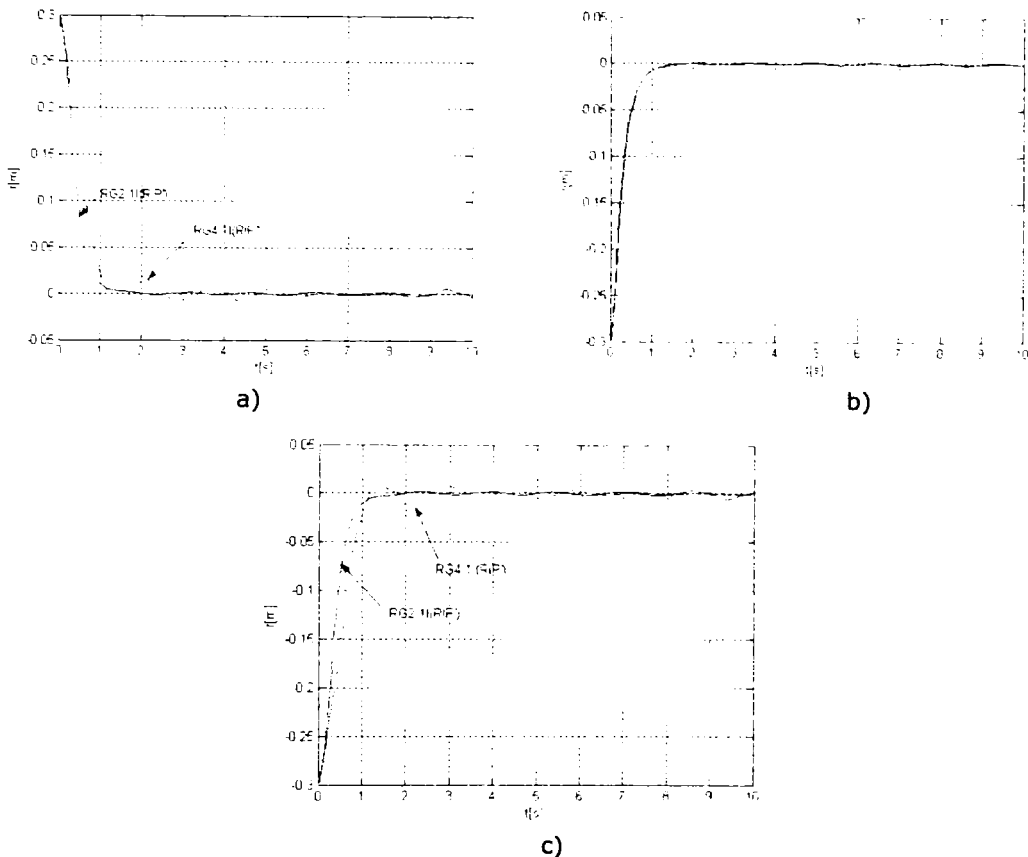


Figura 3.66 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') din condiții inițiale modificate

Cu excepția situației din figura 3.64, când sistemul cu RG2 devine puternic oscilant și se destabilizează, în toate celelalte cazuri își păstrează proprietățile, dovedindu-se robust la modificări în condițiile inițiale, chiar mai robust decât sistemul cu RG4.

C. Robustețea la modificări ale masei punctului material (M_2)

În condiții inițiale nule și pentru prescrierea dată conform relației (3.13), s-a studiat comportarea sistemelor pentru diferite valori ale masei M_2 a punctului material.

În general se constată că pentru valori ale masei punctului material care depășesc 1.7kg, sistemul cu RG2 devine instabil. Pentru $M_2 > 2$ kg au de suferit și stabilitatea și performanțele sistemului cu RG4_1I(RIP'), acesta devenind oscilant.

D. Robustețea la modificări ale coeficientului de frecare la alunecare (μ_f)

În condiții inițiale nule și pentru variații ale referinței de forma (3.13) se realizează studiul sistemelor la modificarea coeficientului de frecare la alunecare pe suportul ghidajului, coeficient pentru care în proiectare s-a considerat valoarea nominală $\mu_f = 0.05$. Prin testări succesive efectuate prin simulare se constată că

pentru valori oricât de mici ale coeficientului de frecare la alunecare (chiar mai mici de $\mu_r = 10^{-14}$) ambele sisteme își păstrează stabilitatea și performanțele inițiale.

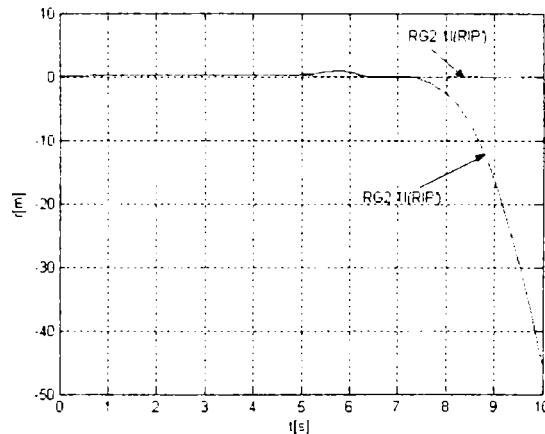


Figura 3.67 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') la semnal de referință (3.13) pentru $M_2 = 1.9$ kg

E. Robustețea la modificări ale perioadei de eșantionare (pentru varianta discretă)

Pentru perioade de eșantionare până la $h = 0.01$ sec (figura 3.68 s-a realizat pentru această valoare limită) ambele sisteme își păstrează cu aproximație comportamentul inițial (adică pentru $h = 0.0001$ sec.). Pentru perioade mai mari decât $h = 0.01$ sec, sistemele devin oscilante și chiar instabile.

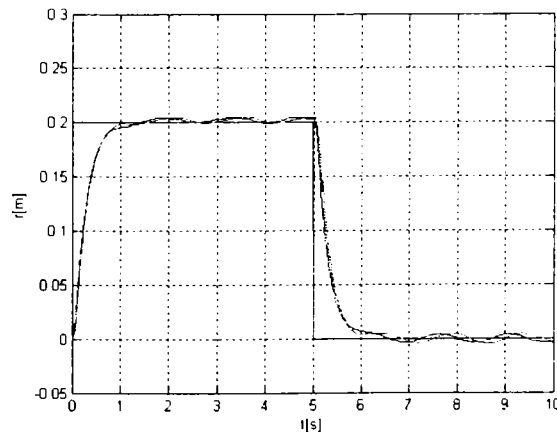


Figura 3.68 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') în variantă discretă în raport cu semnalul de referință (3.13) pentru $h = 0.01$ sec

F. Robustețea la modificări simultane ale mai multor parametri

S-au considerat modificări concomitente ale următorilor parametri, după cum urmează:

$$w(t) = 0.25 \cdot [\sigma(t) - \sigma(t - 5)], \quad M_2 = 0.9 \text{ kg}, \quad \mu_r = 0.00001, \quad h = 0.005 \text{ sec.}$$

Cealalți parametri au rămas nemodificați. Rezultatele sunt redată în figura 3.69.

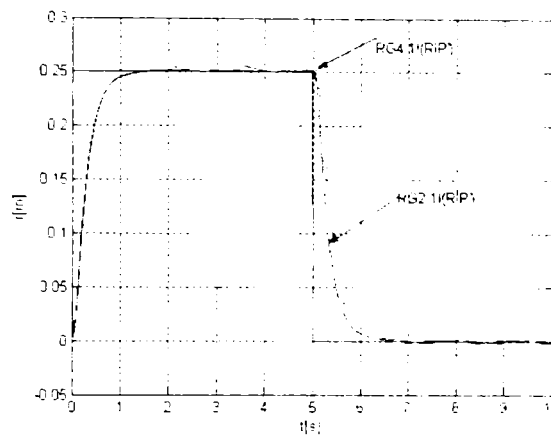


Figura 3.69 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG2_1I(RIP') și RG4_1I(RIP') în raport cu semnalul de referință și parametri modificați

Dacă se adaugă și modificarea în condițiile inițiale $(r(0), \theta(0)) = (-0.1, 0)$ se obțin rezultatele din figura 3.70 astfel: în figura 3.70a) răspunsul sistemului cu regulator RG4_1I(RIP'), iar în figura 3.70b) răspunsul sistemului cu regulator RG2_1I(RIP').

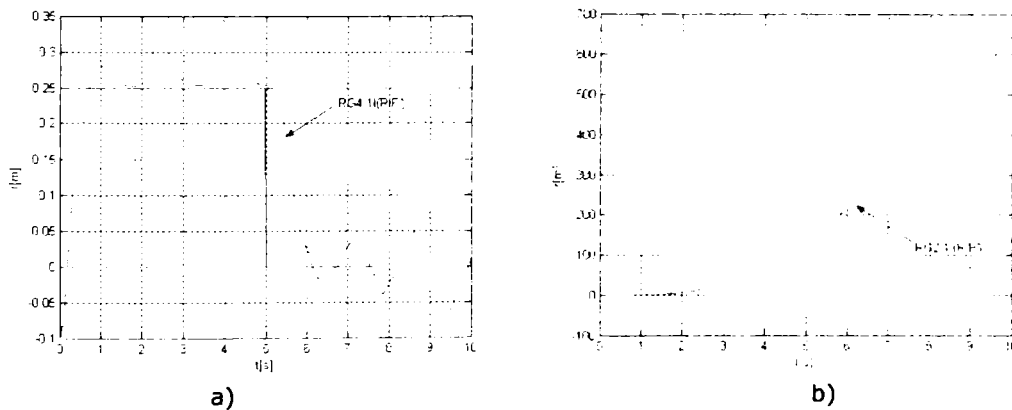


Figura 3.70 Răspunsurile comparative în poziție ale sistemelor cu RG4_1I(RIP') (a) și RG2_1I(RIP') (b) în raport cu semnalul de referință și parametri modificați, din condiții inițiale $(r(0), \theta(0)) = (-0.1, 0)$

Dacă față de cazul ilustrat în figura 3.69, când ambele sisteme sunt robuste păstrându-și proprietatea de stabilitate și performanțele de regim tranzitoriu, adăugăm și modificări (chiar minore) în condițiile inițiale, atunci sistemul cu RG2 devine instabil exponențial, în timp ce sistemul cu RG4 intră în regim oscilant, fără a reuși să-și păstreze performanțele și în cele din urmă destabilizându-se.

Concluziile studiului de robustețe comparativ întreprins în acest paragraf sunt sintetizate în tabelul 3.18. Ele trebuie privite în legătură și cu observația ce urmează figurii 3.61.

Studiul comparativ s-a realizat cu privire la schemele din figurile 3.40 și 3.59 (cu observația, valabilă pentru ambele scheme, că blocul fuzzy este înlocuit de un bloc interpolativ), destinate aceleiași funcții.

Tabelul 3.18 Modificări față de care s-a testat robustețea și rezultate (RG2 vs. RG4)

Tip structură de reglare	Modificări față de care s-a testat robustețea					
	Valoarea prescrisă a poziției	Condiții inițiale $(r(0), \theta(0))$	Valoarea masei M_2	Valoarea coef. de frecare μ_r	Per. de eșan-tionare h	Mai mulți parametri concomit.
RG4_1(RIP')	stabil; se conservă perf.	apar oscilații	stabil; se conservă perf.	stabil; se conservă perf.	apar mici oscilații	apar oscilații; instabil
RG2_1I(RIP')	apar oscilații; instabil	stabil; se conservă perf.*	instabilitate exponențială	stabil; se conservă perf.	apar mici oscilații	instabilitate exponențială

*cu excepția cazului din figura 3.64 când devine oscilant neamortizat

Concluzia generală este că simplificarea schemei de reglare este avantajoasă doar în situația în care parametrii procesului și sistemului de reglare se încadrează în limite reduse de variație în cursul funcționării sistemului iar la nivelul mărimii de execuție este disponibilă o putere suficient de mare; altfel, schema inițială, deși mai complicată se impune prin robustețe și necesitatea unei puteri disponibile mai reduse la nivelul mărimii de execuție.

3.5. Concluzii

Capitolul al treilea tratează problema obținerii unei structuri de reglare cu reglatoare de tip interpolativ minimale din punct de vedere structural și, implicit, ca modalitate de implementare, dar în același timp robuste și capabile să asigure performanțe adecvate. În acest scop se utilizează o structură de reglare cu regulator interpolativ, bazat pe reguli, cu mărime de intrare sintetică. La această structură se ajunge după parcurgerea a trei pași. Punctul de plecare (pasul 1^o) este reprezentat de dezvoltarea unei structuri cu regulator fuzzy convențional, bazat pe eroare și derivate ale erorii. La pasul intermediar (pasul 2^o) se proiectează, pe baza regulatorului fuzzy convențional, un regulator fuzzy cu mărime de intrare sintetică, și anume distanța cu semn ds . În final (pasul 3^o), pe baza regulatorului fuzzy de la pasul 2^o se obține un regulator interpolativ cu aceeași mărime de intrare sintetică ds . Parcurgând cei trei pași se obțin structuri tot mai simple și mai ușor de implementat, care necesită timp de calcul tot mai redus. Soluția interpolativă finală este o structură flexibilă, ușor corectabilă în sensul îmbunătățirii performanțelor de reglare, cu timpul de calcul cel mai redus și transparentă în proiectare, fără a pierde din performanțe și mai robustă decât variantele fuzzy.

Cele trei scheme de reglare de principiu s-au utilizat apoi la proiectarea structurilor de reglare pentru două studii de caz (pentru unele situații atât în variantă în timp continuu cât și în variantă discretă). La acest nivel s-au sintetizat blocuri fuzzy și blocuri interpolative. Pentru sinteza blocurilor interpolative s-au aplicat două metode: transpunerea caracteristicii fuzzy inițiale a regulatorului de la pasul 2^o într-un tabel de interpolare (metoda reproductivă), respectiv sinteza directă pe baza unei metode RIP modificate și apoi corectarea tabelului de interpolare după metode euristice (metoda directă).

În ambele studii de caz cele trei structuri de reglare s-au comparat prin simulare. În cadrul studiilor de caz structura interpolativă s-a dovedit din punctul de vedere al performanțelor de regim tranzitoriu cel puțin egală, dacă nu superioară, soluțiilor de tip fuzzy, dovedindu-se și cea mai simplă de implementat dintre ele. Studiile de robustețe efectuate au arătat de asemenea superioritatea structurii interpolative: în primul studiu de caz robustețea s-a studiat în raport cu modificarea alurii semnalului de referință, iar în cel de-al doilea caz în raport cu modificarea unor parametri din sistem (de ex. condiții inițiale, masă, coeficient de frecare, perioadă de eșantionare etc.). Acest ultim studiu de caz a necesitat o atenție sporită datorită complexității. Investigațiile au vizat nu numai sinteza blocurilor interpolative, dar și robustețea la modificări structurale. S-a dovedit prin rezultatele obținute prin simulare că avantajele unor structuri mai simple sunt contrabalansate de diminuarea gradului de robustețe și de necesitatea crescută de putere disponibilă. Rezultatele obținute din studiul robusteții s-au sistematizat în tabele.

Regulatoarele interpolative considerate prezintă trei grade de libertate: adoptarea metodei de interpolare, modificarea independentă a valorilor de sprijin (în cazul de față valorile mărimii de comandă) din tabelul de interpolare și introducerea de noi puncte suport. Prin fiecare dintre gradele de libertate se pot modifica prin metode euristice aflate la latitudinea proiectantului performanțele sistemului cu regulator interpolativ. Din acest punct de vedere se poate considera că toate metodele de proiectare a regulatoarelor care au la bază raționamentul interpolativ (inclusiv metoda fuzzy și cea neurală) prezintă un caracter euristic, deoarece se bazează pe încercări repetate (principiul „trial-error”).

4. Posibilități de utilizare a metodei directe de stabilitate a lui Liapunov pentru sisteme de reglare cu regulatoare de tip interpolativ

Stabilitatea structurilor de conducere neliniare, în particular a SCTI este o problemă intens studiată datorită valențelor aplicative multiple. În literatura de specialitate există numeroase abordări, în special în ceea ce privește stabilitatea sistemelor de reglare fuzzy [Precup06], [Cuesta99]. Referitor la sistemele de reglare cu regulatoare interpolative, în prezent există prea puține studii legate de analiza stabilității acestui tip de sisteme, cele existente limitându-se la studiul stabilității metodelor de interpolare [Tikk02], în sensul precizat în capitolul 2.

Analiza stabilității SCTI, fie ele fuzzy sau pur interpolative este o problemă sensibilă și dificil de abordat, în primul rând datorită complexității și neliniarității intrinseci ale acestui tip de regulatoare. Aceasta explică de ce numeroase abordări din literatura de specialitate (în ceea ce privește sistemele fuzzy) prezintă limitări în aplicare. Astfel, se cuvine observat faptul că studiile referitoare la stabilitatea acestor sisteme se mărginesc îndeobște la tratarea unor procese liniarizate, caracterul neliniar nepermițând pentru cazuri complexe, reale dezvoltări analitice ample. O altă constatare, tot de factură limitativă, constă în faptul că, în cazul analizei sistemelor cu regulatoare fuzzy, majoritatea abordărilor se bazează pe utilizarea pentru procese a modelelor fuzzy de tip Takagi-Sugeno, necesitând un efort suplimentar în cazurile (numeroase) în care procesul este dat de modele matematice clasice.

În acest context, capitolul 4 își propune dezvoltarea la nivel teoretic, procedural și/sau practic a unor tehnici și metode cu aplicabilitate cât mai largă prin intermediul cărora să se realizeze analiza și/sau sinteza sistemelor de reglare de tip interpolativ, prin prisma teoriei Liapunov. În literatura de specialitate s-au publicat numeroase studii asupra analizei stabilității pe baza metodei directe a lui Liapunov, aceasta fiind considerată una dintre principalele metode de analiză, în special pentru cazul sistemelor neliniare [Răsvan87], [Slotine93], [Dumitrache05].

Legat de stabilitatea sistemelor neliniare, dezvoltarea teoretică principală din cadrul acestui capitol se referă la restricții asociate impunerii unor funcții Liapunov, denumite restricții de tip Liapunov, și la funcții Liapunov definite pe porțiuni. Conceptul nu este complet nou, existând numeroase abordări în domeniu [Kulkarni04], [Prajna03], [Hu02], [Johansson98], [Branicky98], deși diferite. Noutatea constă în principal în procedeele de aplicare a rezultatelor analizei stabilității sub formă de condiționări și limitări asupra mărimii de comandă, implementate în manieră interpolativă.

În paragraful 4.1.2 se propune o abordare numerică, mai practică și realistă din punct de vedere procedural și aplicativ, legată de studiul stabilității sistemelor cu regulatoare fuzzy, pornind de la procedeul prezentat în paragraful 4.1.1, bazat pe metoda directă a lui Liapunov. În continuare, în paragraful 4.1.3 se extinde metoda și asupra sistemelor de reglare bazate pe interpolare Shepard. Cele două tipuri de sisteme se compară în cadrul unui studiu de caz, stabilitatea analizându-se cu

ajutorul unui mediu de programare dezvoltat în acest scop. Rezultate și modul în care au fost obținute se descriu în paragraful 4.1.4.

Problemele ridicate în paragraful 4.2 schimbă parțial orientarea studiului, în sensul că alături de analiza stabilității se asigură, prin introducerea unor restricții asupra mărimii de comandă, chiar proprietatea în cauză, folosind funcții Liapunov definite unitar sau pe porțiuni.

În acest context se fac două demersuri aplicative, care din punct de vedere metodologic pot fi considerate atât în mod independent cât și împreună. Primul se referă la generarea restricțiilor asupra comenzii, sub formă de limitări derivate din condițiile de stabilitate în sensul metodei directe a lui Liapunov. Problema se prezintă în paragraful 4.2.1 împreună cu o aplicație pe un studiu de caz în care funcția candidat funcționează pe tot domeniul, iar blocurile de limitare sunt sintetizate pe baza derivatei funcției Liapunov, din condiția de stabilitate rezultând chiar limitele de variație ale comenzii.

Al doilea demers, tratat în paragraful 4.2.2, se referă la situația când este posibilă, dar și necesară, alegerea unei funcții candidat definite pe porțiuni. Suportul metodologic este însoțit, de asemenea, de un studiu de caz în cadrul căruia se recurge și la utilizarea limitărilor derivate din condiția de stabilitate.

În final, concluziile din paragraful 4.3 sintetizează ideile și rezultatele obținute pe parcursul celui de-al patrulea capitol.

4.1. Metoda Wong-Leung-Tam

4.1.1. Prezentarea metodei

În cele ce urmează, în scopul analizei, ca termen de comparație și stabilirii unei metodologii de aplicare, se prezintă pe baza lucrărilor [Wong97], [Wong98-1], [Wong98-2], [Wong00] și [Wong01] o metodă de analiză a stabilității, denumită în continuare *metoda Wong-Leung-Tam*. Metoda se referă la analiza stabilității sistemelor de reglare fuzzy a unei clase de procese neliniare, pe baza unei funcții Liapunov, fără a necesita un model fuzzy al procesului și fără a impune restricții asupra formei și distribuției funcțiilor de apartenență implicate în descrierea mărimilor de intrare ale regulatorului fuzzy. Mărimile de ieșire ale regulatorului fuzzy se presupune că sunt descrise prin intermediul unor funcții de apartenență de tip singleton sau a unor funcții liniare sau neliniare de x .

Potrivit detaliilor prezentate în continuare, metoda se referă la structura din figura 4.1, alcătuită dintr-un regulator fuzzy RF și un proces, care este privită, ca în figura 4.2, ca fiind compusă dintr-un număr de r blocuri fuzzy conectate în paralel, BF_1, BF_2, \dots, BF_r , r reprezentând numărul regulilor care definesc regulatorul fuzzy.

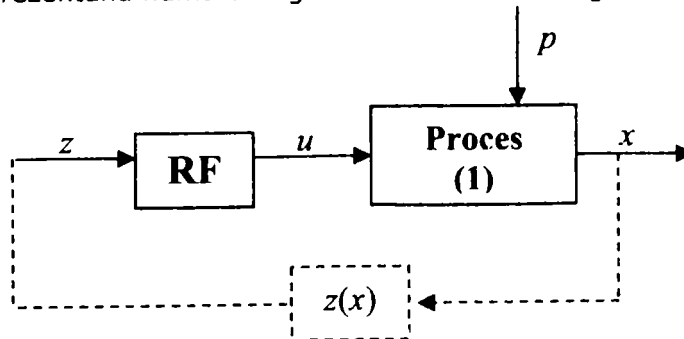


Figura 4.1 Structura unui sistem cu regulator fuzzy

Ulterior, aceste blocuri sunt utilizate în analiză individual. Legătura cu linie întreruptă din figura 4.1 nu apare explicit în [Wong00], dar este subînțeleasă din context.

Se definește ca subsistem fuzzy asociat regulii i un sistem care se presupune că va controla procesul dat numai prin comanda u_i , care reprezintă ieșirea blocului fuzzy asociat regulii fuzzy i .

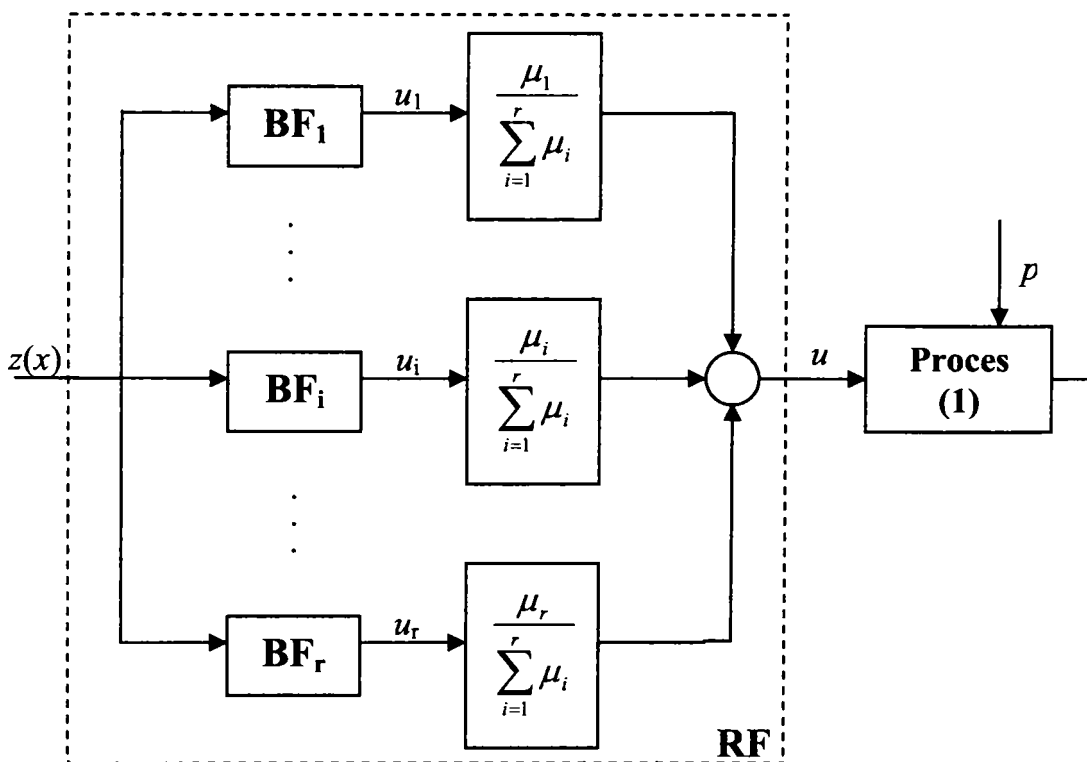


Figura 4.2 Structura unui sistem cu reglator fuzzy descompus după reguli

În figura 4.3, apar cele r subsisteme fuzzy corespunzătoare descompunerii din figura 4.2.

În concret, se consideră că procesul condus din structurile din figurile 4.1, 4.2 și 4.3 este de tip SISO, de ordin n , neliniar, de ecuație:

$$\dot{x} = f(x) + b(x) \cdot g(u) + p, \quad (4.1)$$

unde $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ reprezintă vectorul de stare, u reprezintă semnalul de comandă generat de reglatorul fuzzy, $p = [p_1, p_2, \dots, p_n]^T$ un vector care descrie eventuale perturbații externe, $f(x) = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x)]^T$ și $b(x) = [b_1(x), b_2(x), \dots, b_n(x)]^T$ sunt vectori funcții care descriu dinamica sistemului, iar $g(u)$ este o funcție scalară de u .

Totodată, se presupune că reglatorul fuzzy folosește o bază de reguli compusă din r reguli de forma (4.2), fiecare generând o ieșire u_i :

$$\text{Regula } i: \text{ DACĂ premiza } i \text{ ATUNCI } u = u_i, \quad i = 1, 2, \dots, r. \quad (4.2)$$

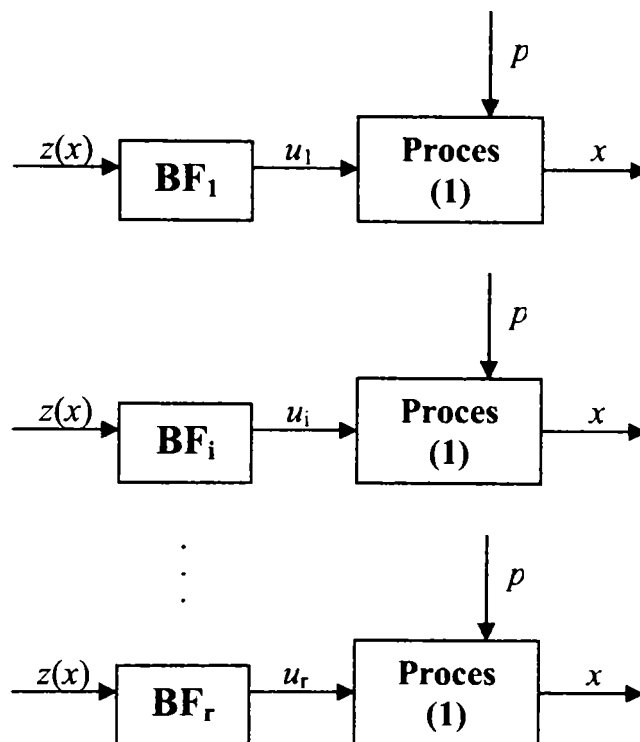


Figura 4.3 Subsistemele fuzzy

Fie $\mu_i \in [0, 1]$, gradul de activare al regulii i , cu $i = 1, 2, \dots, r$. Semnalul de comandă propriu-zis u , aplicat procesului, este o funcție de toate componentele u_i și gradele lor de activare μ_i . În relația (4.2) *premiza* i se referă la vectorul variabilă lingvistică z asociat vectorului de intrare în regulator. Vectorul z este în relație cu vectorul de stare x al procesului, fiind de obicei o funcție explicită de x (de exemplu $z = ds$, unde ds este distanța cu semn utilizată în capitolul 3). În ceea ce privește concluzia din (4.2), ieșirea u_i poate fi o constantă sau o funcție liniară sau neliniară de x .

Ca metodă de defuzificare pentru obținerea mărimii de comandă u se utilizează:

$$u = \frac{\sum_{i=1}^r \mu_i \cdot u_i}{\sum_{i=1}^r \mu_i} \quad (4.3)$$

Se presupune că pentru orice intrare $z_0 \in Z$ (Z reprezintă universul de discurs al vectorului variabilelor lingvistice de intrare z) este activată cel puțin o regulă din totalul celor r reguli existente în bază, deci există cel puțin un $\mu_i \neq 0$. O regulă fuzzy pentru care se întâmplă acest lucru este denumită *regulă activă* pentru z_0 . Dacă pentru un $z_0 \in Z$ gradul de activare μ_i al regulii i este zero, regula fuzzy i se numește *inactivă* pentru z_0 . Potrivit relației (4.3) regulile inactive nu afectează ieșirea regulatorului pentru $z = z_0$. Se notează cu I_λ mulțimea indicilor regulilor

active pentru $z = z_0$ și cu Z_i zona de activare a regulii i , definită ca zona $Z_i \subset Z$ pentru care regula i este activă pentru $\forall z \in Z_i$.

Ținând cont de notațiile anterioare și de regulile active pentru $z = z_0$, din relația (4.3) rezultă:

$$u = \frac{\sum_{i \in I_A} \mu_i \cdot u_i}{\sum_{i \in I_A} \mu_i}. \quad (4.4)$$

Consecință a situației de mai sus și a faptului că baza de reguli are un număr finit de reguli, rezultă că pentru orice intrare $z_0(x) \in Z$, există o pereche de indici $p, q \in I_A$ astfel încât:

$$u_p \leq u_i(x) \leq u_q \quad (4.5)$$

pentru toți $i \in I_A$. În acest context, problema analizei stabilității sistemului de reglare fuzzy se poate transpune în r probleme de analiză corespunzătoare, respectiv, celor r sisteme din figura 4.3. Considerând ca punct de plecare metoda directă a lui Liapunov, autorii enunță și demonstrează următoarea teoremă de analiză a stabilității globale asimptotice a unui sistem fuzzy.

Teorema 4.1: Dacă pentru sistemul fuzzy din figura 4.1 sunt îndeplinite condițiile:

1. există o matrice pătratică simetrică și pozitiv definită P și funcția candidat $V = x^T \cdot P \cdot x \rightarrow \infty$ atunci când $\|x\| \rightarrow \infty$;
2. derivata \dot{V} este negativ definită în fiecare zonă de activare a fiecărui subsistem fuzzy;
3. se aplică metoda de defuzificare (4.3),

atunci punctul de echilibru din origine al procesului este global asimptotic stabil.

Metoda Wong, Leung și Tam constă în parcurgerea a doi pași:

- i) adoptarea matricei P astfel încât să fie îndeplinită prima condiție a teoremei;
- ii) analiza stabilității întregului sistem de reglare prin verificarea pentru fiecare subsistem în parte a celei de a doua condiții din teoremă.

Cea de-a treia condiție este îndeplinită structural.

Totodată, este important de observat că dacă baza de reguli se completează cu o nouă regulă care satisface a doua condiție din teoremă, atunci rezultă tot un sistem stabil.

Concluzii asupra metodei:

1. Metoda nu face nici un fel de referire la dependența $z(x)$ care, într-un caz concret, este în măsură să restricționeze aplicabilitatea metodei sau să estompeze anumite situații favorabile.
2. Metoda utilizează o metodă de inferență de tip Takagi-Sugeno, fără a se preciza explicit.
3. Metoda pierde din vedere aspectul completitudinii bazei de reguli a regulatorului fuzzy și care, în contextul descris de teorema 4.1, este foarte important de verificat. Simpla observare a faptului că prin introducerea unei

noi reguli „stabile” stabilitatea sistemului nu este afectată, nu absolvă utilizatorul de examinarea problemei completitudinii.

4. Pe parcursul celor 5 lucrări enumerate teorema de stabilitate care fundamentează metoda cunoaște diferite enunțuri între care există diferențe, varianta redată fiind cea mai rafinată. Chiar și în acest caz aplicarea teoremei este relativ confuză, întrucât nu este însoțită de precizări metodologice. *Totodată, teorema este susceptibilă de ajustări prin înlăturarea unor limitări.*
5. În lucrările menționate, *exemplificările se fac simplist și nu fac uz de teoria expusă, considerându-se, în mod fals, că zonele de activare ale regulilor nu se suprapun.*
6. *Metoda se poate utiliza atât pentru analiza, cât și pentru sinteza de sisteme de reglare fuzzy.*

În contextul concluziilor anterioare, în continuare se vor expune unele modalități de aplicare a teoremei 4.1 de analiză a stabilității, respectiv de extindere a aplicabilității acesteia și asupra unor alte tipuri de sisteme de reglare (sisteme interpolative).

4.1.2. Clarificări procedurale

Teorema 4.1, de stabilitate, enunțată de Wong, Leung și Tam se poate aplica sistemelor liniare sau neliniare cu procese conduse de forma (4.1), cu regulatoare fuzzy care folosesc pentru defuzzificare orice metodă de tip medie ponderată cum este de exemplu cea din relația (4.4). Acest fapt va garanta îndeplinirea condiției (4.5), echivalentă cu condiția a treia din teoremă. Calculul limitelor comenzii $u_p = \min(u_i)$ și $u_q = \max(u_i)$ nu se consideră necesar, fiind suficientă existența lor. În vederea unei aplicări sistematice teorema se reformulează astfel:

Teorema 4.2: Dacă pentru structura de reglare din figura 4.1 sunt îndeplinite condițiile:

1. există o matrice pătratică simetrică și pozitiv definită P și funcția candidat $V = x^T \cdot P \cdot x \rightarrow \infty$ atunci când $\|x\| \rightarrow \infty$;
2. derivata \dot{V} este negativ definită pentru orice valoare a lui x ;
3. baza de reguli acoperă complet domeniul variabilelor de intrare;
4. se aplică o metodă de defuzzificare prin utilizarea căreia se respectă proprietatea (4.5),

atunci punctul de echilibru din origine al sistemului este global asimptotic stabil.

Având în vedere complexitatea calculelor în situațiile în care domeniile de activare ale regulilor se suprapun, este fezabilă doar o abordare numerică, asistată de calculator, a problemei de analiză a stabilității. Aplicarea teoremei 4.2 în vederea analizei stabilității unui sistem de reglare fuzzy presupune parcurgerea următorilor pași:

Algoritmul 4.1

- i) Se verifică completitudinea bazei de reguli a regulatorului fuzzy.
- ii) Se adoptă o funcție candidat Lyapunov pentru sistemul dat, conform primei condiții din teorema 4.2.
- iii) Se verifică pentru orice x a treia condiție din teorema 4.2 pentru funcția Lyapunov aleasă.

Alegerea unei funcții candidat Lyapunov poate reprezenta în multe cazuri o provocare. Pentru a ușura identificarea unei matrice P potrivită se propune algoritmul 4.2. Algoritmul nu oferă întotdeauna soluții (condițiile pot fi conflictuale), la fel cum nu oferă o soluție unică decât în cazul în care se verifică toate condițiile (analitic nu se pot verifica toate, se aleg din spațiul stărilor doar unele puncte pentru care se determină condițiile).

Algoritmul 4.2

- i) Pentru procesul dat prin MM se dezvoltă expresia funcției candidat V considerând drept parametri elementele matricei P ;
- ii) Se calculează derivata \dot{V} folosind MM al procesului și se impune condiția $\dot{V} \leq 0$, rezultând astfel o seamă de relații între elementele matricei P .
- iii) Se determină valorile elementelor matricei P pentru care se respectă condițiile rezultate la punctul ii).

4.1.3. Metodă de analiză a stabilității sistemelor cu reglatoare bazate pe interpolare Shepard

Analiza stabilității pe baza teoremei 4.2 se extinde în continuare și pentru cazul unor sisteme cu reglatoare interpolative (figura 4.4). Față de varianta fuzzy: diferă descrierea variabilelor lingvistice asociate mărimilor de intrare în regulator $z(x)$ și modalitatea de elaborare a mărimii de comandă.

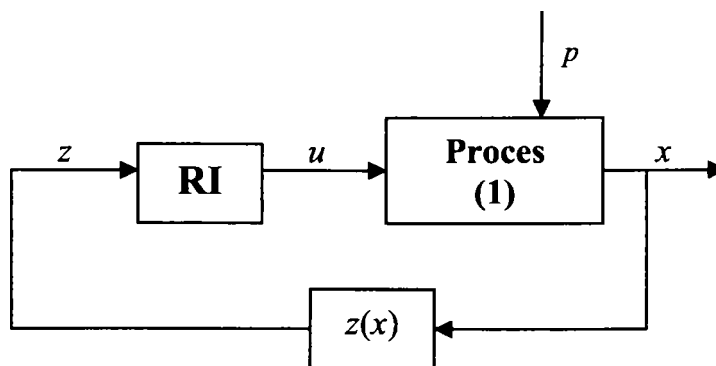


Figura 4.4 Structura unui sistem cu reglator interpolativ

În metoda dezvoltată în continuare pentru proiectarea și implementarea regulatorului RI generarea punctelor suport (obținute din cele r reguli ale bazei de reguli) care alcătuiesc grila de interpolare se realizează pe cale directă, înrându-se din acest motiv cu *metoda directă* utilizată în capitolul 3. Variabilele lingvistice asociate regulatorului RI sunt descrise prin intermediul unor intervale reale, conform metodei RIP. Interpolarea se efectuează în variantă Shepard (relația (4.6)), care respectă condiția (4.5).

$$u = \frac{\sum_{i=1}^r w_i \cdot u_i}{\sum_{i=1}^r w_i}, \quad w_i = \frac{1}{\|x - x_i\|^\alpha} \quad (4.6)$$

În (4.6) α reprezintă un factor de ponderare, x_i locațiile punctelor de sprijin ale bazei de reguli, iar u_i valoarea comenzii în punctele de sprijin. Factorul de evaluare α face posibilă o parametrizare suplimentară a măsurii distanței euclidiene, o valoare mare a sa amplificând ponderea punctelor de sprijin din imediata vecinătate.

Față de *metoda reproductivă* și *metoda directă* utilizate în capitolul 3 (vezi figura 3.21), în cazul de față diferă atât metoda de interpolare cât și varianta de implementare. În timp ce cele două metode conduc la implementări pe baza unor tabele de interpolare „look-up table” care realizează interpolare liniară între punctele de sprijin, în cazul de față diferă atât metoda de interpolare (variante Shepard) cât și maniera de implementare a regulatorului interpolativ RI, prin blocuri ce modelează formula (4.6). În fine, corecția (ca ultimă etapă de sinteză a regulatorului) se realizează în acest caz, operând în fișierul care conține locurile și valorile de sprijin ale punctelor suport din grila de interpolare, în loc de tabelul „look-up table”. Metoda descrisă va fi denumită în continuare *metoda directă Shepard*.

Față de varianta de reglare fuzzy, varianta de reglare interpolativă sintetizată prin *metoda directă Shepard* întrunește toate avantajele sistemelor de reglare interpolative, puse în evidență în capitolele 2 și 3.

Pentru a se preta la analiza stabilității sistemelor de tip interpolativ proiectate prin *metoda directă Shepard*, Teorema 4.2 se poate reformula astfel:

Teorema 4.3: Dacă pentru o structură cu regulator interpolativ ca cea din figura 4.4 sunt îndeplinite condițiile:

1. există o matrice pătratică simetrică și pozitiv definită P și funcția candidat $V = x^T \cdot P \cdot x \rightarrow \infty$ când $\|x\| \rightarrow \infty$;
2. derivata \dot{V} este negativ definită pentru orice valoare a lui x ;
3. pentru calculul comenzii u se aplică metoda de interpolare Shepard, prin utilizarea căreia se respectă proprietatea (4.5),

atunci punctul de echilibru din origine al procesului este global asimptotic stabil.

Observație: Față de teorema 4.2, în acest caz nu mai este necesară verificarea condiției de completitudine a bazei de reguli, datorită faptului că prin aplicarea interpolării Shepard se obține o bază de reguli completă (o grilă carteziană completă).

Aplicarea metodei de analiză a stabilității pe baza teoremei 4.3 se realizează numeric, asistat de calculator, conform algoritmului 4.1. De asemenea se poate utiliza algoritmul 4.2 de obținere a matricei P .

4.1.4. Studiu de caz

În vederea aplicării teoremelor de stabilitate 4.2 și 4.3 s-a realizat un mediu de dezvoltare a aplicațiilor de analiză a stabilității (pe baza metodei directe a lui Liapunov) sistemelor de reglare de tip interpolativ cu procese liniare și neliniare de ordinul 2 și 3.

4.1.4.1. Prezentarea mediului de dezvoltare

Mediul de dezvoltare este destinat analizei stabilității pe baza teoremelor 4.2 și 4.3 (inspirate din metoda directă a lui Liapunov) a sistemelor de reglare cu

regulatoare fuzzy sau bazate pe interpolare Shepard, a proceselor de ordinul 2 și 3 liniare (date prin MM-ISI) sau neliniare (de tipul 4.7).

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot g(u) \quad (4.7)$$

unde $g(u)$ reprezintă o dependență neliniară.

Mediul se compune dintr-un set de scheme SIMULINK pentru sistemele de reglare (configurabile de către utilizator), un set de programe MATLAB de calcul și afișare a valorii derivatei funcției candidat Liapunov și o interfață cu utilizatorul. Modul de funcționare a mediului de dezvoltare în ansamblu este ilustrat prin organigrama din anexa 3.

Prin intermediul interfeței utilizator se configurează structura de reglare prin alegerea variantei de reglare (fuzzy sau Shepard) și introducerea datelor care descriu procesul condus (ordin, model matematic, condiții inițiale). În funcție de structura de reglare aleasă utilizatorul configurează schema SIMULINK corespunzătoare, după care se efectuează calculele de stabilitate prin prisma funcției candidat Liapunov adoptate (cu sugestii de alegere a matricii P , urmărind algoritmul 4.2, procedură realizată off-line), în vederea verificării celei de-a treia condiții din teoremele 4.2 și 4.3, conform algoritmului 4.1. Rezultatul este pus la dispoziția utilizatorului în variantă numerică și grafică. Setul de rutine de calcul și afișare și programul principal care realizează și interfațarea cu utilizatorul, precum și setul de scheme de reglare SIMULINK de configurare (în detaliu) sunt date în anexa 3. Utilizarea mediului de dezvoltare presupune parcurgerea următoarelor etape:

1. Se introduce partea liniară a procesului sub formă de MM-ISI (matricile și condițiile inițiale).
2. Se proiectează regulatorul fuzzy sau interpolativ RF/RI (asigurând o bază de reguli completă în cazul structurii fuzzy) și se configurează neliniaritatea BN (dacă este cazul). În acest scop se folosesc schemele de reglare SIMULINK în variantă fuzzy sau interpolativă, redată sub formă principală unificată în figura 4.5.

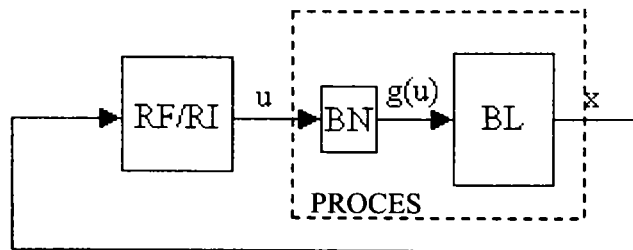


Figura 4.5 Schema de principiu unificată a sistemelor de reglare fuzzy / interpolative implementate în cadrul mediului de dezvoltare

3. Se setează valorile elementelor matriciei P . Dacă ele nu sunt cunoscute a priori, atunci se adoptă o matrice P adecvată, parcurgând algoritmul 4.2.
4. Se determină caracteristica de comandă $g(u(x))$ folosind o schemă SIMULINK corespunzătoare schemei de principiu unificată din figura 4.6. Generatorul de semnal GS este destinat baleierii prin semnale adecvate (x_e) a domeniului de variație admisibil al vectorului de stare x . De exemplu, pentru sisteme de ordinul 2, mediul conceput realizează baleierea prin semnale sub forma de dinți de fierăstru combinate cu semnale scară, utilizarea generatorului GS reducându-se la setarea adecvată a limitelor domeniului admisibil.

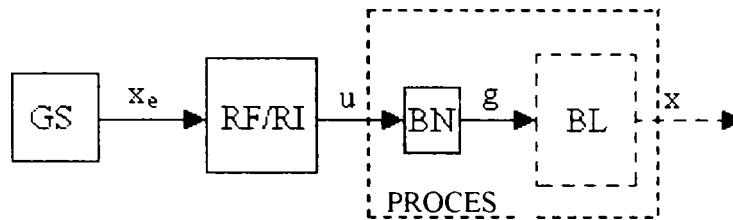


Figura 4.6 Schema de principiu unificată a sistemelor de conducere în buclă deschisă fuzzy / interpolative implementate în cadrul mediului de dezvoltare

5. Se calculează și afișează (numeric și grafic) valorile derivatei funcției candidat Liapunov \dot{V} pentru toate valorile admisibile ale lui x , folosind caracteristica de comandă $g(u(x))$ determinată anterior. Utilizatorul verifică, astfel, îndeplinirea celei de a treia condiții din teoremele 4.2 sau 4.3.

Mediul de dezvoltare permite sinteza reguletoarelor oferind posibilitatea de alegere a funcțiilor de apartenență, configurare a regulilor / grilei de interpolare, introducerea datelor ce descriu procesul (ordinul, MM-ISI al părții liniare corespunzătoare blocului BL din schemele din figurile 4.5 și 4.6, adică matricile A și B din (4.7), condiții inițiale, neliniaritate). Metoda și modul de utilizare a mediului de dezvoltare se ilustrează în paragraful 4.1.4.2.3 pe baza unui studiu de caz.

4.1.4.2. Reglarea unui sistem neliniar de ordinul 2

Pentru acest studiu de caz dezvoltările se fac pe un model de proces și pe un sistem de reglare fuzzy preluate din articolele semnate de echipa Wong-Leung-Tam ([Wong00]), folosind mediul de dezvoltare prezentat în paragraful 4.1.4.1.

4.1.4.2.1. Prezentarea structurii de reglare în variantă fuzzy

Se consideră procesul dat prin ecuațiile de stare:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -2 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 2 \end{bmatrix} \cdot g(u) \quad (4.8)$$

unde $g(u)$ este funcția liniară pe porțiuni reprezentată în figura 4.7. Ea prezintă zone de insensibilitate și saturație.

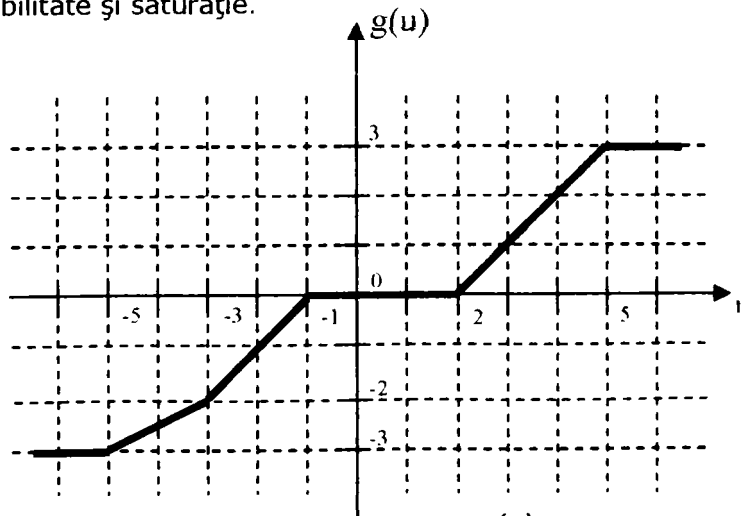


Figura 4.7 Neliniaritatea $g(u)$

pe lângă modelarea bazei de reguli se implementează și relația (4.4), elaborând mărimea de ieșire din regulatorul fuzzy ca medie a produselor dintre gradul de activare al unei reguli μ_i , $i = 1, \dots, 9$ și valoarea singleton a mărimii de comandă pentru acea regulă u_i , $i = 1, \dots, 9$, ponderată cu suma gradelor de activare. Valorile tuturor μ_i și $u_i \cdot \mu_i$ la momentul curent sunt furnizate de blocul de implementare a regulilor BR. Schema de detaliu a BR este prezentată în anexa 3.

Regulatorul fuzzy are ca mărimi de intrare cele două stări ale procesului, x_1 și x_2 , iar ca mărime de ieșire comanda u . Universurile de discurs ale celor două variabile de intrare sunt $[-1 \ 1]$, iar universul de discurs al comenzii este $[-5 \ 5]$. Valorile lingvistice atașate mărimilor de intrare ale regulatorului sunt descrise de funcții de apartenență ca în figura 4.10.

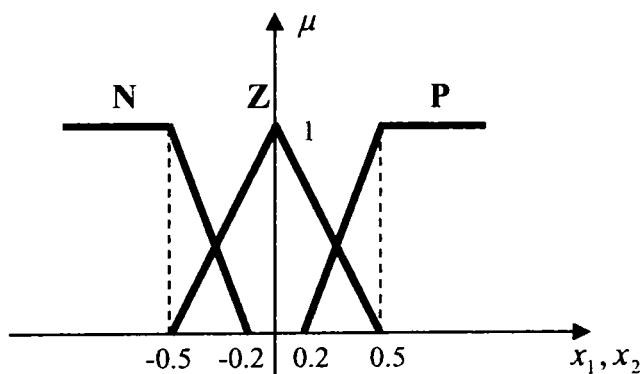


Figura 4.10 Forma și distribuția funcțiilor de apartenență ale regulatorului fuzzy RF

Comanda este descrisă prin funcții de apartenență de tip singleton. Baza de reguli care descrie regulatorul fuzzy este dată în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1 Baza de reguli a regulatorului fuzzy RF

x_2/x_1	N	Z	P
P	0	-3	-5
Z	1	0	-1
N	5	3	0

u

Comportarea sistemului fuzzy în regim liber pentru condiții inițiale $[x_{10}, x_{20}] = [1, -0.5]$, conform scenariului prezentat în [Wong00], obținută prin utilizarea mediului de dezvoltare descris în paragraful 4.1.4.1 este redată în figura 4.11. Rezultatul obținut este același și a constituit unul dintre testele de validare a mediului dezvoltat.

Structura fuzzy obținută va fi utilizată în continuare ca bază de comparație pentru structura interpolativă Shepard dezvoltată în paragraful 4.1.4.2. și caz de studiu pentru analiza stabilității cu ajutorul mediului de dezvoltare.



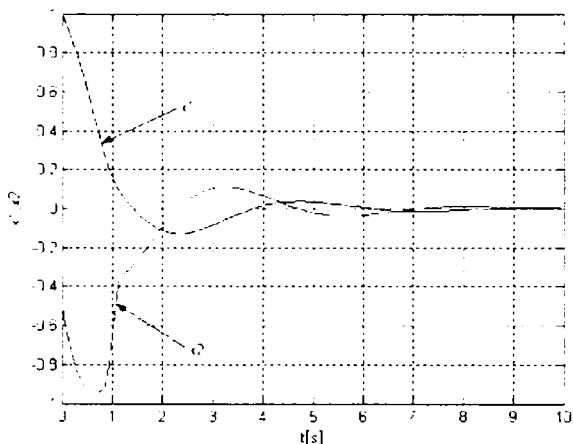


Figura 4.11 Evoluția stărilor sistemului cu reglator fuzzy în regim liber

4.1.4.2.2. Sinteza structurii de reglare în variantă interpolativă Shepard

În variantă interpolativă, reglatorul fuzzy RF din structura de reglare prezentată în figura 4.8 se înlocuiește cu un reglator interpolativ RI(Shepard) (figura 4.12), care implementează interpolarea Shepard dată de relația (4.6). În scopul proiectării blocului interpolativ se utilizează schema de reglare interpolativă SIMULINK „Shepard2.mdl”, din cadrul mediului de dezvoltare.

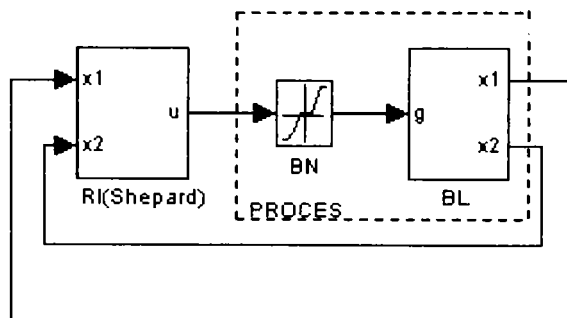


Figura 4.12 Structura de principiu a sistemului de reglare după stare cu reglator interpolativ Shepard RI(Shepard)

Reglatorul interpolativ RI(Shepard) nu necesită filtre de intrare și de ieșire, fiind compus doar din blocul de interpolare I(Shepard). Mărimile de intrare în reglator sunt mărimile de stare x_1 și x_2 , iar mărimea de ieșire este comanda u . Modul de asociere a termenilor lingvistici variabilelor de intrare în reglator x_1 și x_2 se realizează, așa cum s-a precizat, în variantă RIP (utilizată și în capitolul 3 al prezentei lucrări) și se descrie în tabelul 4.2.

Tabelul 4.2 Termenii lingvistici și intervalele care descriu variabilele de intrare și de ieșire ale reglatorului RI(Shepard)

t.l.	N	Z	P
x_1	$[-1, -0.2]$	$[-0.2, 0.2]$	$[0.2, 1]$
x_2	$[-1, -0.2]$	$[-0.2, 0.2]$	$[0.2, 1]$

Alegerea intervalelor pentru x_1 și x_2 a fost sugerată de distribuția și suportul funcțiilor de apartenență ale RF corespunzătoare acestora, date în figura 4.9. Termenii lingvistici ai comenzii u sunt identici cu cei din varianta fuzzy. Pentru implementarea grilei de interpolare necesară blocului RI(Shepard) se utilizează tabelul 4.3, unde s-au înlocuit termenii lingvistici cu punctele suport ale acestora, determinate ca mijloace ale intervalelor ce-i definesc.

Tabelul 4.3 Tabelul de interpolare al regulatorului RI(Shepard)

x_2/x_1	-0.6	0	0.6
0.6	0	-3	-5
0	1	0	-1
-0.6	5	3	0

u

În figura 4.13 se prezintă schema SIMULINK a blocului RI(Shepard) care modelează ponderile w_i și formula de interpolare Shepard (4.6).

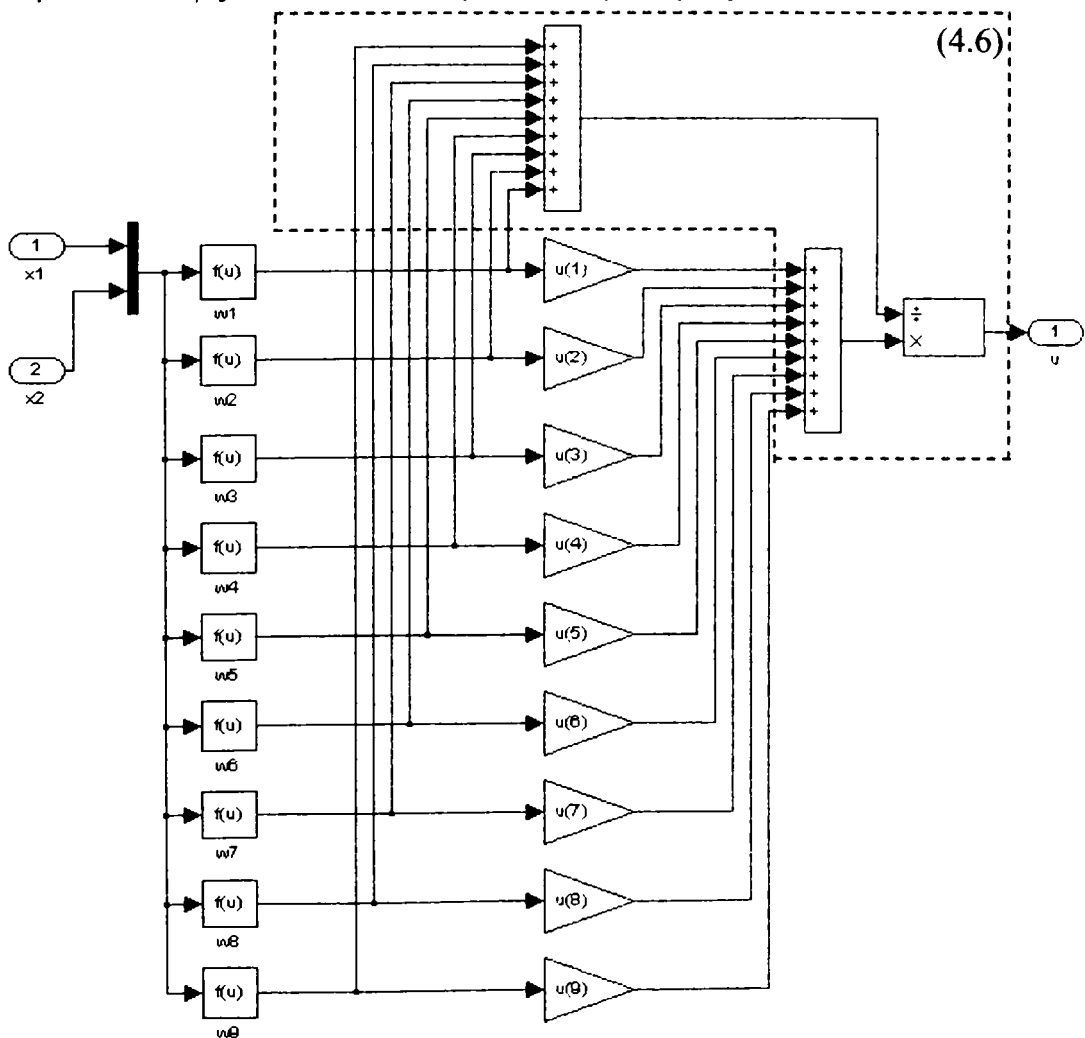


Figura 4.13 Schema SIMULINK a RI(Shepard) care modelează ponderile și relația (4.6)

Coeficienții de ponderare w_i , $i = 1, \dots, 9$ sunt implementați prin intermediul unor blocuri „fcn” ca distanțe euclidiene (parametrizate prin intermediul factorului de ponderare α) ale punctului curent de coordonate (x_1, x_2) față de fiecare dintre cele 9 puncte suport ale grilei de interpolare din tabelul 4.3, urmând să fie înmulțiți cu valoarea singleton a mărimii de comandă u_i , $i = 1, \dots, 9$ din punctul suport corespunzător. Mărimea de ieșire din blocul interpolativ u se obține ca medie ponderată între aceste produse și suma coeficienților de ponderare.

Rezultatele obținute prin integrarea blocului RI(Shepard) în structura de reglare se dau în figura 4.14 (figura 4.14a) pentru x_1 , respectiv figura 4.14b) pentru x_2), pentru diferite valori ale factorului de ponderare α , în comparație cu evoluțiile corespunzătoare în variantă fuzzy.

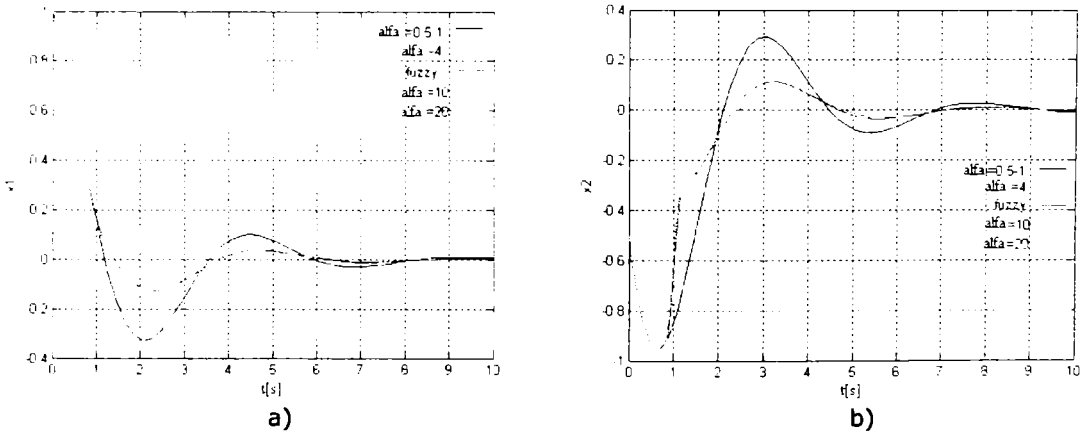


Figura 4.14 Evoluția stărilor x_1 (a) și x_2 (b) ale sistemului cu regulator interpolativ Shepard pentru diferite valori ale factorului de ponderare α

Pentru $\alpha = 6$ evoluțiile stărilor în variantele fuzzy și interpolativă Shepard sunt identice. Pentru valori mai mari decât 6, varianta interpolativă este sensibil superioară celei fuzzy din punct de vedere al timpului de răspuns. Se adoptă în consecință o valoare nominală a factorului de ponderare $\alpha = 15$.

În concluzie, varianta interpolativă Shepard permite o implementare mult mai ușoară și adecvată conducerii în timp real (timp de calcul al comenzii este mult mai redus) în condițiile menținerii sau realizării unor performanțe sensibil superioare variantei fuzzy.

4.1.4.2.4. Analiza în variantă numerică a stabilității structurilor de reglare de tip interpolativ prezentate

Pentru analiza stabilității structurilor de reglare de tip interpolativ (fuzzy, respectiv interpolativă Shepard) descrise în paragrafele anterioare s-au utilizat funcțiile dedicate alegerii și calculului derivatei funcției Liapunov din cadrul mediului de programare. Pentru cele două variante, utilizând funcția „calcuP_fuzzy.m”, respectiv „calcuP_Shepard.m”, și urmărind algoritmul 4.2, din condiția

$$\dot{V} \leq 0$$

pentru matricea

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix}$$

rezultă în final condițiile:

$$\begin{cases} p_{11} \geq p_{22} \\ p_{11} \leq 6p_{21} + 6p_{12} + 13p_{22}, \\ p_{12} + p_{21} \leq 14p_{22} \end{cases} \quad (4.9)$$

Adoptând în concordanță cu relațiile (4.9) matricea:

$$P = \begin{bmatrix} 23 & 7 \\ 5 & 10 \end{bmatrix},$$

funcția candidat Liapunov este:

$$V(x) = x^T \cdot P \cdot x = 23x_1^2 + 12x_1 \cdot x_2 + 10x_2^2, \quad (4.10)$$

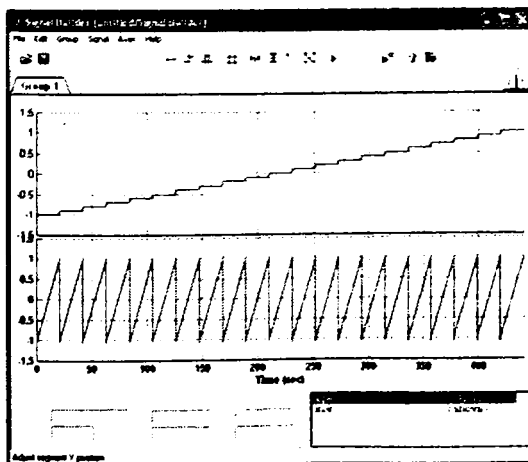
iar derivata ei:

$$\dot{V}(x) = -24x_1^2 - 6x_1 \cdot x_2 - 8x_2^2 + g(u) \cdot (24x_1 + 40x_2). \quad (4.11)$$

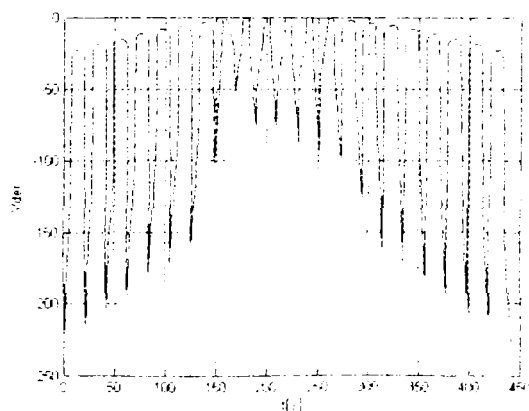
După calculul derivatei $\dot{V}(x)$ în fiecare punct al spațiului de stare $[-1,1] \times [-1,1]$ cu ajutorul funcției „Vder2f.m” (pentru structura fuzzy), respectiv „Vder2S.m” (pentru structura interpolativă Shepard), se obține rezultatul din figura 4.15b).

În figura 4.15a) este redat semnalul produs de generatorul de semnal GS după principiul menționat în paragraful 4.1.4.1. Mărima x_2 baleiază domeniul admisibil printr-un semnal dinte de fierăstrău, în condițiile în care mărima x_1 parcurge domeniul admisibil printr-un semnal scară. Această manieră de acoperire a domeniului admisibil în intervalul de timp în care x_1 variază de la minimum la maximum explică variația lui \dot{V} din figura 4.15b).

În figura 4.16, echivalentă, se ilustrează variația tridimensională a lui \dot{V} în funcție de cele două stări. Rezultatele sunt valabile atât pentru varianta fuzzy, cât și pentru cea interpolativă.



a)



b)

Figura 4.15 Reprezentarea \dot{V} (b) pentru cazul în care cele două stări baleiază domeniile lor maxime admisibile conform (a)

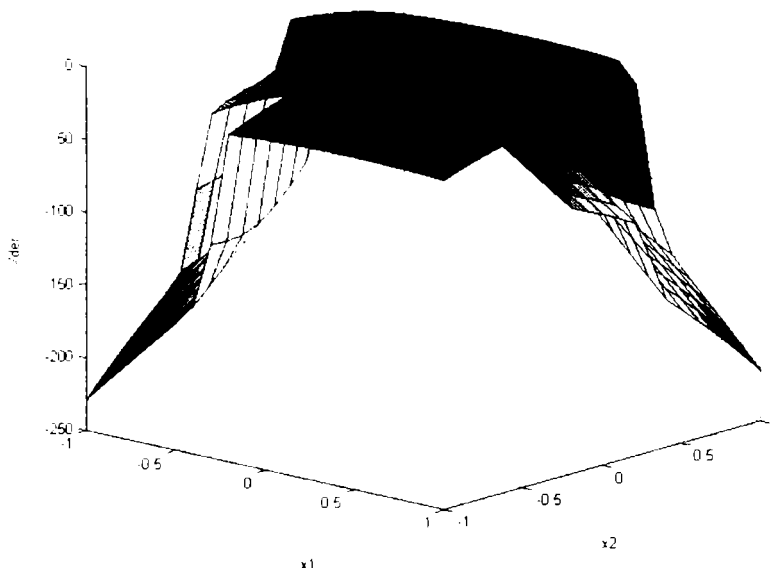


Figura 4.16 Reprezentarea tridimensională a lui $\dot{V}(x_1, x_2)$

Rezultatele din cele două figuri ilustrează că funcția candidat aleasă este o funcție Liapunov, deoarece îndeplinește condițiile cerute (exceptând punctul din origine, derivata ei este negativă). Implicit, prin aceasta se demonstrează că pentru sistemele studiate (fuzzy și interpolativ Shepard) originea este un punct de echilibru asimptotic stabil, conform teoremelor 4.2, respectiv 4.3.

Rezultatele sunt importante din două motive: în primul rând pentru că s-a reușit adoptarea unei funcții candidat adecvate și pe baza ei s-a demonstrat că sistemele în cauză sunt stabile în sens Liapunov; în al doilea rând, studiul stabilității și cu atât mai mult posibilitatea de a proba stabilitatea unui sistem interpolativ reprezintă un element nou în domeniu.

4.2. Sisteme de reglare cu restricții în sens Liapunov

4.2.1. Aplicarea metodei directe a lui Liapunov în scopul obținerii unor condiții limitative de stabilizare

4.2.1.1. Condiționare și limitare în sens Liapunov

Fie un sistem S invariant în timp, monovariabil la intrare, de stare x , cu orientarea $u \rightarrow x$ dat prin ecuațiile de stare:

$$\dot{x} = f(x, u). \quad (4.12)$$

Presupunem că se dorește ca sistemul să atingă o stare x_w fixată. În particular poate prezenta interes starea de echilibru $x_w = 0$ corespunzătoare unei valori u_w a lui u ($f(x_w, u_w) = 0$). Pentru a reduce studiul stabilității sistemului în x_w la cel al stabilității unei stări [Răsvan05] de repaos (relativ) se definesc noi variabile de stare:

$$\tilde{x} = x - x_w, \quad (4.13)$$

astfel că ecuațiile (4.12) devin:

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{f}(\tilde{x}, u), \quad \tilde{f}(\tilde{x}, u) = f(\tilde{x} + x_w, u). \quad (4.14)$$

Prin ipoteză presupunem că $\tilde{x} \in X_a$, X_a reprezentând domeniul admisibil al lui \tilde{x} , mărginit în raport cu fiecare componentă a lui \tilde{x} .

Fie $V(\tilde{x})$ o funcție candidat în sens Liapunov derivabilă pe X_a și cu liniile echipotențiale fie închise, fie deschise dar mărginite de frontierele lui X_a . Atunci,

$$\dot{V}(\tilde{x}) = V_{\tilde{x}}^T \cdot \dot{\tilde{x}} = V_{\tilde{x}}^T \cdot \tilde{f}(\tilde{x}, u). \quad (4.15)$$

Presupunem în contextul relațiilor (4.12) - (4.15) o funcție candidat V , o stare $x = x_m$ admisibilă și fixată și u variabil. Atunci $\dot{V}(\tilde{x})$ poate fi privită ca o funcție numai de u :

$$\dot{V}(\tilde{x}) = V_{\tilde{x}}^T \Big|_{\tilde{x}=x_m-x_w} \cdot f(x_m, u) = W_{x_m}(u) \quad (4.16)$$

Fie $U_a = [u_{\min}, u_{\max}]$ mulțimea valorilor pe care le poate lua u în mod practic. Notăm cu

$$U_v(x_m) = \{u \in U_a \mid W_{x_m}(u) < 0\} \quad (4.17)$$

mulțimea valorilor lui u pentru care $\dot{V}(\tilde{x}) < 0$ pentru valoarea fixată x_m a stării sistemului S și cu

$$U_v = \bigcup_{x_m \in X_a} U_v(x_m) \quad (4.18)$$

mulțimea valorilor lui u pentru care $\dot{V}(\tilde{x}) < 0$ atunci când x_m ia valori în mulțimea X_a .

Practic, pentru un x_m dat mulțimea $U_v(x_m)$ se determină baleind cu mărimea de comandă u intervalul U_a . Fie

$$U_v(x_m) = [u_{L\min}(x_m), u_{L\max}(x_m)] \subseteq U_a$$

astfel determinat. Este posibil ca $U_v(x_m)$ să aibă și alte forme:

$$U_v(x_m) = (u_{L\min}(x_m), u_{L\max}(x_m)) \subset U_a,$$

$$U_v(x_m) = [u_{L\min}(x_m), u_{L\max}(x_m)) \subset U_a$$

sau

$$U_v(x_m) = (u_{L\min}(x_m), u_{L\max}(x_m)] \subset U_a.$$

Se consideră structura din figura 4.17 în care toate blocurile sunt în principiu neliniare. Blocul $U_{v\text{lim}}$, de condiționare, neinertial, generează pentru valoarea curentă a lui x și valoarea dorită x_w a lui x două valori limită $u_{L\min}(x)$ și $u_{L\max}(x)$ prestabilite dependent de U_v astfel încât $[u_{L\min}(x), u_{L\max}(x)] \subset U_v(x)$. Cele două valori limită sunt impuse mărării de comandă u prin blocul de limitare L . În consecință structura realizează o dependență de forma:

$$u = \begin{cases} u_e, & \text{daca } u_e \in [u_{L\min}(x), u_{L\max}(x)] \\ u_L \in \{u_{L\min}(x), u_{L\max}(x)\}, & \text{daca } u_e \notin [u_{L\min}(x), u_{L\max}(x)] \end{cases}, \quad (4.19)$$

u_L fiind una dintre valorile limită inferioară sau superioară ($u_L = u_{L\min}(x)$ dacă $u_e \leq u_{L\min}(x)$ și $u_L = u_{L\max}(x)$ dacă $u_e \geq u_{L\max}(x)$).

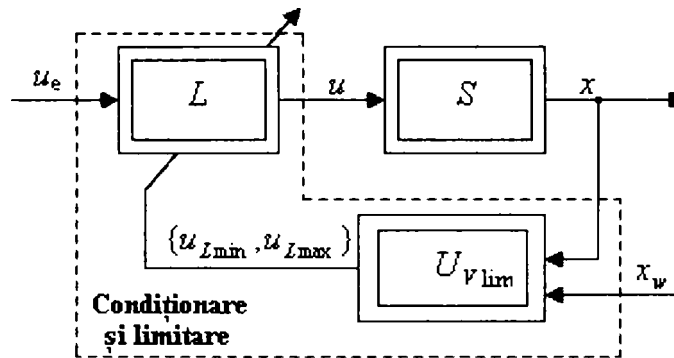


Figura 4.17 Structura unui sistem cu bloc de condiționare și limitare a comenzii

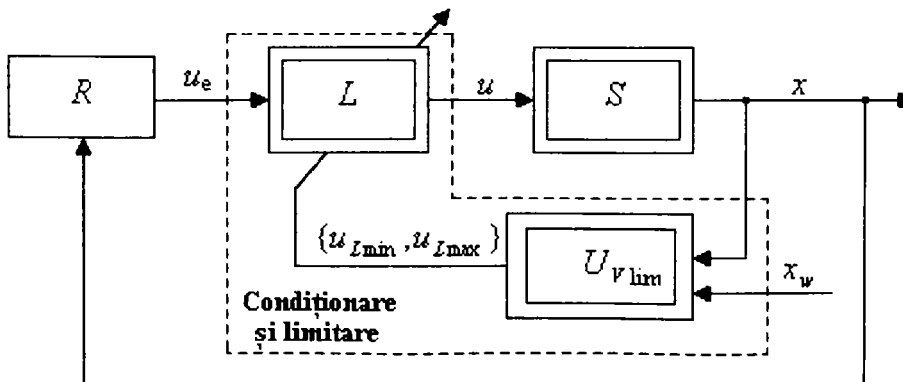
În condițiile de mai sus sistemul S va evolua în permanență astfel încât:

$$\dot{V}(\tilde{x}) \leq 0, \quad (4.20)$$

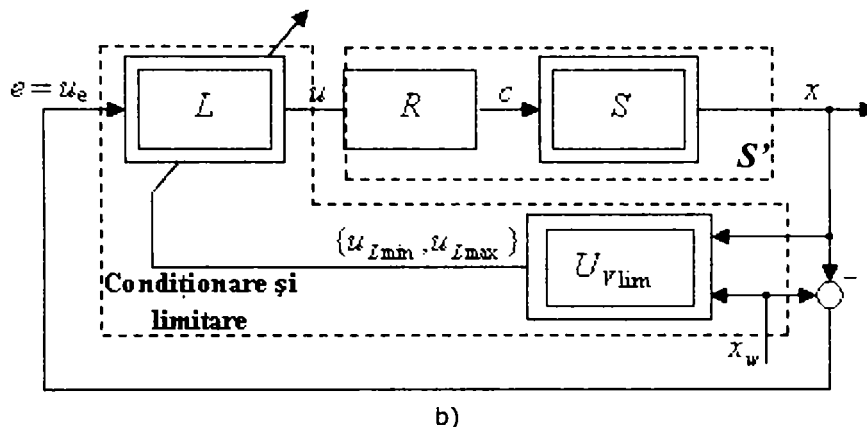
funcția candidat $V(\tilde{x})$ devenind în condițiile existenței mulțimii U_V o funcție Liapunov impusă prin blocurile $U_{V\lim}$ și L . Evoluția temporală a structurii se realizează din punct de vedere cauzal sub acțiunea lui u_e și a condițiilor inițiale ale sistemului S . În măsura în care intervine limitarea din (4.19) evoluția ajunge să fie supusă restricțiilor introduse prin intermediul funcției Liapunov adoptate. În consecință, comportarea sistemului este posibil să fie influențată de alegerea lui V , structura asigurând atunci când poate fi sintetizat blocul $U_{V\lim}$ condiția de evoluție asimptotică:

$$\tilde{x} \xrightarrow{t \rightarrow \infty} 0. \quad (4.21)$$

În figura 4.18 se reprezintă două structuri de reglare care înglobează structura din figura 4.17. Ele diferă prin poziționarea reciprocă a blocurilor R (regulator) și L (limitator). În primul caz limitările depind de sistemul S și acționează doar asupra acestuia, pe când în al doilea caz ele depind de conexiunea $S' = R + S$.



a)



b)
Figura 4.18 Structuri de sisteme de reglare cu ansamblu de condiționare și limitare a comenzii

Dacă $u = u_e$, atunci sistemul realizează comportarea dinamică pentru care a fost proiectat regulatorul R . Dacă $u \neq u_e$, atunci sistemul evoluează potrivit dinamicii impuse prin ansamblul de condiționare și limitare.

În continuare pentru ilustrarea suportului teoretic conturat anterior se prezintă un studiu de caz, corespunzător structurii din figura 4.18b).

4.2.1.2. Studiu de caz. Sinteza unui sistem de reglare cu regulator PI cu adaptarea parametrilor și limitarea interpolativă a comenzii

A. Modelarea procesului condus și sinteza structurii de reglare cu regulator PI

Punctul de plecare îl constituie sistemul de poziționare studiat în capitolul 3, care va avea în continuare rolul de proces condus. Fie deci procesul condus - sistem de poziționare - cu funcția de transfer:

$$H(s) = \frac{1}{s \cdot (s + 1)} \quad , \quad (4.22)$$

respectiv cu ecuațiile de stare

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot F_e \\ y = [1 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.23)$$

și schema bloc din figura 4.19a), prevăzut cu o reacție stabilizatoare ca în figura 4.19b). Mărimea x_1 are semnificația de poziție (generalizată), iar x_2 de viteză (generalizată). Reacția după x_2 corespunde unui proces de frecare, intrarea F_e are semnificația de forță exterioară (generalizată) iar reacția după x_1 ,

$$F_e = -a \cdot x_1 + c \quad , \quad (4.24)$$

asigură stabilizarea.

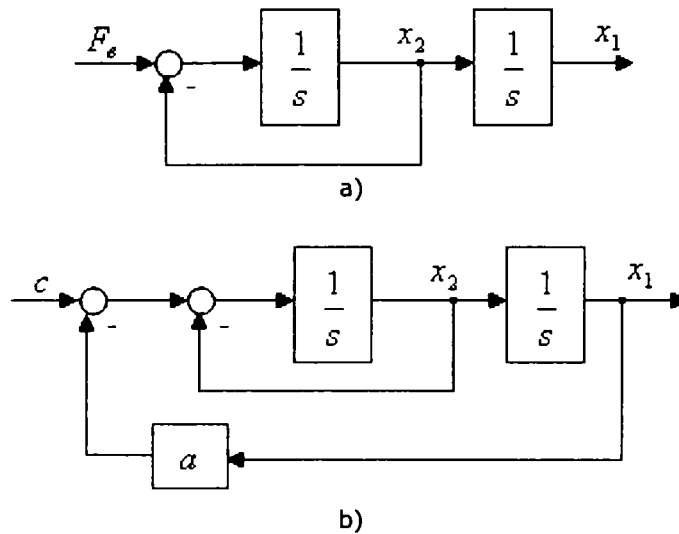


Figura 4.19 Schema bloc a sistemului de poziționare (a), respectiv a sistemului de poziționare cu reacție stabilizatoare (b)

În (4.24) $a = 0.24$ este un coeficient de compensare iar c comanda externă (a cărei domeniu maxim admisibil $[c_{\min}, c_{\max}]$ se va augmenta față de studiul din capitolul 3 datorită prezenței reacției compensatoare, devenind $[-1.5, 1.5]$ față de $[-1, 1]$ cât era inițial).

În primă instanță pentru reglare se adoptă regulatorul de tip PI (4.25) cu ecuațiile de stare (4.26), sistemul de reglare având aspectul din figura 4.20. Ansamblul este liniar.

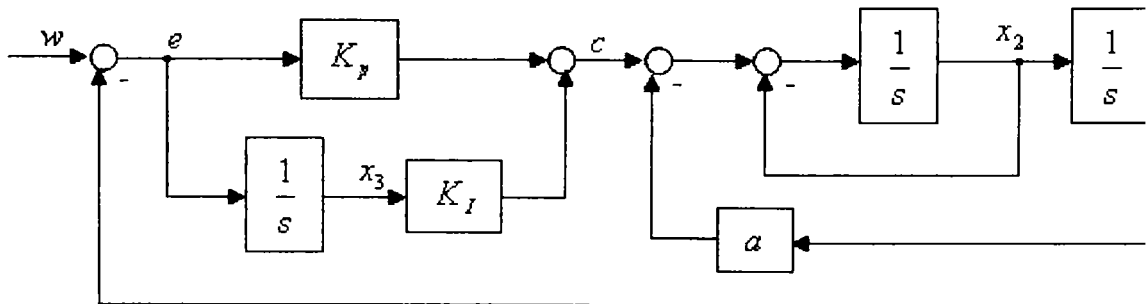


Figura 4.20 Schema bloc a sistemului liniar utilizată pentru proiectarea regulatorului PI

$$c = K_p \cdot e + K_I \cdot \int e(t) dt \quad (4.25)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = e \\ c = K_I \cdot x_3 + K_p \cdot e \end{cases} \quad (4.26)$$

Ansamblul S' (proces stabilizat - regulator) are ecuațiile (4.27):

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -a & -1 & K_I \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_p \\ 1 \end{bmatrix} \cdot e \\ y = [1 \ 0 \ 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \end{cases}, \quad (4.27)$$

iar sistemul de reglare din figura 4.20 are polinomul caracteristic:

$$\mu(s) = s^3 + s^2 + (a + K_p) \cdot s + K_I. \quad (4.28)$$

Domeniul de stabilitate în raport cu parametrii regulatorului are aspectul din figura 4.21 (zona hașurată fără frontiere), valorile parametrilor K_p și K_I corespunzând unui punct din domeniul hașurat adoptat în raport cu performanțele dinamice impuse. Adoptarea propriu-zisă nu constituie un obiectiv al studiului de față.

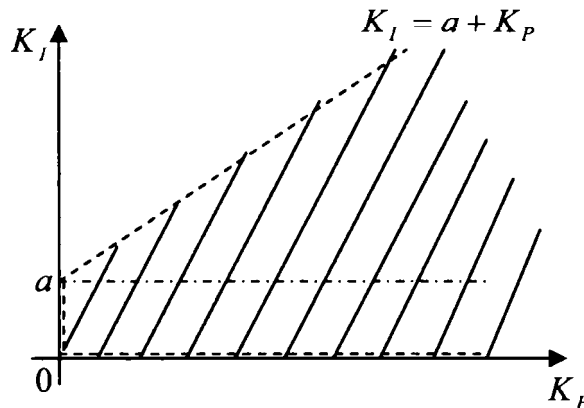


Figura 4.21 Domeniul de stabilitate al sistemului de reglare în raport cu parametrii regulator

În continuare, spre deosebire de cele prezentate în capitolul 3, deoarece sistemele reale de poziționare permit numai variații limitate ale poziției și vitezei, procesul condus stabilizat și regulatorul se consideră cu limitări la nivelul mărimilor de stare:

$$x_1 \in [x_{1\min}, x_{1\max}], \quad x_2 \in [x_{2\min}, x_{2\max}], \quad x_3 \in [x_{3\min}, x_{3\max}]. \quad (4.29)$$

Aceasta înseamnă că MM-ISI al ansamblului S' devine:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \cdot \sigma[(x_2 - x_{2\min}) \cdot (x_{2\max} - x_2)] \\ \dot{x}_2 = -a \cdot \sigma[(x_1 - x_{1\min}) \cdot (x_{1\max} - x_1)] - \sigma[(x_2 - x_{2\min}) \cdot (x_{2\max} - x_2)] + \\ \quad + K_I \cdot \sigma[(x_3 - x_{3\min}) \cdot (x_{3\max} - x_3)] + K_p \cdot e \\ \dot{x}_3 = e \\ y = x_1 \cdot \sigma[(x_1 - x_{1\min}) \cdot (x_{1\max} - x_1)] \end{cases}, \quad (4.30)$$

În relațiile (4.30) $\sigma(x)$ reprezintă funcția treaptă unitară $\sigma(x) = \begin{cases} 0, & \text{pentru } x < 0 \\ 1, & \text{pentru } x \geq 0 \end{cases}$.

În concret se adoptă valorile:

$$x_{1min} = -2, x_{1max} = 2, x_{2min} = -3, x_{2max} = 3, x_{3min} = -1.5, x_{3max} = 1.5. \quad (4.31)$$

În condiții de limitare (4.31) schema de reglare din figura 4.20 va fi înlocuită cu cea din figura 4.22.

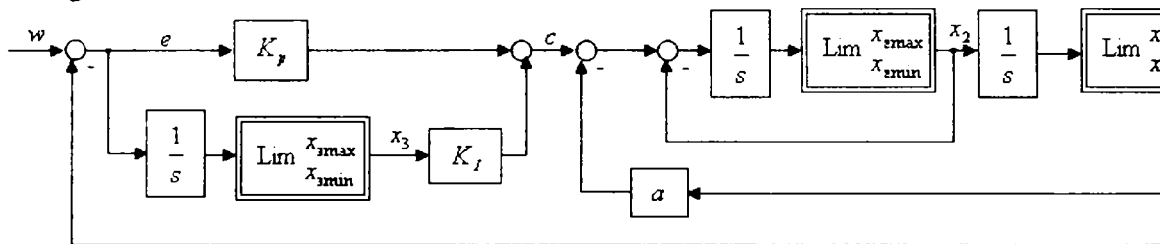


Figura 4.22 Schema de reglare cu regulator PI în condiții de limitare la nivelul mărimilor de stare

În continuare se trece la sinteza sistemului de reglare care va include și ansamblul de condiționare și limitare a comenzii.

B. Proiectarea sistemului de reglare cu blocuri de limitare interpolativă a comenzii, sintetizate prin metoda baleierii

Pentru a sintetiza blocul de condiționare și limitare $U_{Vlim} - L$ din figura 4.18b) se începe prin a adopta o funcție candidat de forma:

$$V(\tilde{X}) = \tilde{X}^T \cdot \underbrace{diag(p_{11}, p_{22}, p_{33})}_p \cdot \tilde{X} = p_{11} \cdot \tilde{X}_1^2 + p_{22} \cdot \tilde{X}_2^2 + p_{33} \cdot \tilde{X}_3^2, \quad (4.32)$$

în care $\tilde{X}_1 = x_1 - w, \tilde{X}_2 = x_2, \tilde{X}_3 = x_3$. Deci:

$$V(\tilde{X}) = p_{11} \cdot (x_1 - w)^2 + p_{22} \cdot x_2^2 + p_{33} \cdot x_3^2, \quad (4.32)$$

iar

$$\dot{V}(\tilde{X}) = 2 \cdot p_{11} \cdot (x_1 - w) \cdot \dot{x}_1 + 2 \cdot p_{22} \cdot x_2 \cdot \dot{x}_2 + 2 \cdot p_{33} \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3, \quad (4.33)$$

\dot{x}_1, \dot{x}_2 și \dot{x}_3 având expresiile din (4.30).

În figurile 4.23 și 4.24 sunt redate schemele SIMULINK care generează în cursul operațiilor de sinteză pe V , respectiv \dot{V} pe baza relațiilor (4.32) și (4.33), prin cuplare la sistemul din figura 4.22. Derivatele \dot{x}_1, \dot{x}_2 și \dot{x}_3 nu apar, fiind eliminate potrivit (4.30).

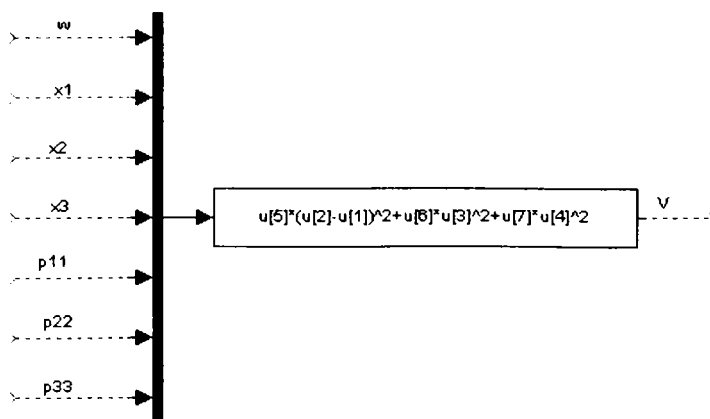


Figura 4.23 Schema SIMULINK de calcul a funcției V

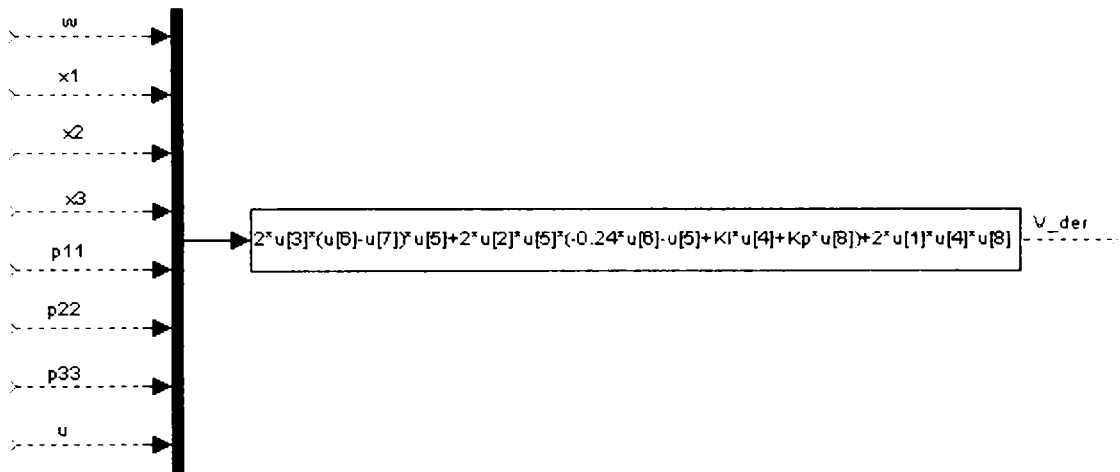


Figura 4.24 Schema SIMULINK de calcul a funcției \dot{V}

Pentru determinarea lui $W_{x_m}(u)$ se adoptă $[u_{\min}, u_{\max}] = [-1.5, 1.5]$ ca domeniu de variație U_a al mărimii de comandă u a ansamblului S' , se consideră

$$P = \text{diag}(0.25, 0.5, 0.001) \quad (4.34)$$

și se utilizează schema din figura 4.25.

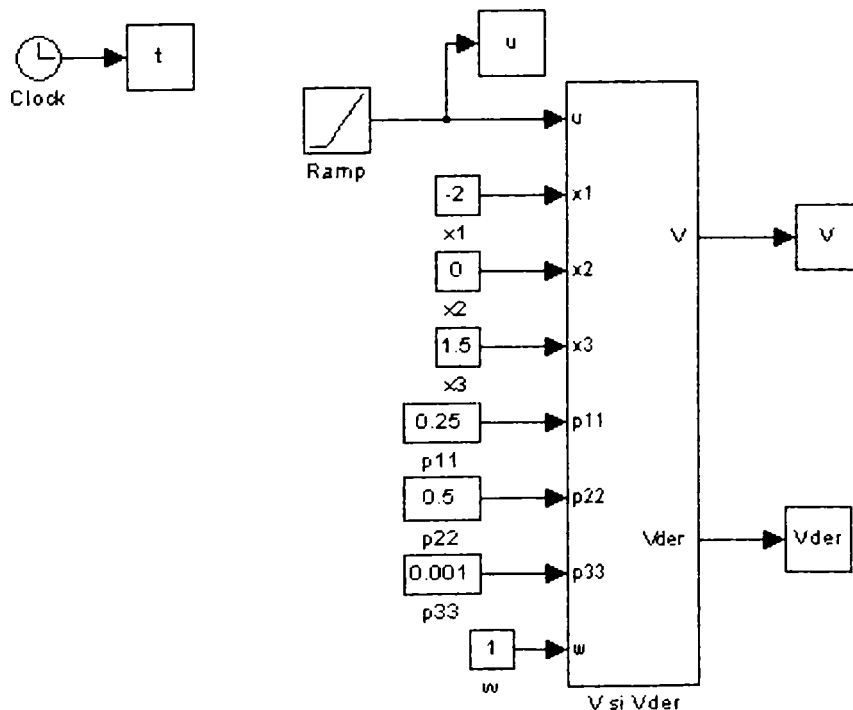
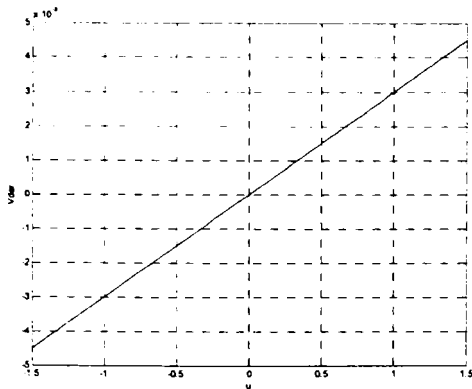


Figura 4.25 Schema SIMULINK ajutătoare de determinare a domeniului mărimii de comandă u pentru care este îndeplinită condiția $\dot{V} \leq 0$

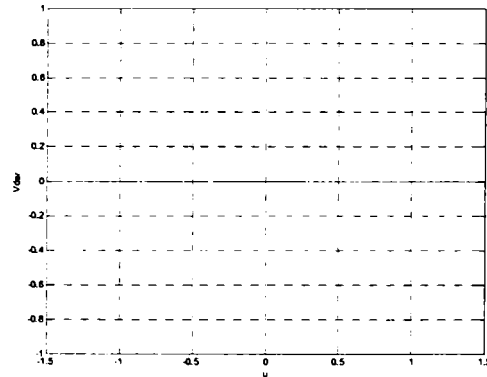
Pentru puncte fixate x_m din spațiul stărilor se baleiază cu u intervalul său maxim de variație cuprins între u_{\min} și u_{\max} , apoi se calculează și se trasează grafic dependența $\dot{V} = W_{x_m}(u)$. $U_V(x_m)$ se determină ca subdomeniu al lui U_a pentru care este îndeplinită condiția $\dot{V} \leq 0$.

Această metodă de determinare a domeniului de limitare la nivelul mărimii de comandă pentru a asigura îndeplinirea condiției de stabilitate în sens Liapunov se va numi în continuare *metoda baleierii*. Fie $x_m = (x_{1m}, x_{2m}, x_{3m})^T = (-2, 0, 1.5)^T$ un punct fixat din spațiul stărilor sistemului S' . În figura 4.26a) este ilustrat graficul lui $\dot{V} = W_{x_m}(u)$ pentru $u \in [u_{\min}, u_{\max}]$.

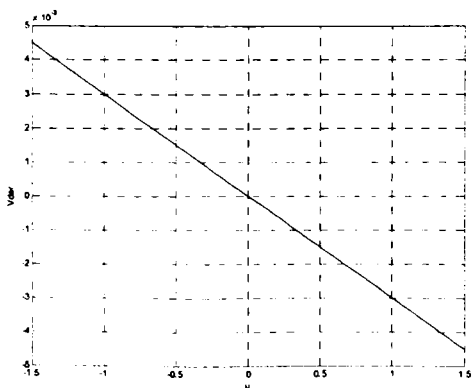
Se observă că $\dot{V} \leq 0$ pentru $u \in U_V(x_m) = [u_{L\min}, u_{L\max}]$, cu $u_{L\min} = u_{\min} = -1.5$ și $u_{L\max} = 0$. În figurile 4.26b), c), d), e) sunt prezentate rezultatele obținute pentru alte triplete de valori $(x_{1m}, x_{2m}, x_{3m})^T$. Simbolul „?” din cazul figurii 4.26b) indică faptul că întrucât \dot{V} este identic nulă pe domeniul de studiu, intervalul $[u_{L\min}, u_{L\max}]$ poate fi adoptat arbitrar, în particular $[u_{\min}, u_{\max}]$.



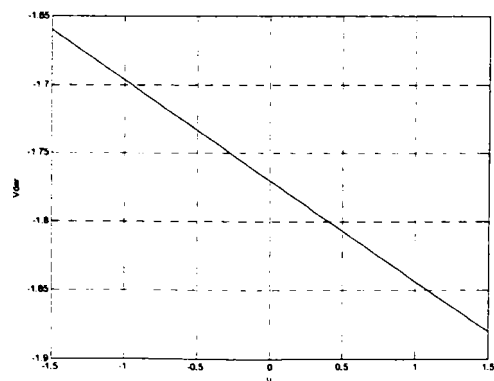
a) $x_{1m} = -2, x_{2m} = 0, x_{3m} = 1.5$
 $u_{L\min} = -1.5, u_{L\max} = 0$



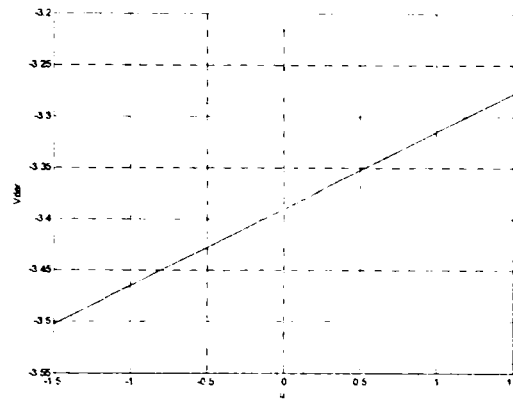
b) $x_{1m} = 1.5, x_{2m} = 0, x_{3m} = 0$
 $u_{L\min} = ?, u_{L\max} = ?$



c) $x_{1m} = 0, x_{2m} = 0, x_{3m} = -1.5$
 $u_{L\min} = 0, u_{L\max} = 1.5$



d) $x_{1m} = 0, x_{2m} = -1.5, x_{3m} = 0.75$
 $u_{L\min} = -1.5, u_{L\max} = 1.5$



e) $x_{1m} = -1, x_{2m} = 1.5, x_{3m} = 0, u_{Lmin} = -1.5, u_{Lmax} = 1.5$

Figura 4.26 Reprezentarea $\dot{V} = W_{x_m}(u)$ pentru diferite puncte din spațiul stărilor

Pentru a implementa blocul de condiționare U_{Vim} din figura 4.18b) s-au extras din spațiul stărilor sistemului S' , prin procedeul prezentat 27 de locuri de sprijin $x_m = (x_{1m}, x_{2m}, x_{3m})^T$ corespunzătoare combinațiilor realizabile cu valorile:

$$x_{1min} = -2, x_{1med} = 0, x_{1max} = 2, x_{2min} = -3, x_{2med} = 0, x_{2max} = 3, x_{3min} = -1.5, x_{3med} = 0, x_{3max} = 1.5. \tag{4.35}$$

Rezultatele obținute sunt redată în grupurile de tabele 4.4 și 4.5.

Grupul de tabele 4.4 Punctele de sprijin ale blocului de limitare a comenzii corespunzător limitei inferioare u_{Lmin}

Grupul de tabele 4.5 Punctele de sprijin ale blocului de limitare a comenzii corespunzător limitei superioare u_{Lmax}

$x_3 = -1.5$

x_2 / \tilde{x}_1	-2	0	2
3	-1.5	-1.5	-1.5
0	0	0	0
-3	-1.5	-1.5	-1.5

u_{Lmin}

$x_3 = -1.5$

x_2 / \tilde{x}_1	-2	0	2
3	1.5	1.5	1.5
0	1.5	1.5	1.5
-3	1.5	1.5	1.5

u_{Lmax}

$x_3 = 0$

x_2 / \tilde{x}_1	-2	0	2
3	-1.5	-1.5	-1.5
0	?	?	?
-3	-1.5	-1.5	-1.5

u_{Lmin}

$x_3 = 0$

x_2 / \tilde{x}_1	-2	0	2
3	1.5	1.5	1.5
0	?	?	?
-3	1.5	1.5	1.5

u_{Lmax}

$x_3 = 1.5$

x_2 / \tilde{x}_1	-2	0	2
3	-1.5	-1.5	-1.5
0	-1.5	-1.5	-1.5
-3	-1.5	-1.5	-1.5

u_{Lmin}

$x_3 = 1.5$

x_2 / \tilde{x}_1	-2	0	2
3	1.5	1.5	1.5
0	0	0	0
-3	1.5	1.5	1.5

u_{Lmax}

Structura de reglare care implementează și strategia de limitare este redată în figura 4.27 în varianta de schemă SIMULINK. Corespondența cu cele prezentate anterior este următoarea:

- i) blocul Proces_extins modelează relațiile (4.30) ale MM-ISI al sistemului cu regulator PI, cu limitări ale mărimilor de stare;
- ii) blocurile „look-up table” 3-D u_Lmin și u_Lmax , corespund blocului de condiționare U_{lim} din figura 4.18b) și implementează grupurile de tabele 4.4, respectiv 4.5, zonele nedeterminate din tabele completându-se cu valorile $u_{Lmin} = -1.5$ și $u_{Lmax} = 1.5$;
- iii) blocul de limitare BL este alcătuit dintr-un bloc logic care asigură dependența:

$$u = \begin{cases} u_{Lmin}, & e < u_{Lmin} \\ e, & u_{Lmin} \leq e \leq u_{Lmax} \\ u_{Lmax}, & e > u_{Lmax} \end{cases}$$

Cu aceasta, faza de sinteză a blocului de condiționare și limitare este încheiată.

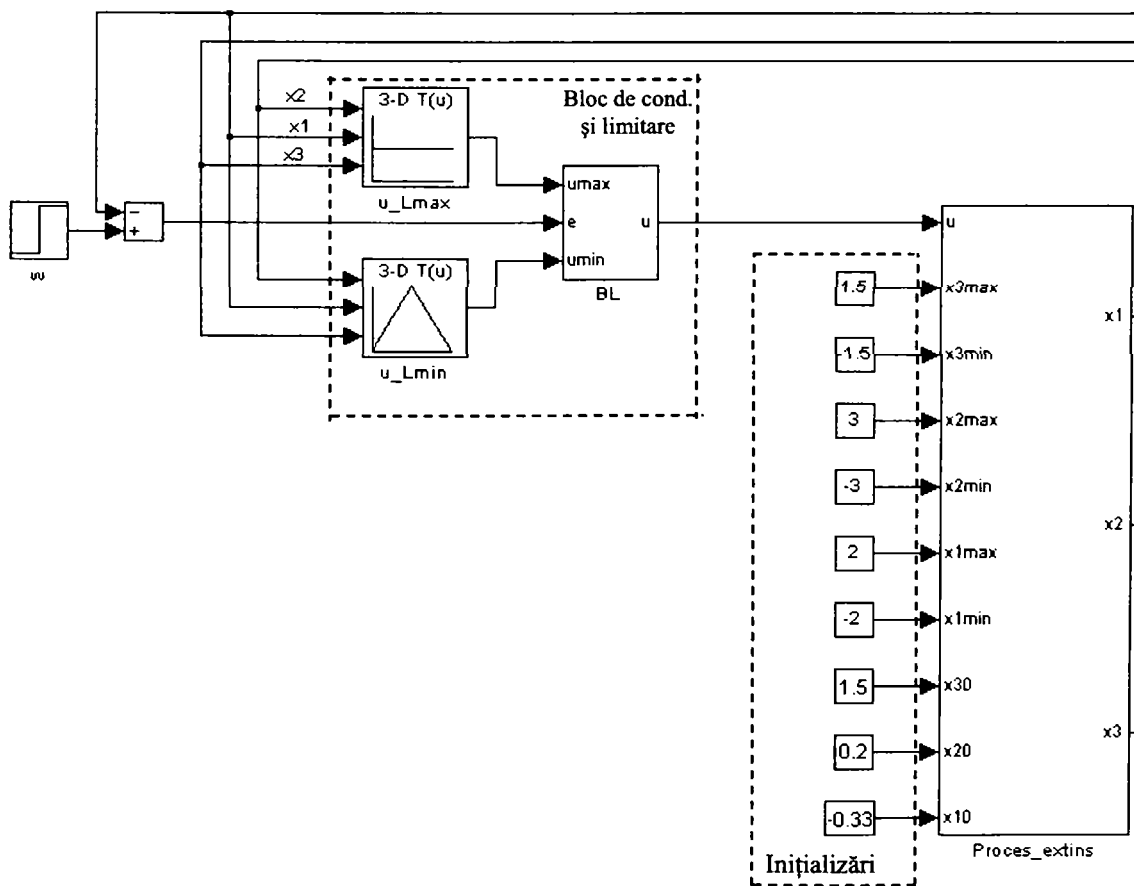
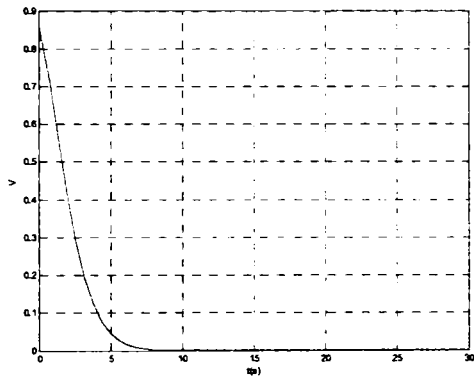
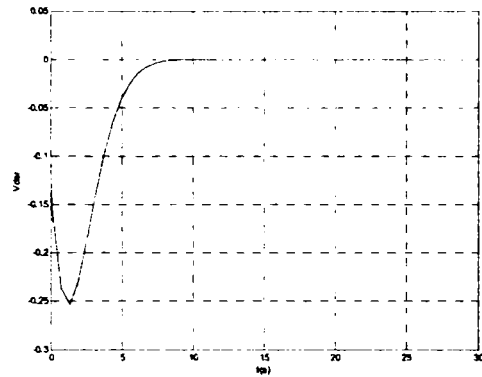


Figura 4.27 Shema SIMULINK a sistemului de reglare cu regulator PI, cu limitarea comenzii

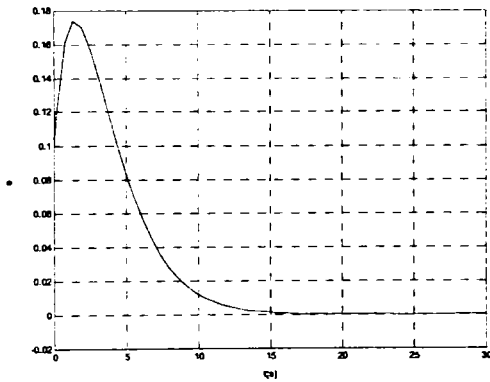
Dintre rezultatele testelor efectuate în vederea studierii comportării sistemului din figura 4.27, în figura 4.28 se prezintă rezultatele următorului scenariu de simulare: sistemul se găsește în condițiile inițiale $x_{10} = -0.33$, $x_{20} = 0.2$, $x_{30} = 1.5$, iar la intrare se aplică semnalul $w(t) = 1.5 \cdot \sigma(t)$. Valorile adoptate pentru parametrii regulatorului sunt $K_p = 0.1$ și $K_I = 0.24$.



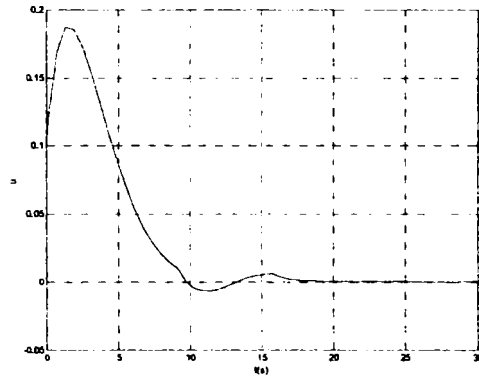
a)



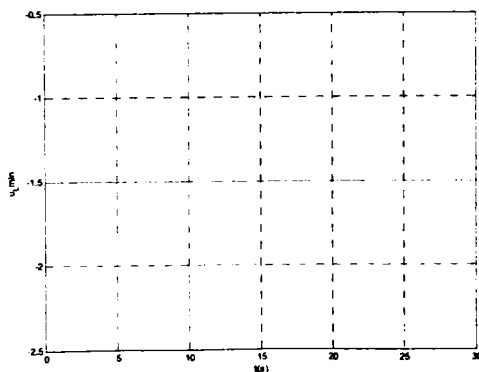
b)



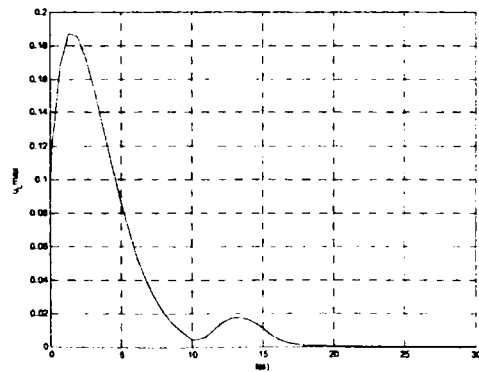
c)



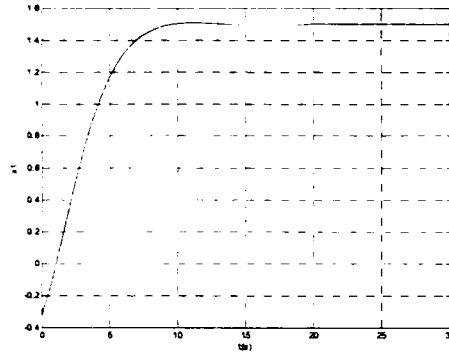
d)



e)



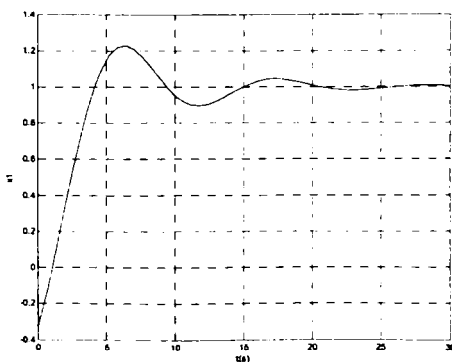
f)



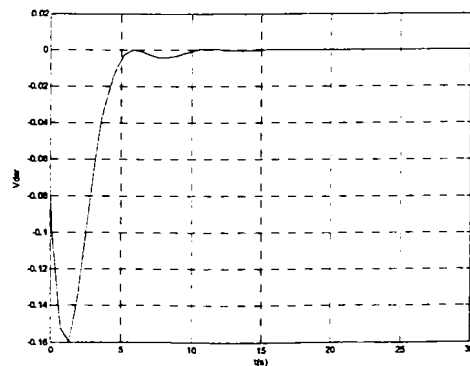
g)

Figura 4.28 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.27, la semnal de intrare $w(t) = 1.5 \cdot \sigma(t)$, pentru $K_p = 0.1$ și $K_I = 0.24$

În figura 4.28g) apare răspunsul sistemului $y(t) = x_1(t)$. În celelalte figuri sunt ilustrate evoluțiile următoarelor variabile: V (a)), \dot{V} (b)), e (c)), u (d), $u_{L\min}$ (e), $u_{L\max}$ (f). Procesele tranzitorii sunt subordonate condiției $\dot{V}(t) \leq 0$. După cum rezultă din figura 4.28b) sistemul este stabil și prezintă performanțe satisfăcătoare (suprareglaj neglijabil și eroare staționară zero, deși timpul de creștere este destul de mare) cu toate că i s-au impus limitări, devenind astfel neliniar. Totodată, se observă faptul că mărimea de comandă u a ansamblului S' este doar ușor transformată de blocul de condiționare și limitare, întrucât în situația prezentată nu s-au atins limitele extreme ale domeniului U_a (pentru majoritatea punctelor x_m din spațiul stărilor, $W_{x_m}(u) = U_a$). Modificările care apar în mărimea de comandă u , față de eroarea e , sunt datorate atingerii limitelor intervalului $W_{x_m}(u)$ pentru acele puncte în care acesta diferă de U_a și care au fost atinse pe parcursul simulării. În concluzie, pentru scenariul adoptat s-a reușit asigurarea unui regim de funcționare stabil, în condițiile identificării unei matrice P adecvate. Rezultatul a fost verificat și pentru alte scenarii de simulare. Este însă posibil ca pentru alte regimuri de funcționare să fie necesară adoptarea unei matrice P diferite. Sistemul analizat fiind un sistem neliniar, într-o nouă fază se impune studiul robusteții proprietăților lui. Modificând referința sub forma $w(t) = 1 \cdot \sigma(t)$, se obține rezultatul din fig. 4.29.



a)



b)

Figura 4.29 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.27, la semnal de intrare $w(t) = 1 \cdot \sigma(t)$, pentru $K_p = 0.1$ și $K_I = 0.24$

Figura 4.29a) corespunde lui $y(t) = x_1(t)$, iar figura 4.29b) lui \dot{V} .

Se observă că în cazul modificării amplitudinii mărimii de referință, performanțele sistemului se deteriorează (apar oscilații și un supareglaj considerabil). În condițiile păstrării lui P constant, deci a aceleiași funcții Liapunov, calitatea reglajului se poate îmbunătăți prin modificarea valorilor lui K_p și/sau K_I . Astfel, menținând constant pe K_p și modificând $K_I = 0.16$, se obțin rezultatele din figura 4.30.

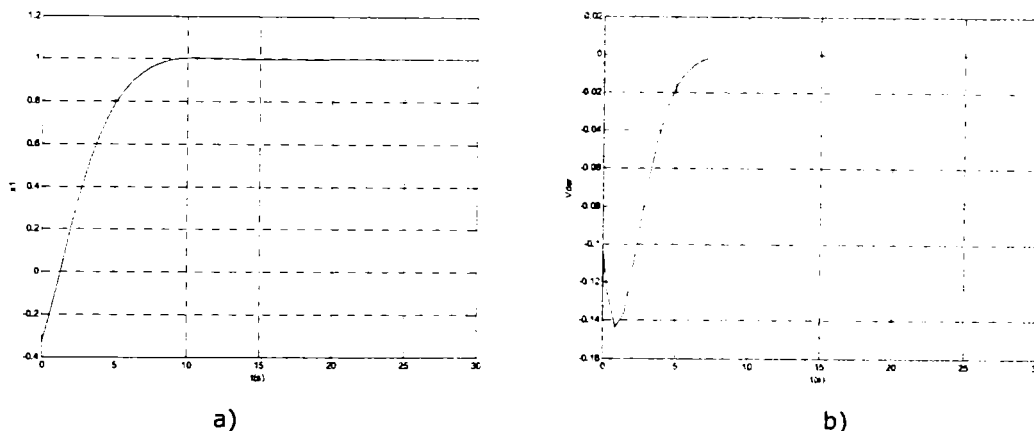


Figura 4.30 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.27, la semnal de intrare $w(t) = 1 \cdot \sigma(t)$, pentru $K_p = 0.1$ și $K_I = 0.16$

Rezultatele din figurile 4.29 și 4.30 sugerează ideea că pentru a menține performanțele sistemului este nevoie de modificarea valorilor parametrilor regulatorului în funcție de amplitudinea semnalului de referință. Problema se poate rezolva prin sintetizarea unui bloc de adaptare a parametrilor regulator.

C. Sinteza blocului de adaptare interpolativă a parametrilor regulator

Pentru a crea posibilitatea adaptării regulatorului RG_PI la modificări ale amplitudinii mărimii de referință, se introduce câte un bloc „look-up table” pentru fiecare din cei doi parametri K_p și K_I .

Se obține astfel un bloc de adaptare interpolativă a parametrilor regulatorului. Schema SIMULINK a structurii astfel obținute este dată în figura 4.31.

Cele două blocuri „look-up table” adaptive se implementează pe baza tabelor 4.6 și 4.7 care rețin concluziile rezultatelor obținute prin încercări succesive de tip „trial-error” la modificarea amplitudinii semnalului de referință.

Tabelul 4.6 Punctele de sprijin ale blocului de adaptare a lui K_p

w	-1.5	-0.5	0	0.5	1.5
K_p	0.1	0.1	0.32	0.1	0.1

Tabelul 4.7 Punctele de sprijin ale blocului de adaptare a lui K_I

w	-1.5	-1	-0.5	0	0.5	1	1.5
K_I	0.24	0.16	0.08	0.1	0.08	0.16	0.24

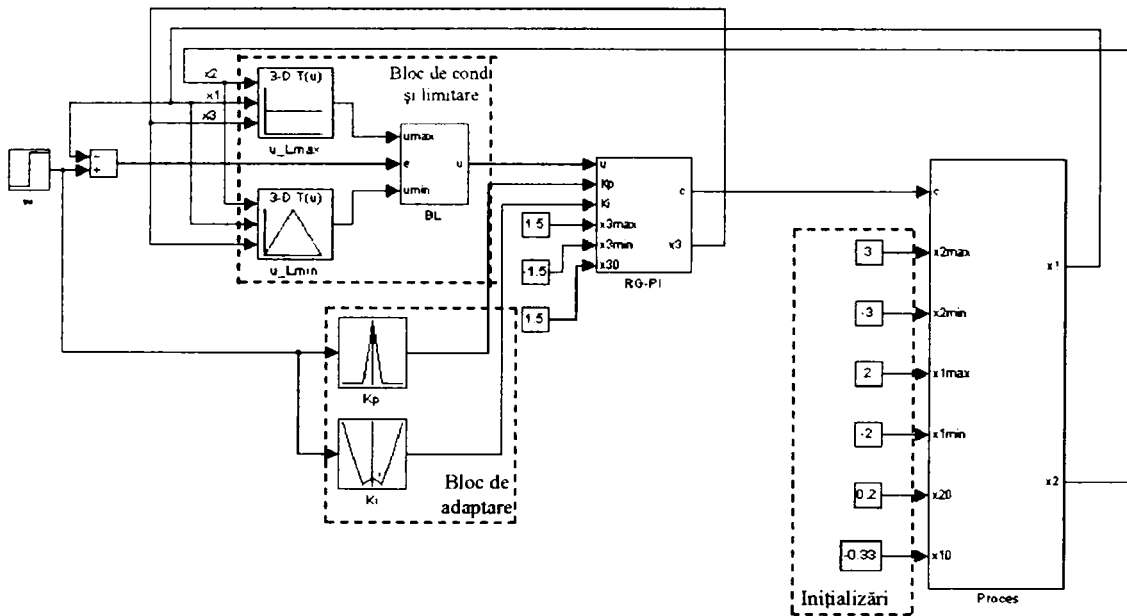


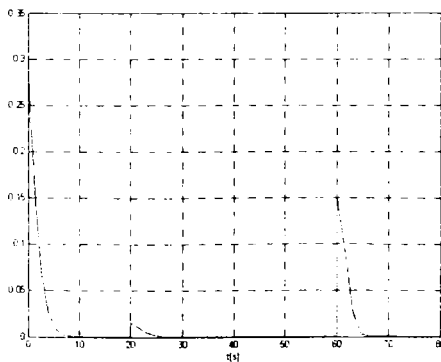
Figura 4.31 Schema SIMULINK a sistemului de reglare cu regulator adaptiv PI și limitarea interpolativă a comenzii

Se obține astfel o structură de reglare cu adaptarea interpolativă a parametrilor regulatorului la modificări ale amplitudinii mărimii de referință în domeniul maxim admisibil $[-1.5, 1.5]$.

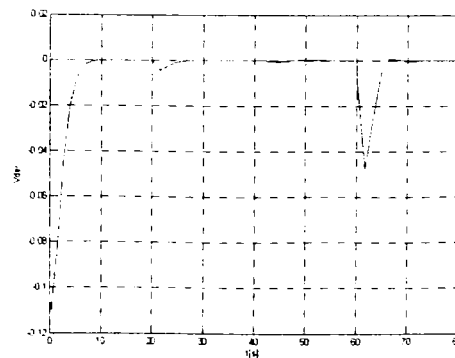
Figurile 4.28 și 4.30 reflectă modul în care sistemul adaptiv se comportă în situațiile în care mărimea de referință este de forma $w(t) = 1.5 \cdot \sigma(t)$, respectiv $w(t) = 1 \cdot \sigma(t)$. În figura 4.32 se prezintă comportarea sistemului la semnal compus de forma:

$$w(t) = 0.75 \cdot \sigma(t) + 0.25 \cdot \sigma(t - 20) - 0.025 \cdot (t - 40) - 1 \cdot \sigma(t - 60), \quad (4.36)$$

ilustrată prin evoluțiile următoarelor variabile: $y(t) = x_1(t)$ în raport cu referința (4.36) (figura 4.32f), $V(t)$ (figura 4.32a), $\dot{V}(t)$ (figura 4.32b), $e(t)$ (figura 4.32c), $u(t)$ (figura 4.32d), $c(t)$ (figura 4.32e), $K_p(t)$ (figura 4.32g), $K_i(t)$ (figura 4.32h).



a)



b)

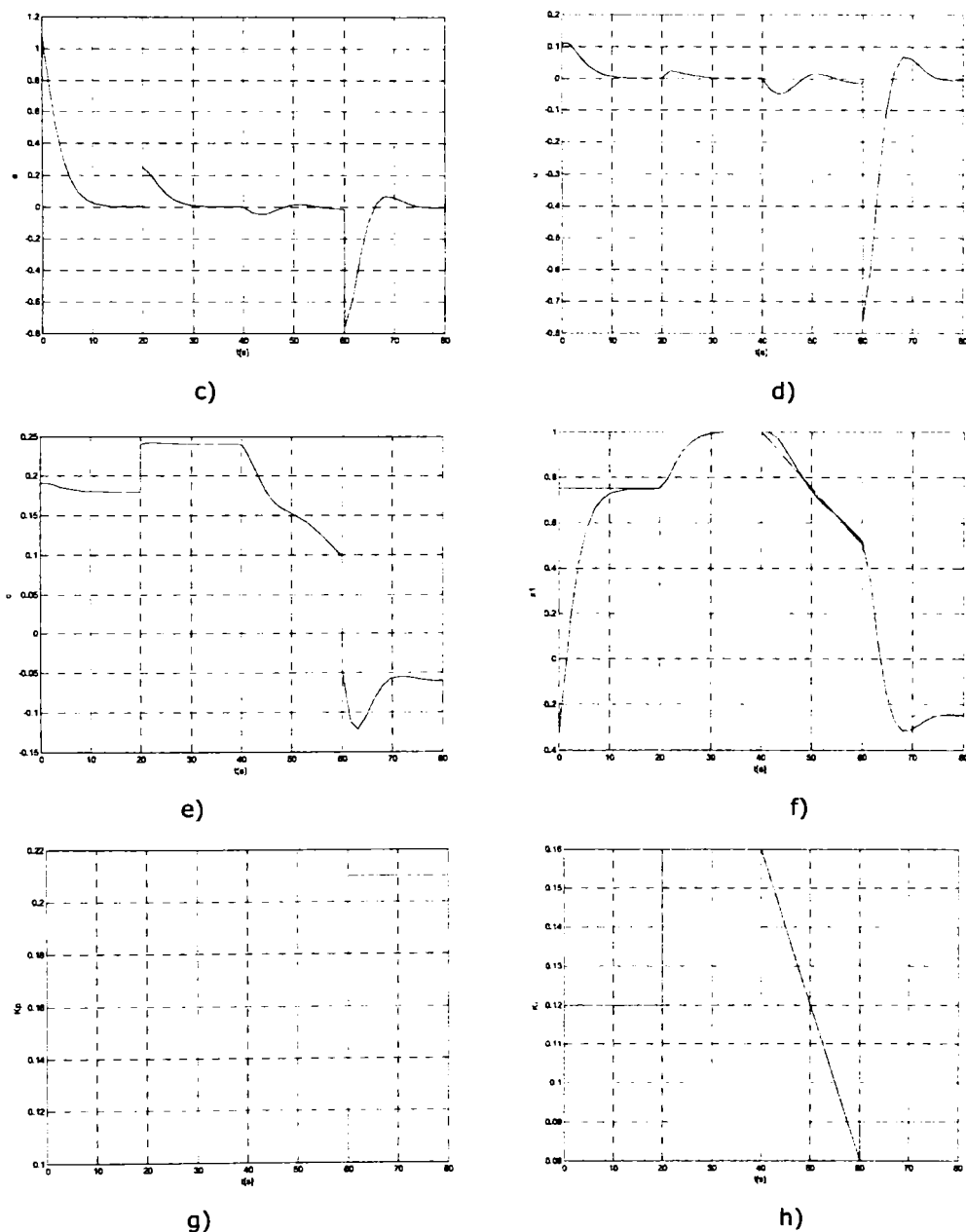


Figura 4.32 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei adaptive din figura 4.31, la semnal de intrare (4.36)

Dincolo de aspectul legat de performanțele de regim tranzitoriu și staționar ale sistemului adaptiv (care se pot considera „acceptabile”), în această parte a prezentării interesează modul în care funcționează blocul de condiționare și limitare. Față de cazul mai simplu în care sistemul de reglare nu conține blocul de adaptare (ale cărui rezultate s-au ilustrat în figura 4.28 și s-au comentat în aliniatul imediat următor acestuia), în cazul de față blocul de limitare joacă un rol mai important (ceea ce se observă din alura comenzii u comparativ cu cea a erorii e), fără a se atinge nici în această situație în permanență limitele intervalului maxim admisibil al

mărimii de comandă U_a . Condițiile de stabilitate sunt îndeplinite și în acest caz (vezi fig. 4.32a) și b). Modul de lucru al blocului de adaptare este ilustrat de evoluțiile parametrilor regulator care se dau în fig. 4.32g) și h).

În concluzie, sistemul adaptiv cu limitări sintetizat în acest paragraf reușește să facă față la modificări ale amplitudinii semnalului de referință, în sensul menținerii performanțelor și asigurării condițiilor de stabilitate pentru regimurile de funcționare studiate.

4.2.2. Aplicarea metodei directe a lui Liapunov folosind funcții Liapunov definite pe porțiuni

4.2.2.1. Funcții Liapunov definite pe porțiuni

În contextul relațiilor (4.12) - (4.15) presupunem că $V(\tilde{x})$ este definită prin $V = V_1$ pe un subdomeniu din X_a și prin $V = V_2$ pe restul mulțimii X_a și că $V_1(0) = V_2(0) = 0$. Pentru ca $V(\tilde{x})$ să fie o funcție Liapunov este necesar ca pe domeniul X_a mărginit să fie îndeplinite condițiile:

$$V(\tilde{x}) > 0, \quad \tilde{x} \neq 0, \quad (4.37)$$

$$V(0) = 0, \quad (4.38)$$

$$\dot{V}(\tilde{x}) < 0, \quad \tilde{x} \neq 0 \quad (4.39)$$

Situația prezentată este importantă prin aceea că, în mod obișnuit, pentru demonstrarea stabilității sistemului S folosind funcții Liapunov se caută să se lucreze pe întreg domeniul X_a cu o singură expresie matematică a lui $V(\tilde{x})$. Se cunoaște că nu este întotdeauna posibil să fie găsită o astfel de expresie, după cum și că este posibil să fie găsite mai multe expresii. În același context admitem că este posibil să găsim o funcție candidat $V(\tilde{x})$ definită pe porțiuni prin două expresii $V_1(\tilde{x})$ și $V_2(\tilde{x})$, funcție care în ansamblu să posedă proprietățile unei funcții Liapunov. În acest caz, notând $D_{V_1} = \{\tilde{x} \in X_a \mid \dot{V}_1(\tilde{x}) < 0\}$ și $D_{V_2} = \{\tilde{x} \in X_a \mid \dot{V}_2(\tilde{x}) < 0\}$, avem $D_{V_1} \cup D_{V_2} = X_a$. Fie $X_{x_0} \subseteq X_a$ domeniul valorilor inițiale admisibile ale lui \tilde{x} . Dacă $x(0) \in X_{x_0} \subset D_{V_1}$ și pentru $t \rightarrow \infty$ starea \tilde{x} nu părăsește domeniul D_{V_1} , atunci \tilde{x} tinde asimptotic către starea de echilibru $\tilde{x} = 0$. Dacă \tilde{x} părăsește domeniul D_{V_1} trecând în domeniul D_{V_2} și rămânând în acesta, starea \tilde{x} va tinde de asemenea asimptotic către starea de echilibru. În acest al doilea caz, evoluția temporală a sistemului S este urmărită la început cu expresia V_1 , iar după intrarea lui \tilde{x} în domeniul D_{V_2} , cu expresia V_2 . Întrucât $D_{V_1} \cup D_{V_2} = X_a$, raționamentul este valabil indiferent dacă $D_V = D_{V_1} \cap D_{V_2}$ este o mulțime vidă sau nu. La trecerea punctului caracteristic \tilde{x} dintr-un domeniu în celălalt $V(\tilde{x})$ va continua să scadă monoton, simultan cu variația asimptotică a lui \tilde{x} către starea de echilibru. Discuția este valabilă și în alte situații, precum cea a trecerilor multiple dintr-un domeniu în celălalt.

Mai mult, raționamentul anterior poate fi generalizat în sensul că $V(\tilde{x})$ poate fi definit pe un număr oricât de mare de porțiuni prin restricții $V_1, V_2 \dots$ ale unor funcții reale de variabile reale, cu domeniile D_{V_1}, D_{V_2}, \dots concatenabile în sensul că $D_{V_1} \cup D_{V_2} \cup \dots = X_a$. La trecerea punctului caracteristic \tilde{x} dintr-un domeniu în celălalt $V(\tilde{x})$ va continua să scadă monoton, iar \tilde{x} să tindă asimptotic către starea de echilibru.

Este important de subliniat că întreaga discuție se poartă strict în cadrul de valabilitate al teoremei de stabilitate a lui Liapunov și că aspectul suplimentar dezvoltat aici este doar de factură metodologică. El vizează operarea cu funcții Liapunov care au expresii diferite pe subdomenii care acoperă prin reuniunea lor spațiul admisibil X_a al lui \tilde{x} și au proprietatea de a se anula pentru $\tilde{x} = 0$. Potrivit celor arătate, această condiție este suficientă. La fel ca și în cazul obișnuit al funcțiilor candidat definite printr-o singură expresie, nu există un procedeu garantat de obținere a expresiilor $V_1, V_2 \dots$, cu domeniile D_{V_1}, D_{V_2}, \dots concatenabile. Pentru determinarea lor contează sistemul analizat, restricțiile impuse semnalelor, abilitatea noastră de a intui o funcție candidat etc.

În continuare se va considera un studiu de caz în cadrul căruia se sintetizează un sistem de reglare cu restricții în sens Liapunov, înțelegând prin aceasta un sistem în care apar atât limitări și condiționări în sens Liapunov, în accepțiunea structurii din figura 4.18a), cât și funcții Liapunov definite pe porțiuni.

4.2.2.2. Studiu de caz. Sinteza unui sistem de reglare cu regulator interpolativ robust și limitarea interpolativă a comenzii

A. Prezentarea sistemului de reglare inițial

Se consideră ca proces condus sistemul de poziționare dat de relațiile (4.23) pentru conducerea căruia în capitolul 3 (vezi figura 3.32) s-a utilizat un regulator interpolativ cu două intrări: o mărime de intrare sintetică, distanța cu semn ds , și amplitudinea saltului Δw . Structura a fost sintetizată și studiată din punctul de vedere al robusteții la modificări ale amplitudinii semnalului de referință. Tot potrivit capitolului 3, mărimea de intrare ds în blocul de interpolare robust BIR se calculează în blocul de calcul, cu ultima expresie din șirul de egalități:

$$ds = \frac{\dot{e} + \lambda \cdot e}{\sqrt{1 + \lambda^2}} = \frac{-\tilde{x}_2 - \lambda \cdot \tilde{x}_1}{\sqrt{1 + \lambda^2}} = \frac{-x_2 - \lambda \cdot (x_1 - w)}{\sqrt{1 + \lambda^2}} = \frac{-x_2 + \lambda \cdot u}{\sqrt{1 + \lambda^2}}, \quad (4.40)$$

unde $\lambda = -1.85$. Blocul de interpolare BIR sintetizează în funcție de ds și Δw (furnizată de blocul discriminator de salt BDS) mărimea de comandă u_e pe care o aplică procesului.

În condiții de limitare a mărimilor de stare (4.41) procesului condus îi corespund relațiile (4.42)

$$x_1 \in [x_{1\min}, x_{1\max}], \quad x_2 \in [x_{2\min}, x_{2\max}] \quad (4.41)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \cdot \sigma[(x_2 - x_{2\min}) \cdot (x_{2\max} - x_2)] \\ \dot{x}_2 = -x_2 \cdot \sigma[(x_2 - x_{2\min}) \cdot (x_{2\max} - x_2)] + u_e, \\ y = x_1 \cdot \sigma[(x_1 - x_{1\min}) \cdot (x_{1\max} - x_1)] \end{cases} \quad (4.42)$$

schema de reglare din figura 3.32 fiind înlocuită de cea din figura 4.33. Aici, unele din mărimi au fost notate diferit față de figura 3.32. Corespondențele notațiilor diferite sunt următoarele: x_1 , x_2 și u_e din figura 4.33 corespund respectiv mărimilor y , \dot{y} și c din figura 3.32.

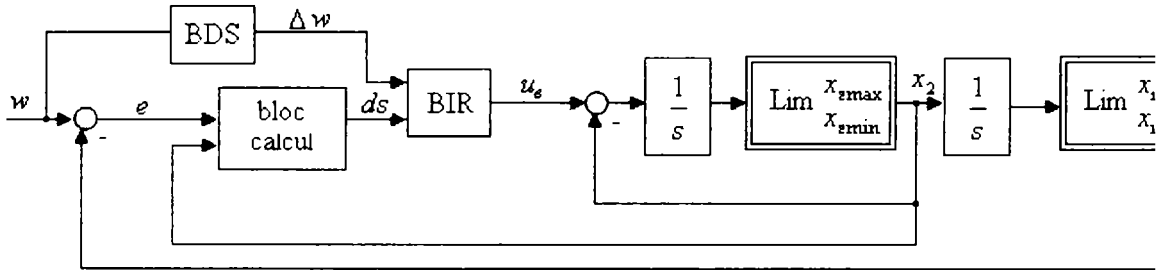


Figura 4.33 Schema de reglare cu regulator BIR în condiții de limitare la nivelul mărimilor de stare

În continuare, problema de reglare este dezvoltată în ideea asigurării stabilității folosind structura de principiu din figura 4.18a).

B. Condiții de stabilizare în sens Liapunov

Notăm $\tilde{x}_1 = x_1 - w$ și $\tilde{x}_2 = x_2 - 0$. Pentru analiza stabilității pe baza metodei directe a lui Liapunov conform celor prezentate în paragraful 4.2.2.1, în scopul sintezei blocului de condiționare și limitare $U_{V\text{lim}} - L$, considerăm o funcție candidat²:

$$V(\tilde{x}) = \tilde{x}^T \cdot \underbrace{\text{diag}(p_{11}, p_{22})}_p \cdot \tilde{x} = p_{11} \cdot \tilde{x}_1^2 + p_{22} \cdot \tilde{x}_2^2 = p_{11} \cdot (x_1 - w)^2 + p_{22} \cdot x_2^2 \quad (4.43)$$

Derivata acesteia este:

$$\dot{V}(\tilde{x}) = 2 \cdot p_{11} \cdot \tilde{x}_1 \cdot \dot{\tilde{x}}_1 + 2 \cdot p_{22} \cdot \tilde{x}_2 \cdot \dot{\tilde{x}}_2 = 2 \cdot p_{11} \cdot (x_1 - w) \cdot \dot{x}_1 + 2 \cdot p_{22} \cdot x_2 \cdot \dot{x}_2, \quad (4.44)$$

în care \dot{x}_1 și \dot{x}_2 au expresiile din (4.42).

Ținând seamă de limitările lui x_1 și x_2 și restricționând analiza la domeniul admisibil $X_a = [x_{1\text{min}}, x_{1\text{max}}] \times [x_{2\text{min}}, x_{2\text{max}}] = [-2, 2] \times [-3, 3]$, expresia derivatei devine:

$$\dot{V}(\tilde{x}) = 2 \cdot p_{11} \cdot \tilde{x}_2 \cdot [\tilde{x}_1 + \alpha \cdot (-\tilde{x}_2 + u)], \quad x \in X_a, \quad (4.45)$$

unde $\beta = \frac{p_{22}}{p_{11}}$. Impunând în (4.45) cerința $\dot{V} < 0$ rezultă în final condiția:

$$2 \cdot p_{11} \cdot \tilde{x}_2 [\tilde{x}_1 + \beta \cdot (-\tilde{x}_2 + u)] < 0. \quad (4.46)$$

Analiza ei conduce la următoarele concluzii:

- Dacă $\tilde{x}_2 < 0$ și $\tilde{x}_1 > 0$, atunci există întotdeauna un $\beta \geq 0$ astfel încât condiția (4.46) să fie satisfăcută; aceasta înseamnă că domeniul în care $\tilde{x}_2 < 0$ și $\tilde{x}_1 > 0$ poate fi acoperit în orice situație cu subdomenii concatenabile.

² Pentru a nu încălca prezentarea cu prea multe nume de funcții se operează cu notația $V(\tilde{x})$ pentru expresiile din (4.43) și cu notația $\dot{V}(\tilde{x})$ pentru expresiile din (4.44) și (4.45).

- Dacă $\tilde{x}_2 < 0$ și $\tilde{x}_1 \leq 0$ și este îndeplinită condiția $u_e > \tilde{x}_2$ atunci există întotdeauna un $\beta \geq 0$ astfel încât condiția (4.46) să fie satisfăcută; aceasta înseamnă că domeniul în care $\tilde{x}_2 < 0$ și $\tilde{x}_1 < 0$ poate fi acoperit cu subdomenii concatenabile. Dacă condiția $u_e > \tilde{x}_2$ nu este îndeplinită pentru $x \in X_a$ de structura din figura 3.32, atunci în condițiile nemodificării funcției Liapunov se impune limitarea inferioară a lui u_e astfel încât $u_e > x_2$ și reconfigurarea sistemului prin adăugarea unui bloc de limitare inferioară.
- Dacă $\tilde{x}_2 > 0$ și $\tilde{x}_1 \geq 0$ și este îndeplinită condiția $u_e < x_2$ atunci există întotdeauna un $\beta \geq 0$ astfel încât condiția (4.46) să fie satisfăcută; aceasta înseamnă că domeniul în care $\tilde{x}_2 > 0$ și $\tilde{x}_1 > 0$ poate fi acoperit cu subdomenii concatenabile. Dacă condiția $u_e < x_2$ nu este îndeplinită pentru $x \in X_a$ de structura din figura 3.32, atunci în condițiile nemodificării funcției Liapunov se impune limitarea inferioară a lui u_e astfel încât $u_e < x_2$ și reconfigurarea sistemului prin adăugarea unui bloc de limitare superioară.
- Dacă $\tilde{x}_2 > 0$ și $\tilde{x}_1 < 0$, atunci există întotdeauna un $\beta \geq 0$ astfel încât condiția (4.46) să fie satisfăcută; aceasta înseamnă că domeniul în care $\tilde{x}_2 < 0$ și $\tilde{x}_1 < 0$ poate fi acoperit în orice situație cu subdomenii concatenabile.
- Dacă $\tilde{x}_2 = 0$ și $\tilde{x}_1 \neq 0$, trebuie împiedicată blocarea sistemului cauzată de faptul că $\dot{V} = 0$, prin impunerea unei comenzi de forma $u_e = -\varepsilon \cdot \tilde{x}_1$, $\varepsilon > 0$.
- Dacă $\tilde{x}_2 = 0$ și $\tilde{x}_1 = 0$, nu există nici o condiționare.

Ideea funcției Liapunov definită pe porțiuni prin diferite expresii numerice apare prin precizările referitoare la β . Grafic, rezultatele de mai sus se pot transpune ca în figura 4.34, în care $\tilde{x}_{1\min} = x_{1\min} - w_{\max}$ și $\tilde{x}_{1\max} = x_{1\max} - w_{\min}$.

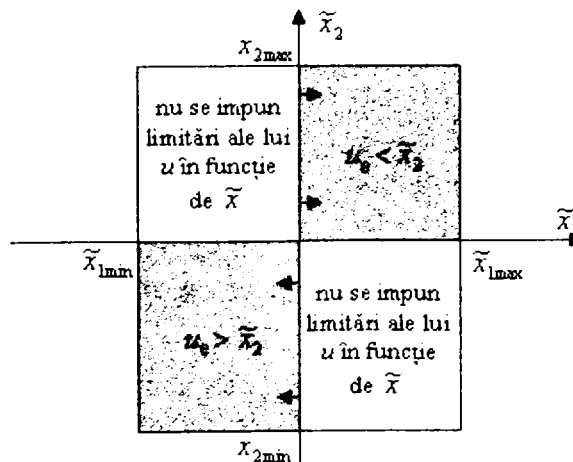


Figura 4.34 Condiționări în sens Liapunov

În continuare, pe baza observațiilor cuprinse în figura 4.34 considerate drept condiționări în sens Liapunov, se vor elabora blocuri de limitare a comenzii pentru sistemul de reglare din figura 4.33.

C. Sistemul de reglare cu limitarea interpolativă a comenzii impusă prin intermediul unor restricții în sens Liapunov

Structura sistemului de reglare este redată în variantă continuă prin schema SIMULINK din figura 4.35, iar în variantă discretă prin schema SIMULINK din figura 4.36.

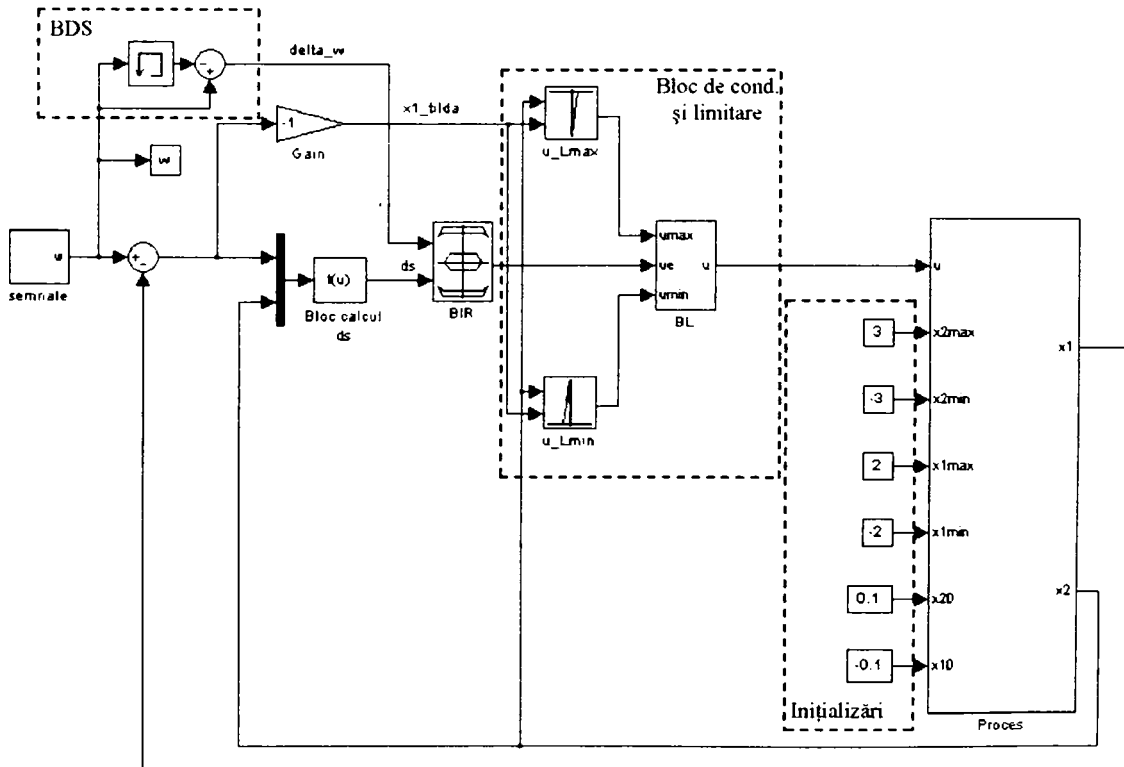


Figura 4.35 Schema SIMULINK de reglare cu regulator BIR cu limitarea interpolativă a comenzii

Ambele scheme de mai sus corespund celei din figura 4.18a). Blocul Proces reprezintă sistemul S și are ecuațiile (4.43), blocul de limitare corespunde ansamblului de condiționare și limitare $U_{v\lim} - L$, iar restul blocurilor din scheme corespunde blocului R din figura 4.18a).

În vederea studierii comportării sistemului de reglare au fost parcurse mai multe etape. În continuare se descrie parcurgerea etapelor doar cu referire la varianta în timp continuu, deoarece s-a constatat că utilizarea schemei în variantă discretă din figura 4.36 conduce, pentru $h < 0.1$ sec., la aceleași rezultate.

La început trebuie analizată îndeplinirea cerințelor din figura 4.34 de către blocul regulator. Este important de observat că acesta este un sistem neinerțial (nu are stări). S-a folosit schema SIMULINK din figura 4.37 pentru care timpul reprezintă doar suportul de baleiere a domeniilor variabilelor de interes.

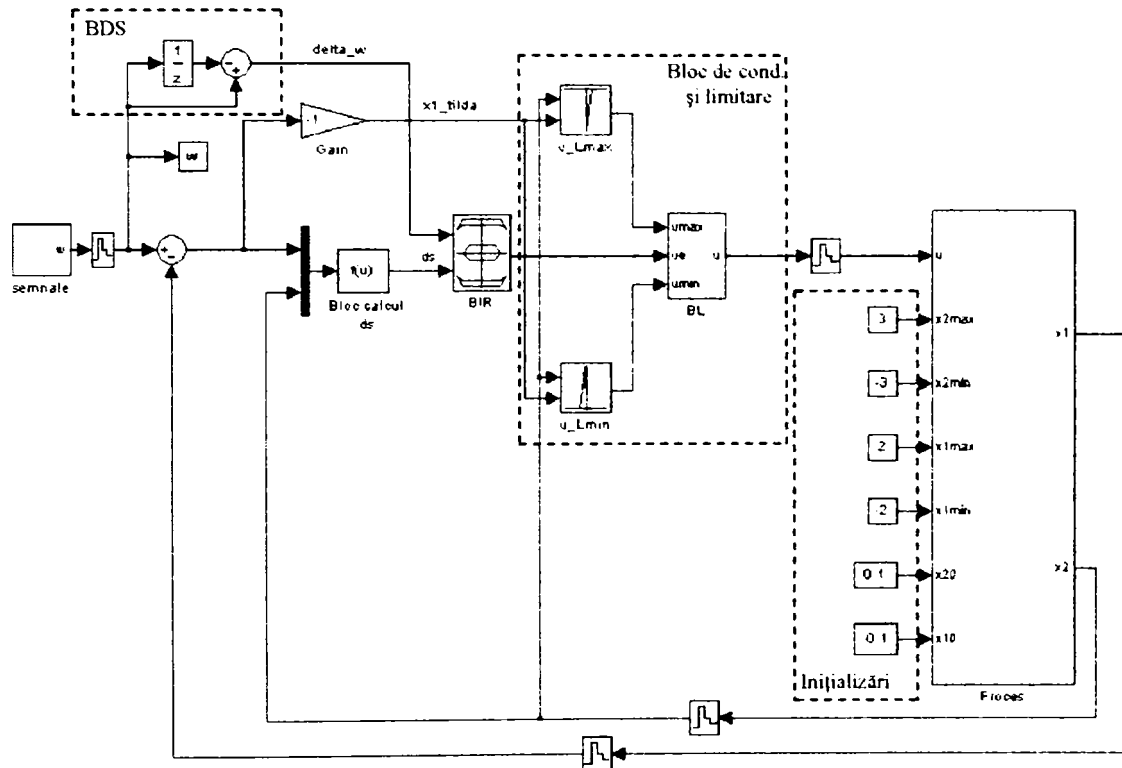


Figura 4.36 Schema SIMULINK de reglare cu regulator BIR cu limitarea interpolativă a comenzii – varianta discretă

S-a adoptat un scenariu de verificare caracterizat prin:

- Baleierea de către mărimea x_1 a domeniului său maxim admisibil $[x_{1min}, x_{1max}] = [-2, 2]$ pe parcursul duratei de simulare de 60 de sec. Aceasta înseamnă $\tilde{x}_1 \in [-2.3, 2]$ (vezi variațiile din figura 4.38).
- Utilizarea variației mărimii de referință din proiectarea inițială a blocului BIR, adică:

$$w(t) = 0.25 \cdot \sigma(t) + 0.5 \cdot \sigma(t - 10) + 0.25 \cdot \sigma(t - 20) - 0.5 \cdot \sigma(t - 30) - 0.25 \cdot \sigma(t - 40) - 0.25 \cdot \sigma(t - 50) \quad (4.47)$$
 astfel blocul interpolativ BIR acționează atât în funcție de ds cât și de Δw .
- Considerarea mărimii $\tilde{x}_2 = x_2$ ca parametru cu valori în domeniul său maxim admisibil $\tilde{x}_2 \in [x_{2min}, x_{2max}] = [-3, 3]$.

În figura 4.38 sunt prezentate pentru diferite valori ale parametrului $\tilde{x}_2 = x_2$ variațiile $\tilde{x}_1(t)$ și $u_c(t) - \tilde{x}_2 = f(t)$ (vezi condiția înscrisă în cadranele I și III din figura 4.34). Se observă că în fiecare caz, sunt îndeplinite condițiile sintetizate în figura 4.34. Parametrului \tilde{x}_2 i s-au dat numai valori pozitive dat fiind faptul că, în

acord cu figura 4.34, întreaga schemă de calcul reprezintă o funcție impară în raport cu \tilde{x}_2 .

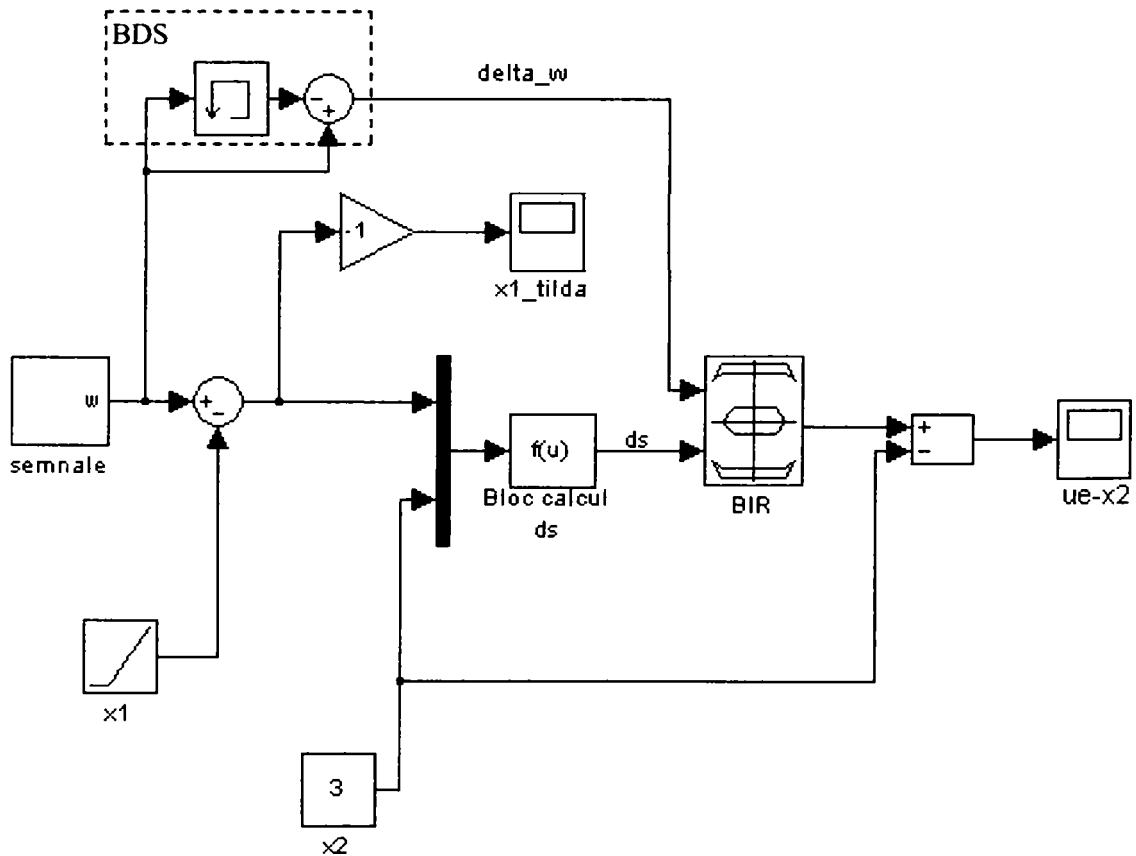
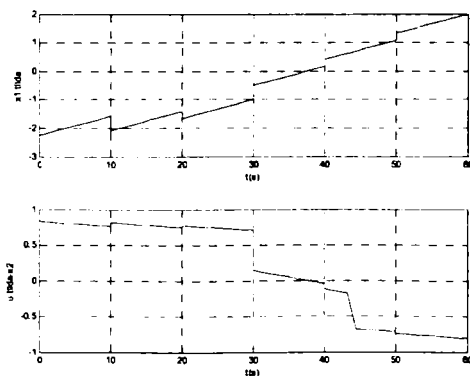
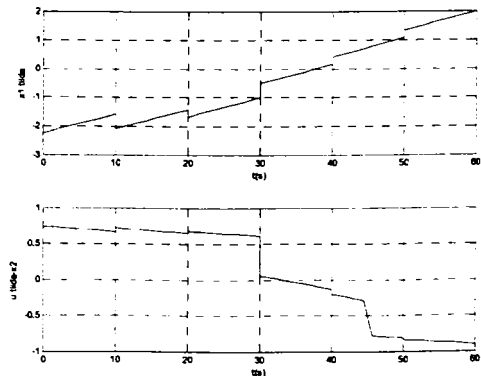


Figura 4.37 Schema SIMULINK ajutătoare pentru verificarea condițiilor de stabilitate în sens Liapunov

Rezultatele obținute nu evidențiază necesitatea blocurilor de limitare a comenzii din figura 4.18a), condițiile din cadranele impare ale figurii 4.34 fiind întotdeauna îndeplinite.



a) $x_2 = 0$



b) $x_2 = 0.1$

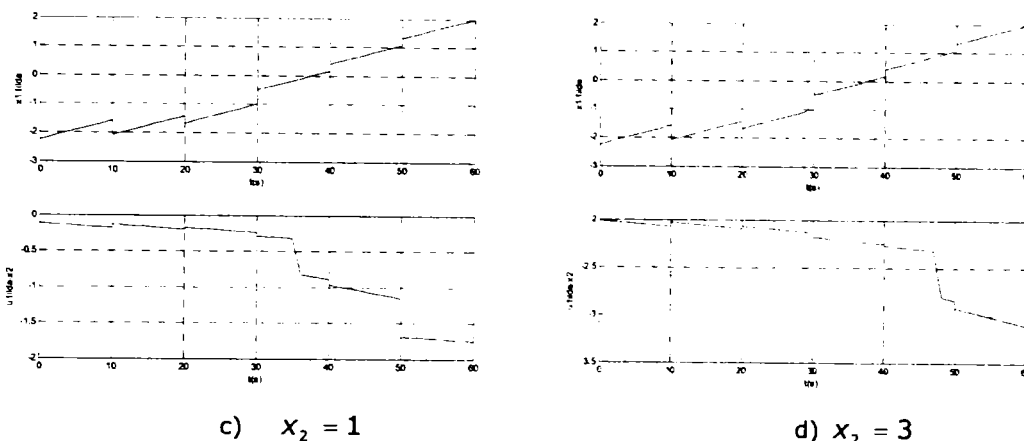


Figura 4.38 Rezultatele analizei stabilității pentru diferite valori ale lui x_2

Concluzia nu este însă riguroasă întrucât, pe de-o parte, sistemul este puternic neliniar și practic neabordabil analitic iar, pe de altă parte, studiul făcut în accepțiunea figurii 4.38 este incomplet, negarantând comportarea stabilă a sistemului. În acest context rezultă că este necesară într-o a doua etapă investigarea prevederii unui bloc de limitare care să impună condiții de suficiență din perspectiva cerinței $\dot{V} < 0$. Punctele de sprijin din tabelele corespunzătoare blocului de limitare pot fi obținute fie folosind rezultatele analizei la care se referă figura 4.34, fie folosind metoda baleierii utilizată în paragraful 4.2.1.2.2. Restrângem prezentarea la prima metodă.

Tabelul 4.8 Punctele de sprijin ale blocului de limitare a comenzii corespunzător limitei inferioare u_{Lmin}

x_2 / \tilde{x}_1	-2	-1	0	2
3	-1	-1	-1	-1
0	-1	-1	-1	-1
-0.002	-1	-1	-0.001	-1
-1	-1	-1	-0.99	-1
-3	-1	-1	-1	-1

u_{Lmin}

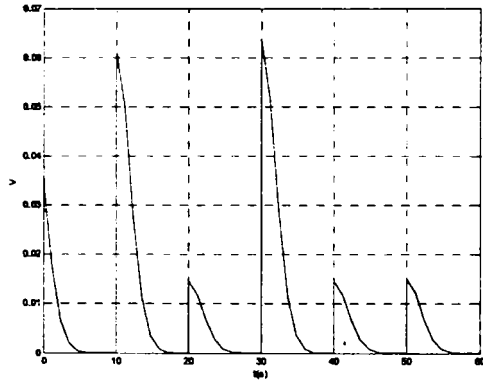
Tabelul 4.9 Punctele de sprijin ale blocului de limitare a comenzii corespunzător limitei inferioare u_{Lmax}

x_2 / \tilde{x}_1	-2	0	1	2
3	1	1	1	1
1	1	0.99	1	1
0.002	1	0.001	1	1
0	1	1	1	1
-3	1	1	1	1

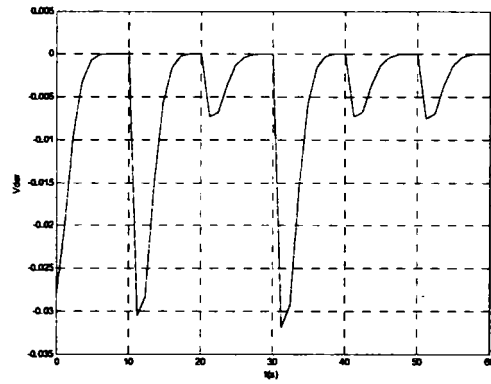
u_{Lmax}

Valorile de sprijin ale punctelor de sprijin corespunzătoare cadranelor II și IV din figura 4.34 sunt valorile extreme ale domeniului $[u_{min}, u_{max}] = [-1, 1]$. În celelalte două cadrane valorile de sprijin s-au ales astfel încât să respecte condițiile înscrise în figura 4.34.

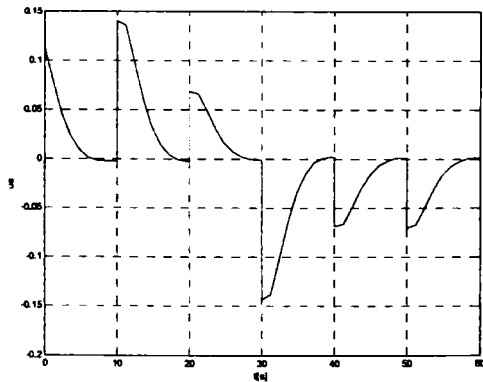
În figura 4.39 sunt redată rezultatele unuia dintre scenariile de simulare imaginate: sistemul din figura 4.35 se găsește în condițiile inițiale $x_{10} = -0.1$, $x_{20} = 0.1$, matricea implicată în calculul lui V și \dot{V} este $P = \text{diag}(0.25, 0.5)$, iar la intrare se aplică semnalul (4.47).



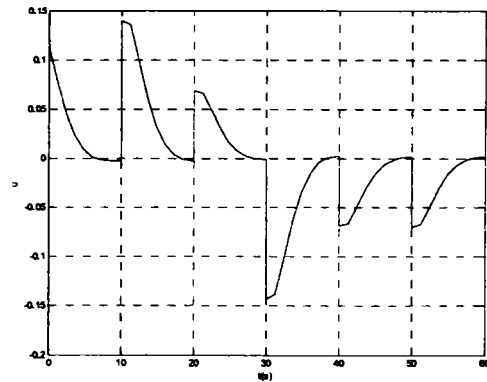
a)



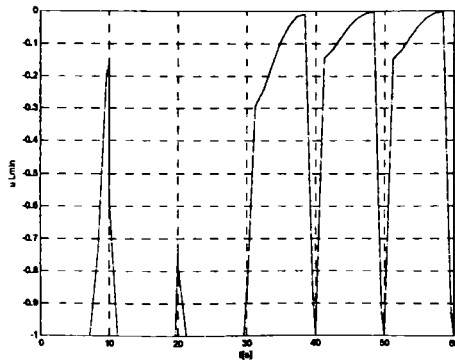
b)



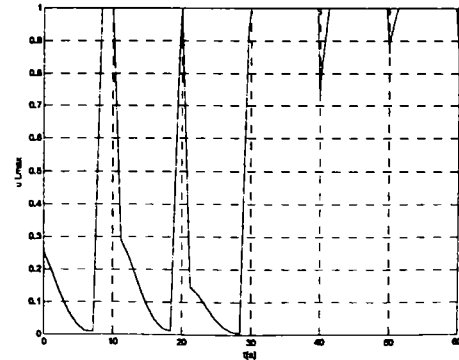
c)



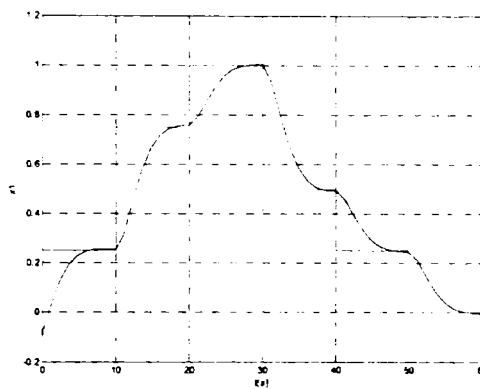
d)



e)



f)



g)

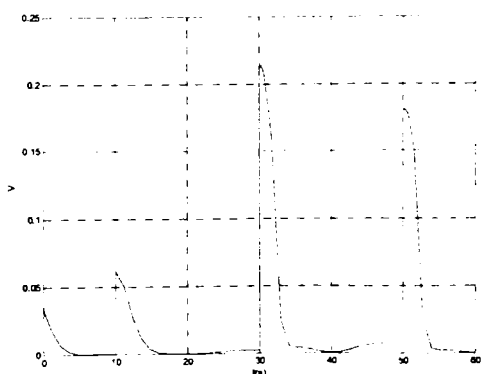
Figura 4.39 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.35, la semnal de intrare (4.47)

În figura 4.39g) apare răspunsul sistemului $y(t) = x_1(t)$ în raport cu semnalul de referință $w(t)$. În celelalte figuri sunt ilustrate evoluțiile următoarelor variabile: V (figura 4.39a), \dot{V} (figura 4.39b), u_e (figura 4.39c), u (figura 4.39d), u_{Lmin} (figura 4.39e), u_{Lmax} (figura 4.39d).

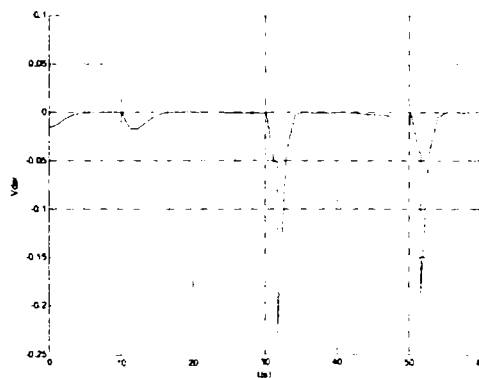
Din punct de vedere al performanțelor, rezultatele obținute sunt aceleași ca și în capitolul 3, în condițiile în care în cazul de față modelul procesului condus conține și limitări la nivelul mărimilor de stare. Performanța poate fi notată și adăugată la celelalte puncte tari ale regulatorului interpolativ robust BIR reținute după studiul din capitolul 3.

Blocul de limitare nu acționează în acest caz asupra mărimii de comandă u (vezi figura 4.39c) și d), deoarece, așa cum s-a precizat în cadrul paragrafului, pentru scenariul adoptat, condițiile de stabilitate deduse conform figurii 4.34 sunt îndeplinite.

Pentru a testa totuși modul de acțiune al blocului de condiționare și limitare, se procedează în continuare la imaginarea unui nou scenariu de simulare. În figura 4.40 sunt ilustrate rezultatele obținute pe baza scenariului de simulare anterior, pentru semnalul de referință (4.48).



a)



b)

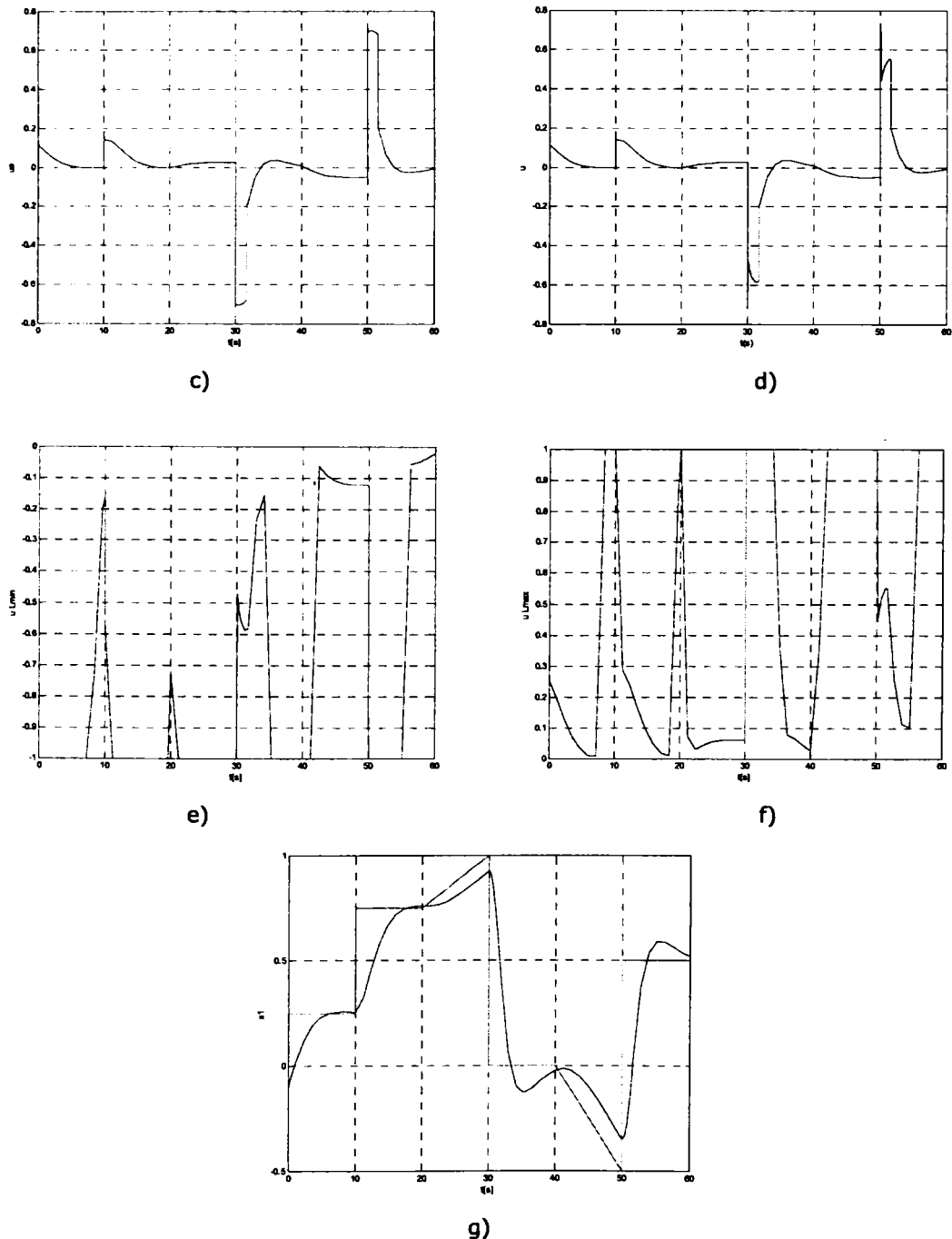


Figura 4.40 Rezultate obținute prin simulare pe baza schemei din figura 4.35, la semnal de intrare (4.48)

În figura 4.40g) apare răspunsul sistemului $y(t) = x_1(t)$ în raport cu semnalul de referință $w(t)$. În celelalte figuri sunt ilustrate evoluțiile următoarelor variabile: V (figura 4.40a), \dot{V} (figura 4.40b), u_e (figura 4.40c), u (figura 4.40d), $u_{L\min}$ (figura 4.40e), $u_{L\max}$ (figura 4.40d).

$$w(t) = 0.25 \cdot \sigma(t) + 0.5 \cdot \sigma(t - 10) + 0.025 \cdot (t - 20) - 0.75 \cdot \sigma(t - 30) - 0.05 \cdot (t - 40) + 0.5 \cdot \sigma(t - 50) \quad (4.48)$$

Față de scenariul anterior, în acest caz intră în acțiune, în mică măsură, blocul de limitare a comenzii, fără a se atinge limitele domeniului maxim admisibil al mărimii de comandă U_a , ci doar puncte din $W_{x_c}(u)$.

În condițiile unui scenariu ceva mai dur din punct de vedere al modificărilor în amplitudine ale semnalului de referință sunt îndeplinite condițiile de stabilitate (v. figura 4.40a) și b)), iar performanțele sistemului sunt satisfăcătoare.

Față de studiul de caz din paragraful 4.2.1.2.3 unde s-a utilizat un sistem de reglare cu limitare cu regulator PI adaptiv, sistemul studiat în paragraful de față are performanțe mai bune din punct de vedere al timpului de creștere (reușește să facă față schimbărilor de tip treaptă survenite în amplitudinea mărimii de referință într-un interval de numai 10 de secunde față de 20 de secunde câte îi erau necesare sistemului cu regulator PI). Din punct de vedere al stabilității, ambele sisteme se dovedesc stabile în sens Liapunov pentru regimurile de funcționare studiate, pentru care s-au adoptat matrici P adecvate.

Pentru toate situațiile prezentate prin studii de caz în acest capitol este valabilă următoarea observație: nu se poate garanta găsirea unei matrice adecvate pentru orice regim de funcționare, procedeele descrise pe parcursul întregului capitol 4 oferind, din acest motiv, alternative la alte procedee utilizate pentru analiza stabilității pe baza metodei directe a lui Liapunov [Răsvan87], [Slotine91], [Dumitrache05].

4.3. Concluzii

Capitolul al patrulea tratează problema studiului stabilității sistemelor de tip interpolativ prin prisma metodei directe a lui Liapunov. Materialul este structurat în două părți: în prima parte se dezvoltă o metodă teoretică și practică de analiză a stabilității unei categorii de procese neliniare integrate în sisteme de tip interpolativ; în cea de-a doua parte se abordează probleme legate de restricții și limitări în sens Liapunov ale comenzii în sistemele de reglare cu blocuri de tip interpolativ. Toate metodele dezvoltate se probează pe studii de caz.

În prima parte a capitolului, pornind de la o metodă de analiză a stabilității unei clase de procese neliniare integrate în sisteme de reglare fuzzy, bazată pe funcții Liapunov, se aduc unele precizări metodologice și se extinde aplicarea metodei și asupra sistemelor de reglare cu interpolare Shepard. În acest scop se enunță teoremele 4.2 și 4.3, creându-se posibilitatea studiului stabilității sistemelor cu regulatoare interpolative și elaborându-se metode practice în acest sens. Astfel, pentru ambele tipuri de sisteme se dezvoltă un mediu de programare cu ajutorul căruia se poate analiza în variantă numerică, pe baza metodei directe a lui Liapunov, stabilitatea sistemelor cu o anumită structură, mediu care se implementează conform algoritmilor 4.1 și 4.2. S-au elaborat în cadrul mediului de programare un set de scheme SIMULINK și rutine de calcul, afișare și interfațare cu utilizatorul.

Pornind de la structura fuzzy, pentru varianta interpolativă Shepard s-a proiectat la nivel de principiu și pentru un caz de studiu sistemul de reglare și la acest nivel s-a sintetizat regulatorul interpolativ Shepard. Ambele tipuri de sisteme s-au comparat prin simulare pe un studiu de caz. Varianta interpolativă, având de partea sa toate avantajele aduse de simplitate s-a dovedit egală, chiar sensibil

superioară celei fuzzy din punct de vedere al performanțelor de regim tranzitoriu. În cadrul aceluiași studiu de caz, pentru ambele variante de reglare s-a analizat stabilitatea în sens Liapunov utilizând mediul de programare dezvoltat; ca un rezultat s-a reușit alegerea unei funcții candidat potrivite și cele două sisteme s-au dovedit stabile.

Partea a doua a capitolului tratează în mare același subiect, stabilitatea în sens Liapunov a sistemelor de tip interpolativ, dar din punctul de vedere al restricțiilor și limitărilor care se impun sistemului, prin intermediul mărimii de comandă, pentru a garanta această proprietate. Au existat în acest context două abordări. În cadrul primei abordări s-a elaborat și exemplificat pe un studiu de caz (structură cu regulator PI cu adaptarea parametrilor) o metodă prin care se poate asigura (în măsura posibilităților fizice ale sistemului) stabilitatea unui sistem de reglare prin implementarea de blocuri interpolative de limitare a comenzii. În studiul de caz funcția candidat are aceeași expresie pe tot domeniul, iar blocurile de limitare rezultă din restrângerea domeniului mărimii de comandă odată impusă condiția de stabilitate Liapunov, pe baza unui procedeu denumit metoda baleierii.

Cea de a doua abordare tratează situația în care pentru un sistem dat nu se poate analiza stabilitatea pe baza unei funcții Liapunov care să aibă aceeași expresie pe tot domeniul studiat, de regulă pentru că proiectantul nu reușește identificarea unei astfel de funcții. În acest caz există posibilitatea ca pe subdomenii diferite și concatenabile, să se adopte funcții Liapunov cu expresii diferite, inclusiv ale derivatei funcției candidat, și problema poate fi astfel soluționată.

Și în cadrul acestei a doua abordări s-a prezentat, alături de suportul teoretic, un studiu de caz (structură cu regulator interpolativ și cu proprietăți de robustețe a performanțelor). Stabilitatea se asigură prin impunerea unor limitări asupra comenzii prin intermediul unor blocuri interpolative, limitări care rezultă din condițiile de stabilitate Liapunov pe fiecare subdomeniu al funcției Liapunov.

Sistemele studiate sunt prin natura lor puternic neliniare; spre deosebire de majoritatea studiilor din literatura de specialitate, nu s-au făcut ipoteze simplificatoare, ci dimpotrivă s-a căutat apropierea cât mai fidelă de cazurile reale (de ex. se utilizează ca studii de caz procese cu limitări ale mărimilor de stare), procedându-se în scopul asigurării stabilității sistemelor la o limitare adaptivă a comenzii în cadrul orizontului fizic admisibil al acesteia.

5. Concluzii și contribuții personale

Principalele rezultate și contribuții personale din cadrul tezei sunt prezentate în detaliu în cele ce urmează, defalcat pe capitole.

5.1. Principalele rezultate prezentate

În cadrul capitolului 2 se face o trecere în revistă a principiilor și tehnicilor care stau la baza sistemelor de conducere de tip interpolativ. Se rețin ca rezultate:

- ✓ evidențierea principiilor care stau la baza sistemelor de conducere de tip interpolativ (SCTI) bazate pe reguli și sintetizarea unui suport teoretic pentru dezvoltările din teză;
- ✓ aprofundarea noțiunilor de aproximare și interpolare, și aducerea unor precizări menite să completeze definirea conceptului de stabilitate a metodei de interpolare;
- ✓ prezentarea sintetică și din perspectiva stabilității la nivel de grilă de interpolare a celor mai cunoscute tehnici de interpolare utilizate în tehnică, în particular la conducerea de procese;
- ✓ sistematizarea celor mai întâlnite metode de conducere a proceselor prin interpolare bazată pe reguli.

Capitolul 3 are ca obiect elaborarea și validarea prin simulare pe studii de caz considerate relevante a unor structuri de reglare de tip interpolativ cu proprietăți de robustețe, cu performanțe ridicate și cât mai simple din punct de vedere al proiectării, implementării și timpului de calcul. Se rețin următoarele rezultate:

- ✓ sistematizarea și unificarea unor concepte referitoare la regulatoarele fuzzy convenționale;
- ✓ completarea platformei principiale a reguletoarelor cu intrare sintetică și elaborarea comenzii bazate pe studiul regimului modal alunecător (distanța cu semn);
- ✓ elaborarea la nivel de principiu a unei structuri de reglare cu regulator interpolativ cu acțiune după distanța cu semn;
- ✓ analiza comparativă a structurilor fuzzy și interpolative pe baza a două studii de caz; în acest context se disting:
 - sinteza și implementarea unor structuri de reglare fuzzy și interpolative bazate pe mărimi sintetice (distanța cu semn) pentru un sistem de poziționare;
 - sinteza și implementarea unei structuri de reglare interpolative cu proprietăți de robustețe bazate pe mărimi sintetice (distanța cu semn) pentru un sistem de poziționare;
 - sinteza și implementarea unor structuri de reglare fuzzy și interpolative bazate pe mărimi sintetice (distanța cu semn) pentru un sistem de balans cu bilă mobilă;
 - studiul comparativ al sistemelor de reglare fuzzy și interpolativ din punct de vedere al robusteții la modificări ale

parametrilor (în două variante structurale: cu regulator cu 4 intrări, respectiv cu regulator cu 2 intrări) pentru sistemul de balans cu bilă mobilă;

- ✓ evaluarea rezultatelor obținute în urma studului comparativ pe cele două studii de caz și desprinderea concluziei că structurile de reglare interpolative pot fi utilizate pentru îmbunătățirea performanțelor structurilor de reglare cu alte tipuri de regulatoare, în particular cu regulatoare fuzzy.

În capitolul 4 se prezintă la nivel teoretic, procedural și de implementare metode de analiză și sinteză a unor sisteme de reglare stabile de tip interpolativ, pe baza metodei directe a lui Liapunov. Se rețin următoarele rezultate:

- ✓ completarea și enunțarea unor teoreme care stabilesc cadrul de abordare a problemelor de analiză a stabilității sistemelor de tip interpolativ pentru o clasă de procese neliniare;
- ✓ elaborarea la nivel procedural a unei metode numerice de analiză a stabilității unor sisteme de tip interpolativ pentru o anumită clasă de procese neliniare și implementarea ei prin intermediul unui mediu de dezvoltare dedicat calculului și afișării în fiecare moment a derivatei funcției candidat Liapunov;
- ✓ validarea pe un studiu de caz a metodei de analiză prezentate;
- ✓ elaborarea suportului teoretic care stă la baza sintezei de sisteme de reglare interpolative stabile prin limitarea comenzii, folosind funcții candidat care au aceeași expresie pe tot domeniul; limitarea rezultă din restrângerea domeniului mărimii de comandă odată impusă condiția de stabilitate Liapunov, pe baza unui procedeu denumit metoda baleierii;
- ✓ elaborarea suportului teoretic care stă la baza sintezei de sisteme de reglare interpolative stabile prin limitarea comenzii, folosind funcții candidat definite pe porțiuni; limitarea rezultă în acest caz din condițiile de stabilitate Liapunov care țin seama de fiecare porțiune în parte;
- ✓ validarea pe câte un studiu de caz a celor două metode: un sistem de reglare adaptiv cu regulator PI pentru prima metodă, respectiv un sistem de reglare interpolativ cu proprietăți de robustețe pentru a doua metodă;
- ✓ sinteza și implementarea sistemelor de reglare și a blocurilor de limitare pentru cele două studii de caz.

5.2. Principalele contribuții personale

Contribuțiile prezente în capitolul 2 sunt:

- 2.1. completarea (prin precizări și elemente noi) conceptului de stabilitate a metodei de interpolare;
- 2.2. extinderea conceptelor care stau la baza metodelor de generare a punctelor suport ale grilei de interpolare a unui regulator interpolativ;
- 2.3. dezvoltarea la nivel conceptual a două metode de sinteză a unui regulator interpolativ: metoda reproductivă și metoda directă.

În capitolul 3 contribuțiile sunt următoarele:

- 3.1. elaborarea unei strategii de reglare interpolativă pe bază de mărimi sintetice, la nivel de principiu;

3.2. sinteza și implementarea prin folosirea mediului SIMULINK a unor structuri de reglare fuzzy bazate pe mărimi de intrare sintetice, pentru un sistem de poziționare;

3.3. sinteza și implementarea prin folosirea mediului SIMULINK a unor structuri de reglare interpolative bazate pe mărimi de intrare sintetice, pentru un sistem de poziționare, cu două variante de obținere a regulatorului interpolativ (prin metoda reproductivă, respectiv directă);

3.4. sinteza și implementarea în SIMULINK a unui sistem de reglare interpolativă robust față de modificări în amplitudine ale mărimii de referință;

3.5. sinteza și implementarea prin folosirea mediului SIMULINK a unor structuri de reglare fuzzy și interpolative bazate pe mărimi de intrare sintetice, pentru un sistem de balans cu bilă mobilă în varianta cu regulator cu 4 intrări;

3.6. sinteza și implementarea prin folosirea mediului SIMULINK a unor structuri de reglare fuzzy și interpolative bazate pe mărimi de intrare sintetice, pentru un sistem de balans cu bilă mobilă în varianta cu regulator cu 2 intrări.

Capitolul 4 aduce următoarele contribuții:

4.1. reformularea unei teoreme de analiză a stabilității sistemelor cu regulatoare fuzzy pentru o clasă de sisteme neliniare pe baza teoriei Liapunov;

4.2. enunțarea unei teoreme de analiză a stabilității sistemelor cu regulatoare bazate pe interpolare Shepard pentru o clasă de sisteme neliniare pe baza teoriei Liapunov;

4.3. dezvoltarea unei metode de sinteză și implementare a regulatoarelor de tip interpolativ pe baza formulei de interpolare Shepard: metoda directă Shepard;

4.4. elaborarea unor algoritmi de analiză a stabilității pe baza teoremelor amintite la punctul 4.1 și 4.2;

4.5. elaborarea unui mediu de dezvoltare de aplicații sub MATLAB-SIMULINK cu ajutorul cărora se implementează algoritmi de la punctul 4.3 și se analizează stabilitatea pentru un studiu de caz;

4.6. elaborarea unei metode de asigurare a stabilității sistemelor de reglare cu limitarea comenzii pe baza studiului variației derivatei funcției candidat pe domeniul maxim admis al comenzii (metoda baleierii);

4.7. sinteza și implementarea, pentru un studiu de caz, a unui sistem de reglare adaptivă cu regulator PI cu blocuri de tip interpolativ de limitare a comenzii, blocuri sintetizate pe baza metodei baleierii;

4.8. elaborarea unei metode de asigurare a stabilității sistemelor de reglare pe bază de funcții candidat definite pe porțiuni concatenabile;

4.9. sinteza și implementarea SIMULINK, pentru un studiu de caz, a unui sistem de reglare interpolativ robust la modificări în amplitudine ale mărimii de referință cu restricții asupra mărimii de comandă, impuse prin condiții de stabilitate Liapunov deduse pe bază de funcții candidat definite pe porțiuni concatenabile.

5.3. Diseminarea rezultatelor prezentate în cadrul tezei

O mare parte din rezultatele prezentate în teză au constituit obiectul unor lucrări științifice elaborate de autoare în calitate de unic autor sau de colaborator.

Ele se referă, deopotrivă, la aspecte teoretice și la aspecte practice, de implementare. Lucrările au fost prezentate la conferințe internaționale (EMES'01, SACCS'01, RSEE'02, CSCS-14, SACI'04, SACCS'04, EMES'05), workshop-uri (IWICS'01, SOFA'05), respectiv reviste (Automatic Computing and Applied Informatics (ACAM) 2005).

Lista lucrărilor avute în vedere este:

S. Dale, *Interpolative controllers - study case*, Proceedings of EMES'01, România, 2001.

T.L. Dragomir, **S. Dale**, *Cases of using interpolator type blocks in control structures*, Proceedings of SACCS'01, România, 2001.

S. Dale, *Intelligent control systems - state of the art*, Proceedings of EMES'01, România, 2001.

T.L. Dragomir, **S. Dale**, M.M. Bălaș, *Some aspects regarding interpolative structures*, Proceedings of IWICS'01, România, 2001.

S. Dale, E.E. Vladu, *Using genetic algorithms to improve hybrid adaptive-interpolative system performances*, Proceedings of RSEE'02, România, 2002.

T.L. Dragomir, E.E. Vladu, **S. Dale**, *Interpolative-type controller synthesis using genetic algorithms*, Proceedings of CSCS-14, România, 2003.

S. Dale, A. Bara, *A survey of interpolative methods based on rules and their applications in control structures*, Proceedings of SACI'04, România, 2004.

S. Dale, *Single input interpolative controllers based on rules*, Proceedings of SACCS'04, România, 2004.

S. Dale, A. Bara, *Single-input fuzzy controller for angular position control of an inverted pendulum*, Proceedings of EMES'05, România, 2005.

S. Dale, A. Bara, *Simple intelligent controllers based on rules*, Proceedings of SOFA'05, Ungaria - România, 2005.

A. Bara, **S. Dale**, *Solutions for implementation of interpolative methods based on rules in control structures*, Automatic Computing and Applied Mathematics, Cluj-Napoca, 2005.

5.4. Direcții de dezvoltare consecutive tezei

Problematika sistemelor de reglare de tip interpolativ este în continuare larg deschisă atât pentru aplicații cât și pentru cercetări teoretice. De exemplu, implementările practice de sisteme de reglare din industria automotive, la care domeniile de variație ale diferitelor mărimi sunt mărginite, folosesc pe larg, în elaborarea legilor de reglare, blocuri de tip interpolativ.

Din perspectiva prezentei teze de doctorat prezintă importanță direcția validării pe procese reale a structurilor interpolative bazate pe mărimi de intrare sintetice descrise în capitolul 2, experimentările întreprinse la UPT, cu participarea autoarei, făcute cu un modul dSpace pe un proces modelat printr-un circuit cu amplificatoare operaționale fiind doar orientative.

Tot din punct de vedere aplicativ, se cunoaște că diferitele tehnici de calcul bazate pe metoda directă de analiză a stabilității a lui Liapunov necesită dezvoltarea de metode numerice și de medii de dezvoltare adecvate, astfel de activități polarizând pe plan mondial un important potențial de cercetare. În acest context, extinderea mediului referit în teză prin elaborarea unui mediu de dezvoltare cu aplicabilitate mai largă (și pentru alte clase de procese) poate constitui o altă direcție de dezvoltare. În aceeași idee se înscrie și dezvoltarea aspectelor teoretice

și practice din ultima parte a capitolului 4, prin conceperea unui mediu de dezvoltare care să permită o configurare rapidă a funcțiilor Liapunov (fără limitarea la expresiile pătratice și la găsirea matricei P) și o baleiere automată, cu granularitate adecvată, a domeniului admisibil al mărimii de comandă.

Anexa 1. Complemente de teoria mulțimilor fuzzy și aplicații în conducerea proceselor

Variabile lingvistice. Termeni / valori lingvistice (TL / VL)

Pentru a putea exprima conținutul de adevăr al unei afirmații, trebuie definită o relație între variabila care face obiectul afirmației și valoarea atribuită acesteia. În contextul exprimării cunoștințelor expert prin intermediul unor reguli de producție lingvistice, variabilele care intervin și valorile atribuite lor devin *variabile lingvistice*, respectiv *termeni / valori lingvistice*.

Mulțimi fuzzy. Funcții de apartenență

Fie mulțimea X pe care se definește variabila lingvistică o mulțime numărabilă sau nenumărabilă, numită *mulțime de bază* sau *univers de discurs* și x un element din X . *Mulțimea fuzzy* A asociată lui X este o mulțime de perechi de forma:

$$A = \{ \langle x, \mu_A(x) \rangle \mid x \in X \} .$$

unde $\mu_A(x)$ se numește *funcție de apartenență* și caracterizează gradul de apartenență al lui x la A sub forma:

$$\mu_A(x) : X \rightarrow M , \quad M = [0, 1] .$$

Funcțiile de apartenență pot avea diverse forme, cele mai uzuale fiind cele trapezoidale, gaussiene, triunghiulare, dreptunghiulare, respectiv singleton (distribuția are lățimea egală cu zero; singleton-urile corespund unor mărimi exacte, care au o singură valoare).

Suportul unei mulțimi fuzzy

Suportul $Supp(A)$ unei mulțimi fuzzy A cu funcția de apartenență $\mu_A(x)$ de mulțime de bază X este mulțimea clasică definită prin relația:

$$Supp(A) \Delta Supp(\mu_A(x)) = \{ x \mid x \in X, \mu_A(x) > 0 \} .$$

Nucleul unei mulțimi fuzzy

Nucleul $K(A)$ al unei mulțimi fuzzy A cu funcția de apartenență $\mu_A(x)$ de mulțime de bază X este mulțimea clasică definită prin relația:

$$K(A) = \{ x \mid x \in X, \mu_A(x) = 1 \} .$$

Tăietura α a unei mulțimi fuzzy

Tăietura α notată cu A_α a unei mulțimi fuzzy A cu funcția de apartenență $\mu_A(x)$ de mulțime de bază X este mulțimea clasică definită prin relația:

$$A_\alpha = \{ x \mid x \in X, \mu_A(x) \geq \alpha \} , \quad \text{cu } \alpha \in [0, 1] .$$

Mulțime fuzzy convexă

O mulțime fuzzy A cu funcția de apartenență $\mu_A(x)$ de mulțime de bază X se numește *convexă* atunci când:

$$\forall a, b, c \in X : a \leq b \leq c \quad \Rightarrow \quad \mu_A(c) \geq \min\{\mu_A(a), \mu_A(b)\} .$$

Mulțime fuzzy normală

O mulțime fuzzy A cu funcția de apartenență $\mu_A(x)$ de mulțime de bază X se numește *normală* atunci când:

$$\forall \alpha \in [0,1] \quad \min(A_\alpha) < \max(A_\alpha) .$$

Operatori pe mulțimi fuzzy. Relații fuzzy.

Se pune problema modalității de asociere și evaluare a afirmațiilor difuze unite prin conectori logici ȘI, SAU, NU. Se definesc astfel *operatorii* pe mulțimi fuzzy, cum sunt: *reuniunea* a două mulțimi fuzzy, definită prin *maximul* dintre cele două funcții de apartenență ale mulțimilor date; *intersecția*, definită prin *minimul* acestora; *complementul*, definit prin scăderea din 1 a funcției de apartenență a respectivei mulțimi fuzzy. Acești operatori sunt interpretați ca operatori logici ȘI, SAU, NU, respectiv. O altă categorie de operatori sunt normele T/S, modelați prin operatorii algebrici cunoscuți ca: min/max, produs algebric/sumă algebrică, produs drastic/sumă drastică etc.

Modificatori pe mulțimi fuzzy

Modificatorii pe mulțimi fuzzy sunt:

- concentrarea / concentrația unei mulțimi fuzzy A :

$$CON(A) = \mu_A^2(x) ;$$

- dilatarea / diluția unei mulțimi fuzzy A :

$$DIL(A) = \sqrt{\mu_A(x)} ;$$

- intensificarea de contrast a unei mulțimi fuzzy A :

$$INT(A) = \begin{cases} 2 \cdot \mu^2(x) & , \text{dacă } \mu(x) < 0.5 \\ 1 - 2 \cdot (1 - \mu(x))^2 & , \text{altfel} \end{cases} .$$

Modificatorii servesc la modelarea noțiunilor *foarte* și *puțin* asociate unei mulțimi fuzzy.

Operatori relaționali (relații fuzzy)

Operatorii relaționali (numiți și *relații fuzzy*) interconectează mulțimi fuzzy având mulțimi de bază diferite. Operatorul relațional R definit pe spațiul $X_1 \times \dots \times X_m$ al mulțimilor de bază este dat de:

$$R = R(X_1, \dots, X_m) = \{((X_1, \dots, X_m), \mu_R(X_1, \dots, X_m)) | (X_1, \dots, X_m) \subseteq X_1 \times \dots \times X_m\} .$$

Operatorii relaționali alcătuiesc baza mecanismelor de raționare, respectiv a implicațiilor utilizate în cadrul logicii fuzzy fundamentate pe reguli de producție. Relațiile fuzzy sunt tot mulțimi fuzzy, deci toți operatorii amintiți anterior sunt valabili și pentru relațiile fuzzy. În plus, se introduc relația fuzzy inversă și compusă a două relații fuzzy astfel:

$$R^{-1} = \{((X_1, X_2), \mu_R(X_2, X_1)) | (X_1, X_2) \subseteq X_1 \times X_2\} ,$$

respectiv:

$$R_{12}(X_1, X_3) = R(X_1, X_2) \circ R(X_2, X_3) .$$

Operatorii de interconectare utilizați pentru compunerea relațiilor fuzzy sunt: *max-min*, *max-produs algebric* și *max-sumă algebrică*. La relațiile fuzzy discrete, care pot fi reprezentate și prin scriere matriceală, compunerea se face conform produsului matriceal. Spre deosebire însă de produsul matricial clasic, dacă utilizăm compoziția *max-min*, operațiile matematice cum sunt *produsul*, respectiv *adunarea* se înlocuiesc cu operatorii *min*, respectiv *max*.

Fuzzificare

Prin operația de *fuzzificare* se asociază fiecărui enunț elementar al premisei unei reguli un grad de împlinire, respectiv o funcție de apartenență. Fuzzificarea produce dintr-o valoare de intrare bine precizată o mulțime fuzzy.

Inferență

Operația de *inferență* transformă cunoștințele calitative în reguli tehnice realizabile. Prin *inferență*, plecând de la o bază de reguli dată și de la un grad de împlinire a enunțurilor elementare, se deduce o mulțime fuzzy a concluziei. În cadrul inferenței de tip Mamdani au loc trei operații distincte: agregarea, implicarea și acumularea. În funcție de operatorii utilizați pentru operațiile de acumulare și implicare, inferența poate fi de tip *max-min*, *max-prod* etc.

Agregare

Prin operația de *agregare* se comasează diferitele enunțuri elementare ale unei reguli și se construiesc gradele de împlinire ale premizelor regulilor care interesează. Agregarea gradelor de împlinire ale enunțurilor elementare este determinată prin operatorii de interconectare logici care se folosesc în enunțurile complexe, care se mai numesc și operatori de agregare și pot fi de tip SAU (modelați prin *max*, *sumă algebrică* etc.) sau ȘI (modelați prin *min*, *produs algebric*, etc.). Gradul de împlinire al premisei unei reguli rezultat prin agregare furnizează informații referitoare la domeniul de acoperire al respectivei reguli față de spațiul mulțimii de bază a mărimilor de intrare.

Grad de împlinire

Gradul de împlinire reprezintă valoarea de adevăr a enunțurilor elementare pentru o valoare bine determinată. Gradul de împlinire al unei reguli corespunde valorii de adevăr asociată după agregare premisei unei reguli.

Implicare

Prin operația de *implicare* se deduce pentru fiecare regulă câte o mulțime fuzzy, plecând de la gradul de împlinire și de la enunțul din concluzie. Pentru aceasta, concluzia unei reguli se interconectează prin intermediul implicației aceleiași reguli cu gradul de împlinire al premisei sale, rezultat prin agregare. Pentru efectuarea implicației se utilizează regula compozițională a inferenței, implementată practic printr-un operator de tip ȘI (modelat de regulă prin *min* sau *produs*).

Acumulare

Prin operația de *acumulare* se combină rezultatele inferenței tuturor regulilor, determinându-se mulțimea fuzzy de acumulare prin reuniunea tuturor mulțimilor fuzzy ale concluziilor tuturor regulilor, rezultate din procesul de implicație. Această mulțime fuzzy de acumulare este rezultatul final al întregului proces de inferență și rezultă prin folosirea unui operator de acumulare, de obicei de tip SAU (modelat de regulă prin *max*, *sumă* sau *sumă algebrică*).

Defuzzificare

Prin operația de *defuzzificare*, se transformă mulțimea fuzzy acumulată rezultată din procesul de inferență într-o valoare bine definită a mulțimii de bază a blocului fuzzy. Transformarea nu este unică. Există mai multe metode de defuzzificare, după cum urmează:

- metoda valorii maxime (MAX), prin care se alege cea mai mare dintre valorile maxime ale mulțimii de ieșire;
- metoda maximelor mediate (MOM - Mean of Maxima) prin care se calculează media valorilor maxime ale componentelor mulțimii de ieșire:

$$c^* = \frac{1}{q} \cdot \sum_{i \in J}^q c_i, \text{ unde } J \text{ reprezintă mulțimea celor } q \text{ valori maxime ale}$$

ieșirii;

- metoda centrului de greutate (COG - Center of Gravity), prin care se determină centrul de greutate:

$$c^* = \frac{\int c \cdot \mu_{B^*}(c) \cdot dc}{\int_c \mu_{B^*}(c) \cdot dc} \text{ dacă domeniul mărimii de ieșire este continuu,}$$

$$c^* = \frac{\sum_i c_i \cdot \mu_{B^*}(c_i)}{\sum_i \mu_{B^*}(c_i)} \text{ dacă domeniul mărimii de ieșire este discret.}$$

- metoda singleton (COS - Center of Singleton) este o adaptare a metodei COG (cazul discret) pentru funcții de apartenență de tip singleton.

În funcție de aplicație se alege una dintre aceste metode astfel încât mărimea precisă obținută să exprime cât mai exact mulțimea fuzzy din care derivă. Între metodele de defuzzificare MAX, MOM pe de o parte și metodele COG, COS pe de altă parte, există din punct de vedere al tehnicii reglării o deosebire semnificativă: metodele MAX și MOM produc suprafețe caracteristice de reglare discontinue sau constante pe porțiuni, în timp ce metodele COG și COS produc suprafețe de reglare continue.

Integritate (completitudine) a unei baze de reguli / caracteristici de transfer

O bază de reguli fuzzy / RIP sub formă normală este integră atunci când fiecărui domeniu de bază fuzzy constând din mulțimile fuzzy de intrare îi corespunde cel puțin o regulă. *Un bloc fuzzy / RIP posedă o caracteristică de transfer completă* atunci când pentru toate elementele spațiului produs al mulțimilor de bază ale mărimilor de intrare cel puțin o regulă are un grad de împlinire strict pozitiv.

Anexa 2. Modelul matematic al sistemului de balans cu bilă mobilă

Se consideră ansamblul din figura 3.35 (capitolul 3) cu schema de principiu și schema vectorială prezentate în figura 3.36a), respectiv 3.36b).

Poziția corpului punctiform de masă M_2 , raportată la sistemul de axe xOy poate fi exprimată vectorial în coordonate polare, sub forma:

$$\mathbf{p} = \mathbf{L} + \mathbf{r} = (L + j \cdot r) \cdot e^{j\theta} . \quad (1)$$

Viteza corpului față de suport este:

$$\frac{d\mathbf{p}}{dt} = \frac{d(L + j \cdot r)}{dt} \cdot e^{j\theta} + j \cdot \dot{\theta} \cdot (L + j \cdot r) \cdot e^{j\theta} = [-r \cdot \dot{\theta} + j \cdot (\dot{r} + L \cdot \dot{\theta})] \cdot e^{j\theta} . \quad (2)$$

Accelerația centrului de greutate al bilei de masă M_2 este:

$$\begin{aligned} \frac{d^2\mathbf{p}}{dt^2} &= \frac{d[-r \cdot \dot{\theta} + j \cdot (\dot{r} + L \cdot \dot{\theta})]}{dt} \cdot e^{j\theta} + j \cdot \ddot{\theta} \cdot [-r \cdot \dot{\theta} + j \cdot (\dot{r} + L \cdot \dot{\theta})] \cdot e^{j\theta} = \\ &= \left[\underbrace{-(r \cdot \ddot{\theta} + 2 \cdot \dot{\theta} \cdot \dot{r} + L \cdot \dot{\theta}^2)}_{\text{accelerație centripeta}} + j \cdot \underbrace{(\ddot{r} + L \cdot \ddot{\theta} - r \cdot \dot{\theta}^2)}_{\text{accelerație tangentială}} \right] \cdot e^{j\theta} \end{aligned} \quad (3)$$

Accelerația centrului de greutate al cadrului de masă M_1 este:

$$\frac{d^2\mathbf{L}}{dt^2} = \frac{d^2}{dt^2} (L \cdot e^{j\theta}) = (-L \cdot \dot{\theta}^2 + j \cdot L \cdot \ddot{\theta}) \cdot e^{j\theta} \quad (4)$$

Relațiile (3) și (4) caracterizează cinematica celor două centre de greutate față de sistemul fix în prezența constrângerii dată de relația (1) care pune în evidență faptul că direcția de mișcare a corpului de masă M_2 (în lungul suportului) este perpendiculară pe brațul mecanismului.

Accelerația bilei față de brațul cadrului este:

$$\frac{d^2\mathbf{r}}{dt^2} = \frac{d^2}{dt^2} (j \cdot r \cdot e^{j\theta}) = \frac{d}{dt} (-r \cdot \dot{\theta} + j \cdot \dot{r}) \cdot e^{j\theta} = -(2 \cdot \dot{r} \cdot \dot{\theta} + r \cdot \ddot{\theta}) \cdot e^{j\theta} + j \cdot (\ddot{r} - r \cdot \dot{\theta}^2) \cdot e^{j\theta} \quad (5)$$

Deplasarea bilei mobile de masă M_2 pe plan în direcția vectorului de poziție \mathbf{r} , față de suport are loc cu accelerația $\ddot{r} + L \cdot \ddot{\theta} - r \cdot \dot{\theta}^2$, sub acțiunea forței dinamice:

$$F_d = M_2 \cdot (\ddot{r} + L \cdot \ddot{\theta} - r \cdot \dot{\theta}^2) = -M_2 \cdot g \cdot \sin \theta - F_f . \quad (6)$$

Această relație este valabilă numai când bila este în mișcare față de ghidaj, respectiv dacă:

$$|M_2 \cdot (\ddot{r} + L \cdot \ddot{\theta} - r \cdot \dot{\theta}^2) + M_2 \cdot g \cdot \sin \theta| > F_f .$$

Altfel, $\dot{r} = 0$ și corpul nu se mișcă.

Forța de frecare la alunecare este proporțională cu forța de apăsare asupra ghidajului și are sensul invers vitezei:

$$F_f = -\text{sign } v \cdot \mu_f \cdot M_2 \cdot g \cdot \cos \theta . \quad (7)$$

Astfel, relația (3.1.6) se poate scrie:

$$\ddot{r} + L \cdot \ddot{\theta} = r \cdot \dot{\theta}^2 - g \cdot \sin \theta + \text{sign } v \cdot \mu_f \cdot g \cdot \cos \theta . \quad (8)$$

Pentru a modela mișcarea de rotație a întregului ansamblu notăm cu J momentul de inerție al cadrului și ținem seamă că accelerația centrifugă are semn invers față de accelerația centripetă $a_{c2} = -a_{\varphi 2} = r \cdot \dot{\theta}^2 + 2 \cdot \dot{\theta} \cdot \dot{r} + L \cdot \dot{\theta}^2$. Momentul (cuplul) dinamic al ansamblului, ținând seamă de (7), este:

$$m_d = J \cdot \ddot{\theta} + M_1 \cdot L^2 \cdot \ddot{\theta} + M_2 \cdot L \cdot (\ddot{r} + L \cdot \ddot{\theta} - r \cdot \dot{\theta}^2) + M_2 \cdot r \cdot (r \cdot \ddot{\theta} + 2 \cdot \dot{\theta} \cdot \dot{r} + L \cdot \dot{\theta}^2) =$$

$$= (J + M_1 \cdot L^2 + M_2 \cdot r^2) \cdot \ddot{\theta} - M_2 \cdot L \cdot g \cdot \sin \theta - F_r \cdot L + 2 \cdot M_2 \cdot r \cdot \dot{\theta} \cdot \dot{r} + M_2 \cdot r \cdot L \cdot \dot{\theta}^2 \quad (9)$$

Se observă că momentul de inerție echivalent al întregului ansamblu raportat la axul de rotație este $J + M_1 \cdot L^2 + M_2 \cdot r^2$. Cuplul dinamic este rezultatul însumării cuplurilor motrice cu cele rezistente:

$$m_d = m - (M_1 + M_2) \cdot L \cdot g \cdot \sin \theta - M_2 \cdot r \cdot g \cdot \cos \theta - m_f \quad (10)$$

Din (9) și (10) rezultă:

$$(J + M_1 \cdot L^2 + M_2 \cdot r^2) \cdot \ddot{\theta} = m - M_1 \cdot L \cdot g \cdot \sin \theta - M_2 \cdot r \cdot g \cdot \cos \theta - M_2 \cdot r \cdot L \cdot \dot{\theta}^2 -$$

$$- 2 \cdot M_2 \cdot r \cdot \dot{\theta} \cdot \dot{r} - m_f \quad (11)$$

sau:

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{(J + M_1 \cdot L^2 + M_2 \cdot r^2)} \cdot [m - M_1 \cdot L \cdot g \cdot \sin \theta - M_2 \cdot r \cdot g \cdot \cos \theta -$$

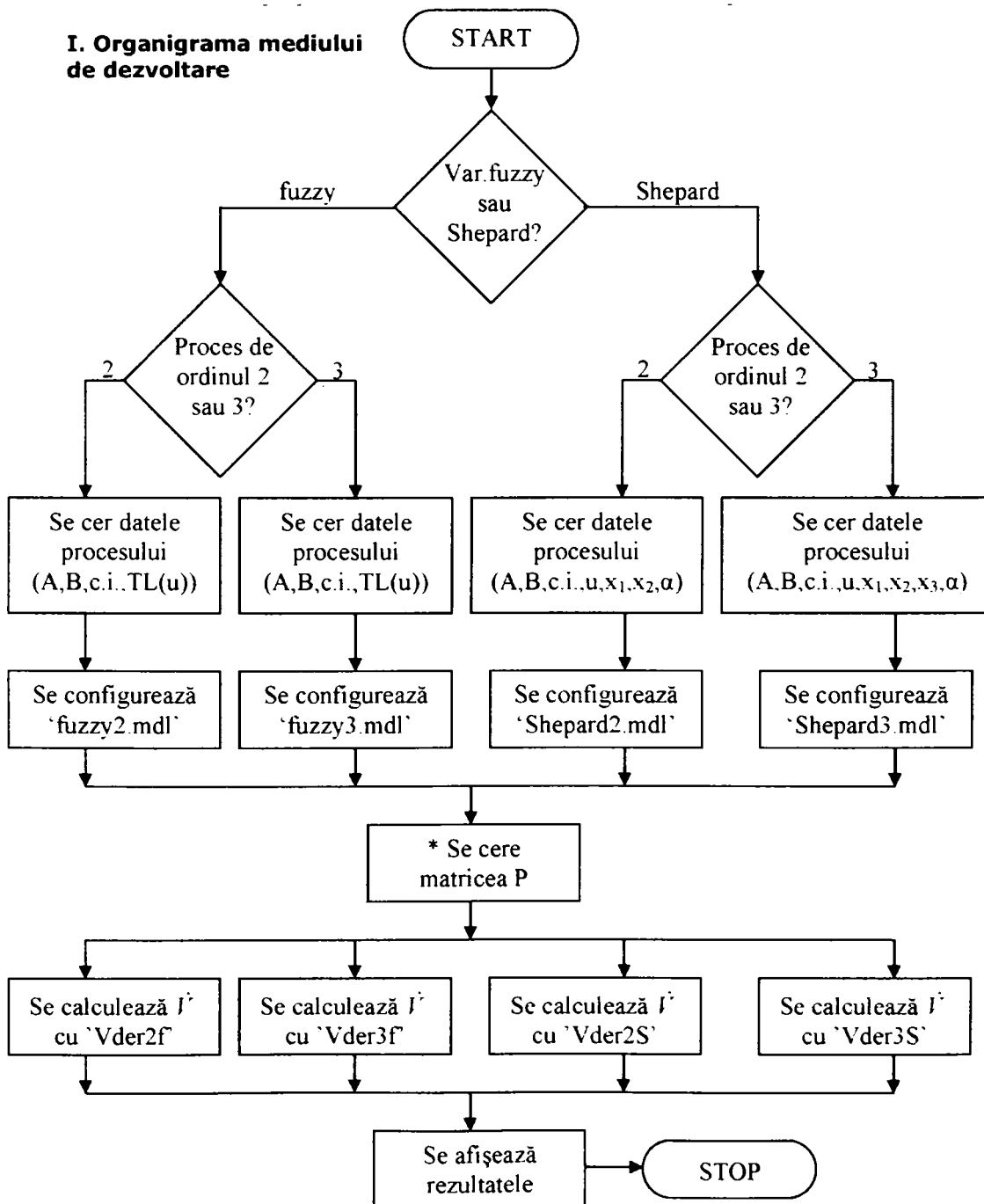
$$- M_2 \cdot L \cdot r \cdot \dot{\theta}^2 - 2 \cdot M_2 \cdot r \cdot \dot{\theta} \cdot \dot{r} - m_f + F_r \cdot L] \quad (12)$$

unde $m_f = c_f \cdot \dot{\theta}$.

Relațiile (8) și (12) constituie modelul dinamic al procesului considerat. Ansamblul, cu rol de proces condus, este privit ca un sistem cu orientarea $\{m\} \rightarrow \{r, \theta\}$. Pentru implementare în Matlab, $\ddot{\theta}$ din relația (8) se înlocuiește cu cel din relația (12).

Anexa 3. Mediul de dezvoltare a aplicațiilor de analiză a stabilității pe baza metodei directe a lui Liapunov

I. Organigrama mediului de dezvoltare



* Dacă se cunoaște matricea P, aceasta se va introduce de la tastatură; dacă se dorește identificarea unei matrice P adecvate se rulează programul corespunzător situației date, din setul de programe dedicate calcului matricii P (prezentate în paragraful II.P.3).

Datele inițiale cerute au următoarea semnificație:

A, B – matricile MM-ISI al procesului (partea liniară);

c.i. – condițiile inițiale ale vectorului de stare;

TL(u) – termenii lingvistici fuzzy care descriu mărimea de comandă u;

u, x₁, x₂, x₃ - coordonatele PS (valorile de sprijin, respectiv locurile de sprijin) care vor sta la baza grilei de interpolare Shepard;

α – factorul de ponderare a măsurii distanței din formula de interpolare Shepard.

Funcțiile MATLAB ('fuzzy2', 'fuzzy3', 'Shepard2', 'Shepard3') și schemele SIMULINK ('Vder2f', 'Vder3f', 'Vder2S', 'Vder2S') care intervin în organigramă sunt prezentate în paragrafele II.P2, respectiv III.

II. Setul de programe

P1. Programul principal – interfațarea cu utilizatorul ('Liapunov.m')

{Programul principal realizează interfațarea cu utilizatorul și asigură desfășurarea operațiilor conform organigramei mediului de dezvoltare cu care debutează anexa3}

```
clc
```

```
clear all
```

```
var1=input('Care este varianta de reglare, fuzzy sau Shepard?(1 pt fuzzy/2 pt Shepard)');
```

```
if var1==1
```

```
    var2=input('Ordinul sistemului este 2 sau 3?');
```

```
    if var2==2
```

```
        a=input('Matricea A=[a11 a12;a21 a22]=');
```

```
        b=input('Matricea B=[b1;b2]=');
```

```
        ci=input('Conditii initiale pentru x1 si x2, Ci=[ci1 ci2]=');
```

```
        var3=input('Marimea de comanda este modelata prin MF de tip singleton sau functii?(1 pt singleton/2 pt functii)');
```

```
        if var3==1
```

```
            u=input('Valorile VL de tip singleton pentru marimea de comanda
```

```
VL=[VL1...VLm]=');
```

```
            else input('Funcțiile se vor introduce la configurarea RG-fuzzy. Apasa ENTER pentru a continua')
```

```
            end
```

```
            input('Apasa ENTER pentru a deschide fisierul unde vei configura sistemul')
```

```
            open fuzzy2.mdl
```

```
            input('Apasa ENTER pentru a continua cu calculul derivatei functiei Liapunov')
```

```
            var4=input('Introduci matricea P sau doresti ajutor pentru a o identifica?(1 pentru introducere si 2 pentru ajutor)');
```

```
            if var4=1
```

```
                Vder2f
```

```
            else calcul_P_fuzzy2
```

```
            end
```

```

else a=input('Matricea A=[a11 a12 a13;a21 a22 a23;a31 a32 a33]=');
    b=input('Matricea B=[b1;b2;b3]=');
    ci=input('Conditii initiale pentru x1, x2 si x3, Ci=[ci1 ci2 ci3]=');
    var3=input('Marimea de comanda este modelata prin MF de tip singleton sau
functii?(1 pt singleton/2 pt functii);
        if var3==1
            u=input('Valorile VL de tip singleton pentru marimea de comanda
VL=[VL1...VLm]=');
        else input('Funcitiile se vor introduce la configurarea RG-fuzzy. Apasa ENTER
pentru a continua')
        end
        input('Apasa ENTER pentru a deschide fisierul unde vei configura sistemul')
        open fuzzy3.mdl
        input('Apasa ENTER pentru a continua cu calculul derivatei functiei Liapunov')
        var4=input('Introduci matricea P sau doresti ajutor pentru a o identifica?(1
pentru introducere si 2 pentru ajutor);
            if var4=1
                Vder3f
            else calcul_P_fuzzy3
            end
        end
    end
else var2=input('Ordinul sistemului este 2 sau 3?');
    if var2==2
        a=input('Matricea A=[a11 a12;a21 a22]=');
        b=input('Matricea B=[b1;b2]=');
        ci=input('Conditii initiale pentru x1 si x2, Ci=[ci1 ci2]=');
        x1=input('Valorile coordonatelor punctelor de sprijin pt. x1=[x11...x1i]=');
        x2=input('Valorile coordonatelor punctelor de sprijin pt. x2=[x21...x2j]=');
        u=input('Valorile punctelor de sprijin pt. marimea de comanda) u=[u1...um]=');
        miu=input('Valoarea lui alfa (intre 6 si 20) alfa=');
        input('Apasa ENTER pentru a deschide fisierul unde vei configura sistemul')
        open Shepard2.mdl
        input('Apasa ENTER pentru a continua cu calculul derivatei functiei Liapunov')
        var4=input('Introduci matricea P sau doresti ajutor pentru a o identifica?(1 pentru
introducere si 2 pentru ajutor);
            if var4=1
                Vder2S
            else calcul_P_Shepard2
            end
        end
    else a=input('Matricea A=[a11 a12 a13;a21 a22 a23;a31 a32 a33]=');
        b=input('Matricea B=[b1;b2;b3]=');
        ci=input('Conditii initiale pentru x1, x2 si x3, Ci=[ci1 ci2 ci3]=');
        x1=input('Valorile coordonatelor punctelor de sprijin pentru x1=[x11...x1i]=');
        x2=input('Valorile coordonatelor punctelor de sprijin pentru x2=[x21...x2j]=');
        x3=input('Valorile coordonatelor punctelor de sprijin pentru x3=[x31...x3k]=');
        u=input('Valorile punctelor de sprijin (marimea de comanda) u=[u1...um]=');
        miu=input('Valoarea lui miu (intre 6 si 20)=');
        input('Apasa ENTER pentru a deschide fisierul unde vei configura sistemul')
        open Shepard3.mdl
        input('Apasa ENTER pentru a continua cu calculul derivatei functiei Liapunov')

```

```

        var4=input('Introduci matricea P sau doresti ajutor pentru a o identifica?(1 pentru
introducere si 2 pentru ajutor)');
        if var4=1
            Vder3S
        else calcul_P_Shepard3
        end
    end
end

```

P2. Setul de programe de calcul și afișare a \dot{V}

{Setul de programe dedicate calcului și afișării lui \dot{V} realizează operațiile necesare obținerii \dot{V} (inclusiv în variantă grafică) în fiecare punct al spațiului de stare, pornind de la MM-ISI al procesului, pentru valori ale vectorului de stare și comenzii obținute prin simulare}

P2.1. Programul de calcul al \dot{V} pentru sistem fuzzy de ordinul 2 ('Vder2f.m')

```

P=input('Matricea P=[p11 p12;p21 p22]=');
x1=sym('x1');
x2=sym('x2');
x=dsolve('Dx=a*x+b*gu');
x=[x1;x2];
xt=transpose(x);
V=simple(xt*P*x)
gu=sym('gu');
Vder=simple(transpose(a*x+b*gu)*P*x+xt*P*(a*x+b*gu))
sim('fuzzy2.mdl')
tf;
Vder_2f=zeros(size(tf));
for i=1:length(tf);
    x1=x1e(i);
    x2=x2e(i);
    gu=gu_f(i);
    Vder_2f(i)=eval(Vder);
end
plot(tf,Vder_2f);grid
xlabel('t[s]')
ylabel('Vder_2f')

```

P2.2. Programul de calcul al \dot{V} pentru sistem fuzzy de ordinul 3 ('Vder3f.m')

```

P=input('Matricea P=[p11 p12 p13;p21 p22 p23;p31 p32 p33]=');
x1=sym('x1');
x2=sym('x2');
x3=sym('x3')
x=dsolve('Dx=a*x+b*gu');
x=[x1;x2;x3];
xt=transpose(x);
V=simple(xt*P*x)

```

```

gu=sym('gu');
Vder=simple(transpose(a*x+b*gu)*P*x+xt*P*(a*x+b*gu))
sim('fuzzy3.mdl')
tf;
Vder_3f=zeros(size(tf));
for i=1:length(tf);
    x1=x1e(i);
    x2=x2e(i);
    x3=x3e(i);
    gu=gu_f(i);
    Vder_3f(i)=eval(Vder);
end
plot(tf,Vder_3f);grid
xlabel('t[s]'); ylabel('Vder_3f')

```

P2.3. Programul de calcul al \checkmark pentru sistem Shepard de ordinul 2 ('Vder2S.m')

```

P=input('Matricea P=[p11 0;0 p22]=');
a=input('A=[a11 a12;a21 a22]=');
b=input('B=[b1;b2]=');
ci=input('Conditii initiale x0=[x10 x20]=');
x1=sym('x1');
x2=sym('x2');
u=sym('u');
x=dsolve('Dx=a*x+b*gu');
x=[x1;x2];
xt=transpose(x);
V=simple(xt*P*x)
Vder=simple(transpose(a*x+b*u)*P*x+xt*P*(a*x+b*u))
sim('Shepard2.mdl')
t;
Vder_2S=zeros(size(t));
for i=1:length(t);
    x1=x1e(i);
    x2=x2e(i);
    gu=gu_S(i);
    Vder_2S(i)=eval(Vder);
end
plot(t,Vder_2S);grid
xlabel('t[s]')
ylabel('Vder_2S')

```

P2.4. Programul de calcul al \checkmark pentru sistem Shepard de ordinul 3 ('Vder3S.m')

```

P=input('Matricea P=[p11 p12 p13;p21 p22 p23;p31 p32 p33]=');
x1=sym('x1');
x2=sym('x2');
x3=sym('x3')

```

```

x=dsolve('Dx=a*x+b*gu');
x=[x1;x2;x3];
xt=transpose(x);
V=simple(xt*P*x)
gu=sym('gu');
Vder=simple(transpose(a*x+b*gu)*P*x+xt*P*(a*x+b*gu))
sim('Shepard3.mdl')
t;
Vder_3S=zeros(size(t));
for i=1:length(t);
    x1=x1e(i);
    x2=x2e(i);
    x3=x3e(i);
    gu=gu_S(i);
    Vder_3S(i)=eval(Vder);
end
plot(t,Vder_3S);grid
xlabel('t[s]')
ylabel('Vder_3S')

```

P3. Setul de programe de calcul al matricii P

{Setul de programe dedicate calculului matricii P oferă în final sugestii de alegere a matricii P pe baza unor relații între elementele sale, relații obținute din condiția $\dot{V} \leq 0$ }

P3.1. Programul de calcul a matricii P pentru sisteme fuzzy de ordinul 2 ('calcul_P_fuzzy2.m')

```

x1=sym('x1');
x2=sym('x2');
gu=sym('gu');
p11=sym('p11');
p12=sym('p12');
p21=sym('p21');
p22=sym('p22');
P=[p11 p12;p21 p22]
x=dsolve('Dx=A*x+B*gu');
x=[x1;x2];
xt=transpose(x);
V=simple(xt*P*x)
Vder=simplify(transpose(A*x+B*gu)*P*x+xt*P*(A*x+B*gu))
sim('fuzzy2.mdl')
tf;
Vder_f=zeros(size(tf));
for i=1:length(tf);
    x1=x1e(i);
    x2=x2e(i);
    gu=gu_f(i);
    Vder_f=eval(Vder);
end

```

P3.2. Programul de calcul a matricii P pentru sisteme fuzzy de ordinul 3
('calcul_P_fuzzy3.m')

```

x1=sym('x1');
x2=sym('x2');
x3=sym('x3');
gu=sym('gu');
p11=sym('p11');
p12=sym('p12');
p13=sym('p13');
p21=sym('p21');
p22=sym('p22');
p23=sym('p23');
p31=sym('p31');
p32=sym('p32');
p33=sym('p33');
P=[p11 p12 p13;p21 p22 p23;p31 p32 p33]
x=dsolve('Dx=A*x+B*gu');
x=[x1;x2;x3];
xt=transpose(x);
V=simple(xt*P*x)
Vder=simplify(transpose(A*x+B*gu)*P*x+xt*P*(A*x+B*gu))
sim('fuzzy3.mdl')
tf;
Vder_f=zeros(size(tf));
for i=1:length(tf);
    x1=x1e(i);
    x2=x2e(i);
    x3=x3e(i);
    gu=gu_f(i);
    Vder_f=eval(Vder);
end

```

P3.3. Programul de calcul a matricii P pentru sisteme Shepard de ordinul 2
('calcul_P_Shepard2.m')

```

x1=sym('x1');
x2=sym('x2');
gu=sym('gu');
p11=sym('p11');
p12=sym('p12');
p21=sym('p21');
p22=sym('p22');
P=[p11 p12;p21 p22]
x=dsolve('Dx=A*x+B*gu');
x=[x1;x2];
xt=transpose(x);
V=simple(xt*P*x)
Vder=simplify(transpose(A*x+B*gu)*P*x+xt*P*(A*x+B*gu))
sim('Shepard2.mdl')

```

```

t;
Vder_f=zeros(size(t));
for i=1:length(t);
    x1=x1e(i);
    x2=x2e(i);
    gu=gu_S(i);
    Vder_S=eval(Vder);
end

```

P3.4. Programul de calcul a matricii P pentru sisteme Shepard de ordinul 3 (`'calcul_P_Shepard3.m'`)

```

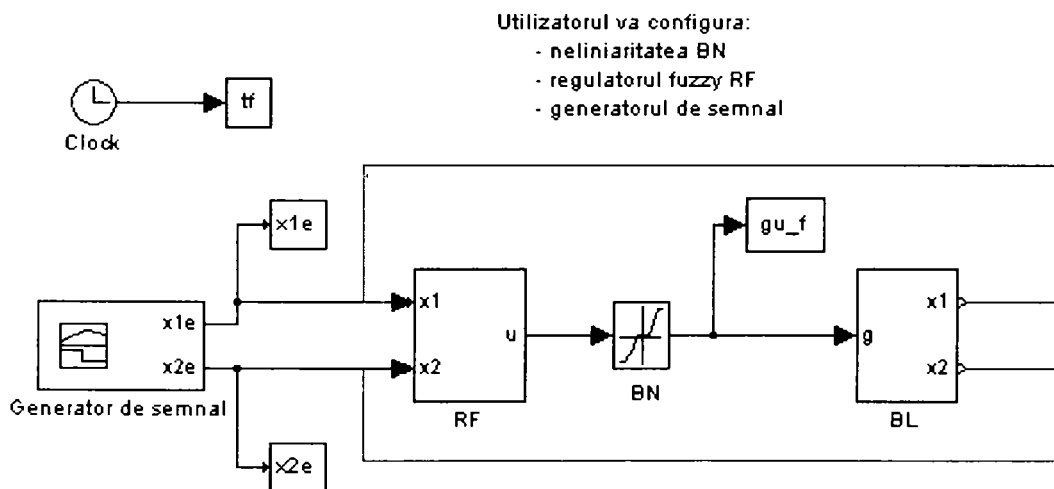
x1=sym('x1');
x2=sym('x2');
x3=sym('x3');
gu=sym('gu');
p11=sym('p11');
p12=sym('p12');
p13=sym('p13');
p21=sym('p21');
p22=sym('p22');
p23=sym('p23');
p31=sym('p31');
p32=sym('p32');
p33=sym('p33');
P=[p11 p12 p13;p21 p22 p23;p31 p32 p33]
x=dsolve('Dx=A*x+B*gu');
x=[x1;x2;x3];
xt=transpose(x);
V=simple(xt*P*x)
Vder=simplify(transpose(A*x+B*gu)*P*x+xt*P*(A*x+B*gu))
sim('Shepard3.mdl')
t;
Vder_f=zeros(size(t));
for i=1:length(t);
    x1=x1e(i);
    x2=x2e(i);
    x3=x3e(i);
    gu=gu_S(i);
    Vder_S=eval(Vder);
end

```


III. Setul de scheme SIMULINK

F. Setul de scheme pentru sistemul de reglare fuzzy ³

F1. Schema SIMULINK a sistemului de reglare fuzzy pentru procese de ordinul 2.

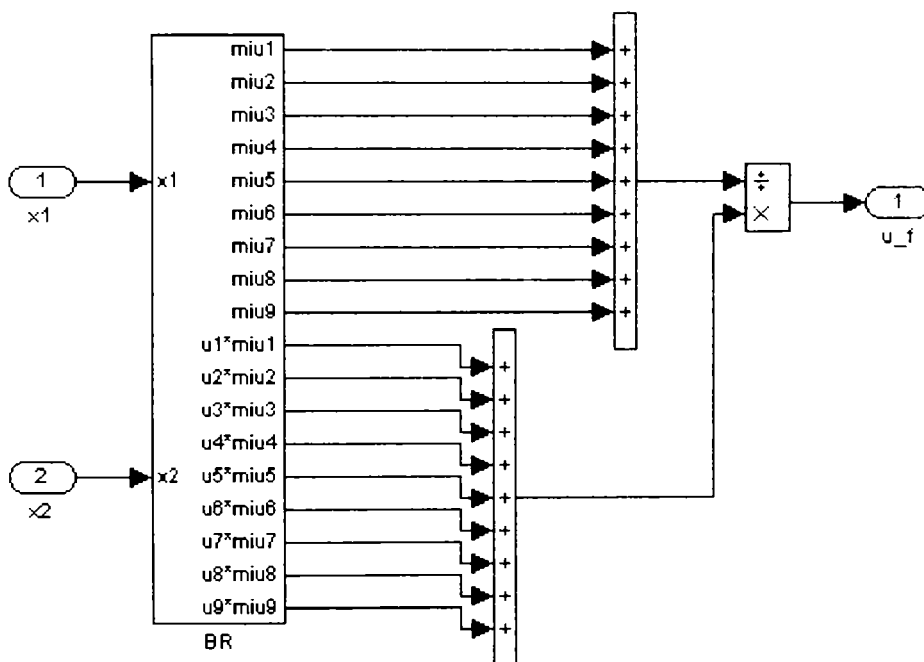


Pentru calculul V_{der} se simulează în bucla deschisă
cu x_1 și x_2 furnizati de un generator de semnal —

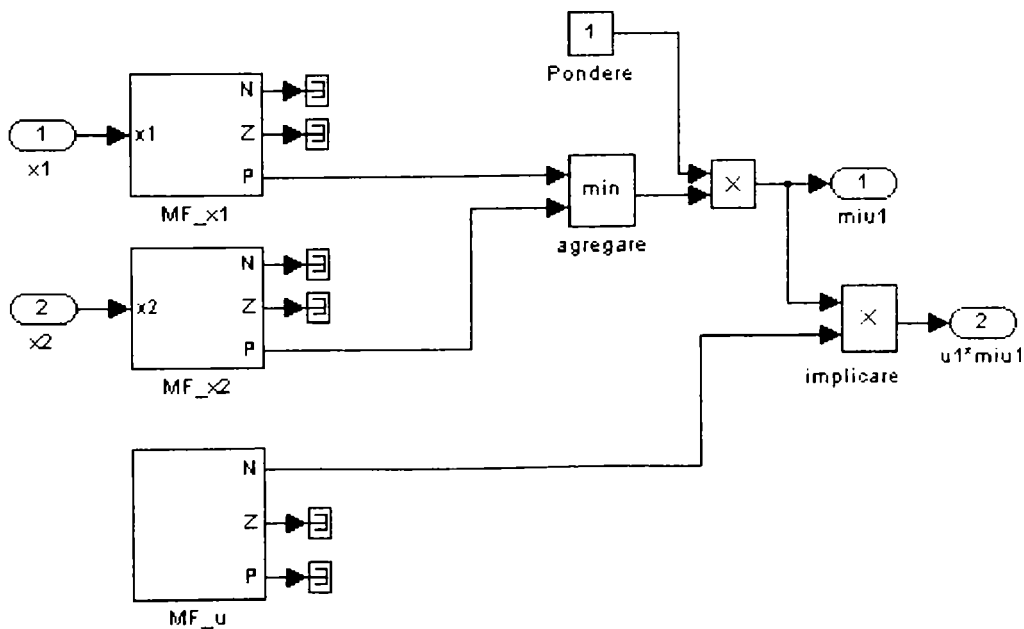
Pentru vizualizarea răspunsului se simulează în bucla închisă —

³ Pentru sistemele fuzzy de ordinul 3 schema F4 este identică, iar pentru sistemele fuzzy și interpolative Shepard în schemele F1/S1, F2/S2 și F3/S3 apare încă o mărime de intrare, x_3 .

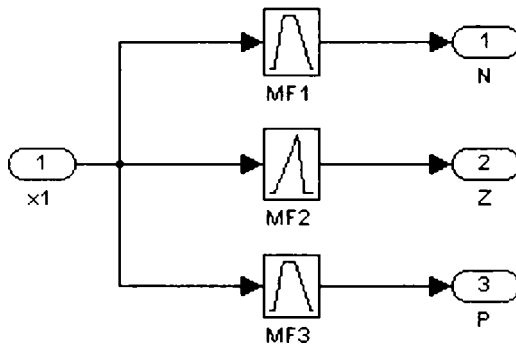
F2. Schema SIMULINK de configurare a regulatorului fuzzy RF. BR reprezintă blocul de reguli care implementează baza de reguli (în exemplul de față, baza conține 9 reguli)



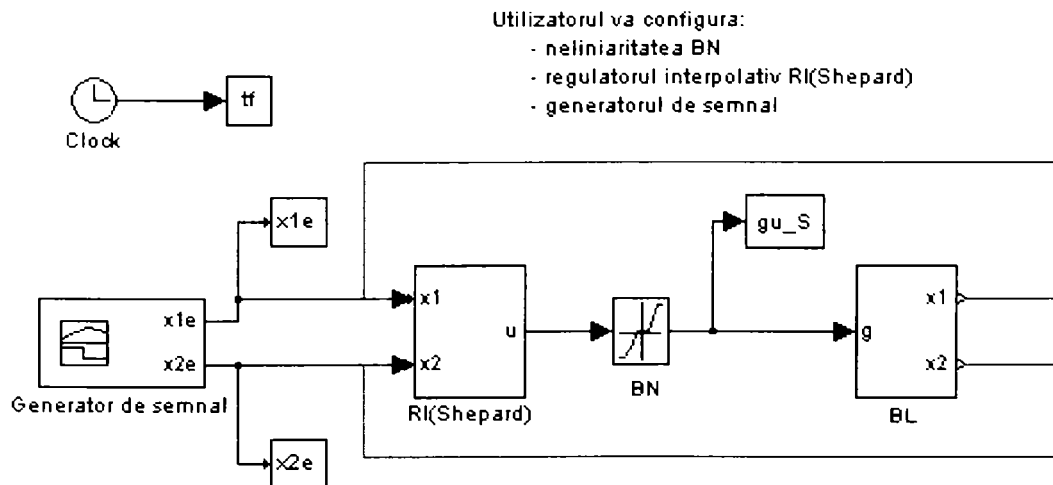
F3. Schema SIMULINK de configurare a unei reguli (în exemplul de față, toate mărimile sunt reprezentate prin câte 3 termeni lingvistici, regula construită fiind „Dacă x1 este P și x2 este P atunci u este N”).



F4. Schema SIMULINK de configurare a funcțiilor de apartenență corespunzătoare termenilor lingvistici ai variabilei de intrare x_1 (în exemplul de față x_1 este definit de 3 termeni lingvistici, N – f.d.a trapezoidală, Z – f.d.a triunghiulară și P – f.d.a trapezoidală).



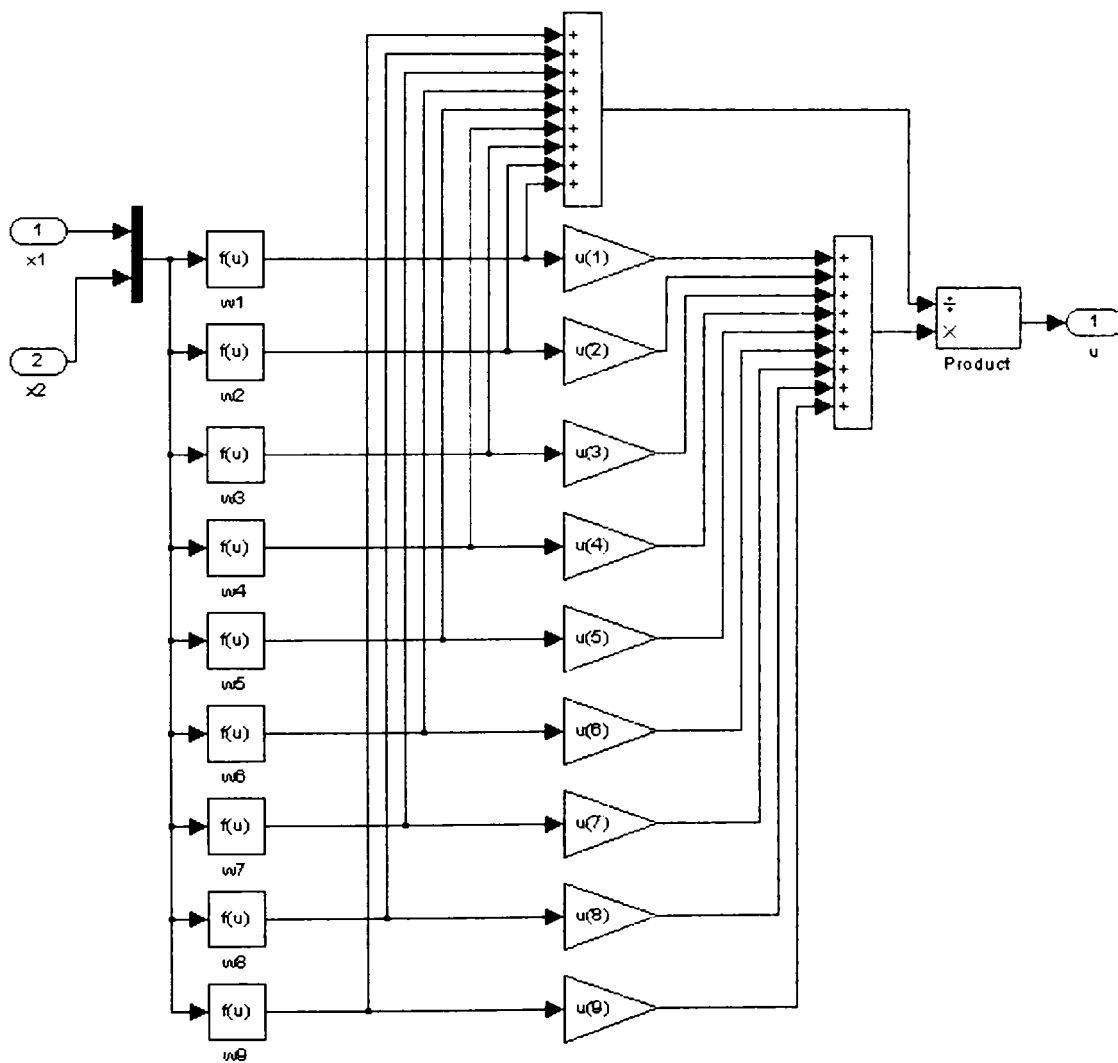
S. Setul de scheme pentru sistemul de reglare interpolativă Shepard
S1. Schema SIMULINK a sistemului de reglare interpolativă Shepard pentru procese de ordinul 2.



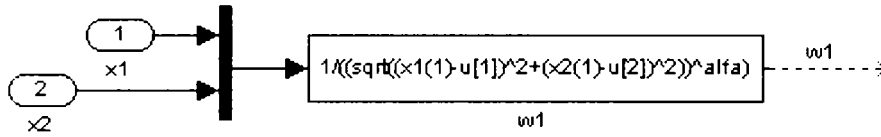
Pentru calculul V derse simuleaza in bucla deschisa
 cu x_1 si x_2 furnizati de un generator de semnal —

Pentru vizualizarea raspunsului se simuleaza in bucla inchisa —

S2. Schema SIMULINK de configurare a regulatorului interpolativ RI(Shepard) (în exemplul de față se consideră 9 puncte de sprijin pentru grila de interpolare)



S3. Schema SIMULINK de calcul a coeficientului de ponderare (în exemplul de față se calculează coeficientul de ponderare $w1$ al distanței euclidiene a punctului curent de coordonate $(x1,x2)$ față de punctul de sprijin din colțul stânga-jos al grilei de interpolare)



Bibliografie

- [Ackerman88] J. Ackermann, Abtastregelung, Springer Verlag, 1998.
- [Åström97] K.J. Åström and B. Wittenmark, Computer controlled systems – analysis and design, Prentice Hall, 1997.
- [Athans99] M. Athans, Crisp control is always better than fuzzy feedback control, EUFIT'99 Debate with prof. L.A. Zadeh, Germany, 1999.
- [Bara05] A. Bara, **S. Dale**, Solutions for implementation of interpolative methods based on rules in control structures, Automat. Comput and Applied Math. ACAM, vol.14, no. 1, Cluj-Napoca, 2005, pp. 7-16.
- [Baranyi96] P. Baranyi and L.T. Kóczy: A general and specialized solid cutting method for fuzzy rule interpolation, BUSEFAL 67, 1996, pp. 13-22.
- [Baranyi98] P. Baranyi, S. Mizik, L.T. Kóczy et al: Fuzzy rule base interpolation based on semantic revision, Proceedings of IEEE on SMC, San Diego, 1998, pp. 1306-1311.
- [Barnhill77] R.E. Barnhill, Representation and approximation surfaces, Mathematical Software III, Academic Press (J.R. Rice), New York, 1977, pp. 69-120.
- [Barnhill91] R.E. Barnhill, R.P. Dube and F.F. Little, Properties of Shepard's surfaces, Rocky Mountain J. Math 13, 1991, pp. 365-382.
- [Bălaş01] M.M. Bălaş, Regulatoria fuzzy-interpolative adaptivă cu aplicații în construcția vagoanelor de călători, Teză de doctorat, Univ. Politehnica din Timișoara, 2001.
- [Bălaş02] M.M. Bălaş, Regulatorie fuzzy-interpolatoare, Editura Politehnica, Timișoara, 2002.
- [Branicky98] M.S. Branicky, Multiple Lyapunov functions and other analysis tools for switched and hybrid systems, IEEE Trans. on Automatic Control, vol.43, no.4, 1998, pp. 475-482.
- [Bruinzeel96] J. Bruinzeel, V. Lacroze, A. Title and H.B. Verbruggen, Real time fuzzy control of complex systems using rule-base reduction methods, Proceedings of the 2nd World Automation Congress (WAC'96), Montpellier, 1996.
- [Buckley95] J.J. Buckley, System stability and fuzzy controllers, Theoretical Aspects of Fuzzy Control (H.T. Nguyen, M. Sugeno, R. Tong, R.R. Yager), John Wiley & Sons, 1995, pp. 51-64.
- [Choi00] B.-J. Choi, S.-W. Kwak and B.K. Kim, Design and stability analysis of single-input fuzzy controller, IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, part B: Cybernetics, vol.30/2, april 2000, pp. 303-309.
- [Cuesta99] F. Cuesta, F. Gordillo ș.a., Stability analysis of nonlinear multivariable Takagi-Sugeno fuzzy control systems, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol.7, no.5, 1999, pp. 508-520.
- [Dale01] **S. Dale**, Sisteme hibride bazate pe metode interpolative, referat la doctorat, Universitatea Politehnica Timișoara, 2001.
- [Dale02] **S. Dale**, E.E. Vladu, Using genetic algorithms to improve hybrid adaptive-interpolative system performances, Proceedings of the 4th International Conference on Renewable Sources and Environmental Electro-Technologies RSEE' 2002, Stâna de Vale, România, 2002, pp. 17-23.

- [Dale04-1] **S. Dale**, A. Bara, A survey of interpolative methods based on rules and their applications in control structures, Proceedings of SACI'04, Timișoara, România, 2004, pp. 223-230.
- [Dale04-2] **S. Dale**, Single input interpolative controllers based on rules, Proceedings of SACCS'04, Iași, România, 2004, CD-poz.52.
- [Dale05-1] **S. Dale**, A. Bara, Single-input fuzzy controller for angular position control of an inverted pendulum, Proceedings of EMES'05, Oradea, România, 2005, pp. 189-193.
- [Dale05-2] **S. Dale**, A. Bara, Simple intelligent controllers based on rules, Proceedings of 1st IEEE International Workshop on Soft Computing Applications SOFA' 2005, Szeged-Arad, Ungaria-România, 2005, pp.68-72.
- [DellaVecchia90] B. DellaVecchia, G. Mastroiani and V. Totik, Saturation of the Shepard operator, J. Approx. Th. And its Appl. 6(4), 1990, pp.76-84.
- [DellaVecchia96] B. DellaVecchia, Direct and converse results by rational operators, Constr. Approx. 12, 1996, pp. 79-91.
- [Dragomir87] T.L. Dragomir, Tehnici de optimizare, vol.I, IPTVT, Timișoara, 1987.
- [Dragomir01-1] T.L. Dragomir, **S. Dale**, Cases of using interpolator type blocks in control structures, Proceedings of SACCS'01, Iași, România, 2001, CD-poz.50.
- [Dragomir01-2] T.L. Dragomir, **S. Dale**, M.M. Bălaș, Some aspects regarding interpolative structures, Proceedings of IWICS'01, București, România, 2001, pp. 6-19.
- [Dragomir03] T.L. Dragomir, E.E. Vladu and **S. Dale**, Interpolative-type controller synthesis using genetic algorithms, Proceedings of CSCS'14, București, România, 2003, pp. 70-75.
- [Drechsel96] D. Drechsel, Regelbasierte Interpolation und Fuzzy Control, Vieweg, 1996.
- [Drechsel99] D. Drechsel, RIP Control, CEAI 1999/1, pp. 7-17.
- [Dubois95] D. Dubois, H. Prade and M. Grabisch, Gradual rules and the approximation of control laws, John Wiley & Sons, 1995, pp. 147-183.
- [Dumitrache93] I. Dumitrache ș.a., Automatizări electronice, EDP, București, 1993.
- [Dumitrache99] I. Dumitrache, N. Constantin, M. Drăgoicea, Rețele neurale – Identificarea și conducerea proceselor, Ed. MatrixRom, București, 1999.
- [Dumitrache05] I. Dumitrache, Ingineria reglării automate, Ed. Politehnica Press, 2005.
- [Engeln88] G.Engeln-Müllges, R. Reutter, Formelsammlung zur numerischen Mathematik mit Modula 2 - Programmen, B.I. Wissenschaftsverlag, 1988.
- [Francke75] R.H. Francke, Locally determined smooth interpolation at irregularlyspace points in several variables, Technical Report, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, 1975.
- [Francke82] R. Franke, Scattered data interpolation: test of some methods, Mathematics of Computations, vol. 38, no. 157, 1982, pp. 181-200.
- [Gedeon96] T.D. Gedeon and L.T. Kóczy, Conservation of fuzziness in rule interpolation, Proceedings of the Symp. on New Trends in Control of Large Scale Systems, Herlany, 1996, pp. 13-19.
- [Gordon78] W.J. Gordon, J.A. Wixom, Shepard's method of metric interpolation to bivariate and multivariate interpolation, Mathematics of Computations, Vol. 32, Nr. 141, 1978, pp. 253-264.
- [Gottwald05] S. Gottwald, Mathematical fuzzy control. A survey of some recent results, Logic Journal of the IGPL, vol.13, no.5, Oxford University Press, 2005, pp. 525-541.
- [Hoschek92] J. Hoschek, D. Lasser, Grundlagen der geometrischen Datenverarbeitung, Teubner Verlag Stuttgart, 1992.

- [Hu02] T. Hu, Z. Lin, Composite quadratic Lyapunov functions for constrained control systems, Proceedings of the 41th Conference on Decision and Control, Nevada, 2002, pp. 3500-3505.
- [Ionescu85] V. Ionescu, Teoria sistemelor, EDP, București, 1985.
- [Johansson98] M. Johansson și A. Rantzer, Computation of piecewise quadratic Lyapunov functions for hybrid systems, IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 43, no. 4, 1998, pp. 555-559.
- [Kamische99] G.F. Kamische and J.-P. Brauer, Qualitätsmanagement von A bis Z, Hanser, 1999.
- [Kawaguchi97] M.F. Kawaguchi, M. Miyakoshi and M. Kawaguchi, Linear interpolation with triangular rules in sparse fuzzy rule bases, Proceedings of the 7th IFSA World Congress vol. II, Prague, 1997, pp. 138-143.
- [Kóczy90] L.T. Kóczy and K. Hirota, Fuzzy inference by compact rules, Proceedings of the Int. Conf. on Fuzzy Logic and Neural Networks (IIZUKA'90), Iizuka, 1990, pp. 307-310.
- [Kóczy92] L.T. Kóczy, K. Hirota, Reasoning by analogy with fuzzy rules, IEEE Int. Conf. on Fuzzy Systems, San Diego, 1992, pp. 263-270.
- [Kóczy93-1] L.T. Kóczy and K. Hirota, Approximate reasoning by linear rule interpolation and general approximation, Internat. J. Approx. Reason. 1993/9, pp. 197-225.
- [Kóczy93-2] L.T. Kóczy and K. Hirota, Ordering, distance and closeness of fuzzy sets, Fuzzy Sets and Systems 60, 1993, pp. 281-293.
- [Kóczy93-3] L.T. Kóczy, K. Hirota, Modular rule bases in fuzzy control, EUFIT'1993, Aachen, 1993.
- [Kóczy93-4] L.T. Kóczy, K. Hirota, Interpolation in structured fuzzy rule bases, FUZZ-IEEE'93, San Francisco, 1993, pp. 402-405.
- [Kóczy97] L.T. Kóczy, K. Hirota and K.D. Gedeon: Fuzzy rule interpolation by the conservation of relative fuzziness, Technical Report 97/2, Hirota Lab, Dept. of Intelligent Comp. and Sys. Sci., Tokyo Institute of Technology, Yokohama, 1997.
- [Kóczy99] S. Kovács, L.T. Kóczy, Application of an approximate fuzzy controller in an AGV steering system, path tracking and collision avoidance strategy, Tatra Mountains Math. Publications 16, 1999, pp. 325-338.
- [Kóczy04] P. Baranyi, L.T. Kóczy, T.D. Gedeon, A generalized concept for fuzzy rule interpolation, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol. 12, no. 6, 2004, pp. 820-837.
- [Kosko95] B. Kosko and J. Dickerson, Function approximation with additive fuzzy systems, Theoretical Aspects of Fuzzy Control (H.T. Nguyen, M. Sugeno, R. Tong, R.R. Yager), John Wiley & Sons, 1995, pp. 281-312.
- [Kovacs97] S. Kovács and L.T. Kóczy, The use of the concept of vague environment in approximate fuzzy reasoning, Math. Publ. 12, Tatra Mountains 1997, pp. 169-181.
- [Kulkarni04] V. Kulkarni, J. Myungsoo, J. Hespanha, Piecewise quadratic Lyapunov functions for piecewise affine time-delay systems, Proceedings of the American Control Conference, Boston, 2004, pp. 3885-3889.
- [Levine00] W. Levine, Control systems fundamentals, CRC Press, 2000.
- [Li95] H.-X. Li și H.B. Gatland: A new methodology for designing a fuzzy logic controller, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, vol.25, 1995, pp. 505-512.
- [Mamdani75] E.H. Mamdani and S. Assilian, An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller, Int. J. of Man Machine Studies 7, 1975, pp. 1-13.
- [McLain74] D.H. McLain, Drawing contours from arbitrary data points, The Computer Journal 17, 1974, pp. 318-324.

- [Nekoogar98] F. Nekoogar and G. Moriarty, Digital control using digital signal processing, Prentice Hall, 1998.
- [Palm97] R. Palm, On the compatibility of fuzzy control and conventional control techniques, din Fuzzy logic – Implementation and Applications (M.J. Patira and D.M. Mlynek), Wiley-Teubner, pp. 63-105, 1997.
- [Prajna03] S. Prajna, A. Papachristodoulou, Analysis of switched and hybrid systems – beyond piecewise quadratic methods, Proceedings of ACC 2003.
- [Precup06] R.E. Precup, Șt. Preitl, Stability and sensitivity analysis of fuzzy control systems. Mechatronics Applications, Acta Politehnica Hungarica, vol. 3, no. 1, 2006, pp. 61-76.
- [Preitl97] Șt. Preitl, R.-E. Precup, Introducere în conducerea fuzzy a proceselor, Ed. Tehnică, București, 1997.
- [Parker97] S.P. Parker, McGraw-Hill Dictionary of Mathematics, Mc-Graw-Hill, 1997.
- [Răsvan87] V. Răsvan, Teoria stabilității, Ed. științifică și enciclopedică, București, 1987.
- [Răsvan05] V. Răsvan, Four Lectures on Stability, CEAI, vol. 7, no.4, 2005, pp. 49 – 54.
- [Ritter91] H. Ritter, T. Martinez, K. Schulten, Neuronale Netze, Addison-Wesley, 1991.
- [Schumacher76] L.L. Schumacher, Fitting surface to scattered data, approximation theory II (G.G. Lorentz, C. K. Chui and L.L. Schumacher), Academic Press, New York, 1976, pp.203-268.
- [Seron97] M.M. Seron ș.a., Fundamental limitation in filtering and control, Springer-Verlag, 1997.
- [Shepard68] D. Shepard, A two-dimensional interpolation function for irregularly-spaced data, ACM National Conference, 1968, pp. 517-524.
- [Singh78] M.G. Singh, A. Titli, Systems – decomposition, optimisation and control, Pergamon Press, 1978.
- [Slotine91] J.-J.E. Slotine, W. Li, Applied nonlinear control, Prentice Hall, 1991.
- [Somorjai78] G. Somorjai, On a saturation problem, Acta Math. Acad. Sci. Hungarica 32, 1978, pp. 377-381.
- [Stoica93] A. Stoica, Fuzzy processing based on alpha-cut mapping, Proceedings of the 5th IFSA World Congress IFSA'93, Seoul, 1993, pp.1266-1269 .
- [Sugeno93] M. Sugeno, M.F. Griffin and A. Bastian, Fuzzy hierarchical control of an unmanned helicopter, Proceedings of the 5th IFSA World Congress IFSA'93, Seoul, 1993, pp.1262-1265 .
- [Szabados76] J. Szabados, On a problem of R. De Vore, Acta Math. Acad. Sci. Hungaria 27, 1976, pp. 219-223.
- [Szabados91] J. Szabados, Direct and converse approximation theorems for Shepard operator, J. Approx. Th. And its Appl. 7, 1991, pp. 63-76.
- [Takagi83] –T. Takagi, M. Sugeno, Derivation of fuzzy control rules from human operator's control actions, IFAC, Fuzzy Information, Marseille, 1985, pp. 55-60.
- [Takagi85] – T. Takagi, M. Sugeno, Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control, IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, vol. SMC-15, no. 1, 1985, pp. 116-132.
- [Tang87] K.L. Tang și R.J. Mulholand, Comparing fuzzy logic with classical controller design, IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics, vol. SMC-17, 1987, pp. 1085-1087.
- [Teodorescu93-1] – H.N. Teodorescu, A. Brezilianu, Complete and incomplete fuzzy logic controllers, 5th IFSA World Congress, 1993, pp. 1086-1089.

- [Teodorescu93-2] – H.N. Teodorescu, A. Brezilianu, Ct. Miroiu, Effect of rules interpolation and deactivation of chaos in chaotic fuzzy logic systems, EUFIT'1993, Aachen, 1993, pp. 992-996.
- [Tikk99] D. Tikk, Investigation of fuzzy rule interpolation techniques and the universal approximation property of fuzzy controllers, Ph.D. thesis, Technical University of Budapest, Budapest, 1999.
- [Tikk02] D. Tikk, I. J6o, L.T. K6c7y 7.a., Stability of interpolative fuzzy KH controllers, Fuzzy Sets and Systems 125(1) 2002, pp.105-119.
- [Tzafetas99] S. Tzafetas and G. Rigatos, Design and stability of a new sliding-mode fuzzy logic controller of reduced complexity, Machine Intelligence & Robotic Control, vol 1/1, 27-41, 1999, pp. 27-41.
- [Vass92] G. Vass, L. Kalm6r and L.T. K6c7y, Extension of the fuzzy rule interpolation method, Proceedings of ICFSTA, Liptovsk7y, 1992.
- [Vladu03] E.E. Vladu and **S. Dale**, Adaptive control using genetic algorithms for a D.C. motor drive at large reference signals, Proceedings of the 7th Scientific Conference with International Participation on Engineering of Modern Electric Systems EMES' 03, Session Computer Science and Control Systems, Felix Spa, Romania, 2003, pp. 274-277.
- [Weisstein-1] E.Weistein, Lagrange interpolating polyn., din MathWorld – A Wolfram Web Resource, <http://mathworld.wolfram.com/LagrangeInterpolatingPolynomial.html>
- [Weisstein-2] E. Weistein, Hermite interpolation formula, din MathWorld – A Wolfram Web Resource, <http://mathworld.wolfram.com/HermiteInterpolationFormula.html>
- [Weisstein-3] E. Weistein, Gauss interpolation formula, din MathWorld – A Wolfram Web Resource, <http://mathworld.wolfram.com/GaussInterpolationFormula.html>
- [Wang95] L.X. Wang, Design and analysis of fuzzy identifiers of nonlinear dynamic systems, IEEE Trans. on AC, vol. 40, no. 1, 1995.
- [Weinrich73] G. Weinrich, Optimale Regelung linearer deterministischer Prozesse, Oldenbourg Verlag, 1995.
- [Wong97] L.K. Wong, F.H.F. Leung and P.K.S. Tam, The design of Stable Fuzzy Logic Controllers with Combination of Conventional Controllers, Proceedings of ISIE'97, vol. 3, Guimaraes, Portugal, 1997, pp. 993-997.
- [Wong98-1] L.K. Wong, F.H.F. Leung and P.K.S. Tam, Combination of sliding-mode controller and PI controller using fuzzy controller, Proceedings of IEEE International Fuzzy Conference, Anchorage, AK, 1998, pp.296-301.
- [Wong98-2] L.K. Wong, F.H.F. Leung and P.K.S. Tam, Lyapunov function based design of fuzzy logic controllers and its application on combining controllers, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, 1998, pp.502-509.
- [Wong00] L.K. Wong, F.H.F. Leung and P.K.S. Tam, An improved Lyapunov function based stability analysis method for fuzzy logic control systems, Electronics Letter, vol. 36, no.12, 2000, pp. 429-434.
- [Wong01] L.K. Wong, F.H.F. Leung and P.K.S. Tam, A fuzzy sliding controller for nonlinear systems, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol.48, no.1, 2001, pp.32-37.
- [Zadeh65] L.A. Zadeh, Fuzzy sets, Information and Control 8(3), 1965, pp.338-353.
- [Zadeh73] L. A. Zadeh, Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes, IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics 3, 1973, pp. 28-44.
- [Zadeh92-1] L.A. Zadeh, Interpolative reasoning as a common basis for inference in fuzzy logic, neural network theory and the calculus of fuzzy If/Then rules, Opening

- Talk, 2nd International conference on fuzzy logic and neural networks, Iizuka, 1992, pp. XIII-XIV.
- [Zadeh92-2] L.A. Zadeh, Foreword to Kosko B.: Neural Networks and Fuzzy Systems, 1992, pp. XVII-XVIII.
- [Zhong87] Z. Zhong, ARS an aproximate reasoning approach for aggregate production planning, M.A.Sc. Thesis, Univ. of Toronto, Canada, 1987.
- [www06] <http://www.mathworks.com/> - The MathWorks -MATLAB and Simulink for Technical Computing.

Index

- algoritm de reglare 14, 34, 38
- algoritmi genetici 36, 55
- aproximare 14-21, 26, 27, 28, 31, 33, 37
- aproximator universal 17

- bază de reguli 13, 23, 25, 26, 52, 68, 92, 97, 98, 142, 143
- completă 97, 98

- completitudine 23, 95, 97, 143
- concluzie (a unei reguli fuzzy) 23, 25, 31, 32, 33, 142
- consecință (a unei reguli fuzzy) 25, 28, 31
- control inteligent 33
- criteriu de îmbunătățire 35, 36
- cunoștințe expert 15, 16, 17, 30, 44

- date împrăștiate 21
- defuzzificare 26, 49, 65, 69, 95, 142
- COG 68, 69, 70, 143
- MOM 49, 51, 68, 69, 70, 143
- distanță cu semn 38, 43-51, 88, 93, 123, 135
- distanță fuzzy 31
- dreaptă de comutare 42, 44

- eroare (de reglare) 38-40, 42, 43, 44, 49, 50, 64-66, 88, 118
- de aproximare 20

- factor de ponderare 21, 97, 104
- funcții de apartenență 31, 32, 67, 91, 101, 140, 141, 143
- formula de interpolare a lui Gauss 20, 37

- funcții Liapunov 90, 94, 119, 132, 134
- definite pe porțiuni 90, 122

- granularitate 18, 30, 35, 139

- hipercub 28, 29, 35
- hiper-plan de comutare 42, 43, 44

- inferență 24-27, 30, 47, 94, 142
- graduală 27
- Mamdani 15, 25, 26, 142
- Takagi-Sugeno 15, 26, 27, 33, 90, 94

- informații difuze 24
- integritate 23, 143
- interpolare 15-38, 44, 46, 47, 53-56, 60, 61, 80, 88-90, 96-199, 102-104, 123, 129, 134-137, 147, 157, 158
- Gordon-Coon 22, 23, 30, 37
- Hermite 19, 20, 37
- Lagrange 18, 19, 20, 22, 37
- multiliniară 22, 30, 37
- Shepard 21, 31, 32, 35, 37, 90

- loc de sprijin 29
- logica fuzzy 15, 23, 24, 25, 46

- mărime sintetică 14, 38, 42, 123
- metoda fuzzy 13, 14, 23, 28, 37, 89
- RIP 14, 15, 17, 28, 29, 30, 33, 36, 37, 53
- de interpolare între reguli KH 14, 31, 33
- regulilor graduale 15, 33, 37
- de interpolare bazată pe reguli
- metoda (de analiză) directă a lui Liapunov 13, 14, 90, 94, 97
- metoda (de sinteză)
- directă 59, 88, 96, 136
- reproductivă 36, 46, 53, 59, 88, 96, 97, 136
- directă Shepard 97, 136
- mulțimi fuzzy 25, 27, 30, 140

- convexe 31, 140
- normale 31, 140
- optimizare inteligentă 35
- principiul extensiei 27, 30
 - Modus Ponens 25
 - Modus Ponens generalizat 25
- puncte de sprijin 18, 29, 53, 69, 157
(vezi și puncte suport)
- puncte suport 18, 20, 21, 29, 30, 35, 44, 46, 47, 53, 54, 89, 104
 - semnificative 53, 54
- premisă (a unei reguli fuzzy) 25, 27, 28, 31
- raționament interpolativ 14-16, 18, 23
- regimul modal-alunecător 43
- regulator de tip interpolativ 13, 14, 88, 90, 137
- regulator fuzzy 23, 25, 91, 100, 102
 - convențional 38, 39, 48, 49, 80, 88
 - cu mărime de intrare sintetică 43, 48, 50, 57, 68, 71, 75, 88
- regulator interpolativ 34, 35, 88, 123
 - cu mărime de intrare sintetică 38, 45, 47-49, 53, 57, 59, 77, 79, 80
- Shepard 96, 97, 102, 104
- regulator RIP 30, 35
- reguli de producție 15, 16, 25, 30, 140, 141
- rețele neurale artificiale 16
- robustețe 13, 37, 39, 57-59, 62, 74, 77-79, 83, 85-88, 134
- SCTI 13, 15, 37, 38, 90, 135
- sisteme bazate pe cunoaștere 16
- sisteme cu blocuri interpolative 13, 16, 34, 36, 44, 53, 134
- stabilitate 13, 37, 75, 78, 79, 85-87
 - în raport cu grila de interpolare 18, 37
 - metodei de interpolare 18, 20, 30, 32, 37
 - în sens Liapunov 90, 98, 114, 123, 128, 133
- termeni lingvistici 49, 56, 59, 65, 67, 140 (vezi și valori lingvistice)
- tabel de interpolare 34, 46, 55, 60, 61, 88
 - timp de calcul 21, 27, 33, 38, 47, 88, 104
- tăietură alfa a unei mulțimi fuzzy 30-33, 140
- valori lingvistice 30, 41, 71, 140
- valoare de sprijin 29