

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA  
BIBLIOTECA CENTRALĂ

Nr. inv. 631.913  
Dulap 369 Lit. B

ica" Timișoara  
ronică Aplicată

## Teza de doctorat

# Regulatoare fuzzy interpolative adaptive cu aplicații în construcția vagoanelor de călători

Doctorand: *șl. ing.* Marius Mircea BĂLAȘ

Conducător științific: *prof. dr. ing.* Mircea CIUGUDEAN

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA  
BIBLIOTECA CENTRALĂ

Nr. inv. -----

Dulap ----- Lit. -----

Timișoara  
2001

## ***Mulțumiri***

Mulțumesc *Conducătorului meu științific*, Domnul Prof. dr. ing. Mircea Ciugudean, printre a cărui discipoli sunt mândru să mă număr și să rămân. Datorită competenței, experienței și intuiției lui am reușit să mă mobilizez și să depășesc dificultățile inerente cercetării. Mulțumesc și *Familiei Ciugudean*, un exemplu de dragoste, înțelegere și sprijin reciproc, de care sper că voi rămâne și pe viitor cât mai aproape.

Mulțumesc *Profesorilor* care prin observații și sfaturi competente au jalonat traseul acestei lucrări, în ordinea cronologică a intervenției lor: Tiberiu Mureșan, Virgil Tiponuț, Laurent Foulloy, Sylvie Galichet și Toma Leonida Dragomir.

Mulțumesc *Colegilor* din Timișoara și Arad, cu care m-am sfătuit sau care m-au ajutat să editez lucrarea (în ordine cronologică a intervenției lor): Ciprian Alexandrescu, Constantin Voloșencu, Alin Gherman și Nica Cociuba.

Dar cele mai calde mulțumiri, pentru care nici nu găsesc cuvinte, trebuie să le adresez *Familiei* mele, fără de care această lucrare nu ar fi avut nici un sens.

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

*Marius Mircea Bălaș*

UNIVERSITATEA POLITEHNICA	101
TIMIȘOARA	
NUMER	
NUMERUL VOLUMULUI	631. 913
NUMERUL DE ORDINE	369 B

## Lista abrevierilor

<b>ABS</b>	=	dispozitiv de frânare antiblocator ( <i>Antilock-Braking System</i> )
<b>CC</b>	=	cadru cognitiv
<b>CF</b>	=	controler fuzzy
<b>CLF</b>	=	controler cu logică fuzzy
<b>COG</b>	=	metoda centrului de greutate
<b>CT</b>	=	circuite translineare
<b>FC-PID</b>	=	controler fuzzy-PID hibrid
<b>FPID</b>	=	controler fuzzy-PID
<b>FSAIC</b>	=	controler (regulator) interpolativ cu autoadaptare fuzzy
<b>IA</b>	=	inteligență artificială
<b>LF</b>	=	logica fuzzy
<b>MF</b>	=	mulțime fuzzy
<b>MOM</b>	=	metoda mediei maximelor
<b>MPL</b>	=	metoda proiectării lingvistice
<b>PF</b>	=	partiție fuzzy
<b>PFL</b>	=	planul fazic lingvistic
<b>PSIC</b>	=	controler (regulator) interpolativ cu suprafața de comandă plană
<b>RF</b>	=	regulator fuzzy
<b>RG</b>	=	regulă graduală
<b>SF</b>	=	sistem fuzzy
<b>TE</b>	=	traectoria erorii
<b>TF</b>	=	traectorie de fază
<b>TFL</b>	=	traectoria de fază lingvistică
<b>TL</b>	=	termen lingvistic
<b>VL</b>	=	variabilă lingvistică

# Cuprins

## Lista abrevierilor

### Capitolul 1. Introducere

1.1.	Automatizări electronice în industria vagoanelor de călători .....	pag. 1.1
1.1.1.	Vagoanele moderne de călători din perspectiva automatizărilor electronice .....	pag. 1.1
1.1.2.	Principalele instalații ale vagonului de pasageri .....	pag. 1.3
1.1.3.	Alte echipamente .....	pag. 1.5
1.1.4.	Contribuții arădene în domeniul echipării vagoanelor de călători ...	pag. 1.6
1.1.5.	Alegerea temelor pentru studiile de caz .....	pag. 1.6
1.2.	Tematica lucrării .....	pag. 1.7
1.3.	Premizele unei metode lingvistice-interpolative de conducere a unei clase largi de procese neliniare .....	pag. 1.7

### Capitolul 2. Conducerea sistemelor neliniare prin traiectorii de fază

2.1.	O apreciere personală asupra conducerii proceselor neliniare .....	pag. 2.1
2.2.	Traietorii de fază .....	pag. 2.2
2.3.	Conducerea optimală .....	pag. 2.6
2.4.	Sisteme de reglare în regim modal alunecător .....	pag. 2.6
2.5.	Tabele de căutare și controlere interpolatoare .....	pag. 2.7
2.6.	Proprietăți structurale ale sistemelor prin prisma traiectoriilor de fază .....	pag. 2.9
2.6.1.	Stabilitatea și convergența .....	pag. 2.9
2.6.2.	Controlabilitatea și observabilitatea .....	pag. 2.10
2.7.	Conducerea calitativă .....	pag. 2.10
2.8.	Introducerea unui criteriu cantitativ de apreciere prin produsul $\dot{\epsilon} \cdot \ddot{\epsilon}$ .....	pag. 2.13
2.9.	Concluziile capitolului 2 .....	pag. 2.14

### Capitolul 3. Reglatoarele fuzzy în conducerea adaptivă a proceselor

3.1.	Controlere fuzzy în conducerea proceselor .....	pag. 3.1
3.1.1.	Reglatoarele fuzzy - o prezentare generală .....	pag. 3.1
3.1.2.	Fuzzyficarea .....	pag. 3.2
3.1.3.	Inferența fuzzy .....	pag. 3.4
3.1.4.	Defuzzyficarea .....	pag. 3.5
3.1.5.	Grade de complexitate ale controlerelor fuzzy .....	pag. 3.6
3.2.	Dezvoltări ale reglatoarelor fuzzy .....	pag. 3.8
3.2.1.	Echivalarea fuzzy a controlerelor clasice .....	pag. 3.8
3.2.2.	Reglatoarele fuzzy ierarhice și hibride .....	pag. 3.8
3.2.3.	Reglatoarele fuzzy-PID .....	pag. 3.10

3.3.	Aplicații tipice ale reguletoarelor fuzzy .....	pag. 3.11
3.4.	Concluziile capitolului 3 .....	pag. 3.12

#### **Capitolul 4. Reguletoare fuzzy obținute prin metoda proiectării lingvistice**

4.1.	Modelarea funcțiilor de conducere prin controlere fuzzy .....	pag. 4.1
4.1.1.	Aproximarea prin controlere fuzzy Sugeno .....	pag. 4.1
4.1.2.	Aproximarea prin sisteme fuzzy aditive .....	pag. 4.4
4.1.3.	Aproximarea prin reguli graduale .....	pag. 4.4
4.1.4.	Controlere fuzzy/interpolative .....	pag. 4.5
4.2.	Proiectarea lingvistică a reguletoarelor neliniare .....	pag. 4.7
4.2.1.	Metoda proiectării lingvistice .....	pag. 4.7
4.2.2.	O particularizare a metodei proiectării lingvistice .....	pag. 4.9
4.3.	Trei teze referitoare la proiectarea lingvistică-interpolativă a reguletoarelor pentru procese neliniare .....	pag. 4.11
4.4.	Concluziile capitolului 4 .....	pag. 4.12

#### **Capitolul 5. Reguletoare interpolatoare cu autoadaptare fuzzy**

5.1.	Regulatorul interpolator cu autoadaptare fuzzy (FSAIC) .....	pag. 5.1
5.1.1.	Structura și funcționarea regulatorului FSAIC .....	pag. 5.1
5.1.2.	Ilustrarea funcționării pentru cazul unui proces de ordin II .....	pag. 5.4
5.2.	Baza de reguli euristice adaptive .....	pag. 5.10
5.2.1.	Grupe de reguli fundamentale .....	pag. 5.10
5.2.2.	Precizarea regimurilor de funcționare .....	pag. 5.11
5.3.	Identificarea on-line a regimurilor de funcționare .....	pag. 5.17
5.4.	Stabilitatea și robustețea regulatorului FSAIC .....	pag. 5.19
5.5.	Concluziile Capitolului 5 .....	pag. 5.21

#### **Capitolul 6. Regulatorul FFSAIC fuziune fuzzy a bazei de reguli adaptive**

6.1.	Înglobarea regulilor contradictorii într-un singur regulator .....	pag. 6.1
6.2.	Aplicarea criteriului $\epsilon$ - $\bar{\epsilon}$ .....	pag. 6.2
6.3.	Fuziunea fuzzy .....	pag. 6.2
6.3.	Regulatorul FFSAIC cu fuziune fuzzy a bazei de reguli adaptive .....	pag. 6.2
6.4.	Concluziile capitolului 6 .....	pag. 6.7

#### **Capitolul 7. Modelarea și conducerea fuzzy-adaptivă a unei instalații de condiționare a aerului dintr-un vagon necompartimentat**

7.1.	Modelul unei instalații de condiționare a aerului dintr-un vagon necompartimentat .....	pag. 7.1
------	---	----------

7.2.	Conducerea instalației de condiționare a aerului .....	pag. 7.7
7.2.1.	Generalități despre conducerea instalației de aer condiționat din vagoane .....	pag. 7.7
7.2.2.	Regulatorul FSAIC în conducerea instalației de climatizare .....	pag. 7.7
7.2.3.	Rezultate obținute .....	pag. 7.8
7.3.	Concluziile capitolului 7 .....	pag. 7.14

### **Capitolul 8. Modelarea și conducerea optimă a instalației de frânare**

8.1.	Descrierea unei instalații de frânare .....	pag. 8.1
8.2.	Modelarea instalației de frânare .....	pag. 8.2
8.2.1.	Nucleul determinist al modelului instalației de frânare .....	pag. 8.2
8.2.2.	Determinarea coeficientului de frecare neliniară disc-garnitură de fricțiune .....	pag. 8.3
8.2.3.	Varianta SIMULINK a modelului instalației de frânare .....	pag. 8.4
8.3.	Frânarea pe distanță impusă .....	pag. 8.10
8.3.1.	Descrierea metodei IBDM .....	pag. 8.10
8.3.2.	Rezultate ale aplicării metodei .....	pag. 8.12
8.4.	Concluziile capitolului 8 .....	pag. 8.14

### **Capitolul 9. Modelarea și conducerea dispozitivului ABS**

9.1.	Descrierea unui dispozitiv ABS .....	pag. 9.1
9.2.	Modelarea SIMULINK a unui dispozitiv ABS .....	pag. 9.4
9.2.1.	Modelarea coeficientului de aderență .....	pag. 9.4
9.2.2.	Modelarea cinematicii roții și a vagonului .....	pag. 9.5
9.3.	Estimarea vitezei vagonului în timpul alunecării .....	pag. 9.8
9.4.	Aplicarea regulatorului FSAIC la conducerea dispozitivului ABS .....	pag. 9.10
9.4.1.	Conducerea convențională a dispozitivului ABS .....	pag. 9.10
9.4.2.	Regulatorul ABS de alunecare tip PSAIC .....	pag. 9.14
9.4.3.	Conducerea frânării ABS prin FSAIC .....	pag. 9.16
9.5.	Concluziile capitolului 9 .....	pag. 9.20

### **Concluzii și contribuții personale**

0.1.	Concluzii .....	pag. 0.1
0.2.	Contribuții personale .....	pag. 0.3
0.2.1.	Contribuții teoretice .....	pag. 0.3
0.2.2.	Contribuții aplicative .....	pag. 0.4

**Anexa 1.** Lucrări realizate în perioada 1984-1994 în cadrul ICP Vagoane Arad de către autor

**Anexa 2.** Varianta C a modelului instalației de aer condiționat din vagoanele necompartimentate

### **Bibliografie**

# 1.

## Introducere

### **1.1. Automatizări electronice în industria vagoanelor de călători**

#### **1.1.1 Vagoanele moderne de călători din perspectiva automatizărilor electronice**

Transporturile feroviare bazate pe sistemul roată-șină își vor păstra în viitorul previzibil o solidă prezență în viața economică a țărilor dezvoltate. Supuse concurenței transporturilor rutiere și aviației sau chiar a unor soluții neconvenționale din propriul domeniu (sustenția magnetică, mono-rail) ele și-au dovedit viabilitatea perfecționându-se la rândul lor [Flori92], [Fote92]. Principala strategie câștigătoare a fost creșterea vitezelor de exploatare până la 300-350km/h, în primul rând de către trenul de mare viteză francez - TGV, produs de GEC Alstom (La Rochelle, Franța), care deține recordul mondial de viteză pentru trenuri clasice, de 515,3km/h în regim de test (mai 1990 pe linia TGV Atlantique) [Ardu99] și apoi de alte trenuri cum ar fi IC-ul german, Eurostar-ul tunelului de sub Marea Mânecii, IC-ul Madrid-Sevilla, etc.

Deși pare paradoxal, siguranța trenurilor de mare viteză este superioară celor obișnuite, din mai multe cauze:

- Se acordă o mare atenție căii de rulare, ea fiind de fapt principalul factor restrictiv în creșterea vitezei. Se îmbunătățește în primul rând geometria șinelor și se asigură izolarea față de alte căi ferate sau rutiere.
- Tehnologiile constructive aplicate sunt cele mai moderne.
- Se pot adopta unele soluții constructive speciale care asigură creșterea vitezei chiar pentru liniile foarte sinuoase, cum ar fi suspensia hidraulică activă (trenul italian Pendolino).
- În echiparea trenurilor se utilizează echipamente electronice de mare performanță pentru toate funcțiile de care depinde siguranța trenului. Autodiagnosticarea este o funcție impusă pentru toate echipamentele importante.
- Se tinde spre introducerea inteligenței artificiale, prin utilizarea unor senzori inteligenți și a unor metode ale inteligenței artificiale (sisteme fuzzy, rețele neuronale, etc).

În tabelul 1.1 sunt prezentate principalele funcții ale vagonului de călători clasic, grupate după caracteristicile echipamentelor de comandă necesare.

**Tabelul 1.1** Principalele funcții ale vagonului de călători

Nr.	Funcția	Instalația	Caracterul legii de conducere	Fișa UIC
1.	Alimentarea cu energie electrică	Instalația de înaltă tensiune a trenului	Secvențial	552
2.	Frânarea ABS	Frâna ABS (antiblocare a roților)	Proces neliniar rapid - necesită inteligență artificială (IA)	541
3.	Condiționare a aerului	Instalațiile de ventilare, încălzire și răcire a aerului	Proces neliniar lent - necesită elemente de IA	553
4.	Iluminatul electric	Instalația de iluminat electric	Proces neliniar lent - poate fi tratat secvențial dar și cu elemente de IA	555
5.	Comandarea ușilor	Ușile de acces și intercomunicație	Secvențial	560
6.	Coordonare și monitorizare	Tabloul de comandă, conectat prin rețea la toate instalațiile din vagon	Secvențial cu elemente de IA	550
7.	Diagnosticare	Tabloul de comandă	Secvențial cu elemente de IA	557

Deși primul tren de mare viteză a fost Shinkansen-ul japonez (1964), TGV-ul francez reprezintă principalul argument în cristalizarea actualelor tendințe ale transportului de călători. Conceput din 1967 și realizat în 1981 prin tronsonul Paris-Lyon, TGV exploatează actualmente mai multe ramuri: Sud-Est, Atlantic, Nord, Canalul Mânecii, Est și Rhone-Alpi. Sunt în curs sau plănuite extinderi în Italia, Spania, Anglia, Belgia, Luxemburg, Germania și Elveția [Ardu99].



Principalele caracteristici tehnice ale TGV-ului de generația a doua (Atlantic):

- compatibilitate cu liniile existente;
- putere instalată: 8.800 kW;
- viteză comercială 350 km/h;
- 485 locuri.

Fig. 1.1. TGV-uri Atlantic la Châtillon lângă Paris



O altă direcție de succes este orientată spre traficul suburban, cu vagoane automotoare având un randament energetic ridicat.

Pentru țara noastră obiectivul imediat este creșterea vitezelor de exploatare la 150km/h, cu încadrarea în prescripțiile Uniunii Internaționale a Căilor Ferate UIC.

Scopul acestei lucrări este de a contribui la procesul de perfecționare a transportului feroviar, mai ales a vagoanelor de călători, domeniu cu o tradiție de peste un secol în Arad.

### **1.1.2. Principalele instalații ale vagonului de pasageri**

#### **a) Instalația pentru alimentare**

Principala sursă de energie electrică a vagoanelor de călători este linia de înaltă tensiune a trenului, alimentată de locomotivă fie printr-un transformator fie prin diferite convertizoare statice. Adaptarea la tensiunea existentă pe linia trenului (UIC admite 4 patru tensiuni diferite) trebuie să se facă automat, printr-un selector de tensiuni. Fiecare vagon trebuie dotat cu o baterie de acumuloare de 24 V<sub>CC</sub> cu scopul de a asigura iluminatul și unele funcții de comandă vitale (echipamentul central de comandă și supraveghere, frâna ABS) chiar și în cazul lipsei tensiunii de linie. Fiecare baterie trebuie să aibă un convertizor static de încărcare alimentat de la linia trenului. Consumatorii reactivi cu puteri mai mari de 10 kVA trebuie conectați cu întârziere variabilă unul față de altul, pentru evitarea suprasarcinilor.

În general gestionarea instalației de alimentare se poate realiza secvențial, dar pentru prelungirea duratei de funcționare a instalației, creșterea siguranței și economia de energie se pot introduce metode de conducere înglobând IA.

#### **b) Instalația de condiționare a aerului**

Fiecare vagon din traficul internațional trebuie dotat cu un sistem de condiționare a aerului care să mențină automat parametrii microclimatului din vagon în zona de confort optim. Alimentarea instalației de condiționare a aerului se face în general prin convertizoare statice trifazate. Prin sistemul de ventilație se creează un circuit, mare parte a aerului fiind recirculat în vederea economiei de energie. Aerul proaspăt poate fi dozat printr-o clapetă de amestec. În fiecare compartiment mai există un încălzitor de mică putere care permite ajustarea locală a temperaturii. Se pot folosi și umidificatoare de aer, pentru menținerea umidității optime.

La conducerea instalației de condiționare a aerului apar probleme dificile cauzate de neliniaritățile puternice ale sistemului și mai ales de timpii morți importanți generați de circulația aerului prin instalație. Experiența acumulată în condiționarea aerului din clădiri arată că IA poate avea o contribuție esențială în creșterea performanțelor acestor instalații.

#### **c) Instalația de frânare**

O problemă specifică vagoanelor de mare viteză este ridicată de frânare. Frânele clasice cu saboți sau mai moderne cu disc sunt acționate pneumatic, dar pentru viteze mai mari de 160 km/h devine obligatorie suplimentarea lor cu frâne electromagnetice tip patină. În cazul vagoanelor motorizate se pot utiliza diferite combinații de frâne pneumatice, electromagnetice și recuperative. Fiecare osie a vagonului trebuie dotată cu câte un dispozitiv antiblocator independent ABS (Antilock-Braking

System) cu rolul de a evita blocarea roților în timpul frânelor, blocare care ar avea efecte negative asupra distanței de frânare și asupra uzurii roților și a liniei.

Dispozitivul ABS trebuie să fie eficace pentru orice set de parametri ai căii de rulare și vagonului (materiale utilizate, condiții de mediu, uzură, repartizare a sarcinilor, etc.). Din acest motiv se impune utilizarea unor metode de conducere extrem de rapide și performante. UIC, un organism extrem de conservator, admite în acest caz utilizarea reglării adaptive.

#### **d) Instalația de iluminat electric**

Iluminatul în vagoanele de călători este bazat pe lămpi fluorescente alimentate prin invertoare individuale [UIC], [Băla95]. De obicei comandarea iluminatului se face manual de către personalul de deservire al trenului, fie pentru fiecare vagon separat, fie prin telecomandă pentru tot trenul. Prin automatizarea comandării iluminatului se garantează în orice moment un nivel de iluminare optim (în tuneluri, seara, etc.) cu un consum minim de energie. O metodă originală brevetată de autor este comunicată în [Băla93a].

#### **e) Ușile de acces și intercomunicație**

Comandarea deschiderii ușilor de acces se poate face individual prin butoane sau mânere sau centralizat. Închiderea ușilor poate fi comandată cu temporizare de cca. 10s de la ultima trecere a unui pasager sau centralizat. Când la închidere ușile întâlnesc un pasager trebuie luate măsuri de protecție a acestuia: redeschiderea imediată a ușilor, neutralizarea acțiunii de închidere pentru o perioadă de 10 secunde sau continuarea închiderii cu forță de închidere mai mică de 150N. Când viteza trenului depășește 5km/h ușile de acces trebuie blocate automat, pentru a se evita orice posibilitate de deschidere a lor în timpul mersului.

Echipamentul de comandă este secvențial. Comandarea ușilor de intercomunicație se face asemănător, fără a fi însă necesară nici telecomandarea nici blocarea ușilor.

#### **f) Tabloul de comandă și diagnosticare**

Toate tablourile de comandă, distribuție, manevră și control al aparatului electric și electronice din vagonul de călători sunt incluse într-un dulap plasat cât mai accesibil, pe unul dintre peroanele vagonului. În dulap este plasat și microfonul pentru sonorizare.

Vagoanele de pasageri din traficul internațional trebuie dotate cu echipamente de diagnosticare capabile să detecteze cât mai rapid și cât mai complet orice defecțiune, să identifice cel mai mic element interschimbabil care s-a defectat, să afișeze diagnosticarea pentru operatorii umani, să comunice cu alte echipamente similare și să memoreze rezultatele diagnosticării în vederea utilizării lor ulterioare [UIC], [Băla93c].

Diagnosticarea automată în forma ei cea mai simplă furnizează codurile numerice ale defecțiunilor constatate prin afișaje cu 7 segmente. Pot fi utilizate și afișaje LCD sau CRT. Operatorul dispune de taste prin care poate iniția un dialog pentru detalierea informațiilor.

### **1.1.3. Alte echipamente**

a) *Cutii negre pentru vehicule feroviare.* În urma dotării vagoanelor cu "cutii negre", după modelul avioanelor, siguranța circulației a crescut datorită șansei de a se putea stabili ulterior, pe baza datelor înregistrate, a cauzelor eventualelor accidente. Se obțin în plus și date statistice despre comportarea materialului și a operatorilor umani. Prin echipamente asemănătoare se pot monitoriza parametrii ținutei de drum a vagonului. Datele necesare sunt obținute prin accelerometre pe trei direcții ortonormale, montate pe boghiuri [Morr93]. Actualitatea unor astfel de dotări este evidentă, având în vedere recentele catastrofe feroviare ale IC-ului german (datorată desprinderii unui bandaj de roată) sau ale Pendolino-ului italian.

b) *Numărarea automată a călătorilor.* În transportul suburban sau regional optimizarea planificării și deciziile economice trebuie să se bazeze pe cunoașterea cât mai precisă a fluxului de călători. De aceea s-a realizat automatizarea numărării pasagerilor [Daum93]. Funcțiile realizate de sistemul de numărare sunt: sesizarea trecerii pasagerilor și sensul lor de deplasare prin senzori de tip prag, numărarea intrărilor și ieșirilor și contorizarea pasagerilor din interiorul vagonului, determinarea poziției vagonului pe toată lungimea traseului cu sistemul GPS, prelucrarea datelor cu un calculator, memorarea rezultatelor cu memorii semiconductoare interschimbabile.

c) *Automatizări în vagoanele automotoare.* Cele mai complexe instalații de comandă se întâlnesc la vagoanele automotoare, care înglobează și funcții proprii locomotivelor. Spre exemplu, trenul electric regional danez IR4 [Pede93] are o schemă de tracțiune care include două convertizoare aferente celor două motoare trifazate și un inverter pentru generarea unui sistem trifazat de 380V/50Hz necesar pentru iluminare și ventilație. Pe lângă frânele pneumatice, pe cele trei boghiuri nemotoare sunt instalate frâne electromagnetice, iar boghiurile motoare dispun de frâne pneumatice cu saboți și de frânare electrică recuperativă. Fiecare ramă este dotată cu două calculatoare lucrând în redundanță activă, pentru comanda centrală și supervizarea instalației. Aceste calculatoare sunt conectate cu altele, distribuite în instalație, care rezolvă la nivel local problemele de conducere a trenului: comunicarea cu mecanicul, frânarea, condiționarea aerului, prioritățile energetice, comandarea ușilor, etc. Echipamentul include un modul de conducere automată a trenului și o cutie neagră pentru înregistrarea evenimentelor în caz de accident. Postul de conducere este dotat cu un display care oferă toate informațiile referitoare la condiția tehnică a trenului. În caz de defecțiune se oferă informații despre acțiunile ce trebuie întreprinse și modul de remediere. Un alt vagon din această categorie este IC-ul norvegian. Funcțiile sale de comandă sunt descentralizate, echipamentele fiind plasate în apropierea elementelor comandate. O rețea de cabluri din fibre optice (de 1 Mbit/sec.) conectează toate microprocesoarele la o magistrală de date de tip ABB Micas-S2. Nivelul ierarhic superior constă dintr-o magistrală de date a trenului care permite transmisia semnalelor și datelor între toate vagoanele cu o rată de 9,5 kbiți/sec. Accesul la acest flux de date permite implementarea unui sistem sofisticat de diagnoză. Postul de conducere dispune de un display care indică starea exactă a trenului, anticipează stările viitoare, indică eventualele defecțiuni și modul de remediere a lor. Procesorul de diagnosticare stochează și datele necesare analizării ulterioare, a comportării trenului [Kris93].

#### **1.1.4. Contribuții arădene în domeniul echipării vagoanelor de călători**

În Arad tradiția fabricării vagoanelor depășește 100 de ani, prin activitatea societății Astra Vagoane, actualmente separată în două unități distincte.

Prima, societatea Astra Vagoane Călători Arad este privatizată cu capital românesc și dispune de licența vagonului Corail (a grupului De Ditrich, Franța). A doua, specializată în vagoane de marfă, a devenit proprietatea trustului Trinity Industries (USA).

Activitățile de cercetare, proiectare și încercare s-au realizat în principal în cadrul Institutului de Cercetare și Proiectare pentru Vagoane Arad, achiziționat de asemenea de grupul american. Dintre realizările acestui institut în domeniul echipamentelor electrice și de comandă pentru vagoanele de călători putem menționa: testarea automatizată a vagoanelor și diferitelor sale subansamble, dezvoltarea unor tipuri diferite de tablouri de comandă, de echipamente de alimentare de la linia de înaltă tensiune a trenului, relee de protecție, de relee de comandă pentru clapetele instalației de ventilație și încălzire, etc. Dintre cercetătorii din ICPVA cu realizări deosebite în acest domeniu pot fi menționați: Aurel Barz, Mirko Csurovski, Gheorghe Dumitru, Mihai Frangopol, Ioan Puie, Valeriu Crișan, Ferenc Wisky și alții.

Personal, în perioada 1984-1994, am realizat în cadrul laboratorului de cercetare al ICPVA mai multe lucrări legate de vagoanele de călători, dintre care cele mai importante sunt prezentate în Anexa 1.

#### **1.1.5. Alegerea temelor pentru studiile de caz**

Din inventarierea sumară a principalelor procese tehnice din vagonul de călători prezentată în Tabelul 1.1 rezultă că două necesită în primul rând atenție, fiind elementele esențiale pentru asigurarea confortului și a siguranței circulației:

- instalația de condiționare a aerului;
- instalația de frânare ABS.

Ele vor constitui obiectul studiilor de caz din Capitolele 7, 8 și 9.

De la început se poate constata că aceste procese sunt foarte diferite. În timp ce procesul condus de instalația de condiționare a aerului este lent și caracterizat de duratele mari de transport al aerului ventilat de-a lungul unui traseu incluzând canalele de aer, echipamentele propriu zise de încălzire și răcire și incinta vagonului, echipamentul ABS din compunerea instalației de frânare trebuie să conducă un proces rapid, afectat de perturbații importante, mai ales de variațiile rapide ale aderenței. Comun ambelor procese este caracterul profund neliniar, produs mai ales de variațiile importante în timp ale mai multor parametri.

Se poate pune în această situație problema dacă este posibilă elaborarea unei metode de conducere a unei clase largi de procese neliniare care să includă și procesele vizate și care să permită unificarea pe scară largă a echipamentelor de conducere a sistemelor neliniare. Este cunoscut că în prezent echipamentele electronice de automatizare din vagoanele de călători, ca de altfel și din multe alte domenii, au o proveniență heteroclită, de la producători diferiți, fiecare având un înalt grad de specializare în domeniul său. Este evident că un echipament integrat, capabil să conducă *toate* procesele din vagon ar reprezenta un progres notabil din toate punctele de vedere.



## **1.2. Tematica lucrării**

Tema centrală a acestei lucrări este dezvoltarea unei metode coerente de conducere a unei clase cât mai extinse de sisteme neliniare. Metoda propusă este extrem de generală, dar pentru studiile de caz am rămas la domeniul inițial, al vagoanelor de călători, în care am acumulat o oarecare experiență. Deși la o analiză cantitativă a lucrării se va putea constata că părțile de automatică predomină net, spiritul ei este pur electronic, aplicativ. Am avut în permanent în vedere necesitatea ca soluțiile identificate, justificate prin simulare, să poată fi implementate cât mai ușor nu doar în principalele tehnologii digitale disponibile ( $\mu$ C, DSP etc.) ci și în ASIC și mai ales în tehnologia circuitelor analogice. Orientarea spre automatică a electronicii este o soluție pentru imaginarea unor aplicații pe măsura forței și rafinamentului tehnologiilor electronice actuale. De altfel automatica modernă își are rădăcinile în studiul amplificatoarelor cu reacție, la fel cum și principala tehnologie de calcul este deocamdată cea electronică. Legăturile dintre electronică, automatică și calculatoare sunt atât de profunde încât este iluzoriu să ne imaginăm că s-ar mai putea obține progrese, în oricare dintre ele, fără abordări interdisciplinare.

Dacă obiectivul concret al lucrării este conceperea unei metodologii orientate înspre conducerea unei clase cât mai largi de sisteme neliniare, motivația de suflet a fost catalizată de formularea lui J.J. Buckley: controlerul universal, capabil să conducă orice tip de proces. S-ar putea ca acest țel să fie utopic, dar consider că măcar apropierea de el ar justifica eforturile depuse.

O formulare mai precisă a problemei este următoarea: "*Cum s-ar putea obține un circuit electronic integrabil în oricare dintre tehnologiile disponibile, cu funcționalitate de regulator de uz general, destinat conducerii în buclă închisă a unei game cât mai largi de procese neliniare, care în același timp să fie ușor de acordat și să permită dezvoltarea aplicațiilor conform unei metode flexibile și ușor de aplicat chiar de către de ingineri având cunoștințe minime de electronică și automatizări.*"

## **1.3. Premizele unei metode lingvistice-interpolative de conducere a unei clase largi de procese neliniare**

În domeniul conducerii sistemelor neliniare soluția fundamentală este auto-adaptarea. Pentru multe dintre aplicațiile comunicate în literatură s-au obținut regulatoare adaptive de un rafinament și de o rigoare matematică deosebite. Totuși, până în prezent nu s-a ajuns la o teorie unitară și coerentă a sistemelor neliniare, comparabilă de exemplu cu metoda funcțiilor de transfer din automatica liniară. Din fericire lipsa unui aparat matematic riguros este compensată de realizările din aria Inteligenței Artificiale IA, care au relevat și valorificat *abordările euristice, bazate pe modul de gândire propriu speciei Homo Sapiens Sapiens: operarea cu simboluri, analizate și sintetizate calitativ*. Lucrarea își propune avansarea în această direcție, singura care pare să ofere resursele necesare temei. Limitarea principală a soluțiilor IA este dependența de sistemele digitale de calcul performante și de mediile software specializate. În lucrare se va căuta identificarea unor soluții simple, naturale (în sensul apropierii de caracterul continuu, modelabil prin ecuații diferențiale a majorității proceselor macroscopice) prin care o comportare cu elemente de IA să poată fi implementată chiar și cu ajutorul circuitelor electronice analogice.

Din studiul literaturii de specialitate au fost identificate o serie de metode, unele clasice (analizarea traiectoriilor de fază - H. Poincare, interpolările liniare - I. Newton), altele foarte noi (conducerea calitativă - W. F. Clocksin și A. J. Morgan, aproximarea prin reguli graduale - D. Dubois și H. Prade, metoda proiectării lingvistice - K. Stoll etc.), care ar putea constitui o temelie pentru o viitoare teorie unitară a sistemelor neliniare și care în orice caz reprezintă puncte de sprijin în fundamentarea soluțiilor propuse (cap. 2 și 4).

Cel mai important dintre vectorii acestei direcții de cercetare îl reprezintă însă teoria *sistemelor fuzzy* SF lansată de L. Zadeh în 1965, care după o dezvoltare explozivă cuprinsă aproximativ între anii 1980-1995, a ajuns astăzi la o poziție de echilibru în câmpul metodelor IA și care a reprezentat leit-motivul eforturilor depuse pentru elaborarea acestei lucrări (cap. 3).

Forța acestui concept constă în reprezentarea lingvistică a cunoștințelor și a modului de operare, reprezentare care este diametral opusă metodelor numerice de conducere. Între conducerea lingvistică și cea numerică există antinomia general - specific, alegerea primei dintre ele fiind recomandabilă în cazul sistemelor complexe și puternic neliniare. Trecerea de la analiza lingvistică la cea funcțională este posibilă datorită proprietății de aproximator universal de care beneficiază SF (cap. 4).

Aplicarea pe scară largă a metodelor lingvistice de proiectare, mai puțin riguroase teoretic dar pregnant simbolice și extrem de eficiente, poate reprezenta ingredientul unei rețete de succes pentru industria automatizărilor electronice. Asocierea lor cu metodele de programare ținând de conceptul soft computing furnizează tehnici de implementare software pe deplin satisfăcătoare.

Prin accentuarea valențelor interpolative ale reprezentărilor fuzzy-lingvistice se poate cu ușurință ajunge și la reprezentări matematice riguroase, de o simplitate deosebită, care permit chiar și implementări analogice.

Implementările analogice, care prin performanțe și preț ar putea avea cel mai mare impact în industrie, pot fi aplicate interpolatoarelor fuzzy, rezultând în esență circuite analogice apte de a realiza dependențe funcționale impuse între intrări și ieșiri. Din acest punct de vedere, această lucrare poate fi considerată ca o reluare a temei transformatoarelor funcționale analogice promovate și cercetate în România de către M. Ciugudean.

În esență lucrarea promovează o metodă după care conceperea reguletoarelor se face simbolic (exprimabil lingvistic prin intermediul mulțimilor fuzzy) iar implementarea se operează prin structuri interpolative liniare.

**Notă:** Toate propozițiile din lucrare editate cu caractere italice sunt, după cunoștința autorului, fie originale fie aplicate într-un context original. Toate formulele editate cu caractere boldate sunt, după cunoștința autorului originale. Toate controlerele reprezentate prin tabele de căutare (look-up tables) sunt originale. Majoritatea figurilor din lucrare sunt originale, cu titlurile editate cu caractere boldate, cu excepția figurilor 1.1, preluată prin Internet din [Ardu99], a figurilor 9.13, 9.14, 9.15 și 9.16 preluate prin Internet din [Klei96], a figurii 2.3 adaptată după [Hsu68], a figurilor 2.7 și 2.8 adaptate după [Foul93b], a figurilor 4.2, 4.4 și 4.5 adaptate după [Kosk95], a figurii 9.1 adaptată după [UIC], a figurii 9.2 adaptată după [Boite86b] și a figurii 9.11 adaptată după [Knor94].

# 2.

## Conducerea sistemelor neliniare prin traiectorii de fază

*În Capitolul 2 se prezintă succint unul dintre principalele instrumente teoretice folosite în această lucrare: traiectoria de fază. Se trec în revistă câteva dintre metodele de conducere legate de traiectoriile de fază: conducerea optimă, prin regim modal alunecător și implementările cu tabele de căutare booleene și interpolative. Se mai arată cum pot fi definite unele dintre proprietățile structurale ale sistemelor cu ajutorul traiectoriilor de fază. În final se prezintă o metodă fundamentală de conducere bazată pe analiza calitativă a traiectoriilor de fază.*

### **2.1. O apreciere personală asupra conducerii proceselor neliniare**

Automatica liniară a dezvoltat un aparat matematic specific, bazat pe calculul operațional Laplace, care permite transformarea ecuațiilor diferențiale liniare în ecuații algebrice. Astfel se facilitează prelucrarea manuală a ecuațiilor diferențiale prin care pot fi modelate sistemele macroscopice fundamentale și se permite introducerea modelelor în frecvență și a unui instrument fundamental: funcția de transfer. Din păcate majoritatea proceselor fizice reale sunt prea complicate pentru a putea fi modelate și mai ales pentru a fi conduse cu ușurință prin metodele concepute pe baza modelelor în frecvență. Ca răspuns fundamental la problemele ridicate de conducerea proceselor neliniare au apărut sistemele de conducere adaptive, care prin diferite metode își pot ajusta parametrii sau chiar structura în acord cu comportarea momentană a sistemului condus.

Din păcate până în prezent nu s-a putut impune o metodă unitară de analiză și sinteză a sistemelor neliniare. Există încercări de adaptare a modelelor în frecvență la sistemele neliniare, cu mai mult sau mai puțin succes. Se poate totuși constata că metoda funcțiilor de transfer poate fi înlocuită cu succes, în majoritatea aplicațiilor, de o altă abordare clasică, bazată pe modelarea sistemului cu ajutorul spațiului stărilor [Pesc65], [Gibs67], [Hsu68], [Kalm75] etc. Dinamica sistemului este reprezentată acum în mod natural, prin relații numerice în domeniul timp între variabile. Rolul primordial în analiza și proiectarea sistemelor neliniare îl au structurarea variabilelor de intrare, stare și ieșire și modalitățile de reprezentare a spațiului stărilor. Deseori se renunță la modelarea structurală în favoarea modelelor obținute prin prelucrarea numerică a datelor experimentale. Succesul acestor metode se datorează creșterii extraordinare a performanțelor structurilor de conducere digitale: microcontrolere, DSP-uri și chiar PC-uri. Ele pot de mult face față volumului de calcule cerut de integrarea rapidă a ecuațiilor diferențiale neliniare din simulări și de unele metode de adaptare cu model intern, de evaluarea în timp real a variabilelor și de elaborarea de algoritmi

de conducere incluzând chiar a celor proveniți din IA: sisteme expert, sisteme fuzzy, rețele neuronale, etc.

În această lucrare s-au ales următoarele opțiuni posibile în acest context:

- modelele folosite vor fi deterministe, structurale, pentru că o adaptare corectă nu poate fi obținută fără înțelegerea mecanismelor de interacțiune dintre parametri fizici ai procesului;
- având de ales între modelarea prin ecuații cu diferențe finite (timp discret) și cea prin ecuații diferențiale (timp continuu), am ales varianta cu timp continuu, tot pentru accesul mai bun la conținutul fizic al parametrilor.

## 2.2 Traiectorii de fază

Metoda cea mai naturală de reprezentare a comportării în timp a sistemelor neliniare, introdusă de H. Poincare [Pesc65], face apel la definirea unor variabile de stare provenite din coordonatele de fază ale spațiului fazelor asociat sistemului neliniar. Astfel ecuațiile diferențiale de ordin  $n$  ale sistemelor fizice pot fi transformate pentru reprezentare în spațiul fazelor sau al stărilor prin adoptarea ca variabile de stare a derivatelor de ordin inferior lui  $n$  [Hsu68]. Astfel ecuația generică

$$y^{(n)} = f(t, y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(n-1)}) \quad (2.1)$$

poate fi transformată în sistemul de ordin  $n$ :

$$\begin{cases} \frac{dx_n}{dt} = f(t, x_1, x_2, \dots, x_n) \\ \frac{dx_i}{dt} = x_{i+1}, & i = 1, 2, \dots, n-1 \\ y = x_1 \end{cases} \quad (2.2)$$

Traiectoriile descrise de  $(x_1, x_2)$  sau  $(x_1, x_2, x_3)$  se numesc traiectorii de fază TF sau de stare. Reprezentările grafice ale spațiilor  $n$ -dimensionale sunt mai dificile, dar de obicei în aplicații sunt suficiente reprezentări bidimensionale sau tridimensionale.

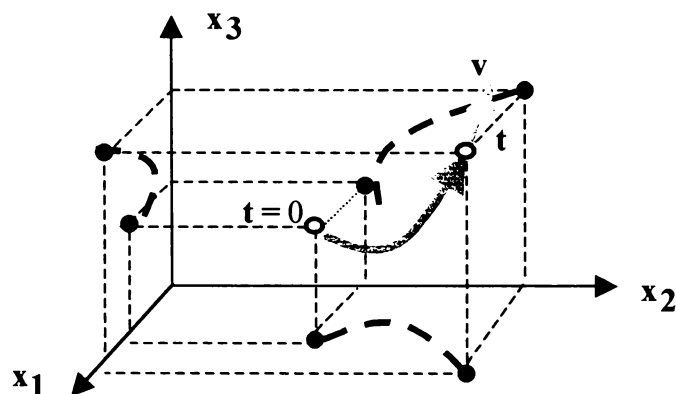


Fig. 2.1. Traiectorie de fază într-un spațiu al stărilor 3-dimensional



În particular, pentru un sistem de ordin II apar două variabilele de stare  $x_1$  și  $x_2$ :

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = f(x_1, x_2) \end{cases} \quad (2.3)$$

Împărțind cele două ecuații se obține o ecuație diferențială în care timpul a fost eliminat:

$$\frac{dx_2}{dx_1} = \frac{f(x_1, x_2)}{x_2} = F'(x_1, x_2) \quad (2.4)$$

Reprezentarea geometrică a soluției acestei ecuații,  $x_2 = F(x_1)$ , numită curbă integrală furnizează traiectoria de fază TF. Planul  $\langle x_1, x_2 \rangle$  se numește planul fazelor. Este de remarcat că în unele aplicații TF poate fi regăsită și sub forma de reprezentare în coordonate polare [Chel96].

În spațiul stărilor, în particular în planul fazelor, timpul este doar parametru. Punctul curent  $x = [x_1, x_2]^T$  se va deplasa de-a lungul TF cu o anumită viteză, reprezentabilă prin vectorul viteză  $v = \partial x(t)/\partial t$  care este tangent în orice punct la TF.

Timpul, care nu este reprezentat explicit în TF poate fi reconstituit prin diferite metode. De exemplu pentru sistemul  $\ddot{x} = f(x, \dot{x})$  se poate face integrarea următoare [Hsu68]:

$$\int_{\dot{x}(t_0)}^{\dot{x}(t_1)} \frac{1}{f(x, \dot{x})} d\dot{x} = \int_{x(t_0)}^{x(t_1)} \frac{1}{\dot{x}} dx = t_1 - t_0 \quad (2.5)$$

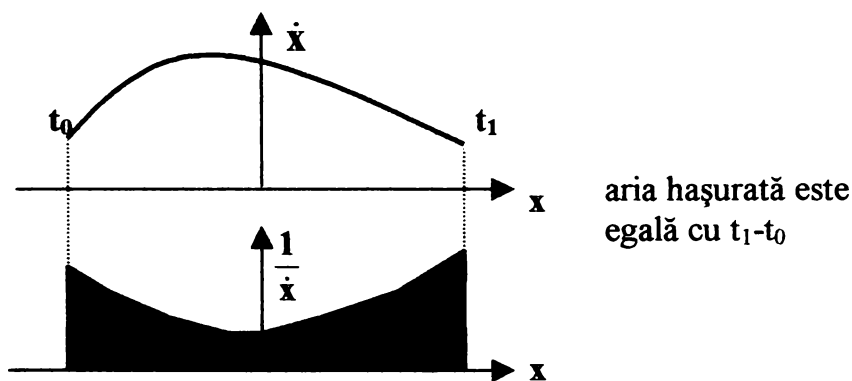


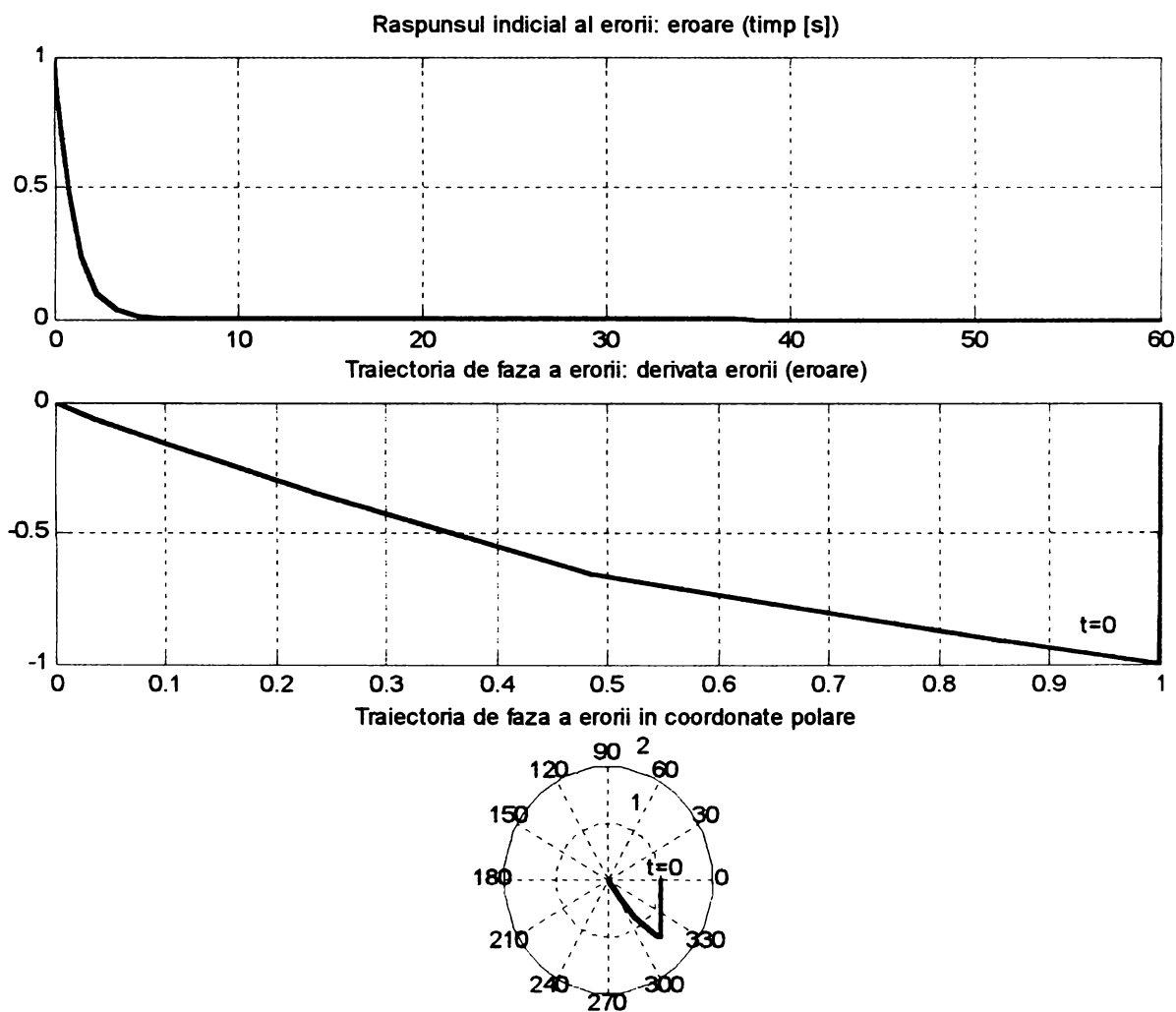
Fig. 2.3. Reconstituirea prin integrare a timpului din TF

Pe TF pot exista puncte singulare în care sistemul este în echilibru întrucât derivatele variabilelor de stare sunt nule.

În cazul sistemelor de reglare se folosesc în mod curent ca mărimi de stare, eroarea  $\varepsilon$  și derivata ei  $\dot{\varepsilon}$ . TF asociată este denumită traiectoria erorii TE. Ea aduce informații esențiale despre performanțele sistemelor de reglare. Punctul singular cel

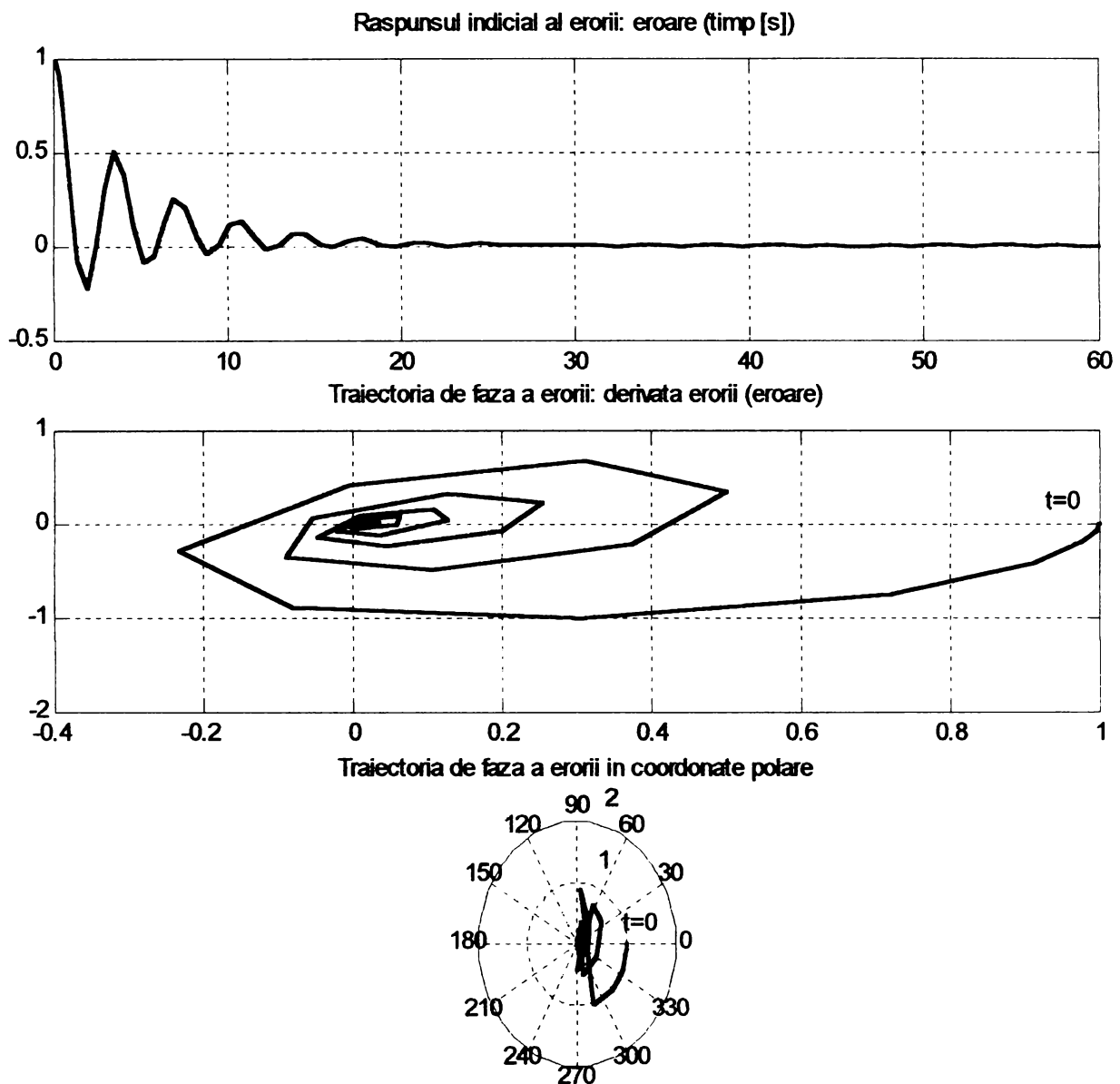
mai important din planul fazic al erorii este originea coordonatelor:  $\varepsilon=0$ ,  $\dot{\varepsilon}=0$ . Atin-  
gerea unui echilibru stabil în acest punct reprezintă calitativ obiectivul final al acți-  
unii de reglare.

TF poate fi obținută în diferite moduri: rezolvarea numerică a ecuațiilor, metoda izoclinelor și diferite metode grafice ( $\delta$ , Pell, etc.) [Gibs67]. Esențial este însă că spre deosebire de funcția de transfer, TF poate fi obținută on-line, în timp real, prin măsurarea directă a variabilelor. Cu ajutorul calculatorului obținerea TF în cazul unui sistem căruia îi cunoaștem modelul este imediată (vezi fig. 2.2). TF permite reconstituirea rapidă a aspectului răspunsului în timp al unui sistem. În figurile următoare sunt prezentate două răspunsuri ale unui sistem de ordin II, condus de un regulator PID. În fig. 2.2a sistemul este cu amortizare critică, răspunsul indicial fiind cvaziexponențial. TE corespunzătoare este aproximabilă cu o dreaptă. Răspunsul din fig. 2.2b are un caracter oscilator amortizat, extrem de marcant pe TE.



a) Răspuns cvaziexponențial

Fig. 2.2. Comparație între TE și răspunsul indicial al erorii



### b) Răspuns oscilator amortizat

*Fig. 2.2. Comparație între TE și răspunsul indicial al erorii*

TE permite definirea noțiunii de reglare optimă: un algoritm de reglare optimă este acela care asigură procesului condus o traiectorie de fază a erorii care pornește din starea inițială  $\varepsilon_0$ ,  $\dot{\varepsilon}_0$  și se termină în punctul de echilibru  $\varepsilon=0$ ,  $\dot{\varepsilon}=0$  având o astfel de formă încât să asigure prin extremizarea unei funcții obiectiv îndeplinirea unui scop impus.

O serie de metode de conducere a proceselor, unele tradiționale, unele mai noi au folosit ca principal instrument TF, două dintre ele fiind amintite pe scurt în continuare. Ele pot fi asociate cu conducerea pe baza logicii fuzzy, care face obiectul capitolului următor.

### 2.3. Conducerea optimală

Prin problemă de conducere optimală se înțelege problema determinării funcției de comandă  $\underline{u}(t)$  a unui proces astfel încât o funcție obiectiv, de exemplu funcția

$$J_f(\underline{x}_0, t_0, \underline{u}) = K(\underline{x}_f, t_f) + \int_{t_0}^{t_f} L(\underline{x}(t), \underline{u}(t), t) dt \quad (2.6)$$

să fie minimă. Primul termen se numește costul terminal, iar al doilea costul asociat traiectoriei  $\underline{x}(t)$ .  $\underline{x}$  este starea procesului,  $t_0$  și  $t_f$  momentele inițial și final,  $K$  și  $L$  funcții scalare reale de variabilă vectorială.

Soluția acestei probleme, numită comandă optimală se notează cu  $\underline{u}^o(t)$ . Dacă această comandă se poate implementa în circuit închis se spune că avem o problemă de reglare optimală. Dacă ea se poate implementa doar în circuit deschis avem o problemă de comandă optimală. Funcția obiectiv se poate defini în mai multe moduri, după natura scopului urmărit: timp minim, consum minim de combustibil, cost minim, etc. [Drag87].

### 2.4. Sisteme de reglare în regim modal alunecător

Printre primele metode bazate pe traiectoriile de fază se numără și reglarea în regim modal alunecător (sliding mode) care caută să forțeze sistemul să urmeze traiectoria dorită prin aplicarea unei legi de comandă cu structură variabilă. Reglarea în mod alunecător presupune două tipuri de operații:

- conducerea procesului de așa manieră încât procesul să ajungă în regim modal alunecător (regimul de atingere sau premodal);
- conducerea procesului de așa manieră încât procesul să se mențină în regim modal alunecător (regimul modal alunecător propriuzis).

Regimul modal alunecător propriuzis necesită sintetizarea a două elemente și anume:

a) o funcție de comutație  $s = g(\underline{x})$  care pentru  $s = 0$  generează în spațiul stărilor o hipersuprafață de comutație  $g(\underline{x}) = 0$ .

b) o comandă cu structură variabilă

$$\underline{u}(\underline{x}, t) = \begin{cases} \underline{u}^+(\underline{x}, t) & \text{pentru } s > 0 \\ \underline{u}^-(\underline{x}, t) & \text{pentru } s < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

determinată astfel încât să genereze întotdeauna tendința  $s \rightarrow 0$ .

Suprafața de comutație materializează dinamica dorită pentru sistem.

În particular comanda (2.7) poate fi folosită și în faza de atingere.

Pentru un sistem de ordin II având ca variabile de stare pe  $x_1 = \varepsilon$  și  $x_2 = \dot{\varepsilon}$  se poate adopta o funcție de comutație liniară:  $g(\varepsilon, \dot{\varepsilon}) = \dot{\varepsilon} + \lambda \varepsilon$ . Hipersuprafața de comutație se reduce la dreapta de comutație  $\dot{\varepsilon} = -\lambda \varepsilon$  care trece prin origine (fig. 2.4).

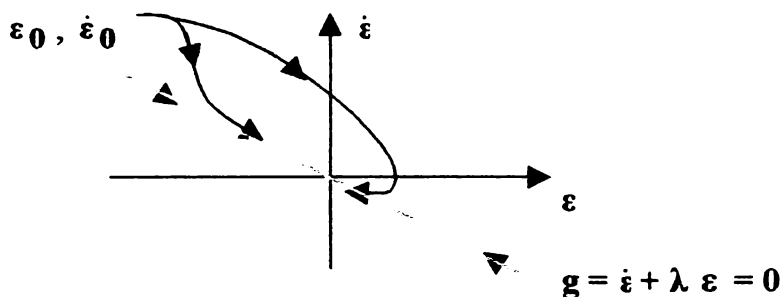


Fig. 2.4. Mod alunecător în planul fazic al erorii

Problema esențială este în acest caz sinteza comenzii  $u$ . În particular ea poate fi și o comandă de tip bipozițional. Ea are însă dezavantajul inducerii fenomenului de chattering. Pentru atenuarea lui se pot imagina diferite strategii de comandă, cum ar fi de exemplu înlocuirea hipersuprafeței de comutație cu o regiune de tranziție în care acțiunea de comandă este "netezită" [Prec95].

$$u(\underline{x}, t) = \begin{cases} K & \text{pentru } g > \varphi \\ K \cdot g/\varphi & \text{pentru } |g| \leq \varphi \\ -K & \text{pentru } g < -\varphi \end{cases} \quad (2.8)$$

unde  $\varphi > 0$  este o margine de netezire. Regimul modal alunecător propriu-zis este înlocuit cu un cvasi-regim modal alunecător.

În general problema poate fi redusă la cea a acordării parametrilor  $q_i$  și  $k_i$  ai unei legi de atingere

$$\dot{g}_i = -q_i \cdot \text{sgn}(g_i) - k_i \cdot g_i \quad i = 1 \dots n \quad (2.9)$$

care specifică dinamica funcției de comutație.

Importanța reglării în regim modal alunecător constă în aceea că evoluția în regim modal alunecător este insensibilă la perturbații (extrem de robustă).

## 2.5. Tabele de căutare și controlere interpolatoare

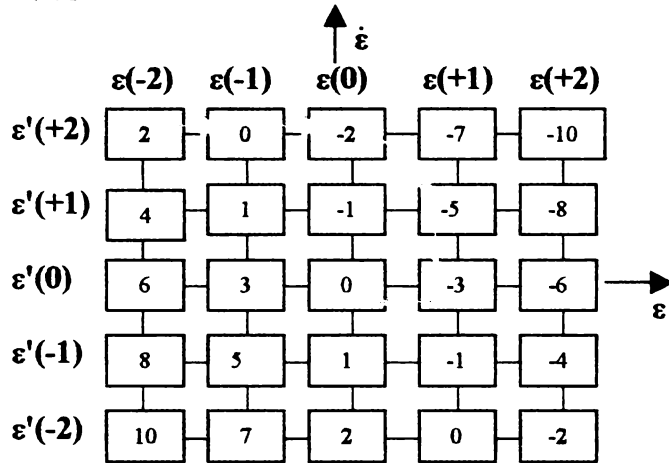
Un mod fundamental de implementare, a legilor de reglare mai puțin tratat în literatură din cauza simplității, dar foarte des întâlnit în practică datorită facilităților oferite este cel bazat pe tabele de căutare (look-up tables), prin care legăturile funcționale neliniare dintre intrări și ieșiri sunt materializate pur și simplu prin valori numerice plasate în locații de memorie adresabile prin seturi de valori numerice ale mărimilor de intrare, care pot fi în particular vectori de stare. În cazul unei singure variabile de intrare  $x$ , discretizată printr-o partiție booleană (§3.1.2) cu  $i$  elemente  $x_i$  valorile memorate ale comenzii sunt:

$$u = \Phi(x_i) \quad i = 1 \dots n \quad (2.10)$$

Conceptul de TF poate fi extins și în cazul tabelor de căutare ca mulțime a stărilor care au fost activate, considerate în succesiunea lor temporală. Pentru subli-

nierea acestei proprietăți tabelului de căutare i se poate atașa în cazul bidimensional sistemul de axe  $\varepsilon$ - $\dot{\varepsilon}$ .

Tabelul de căutare prezentat în fig. 2.5 este practic un plan al stărilor discret, la care se adaugă precizarea comenzii  $u = \Phi(j, k)$  aferente fiecărei stări discrete  $[\varepsilon(j), \dot{\varepsilon}(k)]^T$ .



Discretizarea domeniilor de definiție ale variabilelor de stare se face prin partiții booleene. Ajustarea unui tabel de căutare se obține fie prin modificări ale parametrilor partițiilor booleene (ale numărului de valori discrete din domeniu sau ale distribuției lor în cadrul domeniului), fie prin modificări ale valorilor numerice ale matricei de comandă  $\Phi(x_i)$ .

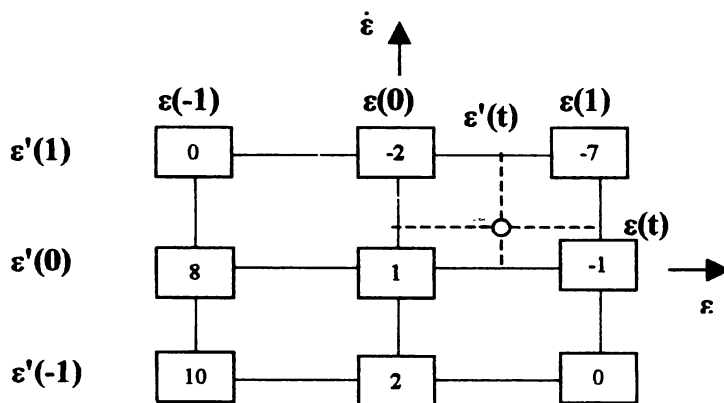
**Fig. 2.5. Implementarea pe bază de tabel de căutare**

Tabelele de căutare pot fi regăsite în oricare dintre tehnologiile des utilizate în automatizările electronice: sisteme secvențiale, sisteme de conducere bazate pe memorii etc.

După cum se va vedea în continuare, tabele de căutare pot fi considerate un caz particular, obținut prin simplificarea extremă a sistemelor fuzzy. În [Băla97b] s-a arătat că proiectarea unui sistem fuzzy poate avea ca punct de pornire un tabel de căutare.

Suprafețele de comandă rezultate din acest gen de implementare de regulatoare au un aspect distinctiv, caracterizat prin discontinuități în zonele de comutare a regulilor. O astfel de suprafață de comandă poate fi văzută în fig. 9.10 din lucrare.

O altă metodă de conducere poate fi plasată în acest context: conducerea interpolativă. Controlerile interpolatoare construiesc suprafețe de comandă pentru sisteme neliniare pornind de la nodurile de interpolare, puncte semnificative din spațiul stărilor. În continuare, pentru orice combinație de valori ale intrărilor, comanda rezultă prin interpolări liniare între valorile nodurilor [Drag01].



Reprezentarea analitică a interpolării liniare este prezentată în capitolul următor.

**Fig. 2.6. Conducerea interpolativă**

## 2.6 Proprietăți structurale ale sistemelor prin prisma traiectoriilor de fază

Teoria sistemelor de conducere poate fi adaptată cu ușurință pentru modelele care operează cu TF. Stabilitatea, controlabilitatea și observabilitatea sunt proprietăți care trebuie investigate în cazul oricărui sistem și/sau proces condus. Se prezintă pe scurt aceste proprietăți, așa cum au fost sintetizate în [Lu96], pentru cazul sistemelor neliniare dinamice cu stare de echilibru (Cook, 1986; Haykin, 1994)

### 2.6.1. Stabilitatea și convergența

**Definiția 1.** Pentru un sistem dinamic neliniar, continuu în timp și autonom caracterizat prin

$$\frac{d\underline{x}(t)}{dt} = \underline{f}(\underline{x}(t)) \quad (2.11)$$

vectorul constant  $\underline{x}_e$  reprezintă o stare de echilibru dacă

$$\underline{f}(\underline{x}_e) = 0 \quad (2.12)$$

sau

$$\frac{d\underline{x}_e(t)}{dt} = 0 \quad (2.13)$$

Starea de echilibru corespunde unui minim local al traiectoriei  $\underline{x}(t)$ .

**Definiția 2.** Starea de echilibru  $\underline{x}_e$  este uniform stabilă dacă pentru orice  $\epsilon$  pozitiv există un  $\delta_e$  pozitiv astfel încât

$$|\underline{x}(0) - \underline{x}_e| < \delta_e$$

implică (2.14)

$$|\underline{x}(t) - \underline{x}_e| < \epsilon, \quad \forall t > 0$$

adică traiectoria sistemului poate rămâne într-o mică vecinătate a echilibrului  $\underline{x}_e$  dacă starea inițială  $\underline{x}(0)$  este suficient de apropiată de  $\underline{x}_e$ .

**Definiția 3.** Starea de echilibru  $\underline{x}_e$  este convergentă dacă există un  $\epsilon$  astfel încât

$$|\underline{x}(0) - \underline{x}_e| < \delta_e$$

implică (2.15)

$$\underline{x}(t) \rightarrow \underline{x}_e \quad \text{pentru } t \rightarrow \infty$$

adică dacă starea inițială  $\underline{x}(0)$  este suficient de apropiată de starea de echilibru  $\underline{x}_e$  traiectoria  $\underline{x}(t)$  se va apropia în timp de  $\underline{x}_e$ .

**Definiția 4.** Starea de echilibru  $\underline{x}_e$  este asimptotic stabilă în sens larg dacă este stabilă și toate traiectoriile sistemului converg în timp spre  $\underline{x}_e$ .

Determinarea stabilității sistemelor neliniare este însă adeseori laborioasă, mai ales în cazul unor spații de stare multidimensionale. În astfel de cazuri se recomandă să se apeleze la metoda lui Liapunov. O funcție Liapunov  $V(\underline{x})$  în spațiul stărilor este scalară, pozitivă și satisface într-o vecinătate  $\mathcal{V}_{\underline{x}_e}$  a lui  $\underline{x}_e$  condițiile:



- $V$  este continuă;
  - $\mathcal{V}(\underline{x}_e)$  reprezintă un minim global unic;
  - Oricare ar fi traiectoria  $\underline{x}(t)$  nu crește în timp.
- (2.16)

**Teorema 1.** Starea de echilibru  $\underline{x}_e$  este stabilă dacă în vecinătatea  $\mathcal{V}_{\underline{x}_e}$  există o funcție  $V(\underline{x})$  având derivata în raport cu timpul negativă sau nulă

$$\frac{dV(\underline{x})}{dt} \leq 0 \quad \text{pentru } \underline{x} \in \mathcal{V}_{\underline{x}_e} - \underline{x}_e \quad (2.17)$$

**Teorema 2.** Starea de echilibru  $\underline{x}_e$  este asimptotic stabilă dacă în vecinătatea  $\mathcal{V}_{\underline{x}_e}$  există o funcție  $V(\underline{x})$  având derivata în raport cu timpul strict negativă

$$\frac{dV(\underline{x})}{dt} < 0 \quad \text{pentru } \underline{x} \in \mathcal{V}_{\underline{x}_e} - \underline{x}_e \quad (2.18)$$

### 2.6.2. Controlabilitatea și observabilitatea

**Definiția 5.** Un sistem dinamic având ecuațiile

$$\begin{cases} \underline{x}' = f(\underline{x}, \underline{u}, t) \\ \underline{y} = g(\underline{x}, t) \end{cases} \quad (2.19)$$

este complet controlabil ca stare dacă și numai dacă există un vector de intrare  $\underline{u}$  care poate conduce sistemul din starea inițială  $\underline{x}_0$  într-o stare dorită  $\underline{x}_d$  într-un interval de timp finit.

**Definiția 6.** Sistemul (2.19) cu vectorul de intrare nul,  $\underline{u} \equiv \underline{0}$  și starea inițială arbitrară  $\underline{x}_0$  este complet observabil dacă și numai dacă  $\underline{x}_0$  poate fi direct determinată prin vectorul de ieșire  $\underline{y}$  observat pe un interval de timp finit.

Toate definițiile de mai sus pot fi utilizate și în cazul sistemelor dinamice neliniare cu timp discret. De exemplu definiția 5 poate fi reformulată:

**Definiția 5'.** Un sistem dinamic cu timp discret având ecuațiile

$$\begin{cases} \underline{x}_{k+1} = f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) \\ \underline{y}_k = g(\underline{x}_k, \underline{u}_k) \end{cases} \quad (2.20)$$

este complet controlabil ca stare dacă și numai dacă există o secvență de intrare  $\underline{u}_k$ , unde  $k = 0, 1, \dots, t_f$  care poate conduce sistemul din starea inițială  $\underline{x}_0$  într-o stare dorită  $\underline{x}_d$  într-un timp finit  $t_f$ .

### 2.7 Conducerea calitativă

În 1987, W. F. Clocksin și A. J. Morgan au introdus conceptul de conducere calitativă a proceselor în articolul "*Qualitative control*" publicat în *Advances in Artificial Intelligence II*, North-Holland [Foul93b]. Ideea de bază constă din generarea acțiunii de conducere pornind doar de la semnele unei anumite variabile (cantități) și a derivatei sale. Acțiunea de conducere este discretă și incrementală (cu un increment constant):



$$u_k = u_{k-1} + \delta u_k \quad (2.21)$$

asigurând, principal, anularea erorii de reglare. Acțiunea de conducere este realizată prin modificarea semnului incrementului. Legea de reglare are un caracter integrator, datorită incrementării.

Ulterior, L. Foulloy în teza sa de doctorat (*Du controle symbolique des processus* - 1990) și împreună cu B. Zavidovique în [Foul94a] au introdus o lege mai generală de incrementare cu increment variabil, în care incrementul este la rândul său incrementat succesiv până la un anumit nivel.

Comportările posibile ale sistemului în planul fazelor, în funcție de semnul derivatei a doua a erorii sunt prezentate în figura următoare.

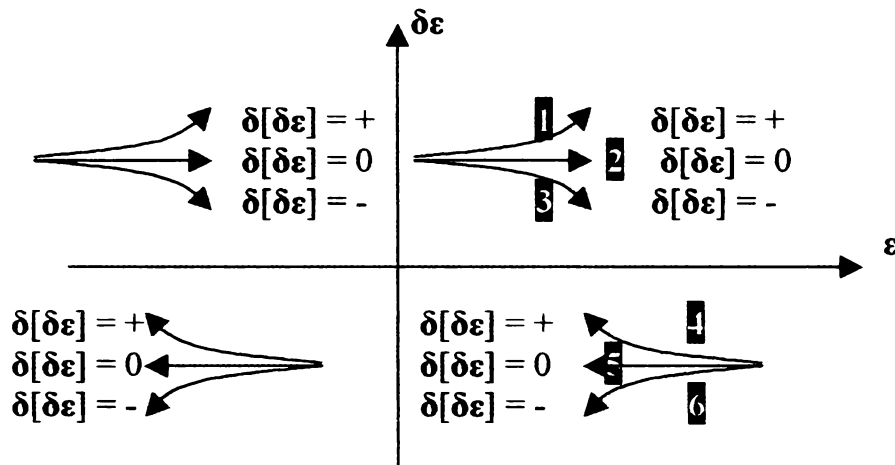


Fig. 2.7. Comportarea sistemului în funcție de semnul  $\delta[\delta\varepsilon]$

Acțiunea controlerelor are ca scop apropierea variabilelor de stare  $\varepsilon$  și  $\delta\varepsilon$  de centrul planului fazelor. În cadranul I comanda trebuie astfel dată încât să îndrepte sistemul înspre cadranul IV. Traiectoria 3 converge natural în acest sens, în timp ce traiectoriile 1 și 2 nu, motiv pentru care în acest caz acțiunea controlerului trebuie să fie  $[\delta y] = +$ . În ipoteza că procesul condus nu inversează polaritatea, pentru traiectoria 3 există două variante:

- $[\delta y_2] = +$ , accelerând trecerea din cadranul I în cadranul IV;
- $[\delta y_3] = 0$ , lăsând procesul să evolueze singur în acest sens.

Această abordare diferențiază controlerile  $Q_2$  și  $Q_3$  (vezi Tab. 2.1).

Clocksın și Morgan au propus inițial trei controlere, pornind de la problema reglării nivelului într-un sistem cu două rezervoare de lichid. Variabilele utilizate sunt eroarea  $\varepsilon$  și derivatele ei  $\dot{\varepsilon}$  și  $\ddot{\varepsilon}$ . Legile de conducere sunt:

$$\begin{cases} u_1 = \text{invert}([\varepsilon_k]) \\ u_2 = \text{invert}(\text{vote}(\text{vote}([\varepsilon_k], [\delta\varepsilon_k], [\delta^2\varepsilon_k]))) \\ u_3 = \text{invert}(\text{vote}([\varepsilon_k], [\delta\varepsilon_k], [\delta^2\varepsilon_k])) \end{cases} \quad (2.22)$$

Funcția *invert* schimbă semnul iar funcția *vote* returnează semnul principal al variabilelor. În tabelul următor sunt prezentate cele trei controlere.

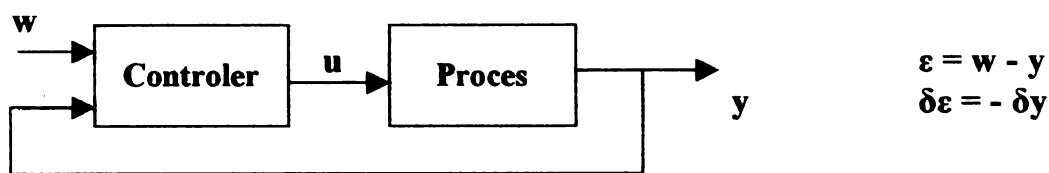


Fig. 2.8. Sistem de reglare generic

Tabelul 2.1 Controlerile calitative propuse de Clocksin și Morgan

$\varepsilon$	$\delta\varepsilon$	$\delta^2\varepsilon$	$Q_1$ ( $u_1$ )	$Q_2$ ( $u_2$ )	$Q_3$ ( $u_3$ )
+	+	+	-	-	-
+	+	0	-	-	-
+	+	-	-	0	-
+	0	+	-	-	-
+	0	0	-	-	-
+	0	-	-	0	0
+	-	+	-	-	-
+	-	0	-	0	0
+	-	-	-	+	+
0	+	+	0	-	-
0	+	0	0	-	-
0	+	-	0	0	0
0	0	+	0	-	-
0	0	0	0	0	0
0	0	-	0	+	+
0	-	+	0	0	0
0	-	0	0	+	+
0	-	-	0	+	+
-	+	+	+	-	-
-	+	0	+	0	0
-	+	-	+	+	+
-	0	+	+	0	0
-	0	0	+	+	+
-	0	-	+	+	+
-	-	+	+	0	+
-	-	0	+	+	+
-	-	-	+	+	+

Deși aceste legi au fost formulate pentru controlere incrementale, aplicabilitatea lor se extinde și asupra controlerelor PD, așa cum se va vedea în cap. 5 și 6.

Controlerul  $Q_1$ , calificat ca "naiv" de către autori, caută pur și simplu să se opună erorii de reglare, fără a lua în considerare derivatele acesteia: când eroarea este pozitivă comanda crește, când eroarea este negativă eroarea scade, iar când eroarea este nulă, comanda rămâne constantă. Cazul este cunoscut în literatură sub denumirea de "regulator de viteză cu viteza de integrare constantă [Latz77], [Drag85].

În literatură [Panu96] poate fi întâlnit un alt regulator fuzzy asemănător, regulatorul Ostergaard - King - Palm, caracterizat prin reguli simetrice față de situația “eroarea este zero și variația erorii este zero” ( $\varepsilon + \dot{\varepsilon} = 0$ ). Condiția de mai sus creează o “linie de demarcație” în planul stărilor sistemului, între zonele cu erori pozitive respectiv negative. Regulile sunt astfel alese încât ieșirea regulatorului se va opune constant erorii, cu o valoare cu atât mai mare cu cât poziția sistemului în planul stărilor este mai depărtată de linia de demarcație. Regulatorul intră într-un regim de funcționare de tip modal alunecător (sliding mode) care îi conferă o robustețe deosebită față de perturbații și de modificarea în timp a parametrilor. S-ar putea face o analogie între acest regulator și un sistem mecanic alcătuit dintr-un corp fixat între două resorturi elastice coliniare. Indiferent de natura perturbațiilor, corpul va fi menținut în preajma punctului de echilibru, deși răspunsul este afectat de chattering.

Controlerele  $Q_2$  și  $Q_3$  iau în considerare și derivatele erorii, ceea ce poate produce o îmbunătățire semnificativă a calității răspunsurilor în timp, prin reducerea suprareglajelor și a chattering-ului.

În cadranul IV trebuie evitată atât revenirea în cadranul I prin traiectoria 4 cât și divergența traiectoriei 6. Pentru aceasta, pentru traiectoriile 4 și 6 comenzile vor fi  $[\delta y] = +$  respectiv  $[\delta y] = -$  iar în cazul traiectoriei 5 comanda va fi  $[\delta y] = 0$ .

Această metodă va fi folosită în lucrare la elaborarea regulilor adaptive din capitolele 5, 6, 7, 8 și 9.

## **2.8. Introducerea unui criteriu cantitativ de apreciere prin produsul $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$**

*În [Băla00c] am propus analiza cantitativă a TE prin produsul  $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$ , metodă prin care concluziile analizei calitative pot fi completate și detaliate.*

*Această metodă pornește de la observația că în cazul unor cicluri limită semnul și mărimea produsului dintre derivatele I și II ale erorii constituie un indice al măsurii în care sistemul este oscilant și/sau instabil. Un produs  $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$  pozitiv și de valoare mare este caracteristic unor sisteme instabile, cu amplitudinea răspunsului mare și/sau în creștere.*

*Criteriul  $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$  poate fi utilizat, după cum se va vedea în lucrare, atât la stabilizarea automată a sistemelor (vezi cap. 6) cât și la identificarea on-line, în timp real a regimurilor de funcționare ale unui regulator.*

*Stabilizarea unui sistem de reglare automată poate fi obținută introducând o dependență neliniară scăzătoare a amplificării regulatorului față de produsul  $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$ . În acest mod, toate sistemele stabile în buclă deschisă în sensul criteriului de stabilitate Nyquist vor putea fi stabilizate prin metoda scăderii amplificării.*

*Decelarea între un regim oscilator amortizat și unul oscilator instabil poate fi obținută prin aceea că regimul instabil este caracterizat de un produs  $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$  care se menține pozitiv mai mult timp și are o valoare mai mare.*

## 2.9. Concluziile capitolului 2

Capitolul 2 a avut rolul de a trece succint în revistă conceptele fundamentale existente în literatura de specialitate referitoare la conducerea bazată pe analiza în timp real a traiectoriilor de fază.

*Esența acestui capitol, crucial pentru mesajul întregii lucrări, este acela că spațiul stărilor, format chiar de variabilele ecuațiilor diferențiale care compun modelul sistemului, prin comparație cu reprezentările prin modele în frecvență, reprezintă indicatorul cel mai direct, rapid și fidel al comportării sistemelor.*

Au fost amintite metodele optimale care determină analitic comenzile necesare pentru a conduce sistemele astfel încât să se realizeze traiectorii de fază controlate, optimizând criteriile de performanță. A fost menționată conducerea în regim modal alunecător prin care sistemul este forțat să urmărească o anumită traiectorie spre punctul de echilibru dorit cu ajutorul unei funcții de comutație.

*Au fost subliniate asocierile fundamentale ale traiectoriei de fază cu implementările cu ajutorul tabelelor de căutare și cu conducerea interpolativă.*

În continuare s-a amintit și metoda conducerii calitative, bazată exclusiv pe analizarea traiectoriilor de fază.

*S-a propus completarea acestei metode prin luarea în considerare a produsului  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$ , prin care analiza calitativă a traiectoriei erorii poate fi dublată de o analiză cantitativă, care poate detalia și preciza în special regimurile de funcționare oscilante, amortizate sau nu.*

Deși nu este deocamdată suficient de fundamentată teoretic, conducerea pe baza traiectoriei de stare are unele avantaje care o impun în aplicații:

- este cea mai directă posibilă, putând da rezultate bune chiar în cazul unor sisteme necunoscute, puternic neliniare, sau cu parametri puternic variabili în timp;
- este cea mai intuitivă, reprezentând în esență modul de acțiune al unui operator uman care conduce un sistem necunoscut;
- permite implementări avantajoase, prin asocierea cu tehnica tabelor de căutare.

De aceea conducerea prin traiectoria de fază se pretează ușor alierii cu metode din domeniul inteligenței artificiale. Condiția necesară pentru o astfel de abordare este ca sistemul de comandă să aibă o viteză suficient de mare comparativ cu viteza de evoluție a procesului condus, astfel încât să nu se piardă aspecte semnificative ale evoluției în timp a traiectoriei de fază.

# 3.

## Regulatoare fuzzy în conducerea adaptivă a proceselor

*În acest capitol se trec în revistă unele noțiuni legate de controlerele fuzzy aplicate în conducerea în buclă închisă a proceselor. În continuare se prezintă principalele configurații fuzzy din domeniul conducerii adaptive: sistemele fuzzy ierarhice și hibride, inclusiv regulatoarele FPID.*

### **3.1. Controlere fuzzy în conducerea proceselor**

#### **3.1.1. Regulatoare fuzzy - o prezentare generală**

Sistemele fuzzy SF, inițiate de Lotfi A. Zadeh în 1965 și aplicate în industrie prima dată de E.H. Mamdani, pot fi caracterizate ca o categorie specială de sisteme expert care utilizează variabile modelate prin mulțimi fuzzy, între care se operează prin relații fuzzy. Funcțiile de apartenență ale mulțimilor fuzzy pot lua orice valoare în intervalul  $[0 \dots 1]$  ceea ce le face utile la reprezentarea cunoștințelor noastre într-o formă lingvistică, mai familiară omului decât cea numerică, proprie calculatoarelor. De aceea și datorită modului flexibil de construcție al logicii fuzzy LF (aparatură matematică al operațiilor cu mulțimi fuzzy), controlerele fuzzy CF pot prelucra informații insuficient cunoscute, pot conduce într-un mod robust procese despre care nu avem informații apriorice suficiente, neliniare și puternic variabile în timp și în general se apropie de modul de acțiune al unui operator uman.

În [Gupt88] Madan M. Gupta caracterizează esența noțiunii de mulțime fuzzy, cu referire la cele două clase principale în care poate fi împărțită incertitudinea: incertitudinea de clasă unu, provenită din comportarea aleatorie a sistemelor fizice, respectiv incertitudinea de clasă doi, provenită din însăși gândirea, raționamentele, cunoștințele și percepția umană.

“Mulțimile fuzzy operează cu mulțimi, obiecte, sau fenomene care sunt vagi și nu au delimitări precise. Calculul mulțimilor fuzzy este un instrument foarte promițător pentru tratarea incertitudinii de clasă doi (așa cum teoria probabilităților operează cu incertitudine de clasă unu)... Logica booleană este neputincioasă în modelarea proceselor cognitive și a gândirii umane. De aceea nimeni nu mai este astăzi indiferent față de logica mulțimilor fuzzy.”

CF în sens Mamdani sunt dispozitivele care materializează inferența fuzzy, având o structură generică foarte simplă, cu trei blocuri funcționale fundamentale:

- interfață de intrare care transformă intrările ferme în variabile fuzzy (fuzzyficarea);
- un mecanism de inferență care produce variabilele de comandă fuzzy, pornind de la o bază de reguli de conducere, prin operații logice fuzzy;
- interfață de ieșire care readuce variabilele fuzzy la starea fermă (defuzzyficarea).

Structura generică Mamdani poate fi modificată la fuzzyficare (există CF care primesc la intrare variabile fuzzyficate de alte controlere), la defuzzyficare (când CF furnizează la ieșire variabile fuzzy) și chiar la nivelul inferenței, prin aplicarea metodei Takagi-Sugeno: blocul de inferență furnizează direct ieșiri ferme (numerice, sau în terminologie fuzzy, singleton), care sunt în continuare prelucrate de blocul de defuzzyficare.

### 3.1.2. Fuzzyficarea

Prin mulțimile fuzzy MF gradul în care un anumit element  $x$  aparține conceptului descris de mulțimea  $A$  poate fi caracterizat într-un mod nuanțat, spre deosebire de cazul mulțimilor booleene, la care gradul de apartenență poate fi doar 0 sau 1. O mulțime fuzzy  $A$  definită pe un domeniu  $X$  se caracterizează prin funcția sa de apartenență:

$$\mu_A(x) : X \rightarrow [0 \dots 1] \quad (3.1)$$

Pentru fuzzyficare este esențială alegerea variabilelor. CF tipic, de tip PD, folosește eroarea de reglare, derivata erorii, respectiv u variabila de comandă, cu domeniile de definiție  $E$ ,  $DE$  și  $U$ . Fuzzyficarea produce pentru fiecare variabilă fermă (numerică) câte o variabilă lingvistică VL alcătuită din mai mulți termeni lingvistici TL modelați prin MF:

$$\begin{cases} L(\varepsilon) = \{E_1, E_2, \dots E_m\} \\ L(\dot{\varepsilon}) = \{DE_1, DE_2, \dots DE_n\} \\ L(u) = \{U_1, U_2, \dots U_p\} \end{cases} \quad (3.2)$$

Variabila lingvistică  $L(a) = \{A_1, A_2, \dots A_R\}$  formează un cadru cognitiv CC dacă îndeplinește următoarele două condiții:

♦  $L(a)$  acoperă tot domeniul de definiție  $A$ . Fiecare element al domeniului de definiție poate fi atribuit cu un grad de apartenență diferit de zero cel puțin unei mulțimi fuzzy din  $A$ :

$$\forall \exists A_r(a) > c \quad (3.3)$$

$a, i$

$c > 0$  fiind nivelul de acoperire a lui  $A$ .

♦ Toți termenii lingvistici sunt unimodali, având un înțeles semantic clar.



Dacă pe lângă proprietățile de mai sus gradul de acoperire al domeniului este egal cu 1 în orice punct, se obține o partiție fuzzy PF:

$$\sum_{r=1 \dots N} A_r(a) = 1, \forall a \in A \quad (3.4)$$

Deși nu este obligatoriu, în această lucrare, pentru sistemele fuzzy de conducere în buclă închisă a proceselor, denumite în lucrare regulatoare fuzzy RF, vom utiliza întotdeauna PF, atât pentru simplitate (vezi §3.1.4), cât și pentru ca gradul de încredere al deciziilor să fie același pe tot domeniul de definiție.

Modelarea funcțiilor de apartenență în proiectarea CC este extrem de permisivă. Principalele forme utilizate, în ordinea crescătoare a caracterului fuzzy dar și a capacității de calcul necesare, sunt: singleton, dreptunghi, triunghi, trapez, sinus, curbe Gauss A sau  $\Pi$ . Pentru a obține ușor PF se impun însă MF triunghiulare, încadrate de MF trapezoidale pentru delimitarea domeniului de definiție.

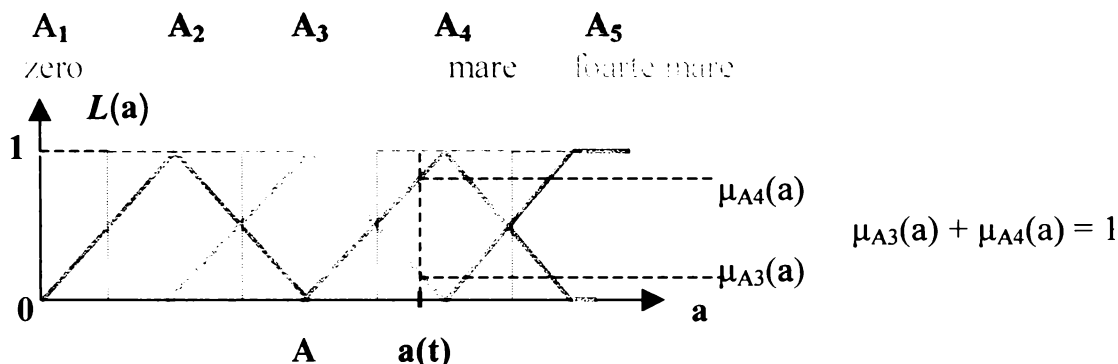


Fig. 3.1. PF cu termeni lingvistici triunghiulari și partiția booleană indusă

Când se utilizează mulțimi singleton sau dreptunghiulare (partiții booleene) sistemul devine practic nonfuzzy. Fiecărei PF i se poate atașa o partiție booleană datorită unimodalității (desenată cu linie întreruptă în fig. 3.1). Caracterul fuzzy poate fi măsurat prin diferenți indici, cum ar fi cel propus de R.R. Yager [Pedr93]:

$$\text{fuzz}(A) = \int_a \overline{A(a)} - A(a) \, da \quad (3.5)$$

unde  $\overline{A(a)} = 1 - A(a)$  este complementul mulțimii fuzzy  $A(a)$ .

Cu cât numărul termenilor lingvistici este mai mare granulația informației este mai fină: ea are o putere descriptivă mai mare (este mai specifică), dar generalitatea ei scade. Prin gruparea informației în categorii simbolice atenția se concentrează asupra unor regiuni din domeniul de definiție, valorile numerice izolate pierzându-și din semnificație. Informația este astfel "ascunsă", ceea ce pe lângă unele dezavantaje, produce o creștere a robusteții CF.

Fuzzificarea permite mai multe moduri de ajustare utile în tehnicile de auto-acordare (self-tuning): ajustarea domeniilor de definiție și a ponderii variabilelor, ajustarea granulației și ajustarea altor proprietăți ale funcțiilor de apartenență prin: normalizări, concentrări sau dilatări, intensificări sau slăbiri ale contrastului, etc. [Pedr93].

### 3.1.3 Inferența fuzzy

Inferența este operația prin care se obțin concluzii valabile pe baza unor premise. În 1936 A. Charuk a demonstrat că logica predicatelor nu este complet decidaibilă și deci nu există o metodă universală prin care într-un număr finit de pași să se decidă dacă o formulă bine formulată este validă sau nu [Cârs94]. Există însă diferite clase de formule ce pot fi descrise într-un număr finit de pași. LF utilizează principiul rezoluției care operează cu propoziții sub formă clauzală [Nguy98] unde  $r = 1, \dots, N$  ( $N =$  numărul regulilor):

$$A_{r1}(x_1) \wedge A_{r2}(x_2) \wedge \dots \wedge A_{rm}(x_m) \rightarrow B_r(u) \quad (3.6)$$

În clauze și în concluzii se pot aplica diferiți operatori logici (conjuncție  $\wedge$ , disjuncție  $\vee$ , implicație, echivalență, negație, etc.).

În LF se poate apela la o clasă mai largă de operații decât funcțiile logice, denumite norme triangulare, preluate din teoria spațiilor metrice probabilistice (K. Menger, 1942). Aceste funcții, numite norme  $t$  și norme  $s$ , se bucură de majoritatea proprietățile funcțiilor logice ȘI și SAU din logica booleană, cu excepția proprietăților terțului exclus și contradicției. Dintre normele  $t$ - $s$  cele mai utilizate sunt min-max (propusă chiar de către L. Zadeh) și prod-sum (produsul și suma probabilistică).

Dacă cunoștințele noastre despre proces sunt cuprinse în relația fuzzy  $R$  cu  $N$  reguli:

$$R = \bigcup_{i=1}^N R_i = \bigcup_{i=1}^N (E_i \times DE_i \times U_i) \quad (3.7)$$

unde  $E_r$ ,  $DE_r$  și  $U_r$  sunt TL incluși în regula  $r$ , atunci inferența se obține prin relația fuzzy:

$$U_r = (E_r \times DE_r) \bullet R_r \quad (3.8)$$

În același timp pot fi activate mai multe reguli, fiecare cu gradul ei de apartenență.

Formularea regulilor poate fi abordată din diferite perspective: cea a calculului relațional fuzzy [Pedr93], [Pedr95], cea a regulilor graduale [Dubo91], [Dubo95], dar cel mai des, în aplicații, efectele regulilor sunt exprimabile prin simple MF [Mamd74], [Mamd75] sau chiar prin valori numerice [Suge85], [Taka85].

Stabilirea bazei de reguli poate fi automată, prin diferite proceduri de învățare, sau se poate porni ca la orice sistem expert de la experiența umană, fără a fi strict necesară construirea unui model matematic al procesului condus și nici a unor algoritmi riguroși de conducere. Este posibilă introducerea unor reguli cu obiective diverse, ceea ce conferă aplicațiilor, mai ales celor complicate și cu multe variabile, avantaje surprinzătoare. Este cunoscut exemplul firmei Mitsubishi Heavy Industries, care în cazul unei instalații de condiționare a aerului dintr-o clădire, trecând de la reglarea clasică la un sistem expert fuzzy, a obținut o scădere cu 30% a consumului de energie, la aceiași parametri tehnici [Pedr93]. Construcția euristică a bazei de reguli poate fi finisată prin proceduri de verificare a acoperirii întregului domeniu de situații posibile, de identificare a regulilor contradictorii sau redundante.

O altă modalitate de alcătuire a bazei de reguli este completarea tabelor (sau diagramelor) MacVicar-Whelan. Analoge tabelor de căutare, ele sunt recomandabile mai ales în cazul CF în buclă închisă, eliminând riscul de a nu acoperi cu reguli



unele zone ale domeniului variabilelor de intrare. În funcție de tipul de CF reprezentat tabelul poate conține date numerice (Sugeno) sau simbolice [Nako95] etc. Remarcabilă pentru această metodă este și încadrarea în curentul de idei al reglării prin TF prin traiectoria fazică lingvistică TFL, adică succesiunea în timp a regulilor având cel mai înalt grad de activare. Marcarea unei locații ( $E_j, DE_k$ ) se face alegând variabilele cu cele mai mari grade de apartenență într-un anumit moment. PFL este echivalent cu traseul obținut prin urmărirea comenzilor rezultate printr-o defuzzyficare prin metoda maximului.

$\varepsilon \backslash \dot{\varepsilon}$	$E_1$	$E_2$	$E_3$	$E_4$	$E_5$
$DE_1$	R1	R4	R7	R10	R13
$DE_2$	R2	R5	R8	R11	R14
$DE_3$	R3	R6	R9	R12	R15

Fig. 3.2. Traietorie fazică lingvistică într-un tabel MacVicar-Whelan

Nivelul de simbolizare maxim al reprezentării sistemelor fuzzy poate fi atins prin memoriile asociative fuzzy (Fuzzy Associative Memories), prin utilizarea cărora pot fi realizate aplicații extrem de complexe, cum ar fi pilotarea automată a unui elicopter [Taka95].

Inferența permite autoadaptări prin modificarea regulilor și relațiilor fuzzy.

### 3.1.4. Defuzzyficarea

Comanda finală a CF va fi o combinație a ieșirilor fiecărei reguli active, în funcție de gradele de apartenență. Există mai multe variante de defuzzyficare, grupate în două familii: MOM (Mean of Maxima) și COG (Center of Gravity). Prima operează doar cu valorile maxime ale funcțiilor de apartenență ale mulțimilor fuzzy de comandă, în timp ce a doua ia în considerare și forma respectivelor mulțimi, prin ariile lor. Caracteristicile de ieșire produse de metodele MOM sunt discontinue, în timp ce cele produse de COG sunt continue, deoarece se ține seama, într-o manieră ponderată, de influența fiecărui termen lingvistic al ieșirii, considerând toate valorile posibile pentru gradele de apartenență. Din prima grupă se pot menționa metoda maximului (cu variantele primul dintre maxime, ultimul dintre maxime și mijlocul maximelor) și metoda mediei maximelor. Dintre metodele COG se pot menționa cea a centrului de greutate propriu zisă și unele variante dezvoltate cu scopul reducerii volumului calculului: metodele centrului sumei ariilor și centrului celei mai mari arii [Panu95].

Defuzzyficarea COG caută să minimizeze diferența dintre comanda  $u$  și o comandă ideală  $\underline{u}$ . Se aplică metoda celor mai mici pătrate, ponderea fiecărui pătrat  $(\underline{u} - u)^2$  fiind aleasă  $\mu(u)$ , care poate fi considerată ca fiind gradul de apartenență al comenzii  $u$  la noțiunea de comandă ideală.  $\underline{u}$  se obține prin minimizarea funcției  $\int \mu(u) \cdot (u^2 - u)^2 du$  [Nguy98]:

$$\underline{u} = \frac{\int \mu(u) \cdot u \, du}{\int \mu(u) \, du} \quad (3.9)$$

Se poate remarca avantajul substanțial al utilizării PF, caz în care numitorul este egal cu 1, ceea ce ușurează mult implementările, fiind cunoscut că operația de împărțire este relativ greu de implementat și prin urmare, lentă.

CF de tip Mamdani poate fi simplificat prin ideea lui M. Sugeno, prin care inferența produce direct valori ferme, aplicabile la ieșire. Consecințele regulilor (3.6) se simplifică:

$$A_1(x_1) \wedge A_2(x_2) \wedge \dots \wedge A_m(x_m) \rightarrow u = f_r(x_1, x_2, \dots, x_m) \quad (3.10)$$

unde  $f_r$  este o funcție, de obicei liniară, furnizată de experți. Aplicând din nou metoda de la (3.9) rezultă formula generică de defuzzyficare a CF Sugeno [Nguy98]:

$$\underline{u} = \frac{f_1(x_1, x_2, \dots, x_m) + \dots + t_N \cdot f_N(x_1, x_2, \dots, x_m)}{t_1 + \dots + t_N} \quad (3.11)$$

unde  $t_r = f_{\&}(\mu_{r1}(x_1), \dots, \mu_{rm}(x_m))$  este o funcție aditivă, cel mai des chiar simpla însumare.

În [Foul95] s-a propus o clasificare a sistemelor fuzzy în patru categorii, în funcție de natura fuzzy sau numerică a mărimilor de intrare și ieșire. Este evident că pentru conducerea proceselor în buclă închisă categoria cu intrări și ieșiri numerice este de departe cea mai des utilizată. În realizarea auto-adaptării însă poate fi aplicată oricare dintre clasele de controlere fuzzy, în funcție de modul de grefare pe controlerul principal.

### 3.1.5. Grade de complexitate ale controlerelor fuzzy

Odată cu acumularea de experiență asupra CF s-a sesizat faptul că ele suportă abordări din diverse perspective. Pe lângă definirea ca sisteme expert CF pot fi privite ca dependențe funcționale (engl. mapping) între vectori multidimensionali fermi:

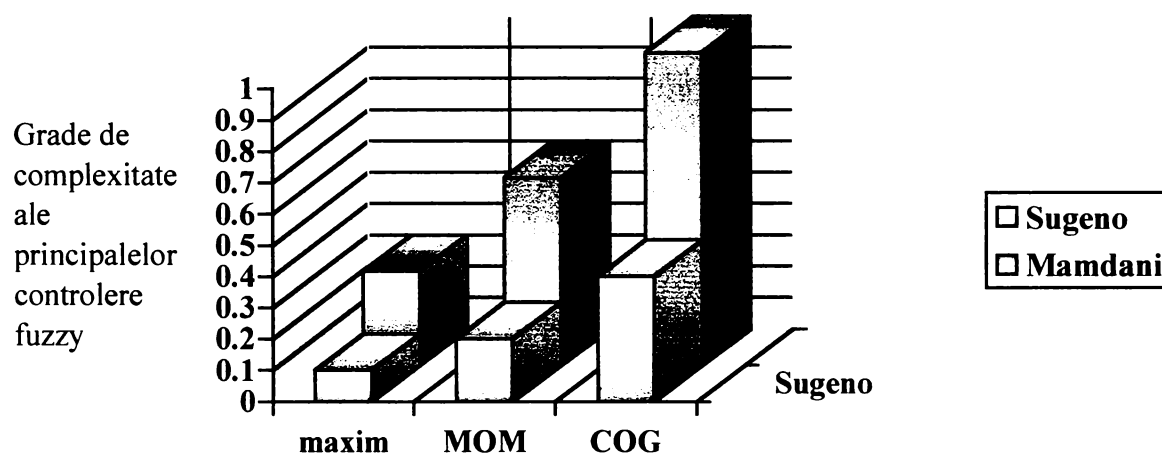
$$\mathbf{CF} : \underline{x} \subset \mathbb{R}^m \rightarrow \underline{u} \subset \mathbb{R}^n \quad (3.12)$$

Această trăsătură permite proiectarea CF pornind de la tabele de căutare, introducând gradat atributele fuzzy în măsura în care ele sunt necesare aplicației [Băla97b]:

- înlocuirea partițiilor booleene cu PF utilizând forme tot mai complicate: triunghiuri, trapeze, sau chiar funcții A sau  $\Pi$ ;
- înlocuirea inferenței tip tabel de căutare cu inferența max-min, prod-sum sau altele;
- înlocuirea defuzzyficării de tip maxim (cea mai mare funcție de apartenență) cu defuzzyficări MOM sau COG.

Aplicând diferite opțiuni de fuzzyficare, inferență și defuzzyficare se creează submulțimi ale CF cu grade diferite de complexitate. În fig. 3.3. CF se încadrează într-un spațiu având trei axe: *complexitatea inferenței*, *complexitatea defuzzyficării* și *gradul de fuzzyficare*. Complexitatea CF este cuprinsă între așa numitul CF-PD compilat (un CF Sugeno cu partiții booleene și defuzzyficare după maxim, identic în fapt cu un tabel de căutare) și CF Mamdani cu forme  $\Lambda$  sau  $\Pi$  și COG. Desigur, nu este exclusă nici o combinație de caracteristici, în aplicații putându-se justifica CF Mamdani cu partiții A și  $\Pi$  pentru variabilele de intrare dar cu defuzzyficare MOM dacă

elementul de execuție are caracteristică de ieșire în trepte, sau dimpotrivă CF Sugeno cu partiții booleene pentru intrare dar cu defuzzyficare COG dacă elementul de execuție este cu acțiune continuă. Des întâlnit este CF Sugeno cu partiții triunghiulare și defuzzyficare COG, poziționat și el în figură și considerat implicit în continuare.



*Fig. 3.3. Complexitatea controlerelor fuzzy în funcție de metodele de inferență și de defuzzyficare*

În aplicații este esențială identificarea celei mai bune configurații, care odată aleasă corect, oferă mari șanse de reușită.

Controlul adaptiv reprezintă un domeniu în care CF pot cu siguranță să ofere perspective solide. Domeniul care a contribuit decisiv la dezvoltarea controlerelor adaptive este robotica. Manipulatoarele sunt prin excelență neliniare și afectate de mai multe surse de incertitudine. Impunerea CF sau CLF în acest domeniu [Neo96], chiar și numai în postura de regulatoare fuzzy adaptive directe DAFC (Direct Adaptive Fuzzy Controllers) reprezintă un real test de maturitate.

## 3.2. Dezvoltări ale controlerelor fuzzy

### 3.2.1. Echivalarea fuzzy a reguletoarelor clasice

În [Gali93] se demonstrează echivalențele fundamentale dintre reguletoarele fuzzy Mamdani și cele clasice. Astfel pentru o comportare de tip PID descrisă de ecuația în timp discret

$$\delta u = k_P \cdot \delta \varepsilon + k_I \cdot \varepsilon + k_D \cdot \delta^2 \varepsilon \quad (3.13)$$

regula de conducere echivalentă de tip Mamdani este

$$\begin{aligned} &\text{"dacă eroarea este } E_i \text{ și variația ei este } DE_j \text{ și variația variației ei este } D^2 E_k \\ &\text{atunci variația comenzii este } DU_1 \text{"} \end{aligned} \quad (3.14)$$

unde  $E_i$ ,  $DE_j$ ,  $D^2 E_k$  și  $DU_1$  sunt etichetele lingvistice atașate lui  $\varepsilon$ ,  $\delta \varepsilon$ ,  $\delta^2 \varepsilon$  și  $\delta u$ .

Demonstrația furnizată consideră PF triunghiulare pentru intrări și ieșire, o inferență min-max și subliniază echivalența regulatorului cu un interpolator neliniar. Dacă PF a ieșirii este realizată cu MF dreptunghiulare, regulatorul este echivalent cu un interpolator liniar.

Întrucât CF Sugeno sunt cazuri particulare ale CF Mamdani ele se bucură de aceleași proprietăți.

În lucrare vom considera însă forma în timp continuu a ecuației (3.13), mai adecvată circuitelor analogice și în același timp mai generală, întrucât nu depinde de eșantionare.

### 3.2.2. Reguletoare fuzzy ierarhice și hibride

Comportarea CF de tip PD în buclă închisă relevă două aspecte antinomice [Pedr93]:

- comportarea dinamică este extrem de sigură, fără suprareglaje sau oscilații notabile, comparativ cu alte reguletoare;
- comportarea în regim static este afectată de chattering și statism.

Dificultatea CF de a face față regimurilor staționare este structurală, fiind necesare dezvoltări pentru ameliorarea performanțelor.

O primă posibilitate constă din ierarhizarea RF [Pedr93], [Kumb95], etc. Când este atinsă starea  $\varepsilon = zero$ ,  $\dot{\varepsilon} = zero$  intră în acțiune un al doilea RF care acționează doar atât timp cât sistemul se menține în acest domeniu. Totuși soluția nu este ideală pentru că nici al doilea regulator nu elimină total statismul.

O soluție preferabilă este hibridizarea cu alte tipuri de reguletoare, mai potrivite pentru regimurile staționare, dintre care se impune în primul rând clasicul regulator PID. Regulatorul CF-PID are nevoie de aceeași informație ca și CF: eroarea  $\varepsilon$  și derivata sa  $\dot{\varepsilon}$  la care se mai adaugă și integrala erorii  $\int \varepsilon$ , termenul care anulează statismul.

Cele două reguletoare pot funcționa pe rând, în funcție de regimul cerut de evoluția sistemului, comutarea lor realizându-se după diferite tehnici. Metoda fundamentală în domeniu aparține lui Serge Boverie constând din activarea regulatorului PID când  $\dot{\varepsilon}$  este fuzzy *zero* iar  $\varepsilon$  este fuzzy *mică* [Smit95]. În aceeași lucrare (Con-

gresul Mondial IFSA Seul '93) el a sugerat o altă combinație între cele două regulatoare: CF are un rol de adaptare și supervizare, ieșirile sale provocând modificarea parametrilor regulatorului PID. Această abordare s-a dovedit a fi extraordinar de fructuoasă, următorul deceniu dovedind că *adevăratul rol al CF în conducerea în buclă închisă este cel de adaptare și supervizare*.

Un exemplu al acestei strategii aparține companiei OMRON [Isak95].

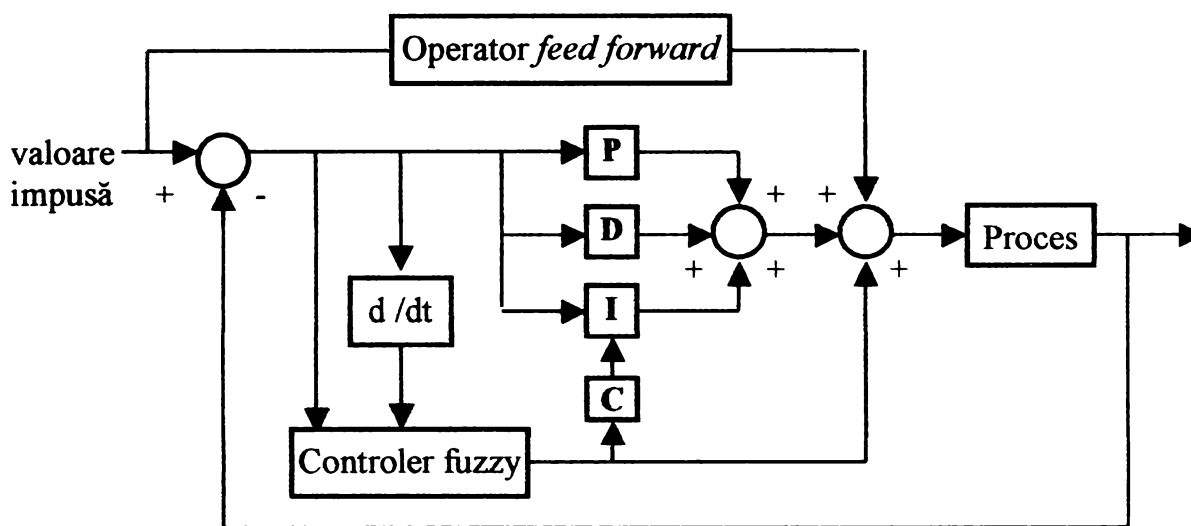


Fig. 3.3. Structura FC-PID a regulatorului de temperatură OMRON - E5AF

Se remarcă rolul de supervizare și adaptare al CF. Cele două moduri de acțiune ale sale sunt corecția aditivă, efectuată asupra ieșirii regulatorului PID și corecția efectului I prin coeficientul C. Rolul corecțiilor este de a întări răspunsul la perturbații respectiv de a se opune suprareglajelor și întâzierilor produse de efectul I. CF este de tip Sugeno iar partițiile triunghiulare de intrare pot avea un număr minim (trei) de TL.

Aplicații reușite ale acestei arhitecturi se pot întâlni tot mai des, ceea ce probează viabilitatea ei [Pavl98], etc.

*Structura de mai sus poate fi îmbunătățită în sensul întăririi capacității sale de adaptare.*

*O primă modificare posibilă este înlocuirea corecției aditive a ieșirii regulatorului PID cu una multiplicativă. Acest tip de corecție va permite fuzionarea cu ușurință a mai multor controlere adaptive (vezi cap. 6).*

*A doua modificare este expusă la pag. 3.10.*

### 3.2.3. Reglatoare fuzzy-PID

*Alegând forma integrală a ecuației (3.13):  $u = k_p \cdot \varepsilon + k_I \cdot \int \varepsilon + k_D \cdot \dot{\varepsilon}$  ieșirea va fi dată sub forma ei absolută  $u$  și nu sub forma diferențială  $\delta u$ . Astfel mărimile de intrare vor fi  $\varepsilon$ ,  $\dot{\varepsilon}$  și  $\int \varepsilon$  iar ieșirea  $u$ .*

Prin introducerea intrării  $\int \varepsilon$  baza de reguli devine tridimensională iar controlerul se transformă într-un controler fuzzy-PID (FPID), denumire aplicată deseori, oarecum impropriu și în cazul sistemelor hibride FC-PID. Controlerul FPID poate fi considerat ca o generalizare neliniară a algoritmului PID.

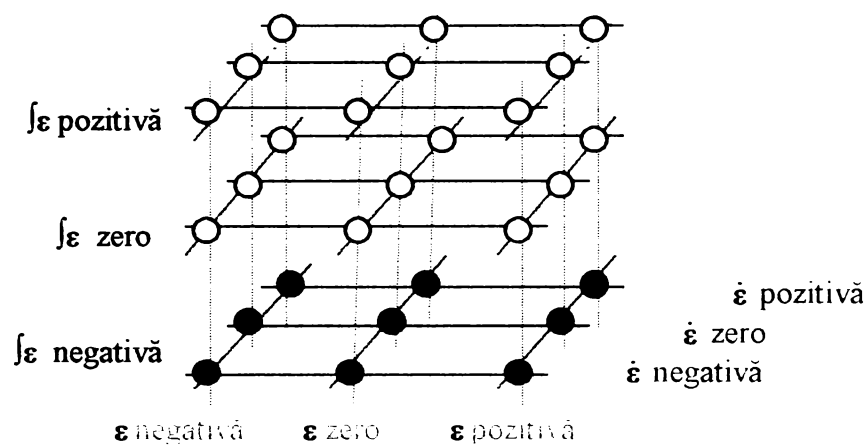


Fig. 3.4. Bază de reguli 3-D a unui controler FPID la care variabilele de intrare ( $\epsilon$ ,  $\dot{\epsilon}$ ,  $\int\epsilon$ ) au câte trei termeni lingvistici (*pozitiv, zero, negativ*)

Din punct de vedere al performanțelor reglării, atât dinamice cât și statice, este indiscutabil faptul că regulatorul FPID este o soluție fundamentală pentru sistemele neliniare. Caracterul său fundamental îi este conferit de posibilitatea analizării comportării în timp a sistemului condus a) în prezent, prin eroarea  $\epsilon$ , b) în trecut, prin derivata erorii  $\dot{\epsilon}$  și c) în viitor, prin derivata erorii  $\int\epsilon$ . Singurul său inconvenient este extinderea bazei de reguli. Pentru a se îmbunătăți raportul calitate/preț în ultimii ani s-au făcut eforturi pentru reducerea bazei de reguli, păstrând în același timp componenta integrativă [Ng98]. Dintre soluții se pot menționa:

- bază de reguli simetrică pentru sisteme cu comportare intrare-ieșire simetrică (Abdelnour -1991);
- trecerea treptată (gain-scheduling) între FPD și PI, pe măsură ce sistemul intră într-un regim staționar (Lee -1993);
- comutarea între două controlere FPD și FPI (Brehm și Rattan -1994);
- implementarea directă 2-D (DI-FPID) propusă de K. C. Ng și Y. Li în 1998.

Implementarea directă se bazează pe un artificiu valabil în general pentru regulatoarele PID: considerarea regulatorul PID ca fiind format din două componente PD și PI și exprimarea componentei PI în funcție de componenta PD [Ng98].

*Concluzia care se poate desprinde din literatură și a fost verificată și într-o lucrare anterioară [Băla98b] este că pentru a putea funcționa în cazul proceselor neliniare, întocmai ca și regulatoarele PID, cele FPID trebuiesc să aibă capacitate de autoadaptare.*

*O a doua modificare fundamentală a structurii adaptive tip OMRON din fig. 3.3 poate fi adusă regulatorului PID, în sensul adoptării unui regulator FPID, cu posibilitatea modulării efectului integrator la nivel local. În acest mod CF adaptiv are o singură ieșire, fiind degrevat de sarcina corectării efectului integrator. Pentru realizarea acestui obiectiv se vor urmări mai atent proprietățile interpolatoare ale CF în cap. 4, noua clasă de regulatoare adaptive obținute fiind prezentată în cap. 5. Efectul principal care se obține prin transferarea unor capacități de adaptare regulatorului PID este accelerarea funcționării sistemului de reglare. Sistemul va putea astfel reacționa și la perturbații rapide, fără a depinde esențial de acțiunea mai lentă de adaptare prin CF.*



### 3.3. Aplicații tipice ale reguletoarelor fuzzy

a) *Conducerea instalațiilor de condiționare a aerului* este poate cea mai incontestabilă aplicație a RF. În acest caz, procesul condus ridică aproape toate obstacolele posibile în calea unei abordări convenționale:

- complexitate ridicată pentru instalațiile de calitate;
- neliniarități și variații în timp ale tuturor parametrilor (microclimatul interior și condițiile climatice, regimul de circulație al automobilului, pasagerii, etc.);
- lipsa unui model matematic precis, deoarece fenomenele legate de circulația și amestecul curenților de aer și de transferul termic în aceste condiții sunt greu modelabile;
- timpi morți în majoritatea subsistemelor componente ale instalației;
- consumul de energie este critic.

În același timp precizia și riscurile unor decizii greșite nu sunt critice. Compararea dintre performanțele reglării clasice și cea fuzzy este net în favoarea ultimei [Doun96].

O astfel de instalație aplicată pe automobile Mercedes de clasă S a fost tratată în [Panu95]. Condițiile tehnice avute în vedere sunt extrem de cuprinzătoare. Pe lângă reglările propriu zise de temperatură și umiditate se au în vedere o serie de funcții speciale (dezaburire și dezgheț al geamurilor, evitarea aerului poluat), particularitățile constructive ale instalației și chiar o serie de factori medicali și psihologici. Intrările sistemului sunt temperatura internă, temperatura externă, viteza, radiația solară și umiditatea iar ieșirile sunt comenzile de răcire, încălzire, umidificare. Se mai introduc unele mărimi interne (valori prescrise pentru temperatura aerului suflat, temperatura aerului suflat, etc.) și mai ales o serie de corecții funcție de factorii perturbatori externi și fiziologici, conferind sistemului adaptivitate.

Se folosesc 8 reguletoare fuzzy diferite, însă cu structuri identice de tip Mamdani, cu două intrări având partiții trapezoidale sau triunghiulare. Prin modul de alcătuire a bazelor de reguli se realizează diferite tipuri de reguletoare, dintre care:

- reguletorul quasi-P are ca intrări  $\varepsilon$  și  $\dot{\varepsilon}$  și termeni apropiați de comanda aferentă stării  $\varepsilon=0$ ,  $\dot{\varepsilon}=0$  pe diagonală; comenzile se accentuează pe măsura depărtării de diagonală;
- reguletorul quasi-I are la una dintre intrări eroarea  $\varepsilon$  iar pentru cealaltă este construită o variabilă lingvistică de forma: *de mult timp prea cald, confortabil, de mult timp prea rece*;

Autorul recomandă conectarea lor în cascadă, rezultând un reguletor quasi-PI.

b) *Sistemele de frânare antiblocare ABS și antiderapare ASS pentru automobile* constituie un domeniu nou dar dinamic al CF. În literatură nu se găsesc descrierile unor astfel de produse din cauza concurenței, dar producătorii japonezi, germani și francezi (Honda, Mazda, BMW, Mercedes-Benz, Peugeot, etc.) oferă de câțiva ani automobile cu fuzzy ABS și fuzzy ASS. În [Altr96] este prezentat un sistem experimental realizat de N. Matsumoto ("*Expert antiskid system*", IEEE IECON'87) de la Nippondenso în care CF apare doar pentru estimarea calității suprafeței de rulare în vederea autoadaptării.

La sesizarea inițierii blocării, electroventilele fiecărei roți primesc o comandă care ar trebui să producă pe un drum uscat o alunecare de 10%. Analizând reacția automobilului se estimează calitatea drumului, după care comanda este adaptată pentru o frânare cât mai bună. Intrările regulatorului sunt decelerarea automobilului, decelerarea roții și presiunea fluidului în cilindrul de frână. Un număr de numai șase reguli de conducere fuzzy s-a dovedit suficient pentru obținerea unor performanțe excelente.

### **3.4. Concluziile capitolului 3**

În acest capitol se trec în revistă câteva noțiuni de bază din teoria regulatorilor fuzzy adaptive, aplicabile în conducerea sistemelor neliniare.

Folosit ca regulator, CF poate avea o gamă largă de comportări, în funcție de metoda de proiectare utilizată. Cele două tipuri de comportări extreme sunt:

- *sistem expert*: comportare robustă, ușor de definit în termeni lingvistici, dar afectată de inconsistența metodei de generare;
- *interpolator fuzzy*: comportare apropiată de a altor controlere neliniare, de exemplu PID neliniare.

Se schițează principalele direcții de dezvoltare a acestor controlere: ierarhizarea, hibridizarea și mai ales extinderea bazei de reguli PD la una tridimensională, operație prin care se obțin controlerele fuzzy-PID (FPID).

Regulatorii FPID pot fi considerate ca o generalizare a regulatorilor liniare PID, structură necesară și suficientă pentru obținerea unor performanțe apropiate de cele optimale atât în regim tranzitoriu cât și în regim static. Perfecționările amintite în acest capitol vizează reducerea volumului de calcule cerut de operarea cu baza de reguli tridimensionale.

Tendința actuală a cercetărilor din domeniul regulatorilor fuzzy este de a ataca cu preponderență problemele supervizării și adaptării. Astfel dezavantajele ridicate de complexitatea lor (volum ridicat de calcule, viteză redusă, etc.) sunt mascate de regulatorul la care este conectat, în timp ce avantajele își păstrează sau chiar își potentează valențele.

O structură clasică de regulator PID supervizat și adaptat cu ajutorul unui CF este cea propusă de firma japoneză OMRON, în cadrul căruia adaptarea se realizează prin aplicarea a două corecții: una asupra efectului integrator și alta, aditivă, asupra ieșirii.

*Se propun două îmbunătățiri esențiale ale acestei structuri, în sensul întăririi capacității sale de adaptare, care urmează să fie studiate în capitolele 5 și 6:*

- *înlocuirea corecției adaptive de tip aditiv cu o corecție multiplicativă;*
- *înlocuirea regulatorului PID cu un regulator FPID.*

În final se amintesc două aplicații de referință dintr-un domeniu conex vagoanelor: construcția de autoturisme. Aplicațiile se referă la un sistem fuzzy de climatizare în autoturisme Mercedes de clasă S și un sistem fuzzy ABS pentru automobile.



# 4.

## Regulatoare fuzzy obținute prin metoda proiectării lingvistice

În acest capitol se prezintă proprietatea controlerelor fuzzy de a putea aproxima orice funcție continuă și se oferă câteva metode de realizare a aproximărilor. Se menționează de asemenea latura lor interpolatoare. O consecință a acestor proprietăți este fundamentarea metodei proiectării lingvistice a sistemelor de conducere automată a proceselor neliniare. Se formulează trei teze referitoare la capacitatea CF Sugeno cu partiții triunghiulare, inferență prod-sum și defuzzyficare COG de a putea controla orice proces controlabil, de a putea fi proiectat și dezvoltat prin proiectare lingvistică și de a putea fi modelat și implementat prin tabele de căutare cu interpolare liniară.

### 4.1. Modelarea funcțiilor de conducere prin controlere fuzzy

#### 4.1.1. Aproximarea prin controlere fuzzy Sugeno

În [Baue95] se face o sinteză a problematicii modelării funcțiilor de comandă cu ajutorul CF. În acest subcapitol se amintesc unele dintre principalele concluzii reieșite.

L.X. Wang ("*Fuzzy systems are universal approximators*", Proceedings of FUZZ-IEEE '92, San Diego), B. Kosko ("*Fuzzy systems as universal approximators*", Proceedings FUZZ -IEEE '92, San Diego) și J.J. Buckley ("*Sugeno type controllers are universal approximators*", Fuzzy Sets and Systems 53/'93) au demonstrat că orice funcție continuă definită pe submulțimi compacte ale unui spațiu euclidian  $m$ -dimensional, poate fi aproximată prin CF Sugeno cu funcțiile de apartenență de tip gaussian, inferența prod-sum și defuzzyficare COG. Primele teoreme de aproximare nu sunt însă însoțite de modalități concrete de proiectare a CF.

J. Lee, S. Chae ("*Analysis on function duplicating capabilities of fuzzy controllers*", Fuzzy Sets and Systems 56/'93) și P. Bauer, E.P. Klement, B. Moser, și A. Leikermoser ("*Approximation of real functions by rule bases*", Proceedings of the 5<sup>th</sup> IFSA World Congress, Seoul '93) au consolidat această idee, demonstrând că:

Pentru orice funcție  $f : [a_{\text{inf}}, a_{\text{sup}}] \rightarrow \mathbb{R}$  continuă și monotonă pe porțiuni există submulțimi fuzzy normalizate  $A_0, A_1, \dots, A_n$  pe  $[a_{\text{inf}}, a_{\text{sup}}]$ , numerele reale  $u_0, u_1, \dots, u_n \in \mathbb{R}$  și o bază de  $n$  reguli de forma

$$\mathbf{B} = \{\text{DACĂ } x \text{ este } A_i \text{ ATUNCI } u = u_i \mid i = 1, 2, \dots, n\} \quad (4.1)$$

astfel încât caracteristica de transfer a CF Sugeno corespunzător coincide cu  $f$ .

Tot în [Baue95] se demonstrează că pentru orice CF Sugeno există un CF Mamdani echivalent, astfel încât caracteristicile lor de transfer sunt identice. Acest fapt recomandă CF Sugeno în modelarea funcțiilor intrare-ieșire datorită simplității lor și arată că rezultatele obținute asupra lor pot fi extinse și asupra CF Mamdani.

Teorema (4.1) este completată printr-o metodă concretă de construcție a aproximărilor Sugeno [Baue95]. Metoda constă din identificarea porțiunilor monotone ale lui  $f$ , în număr de  $p$  și stabilirea a  $p+1$  mulțimi fuzzy centrate pe punctele de inflexiune ale lui  $f$ . Între  $p$  și  $n$  există relația  $n \geq p+1$ , cu cât  $n$  este mai mare precizia aproximării fiind mai bună. Stabilirea formelor funcțiilor de apartenență se face în funcție de metoda de defuzzyficare aleasă și ține cont de forma lui  $f$ , astfel ca în final caracteristica de transfer rezultată să fie cât mai apropiată sau identică cu  $f$ .

În final, în [Baue95] se procedează la extinderea bidimensională a teoremei precedente pentru cazul unor funcții de apartenență triunghiulare, aspect fundamental pentru aplicații:

Fie  $f : [a_{\text{inf}}, a_{\text{sup}}] \times [b_{\text{inf}}, b_{\text{sup}}] \rightarrow \mathbb{R}$  o funcție și  $a_{\text{inf}} = a_0 < a_1 < \dots < a_{n_A} = a_{\text{sup}}$  și  $b_{\text{inf}} = b_0 < b_1 < \dots < b_{n_B} = b_{\text{sup}}$  două partiții în intervalele  $[a_{\text{inf}}, a_{\text{sup}}]$  și  $[b_{\text{inf}}, b_{\text{sup}}]$ . Atunci există două submulțimi fuzzy normalizate  $A_0, A_1, \dots, A_{n_A}$  și  $B_0, B_1, \dots, B_{n_B}$  pe  $[a_{\text{inf}}, a_{\text{sup}}]$  și  $[b_{\text{inf}}, b_{\text{sup}}]$ , numerele  $u_{00}, u_{10}, \dots, u_{n_A n_B} \in \mathbb{R}$  și o bază de reguli de forma

$$\mathbf{B} = \{ \text{DACĂ } x \text{ este } A_i \text{ ȘI } y \text{ este } B_j \text{ ATUNCI } u = u_{ij} \mid i = 1, 2, \dots, n_A, j = 1, 2, \dots, n_B \} \quad (4.2)$$

astfel încât caracteristica de transfer a CF Sugeno corespunzător coincide cu  $f$  în toate punctele  $(a_i, b_j)$ , adică pentru toate  $i = 1, 2, \dots, n_A; j = 1, 2, \dots, n_B$  avem

$$F_S(a_i, b_j) = f(a_i, b_j)$$

Metoda concretă de proiectare a controlerului reiese chiar din demonstrația teoremei și constă din trei etape:

- i) Numerele  $u_{00}, u_{10}, \dots, u_{n_A n_B}$  se aleg astfel încât  $u_{ij} = f(a_i, b_j)$ .
- ii) Mulțimile fuzzy  $A_0, A_{n_A}$  și  $A_i$  ( $i = 1, 2, \dots, n_A - 1$ ) se aleg

$$\mu_{A_0}(x) = \begin{cases} \frac{x - a_1}{a_0 - a_1} & \text{dacă } x \in [a_0, a_1] \\ 0 & \text{dacă } x \notin [a_0, a_1] \end{cases}$$

$$\mu_{A_{n_A}}(x) = \begin{cases} \frac{x - a_{n_A - 1}}{a_{n_A} - a_{n_A - 1}} & \text{dacă } x \in [a_{n_A - 1}, a_{n_A}] \\ 0 & \text{dacă } x \notin [a_{n_A - 1}, a_{n_A}] \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\mu_{A_i}(x) = \begin{cases} \frac{x - a_{i-1}}{a_i - a_{i-1}} & \text{dacă } x \in [a_{i-1}, a_i] \\ \frac{x - a_i + 1}{a_i - a_{i+1}} & \text{dacă } x \in [a_i, a_{i+1}] \\ 0 & \text{pentru alte valori ale lui } x \end{cases} \quad (4.3)$$

iii) Mulțimile fuzzy  $B_0, B_{n_B}$  și  $B_j$  ( $j = 1, 2, \dots, n_B - 1$ ) se aleg ca și în etapa ii.

Calculând ieșirea controlerului în oricare dintre punctele  $(a_{i0}, b_{j0})$ , avem

$$F_S(a_{i0}, b_{j0}) = \frac{\sum_{i,j} \mu_{A_i \times B_j}(a_{i0}, b_{j0}) \cdot u_{ij}}{\sum_{i,j} \mu_{A_i \times B_j}(a_{i0}, b_{j0})} = \mu_{A_{i0} \times B_{j0}}(a_{i0}, b_{j0}) \cdot u_{i0j0} = f(a_{i0}, b_{j0}) \quad (4.4)$$

Această teoremă are trei consecințe extrem de importante:

1. Rezultatele sale pot fi extinse pentru cazul m-dimensional (intrari vectoriale).
2. CF Sugeno cu partiții fuzzy, normate, triunghiulare și cu defuzzyficare COG pot aproxima orice funcție de intrare-ieșire continuă.

În fig 4.1 este ilustrată aproximarea unei funcții  $f$  de variabilă scalară  $x$  prin CF Sugeno pentru cazul unei baze cu cinci reguli, având PF a mărimii de intrare formată din TL triunghiulari, inferență prod-sum și defuzzyficare COG. Între punctele partiției,  $f$  este aproximată prin patru segmente de dreapta care unesc punctele  $\{(a_i, u_i) \mid i = 0, \dots, 4\}$ . Finețea granulației PF determină eroarea aproximării.

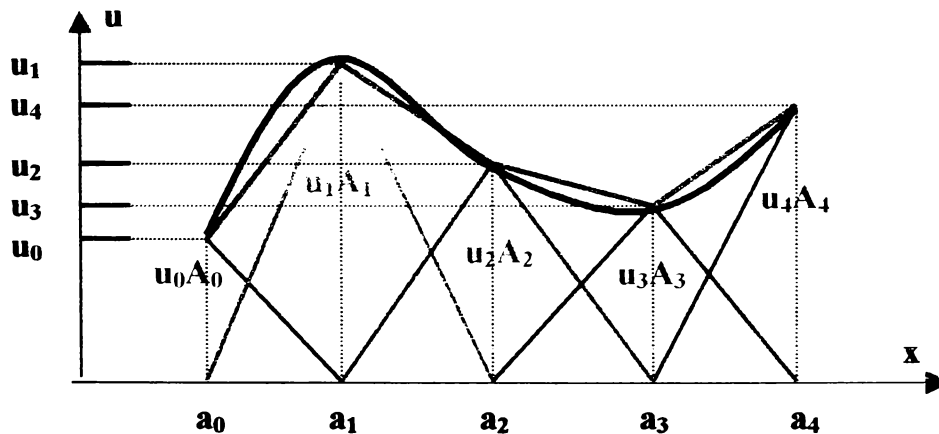


Fig. 4.1. Aproximare cu CF Sugeno cu MF triunghiulare (inferența prod-sum, defuzzyficare COG)

Când pentru  $x$  se utilizează o PF caracteristica de transfer este foarte simplă:

$$u(x) = \sum_{i=0}^4 u_i A_i(x) \quad (4.5)$$

3. CF Sugeno cu PF normate triunghiulare, inferență prod-sum și defuzzyficare COG sunt echivalente cu tablele de căutare cu interpolare liniară.

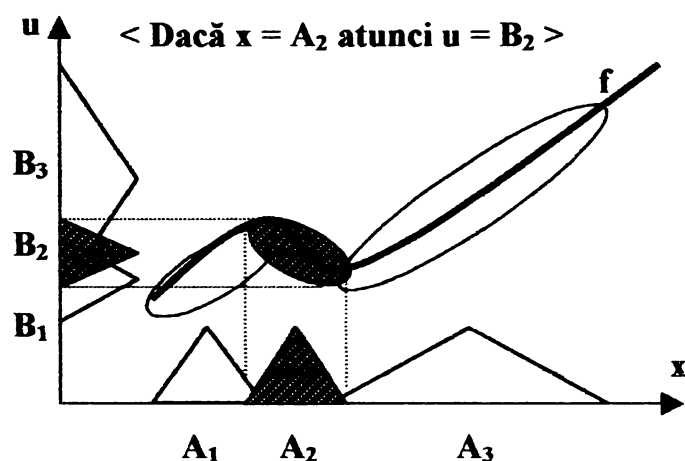
Justificarea acestei consecințe rezultă chiar din alegerea funcțiilor de apartenență (4.3), echivalente cu formulele de interpolare liniară. Tablele de căutare din

componenta toolkit-ului SIMULINK din pachetul MATLAB sunt în consecință echivalente unor CF de tip Sugeno cu PF normate triunghiulare, inferență prod-sum și defuzzyficare COG.

O prezentare exhaustivă a problemei aproximărilor fuzzy poate fi găsită în [Krei98].

#### 4.1.2. Aproximarea prin sisteme fuzzy aditive

Această strategie de aproximare este mai generală decât precedenta și are un caracter mai apropiat spiritului caracteristic fuzzy. În esență este vorba de aproximarea caracteristicii  $u(x)$  prin "petice" fuzzy care caută să acopere cât mai bine caracteristica dorită [Kosk95]. Peticele fuzzy elipsoidale pot fi obținute modulând forma funcțiilor de apartenență.



Metoda se poate aplica pentru CF Mamdani. Fiecare regulă definește un petic fuzzy, ca produs cartezian  $A_i \times B_j$  și în general este destinată controlerelor cu defuzzyficare aditivă la care ieșirea este o combinație a efectelor regulilor activate.

Fig. 4.2. Aproximarea prin "petice" fuzzy elipsoidale

În [Kosk95] se demonstrează că orice funcție continuă definită pe un interval compact poate fi uniform aproximată printr-un controler fuzzy aditiv.

#### 4.1.3. Aproximarea prin reguli graduale

Capacitatea de aproximare a caracteristicilor de transfer este comună și altor clase de CF. În [Dubo95] se demonstrează această proprietate pentru sistemele fuzzy bazate pe reguli graduale RG. În plus se demonstrează și capacitatea de interpolare a acestor sisteme.

Regulile graduale corespund propozițiilor de forma

$$\langle \text{Cu cât } x \in A \text{ cu atât mai mult } u \in B \rangle \quad (4.6)$$

Mai precis, dacă  $\mu_A(x_0) = \alpha$ , atunci  $\mu_B(u) \geq \gamma$ , cu  $\gamma$  crescător în funcție de  $\alpha$ , sau chiar egal cu  $\alpha$ . RG modelează astfel o submulțime a produsului cartezian  $A \times B$  conținând valorile  $(x, u)$  pentru care  $\mu_B(u) \geq \mu_A(x)$ .

O RG poate fi privită și ca o colecție de reguli exprimabile prin tăieturi  $\alpha$  de forma

$$\langle \text{Dacă } x \in A_\alpha \text{ atunci } u \in B_\alpha \text{ cu } \alpha \in (0, 1] \rangle \quad (4.7)$$

astfel încât relația care caracterizează regula graduală, cu notația din §3.1.3, este:

$$R = \{(x, u) \mid \mu_B(u) \geq \mu_A(x)\} = \bigcap_{\alpha \in (0, 1]} (\bar{A}_\alpha \cup B_\alpha) \quad (4.8)$$

RG sunt modelabile prin implicații fuzzy, studiate de către E.H. Mamdani încă din anul 1976. Implicația Rescher-Gaines  $F \rightarrow G = \{x, \mu_F(x) \leq \mu_G(x)\}$  folosită de D. Dubois și H. Prade este o alternativă a incluziunii Zadeh a mulțimilor fuzzy ( $F \subseteq G \Leftrightarrow \mu_F \leq \mu_G$ ) și este asociată cu definirea intersecției prin min. Este evident că  $x \in F \rightarrow G$  dacă și numai dacă  $\mu_{F \rightarrow G}(x) = \min(\mu_F(x), \mu_G(x)) = \mu_F(x)$ . Primele modelări ale RG prin implicații Rescher-Gaines aparțin lui Prade (1988). Ele au în general forma:

$$\{f: \forall x, \mu_B(f(x)) \geq \mu_A(x)\} \quad (4.9)$$

în care  $f: A \rightarrow B$  poate fi orice funcție reală compatibilă cu RG dar și o relație fuzzy:

$$\mu_A(x) \text{ E } \mu_R(x, u) \leq \mu_B(u) \quad (4.10)$$

Alte implicații utilizabile sunt:

- implicația booleană:  $m_{A \rightarrow B}(x, y) = \min[1 - m_P(x), m_Q(y)]$ ;
- implicația Zadeh I:  $m_{A \rightarrow B}(x, y) = \min[1, 1 - m_P(x) + m_Q(y)]$ ;
- implicația Zadeh II:  $m_{A \rightarrow B}(x, y) = \min\{\max[m_P(x), m_Q(y)], 1 - m_P(x)\}$ ;
- implicația Mamdani:  $m_{A \rightarrow B}(x, y) = \min[m_P(x), m_Q(y)]$ .

O formulare generală a regulilor modelate prin implicații fuzzy a fost dată de T. Takagi și M. Sugeno:

$$\text{dacă } L(x_1 \text{ este } A_1, x_2 \text{ este } A_2, \dots, x_k \text{ este } A_k) \text{ atunci } y = G(x_1, x_2, \dots, x_k) \quad (4.11)$$

unde  $L$  este funcția logică a premizei iar  $G$  funcția de calcul a consecinței  $y$ .

Această abordare extrem de elastică permite extinderea razei de acțiune a CF atât în domeniul reglărilor adaptive cât și în modelarea și identificarea sistemelor [Taka85].

#### 4.1.4. Controlerele fuzzy/interpolative

Legată de capacitatea de aproximare a funcțiilor continue este latura interpolatoare a CF, ușor de remarcat în cele de mai sus. Să considerăm că la un moment dat dispunem de o imagine incompletă, discretă, a caracteristicii de transfer  $f$  a unui controler, modelabilă prin puncte discrete numite noduri de interpolare. *Putem în continuare să considerăm că fiecare nod de interpolare este rezultatul activării uneia dintre regulile unui CF Sugeno, cu PF triunghiulare, inferență prod-sum și defuzzyficare COG.*

În esență rolul controlerului este să furnizeze fie prin interpolare, fie printr-una dintre metodele de defuzzyficare cunoscute o valoare numerică a comenzii, pentru orice combinație posibilă de intrări, deci să implementeze o variantă continuă a lui  $f$ . Deși în cazul controlerelor interpolatoare pot fi aplicate mai multe variante de interpolări polinomiale sau trigonometrice, pentru aplicațiile în buclă închisă esențială este reducerea calculului, astfel că ori de câte ori contează viteza de procesare interpolarea lineară Newton se impune de la sine.

*Se introduce un termen specific, cel de controler fuzzy-interpolativ, prin care se înțelege un controler fuzzy care poate fi echivalat cu unul interpolator cu interpolare liniară.*

De exemplu, controlerul fuzzy-interpolativ PD descris de relația:

$$f: \{\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_m\} \times \{\dot{\varepsilon}_1, \dot{\varepsilon}_2, \dots, \dot{\varepsilon}_n\} \rightarrow \{u(\varepsilon_i, \dot{\varepsilon}_j) \mid i = 1 \dots m_i, j = 1 \dots m_j\} \quad (4.12)$$

va avea următoarea ieșire:

$$u(\varepsilon, \dot{\varepsilon}) = u(\varepsilon, \dot{\varepsilon}_j) + [u(\varepsilon, \dot{\varepsilon}_{j+1}) - u(\varepsilon, \dot{\varepsilon}_j)] (\dot{\varepsilon} - \dot{\varepsilon}_j) / (\dot{\varepsilon}_{j+1} - \dot{\varepsilon}_j),$$

$$\forall \varepsilon \in [\varepsilon_i, \varepsilon_{i+1}], \dot{\varepsilon} \in [\dot{\varepsilon}_j, \dot{\varepsilon}_{j+1}], i = 1 \dots m_i, j = 1 \dots m_j \quad (4.13)$$

unde:

$$u(\varepsilon, \dot{\varepsilon}_j) = u(\varepsilon_i, \dot{\varepsilon}_j) + [u(\varepsilon_{i+1}, \dot{\varepsilon}_j) - u(\varepsilon_i, \dot{\varepsilon}_j)] (\varepsilon - \varepsilon_i) / (\varepsilon_{i+1} - \varepsilon_i) \quad (4.14)$$

iar

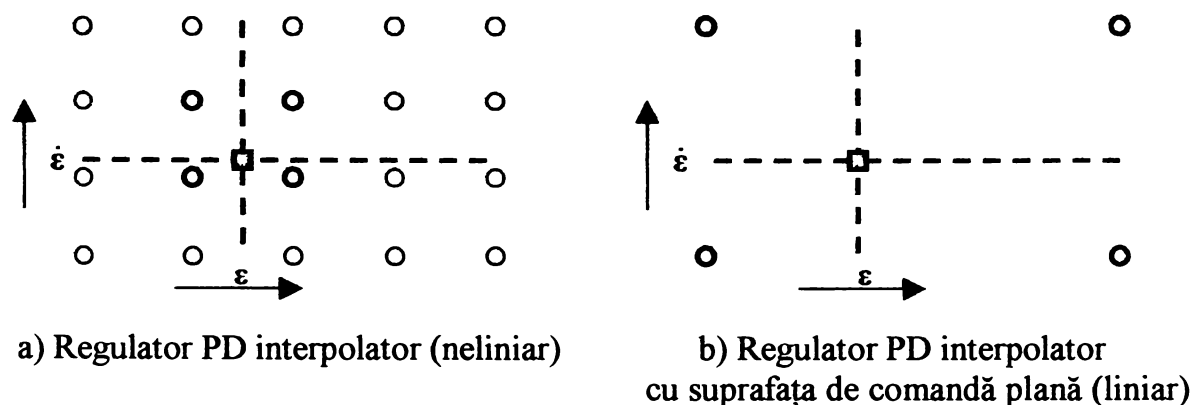
$$u(\varepsilon, \dot{\varepsilon}_{j+1}) = u(\varepsilon_i, \dot{\varepsilon}_{j+1}) + [u(\varepsilon_{i+1}, \dot{\varepsilon}_{j+1}) - u(\varepsilon_i, \dot{\varepsilon}_{j+1})] (\varepsilon - \varepsilon_i) / (\varepsilon_{i+1} - \varepsilon_i) \quad (4.15)$$

Atât din literatură cât și din experiența proprie rezultă că această variantă de controler rezolvă principial majoritatea problemelor de conducere în buclă închisă. A complica în plus această arhitectură prin adoptarea altor MF decât cea triunghiulară și trapezoidală, respectiv a adopta o interpolare mai performantă pot fi demersuri interesante din punct de vedere teoretic dar sunt neproductive din punct de vedere practic, efectele obținute ne-fiind pe măsura resurselor alocate.

Efortul principal al dezvoltării unui regulator trebuie depus în direcția înțelegerii cât mai profunde a interacțiunii sale cu procesul condus, prin simulări și apoi testări, astfel ca numărul variabilelor de intrare și ieșire, numărul și construcția TL și baza de reguli, respectiv nodurile de interpolare să fie cât mai corect alese.

Având în vedere robustețea și toleranța la erori proprie CF, deseori se constată că la regulatoarele bine structurate conform celor de mai sus, chiar erori grosolane ale unor reguli mai puțin semnificative pot fi bine tolerate [Pedr93].

Proiectarea RF pornind de la anumite puncte semnificative (training points) a fost folosită și în contextul reducerii dimensiunilor bazelor de reguli, prin eliminarea regulilor redundante [Gali98]. Considerând că redundanța regulilor provine atât din suprapuneri cât și din interpolări suplimentare, S. Galichet și L. Foulloy au propus o metodologie de reducere a numărului de reguli prin reconstruirea regulatorului pornind de la un set de puncte semnificative ale caracteristicii de comandă. Cunoscând caracteristica dată, există mai multe posibilități de alegere a acestor puncte: printr-o rețea rectangulară regulată, prin alegerea maximelor și minimelor semnificative, etc.



**Legendă:** - ○ nod inactiv în rețeaua interpolatoare;  
 - ● nod activ în rețeaua interpolatoare;  
 - ■ interpolare liniară.

*Fig. 4.3. Regulator PD interpolatoare cu suprafață de comandă plană sau cvasi-plană*



*Un tip particular de controler interpolator apare în situația unui număr minim de noduri de interpolare, care pentru cazul bidimensional este de patru (fig. 4.3) și corespunde cazului unui CF cu doar două MF pentru fiecare variabilă de intrare. Suprafața de comandă rezultantă este delimitată de cele patru drepte care se formează prin interpolările liniare dintre noduri. În această lucrare se va căuta să se utilizeze controlere cu suprafața de comandă plană, prin alegerea adecvată a valorilor ieșirii în nodurile de interpolare (valori care ideal ar trebui să fie coplanare). Vom admite totuși unele erori, caz în care suprafața obținută, poate fi considerată doar cvasi-plană.*

*Un astfel de controler are proprietatea de a fi echivalent cu un controler PD liniar [Foul98]. Utilitatea acestei proprietăți va reieși în §5.1.1.*

Este evident că în aplicațiile de reglare automată un regulator interpolator, modelabil printr-un tabel de căutare care oferă rapid o comandă rezultată dintr-o simplă interpolare liniară, are un raport performanță/cost mult mai convenabil decât orice controler fuzzy posibil. Introducerea unor noi mărimi de intrare se obține natural, prin creșterea dimensiunilor tabelului. Tabelele de căutare se pot adapta ușor neliniarităților sistemului condus, suprafețele de comandă generate putând lua forme variate și ușor de controlat.

Limitarea reguletoarelor interpolatoare este însă la fel de evidentă ca și avantajele lor: deși suprafața de comandă poate lua cu ușurință o diversitate de forme, în cazul unor procese cu parametri variabili în timp identificarea on-line a noilor modele ale procesului și adaptarea regulatorului rămân probleme nerezolvate.

*Sublinierea valențelor simbolice ale sintezei interpolative prin reprezentări fuzzy-lingvistice are de aceea o importanță metodologică fundamentală.*

## **4.2. Proiectarea lingvistică a reguletoarelor neliniare**

### **4.2.1. Metoda proiectării lingvistice**

Principalul impact al CF în conducerea proceselor neliniare s-a produs prin metoda proiectării lingvistice MPL. MPL are o paternitate greu de precizat dar a fost sintetizată și formulată de K. Stoll [Stol96]. În MPL se regăsesc avantajele strategice ale CF: transparență, simplitate în tratarea obstacolelor ridicate de necunoașterea modelelor matematice sau de complexitatea proceselor conduse, productivitatea ridicată a proiectării și implementării.

Ideile esențiale ale MPL sunt:

- apelarea la conceptul de "raționare fuzzy simplificată" care presupune partiții triunghiulare sau trapezoidale, inferența min-max sau prod-sum și defuzzyficare din familia COG;
- CF este considerat prin dualitatea sistem expert - algoritm de interpolare liniară;
- caracteristica de intrare-ieșire a sistemului dorit este aproximată prin segmente;
- această caracteristică este obținută direct prin regulile de conducere.

Dacă se folosesc partiții triunghiulare și inferența de tip prod-sum aproximarea obținută este cea din fig. 4.4, obținută prin petice dreptunghiulare. Inflexiunile caracteristicii corespund vârfulor triunghiurilor.

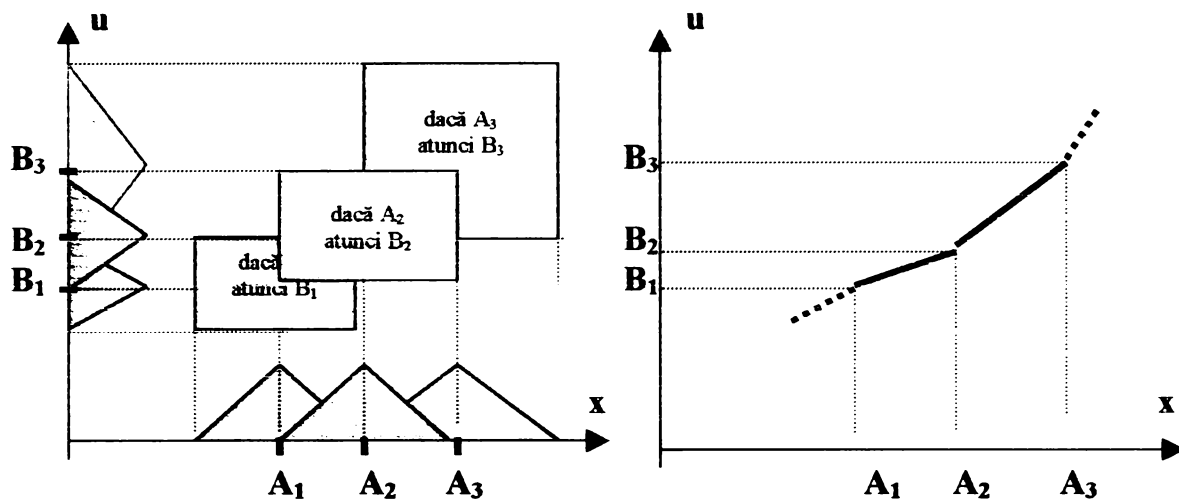


Fig. 4.4. Aproximarea prin petice dreptunghiulare cu PF

CC (neomogene) aproximează caracteristica tot prin petice fuzzy dreptunghiulare.

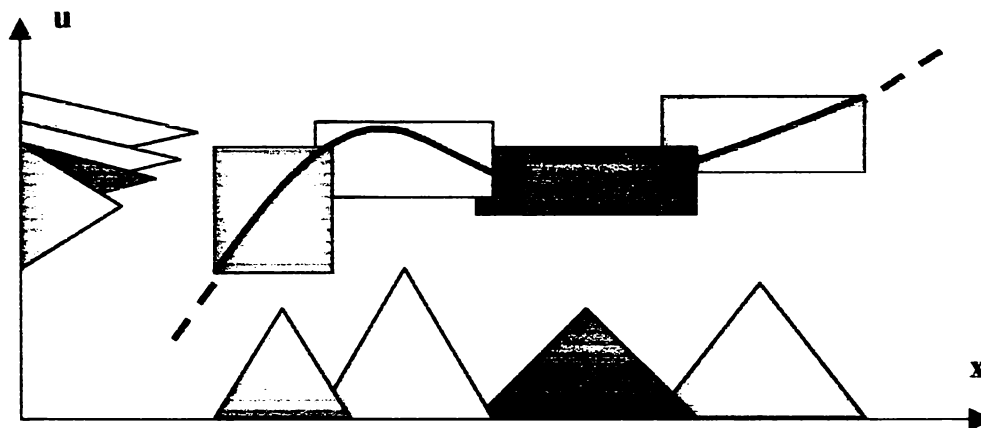


Fig. 4.5. Aproximarea prin petice fuzzy dreptunghiulare cu CC

Așa cum se ilustrează în §4.2.2 CF Sugeno pot fi tot atât de bine utilizate în cadrul MPL, întrucât au aceleași valențe de aproximator ca și CF Mamdani.

Deseori caracteristica de comandă apare sub forma bidimensională a suprafeței de comandă definită de exemplu în cazul unui regulator FPD de funcția  $u(\varepsilon, \dot{\varepsilon})$ . [Bara01]. Când numărul variabilelor de intrare crește, caracteristica intrare-ieșire devine o hipersuprafață de comandă, aproximabilă prin elemente de suprafață cuadratică.

Problema alegerii legii de conducere rămâne în esență la latitudinea expertului. O premisă favorabilă de abordare a proiectării euristice a bazelor de reguli este demonstrarea echivalenței dintre RF Sugeno și regulatoarele lineare [Foui98]. Rezultă că sunt oricând posibile analogii între cele două categorii de controlere.

Încercările de obiectivare a proiectării bazelor de reguli nu lipsesc, dar concluzia care se desprinde în urma acestor abordări este că generalitatea soluțiilor obținute este relativ restrânsă [Feng97].

O aplicație revelatoare pentru posibilitățile MPL este propusă tot în [Stol96]: reglarea poziției unui servomecanism acționat printr-un motor electric, printr-un controler având o singură intrare, eroarea de poziție  $\varepsilon$ . Dificultatea acestei aplicații provine din necesitatea utilizării unei caracteristici de comandă neliniară. Dacă în timpul



tranzițiilor componenta proporțională trebuie redusă pentru evitarea suprareglajelor, în regim staționar ea trebuie crescută pentru asigurarea unei precizii mulțumitoare. Un RF cu rezultate satisfăcătoare și ușor de acordat este alcătuit din doar patru reguli:

- dacă  $\varepsilon$  este *pozitivă mare* atunci  $u$  este *pozitivă medie*
- dacă  $\varepsilon$  este *pozitivă mică* atunci  $u$  este *pozitivă mare*
- dacă  $\varepsilon$  este *negativă mare* atunci  $u$  este *negativă medie*
- dacă  $\varepsilon$  este *negativă mică* atunci  $u$  este *negativă mare*

#### **4.2.2. O particularizare a metodei proiectării lingvistice**

În lucrarea de față, pentru a păstra echivalența cu tabelele de căutare cu interpolare liniară, MPL se va aplica în următoarea variantă: controlerul va fi PD, de tip Sugeno cu inferență prod-sum și cu partiții triunghiulare de intrare. Funcționarea unui astfel de regulator este ilustrată în fig. 4.6.

Suprafața de comandă rezultantă este identică cu cea a unui tabel de căutare bidimensional cu interpolare liniară. Valorilor modale ale partițiilor fuzzy de intrare  $\varepsilon_i, \hat{\varepsilon}_j, u_{i,j}$  cu  $i = 1 \dots 5, j = 1 \dots 3$  le corespund nodurile de interpolare.

În cazul aplicațiilor la care condițiile impuse prin caietul de sarcini permit adoptarea unei suprafețe de comandă cu discontinuități, sensul fuzzy  $\rightarrow$  interpolator, care a fost urmărit până acum poate fi inversat, prin înlocuirea inferenței prod-sum cu inferența min-max, care are avantajul vitezei, datorită reducerii volumului de calcule. Prin urmare de la un regulator interpolator putem ajunge la unul fuzzy cu inferență min-max.

*În continuare prin MPL vom înțelege un ansamblu flexibil de operații, incluzând:*

- *analizarea calitativă a procesului și a unui tip de regulator adecvat;*
- *modelarea lingvistică a regulatorului; scopul modelării lingvistice este evidențierea calitativă a interconexiunilor funcționale dintre parametri structurali ai procesului și modul de acțiune al regulatorului;*
- *modelarea deterministă structurală a procesului și identificarea prin simulare a punctelor semnificative de funcționare (echivalate cu nodurile de interpolare); scopul urmărit prin model nu este precizia ci stabilirea principalelor modalități de control asupra procesului; la identificarea parametrilor pot fi aplicați algoritmi recursivi cunoscuți (gradientului, celor mai mici pătrate, euristici, etc.) [Frio95], [Land99], etc.;*
- *stabilirea bazei de reguli și implicit a caracteristicii de comandă, pe baza analizei calitative a TE; în locul generării automate a regulilor se preferă generarea euristici;*
- *alegerea unei soluții de implementare de tip interpolator.*

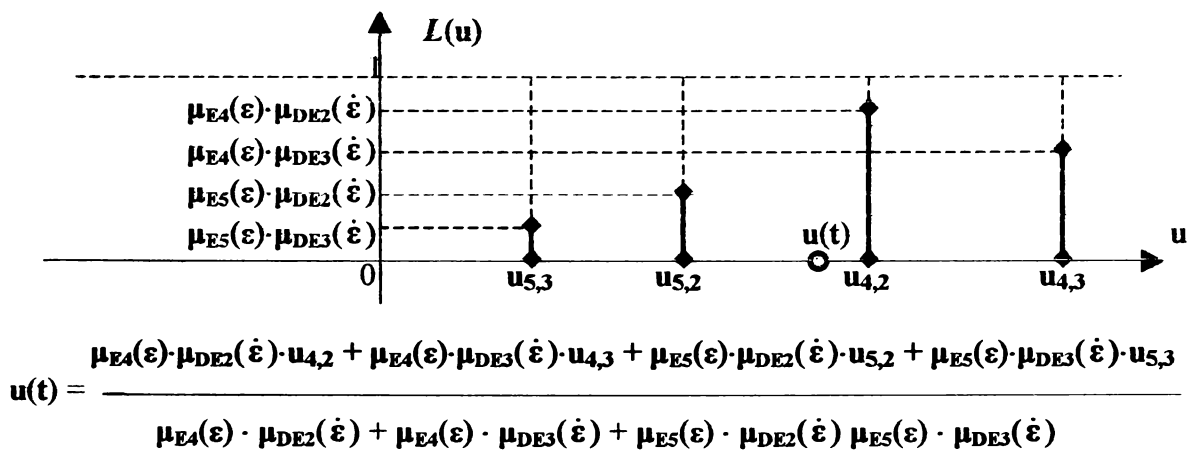
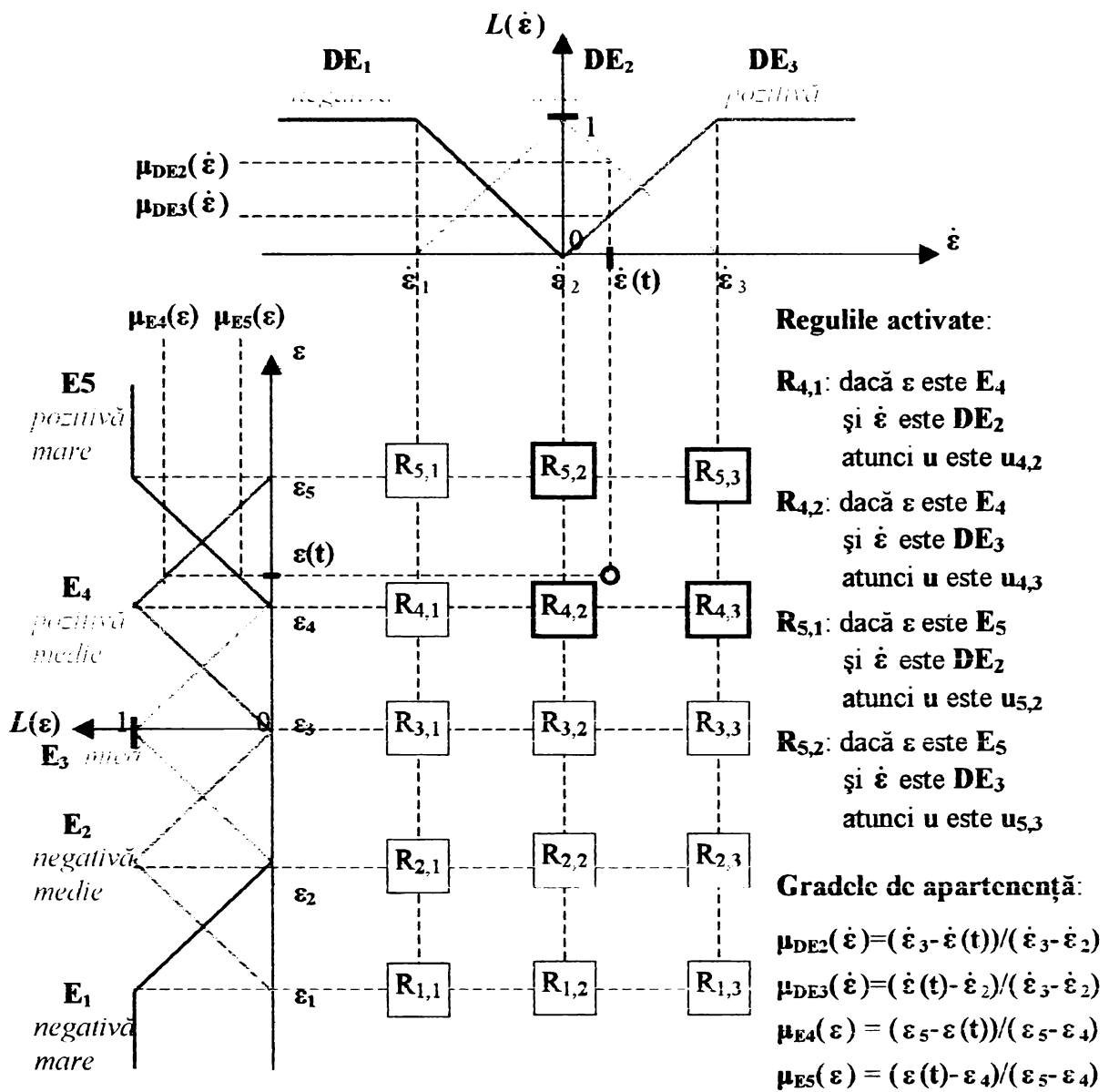


Fig. 4.6. Funcționarea regulatorului fuzzy PD de tip Sugeno cu inferență prod-sum și cu partiții triunghiulare de intrare

**Observație:** Aranjarea axelor figurii a fost făcută astfel încât să corespundă celei a tabelului de căutare SIMULINK, conform căruia sunt prezentate controlerile din capitolele următoare.

### **4.3. Trei teze referitoare la proiectarea lingvistică-interpolativă a reguletoarelor pentru procese neliniare**

Pe baza celor de mai sus și a celor prezentate în cap. 3 se poate formula o primă teză, care afirmă abilitatea potențială a CF de a putea conduce orice sistem neliniar controlabil, care ar putea fi condus prin orice altă metodă posibilă. Se afirmă și existența unei metode de dezvoltare a CF care poate fi aplicată întotdeauna: MPL.

***Teza 1. Conducerea oricărui sistem controlabil neliniar poate fi realizată cu ajutorul unui regulator fuzzy adaptiv, dezvoltat prin metoda proiectării lingvistice.***

Încercările de implementare hardware a CLF au avut un impact relativ redus în mediile industriale din cauza complexității lor. Este de aceea preferabilă implementarea prin CF, beneficiind de latura lor interpolatoare. La începutul anilor 1990 au fost reconsiderate apropierea structurale dintre sistemele fuzzy și cele interpolatoare, cunoscându-se că defuzzyficările COG sunt în fapt variante de interpolare (vezi cap. 4). Implementările interpolative sunt mult mai comode decât cele fuzzy și sunt perfect compatibile cu orice tehnologie posibilă, chiar și cu cea analogică. Pe această bază se poate enunța următoarea teză:

***Teza 2. Orice controler fuzzy de tip Sugeno cu partiții fuzzy triunghiulare, inferență prod-sum și defuzzyficare COG poate fi echivalat cu un tabel de căutare cu interpolare liniară cum ar fi blocul Look-up table din mediul de simulare SIMULINK (MATLAB).***

Pe de altă parte simulările și experiența acumulată au arătat că reguletoarele fuzzy nu reprezintă o soluție ideală din cauza volumului de calcule relativ ridicat și a greutății implementărilor hardware. Se constată de altfel și o anumită reticență a beneficiarilor față de caracterul deliberat vag al acestor metode de conducere.

În tabelul 1.2 se compară CF Sugeno cu reguletoarele interpolatoare implementabile prin tabele de căutare. Complementaritatea lor este evidentă.

**Tabelul 1.2** Comparație între controlerile fuzzy și cele interpolative

	Controler fuzzy Sugeno	Controler interpolator
Volumul de calcule	<i>mare</i>	<i>mic</i>
Viteza de acțiune	<i>mică</i>	<i>mare</i>
Capacitate de adaptare	<i>mare</i>	<i>mică</i>
Implementare software	<i>medie</i>	<i>facilă</i>
Implementare hardware	<i>dificilă</i>	<i>facilă</i>

Se poate deci accepta și următoarea teză, reieșită din orientările actuale ale cercetărilor fuzzy, justificată în cap. 3 și care se vrea a fi susținută prin lucrare:

***Teza 3. Într-un sistem de reglare rolul optim al unui controler fuzzy și în general al sistemelor înglobând inteligență artificială nu este cel de reglare ci cel de supervizare și autoadaptare.***

#### **4.4. Concluziile capitolului 4**

Capitolul 4 a avut rolul de a sublinia unele dintre proprietățile controlerelor fuzzy care le situează într-un punct de confluență al principalelor tehnici de conducere automată. Se expun pe scurt principalele teoreme care demonstrează latura de aproximator și interpolator liniar al CF Sugeno cu partiții fuzzy triunghiulare, inferență prod-sum și defuzzyficare COG.

*Pentru sublinierea echivalențelor posibile dintre regulatoarele fuzzy și cele interpolatoare cu interpolare liniară, se introduce un termen specific, cel de regulator fuzzy-interpolativ, prin care se înțelege un regulator fuzzy care poate fi echivalat cu un tabel de căutare cu interpolare liniară.*

Se prezintă apoi aproximarea funcțiilor de comandă cu petice fuzzy de diferite forme. Se fundamentează astfel o metodă de proiectare lingvistică a regulatoarelor, MPL. Metoda MPL sintetizează spiritul întregii teorii a conducerii fuzzy, reprezentând practic o încercare de fundamentare teoretică a modului de gândire uman, devenind astfel un instrument fundamental de proiectare eficientă a sistemelor neliniare.

*În lucrare se propune o abordare flexibilă a MPL, care să includă, într-o succesiune orientativă următoarele operații: analizarea calitativă a procesului și a unui tip de regulator adecvat, modelarea lingvistică a regulatorului, modelarea deterministă structurală a procesului și identificarea prin simulare a punctelor semnificative de funcționare (echivalente cu nodurile de interpolare). Stabilirea bazei de reguli și implicit a caracteristicii de comandă se face pe baza analizării calitative a TE. În locul generării automate a regulilor se preferă generarea lor euristică. Se alege soluții de implementare de tip interpolator.*

Este de remarcat caracterul pur metodologic al MPL, care rezolvă în esență doar următoarea problemă: dacă cunoaștem empiric un anumit proces și o anumită metodă de control asupra sa, cum putem formaliza, modela cu ajutorul calculatorului și implementa aceste cunoștințe? Determinarea propriu zisă a algoritmului de conducere este lăsată însă la latitudinea expertului. Valoarea excepțională a metodei constă în ușurința cu care permite dezvoltarea aplicațiilor și în faptul că *poate fi aplicată întotdeauna*, reprezentând dacă nu o soluție finală, cel puțin un punct de pornire și de referință. Într-adevăr, deoarece CF este un aproximator universal, fiind dat un proces controlabil, el va putea fi condus, întotdeauna și de către un RF. Se creează astfel premisa unei omogenizări a terminologiei și a reprezentărilor soluțiilor de conducere din domeniul automatizărilor electronice microprogramate, zonă de uriaș interes tehnico-economic dar relativ puțin teoretizată.

*Pe baza celor prezentate în capitolul 4 și în capitolele 2 și 3 se formulează trei teze referitoare la capacitatea CF Sugeno cu partiții triunghiulare, inferență prod-sum și defuzzyficare COG de a putea controla orice proces controlabil, de a putea fi proiectat și dezvoltat prin MPL și de a putea fi modelat și implementat prin tabele de căutare cu interpolare liniară.*

Următoarele capitole sunt o ilustrare a aplicării celor trei teze.

Motto: "The task of the fuzzy inferencing algorithm is to ensure that the interpolation between neighboring discrete solution points is smooth and preserves, on the way, as much information about the system to be modeled as possible."

Francisco Mugica, Francois E. Cellier

## 5.

### Reglatoare interpolatoare cu autoadaptare fuzzy

În acest capitol se propune un reglator original, de tip interpolator cu o funcționare PID cu comutare gradată a efectului I la apariția regimului staționar și cu o corecție adaptivă multiplicativă furnizată de către un controler adaptiv de tip fuzzy PD. Cu ajutorul lui se pot obține îmbunătățiri ale performanțelor atât pentru regimul tranzitoriu cât și pentru cel staționar, pentru o gamă foarte largă de variație a parametrilor procesului condus. Se mai dezvoltă și o bază de reguli adaptive care asigură funcționarea sistemului chiar și în prezența unor factori puternic perturbatori, generatori de oscilații și/sau instabilitate.

#### 5.1. Reglatorul interpolator cu autoadaptare fuzzy (FSAIC)

##### 5.1.1. Structura și funcționarea reglatorului FSAIC

O structură generică, rezultată din considerentele de mai sus, este prezentată în figura următoare. Structura poate fi încadrată în categoria sistemelor adaptive supervizate de către controlere fuzzy. Se vor folosi abrevierile *FSAIC* (Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controller) și *PSAIC* (Plane Surface Adaptive Interpolative Controller).

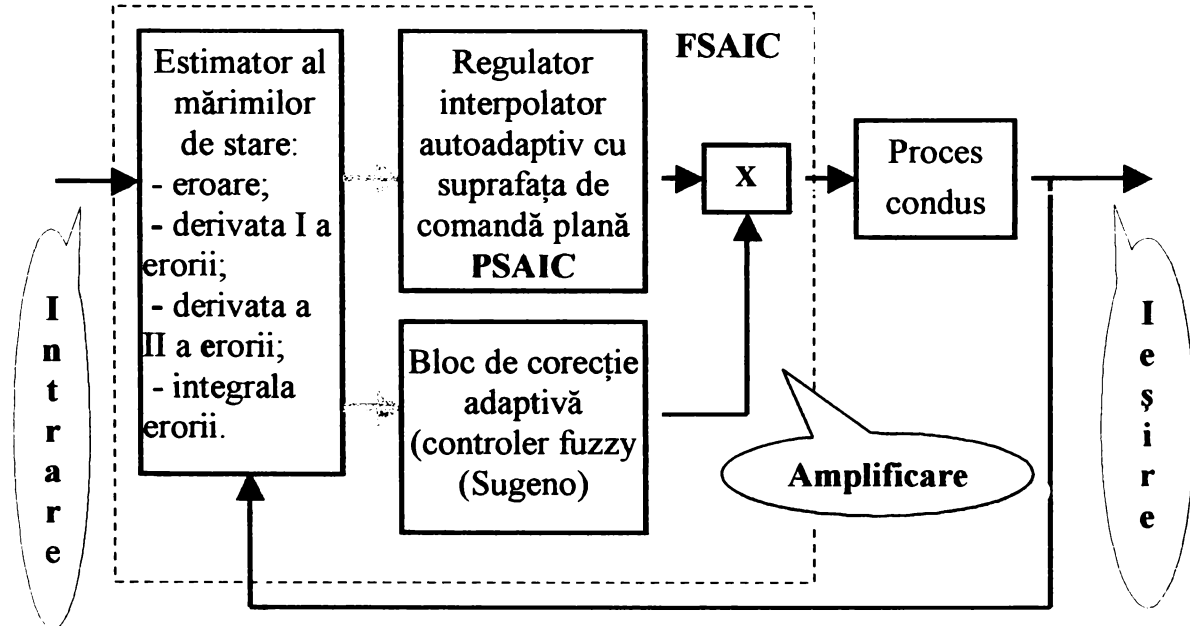


Fig. 5.1. Structura unui sistem de reglare cu reglator interpolator cu autoadaptare fuzzy (FSAIC)

Structura și funcționarea *FSAIC* sunt descrise în continuare (vezi și §3.2.2).

### a) Mărimile de stare utilizate în FSAIC

Mărimile de intrare ale FSAIC sunt eroarea  $\varepsilon$  și următoarele variabile de stare asociate procesului condus: derivata erorii  $\dot{\varepsilon}$ , derivata a doua a erorii  $\ddot{\varepsilon}$  și integrala erorii  $\int \varepsilon$ . Pentru luarea unor decizii legate de identificarea regimurilor de funcționare va mai trebui calculat și produsul  $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$ . În plus, dacă este cazul, pe baza unui model structural aprioric al sistemului, se va elabora o variație controlată a valorii impuse care să fie în concordanță cu structura, constantele de timp ale procesului și puterea elementului de execuție (ca în cazul metodei IBDM, §7.1).

### b) Regulatorul interpolator autoadaptiv cu suprafața de comandă plană PSAIC

Mărimea de comandă este generată de un regulator PSAIC (Plane Surface Adaptive Interpolative Controller) de tip PD (având la intrare eroarea  $\varepsilon$  și derivata ei  $\dot{\varepsilon}$ ), implementat printr-un look-up table cu interpolare liniară. În cazul în care se impune o eroare staționară redusă se va adăuga o a treia dimensiune tabelului, noua intrare fiind  $\int \varepsilon$ . Suprafața sa de comandă trebuie să fie plană, cu excepția zonei  $\varepsilon = \text{zero}$  și  $\dot{\varepsilon} = \text{zero}$  (eventual, fără a se diminua prea mult performanțele, doar  $\varepsilon = \text{zero}$ ) pentru ca TE să nu fie distorsionată, având în vedere că adaptarea se bazează în mare parte pe analizarea ei. Funcționarea acestui regulator ajunge astfel să fie de tip PID cu structură variabilă. Comutarea de la o structură la alta este gradată, prin interpolare liniară.

Implementarea în mediul SIMULINK este imediată prin blocul *Look-up table n-dimensional*. Structura care permite implementarea în alte medii de programare este aria multidimensională. În fig. 5.2 se prezintă acest tabel de căutare tridimensional. El poate fi privit ca o carte ale cărei pagini sunt formate din tabele bidimensionale PD cu suprafața de comandă plană, aranjate în funcție de valorile integralei erorii  $\int \varepsilon$ . În exemplul din figură "paginile"  $\int \varepsilon > 0$  și  $\int \varepsilon < 0$  sunt aproape identice cu cea reprezentând regulatorul PD, singurele diferențe intervenind pentru nodul central de interpolare (-2 pt.  $\int \varepsilon < 0$ , 0 pt.  $\int \varepsilon = 0$ , +2 pentru  $\int \varepsilon > 0$ ).

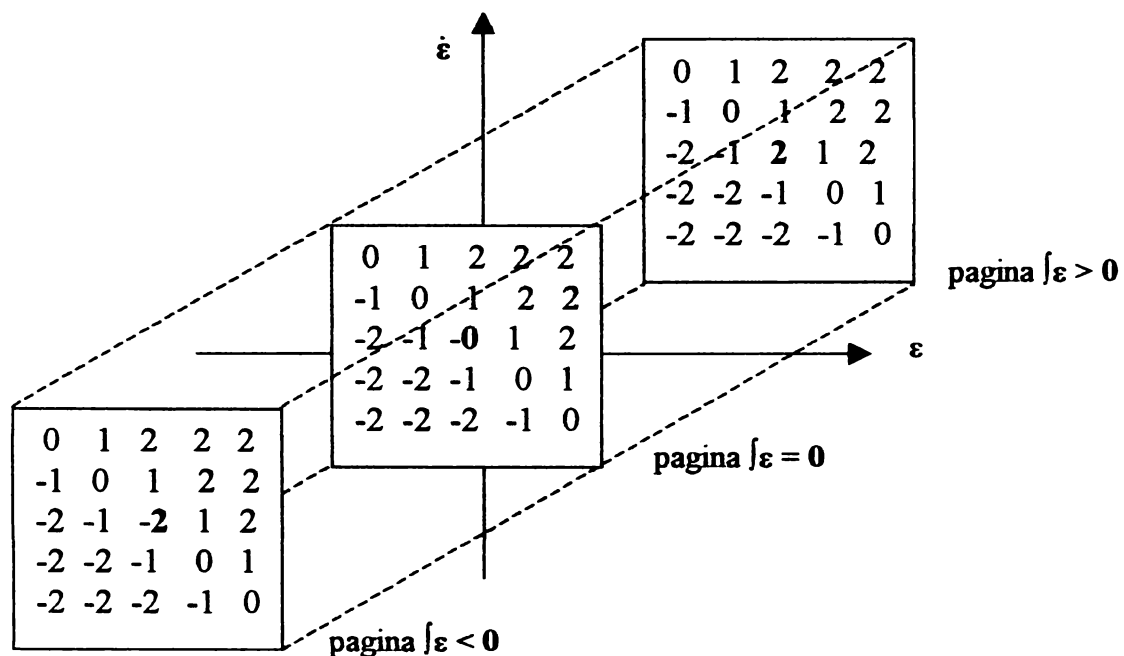


Fig. 5.2. Structura regulatorului PSAIC



Având în vedere structura asemănătoare unui regulator PID, ajustarea regulatorului *PSAIC* este principal asemănătoare, fiind însă mult mai rapidă, deoarece efectul integrator nu intervine decât în regimurile staționare. În cazul unei aplicații obișnuite ajustarea se va face într-un punct semnificativ de funcționare.

### c) Blocul de corecție adaptivă

Prin utilizarea unui *CF Sugeno* suplimentar se obține adaptarea în timp real la principalele regimuri de funcționare posibile: tranzitorii sau staționare, oscilante, aperiodice, stabile sau instabile. Regulile de conducere sunt euristice, rezultate din analiza calitativă a *TE* iar autoadaptarea se materializează prin ajustarea în timp real a ponderii semnalului de ieșire printr-un factor de amplificare notat în continuare cu *G* sau *Gain*. Factorii de scalare ai intrărilor rămân ficși pe toată durata funcționării.

Deoarece modalitatea de adaptarea pornește de la analiza *TE*, pe baza căreia sunt scrise regulile adaptive ale *CF* adaptiv, se justifică necesitatea ca suprafața de comandă a regulatorului *PSAIC* să fie plană sau cvasi-plană. După cum se va observa în continuare, scrierea regulilor adaptive se bazează pe cunoștințele proiectantului referitoare la ajustarea reguletoarelor *PID*, astfel că o distorsionare a suprafeței de comandă ar putea genera neconcordanțe.

După ce se ajunge la o soluție de ajustare mulțumitoare, *FSAIC* poate fi implementat cu un look-up table.

Un model *SIMULINK* al unui sistem de reglare cu *FSAIC* este ilustrat în fig. 5.3. Conectarea intrărilor blocului corector adaptiv poate fi făcută atât de dinaintea factorilor de scalare *P*, *I* și *D* (ca în figură), cât și în paralel cu intrările *PSAIC*.

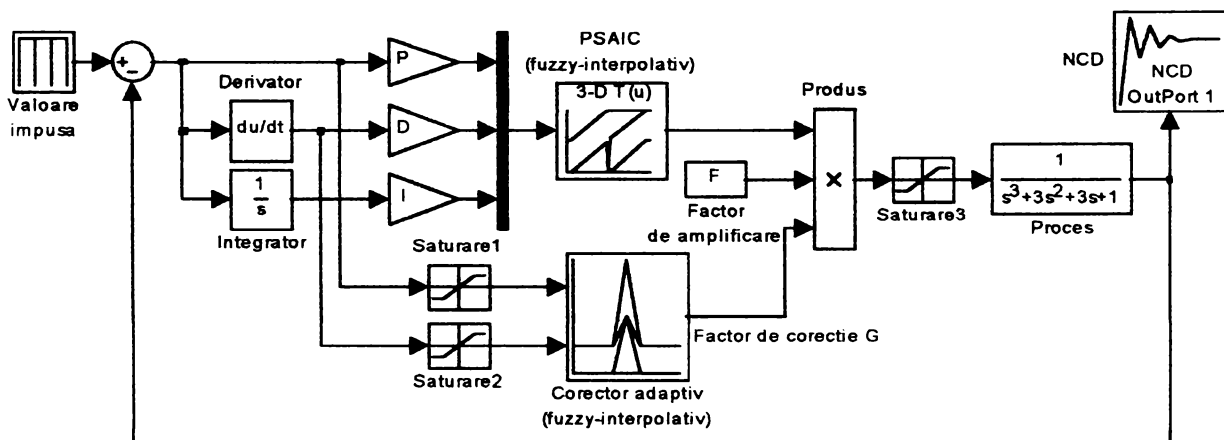


Fig. 5.3. Regulatorul interpolator cu autoadaptare fuzzy *FSAIC*

Pentru adaptarea mărimii de comandă la nivelul energetic solicitat de proces ieșirea mai este înmulțită cu un factor de amplificare *G*.

La stabilirea ponderilor intrărilor în *PSAIC* și a factorului de amplificare s-a apelat la tool-kit-ul *Nonlinear Control Design (NCD Blockset)*. Acest tool-kit, destinat asistării proiectării în domeniul timp a sistemelor de reglare neliniare, permite optimizarea parametrilor declarați reglabili ai modelelor *SIMULINK*, prin metoda gradientului, cu ajutorul unei interfețe grafice (*GUI*).



### 5.1.2. Ilustrarea funcționării pentru cazul unui proces de ordin II

Pentru ilustrarea performanțelor acestui regulator vom considera cazul unui proces de ordin II, având funcția de transfer

$$H(s) = 1 / (s^2 + 2 \cdot \xi \cdot s + 1) \quad (5.1)$$

Simulările următoare s-au realizat în următoarele condiții:

- factorii de scalare ai intrărilor: scalare  $P = 1$ , scalare  $I = 0,2$ ; scalare  $D = 0,2$ ;
- saturarea mărimii de comandă la valorile  $\pm 100$ ;
- factorul de amplificare: 20;
- conectarea controlerului adaptiv: după factorii de scalare;
- semnalul de test este de tip treaptă unitară, cu frontul crescător de 0,01s.

Pentru ca performanțele rezultate să nu fie mascate de cele ale elementului de execuție s-a ales un nivel mediu al puterii acestuia (saturarea mărimii de comandă la nivelul 100). Performanțele cresc puternic cu creșterea acestui nivel.

Primele simulări sunt realizate pentru  $\xi = 1$ . În figura următoare se prezintă comparativ răspunsurile sistemului în cazul utilizării unor regulatoare interpolatoare PD și PSAIC (echivalent cu un FSAIC fără adaptare:  $G = 1$ ).

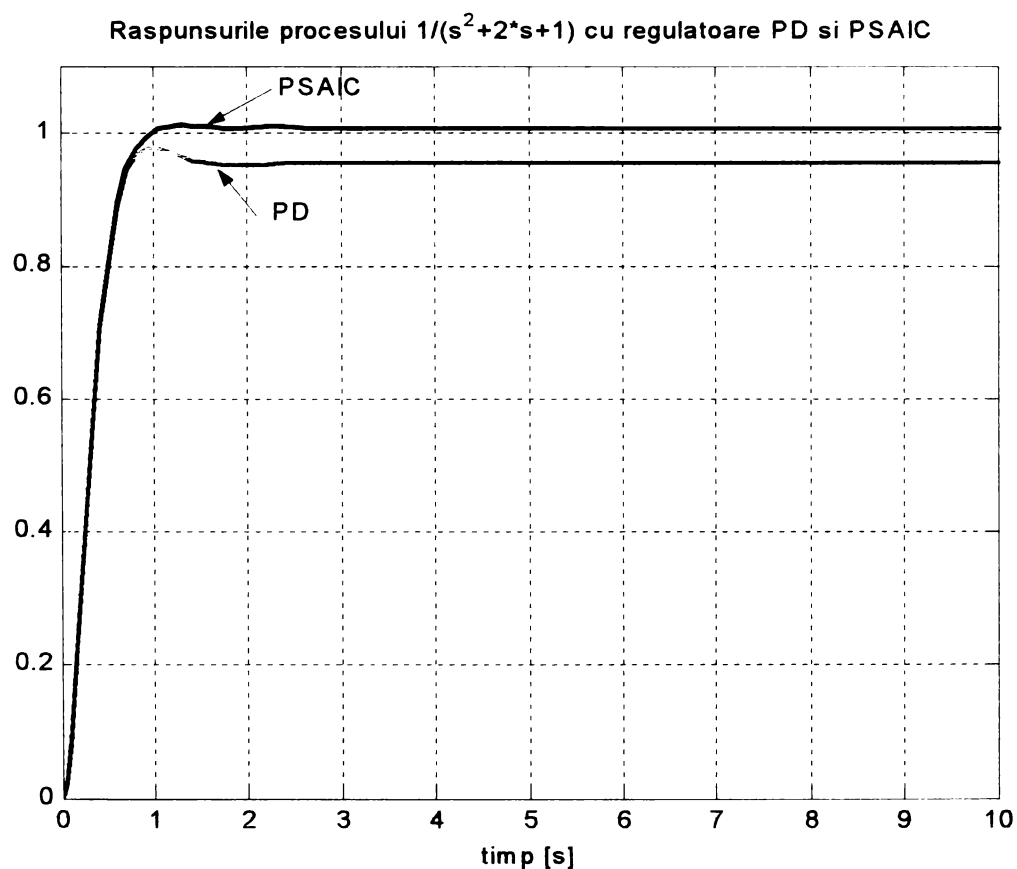


Fig. 5.4. Răspunsuri indiciale ale procesului  $1 / (s^2 + 2 s + 1)$  condus cu regulatoare interpolatoare PD și PSAIC

Se remarcă eroarea staționară de -0,05 (5% din valoarea ieșirii) a sistemului cu regulator PD față de cea cvasi-nulă a sistemului cu regulator PSAIC. Durata răspunsului tranzitoriu PSAIC pentru o toleranță de 2% este de 0,8s în timp ce regulatorul PD nu se încadrează de loc în această toleranță.

În fig. 5.5 se prezintă comparativ răspunsurile indiciale ale sistemului condus de reglatoare PID și PSAIC.

Se remarcă suprareglajul de numai 1,15% al răspunsului sistemului condus de PSAIC față de cel de 4,5% al răspunsului sistemului condus de regulatorul PID. Durata răspunsului tranzitoriu, pentru o toleranță de 2% este de 0,8s cu PSAIC și 0,68s cu PID. Explicația acestui fapt constă în scăderea vitezei de creștere a răspunsului tip PSAIC în apropierea obiectivului reglării, prin care se reduc suprareglajele. Obținerea unor ajustări mai fine ale performanțelor este posibilă prin lărgirea sau îngustarea domeniului de acțiune al integratorului. Cu cât acesta este mai larg, suprareglajul este mai puternic iar stabilizarea răspunsului mai rapidă. Pentru cazul ilustrat în fig. 5.5 integratorul este activat pentru erori de reglare de  $\pm 0,05$ .

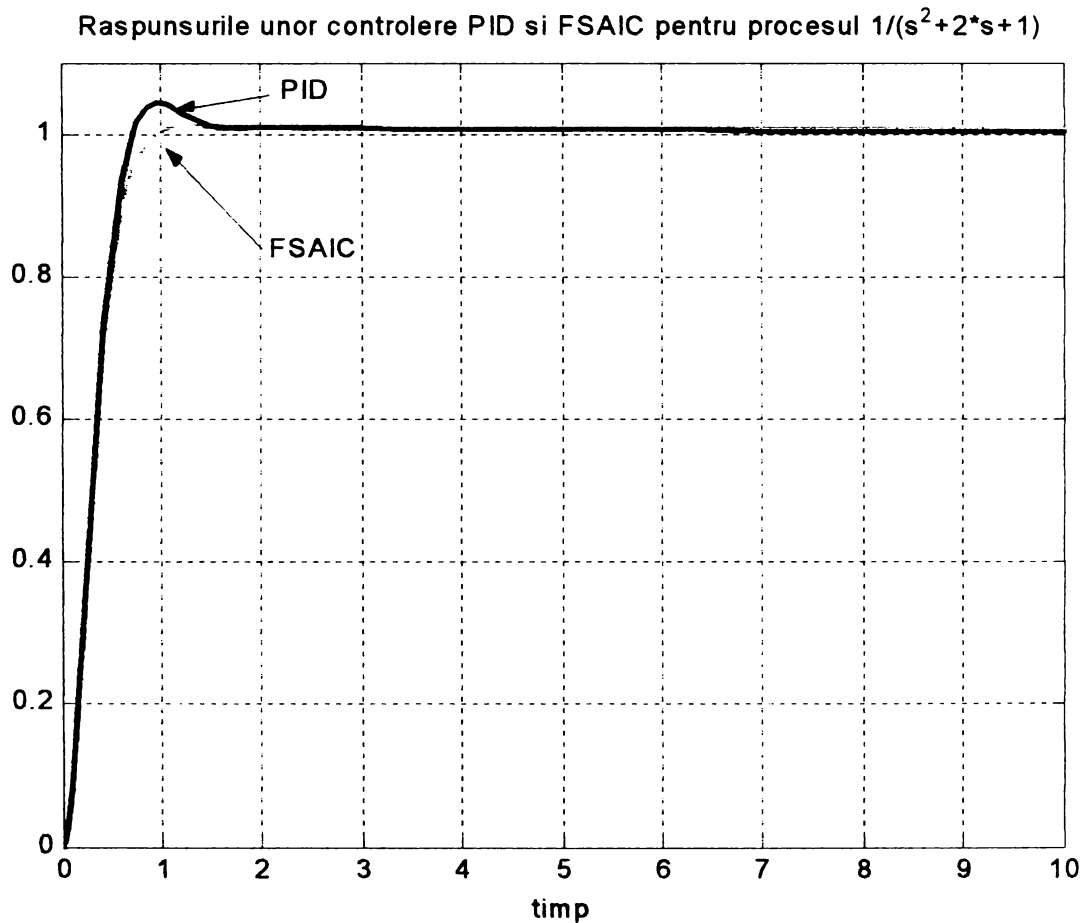


Fig. 5.5. Răspunsurile indiciale ale procesului  $1/(s^2+2s+1)$  condus de reglatoarele interpolatoare PID și PSAIC

Regulatorul PSAIC pentru care s-a obținut rezultatul de mai sus și care va fi utilizat în continuare este alcătuit din puncte organizate astfel:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \text{row } (\varepsilon): [-1.1 \ -1 \ -0.05 \ 0 \ 0.05 \ 1 \ 1.1]; \\
 \text{column } (\&): [-1.1 \ -1 \ 0 \ 1 \ 1.1]; \\
 3^{\text{rd}} \text{ dimension } (\int \varepsilon): [-1 \ 0 \ 1]; \\
 \text{table (ieșire): cat}(3, [-1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0; -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0; -1 \ -1 \ -0.05 \ 1 \ 1; \\
 \quad -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1; -1 \ -1 \ 0.05 \ 1 \ 1; 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1; 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1], \\
 \quad [-1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0; -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0; -1 \ -1 \ -0.05 \ 0 \ 0; \\
 \quad -1 \ -1 \ 0 \ 1 \ 1; -1 \ -1 \ 0.05 \ 1 \ 1; 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1; 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1], \\
 \quad [-1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0; -1 \ -1 \ -1 \ 0 \ 0; -1 \ -1 \ -0.05 \ 0 \ 0; \\
 \quad -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ 1; -1 \ -1 \ 0.1 \ 1 \ 1; 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1; 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1]).
 \end{array} \right. \quad (5.2)$$

Suprafața de comandă rezultată este prezentată în fig. 5.6.

Suprafata de comanda a regulatorului PSAIC in regim dinamic

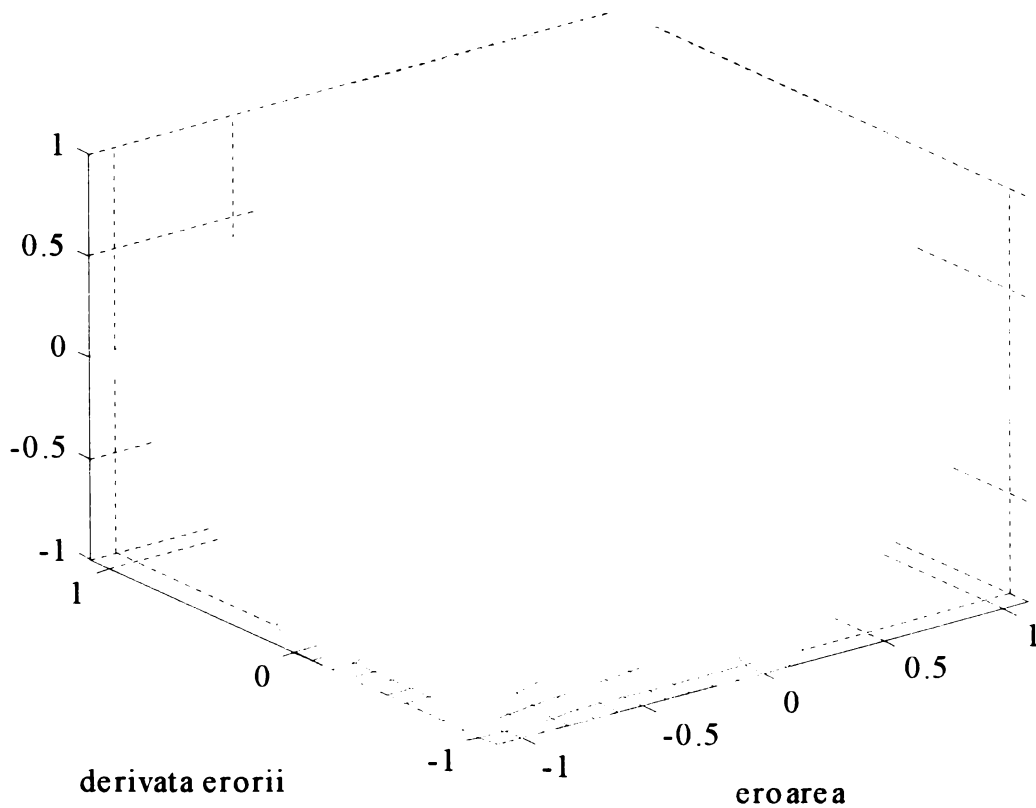
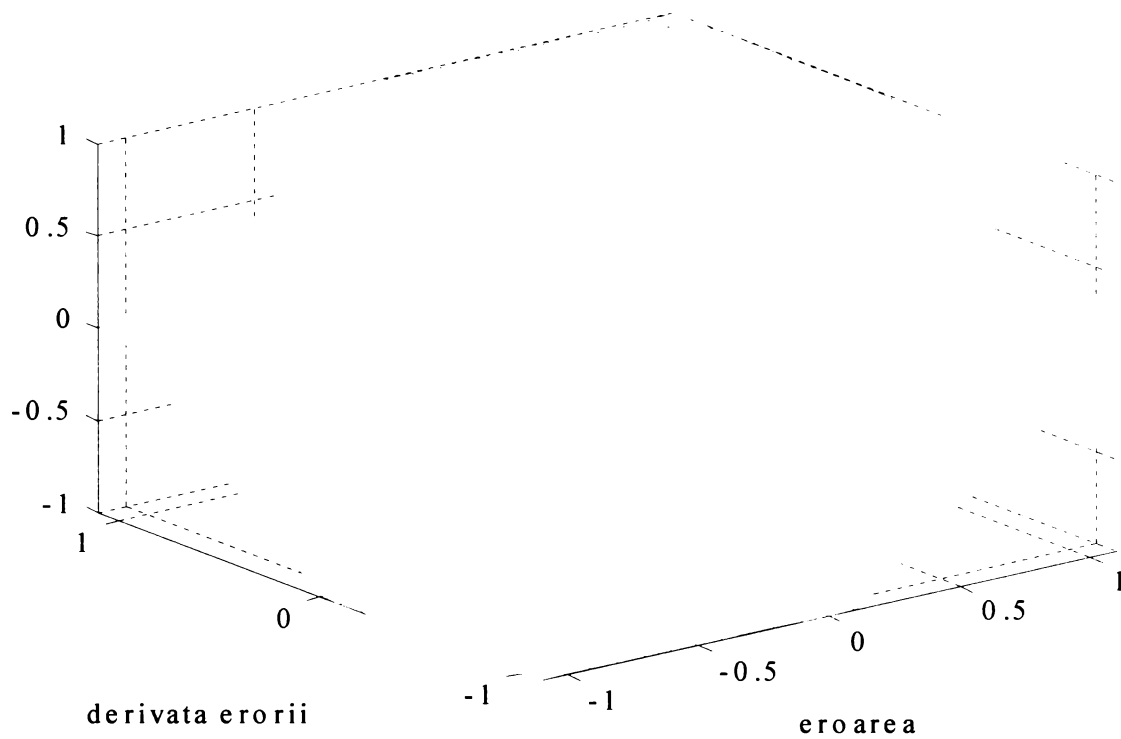


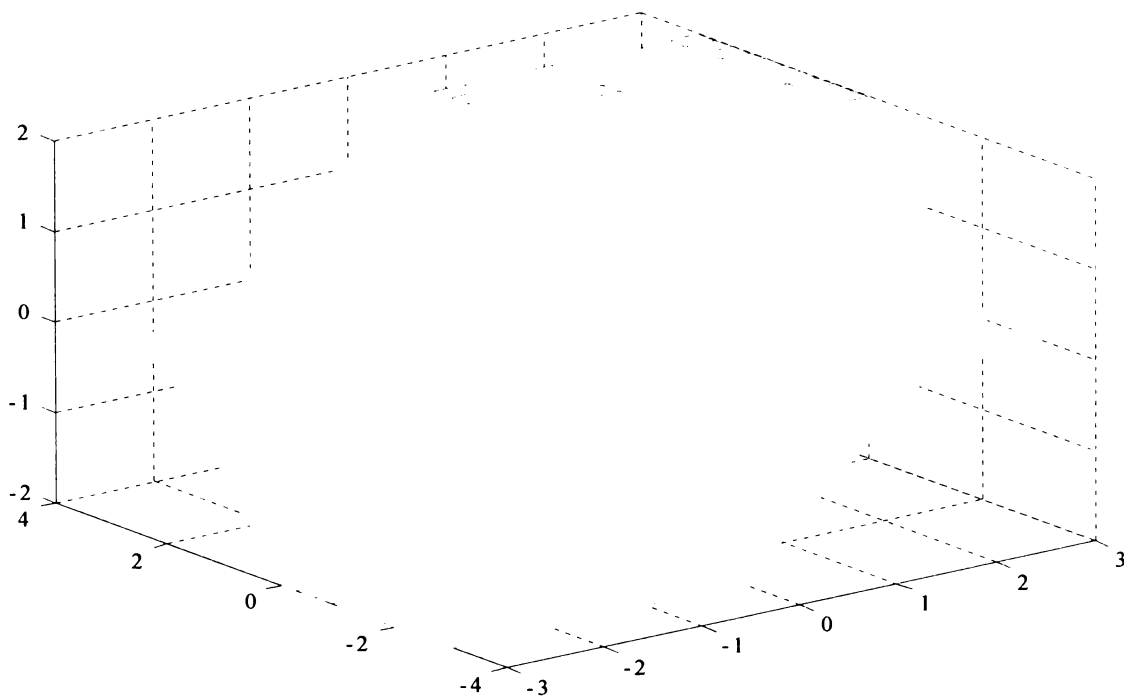
Fig. 5.6. Suprafața de comandă a regulatorului PSAIC

Suprafața de comandă este limitată prin saturări. Se remarcă faptul că planitatea suprafeței este imperfectă în zonele periferice. Aceste distorsiuni sunt acceptate pentru a nu complica generarea tabelului de căutare. În regim static, prin validarea efectului integrator, suprafața de comandă se distorsionează în zona centrală a erorilor de reglare mai mici de  $\pm 0,05$ , rezultatul fiind prezentat în fig. 5.7. Acest caz poate fi denumit "cu delimitare simplă" a efectului integrator.



*Fig. 5.7. Suprafața de comandă PSAIC în regim static, cu delimitare simplă*

*În fig. 5.8 se prezintă suprafața de comandă a regulatorului PSAIC în cazul în care domeniul de existență al efectului integrator este delimitat atât pentru eroare cât și pentru derivata sa (cazul cu delimitare dublă). Diferențele de comportament dintre cele două regulatoare sunt de obicei nerelevante.*



*Fig. 5.8. Suprafața de comandă PSAIC în regim static, cu delimitare dublă*

Corectorul adaptiv a fost dezvoltat cu ajutorul interfeței grafice din tool-kit-ul pentru sisteme fuzzy FIS din SIMULINK. El a fost redus la un tabel de căutare cu puncte în următoarea alcătuire:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row } (\varepsilon): [-1 \ -0.5 \ 0 \ 0.5 \ 1]; \\ \text{column } (\xi): [-25 \ 0 \ 25]; \\ \text{table (ieșire): [1 \ 1 \ 1; 2 \ 1 \ 0.5; 1 \ 2 \ 1; 0.5 \ 1 \ 2; 1 \ 1 \ 1]}. \end{array} \right. \quad (5.2)$$

Suprafața de comanda a corectorului adaptiv

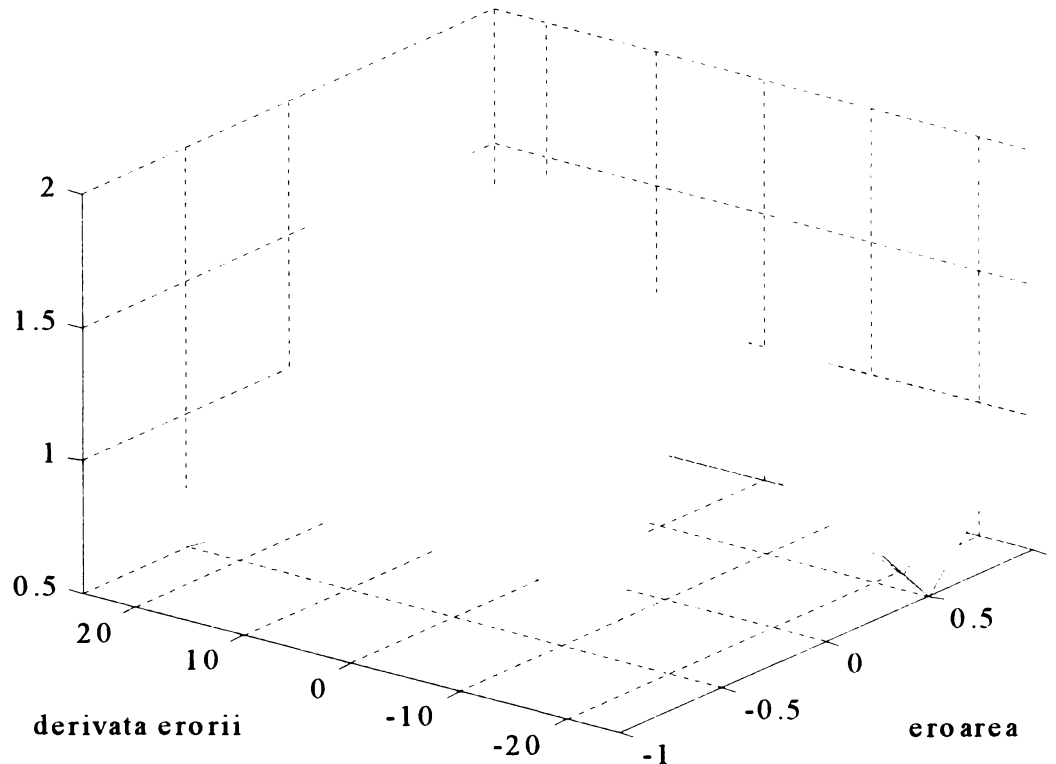


Fig. 5.9. Suprafața de comandă a corectorului adaptiv

Principalul efect care poate fi obținut prin acțiunea de autoadaptare este extinderea domeniului în care sistemul funcționează conform unor parametri calitativi impuși. În momentul comutării efectului integrator apare un fenomen de captare, prin care sistemul este instalat în zona erorilor de reglare mici.

Să considerăm influența factorului de atenuare asupra formei răspunsurilor.

Pentru  $\xi < 1$ , în domeniul oscilațiilor amortizate, efectul autoadaptării constă din scăderea vitezei de variație a răspunsului în zona erorilor foarte mici, care are ca efect inhibarea tendinței de suprareglaj și oscilație. Adoptând pentru blocul corector autoadaptiv suprafața de comandă din fig. 5.9 se obține răspunsul din fig. 5.10. Pentru  $\xi = 0,5$  suprareglajul sistemului adaptat este la limita de 2%, limită depășită de sistemul neadaptat încă pentru  $\xi = 0,9$ .

Pentru  $\xi > 1$  suprareglajul dispare, sistemul răspunzând supraamortizat, cu durate tot mai mari ale regimului tranzitoriu. Prin autoadaptare, captarea în zona erorilor foarte mici este mult accelerată, așa cum se vede din fig. 5.11.

Este de remarcat că paleta de efecte adaptive poate fi extinsă în funcție de obiectiv. Momentul captării poate fi controlat prin lățimea domeniului de existență a efectului integrator și prin valorile de acordare.

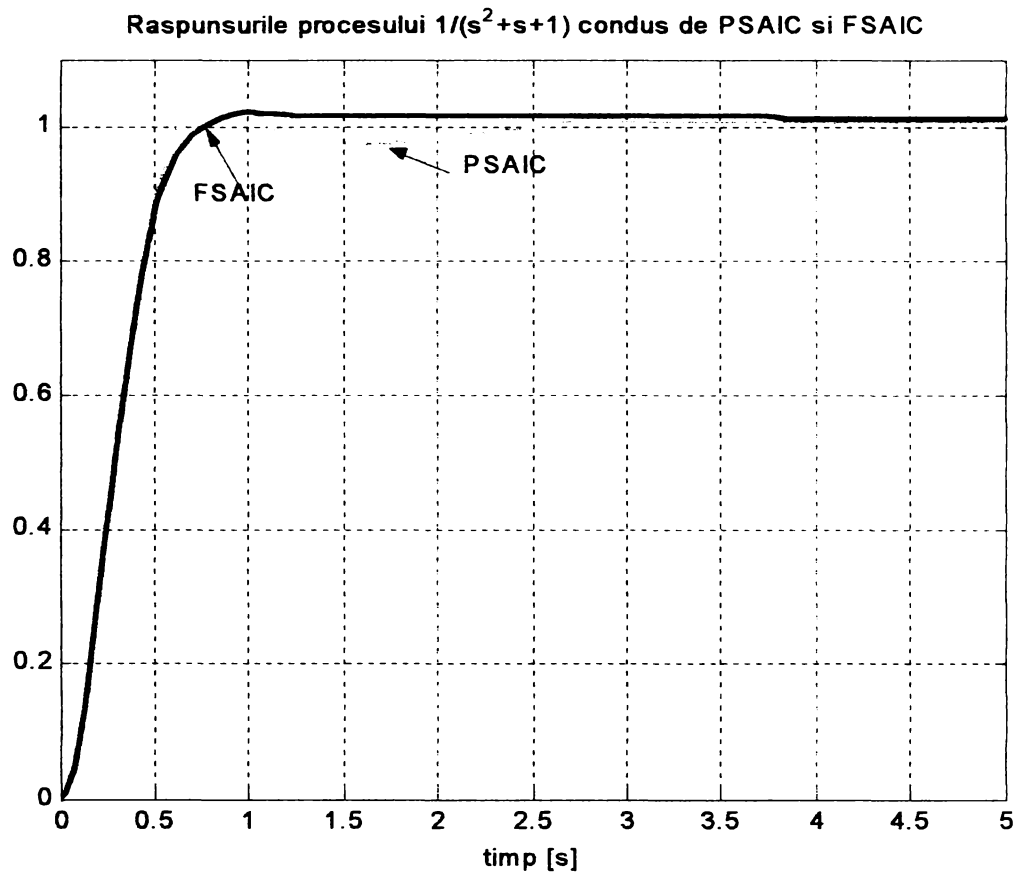


Fig. 5.10. Răspunsuri indiciale cu reglatoare FSAIC și PSAIC ( $\xi = 0,5$ )

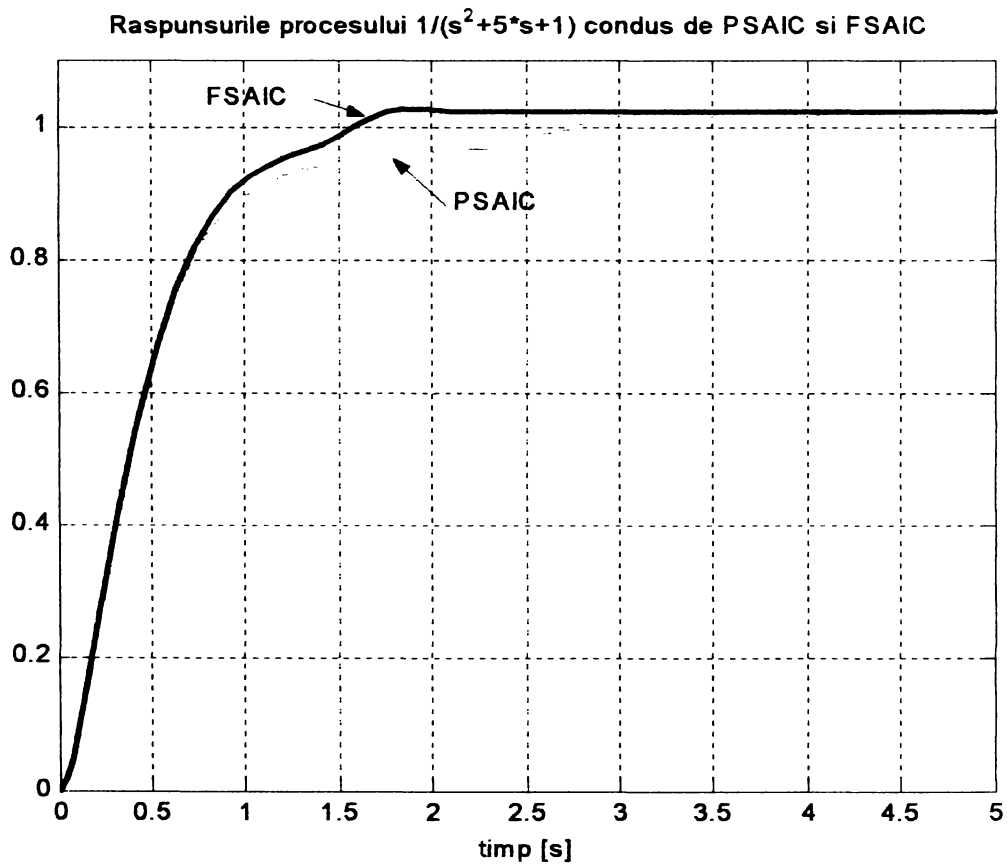


Fig. 5.11. Răspunsuri indiciale cu reglatoare FSAIC și PSAIC ( $\xi = 2,5$ )

## 5.2. Baza de reguli euristice adaptive

### 5.2.1. Grupe de reguli fundamentale

Baza de reguli adaptive a regulatorului *FSAIC* este euristică, fiind practic un ansamblu de cunoștințe generale referitoare la acordarea reguletoarelor PID, formulate după modelul "*dacă... atunci...*". Această abordare, deși este mai puțin riguroasă decât generarea automată a regulilor, asigură de cele mai multe ori performanțe cel puțin satisfăcătoare [Bara95], [Dash95], [Mako95], [Mani95]. Desigur, simpla formulare a regulilor este absolut insuficientă, partea cea mai laborioasă a proiectării fiind acordarea regulilor prin simulări sau teste. Este recomandabil ca în permanență rezultatele să fie comparate cu cele ale unui regulator PID cât mai bine acordat sau chiar cu ale unui regulator PID neliniar, adaptiv [Mako95].

În această privință în [Bara95] poate fi găsită o apreciere sintetică a metodei euristice, care va fi redată în original, pentru a nu fi alterată prin traducere:

"It is often seen that control experts tune the parameters of a controller according to error versus time curves based on their knowledge and experience, rather than on complicated control algorithms. In fact, their tuning actions seem to be based on relations between the shape of the response curve and the parameters of the controller, rather than on explicit process models. This kind of tuning method, if realizable, is captivating because of its independence from the process model. Hence, an expert developed with such a principle in mind will be intelligent and universal to various controlled processes. The fact that the expert tunes the controller parameters, without actually knowing the process parameters, guarantees robustness with respect to process parameter variation." (John S. Baras, Nital S. Patel).

Regulile trebuie să fie proiectate pornind de la următoarele premise:

- *regulile sunt cuprinse într-un tabel McVicar-Whelan, evitându-se în acest fel inconsistența și suprapunerea regulilor;*
- *regulile rezultă din analiza în timp real a TE, prin raționamente calitative;*
- *o suprafață de comandă impusă se obține prin aplicarea MPL (§4.3);*
- *unele reguli vor fi anticipative, cu scopul atenuării suprareglajelor;*
- *regulile sunt elaborate ținând cont de regimurile de funcționare posibile și de informațiile apriorice despre proces.*

*Regimurile de funcționare pot fi clasificate în patru categorii relevante pentru adaptare: staționar, tranzitoriu (neoscilant), oscilant și instabil.* La formularea unui prim set de reguli fundamentale de adaptare, vom considera cele trei efecte generice prezente în actul reglării - P, I și D - ca fiind independente. Se vor utiliza termenii lingvistici *zero, foarte mic, mic, mediu și mare*. Regulile pot fi condensate în patru grupe care le vom considera fundamentale:

$$\left\{ \begin{array}{l} G1: \text{dacă } \mathbf{regimul} \text{ este } \mathbf{staționar} \text{ atunci } \mathbf{Gain} \text{ este } \mathbf{mare} \text{ și } \mathbf{I} \text{ este } \mathbf{mare} \\ G2: \text{dacă } \mathbf{regimul} \text{ este } \mathbf{tranzitoriu} \text{ atunci } \mathbf{Gain} \text{ este } \mathbf{mediu} \text{ și } \mathbf{I} \text{ este } \mathbf{zero} \\ G3: \text{dacă } \mathbf{regimul} \text{ este } \mathbf{oscilant} \text{ atunci } \mathbf{Gain} \text{ este } \mathbf{mic} \text{ și } \mathbf{I} \text{ este } \mathbf{zero}^* \\ G4: \text{dacă } \mathbf{regimul} \text{ este } \mathbf{instabil} \text{ atunci } \mathbf{Gain} \text{ este } \mathbf{foarte mic} \text{ și } \mathbf{I} \text{ este } \mathbf{zero} \end{array} \right. \quad (5.3)$$

\* În cazul sistemelor lent variabile se poate utiliza un controler adaptiv P, având la intrare o valoare medie sau filtrată (FTJ) a erorii  $\underline{e}$  (vezi cap. 7).



*În continuare regulile detaliate vor fi incluse într-unul din cele patru grupuri. Este de remarcat că dacă s-ar construi baze de reguli proprii fiecărei grupe, unele dintre reguli ar fi contradictorii. O posibilitate fundamentală de agregare a întregului volum de cunoștințe disponibile în cazul contradicțiilor este realizarea a câte unui controler propriu fiecărui regim, evaluarea regimului curent printr-un grad de apartenență și în final fuzionarea tuturor într-un controler complex, obținut printr-o compunere ponderată [Reda00]. Această metodă este aplicată în Capitolul 6, pentru cazul a două controlere adaptive.*

*În acest capitol se preferă completarea unui singur tabel de inferență McVicar-Whelan, astfel încât regulile contradictorii să poată fi grupate în două categorii: esențiale și ne-esențiale. Dacă se identifică grupări de reguli contradictorii, se va evalua importanța fiecăreia pentru oricare dintre cele patru regimuri, stabilindu-se care este esențială și care nu. Din fiecare grupare se va selecta, dacă există, doar regula esențială.*

## **5.2.2. Precizarea regimurilor de funcționare**

### **a) Regimurile staționar și tranzitoriu (grupurile de reguli G1 și G2)**

*Așa cum am văzut în figurile 5.8 și 5.9 adaptarea are efecte pozitive atât în regim dinamic cât și în regim staționar. Contradicția principială dintre cele două regimuri a fost rezolvată chiar de către regulatorul PSAIC prin comutarea structurilor PD - PID în funcție de eroarea de reglare. O observație reieșită după un număr mai mare de simulări, cu diverse combinații de parametri, este aceea că în punctele de funcționare în care a fost acordat regulatorul PSAIC se manifestă o insensibilitate remarcabilă a sistemului de reglare față de influența bazei de reguli adaptive. Efectul adaptiv apare tot mai pregnant pe măsură ce sistemul se îndepărtează de acest punct.*

Cele mai frecvente recomandări referitoare la regulatoarele PID afirmă că pentru sistemele rapide caracterizate de dese schimbări ale programului și de perturbații dar mai puțin precise în regim static se recomandă regulatorul PD. Pentru procesele mai lente, la care predomină regimurile staționare și la care se impun precizii mai bune, se recomandă regulatoarele PI. Întărirea lui P scade eroarea și accelerează regimurile tranzitorii, dar poate instabiliza sistemele în buclă închisă. Efectul lui I (obținut prin adăugarea în funcția de transfer a regulatorului a unui pol în origine) poate anula eroarea staționară, dar favorizează oscilațiile în regimurile tranzitorii. Efectul D compensează dezavantajele I și în general favorizează obținerea unor regimuri tranzitorii performante. *Cele trei efecte, P, I și D sunt deci contradictorii, fiind evident că numai o structură adaptivă le poate agrega în așa fel încât să se sublinieze avantajele lor.*

*În continuare se interpretează setul minim de reguli aplicabil în adaptarea regulatoarelor PID în funcție de traiectoria de fază, așa cum s-a exemplificat în §5.1.2. Această discuție poate fi muanțată prin mărirea numărului de reguli, de exemplu prin mărirea la 5 a termenilor lingvistici ai variabilei  $\varepsilon$ , dar îmbunătățirile obținute, pentru cazul curent nu sunt semnificative. O explicație este aceea că defuzzyficările de tip COG (respectiv interpolările lineare) tind să atenueze efectele produse de comutarea regulilor.*

**Tabelul 5.1** Discuția bazei de reguli pentru procese fără timp mort sau tendință de oscilație

$\varepsilon$ \ $\varepsilon$	negativă mare	mică	pozitivă mare
<b>pozitivă mare</b>	<b>G2:</b> sistemul este departe de origine dar tendința este de a se apropia. <i>G trebuie să fie mediu sau chiar mic pentru a evita apropierea prea rapidă de origine, care generează suprareglaj.</i>	<b>G2:</b> sistemul este departe de origine și tendința sa este în schimbare. <i>G trebuie să fie mediu sau chiar mare, pentru a forța o tendință corectă. Nu există riscul suprareglajelor.</i>	<b>G2:</b> sistemul este departe de origine și tendința este de a se îndepărta în continuare. <i>G trebuie să fie mediu sau chiar mare, pentru a mobiliza toate resursele elementului de execuție în vederea schimbării tendinței sistemului.</i>
<b>mică</b>	<b>G2:</b> sistemul este în apropierea originii dar viteza evoluției sale nu permite stabilizarea. <i>G trebuie să fie mediu, pt. că o valoare extremă ar putea fi genera suprareglaje fie rata apropierea de origine.</i>	<b>G1:</b> s-a atins obiectivul reglării. <i>Cu cât G este mai mare, crește precizia. O valoare mare sau foarte mare a lui G va favoriza și un răspuns rapid la perturbații.</i>	<b>G2:</b> sistemul este în apropierea originii dar viteza evoluției sale nu permite stabilizarea. <i>G trebuie să fie mediu, pt. că o valoare extremă ar putea fi genera suprareglaje fie rata apropierea de origine.</i>
<b>negativă mare</b>	<b>G2:</b> sistemul este departe de origine și tendința este de a se îndepărta în continuare. <i>G trebuie să fie mediu sau chiar mare, pentru a mobiliza toate resursele elementului de execuție în vederea schimbării tendinței sistemului.</i>	<b>G2:</b> sistemul este departe de origine și tendința sa este în schimbare. <i>G trebuie să fie mediu sau chiar mare, pentru a forța o tendință corectă. Nu există riscul suprareglajelor.</i>	<b>G2:</b> sistemul este departe de origine dar tendința este de a se apropia. <i>G trebuie să fie mediu sau chiar mic pentru a evita apropierea prea rapidă de origine, care generează suprareglaj.</i>

**b) Regimul oscilant (grupul G3)**

Timpul mort precum și defazajele produse de inerție sunt importante cauze generatoare de oscilații în sistemele automate. *Grupul de reguli G3 permite conducerea sistemelor cu timp mort și în general a sistemelor oscilante prin scăderea lui G în vecinătatea originii. Menținând regula centrală G1 pe un domeniu îngust de erori în jurul originii, după un proces tranzitoriu oscilant amortizat se poate ajunge în final la o comportare acceptabilă, cu oscilații reduse și erori medii mici. Când timpii morți sunt mari față de constantele de timp ale procesului, există perturbații puternice sau în cazul ajustării incorecte există riscul ca sistemul să nu poată fi captat în zona erorilor mici, dar în acest caz evoluția sa se menține totuși în vecinătatea relativă a originii.*

*În tabelul următor se discută structura minimă de reguli care permite conducerea sistemelor oscilante. Tabelul se obține adăugând termenii lingvistici pozitiv mediu și negativ mediu variabilei  $\varepsilon$ .*

**Tabelul 5.2** Discuția bazei de reguli pentru procese cu timp mort și/sau tendință de oscilație

$\epsilon \backslash \dot{\epsilon}$	negativă	mică	pozitivă
<b>pozitivă mare</b>	G2: vezi Tabelul 5.1.	G2: vezi Tabelul 5.1.	G2: vezi Tabelul 5.1.
<b>pozitivă medie</b>	G3: <i>G trebuie să fie mic pentru a inhiba tendințele oscilatorii</i>	G3: <i>G trebuie să fie mic pentru a inhiba tendințele oscilatorii</i>	G3: <i>G trebuie să fie mic pentru a inhiba tendințele oscilatorii</i>
<b>mică</b>	G2: vezi Tabelul 5.1.	G1: vezi Tabelul 5.1.	G2: vezi Tabelul 5.1.
<b>negativă medie</b>	G3: <i>G trebuie să fie mic pentru a inhiba tendințele oscilatorii</i>	G3: <i>G trebuie să fie mic pentru a inhiba tendințele oscilatorii</i>	G3: <i>G trebuie să fie mic pentru a inhiba tendințele oscilatorii</i>
<b>negativă mare</b>	G2: vezi Tabelul 5.1.	G2: vezi Tabelul 5.1.	G2: vezi Tabelul 5.1.

*În continuare se prezintă o exemplificare pentru cazul sistemului de ordin II din exemplificările anterioare (cu  $\xi = 1$ ), la care s-a adăugat un timp mort de 0,2s. Corectorul adaptiv are următoarea configurație:*

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row } (\epsilon): [-1 \ -0.8 \ 0 \ 0.8 \ 1]; \\ \text{column } (\dot{\epsilon}): [-25 \ 0 \ 25]; \\ \text{table (ieșire): [1 \ 1 \ 1; 0.25 \ 0 \ 0.25; 0.75 \ 1 \ 0.75; 0.25 \ 0 \ 0.25; 1 \ 1 \ 1]}. \end{array} \right. \quad (5.4)$$

Suprafața de comandă rezultată precum și răspunsul în timp aferent sunt prezentate în figurile următoare.

În Capitolul 6 este prezentat modelul unei instalații de condiționare a aerului dintr-un vagon de călători, proces caracterizat de un timp mort important și variabil în funcție de alți parametri ai sistemului, precum și rezultatele obținute în acest caz prin aplicarea *FSAIC*.

Suprafata de comanda a corectorului adaptiv pentru timpi morti

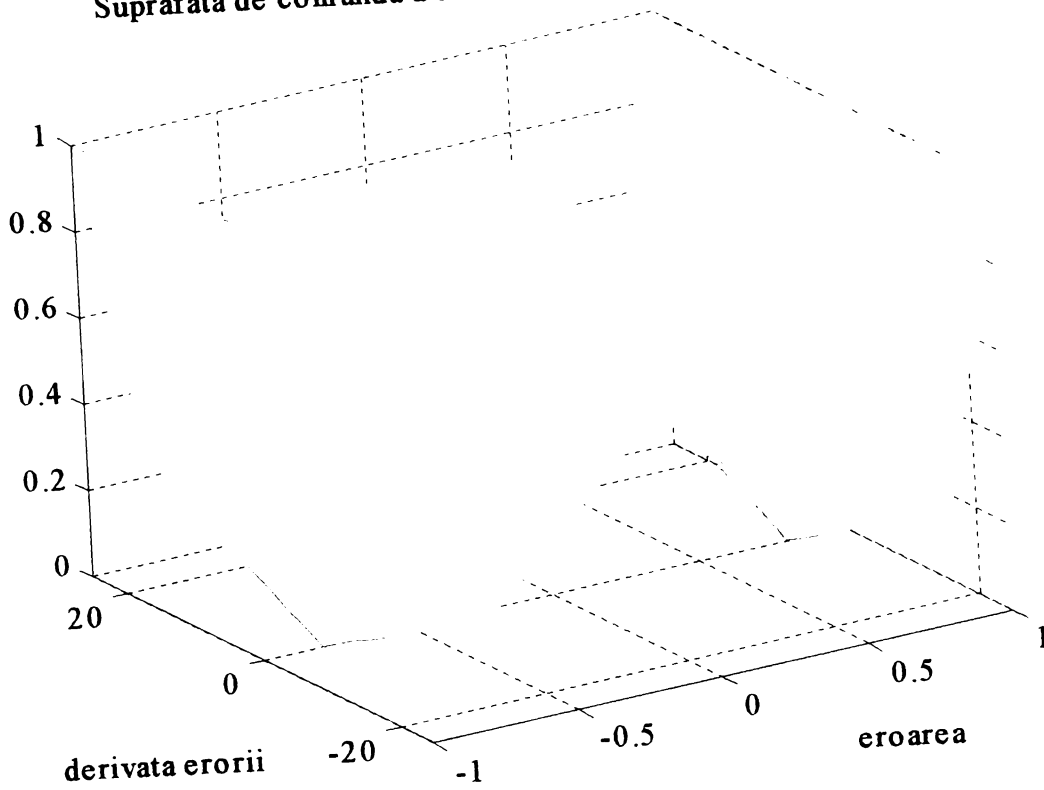


Fig. 5.12. Suprafata de comandă a corectorului adaptiv pentru un sistem oscilant (cu timp mort)

Raspunsurile cu si fara adaptare pentru procesul  $\exp(-0.2*s)/(s^2+2*s+1)$

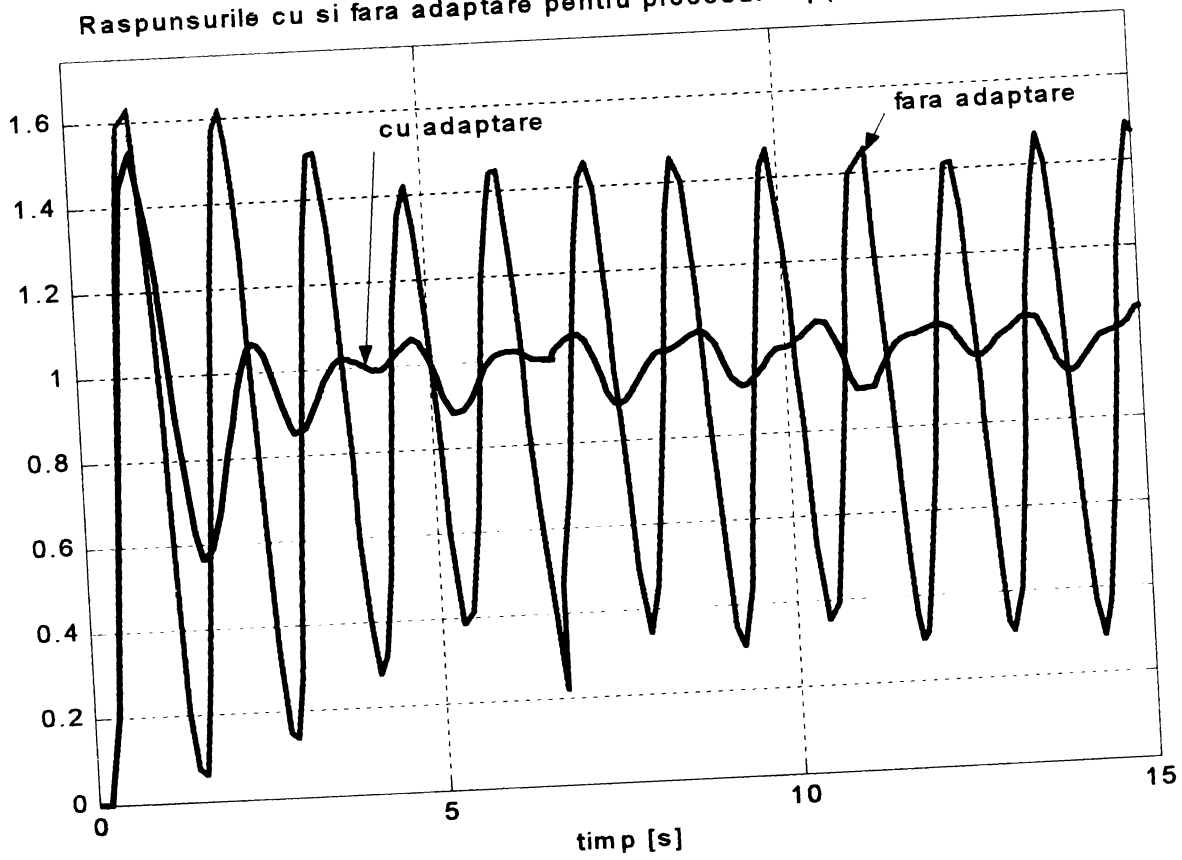


Fig. 5.13. Rezultatele autoadaptării în cazul unui proces cu timp mort

### c) Regimul instabil (regula R4)

O problemă la fel de dificilă ca și cea ridicată de oscilații este instabilitatea. În principal instabilizarea sistemelor de reglare poate fi cauzată de apariția unor defecțiuni, de timpii morți cu valori mari față de constantele de timp ale procesului, de factori perturbatori externi greu previzibili și de unele combinații nefericite ale valorilor parametrilor procesului sau controlerului.

*Măsurile luate pentru sistemele oscilante au eficiență și în cazul celor instabile, ele soldându-se cu evitarea ambalării și instalarea unor oscilații cvasi-sinusoidale cu amplitudinea dependentă de parametrii regulatorului.*

*În cazul în care instabilitatea poate să apară doar accidental, menținerea regulilor din grupa G3 în permanență ar afecta fără rost performanțele sistemului, fiind de dorit introducerea unui mecanism de stabilizare care să intervină numai în cazul apariției factorilor de instabilizare.*

*În [Băla00c] s-a propus stabilizarea prin autoadaptare  $\dot{\epsilon} \cdot \ddot{\epsilon}$ . Această metodă pornește de la observația calitativă că în cazul unor sisteme instabile oscilante, având amplitudinea răspunsului în creștere, semnul și mărimea produsului dintre derivatele I și II ale erorii constituie un indice al gradului de instabilitate al sistemului. Un produs  $\dot{\epsilon} \cdot \ddot{\epsilon}$  pozitiv și mare este caracteristic sistemelor cu amplitudinea răspunsului în creștere. În exemplul următor instabilitatea a fost produsă prin adăugarea unui pol sistemului de ordin II, rezultând un sistem de ordin III cu un pol de ordin de multiplicitate 3. În fig. 5.14 produsul  $\dot{\epsilon} \cdot \ddot{\epsilon}$  aferent unui sistem instabil (semnalul cu amplitudine mare) este comparat cu produsul  $\dot{\epsilon} \cdot \ddot{\epsilon}$  al unui sistem oscilant.*

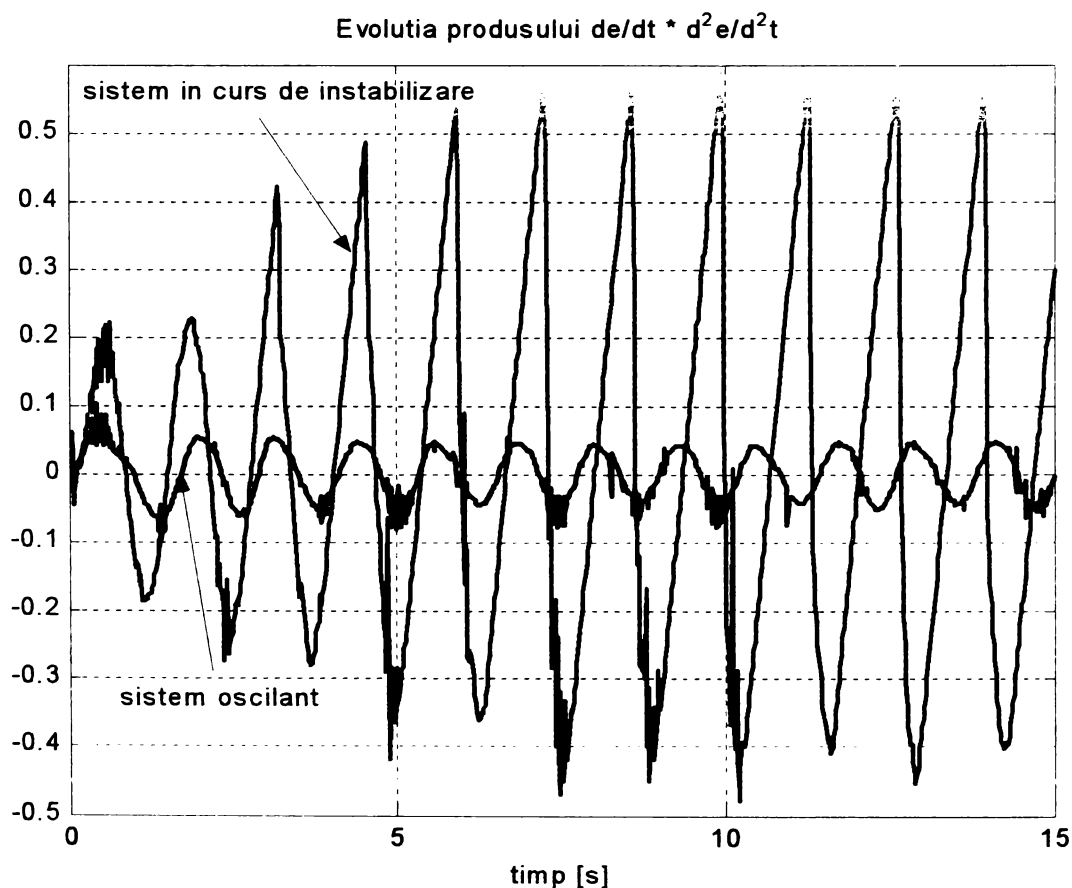


Fig. 5.14. Evoluția produsului  $\dot{\epsilon} \cdot \ddot{\epsilon}$  în cazul unui sistem instabil

În fig. 5.15 sunt prezentate TF ale celor două tipuri de răspuns iar în fig. 5.16 sunt comparate răspunsurile aceluiași sistem, fără adaptare, cu setul de reguli adaptive anti-oscilație respectiv cu autoadaptarea  $\dot{\epsilon} \cdot \epsilon$ .

Traectorii de faza cu și fără adaptare de  $d^2e$  pentru procesul  $1/(s^3 + 3s^2 + 3s + 1)$

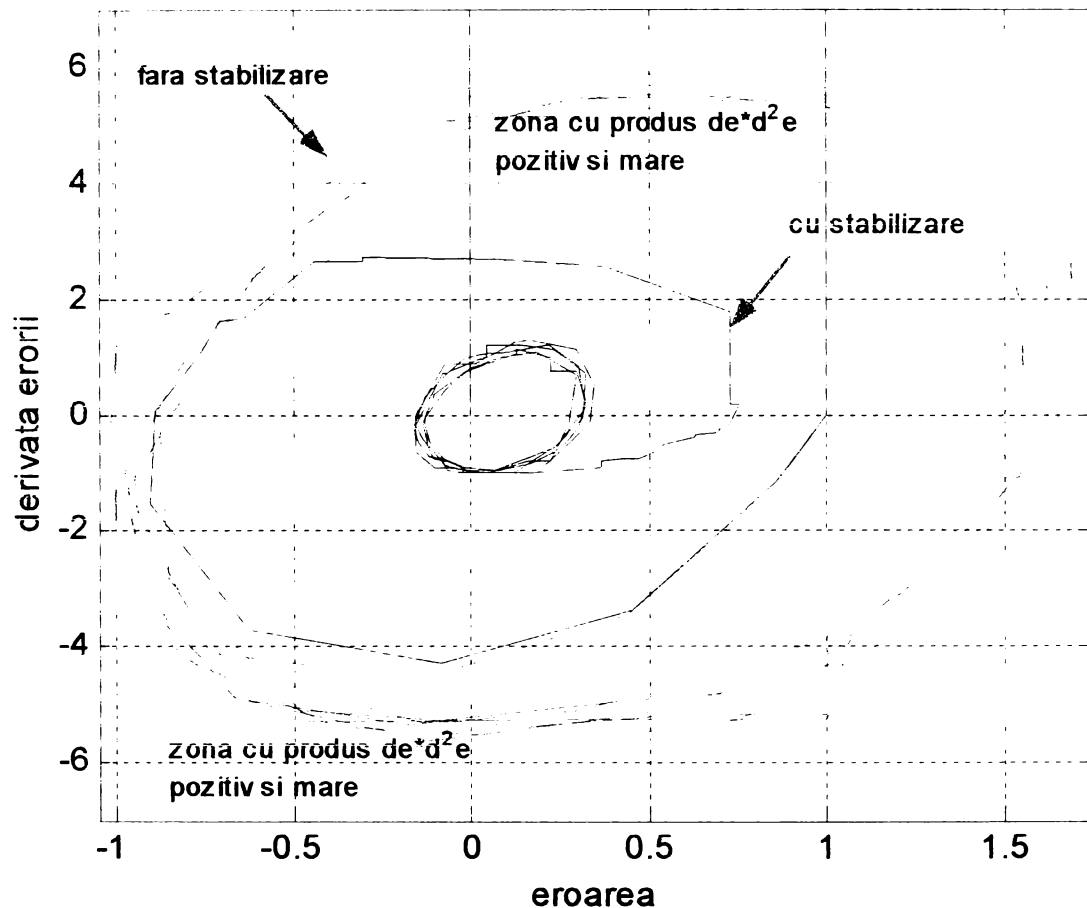


Fig 5.15 Trajecțiile de fază ale erorii aferente unor răspunsuri tipice

Stabilizarea  $\dot{\epsilon} \cdot \epsilon$  la care se referă fig. 5.16 s-a obținut introducând o dependență neliniară între  $G$  și  $\dot{\epsilon} \cdot \epsilon$ , reprezentabilă prin următorul look-up-table:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row}(\dot{\epsilon} \cdot \epsilon): [-1 \ 0 \ 0.01 \ 0.05 \ 1]; \\ \text{table}(G): [1 \ 1 \ 1 \ 0.2 \ 0.2]. \end{array} \right. \quad (5.5)$$

După cum se observă în fig. 5.16 efectul de stabilizare este plătit prin alterarea comportării dinamice și statice a sistemului, care nu este capabil să înlăture oscilațiile remanente. Utilitatea unei astfel de protecții împotriva instabilizărilor de diferite origini este însă evidentă, mai ales atunci când controlerul este conectat la procese insuficient de bine cunoscute sau având parametri puternic neliniari sau variabili în timp.



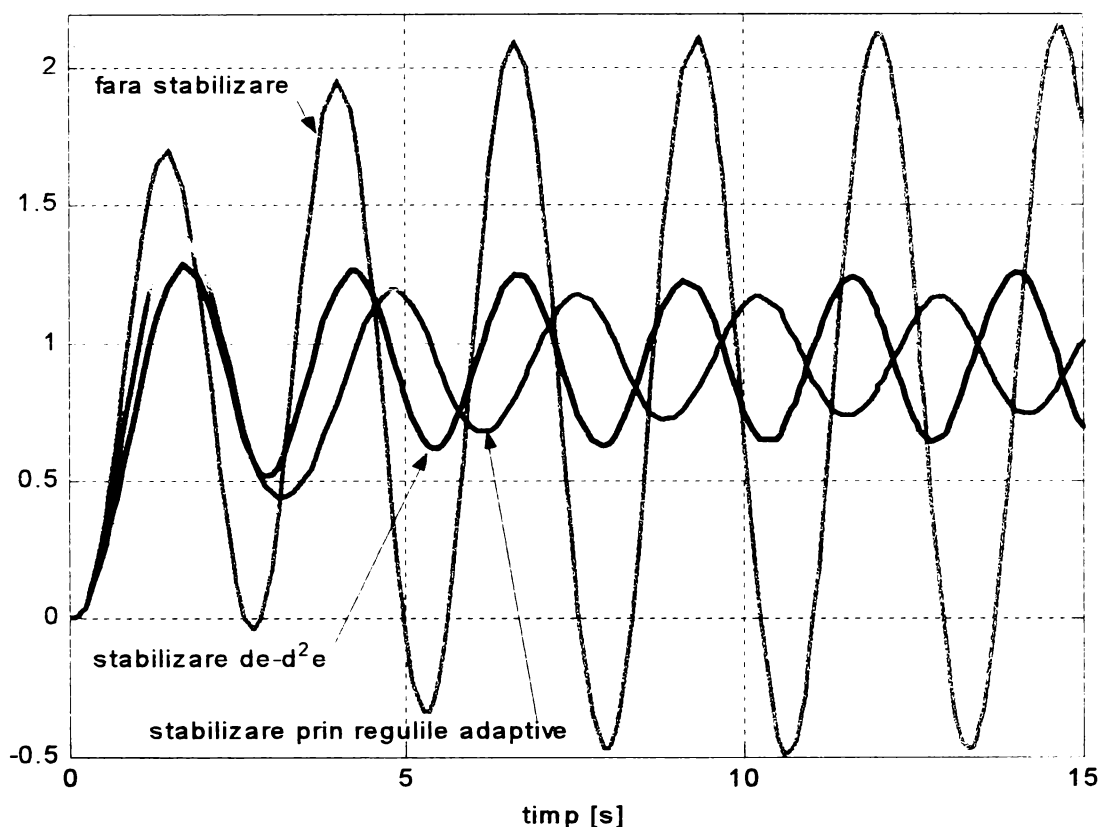


Fig. 5.16. Efectul stabilizării prin setul de reguli  $G3$  și prin criteriul  $\dot{\epsilon} \cdot \ddot{\epsilon}$

Având în vedere neliniaritățile din structura FSAIC, modurile cele mai utile de reprezentare sunt tabelele de căutare echivalente cu cele două controlere din componența sa (PSAIC și corectorul adaptiv) sau prin suprafața sa de comandă. Un exemplu de astfel de suprafață de comandă, aplicabilă sistemelor neoscilante, este ilustrat în fig. 5.17.

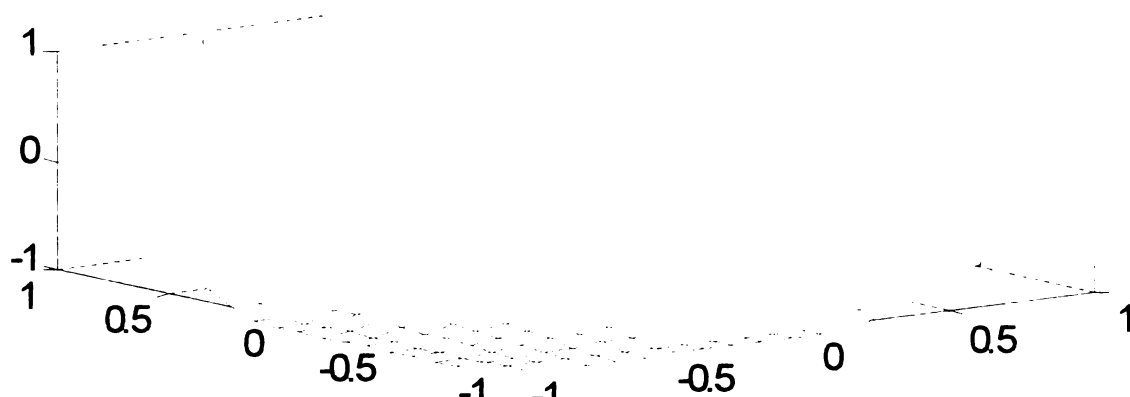
### 5.3. Identificarea on-line a regimurilor de funcționare

Este cunoscut că acordarea unui regulator PID cu ajutorul unui controler fuzzy euristic, în cazul unor procese cu poli dominanți și timpi mari de creștere, a dat rezultate foarte bune, chiar în lipsa oricărei identificări a procesului [Bara95].

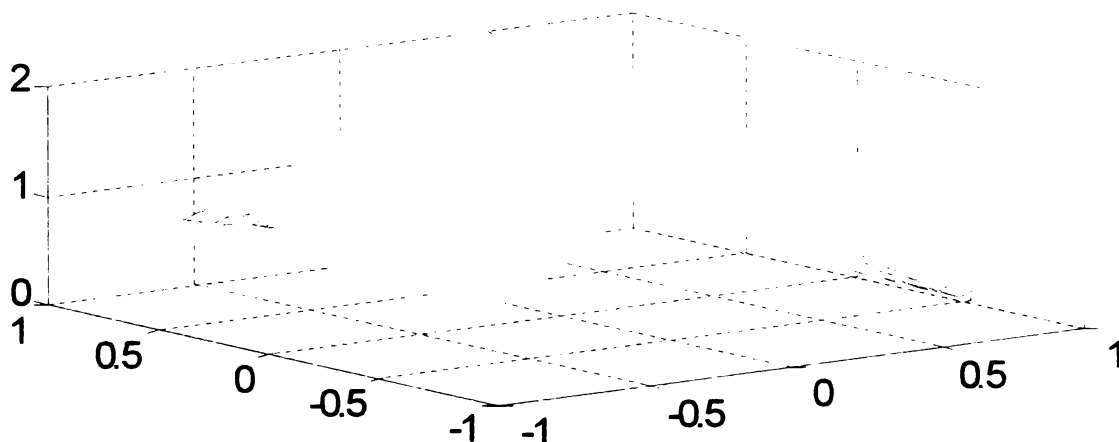
*Identificarea on-line, în timp real, a regimurilor de funcționare ale sistemului în buclă închisă este însă necesară unei bune autoadaptări.* Posibilitatea utilizării TF pentru identificarea regimurilor de funcționare este demonstrată de o serie de aplicații, cum ar fi recunoașterea mișcărilor spasmodice ale pacienților cu tulburări nervoase care își conduc prin joystick anumite activități, în vederea corectării comenzilor [Chel96]. Se recunosc modele de mișcare caracterizate lingvistic: bucle *rapide*, bucle *lente*, spirale *descrescătoare*, etc.

*Identificarea regimurilor poate fi obținută în principal prin analiza calitativă a mărimilor de stare, de exemplu ca și în Tabelul 5.3.*

# Suprafata de comanda a regulatorului PSAIC



# Suprafata de comanda a corectorului adaptiv



# Suprafata de comanda a regulatorului FSAIC

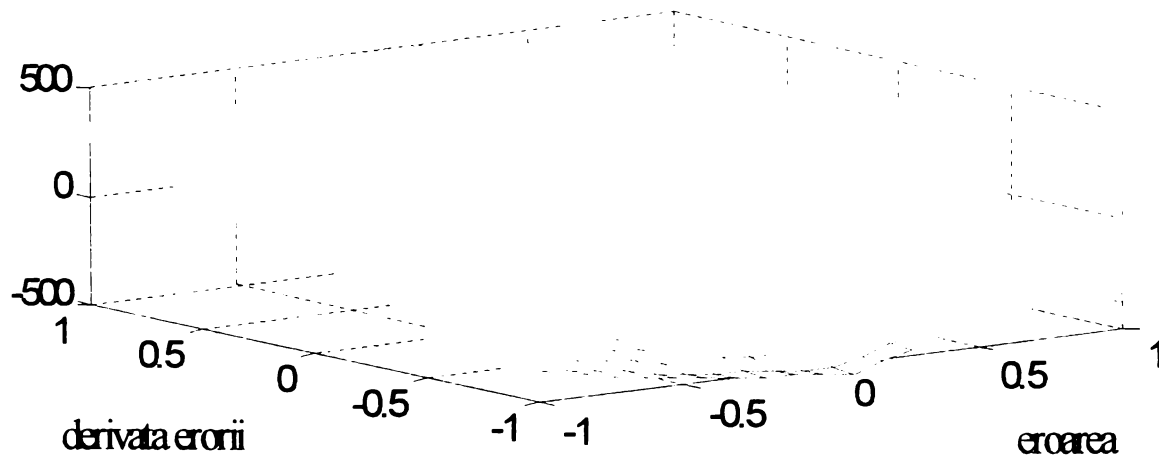


Fig. 5.17. Suprafata de comandă a regulatorului FSAIC

**Tabelul 5.3** Identificarea on-line, în timp real, a regimurilor de funcționare

Regimul	Mărimile de stare necesare	Exprimarea lingvistică a criteriului
<i>Staționar</i>	eroarea - $\varepsilon$ și derivata sa - $\dot{\varepsilon}$	$\varepsilon$ mică ȘI $\dot{\varepsilon}$ mică ----- criteriul S. Boverie (§3.2.1)
<i>Instabil</i>	produsul derivatelor erorii de ordin I și II - $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$	$\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$ pozitiv ȘI $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$ mare
<i>Oscilant</i>	produsul derivatelor erorii de ordin I și II - $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$	$\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$ pozitiv ȘI $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$ mic
<i>Tranzitoriu</i>	<i>se poate obține prin excludere, atunci când nu se verifică nici unul dintre criteriile anterioare</i>	

Din tabel se remarcă necesitatea absolută a utilizării pentru adaptare a unui controler de tip PD. Pentru a se putea discerne între regimurile staționar și tranzitoriu doar eroarea  $\varepsilon$  nu poate fi suficientă, deoarece ambele regimuri pot fi caracterizate de erori mici. În cazul în care  $\varepsilon$  este mică, diferența dintre regimuri este dată de derivata  $\dot{\varepsilon}$  care este mică pentru regimul staționar și medie sau mare pentru regimurile tranzitorii.

Mai incertă este identificarea regimurilor instabil și oscilator, care nu poate fi obținută doar din analiza anterioară a  $\varepsilon - \dot{\varepsilon}$ . Este de observat că rezultatele din §7.2.1 au fost obținute cunoscând a priori că sistemul condus prezintă timp mort, sau că este instabil. Aplicarea criteriilor din tabelul 5.3 este utilă, dar rezultatele obținute astfel în capitolul următor sunt specifice fiecărei aplicații, fără un grad de generalitate suficient. Pentru aprofundarea acestui subiect este necesară continuarea cercetării. În lucrarea de referință [Ăstr91] poate fi găsită o problemă asemănătoare, a criteriilor de identificare on-line, în timp real, a parametrilor unor sisteme simple de reglare în buclă închisă.

#### **5.4. Stabilitatea și robustetea regulatorului FSAIC**

Din literatură se cunoaște că problema stabilității sistemelor neliniare în general și a celor fuzzy în special este o problemă teoretică dificilă. Pentru cazurile în care procesul condus și regulatorul sunt cunoscute, se pot separa părțile liniare de cele neliniare din sistem iar universul de discurs este bine precizat, se pot aplica metode riguroase de analizare a stabilității, cum ar fi metoda propusă în [Volo00]. În cadrul lucrării de față o astfel de analiză nu este posibilă. Problema stabilității este evitată prin apelarea la un artificiu care permite stabilizarea on-line în aplicații prin utilizarea criteriului  $\varepsilon \cdot \dot{\varepsilon}$ . Sunt necesare viitoare cercetări asupra stabilității regulatorilor FSAIC.

Robustețea reglării FSAIC comparativ cu cea a reglării PID poate fi constatată prin simulare, considerând o perturbație de tip treaptă unitate aplicată la intrarea procesului de ordin II utilizat în cazul exemplificării din fig. 5.12.

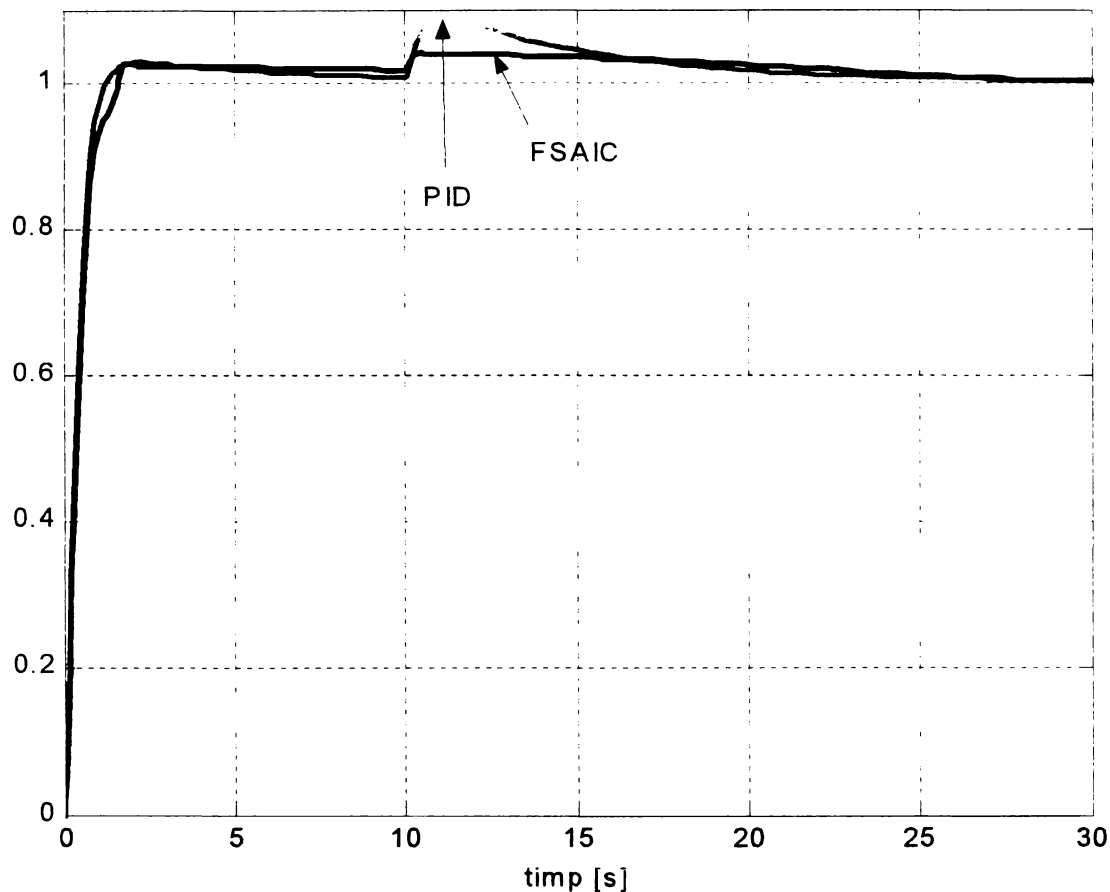


Fig. 5.18. Efectul unei perturbatii asupra reglatoarelor FSAIC și PID

Regulatorul PID a fost ajustat astfel încât să fie cât mai apropiat de regulatorul FSAIC din componența FSAIC. Parametrii de acordare ai regulatorului PID sunt:  $k_P = 1$ ,  $T_I = T_D = 0,2$ .

Se poate cu ușurință constata că sistemul condus de regulatorul FSAIC este mult mai robust decât cel condus de regulatorul PID. În aceeași figură se remarcă însă și principalul dezavantaj al FSAIC față de PID: calitatea răspunsului este sub-optimală, pentru procese liniare (cum este cel testat în acest caz) și în puncte de funcționare apropiate de cel în care s-a efectuat acordarea regulatorului PID. Revenirea regulatorului PID este mai bună, deoarece el beneficiază de un efect integrator mai puternic decât cel al regulatorului FSAIC, așa cum a fost el proiectat în acest caz.

Este de remarcat că acest exemplu, ca de altfel toate exemplele din acest capitol, sunt orientative, ținând cont că regulatorul FSAIC deși compus din elemente simple are totuși o complexitate relativ mare. El admite reglaje la factorii de scalare ai intrărilor  $\varepsilon$ ,  $\dot{\varepsilon}$ ,  $\ddot{\varepsilon}$  și  $\int \varepsilon$ , la domeniul de existență a efectului integrator, la factorul de amplificare și mai ales la nivelul corectorului adaptiv.

## 5.5. Concluziile capitolului 5

*În acest capitol a fost introdus un regulator original, din categoria sistemelor de conducere supervizate fuzzy: regulatorul interpolativ cu autoadaptare fuzzy FSAIC (Fuzzy Self-Adapted Interpolative Controller).*

*Scopul urmărit prin introducerea sa este extinderea regimurilor de funcționare optime al sistemelor neliniare, obținută prin autoadaptări on-line, în timp real, ale structurii regulatorului, precum și prin introducerea unei auto-protecții în cazul apariției unor factori de instabilitate.*

Principalele caracteristici ale controlerelor FSAIC sunt:

- *regulatorul care acționează pe calea directă, denumit PSAIC (Plane Surface Adaptive Interpolative Controller), este de tip interpolator PD, având suprafața de comandă cvasi-plană;*
- *ajuns în proximitatea regimului staționar structura PSAIC se comută gradat (prin interpolare liniară) de la PD la PID, pentru eliminarea erorii staționare; la apariția unor perturbații se produce comutarea inversă;*
- *autoadaptarea la diferitele regimuri de funcționare posibile (tranzitorii, staționare, oscilante, aperiodice, stabile sau instabile) este asigurată printr-un controler fuzzy-interpolativ adaptiv de tip PD, care corectează multiplicativ ieșirea regulatorului PSAIC;*
- *baza de reguli care compune corectorul adaptiv este generată euristic, funcționând pe baza analizei calitative a TE a sistemului;*
- *auto-protecția contra instabilizării acționează prin aplicarea unui factor de corecție subunitar ieșirii regulatorului, atunci când produsul dintre prima și a doua derivată a erorii de reglare este pozitiv și depășește o limită prestabilită (criteriul  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$ );*
- *identificarea on-line, în timp real, a regimurilor de funcționare se obține cu ajutorul unui controler fuzzy-interpolativ, din analiza calitativă a traiectoriei de fază și din analiza cantitativă a produsului  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$ ;*
- *pentru funcționarea în game extinse de variație a parametrilor se poate apela și la fuzionarea fuzzy a mai multor controlere adaptive (vezi cap. 6).*

Comparativ cu un regulator PID, FSAIC are următoarele avantaje:

- *poate funcționa în cazul unor procese puternic neliniare, cu parametri variabili în timp;*
- *permite un control precis asupra diferiților parametri ai răspunsului în timp prin mai multe mecanisme de acordare posibile;*
- *funcționarea sistemelor de reglare conduse de FSAIC este foarte robustă, în funcție și de acordare.*

Dezavantajele FSAIC față de PID sunt:

- *complexitate mai mare;*
- *în cazul unor ajustări ale FSAIC orientate spre lărgirea puternică a domeniului de funcționare, comportarea sistemului este sub-optimală.*

# 6.

## Regulatorul FFSAIC cu fuziune fuzzy a bazei de reguli adaptive

În acest capitol se prezintă două modalități de extindere a domeniului de funcționare a regulatorului FSAIC: autoadaptarea  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$  și fuzionarea fuzzy a bazelor de reguli adaptive. Prin aceste metode FSAIC poate include baze de reguli contradictorii

### 6.1. Înglobarea regulilor contradictorii într-un singur regulator

Din cele prezentate în Capitolul 5, se observă că grupele de reguli adaptive G1&G2 respectiv G3 au unele dintre reguli contradictorii. Astfel între (5.2) și (5.4) se remarcă diferențieri, cu precădere în cazul regulilor corespunzătoare antecedentelor "e este medie" și "e este nulă sau are o tendință nedorită." Dacă pentru (5.2) - sisteme neoscilante - acțiunea controlerului a fost întărită, pentru a rejecta cât mai rapid tendința nedorită, în cazul (5.4) - sisteme oscilante sau instabile - din cauza defazajelor, această măsură ar accentua oscilațiile. Pentru ilustrarea acestor contradicții, în fig. 6.1 se prezintă diferența celor două suprafețe de comandă, cu datele folosite în cap. 5. Ținând seama de faptul că mărimea de comandă este limitată la nivelul 2 pentru regulile G1&G2 (5.2) respectiv la nivelul 1 pentru regulile G3 (5.4), diferențele care ajung până la un nivel de 1,5 în unele puncte, sunt esențiale.

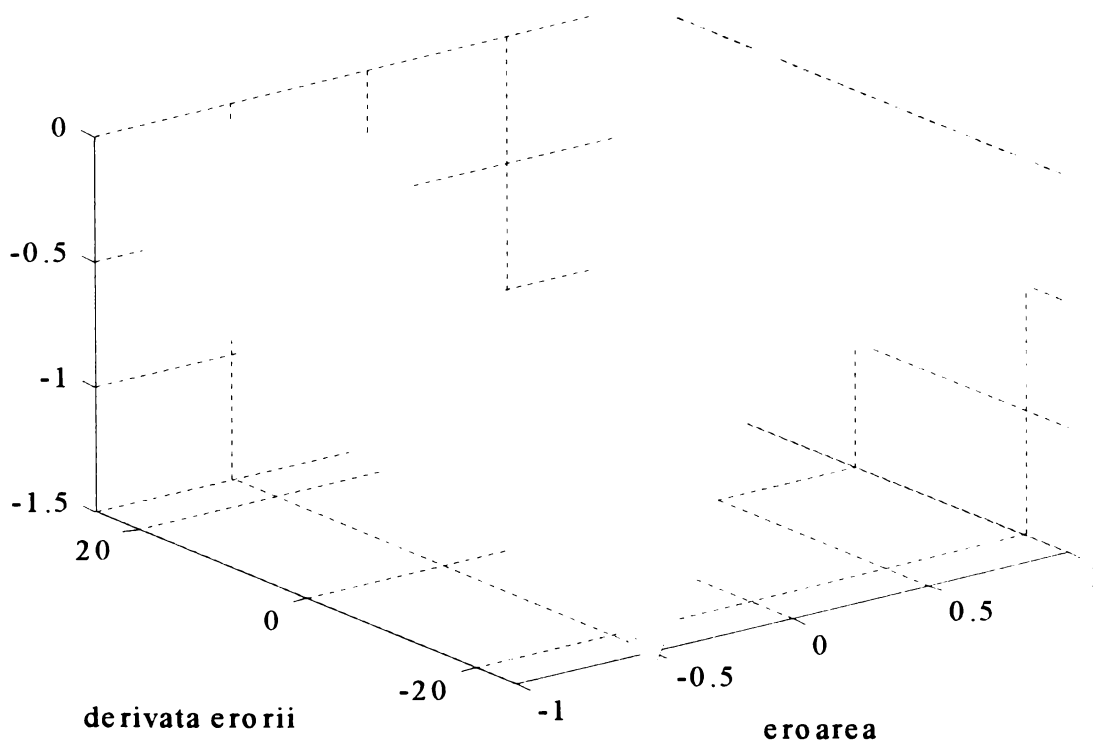


Fig. 6.1. Diferența dintre suprafețele de comandă ale corectoarelor adaptive pentru regimurile G3 respectiv G1 și G2



Se pune problema realizării unui regulator care să înglobeze și reguli contradictorii, aplicabil sistemelor complicate, cu variații pronunțate ale parametrilor în timpul funcționării, despre care nu se dispune de informații apriorice detaliate sau de modele matematice precise.

## 6.2. Aplicarea criteriului $\dot{e} \cdot \ddot{e}$

O soluție simplă și eficientă este sugerată în §5.2.2c: renunțarea la grupul de reguli G3 și aplicarea autostabilizării prin criteriul  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$  care este independent față de baza de reguli adaptive și are ca rezultat o comportare asemănătoare celei induse de grupul de reguli G3. Structura regulatorului se mai suplimentează astfel cu un tabel de căutare și apare sarcina suplimentară a calculării produsului  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$ . Tabelul de căutare  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$  este foarte simplu, dar prin ajustarea se este de dorit a se evita intervenția sa în regimurile curente. Adaptarea  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$  poate fi realizată cu ușurință, conform schemei funcționale din fig. 6.2.

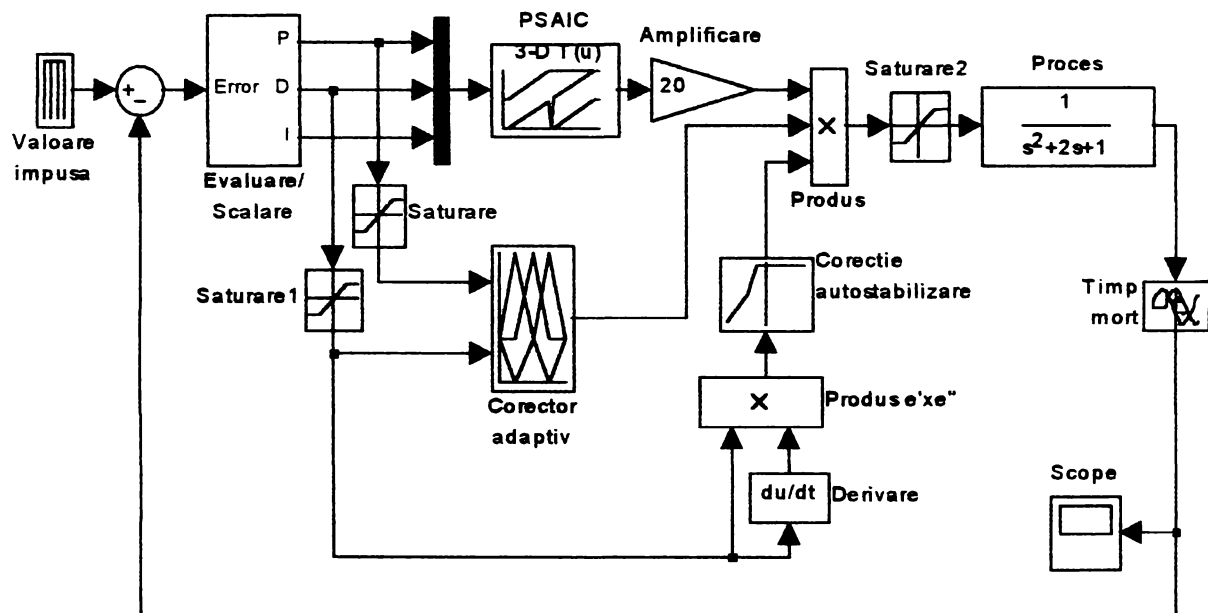


Fig. 6.2. Schema bloc a regulatorului FSAIC cu autoadaptare  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$

Principala limitare a stabilizării prin autoadaptare  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$  este impusă de raportul dintre mărimea constantelor de timp ale procesului condus și parametri de acordare ai regulatorului. Cu cât procesul este mai rapid, eficiența metodei, pentru o anumită formulă de acordare, este mai slabă.

## 6.3. Regulatorul FFSAIC cu fuziune fuzzy a bazei de reguli adaptive

Una dintre aplicațiile tipice ale logicii fuzzy este agregarea informațiilor incerte sau contradictorii [Dubo94]. Agregarea poate fi aplicată în reglare atunci când se construiește un regulator global pornind de la mai multe regulatoare locale, fie prin selectarea celui mai potrivit dintre ele [Feng95], [Feng95], fie chiar prin fuzionarea ponderată fuzzy a tuturor [Bouk01]. Metoda fuziunii fuzzy a mai multor regulatoare constă din:

- stabilirea unui număr de  $i$  regimuri fundamentale și construirea a câte unui regulator optimal pentru fiecare regim în parte;
- evaluarea gradului de apartenență al regimului curent  $\mu_i$  la fiecare dintre regimurile fundamentale;
- agregarea reguletoarelor prin însumarea ieșirilor  $u_i$  ponderate cu gradele de apartenență:

$$u(t) = \frac{\sum_i \mu_i(t) \cdot u_i(t)}{\sum_i \mu_i(t)} \quad (6.1)$$

În cazul nostru se pune problema fuzionării celor două grupe de reguli adaptive G1&G2 respectiv G3.

*Se poate evita fuzionarea mai multor regulatoare păstrând același regulator PSAIC, asociat cu mai multe corectoare adaptive, și aplicând fuzionarea doar asupra corectoarelor adaptive.*

*Identificarea regimurilor de funcționare este necesară pentru stabilirea gradelor de încredere acordate fiecărui corector adaptiv. Această identificare se poate realiza prin aceeași metodă ca și cea folosită la proiectarea corectoarelor adaptive specifice fiecărui regim: analizarea calitativă a TE și implementarea cu ajutorul unui controler fuzzy-interpolativ distinct.*

*Deoarece în acest caz există numai două corectoare adaptive care trebuiesc fuzionate, corespunzătoare grupelor de reguli adaptive G1&G2 și G3, se consideră gradele de apartenență la cele două regimuri ca și complementare, fiind suficientă calcularea unaia singur dintre ele:*

$$\mu_{G3} = 1 - \mu_{G1\&G2} \quad (6.2)$$

*Valoarea 1 din tabel corespunde regimului G1&G2 iar valoarea 0 regimului G3. La soluția exprimată în (6.3) s-a ajuns prin simulări. Analiza calitativă nu ar fi în acest caz eficientă din cauza numărului mare de reguli comune. Identificarea regimului oscilant se obține de această dată prin sesizarea momentelor în care eroarea este diferită de zero în timp ce derivata ei este zero, respectiv a maximelor și minimele locale corespunzătoare unui răspuns oscilant:*

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row } (\epsilon): [-1 \ -0.25 \ 0 \ 0.25 \ 1]; \\ \text{column } (d\epsilon): [-25 \ 0 \ 25]; \\ \text{table: } [1 \ 1 \ 1; \ 1 \ 0 \ 1; \ 1 \ 1 \ 1; \ 1 \ 0 \ 1; \ 1 \ 1 \ 1]. \end{array} \right. \quad (6.3)$$

*Regulatorul astfel obținut, cu baza de reguli adaptive obținute prin fuzionare fuzzy, va fi numit FFSAIC (Fused Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controller). El este capabil să funcționeze pe un domeniu extins de variație a parametrilor procesului condus, inclusiv în cazul unor procese cu timp mort sau cu tendințe de instabilitate.*

*Schema bloc a regulatorului FFSAIC este prezentată în fig. 6.3.*

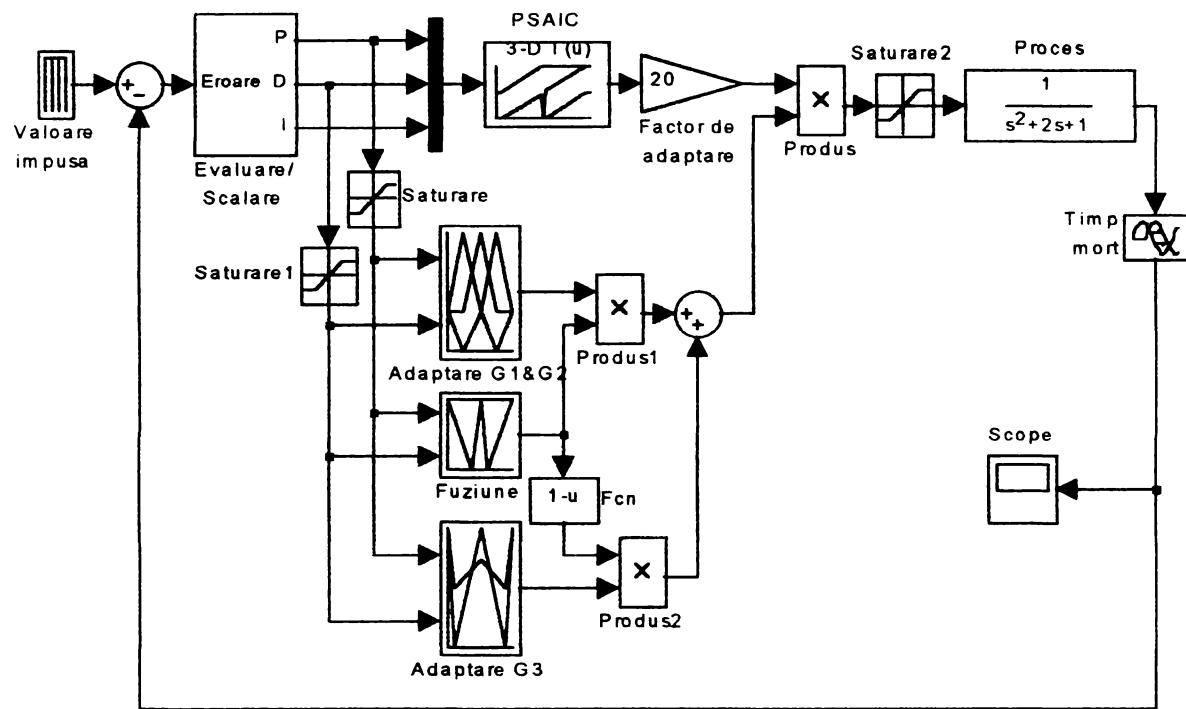


Fig. 6.3. Schema bloc a controlerului FFSAIC

În figurile următoare se ilustrează funcționarea controlerului FFSAIC prin răspunsurile indiciale obținute pentru patru procese conduse diferite, având următoarele funcții de transfer:

$$\frac{1}{(s+1)^2}, \quad \frac{1}{s^2 + 20 \cdot s + 1} \cdot e^{-0.025 \cdot s},$$

$$\frac{1}{s^2 + 0.2 \cdot s + 1} \cdot e^{-0.025 \cdot s} \quad \text{și} \quad \frac{1}{(s+1)^3} \cdot e^{-0.025 \cdot s}.$$

Rezultatele prezentate în fig. 6.4 sunt obținute pentru datele anterioare, în timp ce rezultatele din fig. 6.5 sunt obținute cu factorul de amplificare crescut de la 20 la 50, pentru fiecare dintre cele patru sisteme de reglare, în ipoteza că performanțele dinamice ale elementului de execuție permit acest lucru. În aceste condiții răspunsurile diferitelor procese conduse de FFSAIC se îmbunătățesc substanțial, regimurile tranzitorii fiind accelerate.

Se pot astfel reajusta factorii de scalare ai regulatorului PSAIC. Noii factori de scalare aplicați în cazul simulărilor din fig. 6.5 sunt: scalare P = 0.8, scalare D = 0.6, scalare I = 0.2. Tot în cazul simulării din fig. 6.5, îmbunătățirea comportării generale a sistemului permite și o abordare alternativă a corectorului adaptiv fuzzy-interpolativ (6.3) care, cu prețul creșterii duratei regimurilor tranzitorii, poate fi reorientat în direcția unui răspuns mai bun pentru sistemele oscilante neamortizate, prin mărirea numărului locațiilor din tabelul de căutare conținând valoarea 0:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row}(\epsilon): [-1 \ -0.8 \ 0 \ 0.8 \ 1]; \\ \text{column}(d\epsilon): [-25 \ 0 \ 25]; \\ \text{table}: [1 \ 1 \ 1; \ 0 \ 0 \ 0; \ 1 \ 1 \ 1; \ 0 \ 0 \ 0; \ 1 \ 1 \ 1]. \end{array} \right. \quad (6.4)$$

Raspunsuri indiciale pentru 4 procese diferite, cu regulator FFSAIC

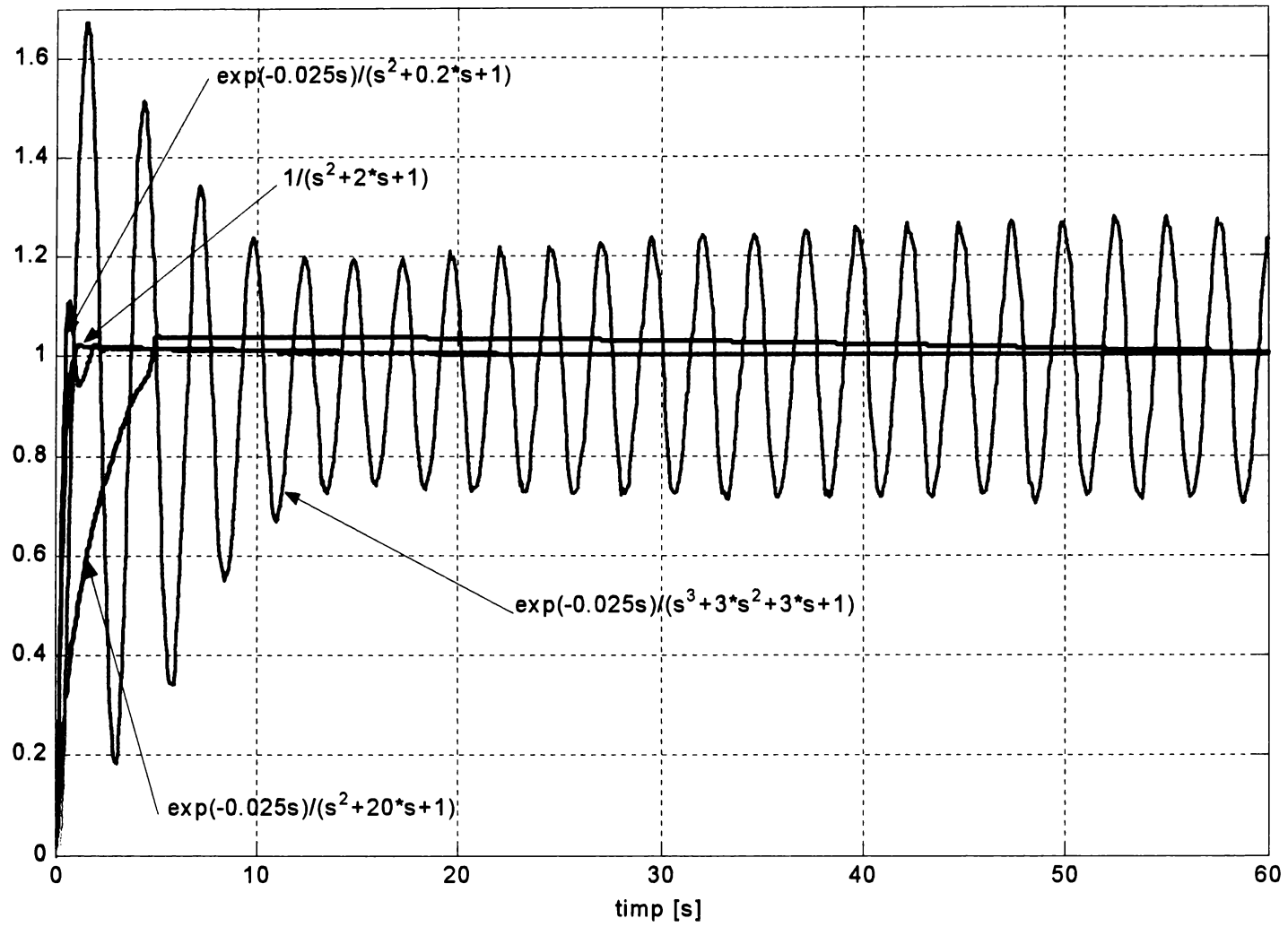
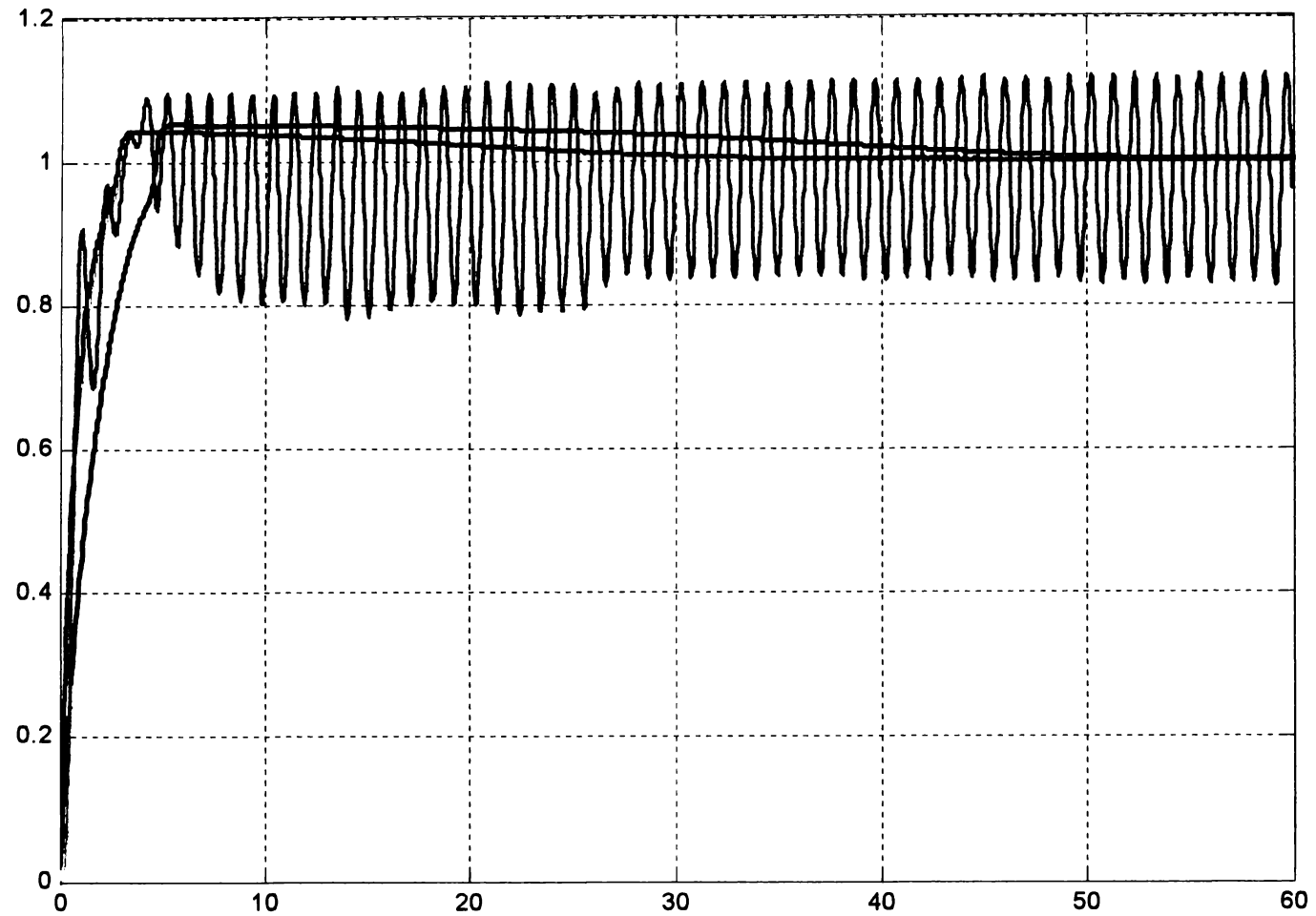


Fig. 6.4. Răspunsuri indiciale produse de acțiunea regulatorului FFSAIC asupra a patru procese conduse



*Fig. 6.5 Răspunsuri indiciale produse de acțiunea regulatorului FFSAIC cu factorul de amplificare crescut, asupra proceselor din fig. 6.4.*

#### 6.4. Concluziile capitolului 6

În capitolul 6 se pune problema extinderii domeniului de funcționare a regulatorului FSAIC, prin posibilitatea acestuia de a se putea adapta tuturor regimurilor de funcționare posibile, impuse de variația în timp a parametrilor sau chiar a structurii procesului condus.

*Prima metodă propusă constă din aplicarea unei dependențe funcționale scăzătoare a factorului de adaptare multiplicativ, cu produsul  $\dot{\epsilon} \cdot \epsilon$ .*

*A doua metodă propusă este mult mai performantă, datorită capacității de a conduce procese care evoluează în regimuri de funcționare care necesită baze de reguli adaptive contradictorii. Metoda constă din fuzionarea fuzzy a mai multor baze de reguli adaptive, conectate la același regulator PSAIC. Se poate ajunge astfel la un singur regulator, denumit FFSAIC (cu baza de reguli adaptive fuzionate fuzzy), capabil de a funcționa într-o manieră robustă conectat la diferite tipuri de procese: supra-amortizate, oscilatorii amortizate, oscilatorii ne-amortizate, cu timp mort și instabile. În acest mod pot fi abordate procese complicate, cu parametri puternic variabili în timp, despre care nu dispunem de date apriorice certe.*

*Condiția ca această fuziunea să fie eficientă este o corectă identificare a regimului de funcționare, on-line, în timp real. Această identificare poate fi realizată prin analizarea traiectoriei de fază a erorii, de către un controler distinct, de tip PD fuzzy-interpolativ.*

*Elementele originale ale soluției constau din aplicarea fuziunii fuzzy doar asupra corecțiilor adaptive, în cadrul unui singur regulator și din calcularea ponderii fiecărui corector adaptiv pornind de la identificarea regimului de funcționare prin analizarea traiectoriei de fază a erorii.*

*O concluzie care se poate desprinde din acest capitol, ca și din cel precedent, este că regulatorul FSAIC creează o clasă mai largă de regulatoare care au în comun caracterul fuzzy-interpolativ și adaptiv. Elementele acestor regulatoare pot fi combinate în diverse moduri și permit diverse opțiuni de acordare. Cele trei regulatoare care pot fi incluse în această clasă sunt:*

- *regulatorul PSAIC (Plane Surface Adaptive Interpolative Controller), un regulator cu structură variabilă: PD în timpul regimurilor tranzitorii, care se comută în mod gradat, prin interpolare liniară, în PID, la intrarea în regim staționar;*
- *regulatorul FSAIC (Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controller), care combină un regulator PSAIC cu un corector multiplicativ adaptiv, realizat cu ajutorul unui controler fuzzy-interpolativ de tip PD;*
- *regulatorul FFSAIC (Fused Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controller), care se obține prin fuzionarea fuzzy a mai multor corecții adaptive în cadrul unui singur FSAIC.*

*În timp ce PSAIC este un regulator fuzzy-interpolativ relativ simplu, acționând într-o manieră preponderent numerică, FSAIC înglobează cunoștințe despre ajustarea reguletoarelor PID în diferite regimuri de funcționare, exprimabile lingvistic, iar FFSAIC aduce în plus capacitatea de a identifica diferite regimuri de funcționare posibile și înglobează strategii de adaptare contradictorii, care sunt apelate în funcție de regimul identificat.*



# 7.

## Modelarea și conducerea fuzzy-adaptivă a unei instalații de condiționare a aerului dintr-un vagon necompartimentat

În acest capitol se prezintă modelul original al unei instalații de condiționare a aerului dintr-un vagon necompartimentat, caracterizat de puternice neliniarități și de un timp mort important. Conduc de către un regulator liniar, acest proces ar genera oscilații puternice. În continuare procesul este condus printr-un regulator FSAIC, obținându-se o importantă atenuare a oscilațiilor cauzate de timpul mort.

### 7.1. Modelul unei instalații de condiționare a aerului dintr-un vagon necompartimentat

Una dintre lucrările de referință despre condiționarea aerului în vagoanele de călători [Frio95] își propune să îmbunătățească metodologia de reglare a instalației de climatizare de pe vagoanele TGV produse de GEC-ALSTHOM (La Rochelle, Franța). Modelul și metoda propusă de Laurent Friot au fost validate cu ajutorul unui stand experimental construit chiar cu sprijinul GEC-ALSTHOM. Având de ales între modelarea prin ecuații cu diferențe finite (timp discret) și cea prin ecuații diferențiale (timp continuu), Friot și cercetătorii de la GEC-ALSTHOM au ales varianta cu timp continuu, care deși ridică probleme de neliniaritate, păstrează accesibilitatea parametrilor fizici ai modelului. Având în continuare de ales între două metode de conducere adică între Conducerea prin Model Intern și Conducerea Predictivă, ei au ales prima variantă, tot datorită interpretărilor fizice mult mai evidente. Rezultatul principal al lucrării [Frio95] a fost materializat prin brevetarea algoritmului CMIGS (Commande par Modele Interne avec Gestion de Saturation).

Modelul termic al vagonului TGV la care a ajuns L. Friot este de ordin II, rezultând printr-o identificare prin metoda Marquardt (identificare prin metoda gradientului de ordin 2 Gauss-Newton, în care vectorul de căutare poate să își inverseze direcția față de gradient). Funcția de transfer a modelului, având ca ieșire temperatura iar ca intrare curentul consumat de echipamentul de climatizare este:

$$H(s) = \frac{G \cdot \omega^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \quad (7.1)$$

cu  $G = 0,384^\circ\text{C}/\text{A}$ ,  $\xi = 1,616$  și  $\omega = 5,773 \cdot 10^{-3} \text{ rad./s}$ .

În urma aplicării metodei, comportamentul în buclă închisă al temperaturii în interiorul vagonului ajunge la o amortizare  $\xi_{\text{BI}} = 0,7$  și o pulsație  $\omega_{\text{BI}} = 0,03 \text{ rad./s}$ .

Este de remarcat că abordarea de mai sus tinde spre obținerea unui reglaj optim, obținut însă pentru cazul unui model cu parametri ficși. De altfel chiar autorul face următoarea apreciere (pag. 65): "Să semnalăm apariția în ultimii ani a unor tehnici de reglare "automatice", adică adaptive în ceea ce privește acțiunea corectorului. Avantajul lor constă în obținerea unor module de reglaj "cvazi-universale", a căror punere în funcțiune este simplificată la maxim, dar a căror performanțe pot uneori rămâne medii."

În [Jams95] modelul utilizat este chiar mai simplu, de ordin I:

$$H(s) = 20 / (20 \cdot s + 1) \quad (7.2)$$

Modelul se referă la comportarea termică a unei camere cu aer condiționat, având ca ieșire temperatura și ca intrare curentul consumat de încălzitor.

*Un model original al instalațiilor de condiționare a aerului din vagoanele de călători necompartimentate și unele metode de comandă aferente au fost abordate în câteva lucrări anterioare: [Băla97a], [Băla97b], [Băla97c], [Băla97d], [Băla97e], [Băla98a] și [Băla00c]. Ideea acestui model a fost inspirată de rezultatele încercărilor efectuate în anii 1989-1990 asupra instalației de aer condiționat a vagoanelor de clasa I produse de S.C. ASTRA VAGONE ARAD pentru Administrația Căilor Ferate din SRY-LANKA. Instalația era furnizată de către firma INGLOMARK (Austria) și era construită în cea mai mare parte din componente SIEMENS. Agregatul de răcire avea două trepte de putere iar comanda era de tip secvențial. Pornirea răcirii se făcea direct în treapta de putere 1/1 iar în continuare comanda alterna treptele 1/1 - 0 respectiv 1/2 - 0. În timpul încercărilor s-a putut constata apariția unor oscilații de temperatură extrem de ample (cu amplitudinea de 8°C și perioada de aprox. 3 minute), atunci când numărul de călători depășea o anumită valoare. Am atribuit aceste oscilații acțiunii timpului mort necesar parcurgerii de către aerul recirculat și răcit a traseelor din interiorul agregatului de răcire și a conductelor de dirijare, precum și a timpului de amestec și de circulație din incinta vagonului. Ulterior această ipoteză a fost confirmată și prin justetea măsurilor de acordare luate imediat, la fața locului, și prin simulare pe calculator. În urma testelor efectuate am observat că acest timp mort este influențat de debitul instalației de ventilare, de regimul de funcționare al agregatului de răcire precum și de numărul de călători. Soluția imediată aplicată a constat din trecerea obligatorie a puterii prin treapta de 1/2 din capacitate atât la pornirea cât și la oprirea agregatului de răcire și din prelungirea duratelor acestui regim. Din cauza condițiilor de producție și a costurilor extrem de ridicate testările nu au putut continua. Concluzia rezultată a fost că în cazul vagoanelor de călători necompartimentate se impune aplicarea unui algoritm de reglare extrem de robust.*

*Legea de reglare trebuie concepută pornind de la un model structural care să țină seama de principalii factorii de influență: numărul de călători, temperatura aerului exterior, debitul de aer ventilat, factorul de recirculare, radiația pereților și lungimea traseelor prin care circulă aerul. Este esențială studiarea sistemului de reglare în ansamblu, ținând seama de toate interacțiunile care se produc între componentele sistemului. Întârzierea produsă de transportul aerului poate fi modelată prin timpul mort  $\tau$  (la vagonul de clasa I tip Sry-Lanka,  $\tau = 20 \dots 30s$ ).*

Trebuie menționat că timpul mort este folosit doar principial, într-un model cu rol de testare al unor regulatoare. Modelarea mai precisă a instalației de aer condiționat ar fi mult mai complicată, ea trebuind să apeleze la un model cu parametri dis-

tribuiți, dar aceasta ar complica și îngreuna derularea simulărilor. De altfel dacă timpul mort ar fi constant și nu ar depinde de debitul de aer ventilat și de regimul de funcționare al echipamentului de climatizare, s-ar fi putut apela la una dintre metodele de conducere predictivă. Complexitatea factorilor de neliniaritate din această instalație fac de la început iluzorie atingerea unei precizii deosebite de modelare.

*Modelul original al comportării termice a unui vagon de călători necompartimentat propus în [Băla97b] și utilizat în continuare este nelinear și cu timp mort. El înlocuiește modelele (7.1) și (7.2) prin ecuația diferențială:*

$$V \cdot \rho \cdot c_a \frac{d\theta_i(t)}{dt} = \{[1-u(t)] \cdot D_t(t) \cdot \rho \cdot c_a + \alpha \cdot S\} \cdot [\theta_e(t) - \theta_i(t)] + N(t) \cdot P_o + P_e(t) - P(t-\tau) \quad (7.3)$$

unde  $V$  este volumul incintei [ $m^3$ ],  $\rho$  densitatea aerului ( $\rho = 1,293 \text{ kg/m}^3$ ),  $c_a$  căldura specifică a aerului ( $c_a = 1000 \text{ J/kg} \cdot ^\circ\text{K}$ ),  $\theta_i$  temperatura în incintă [ $^\circ\text{C}$ ],  $u$  factorul de recirculare,  $D_t$  debitul de aer ventilat [ $m^3/s$ ],  $\alpha$  coeficientul mediu de transfer termic [ $\text{W/m}^2 \cdot ^\circ\text{K}$ ],  $S$  suprafața radiantă a interiorului vagonului [ $m^2$ ],  $\theta_e$  temperatura exterioară [ $^\circ\text{C}$ ],  $N$  numărul de călători,  $P_o$  puterea medie degajată de un călător ( $P_o = 115 \text{ W}$ ),  $P_e$  puterea disipată de alte echipamente din vagon,  $P$  puterea elementului de execuție iar  $\tau$  timpul mort. Mărimea de intrare este  $P(t)$  iar mărimea de ieșire este  $\theta_i(t)$ .

*Ecuația (7.3) poate fi completată, în funcție de precizia dorită, cu influențele altor efecte fizice care influențează temperatura și care pot fi găsite în literatură [Chri68], [Chri71], [Șand82] sau în documentațiile I.C.P. Vagoane Arad [Tosh83]. Problema la care concură datele respective este dimensionarea puterii maxime a instalației de climatizare, utilizarea lor la modelarea comportării termice a aerului din vagon fiind originală. S-ar putea astfel lua în considerare detalierea transferului de căldură prin suprafața vagonului considerând și suprafața vitrată, insolația, etc. Aceste efecte nu sunt însă atât de puternice încât să influențeze semnificativ răspunsul în timp al sistemului.*

*Modelul trebuie completat și cu ecuațiile concentrațiilor de noxe emise de călători (autotoxine), în principal vaporii de apă și bioxidul de carbon:*

$$V \cdot \frac{dC_{\text{CO}_2}(t)}{dt} + [1 - u(t)] \cdot D_t(t) \cdot C_{\text{CO}_2}(t) = N(t) \cdot q_{\text{CO}_2} \quad (7.4)$$

$$V \cdot \frac{dC_{\text{H}_2\text{O}}(t)}{dt} + [1 - u(t)] \cdot D_t(t) \cdot C_{\text{H}_2\text{O}}(t) = N(t) \cdot q_{\text{H}_2\text{O}} \quad (7.5)$$

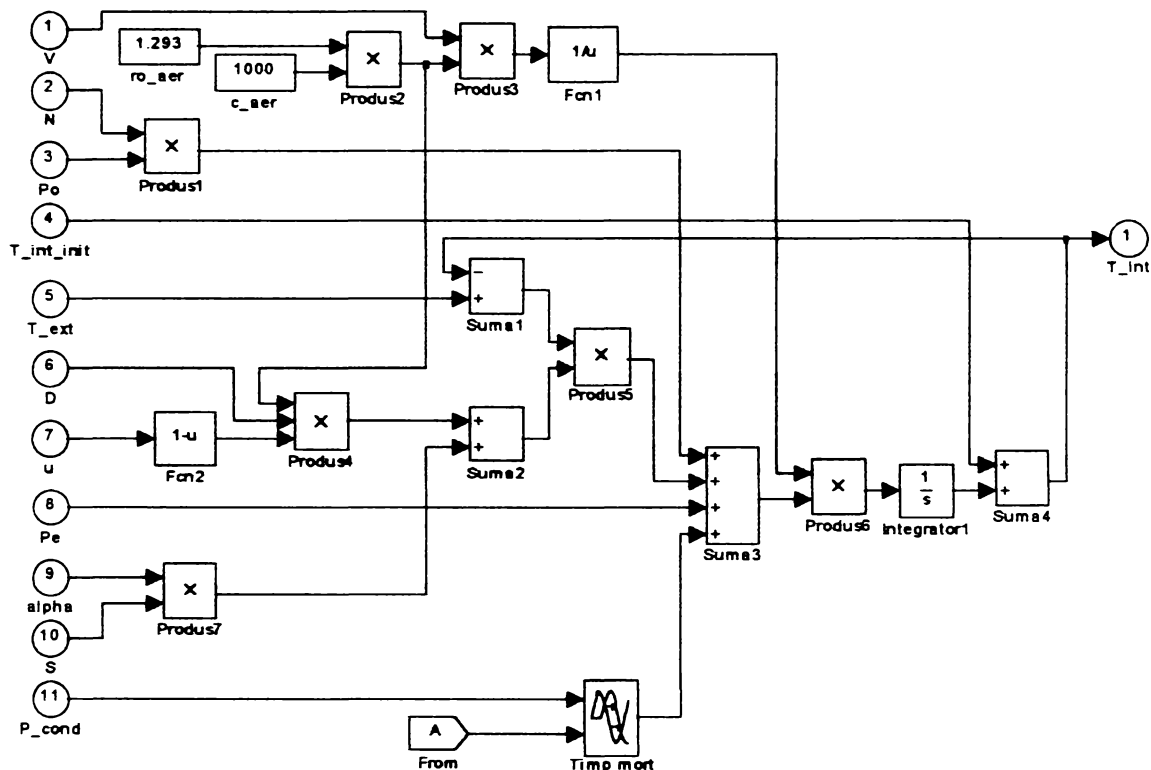
unde  $C_{\text{CO}_2}$  este concentrația de bioxid de carbon [%vol.],  $q_{\text{CO}_2}$  debitul mediu de bioxid de carbon emis de un călător [ $m^3/s$ ],  $C_{\text{H}_2\text{O}}$  concentrația de vapori de apă [%vol.] iar  $q_{\text{H}_2\text{O}}$  debitul mediu de vapori de apă emis de un călător [ $m^3/s$ ].

*Influența agregatului de climatizare (încălzire + răcire) a fost luată în considerare doar prin timpul mort, având în vedere că noile echipamente au o funcționare prea complexă pentru a putea fi surprinsă cu precizie în cadrul unei soluții de principiu [Frio95], [Loft95].*

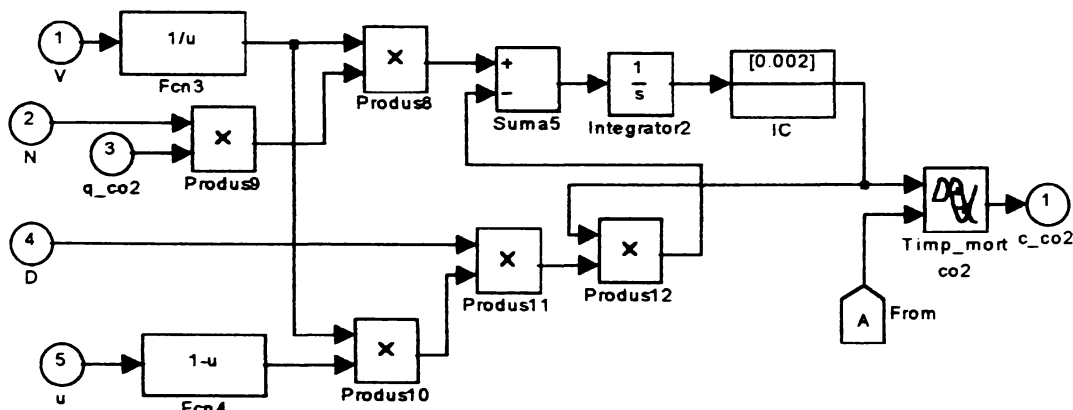
*Prima abordare a modelului a fost făcută în [Băla97b], prin implementarea în limbaj C. Rezultatele au fost pozitive, demonstrându-se posibilitatea implementării digitale în oricare dintre variantele dorite fără probleme, întrucât modelul constă*

doar din ecuații diferențiale de ordin I, cu parametri variabili în timp. Această variantă de implementare este prezentată în Anexa 2.

Pentru o reprezentare transparentă a structurii fizice a instalației și a interconexiunilor funcționale dintre elementele sale, modelul a fost scris în SIMULINK. Comportarea termică a atmosferei din vagon, conform ecuației (7.3), este modelată în modulul **Temperatura** din fig. 7.1a iar evoluția concentrației de bioxid de carbon, conform ecuației (7.4), este modelată de modulul **Concentrație\_co2** din fig. 7.1b. Modulul **Concentrație\_h2o** care modelează ecuația (7.5) este identic cu modulul **Concentrație\_co2**.



a) Modulul Temperatura



b) Modulul Concentrație\_co2, identic cu Concentrație\_h2o

Fig. 7.1. Modulele Temperatura și Concentrație\_co2

Modulul Modelul vagonului din fig.7.2 include cele trei module de mai sus precum și module pentru programarea variațiilor în timp sau valorilor fixe ale unora dintre parametri ( $V$ ,  $S$ ,  $P_o$ ,  $\alpha$ , etc.).

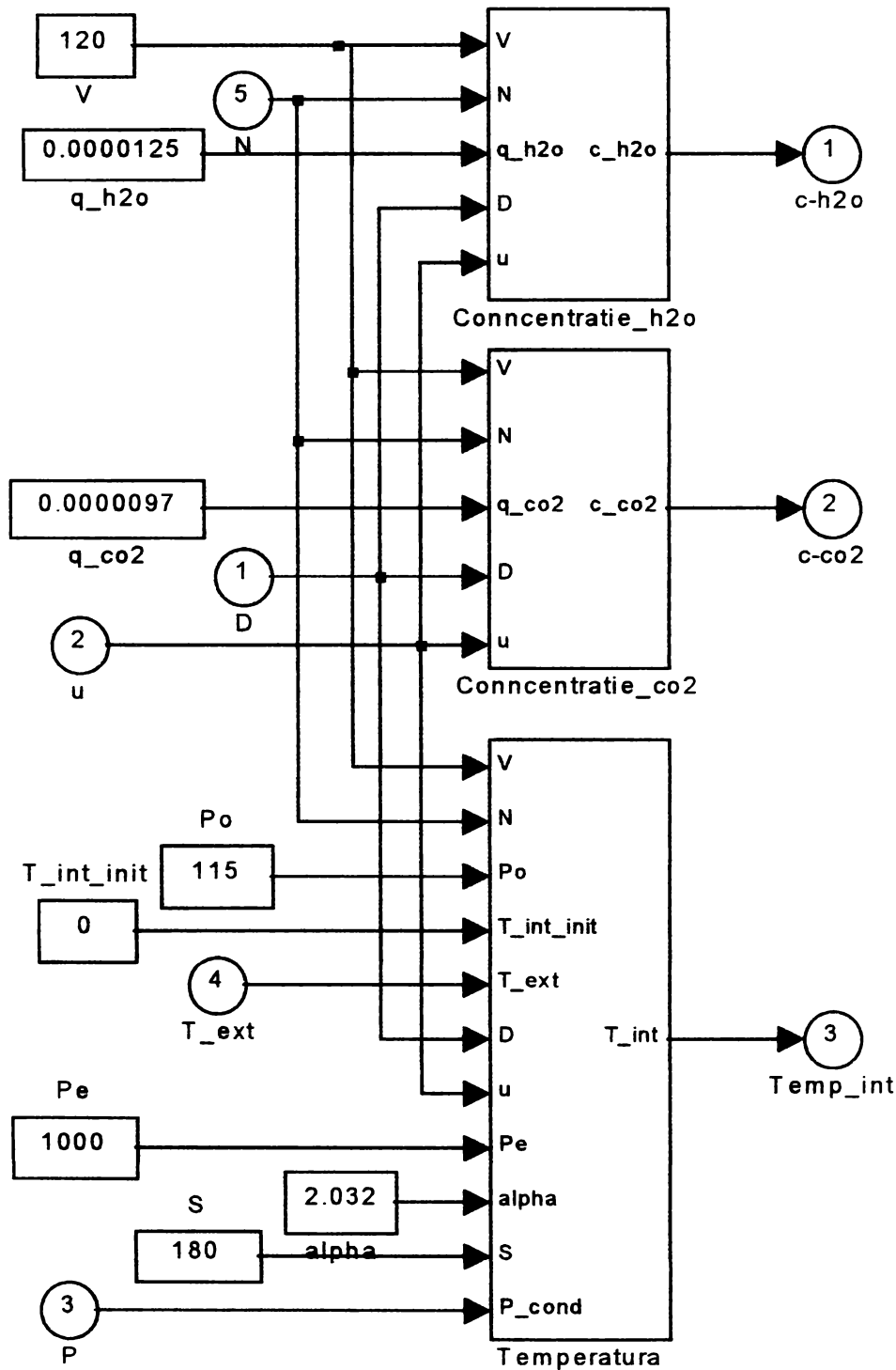


Fig. 7.2. Modulul Modelul vagonului

Principalii parametri constructivi aleși pentru vagon, tipici pentru un vagon obișnuit, sunt  $V = 120m^3$ ,  $S = 180m^2$ ,  $\alpha = 2,0232W/m^2 \cdot ^\circ K$  și  $P_E = 1000W$ .

Fereastra principală a modelului, prezentată în fig. 7.3, mai include unele blocuri necesare pentru programarea variațiilor în timp ale unora dintre parametri ( $\theta$ ,  $N$ , temperatura impusă), elementele de monitorizare a parametrilor și regulatorul.

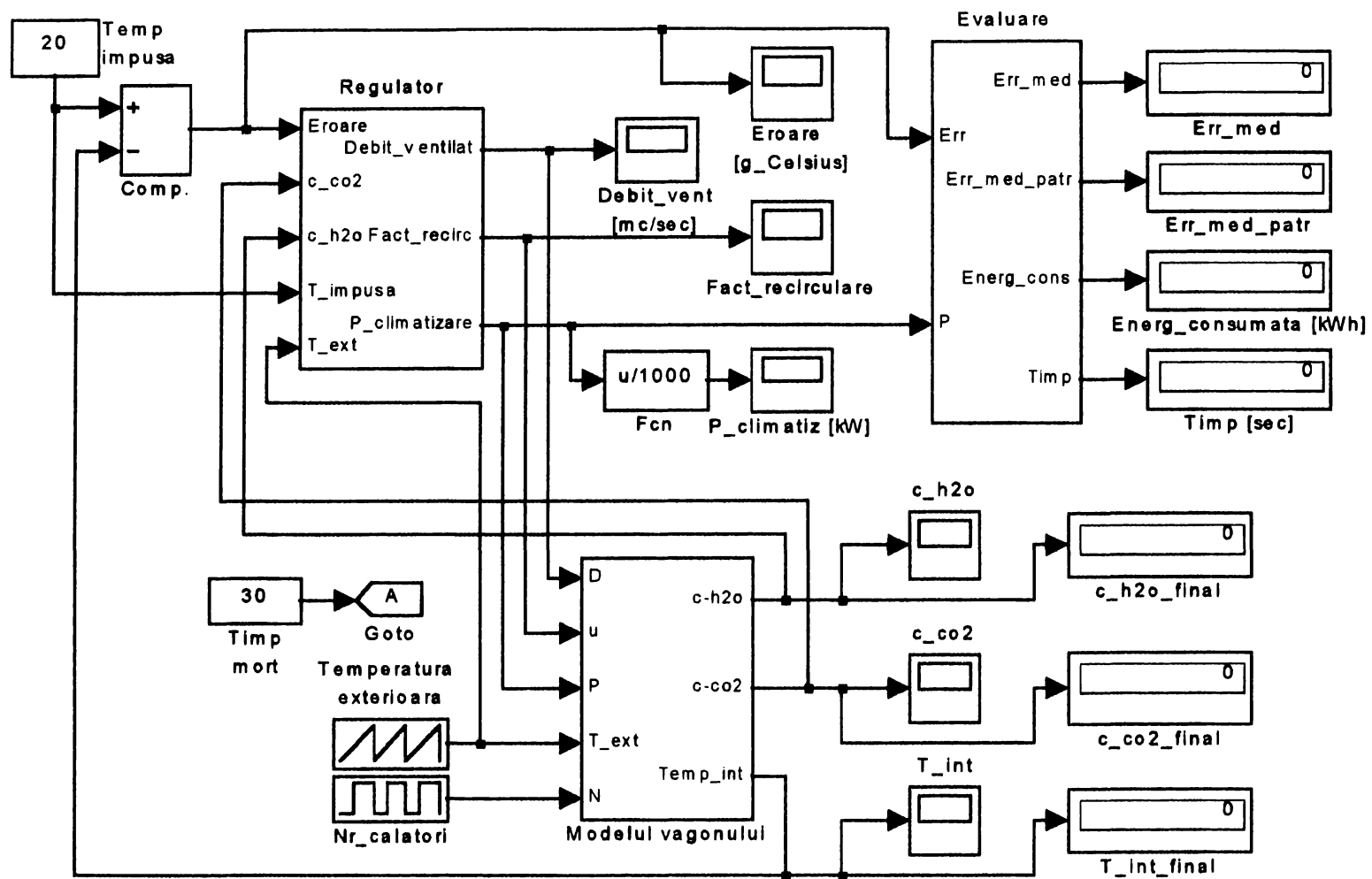


Fig. 7.3. Modelul SIMULINK al unui sistem de condiționare a aerului în vagoanele de călători necompartimentate



## **7.2. Conducerea instalației de condiționare a aerului**

### **7.2.1. Generalități despre conducerea instalației de aer condiționat din vagoane**

Comandarea instalației de aer condiționat este dependentă în principal de modul de funcționare al echipamentelor de climatizare. În cazul vagoanelor TGV puterea instalației de încălzire este de 30kW, iar funcționarea discontinuă este de tipul "totul sau nimic". Reglajul este de tip bipozițional cvazi-continuu cu comandă modulată în durată: puterea debitată este comandată prin factorul de umplere al unor impulsuri având perioada de 3 minute (impusă de fiabilitatea elementelor de comutație) [Frio95]. Acest gen de funcționare este clasic, are avantajul simplității și prețului redus, dar induce oscilații de temperatură, care sunt însă în mare parte atenuate de dinamica lentă a sistemului. De altfel variațiile nu prea mari ale temperaturii reglate a aerului din incintă (de exemplu  $\pm 1^{\circ}\text{C}$ ) nu sunt contraindicate, ele având un rol stimulator pentru oameni [Chri71], [Șand82].

*Considerând perfecționarea și ieftinirea convertizoarelor statice cu tiristoare GTO, tendința actuală este de a utiliza aceste convertizoare pentru obținerea unei funcționări continue a elementului de execuție. În modelul utilizat în continuare s-a considerat cazul unor instalații de climatizare cu funcționare continuă. În cazul instalațiilor de încălzire, alimentarea rezistențelor de încălzire se va realiza astfel prin impulsuri dreptunghiulare cu factor de umplere continuu reglabil, furnizate de chopper cu tiristoare GTO, înlocuindu-se comutarea grupărilor de rezistențe prin contactoare electromecanice. În cazul instalațiilor de răcire circulația agentului de răcire se va realiza prin pompe antrenate de motoare electrice comandate prin variatoare de turație cu acțiune continuă, evitându-se funcționarea bipozițională.*

Deși în principiu răcirea și încălzirea sunt echivalente, instalațiile de răcire sunt de regulă mai complicate decât cele de încălzire, în comanda lor intervenind o serie de constrângeri constructive. În cazul instalației de răcire de pe TGV de exemplu, sunt necesare cinci comenzi de intrare (pentru compresor, electrovalvă, ventilator condensor și două delestaje ale cilindrilor) [Frio95]. Lucrarea de față nu își propune studierea unei anumite instalații de răcire, rezultatele obținute fiind principiale. În cazul unei aplicații soluția va trebui adaptată la caracteristicile echipamentelor.

În continuare se cercetează compatibilitatea controlerului FSAIC cu acest gen de instalații. Principalele obiective ale reglării sunt:

- obținerea unor acțiuni de reglare cât mai rapide la schimbările de parametri (număr de călători, temperatură externă, deschiderea ușilor, etc.) și în general obținerea unor regimuri tranzitorii cât mai rapide, dar fără suprareglaje notabile;
- rejecția oscilațiilor importante generate de prezența timpilor morți în instalație;
- admiterea erorilor staționare de ordinul  $\pm 1^{\circ}\text{C}$  precum și a oscilațiilor cu amplitudine mai mică de ordinul  $1^{\circ}\text{C}$ ;
- reducerea consumului de energie.

### **7.2.2. Regulatorul FSAIC în conducerea instalației de climatizare**

Aplicarea RF la condiționarea aerului a fost inițiată pentru clădiri [Hiro95], [Doun96] cu deplin succes, ceea ce a impulsat și aplicațiile din domeniul transporturilor [Panu97], etc.

*Motivul principal pentru utilizarea regulatorului FSAIC în conducerea climatizării vagonului de călători este capacitatea sa de a atenua oscilațiile produse de*

timpii morți. Deoarece viteza de răspuns și precizia statică nu sunt critice, nu se pune problema alegerii variantei FFSAIC, singurul corector adaptiv necesar fiind cel specific sistemelor cu timp mort (vezi §5.2.2). Mai mult decât atât, din cauza caracterului lent variabil al sistemului, nu se justifică nici prezența componentei derivate din corectorul adaptiv, acesta reducându-se la un tabel de căutare mono-dimensional.

Regulatorul FSAIC adaptat la această aplicație este prezentat în fig. 7.4.

Se poate remarca o abordare diferită față de cea din Cap. 5, prin aceea că factorii de scalare  $P$ ,  $D$  și  $I$  sunt unitari, adaptarea la valorile cerute de proces rezultând chiar din tabele. Factorul de amplificare aplicat ieșirii este de 15000. O altă diferență este aplicarea, la intrarea corectorului adaptiv, a erorii filtrate printr-un filtru trece jos cu funcția de transfer  $\frac{1}{45 \cdot s + 1}$ .

Reglarea debitului de aer ventilat și a factorului de recirculare se realizează prin regulatoare fuzzy-interpolative (implementabile prin blocuri de tip look-up table). Atunci când diferența de temperatură dintre valoarea impusă și temperatura exterioară este mai mare de  $10^{\circ}\text{C}$  cele două controlere se vor poziționa pe valorile corespunzătoare debitului ventilat maxim ( $1,1\text{m}^3/\text{s}$ ) respectiv factorului de recirculare maxim (0,9). În acest mod cantitatea de aer proaspăt introdusă în vagon este minimă, pentru a se reduce pierderile de energie.

### 7.2.3. Rezultate obținute

În continuare se prezintă câteva rezultate semnificative ale unor simulări obținute prin aplicarea regulatorului FSAIC, în următoarele condiții:

- durata simulărilor: 3600s;
- temperatura impusă:  $20^{\circ}\text{C}$  timp de 1800s, apoi  $18^{\circ}\text{C}$ ;
- timp mort: 30s;
- număr de călători: 60;
- temperatura exterioară:  $-10^{\circ}\text{C}$ ;
- temperatura inițială din vagon:  $-10^{\circ}\text{C}$ .

Regulatorul PSAIC din componența FSAIC are următorul model:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row } (\epsilon): \quad [-2 \ -1 \ 0 \ 1 \ 2]; \\ \text{column } (d\epsilon): [-0.2 \ -0.1 \ 0 \ 0.1 \ 0.2]; \\ 3^{\text{rd}} \text{ dimension } (\int\epsilon): [-100 \ 0 \ 100]; \\ \text{table: } \text{cat}(3, [-2 \ -2 \ -2 \ -1 \ 0; -2 \ -2 \ -1 \ 0 \ 1; -2 \ -1 \ -1 \ 1 \ 2; -1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 2; 0 \ 1 \ 2 \ 2 \ 2], \\ \quad [-2 \ -2 \ -2 \ -1 \ 0; -2 \ -2 \ -1 \ 0 \ 1; -2 \ -1 \ 0 \ 1 \ 2; -1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 2; 0 \ 1 \ 2 \ 2 \ 2], \\ \quad [-2 \ -2 \ -2 \ -1 \ 0; -2 \ -2 \ -1 \ 0 \ 1; -2 \ -1 \ 1 \ 1 \ 2; -1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 2; 0 \ 1 \ 2 \ 2 \ 2]). \end{array} \right. \quad (7.6)$$

Corectorul adaptiv are următoarea configurație:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row } (\epsilon): [-3.5 \ -2.6 \ -2.5 \ 0 \ 2.5 \ 2.6 \ 3.5]; \\ \text{table: } [1 \ 1 \ 0.6 \ 0.5 \ 0.6 \ 1 \ 1]. \end{array} \right. \quad (7.7)$$

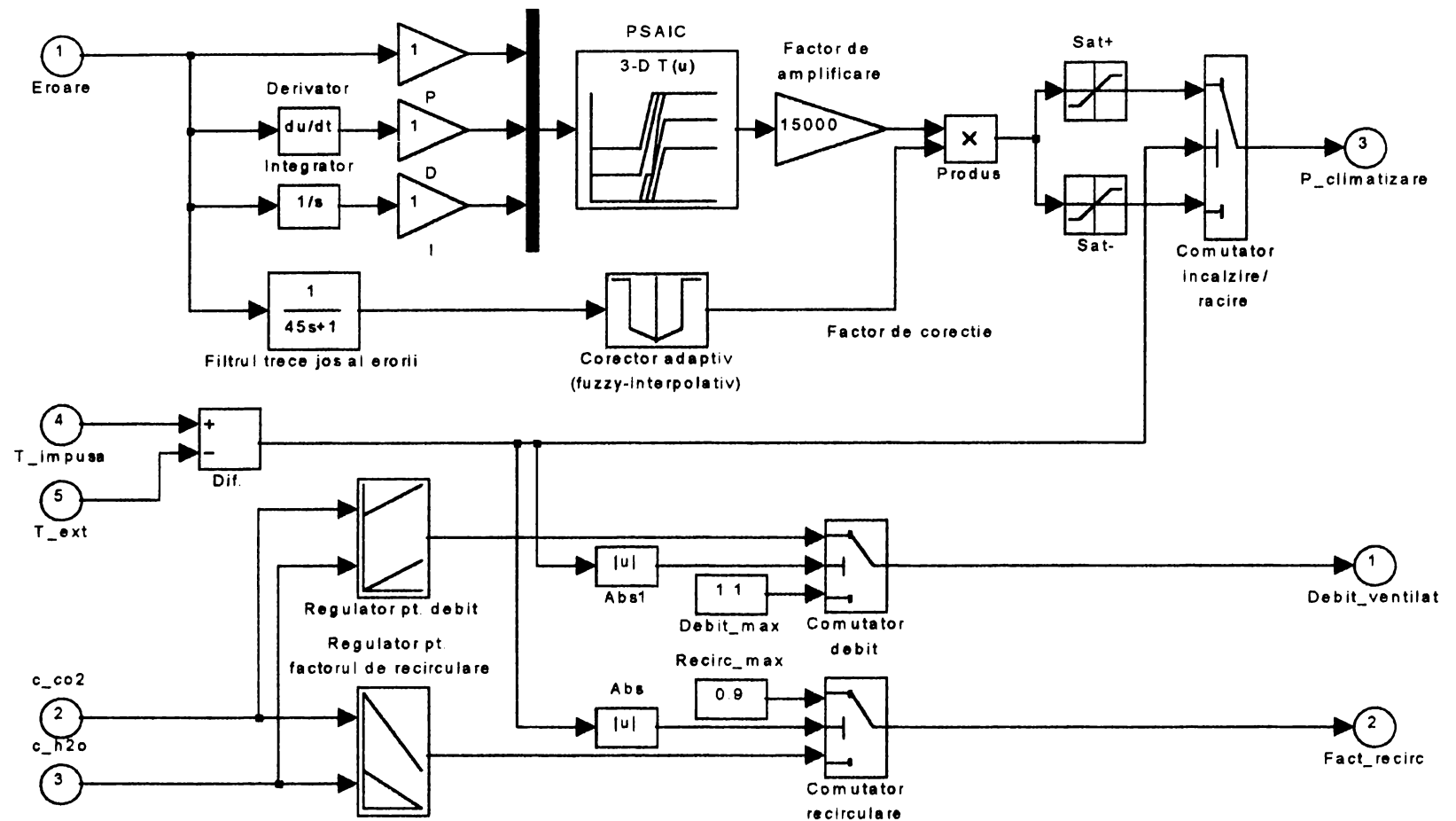
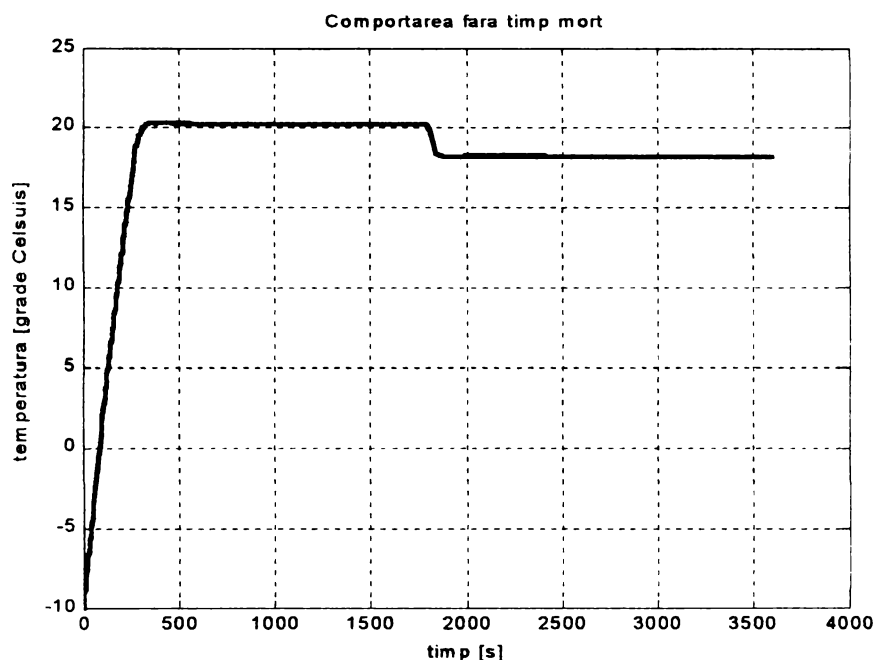
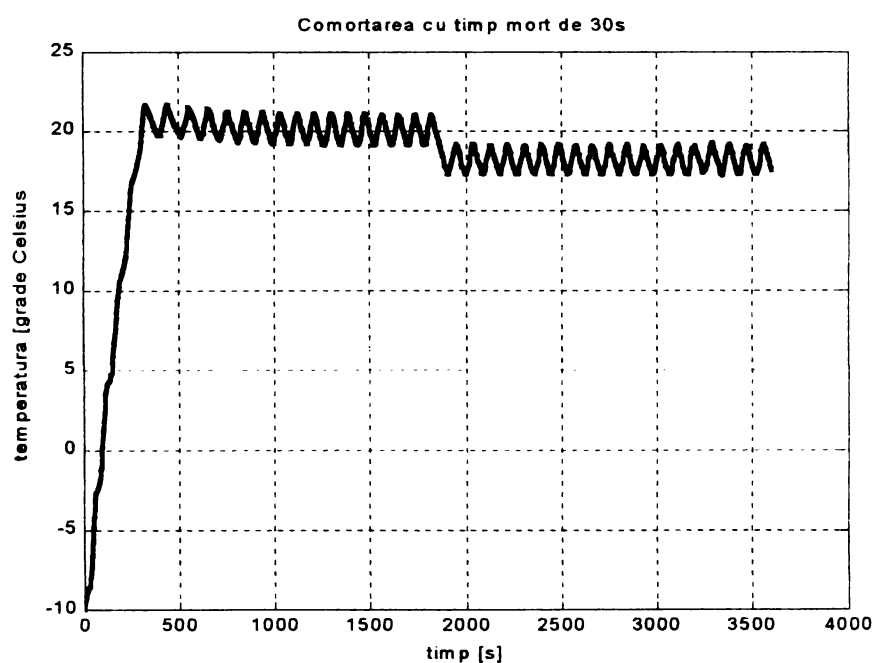


Fig. 7.4. Modulul Regulator incluzând un regulator FSAIC pentru temperatură cu structura adecvată unui sistem cu timp mort: cu filtrarea erorii și cu adaptare prin scăderea câștigului în zona erorilor medii și mici (vezi modulul Controler\_adaptare). Sunt prezente și reglatoarele pentru ventilație și recirculare a aerului.

Așa cum s-a menționat anterior, principalul efect negativ al timpului mort este inducerea unor puternice oscilații în sistemele de reglare. Cea mai defavorabilă consecință a acestor oscilații se manifestă asupra elementului de execuție, care trebuie să facă față unor dese schimbări de regim, ceea ce îi afectează fiabilitatea și produce și un consum inutil de energie. În fig. 7.5 se ilustrează efectele timpului mort în cazul sistemului condus de un regulator PSAIC.



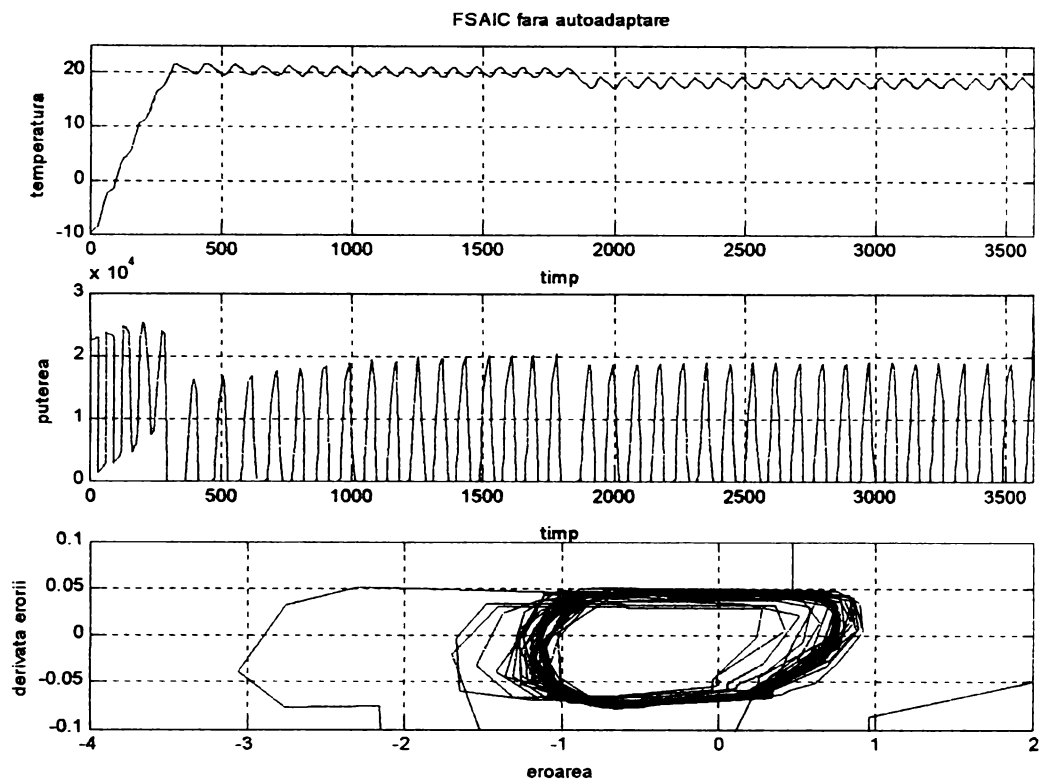
a) Comportarea sistemului de reglare fără timp mort, fără autoadaptare



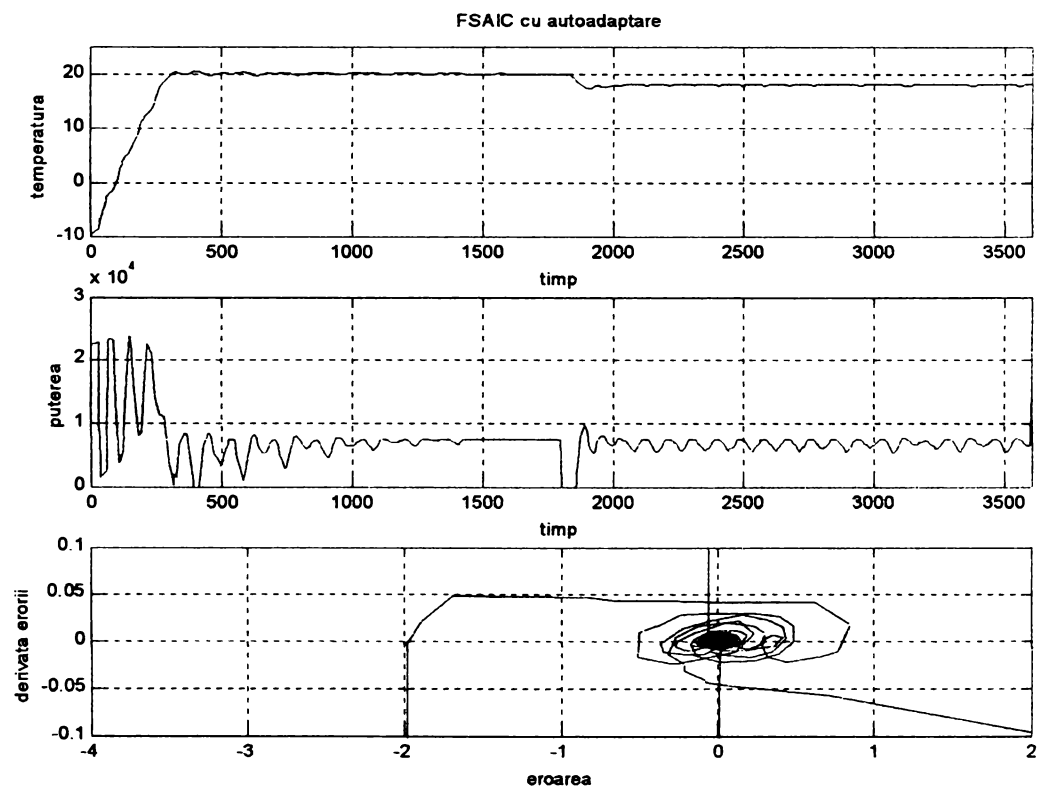
b) Comportarea sistemului de reglare cu timp mort de 30s, fără autoadaptare

Fig. 7.5. Efectul timpului mort asupra sistemului de reglare a temperaturii

Aceleași oscilații produse de timpul mort se remarcă și în fig. 7.6a. Prin introducerea corectorului adaptiv oscilațiile sunt practic rejectate, acțiunea elementului de execuție netezindu-se vizibil, așa cum se observă în fig. 7.6b.



*a) Comportarea regulatorului FSAIC fără autoadaptare (PSAIC)*



*b) Comportarea regulatorului FSAIC (cu autoadaptare)*

*Fig. 7.6. Comportarea regulatorului FSAIC cu și fără autoadaptare.  $\tau = 30s$ .*

În fig. 7.7 se prezintă un răspuns rezultat în următoarele condiții:

- durata simulărilor: 3600s;
- temperatura impusă: 20°C timp de 1200s, apoi 18°C;
- numărul de călători: 45 timp de 2400s, apoi 60;

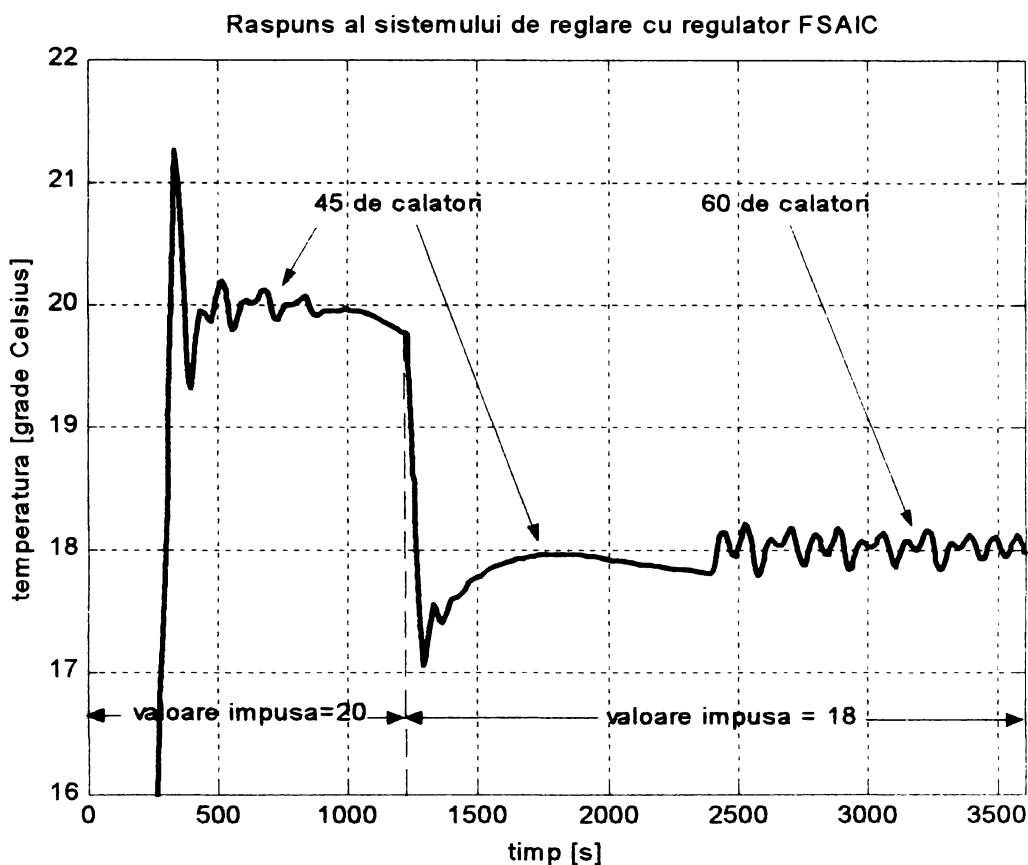


Fig. 7.7. Comportarea sistemului de reglare cu regulator FSAIC, în condiții de perturbații (variația numărului de călători).  $\tau = 30s$ .

Se remarcă la fiecare variație bruscă a unuia dintre parametri un suprareglaj aproximativ egal cu amplitudinea oscilației sistemului care s-ar manifesta dacă el ar funcționa fără autoadaptare. El este datorat în cea mai mare parte întârzierii cu care intră în acțiune controlerul adaptiv, din cauza filtrării prealabile a erorii. Cu cât filtrarea este mai slabă suprareglajul este mai mic, dar oscilațiile remanente sunt mai mari.

Regulatorul debitului ventilat are următoarea configurație:

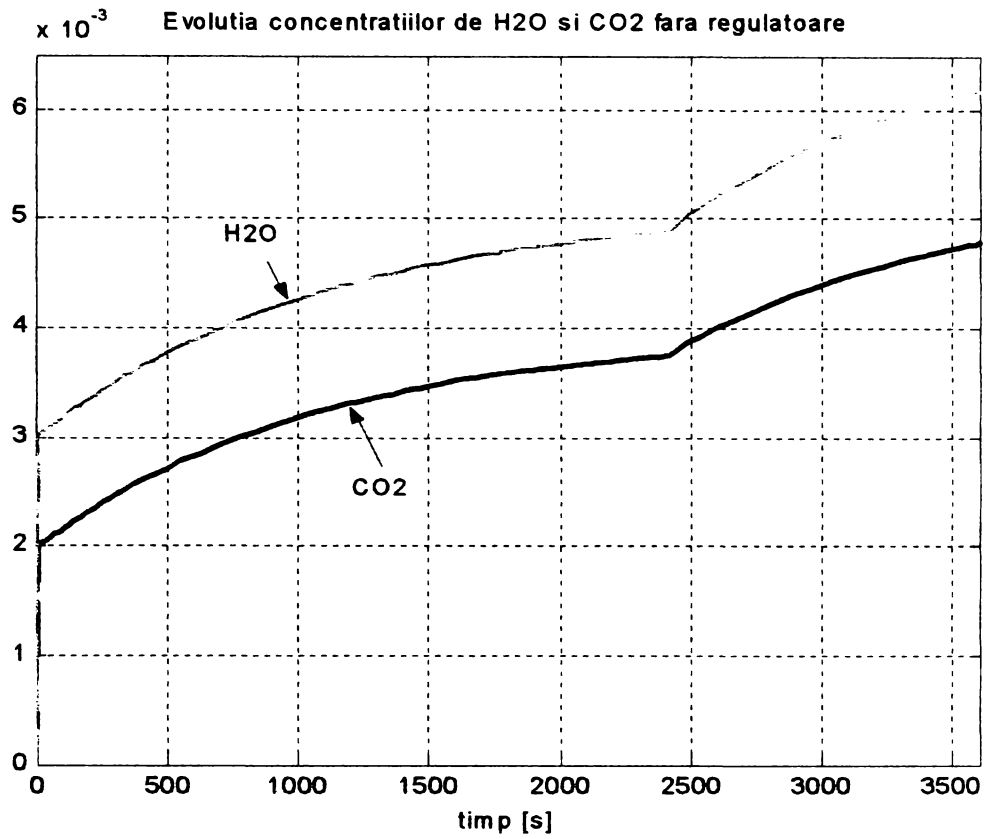
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row (c\_co2): [0.002 0.005];} \\ \text{column (c\_h2o): [0.003 0.006];} \\ \text{table (D): [0.5 0.8; 0.8 1.1].} \end{array} \right. \quad (7.8)$$

Regulatorul factorului de recirculare are configurația:

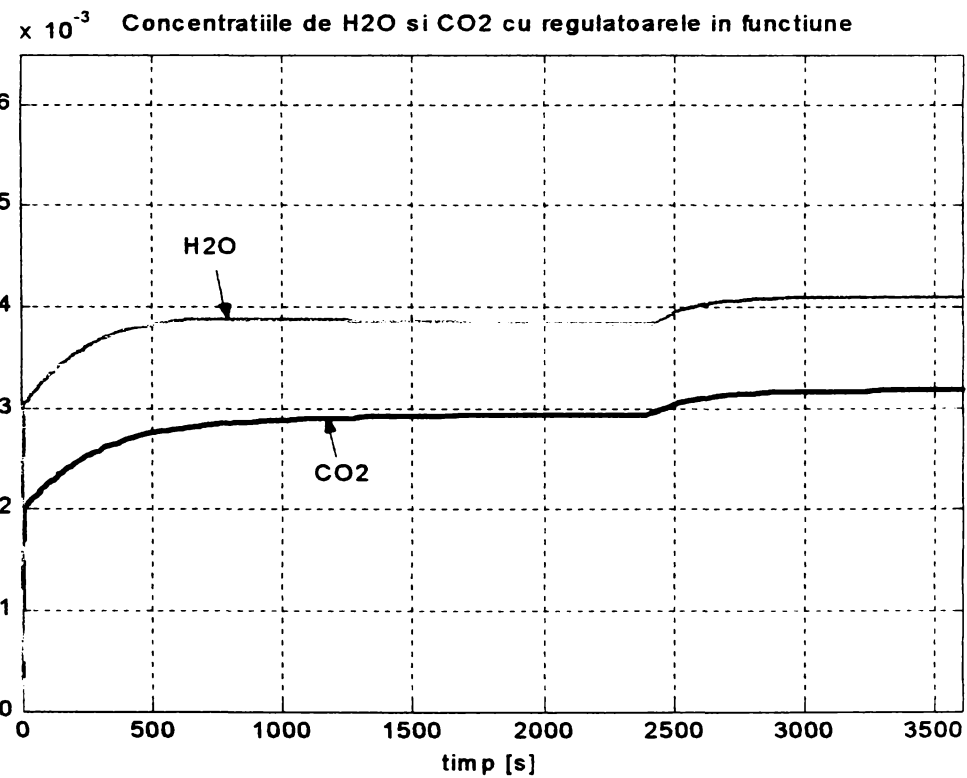
$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row (c\_co2): [0.002 0.005];} \\ \text{column (c\_h2o): [0.003 0.006];} \\ \text{table (u): [0.9 0.7; 0.7 0.5].} \end{array} \right. \quad (7.9)$$



Efectul acestor reglatoare se observă în fig. 7.8b, prin comparație cu situația din fig. 7.8a, în care se mențin fixe valorile  $D = 1,1\text{m}^3/\text{s}$  și  $u = 0,9$ .



a) Comportarea sistemului cu reglatoarele scoase din funcțiune



b) Comportarea sistemului cu reglatoarele în funcțiune

Fig. 7.8. Efectul reglatoarelor debitului ventilat și factorului de recirculare

### 7.3. Concluziile capitolului 7

*Principala dificultate a reglării parametrilor aerului condiționat din incinte mari, cum ar fi vagonul necompartimentat, este ridicată de întârzierile produse de circulația aerului prin instalație. Aceste întârzieri produc oscilații importante ale mărimilor reglate, făcând imposibilă stabilizarea lor. Modelarea precisă a acestor întârzieri este dificilă, dar ele pot fi echivalate printr-un timp mort, care are efecte similare. Pentru atenuarea efectului destabilizator al timpului mort, în cele mai multe dintre instalații se utilizează mai multe traductoare de temperatură, montate de-a lungul traseului parcurs de aerul ventilat, între indicațiile cărora se efectuează diferite medieri.*

*În acest capitol se prezintă un model original, al unei instalații de condiționare a aerului dintr-un vagon necompartimentat. Modelul propus este de ordin I, cu timp mort și cu parametri variabili în timp, constând dintr-un sistem de trei ecuații diferențiale neliniare, reprezentând comportarea în timp a temperaturii și a concentrațiilor de bioxid de carbon și de vapori de apă din aerul din vagon. Modelul înglobează influențele numărului de călători, prin emanațiile de bioxid de carbon, vapori de apă și căldură produse de aceștia, a temperaturii aerului exterior și a radiației calorice prin pereții vagonului, a debitului aerului ventilat și a factorului de recirculare al instalației de ventilare. Întârzierile provocate de curgerea aerului prin echipamentul de climatizare, prin canalele de aer și prin incinta vagonului au fost modelate printr-un un timp mort.*

*Modelul permite studiul reguletoarelor folosite pentru reglarea temperaturii precum și a concentrațiilor de bioxid de carbon și de vapori de apă emiși prin respirație de către călători, care sunt controlabile prin debitul de aer ventilat și prin factorul de recirculare. Datorită simulării prin integrare directă a ecuațiilor diferențiale ale modelului, fără a se apela la modele în frecvență, cele trei reguletoare pot fi urmărite interacționând între ele, întocmai ca și în cazul comportării reale.*

*Pentru reglarea temperaturii se aplică reguletorul original FSAIC, care a făcut obiectul capitolului 5, prin care se poate obține o importantă atenuare a oscilațiilor cauzate de timpul mort, fără a mai fi necesară instalarea mai multor traductoare de temperatură. Mărimea aplicată la intrarea corectorului adaptiv este eroarea de reglare filtrată printr-un filtru trece jos, pentru o mai bună rejecție a oscilațiilor. Pentru că sistemul este lent variabil, corectorul adaptiv poate fi redus la unul de tip P fuzzy-interpolativ.*

*În esență acest reguletor operează prin scăderea amplificării în zona erorilor mici și prin introducerea gradată a unui efect integrator, doar atunci când sistemul este în curs de stabilizare, în zona erorilor foarte mici, pentru anularea în timp a erorii staționare. Funcționarea astfel obținută este netedă, cu o acțiune de reglare neliniară, continuă, fără variații rapide. Dacă elementul de execuție o permite și în absența unor perturbații notabile, reguletorul FSAIC tinde să instaleze un regim cvasi-staționar al temperaturii în interiorul vagonului.*

# 8.

## Modelarea și conducerea optimală a instalației de frânare

În Capitolul 8 se propune un model cadru determinist pentru studierea prin simulare a instalației de frânare a vagoanelor de mare viteză. Coeficientul de frecare neliniar dintre disc și garniturile de fricțiune se determină printr-o metodă originală, pe baza unei dependențe cunoscute dintre distanța de frânare și viteza inițială. Pe această bază se propune o metodă de conducere optimală a frânării, prin impunerea distanței de frânare (IBDM).

### 8.1. Descrierea unei instalații de frânare

Partea mecanică a instalației de frânare a unui vagon tipic se compune din trei părți: *mecanismul de acționare* care produce efortul de frânare, timonerie de frână care transmite efortul de frânare la roți și elementele de fricțiune (sabotul de frână-bandajul roții sau plăcile de fricțiune-discurile de frână) [Dung90], [Ianc90], [ICPV]. Principalele probleme constructive sunt ridicate de vitezele tot mai mari de circulație, care îngreunează oprirea pe distanțele de frânare obișnuite. În cazul frânelor cu disc, cele mai performante, fenomenele cel mai greu de contracarat care apar odată cu creșterea vitezei sunt: scăderea coeficienților de frecare disc-garnitură de frecare respectiv roată-șină și dezvoltarea unei mari cantități de căldură [Bocî94], [Bocî95], [Bocî96]. În cele ce urmează se va urmări printre altele aducerea unor contribuții la contracararea variațiilor coeficienților de frecare cu viteza.

#### a) Cilindrul de frână și comanda sa

Un cilindru des utilizat de către Astra Arad este modelul UB de 10" utilizat la boghiul Minden-Deutz, cu suprafața pistonului  $S_{cyl} = 0,05064506m^2$ , forța de rapel  $F_r = 1500N$  și presiunea maximă realizată  $P = 3,8daN/cm^2$  [Jita96]. Soluția clasică de reglare a presiunii, folosită de exemplu de către firma Knorr pentru frâna KE-GPR, constă din utilizarea unui regulator de presiune bipozițional cu histerezis. Presiunea în cilindru se ridică până la  $3,8daN/cm^2$  la frânările puternice și la  $1,7daN/cm^2$  la frânările obișnuite. Forța de frânare este obținută în cilindri alimentați cu aer sub presiune prin intermediul unei electrovalve speciale, cu acțiune continuă. Electrovalva admite trei comenzi: admisie, evacuare și menținere, [Knor90], [Vădă96]. Variațiile presiunii în cilindru au loc cu viteză limitată și ajustabilă prin reglarea secțiunilor canalelor de admisie și evacuare ale electrovalvei.

#### b) Timoneria de frână

Timoneria este alcătuită din bare și levier și are următoarele obiective: amplificarea forței produse de cilindrul pneumatic, transmiterea ei la discuri și distribuirea uniformă a forței de apăsare la toate garniturile. Mărimile care caracterizează timoneria sunt *amplificarea*  $i$  și *randamentul*  $\eta$  referitoare la transmisia forțelor.

### c) Frâna cu disc

Frâna cu disc este cea mai des utilizată la vagoanele de călători. Forța de frecare se dezvoltă între discurile de frânare montate pe osiile vagonului și garniturile de frecare de la extremitatea timoneriei. Principala problemă de reglare ridicată de frâna disc este variația coeficientului de frecare  $\mu$  cu viteza relativă dintre disc și garnitură de frecare  $v$ , variație prezentă în ciuda eforturilor firmelor producătoare de a o elimina. Măsurarea directă a dependenței  $\mu(v)$  este extrem de greu de realizat practic din cauza condițiilor de funcționare și de montare ale frânei disc. De aceea în formulele de calcul a distanței de frânare utilizate de UIC până în prezent, de exemplu formula Munchner (8.3),  $\mu$  apare ca un coeficient mediu  $\mu_s = 0,35$  în cazul frânelor rapide. În plus  $\mu$  este influențat și de alți factori cum ar fi: montarea elementelor frânei, uzura, temperatura, etc.

Din cauza scăderii lui  $\mu$  la viteze mari și din cauza încălzirii puternice a componentelor sale pe durata frânelor totale, frâna cu disc este dublată de către o frână electromagnetică [UIC], dar în această lucrare vom considera doar frâna cu disc, cea care realizează efortul principal de frânare.

## 8.2. Modelarea instalației de frânare

### 8.2.1. Nucleul determinist al modelului instalației de frânare

Problematica generală a frânării și a sistemelor ABS a fost prezentată în [Băla97a] și [Băla97b]. În [Băla00d] și [Băla00e] a fost propus un model original, structural, al instalației de frânare de tip disc a vagonului de călători. *Modelul include ecuația de mișcare cu parametri fizici variabili în timp ai vagonului, ecuația forței de frânare și parametri instalației de frânare precum și dependența neliniară a coeficientului de frecare disc-garnitură de fricțiune de viteza relativă dintre ele.*

Ecuația de mișcare a vagonului este:

$$M \cdot \frac{dv_{\text{car}}}{dt} = F_{\text{tr}}(t) - F_a(v_{\text{car}}) - F_{\text{tt}}(t) - \sum_i F_{\text{wi}}(t) \quad (8.1)$$

unde:  $M$  = masa vagonului [kg],  $v_{\text{car}}$  = viteza vagonului [m/s],  $F_{\text{tr}}$  = forța de tracțiune [N],  $F_a$  = rezistența la înaintare [N] [UIC].  $F_{\text{tt}}$  = forța produsă de înclinarea tra-seului  $j$  [%] este [UIC]:

$$F_{\text{tt}} = M \cdot g \cdot \sin(\arctg(j)) \quad (8.2)$$

Forța totală de frânare este egală cu suma forțelor de frecare aplicate tuturor osiilor vagonului. Pentru o singură osie expresia forței este:

$$F_{\text{wi}}(t) = [P(t) \cdot S_{\text{cyl}} - F_r] \cdot \lambda \cdot \eta \quad (8.3)$$

cu:  $P$  = presiunea din cilindrul de frână,  $S_{\text{cyl}}$  = suprafața activă a cilindrului,  $F_r$  = forța de rapel,  $\lambda$  = amplificarea și  $\eta$  = randamentul timoneriei de frână [UIC]. Presiunea poate varia continuu datorită valvelor cu acțiune continuă conduse prin trei comenzi: admisie ( $\uparrow P$ ), evacuare ( $\downarrow P$ ) și menținere a presiunii ( $=P$ ).

## 8.2.2. Determinarea coeficientului de frecare neliniar disc-garnitură de fricțiune

*Modelul analitic (8.1)-(8.3) reprezintă doar un nucleu determinist al comportării complexe a vagonului în timpul frânării. Această platformă poate fi utilizată în diverse moduri, considerând în funcție de orientarea dată modelului.*

O primă problemă care se poate rezolva cu ajutorul acestui model este identificarea variației cu viteza a coeficientului de frecare dintre disc și garniturile de fricțiune,  $\mu(v_{\text{car}})$ . În subcapitolele următoare modelul va fi utilizat și în alte scopuri.

Măsurarea directă a  $\mu(v_{\text{car}})$  este practic imposibilă din motive constructive. De altfel acest coeficient depinde atât de soluțiile constructive (dimensiuni, materiale, etc.) cât și de factori mult mai greu de modelat, ca montarea, uzura, temperatura, etc. De aceea, în [Băla00e] s-a propus introducerea unui coeficient de frecare efectiv  $\mu_{\text{eff}}(v_{\text{car}})$ , în care se includ toate aceste influențe și care poate fi introdus în modelul frânei ca un singur bloc look-up table. În acest fel toate elementele de incertitudine legate de comportarea sistemului disc-garnitură de frecare se grupează într-unul singur:  $\mu_{\text{eff}}(v_{\text{car}})$ . În continuare se urmărește determinarea indirectă a coeficientului, orientând modelul astfel încât dependența  $\mu_{\text{eff}}(v_{\text{car}})$  să rămână singura dependență neliniară necunoscută. Aceasta se poate realiza considerând ca principală ieșire a modelului distanța de frânare  $S_f$  obținută printr-o frânare totală cu presiune constantă la cilindrul de frână. Impunând o anumită dependență distanță de frânare - viteză inițială  $S_f(v_{\text{init}})$ , se completează prin încercări repetate tabelul astfel încât dependența impusă să fie respectată cu toleranța dorită.

Dependența  $S_f(v_{\text{init}})$  poate fi obținută fie experimental fie aplicând formula Münchner propusă de firma Knorr și agreată de UIC:

$$S_f = \frac{3,93 \cdot (1 + \gamma) \cdot v_{\text{init}}^2}{10 \cdot \mu_s \cdot \delta + r_a \pm j} + \frac{v_{\text{init}} \cdot \tau}{7,2} \quad [\text{m}] \quad (8.4)$$

cu:  $\gamma$  = un coeficient empiric cuprins în domeniul (0.05...0.25),  $v_{\text{init}}$  = viteza inițială a vagonului [km/h],  $\delta$  = procentul de frânare,  $\mu_s = 0.35$  coeficientul mediu de frecare,  $r_a = 20\text{daN}$  rezistența specifică la înaintare,  $j$  = înclinarea traseului [‰] și  $\tau$  = timpul de umplere a cilindrului. În expresia lui  $\delta$  intră  $f$  = coeficientul de frecare roată-șină,  $Q_i$  = sarcina pe osie,  $g$  = accelerația gravitațională și razele roții  $r_w$  și discului de frânare  $r_d$ :

$$\delta = 100 \cdot f / \mu = (100 \cdot F_{wi} \cdot r_d) / (Q_i \cdot g \cdot r_w) \quad (8.5)$$

*Este de remarcat caracterul empiric al formulei precum și valabilitatea ei doar pentru un procent de frânare constant (forță de frânare constantă).*

*În prima linie a tabelului de căutare monodimensional  $\mu_{\text{eff}}(v_{\text{car}})$  este introdusă viteza curentă dintre disc și garnitură (egală cu viteza vagonului în cazul în care nu există alunecare între roată și șină). În linia a doua se introduc valorile  $\mu_{\text{eff}}$ , începând de la vitezele mici, astfel încât erorile dintre model și formula etalon (8.4) sau rezultatele experimentale disponibile să fie cât mai mici. Tabelul se com-*

pletează până la viteza maximă a vagonului. Ambele linii ale tabelului sunt interpolate liniar.

Pentru exemplificările care urmează s-au folosit datele tehnice ale unui vagon produs de Astra Arad pentru Grecia [Jita96], dotat cu un boghiu Minden-Deutz echipat cu cilindrul de frână tip UB 10":  $M = 42680\text{kg}$ ,  $\lambda = 5,03343465$ ,  $\eta = 0,95$ ,  $r_w = 0,46\text{m}$ ,  $r_d = 0,23\text{m}$ , etc. Timpul de umplere a cilindrului este  $\tau \approx 4\text{s}$ . Formula (8.4) s-a aplicat în următoarele condiții:  $\gamma = 0,25$ ,  $\mu_s = 0,35$ ,  $r_a = 20\text{N}$ ,  $j = 0[\%]$ .

Prin aplicarea metodei, pentru datele de mai sus, s-a obținut următoarea dependență  $\mu_{\text{eff}}(v_{\text{car}})$ , care va fi utilizată în continuare în lucrare.

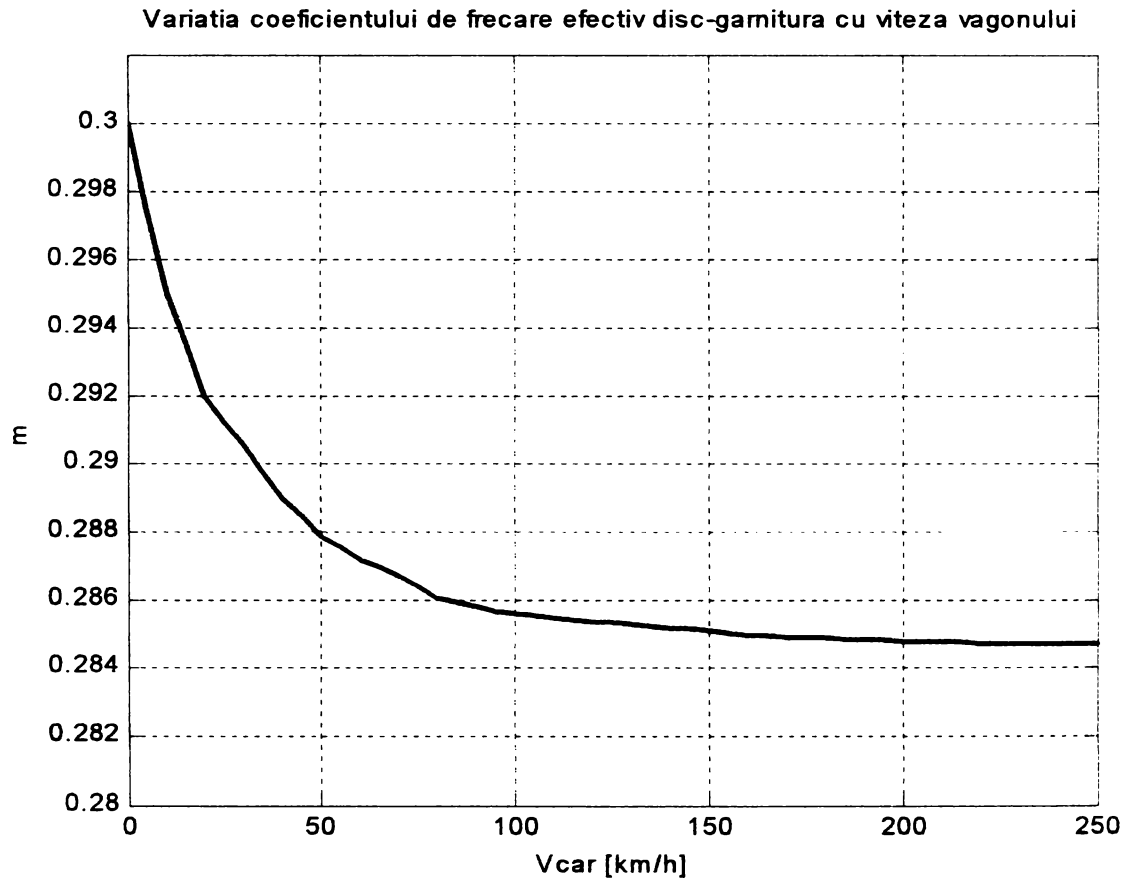


Fig. 8.1. Dependența  $\mu_{\text{eff}}(v_{\text{car}})$

Asupra celuilalt coeficient de frecare al modelului,  $f$ , care caracterizează aderența dintre roată și șină, se va reveni în cap.9. În primă instanță se pot utiliza fie date experimentale, fie formula Curtius-Kniffler (UIC) [Boci96]:

$$f(v_{\text{car}}) = \frac{7,5}{v_{\text{car}} + 44} + 0,161 \quad (8.6)$$

### 8.2.3. Varianta SIMULINK a modelului instalației de frânare

Modelul prezentat anterior este scris în SIMULINK (MATLAB). Majoritatea parametrilor săi sunt variabili în timp, conform interdependențelor neliniare specifice, de exemplu  $\mu_{\text{eff}}(v_{\text{car}})$ . Modelul include următoarele blocuri: vagon, boghiu, cilindru de frână, regulator și monitorizare.



În fig. 8.2 este prezentată fereastra principală a modelului, iar în figurile următoare modulele componente.

◆ Modulul **vagon** conține ecuația de mișcare a vagonului.

Intrări: forța de tracțiune, forța de frânare, înclinarea șinei, tara vagonului, viteza inițială.

Ieșiri: forța totală (pentru monitorizare), accelerația, viteza, poziția.

◆ Modulul **boghiu** conține ecuația de funcționare a timoneriei și a frânei disc, cu următorii parametri: amplificarea și randamentul timoneriei, numărul de osii și de discuri, raza roții și raza de frânare.

Intrări: forța realizată de cilindrul de frână, coeficienții de frecare dintre garniturile de frecare și disc respectiv dintre roată și șină.

Ieșire: forța de frânare.

◆ Modulul **cilindru de frână** conține ecuația de funcționare a cilindrului, cu următorii parametri: suprafața cilindrului, forța de rapel și timpul de umplere al cilindrului.

Intrare: presiunea de aer.

Ieșire: forța dezvoltată de cilindru.

◆ Modulul **regulator** conține reglatoarele de presiune pentru comandarea cilindrului.

Intrări: accelerația, viteza, poziția.

Ieșire: presiunea de aer.

◆ Modulul **monitorizare** conține osciloscop și display-uri pentru monitorizarea parametrilor frânării. El include și formula (8.4) pentru validarea rezultatelor obținute.

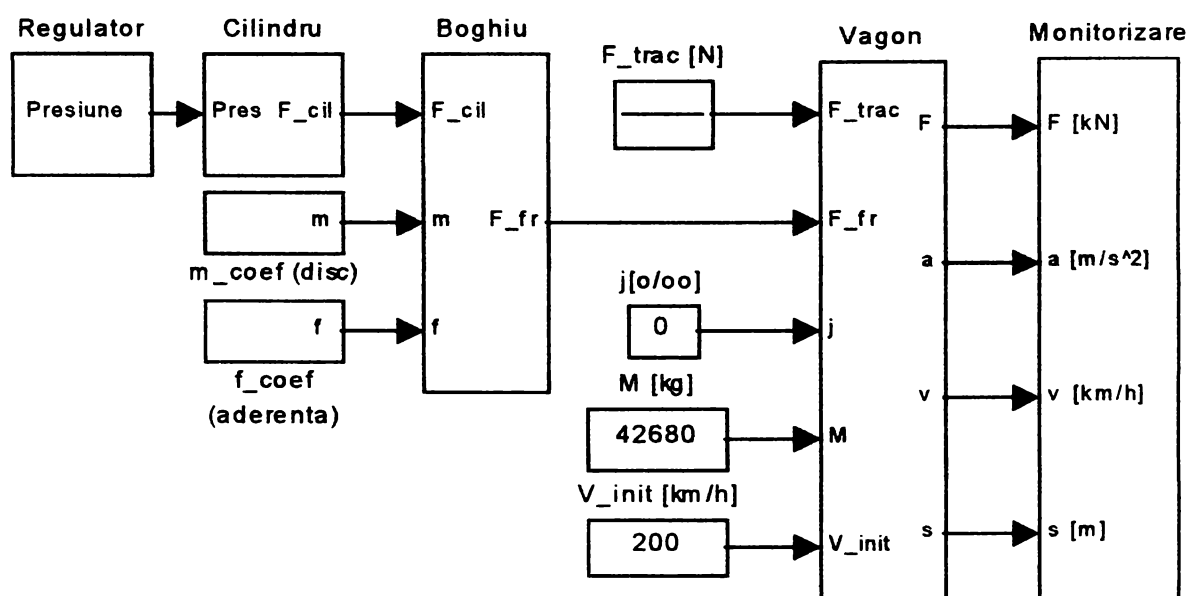


Fig. 8.2. Fereastra principală a modelului

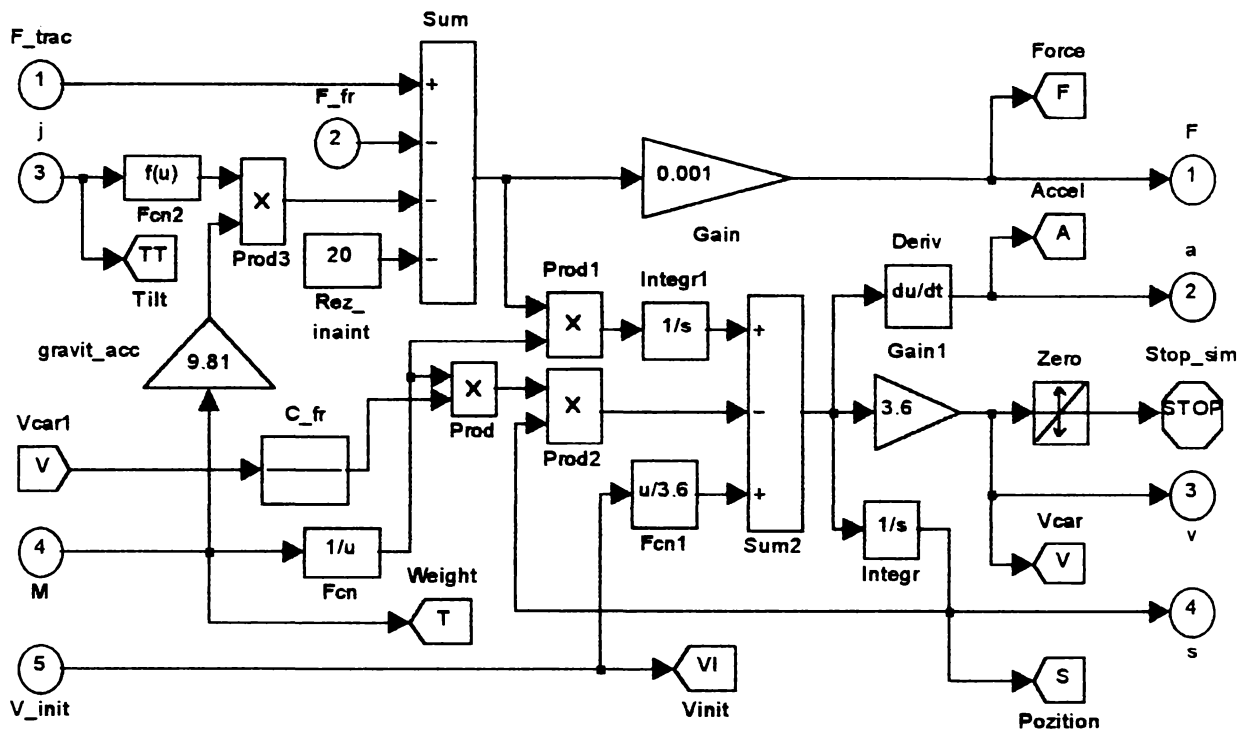


Fig. 8.3. Modulul Vagon

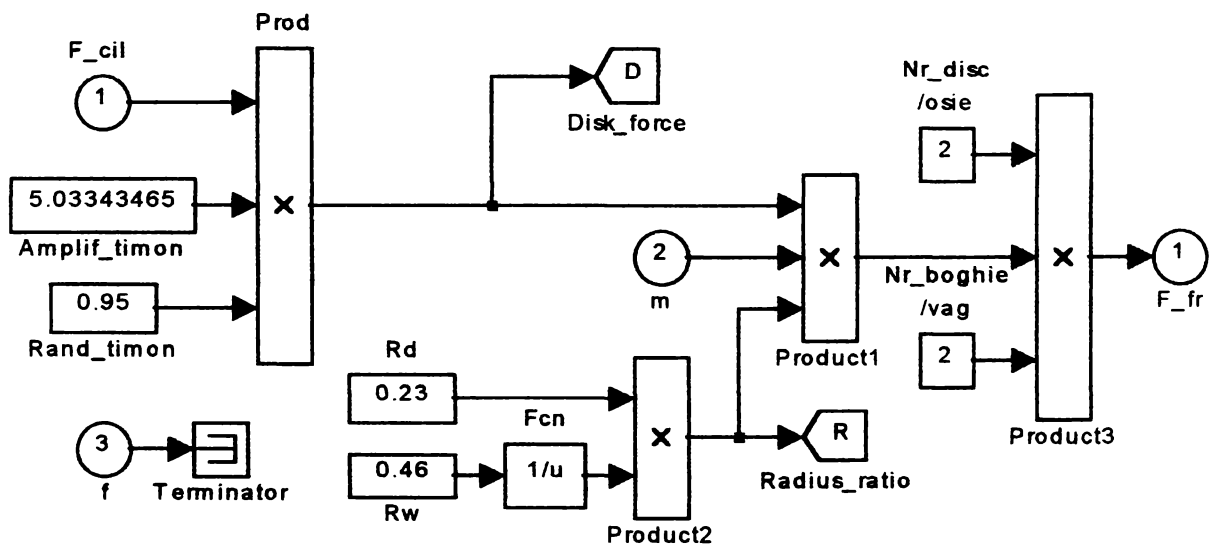


Fig. 8.4. Modulul Boghiu



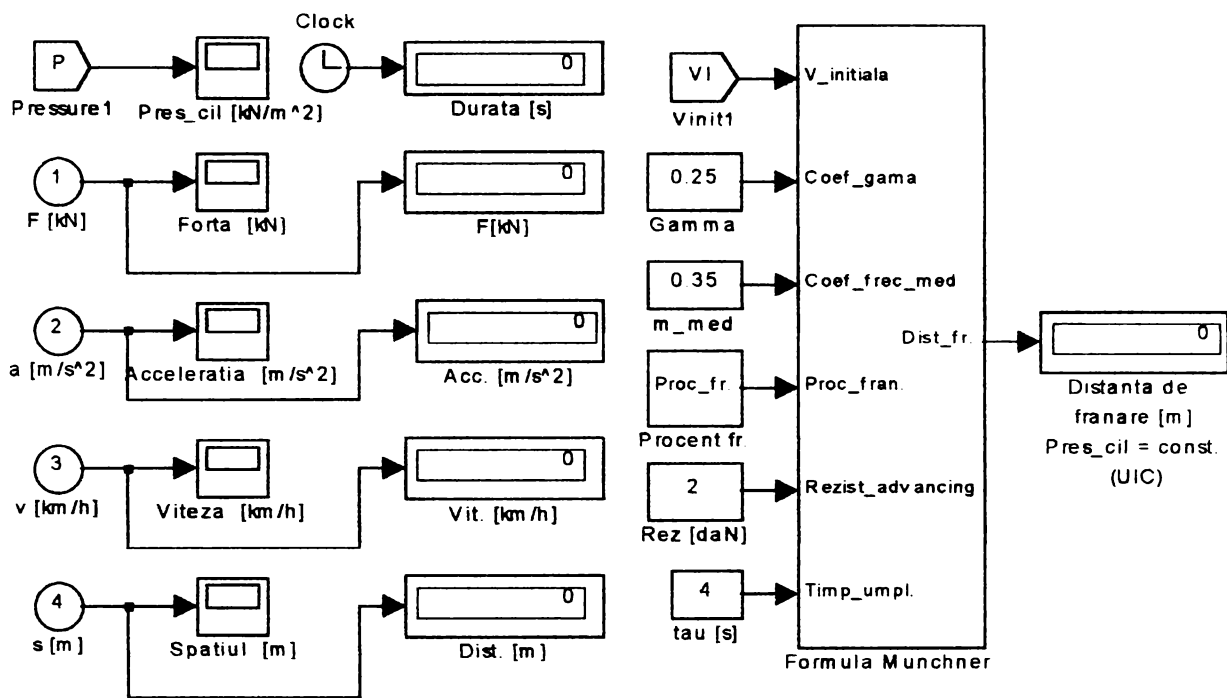


Fig. 8.7. Modulul Monitorizare

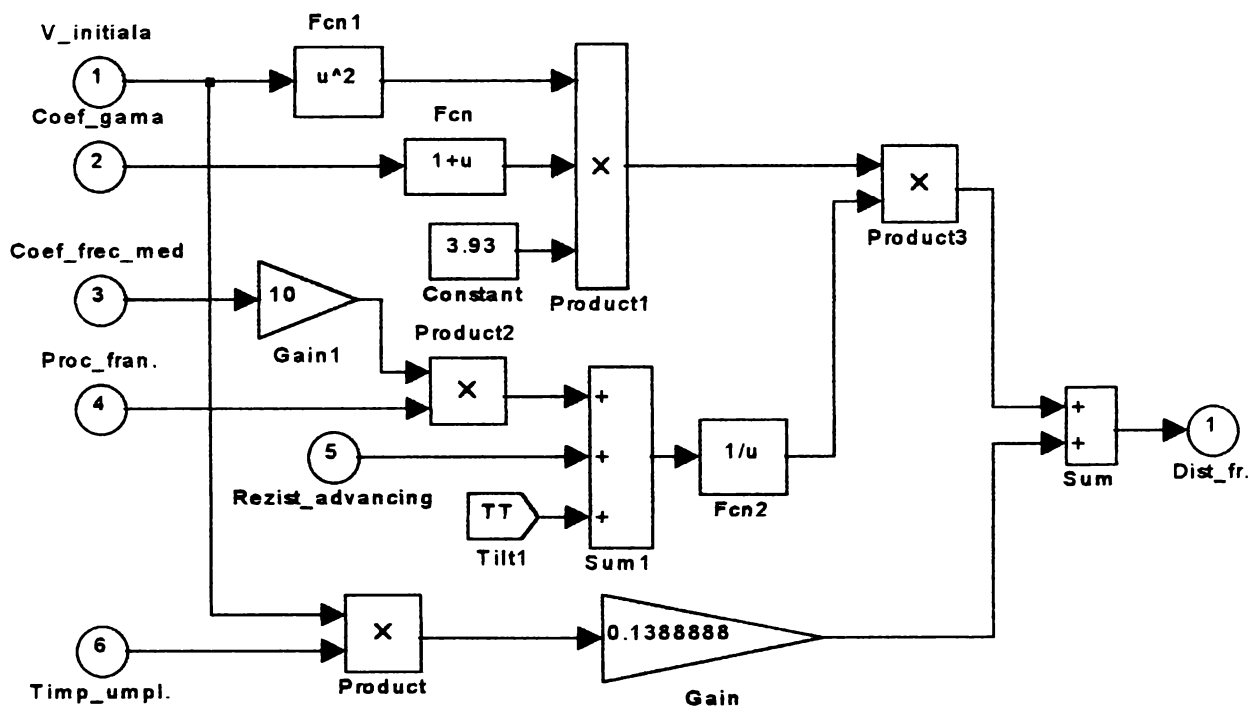


Fig. 8.8. Modulul Formula Munchner

Evoluția unei frânări cu presiune constantă

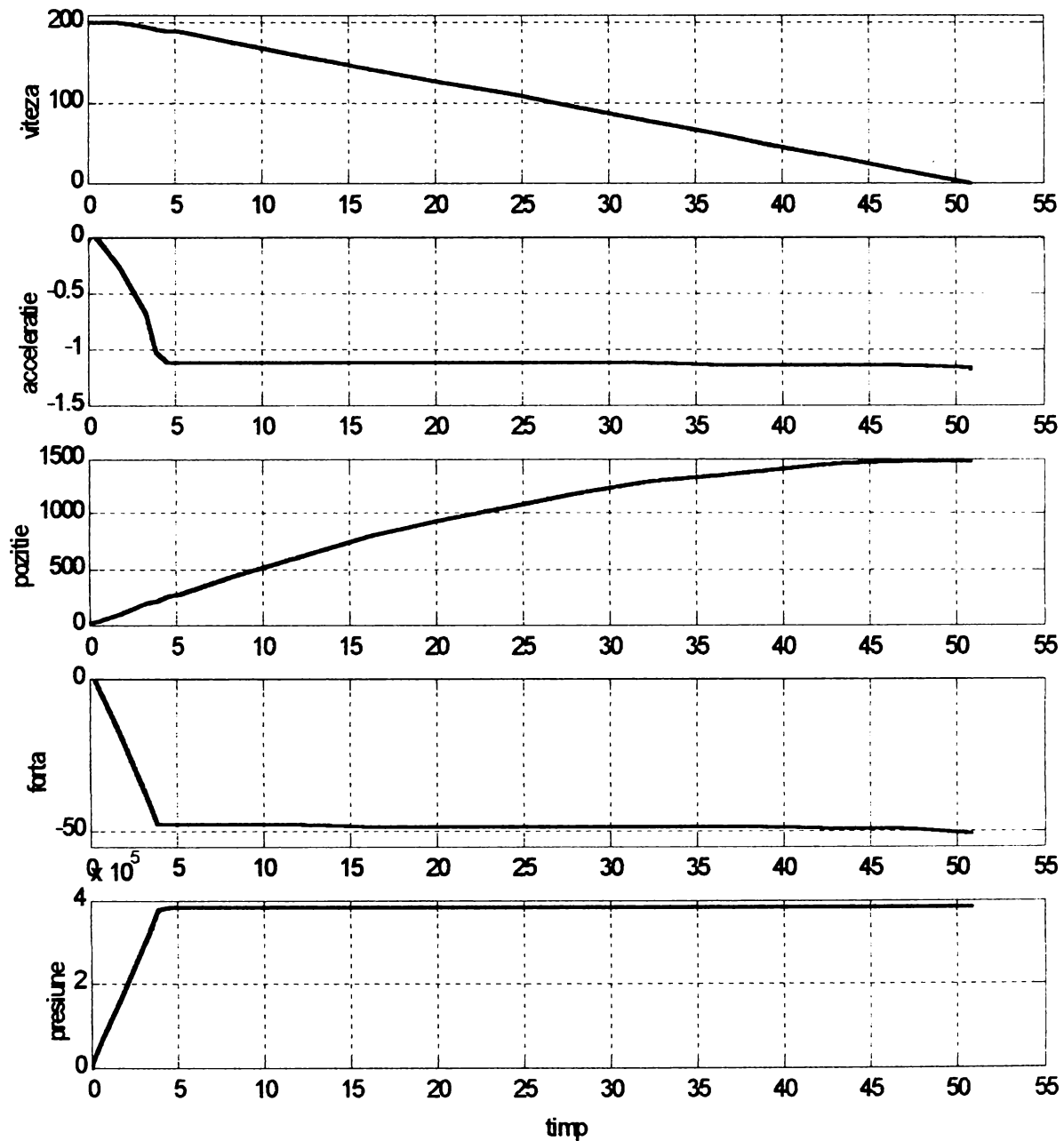


Fig. 8.9. Evoluția mărimilor de stare pe durata unei frânări de test cu presiunea constantă

Validarea modelului se face comparând distanța de frânare a modelului cu cea oferită de etalomul (8.4).

Distanța de frânare a modelului, pentru un vagon de 42680kg, în urma unei frânări cu durata de 50,81s, cu presiunea din cilindru de  $380000\text{N/m}^2$ , a rezultat de 1478m. Distanța de frânare a etalomului (8.4) fiind de 1477m, eroarea absolută a modelului rezultă de 1m. Pe distanțe mai mici, eroarea nu depășește 1m. Amănunte despre precizia modelului pentru diferite încărcări ale vagonului se pot găsi în [Băla00d].

Datorită structurii sale deterministe modelul poate fi adaptat cu ușurință la diferite moduri de aplicare, precizia sa putând fi ajustată, în funcție de scop.

### 8.3. Frânarea pe distanță impusă

#### 8.3.1. Descrierea metodei IBDM

Deși dispozitivele ABS țin sub control blocarea roților în timpul frânelor puternice, fenomenul este nedorit din cauza uzurii cauzate sistemului roată-șină și a disconfortului produs călătorilor prin variațiile relativ rapide ale decelerației. Blocarea poate fi evitată de cele mai multe ori, prin dozarea optimă a efortului de frânare pe toată durata frânării. O metodă originală de realizare a acestui deziderat (IBDM - Imposed Braking Distance Method) este propusă în [Băla00a] și dezvoltată în [Băla00f].

O caracteristică esențială a frânării vagonului este aceea că forța de frânare disponibilă (limitată de aderența roată-șină) este relativ redusă față de masa inerțială mare, astfel că în cazul unui program de frânare incorect ales există mari șanse ca să se depășească resursele sistemului și să fie necesară intervenția ABS-ului. Pentru o dozare uniformă a efortului de frânare pe toată durata frânării, IBDM pornește de la ideea aplicării la intrarea regulatorului a unui program aflat în concordanță cu modul în care s-ar comporta vagonul dacă ar fi frânat cu o forță de frânare constantă. Programul constă dintr-o dependență poziție-viteză momentană. Prin apelarea la un regulator de poziție se obține pe lângă dozarea uniformă a efortului și posibilitatea impunerii, la începutul frânării, a valorii dorite pentru distanța de frânare, parametru esențial pentru siguranța circulației. În această lucrare s-a ales, fără o justificare anume, dependența poziție-viteză rezultată din simularea unei frânări totale de la 160km/h, pe distanța de 1000m.

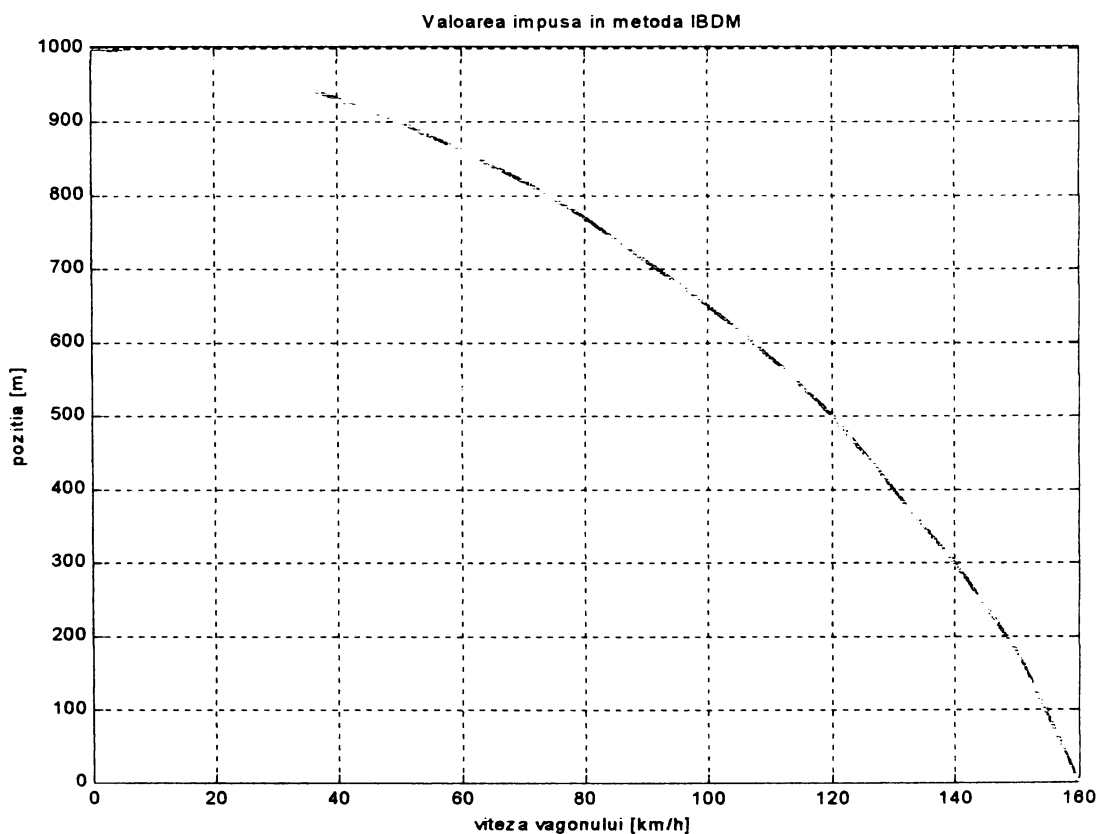


Fig. 8.10. Dependența poziție-viteză impusă la intrarea regulatorului de poziție



Distanța impusă frânării și adaptarea programului la diferitele viteze inițiale se obțin prin introducerea a doi coeficienți de proporționalitate: al distanței  $D$  respectiv al vitezei inițiale  $V$ . De exemplu, pentru o frânare pe distanță de 1200m de la viteza inițială de 140km/h,  $D = 1,2$  iar  $V = 1,6/1,4 = 1,1428$ .

Din cauza că singura informație despre dinamica vagonului provine de la traductoarele de viteză de pe fiecare osie ale sistemului ABS, informația de poziție se obține prin integrarea vitezei. Schema bloc a regulatorului de poziție este prezentată în figura următoare.

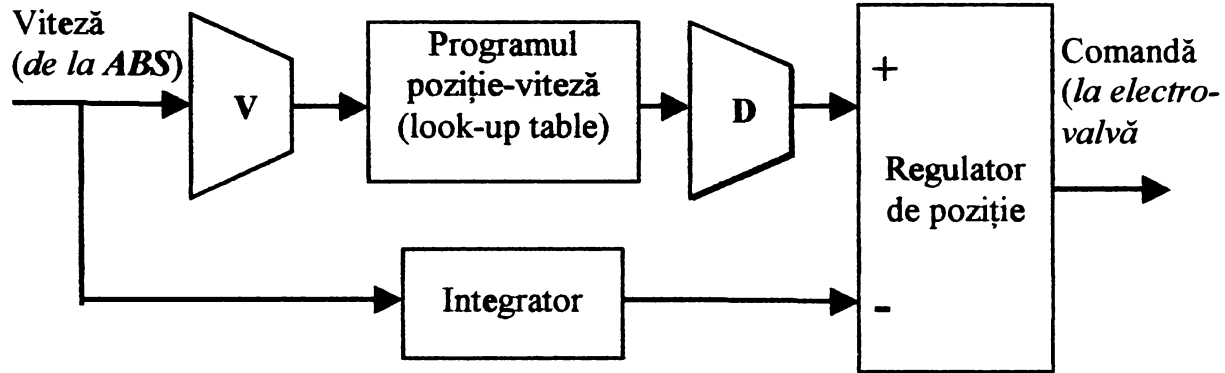


Fig. 8.11 Schema bloc a regulatorului de poziție pentru IBDM

În fig. 8.12 se prezintă modulul **Bloc regulator de poziție** care implementează în SIMULINK regulatorul de poziție IBDM. Se remarcă regulatorul de poziție PSAIC implementat cu un look-up table tridimensional, prezentat mai detaliat în subcapitolul următor. El este completat cu un corector implementat tot cu un look-up table, dar monodimensional, cu rol de adaptare a comenzii la vitezele mici. Această corecție este recomandabilă pentru evitarea decelerațiilor bruște care se produc la oprirea vehiculului, din cauza creșterii coeficienților de frecare la viteze mici. Se evită astfel disconfortul și erorile de poziție care pot produce scurtarea nedorită a distanței de frânare.

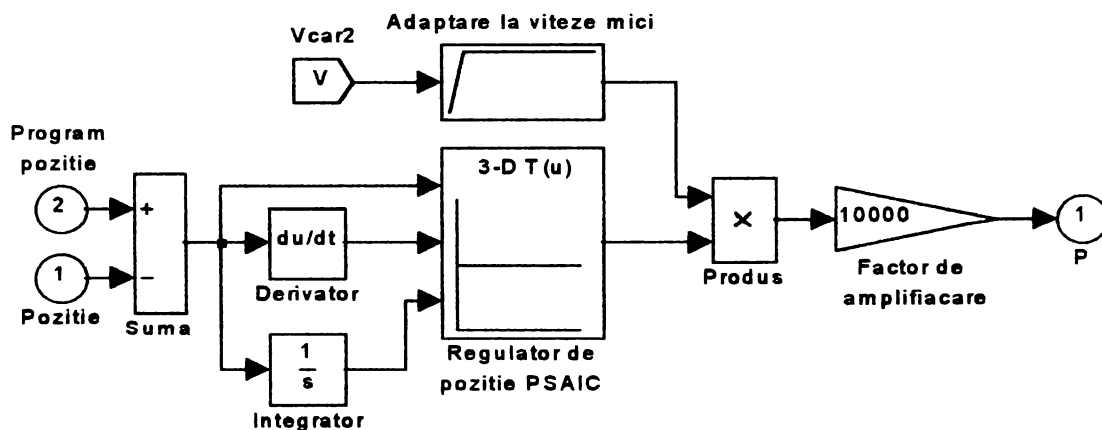


Fig. 8.12. Modulul Bloc regulator de poziție

**Blocul regulator de poziție este la rândul său inclus în modul Regulator, care îi furnizează valoarea impusă prin programul poziție-viteză și informația referitoare la poziția curentă a vagonului față de momentul începerii frânării. Tot în acest modul se află și regulatorul bipozițional de presiune care reprezintă funcționarea convențională a frânei și face posibilă simularea frânelor cu presiune constantă, necesare pentru validarea modelului.**

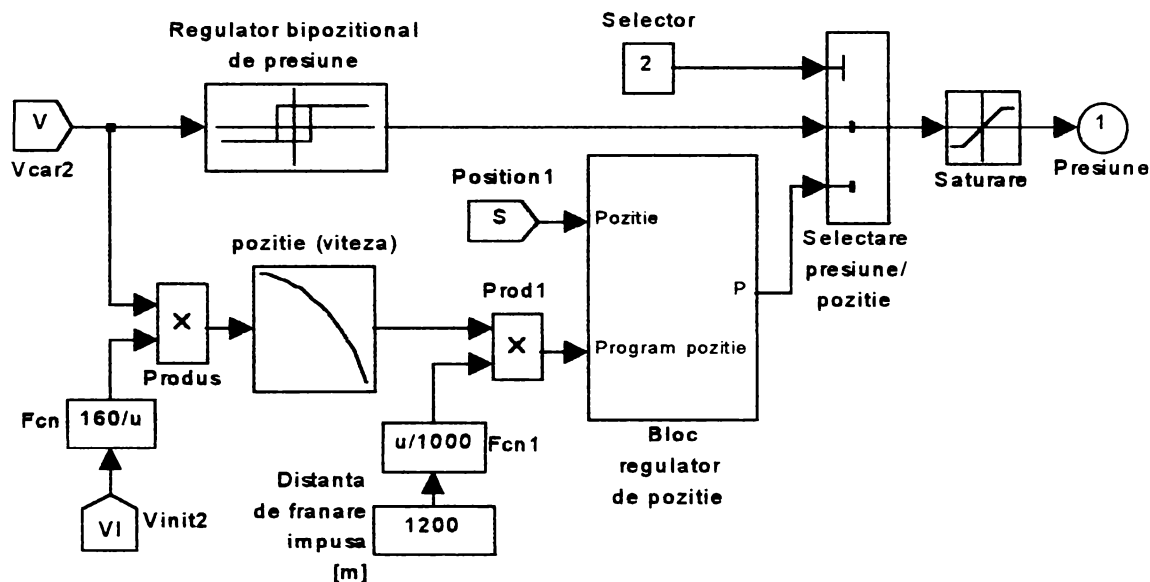


Fig. 8.13. Modul Regulator

### 8.3.2. Rezultate ale aplicării metodei

În [Băla00f] au fost testate două regulatoare fuzzy-interpolative PD și P cu adaptare la viteza inițială, pentru viteze maxime de 160km/h. În cazul vitezelor mari este necesar un regulator mai performant. Regulatorul PSAIC reprezintă o soluție utilă, rezultatele aplicării sale fiind prezentate în figurile 14 și 15. El trebuie ușor modificat, pentru a se putea adapta la principala caracteristică a acestei aplicații: energiile solicitate de diferitele regimuri de frânare posibile se întind pe un domeniu extrem de larg. Efectul integrator este în acest caz esențial, deoarece nu se mai pune problema evitării suprareglajului, care apare oricum la inițierea frânării, din cauza întârzierii produse de cilindrul pneumatic de frână (vezi fig. 14 și fig. 15). Efectul integrator este în schimb util pentru reducerea cât mai rapidă a erorilor acumulate la începutul frânării. El va fi subliniat prin introducerea în tabel, la dimensiunea corespunzătoare integrării, a valorilor maxime respectiv minime de presiune (valorile 38 respectiv 0):

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row } (\varepsilon): [-40 \ 0 \ 40]; \\ \text{column } (d\varepsilon): [-40 \ 0 \ 40] \\ 3^{\text{rd}} \text{ dimension } (\varepsilon): [-300 \ 0 \ 300] \\ \text{table: cat}(3, [38 \ 38 \ 38; 38 \ 38 \ 38; 38 \ 38 \ 38], \\ \quad [38 \ 38 \ 19; 38 \ 19 \ 0; 19 \ 0 \ 0], \\ \quad [0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0]). \end{array} \right. \quad (8.7)$$

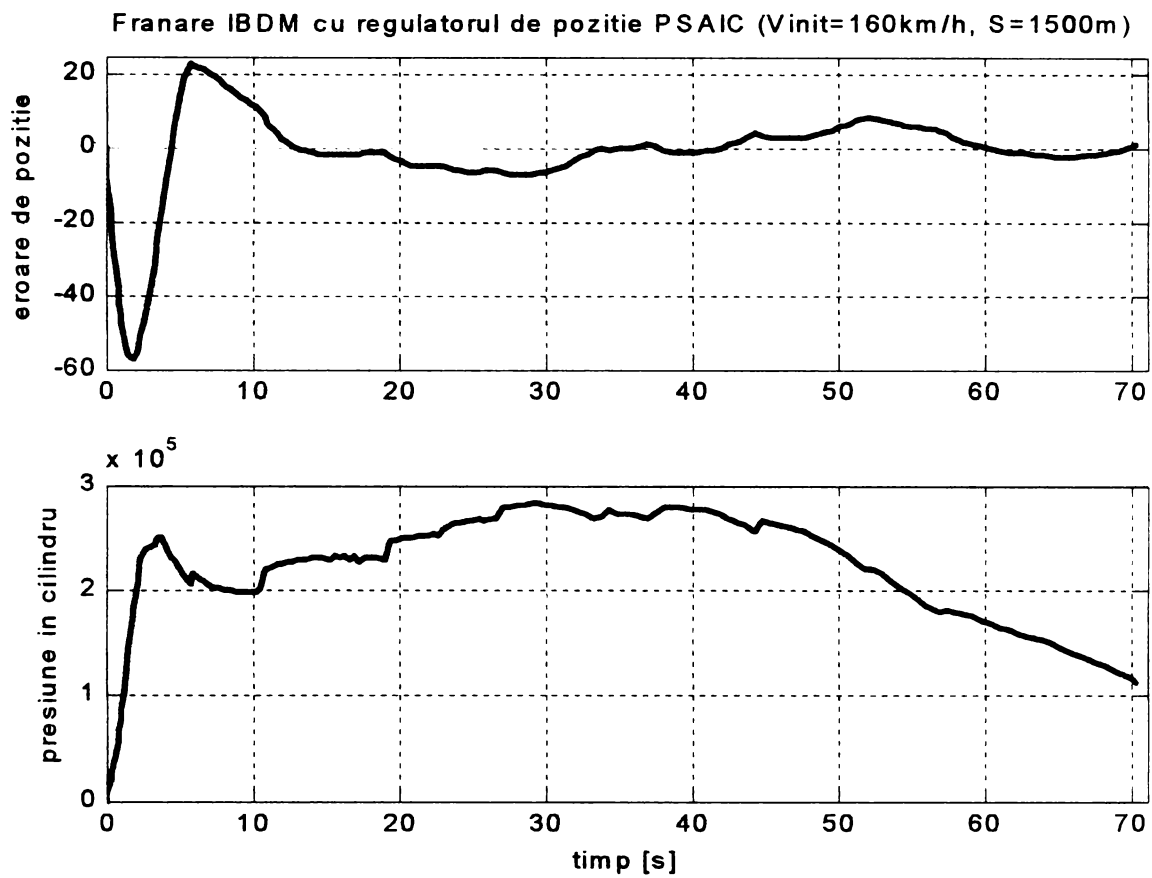


Fig. 8.14. Frânare de la 160km/h pe 1500m. Eroarea finală este de 1m.

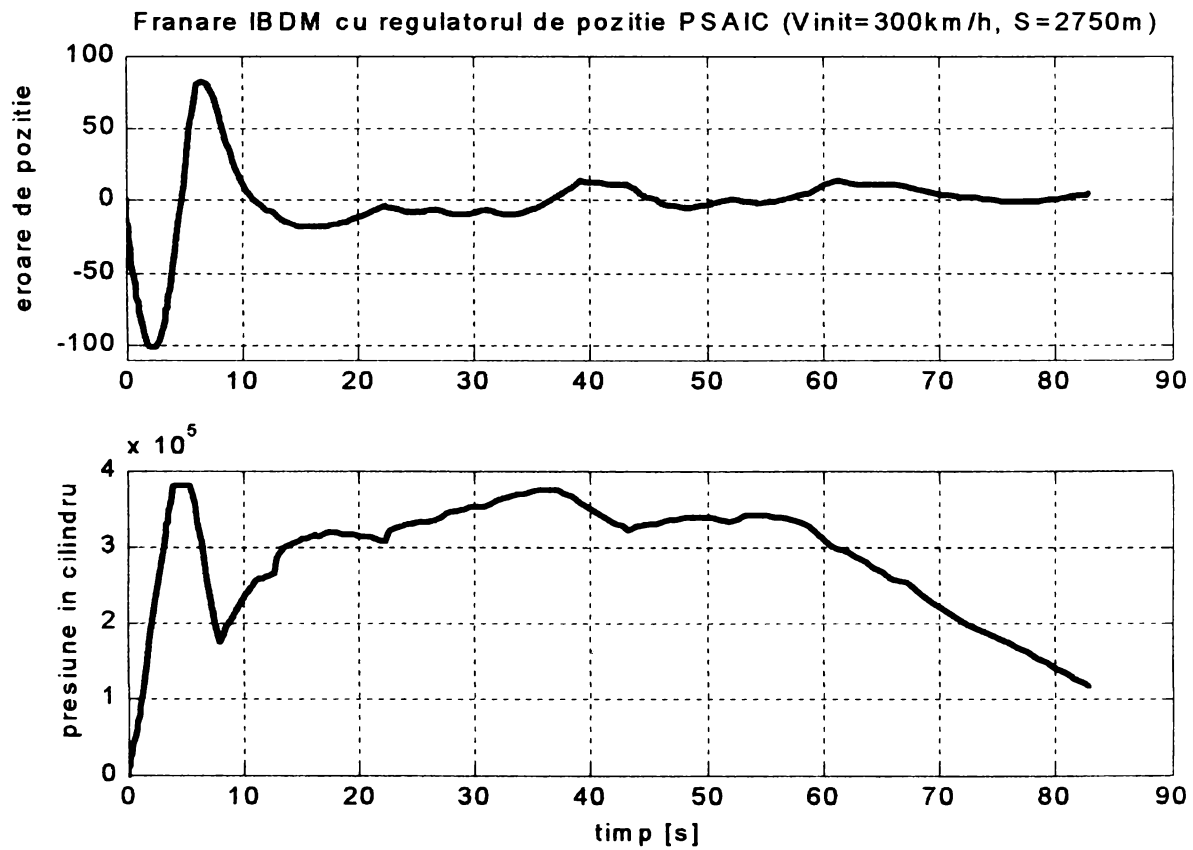


Fig. 8.15. Frânare de la 300km/h, pe 2750m. Eroarea finală este de 5m.

*Tabelul de adaptare la viteze mici are următoarea componență:*

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row (Vcar): [0 30 300];} \\ \text{table: [0.5 1 1].} \end{array} \right. \quad (8.8)$$

*Toate frânărilor debutează prin acumularea bruscă a unei mari erori negative în poziție, din cauza intrării cu întârziere în acțiune a cilindrului de frână. În primul exemplu frânarea se produce de la 160km/h, pe o distanță de 1500m (Fig. 8.14). Frânarea durează 70,21s și distanța de frânare este de 1499m. Se poate remarca o eroare finală de numai 1m. În exemplul din Fig. 8.15 frânarea este mai energică, de la 300km/h pe 2750m, dar alura generală a răspunsurilor se păstrează. Acum durata frânării este de 82,9s iar distanța de frânare este de 2745m (eroarea finală de 5m). Răspunsuri asemănătoare se obțin și pentru încărcări diferite ale vagonului.*

#### **8.4. Concluziile capitolului 8**

*În acest capitol se prezintă un model SIMULINK al unei instalații de frânare pentru vagoanele de călători. Frâna propriu-zisă este cu disc. Prin abordarea deterministă a modelării se obține o platformă de studiu a diferitelor componente ale instalației, care poate fi cu ușurință reconfigurată în funcție de scop.*

*Modelul include ecuația de mișcare a vagonului cu parametrii fizici variabili în timp, ecuația forței de frânare și parametrii instalației de frânare, precum și dependența neliniară a coeficientului de frecare disc-garnitură de frecțiune cu viteza relativă dintre ele.*

*Pentru determinarea coeficientului neliniar de frecare disc-garnitură de frecțiune care este dependent de viteza relativă dintre elemente, s-a imaginat o metodă originală, deoarece acest parametru este practic imposibil de măsurat în condiții reale. În primul rând se introduce un coeficient de frecare efectiv, care înglobează și influențele colaterale (uzură, montaj etc.). Cunoscând o dependență dată distanță de frânare-viteză inițială, prin simulări repetate, coeficientul este determinat prin completarea unui look-up table.*

*Cu acest coeficient înglobat în model, se propune în continuare o metodă originală de conducere a procesului de frânare cu impunerea distanței de frânare, IBDM (Imposed Braking Distance Method). Metoda se bazează pe utilizarea unui regulator de poziție care comandă forța de frânare prin intermediul presiunii din cilindrul de frână. Regulatorul de poziție are ca valoare impusă o dependență poziție-viteză momentană, determinată pentru o frânare cu presiune constantă în cilindrul de frână.*

*Avantajele metodei sunt multiple: dozarea optimă a efortului de frânare pe tot parcursul ei, reducerea probabilității de instalare a alunecării roților, creșterea siguranței circulației, etc.*

*În două lucrări anterioare s-a verificat posibilitatea utilizării de regulatoare de poziție P și PD fuzzy-interpolative, cu adaptare la viteza inițială. În această lucrare s-a verificat că și regulatorul PSAIC poate fi utilizat ca regulator de poziție IBDM, comportarea sa fiind satisfăcătoare pe toată gama de regimuri de frânare posibile.*

*Pe baza modelului propus se poate în continuare trece la modelarea frânărilor în regim de alunecare a roților, care caracterizează funcționarea sistemelor ABS.*

# 9.

## Modelarea și conducerea dispozitivului ABS

Prin fuziunea dintre modelul instalației de frânare din Capitolul 8, un model al coeficientului de frecare dintre roată și șină și modelul determinist al roții în timpul alunecării se obține o platformă de simulare pe care se studiază echipamentul ABS și comanda sa. Se fundamentează aplicarea regulatorului FSAIC care are ca principale efecte simplificarea ajustării echipamentului ABS și creșterea confortului și fiabilității prin netezirea răspunsului.

### 9.1. Descrierea unui dispozitiv ABS

Dotarea oricărui vagon de călători cu un sistem de frânare antiblocator ABS este impusă de UIC [UIC]. El are rolul de a conduce frânările totale astfel încât să se poată exploata cât mai bine aderența disponibilă, evitând blocarea roților.

Încadrarea sistemului ABS în instalația de frânare este ilustrată în fig. 9.1.

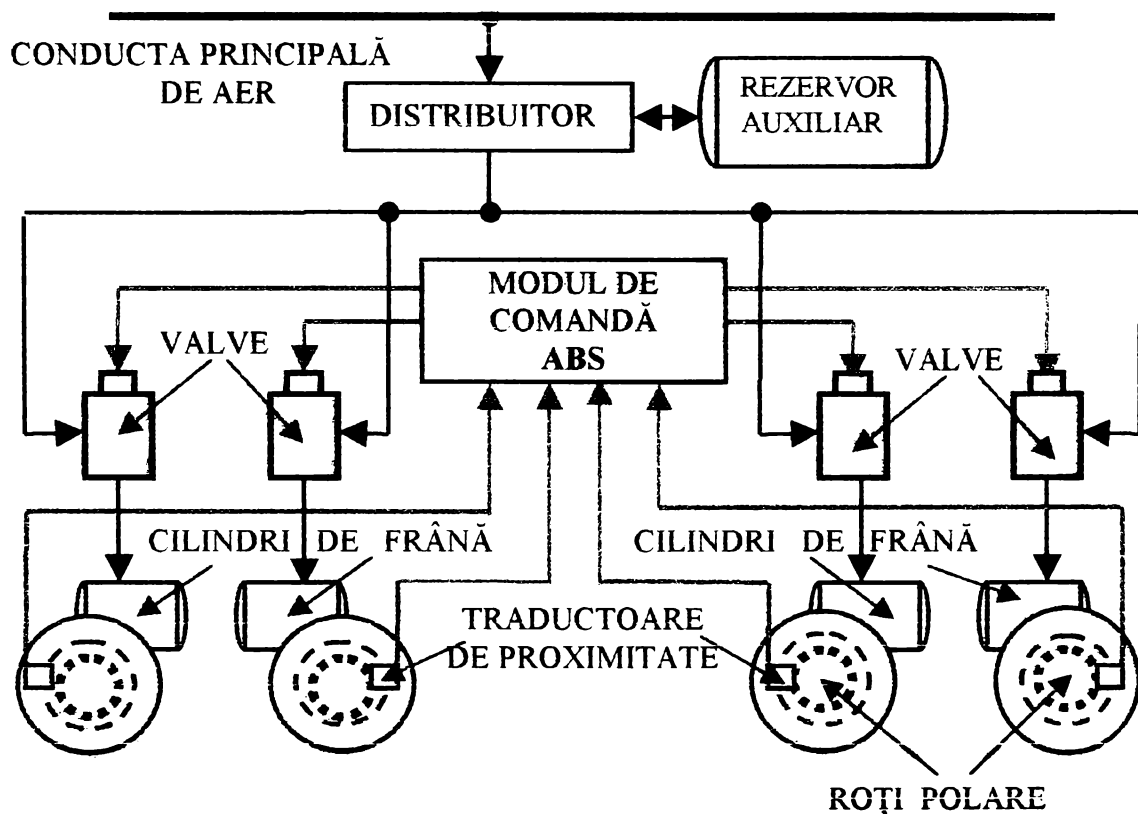


Fig. 9.1. Principalele elemente ale sistemului ABS și încadrarea lor în instalația de frânare

Pentru măsurarea vitezei roților, sistemul ABS include câte un senzor de viteză pentru fiecare osie (de tip senzor de proximitate-roată polară). Construcția sistemelor ABS este relativ diversificată, mai ales în ceea ce privește alegerea mărimilor de intrare și prelucrarea lor. Întotdeauna însă, ieșirea este reprezentată de o comandă

pentru elementul de execuție care produce forța de frânare. În cazul frânei cu disc acționată pneumatic, ieșirea este comanda pentru valva cu trei stări cu funcționare continuă. În continuare, în această lucrare se va considera că în alcătuirea sa minimală, modulul de comandă ABS este cel din fig. 9.2.

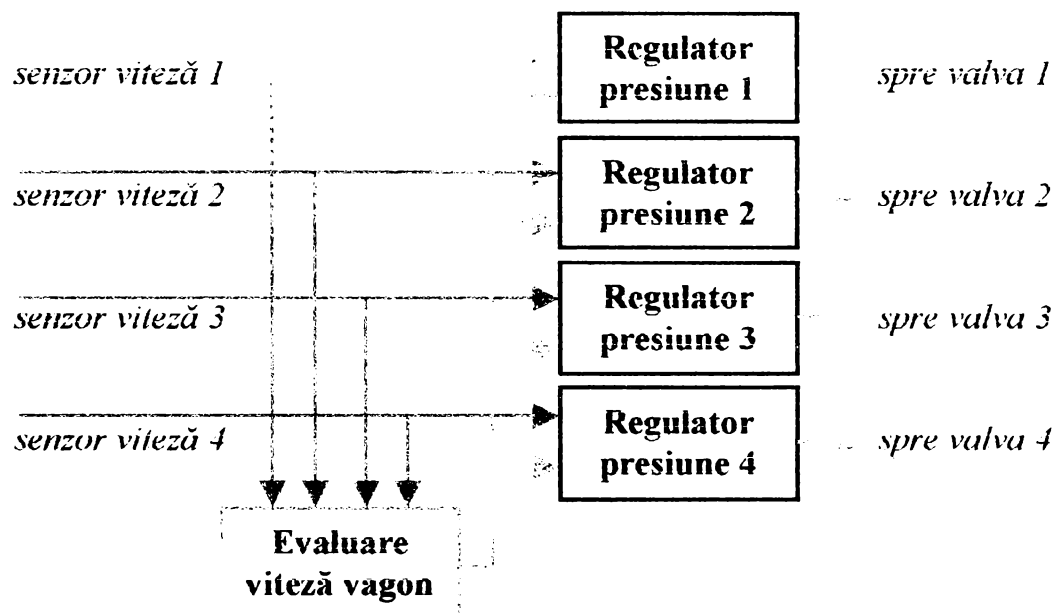


Fig. 9.2. Schema bloc a unui modul de comandă ABS

Fiecare roată este frânată de către forța de frânare produsă la nivelul discului de frână, montat pe osie. Ea acționează asupra vagonului datorită sistemului roată-șină, care produce reacția care decelerează vagonul. Reacția șinei se poate produce datorită aderenței dintre roată și șină.

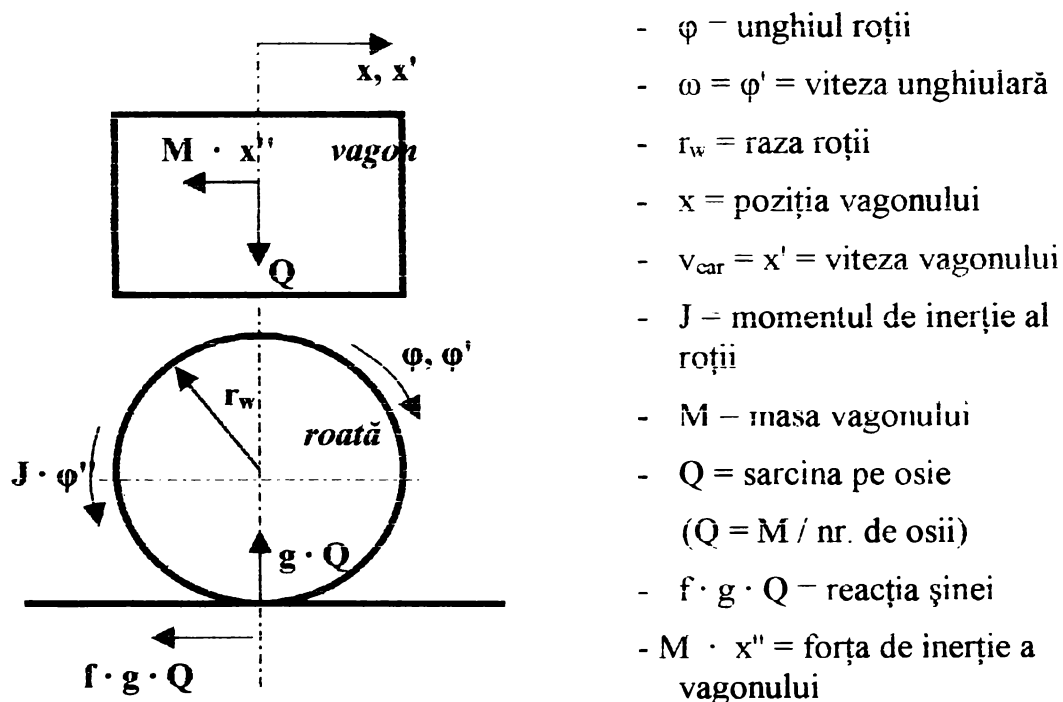


Fig. 9.3. Mișcarea roții în timpul frânării

Pe scurt, fenomenul care creează principalele probleme la frânarea vagoanelor este alunecarea instalată între roată și șină atunci când forța de frânare depășește



aderența disponibilă. Dacă în timpul alunecării forța de frânare nu este imediat scăzută roata se va bloca total, patinând pe șină. Patinarea produce uzuri rapide, deformări ale bandajelor roților care în continuare vor produce vibrații, dar mai ales afectează siguranța circulației prin creșterea distanței de frânare. Alunecarea dintre roată și șină se definește prin relația:

$$s = (v_{\text{car}} - v_w) / v_{\text{car}} \quad (9.2)$$

unde:  $s$  este alunecarea, cuprinsă între 0 (roată nefrânată) și 1 (roată blocată),  $v_{\text{car}}$  este viteza vagonului iar  $v_w$  viteza roții [Boite86a].

Ecuția roții  $i$  în regim de alunecare, dacă nu se consideră efectele dinamice (mai ales cabrările boghiurilor și vagonului) și dacă pe osie sunt montate două discuri de frână, este:

$$J_i \cdot \frac{1}{r_{wi}} \cdot \frac{dv_{wi}}{dt} = f(s) \cdot \frac{Q_i}{2} \cdot g \cdot r_{wi} - \mu(s) \cdot F_{wi}(t) \cdot r_{di} \quad (9.3)$$

unde:  $J_i$  = momentul de inerție al roții,  $f$  = coeficientul de frecare roată-șină,  $r_{wi}$  = raza roții,  $Q_i$  = sarcina pe osie,  $g$  = accelerația gravitațională,  $\mu$  = coeficientul de frecare disc-garnitură,  $F_{wi}$  = forța de frânare aplicată discului iar  $r_{di}$  = raza echivalentă a discului [Boite86a]. În cazul altei formule de echipare a osiei (de exemplu cu un singur disc), ecuația trebuie rescrisă.

$f$  este puternic dependent de  $s$  [Boite86a]. Pe lângă dependența de  $s$ ,  $f$  este influențat de geometria, curățenia și uzura sistemului roată-șină precum și de factorii meteorologici. Experimental se constată și existența unor variații aleatorii ale aderenței chiar pe distanță de câțiva metri. În figura următoare se prezintă o dependență  $f(s)$  tipică. Aceeași alură a dependenței aderență-alunecare poate fi găsită și în cazul automobilelor [Altr96], [Klei96].

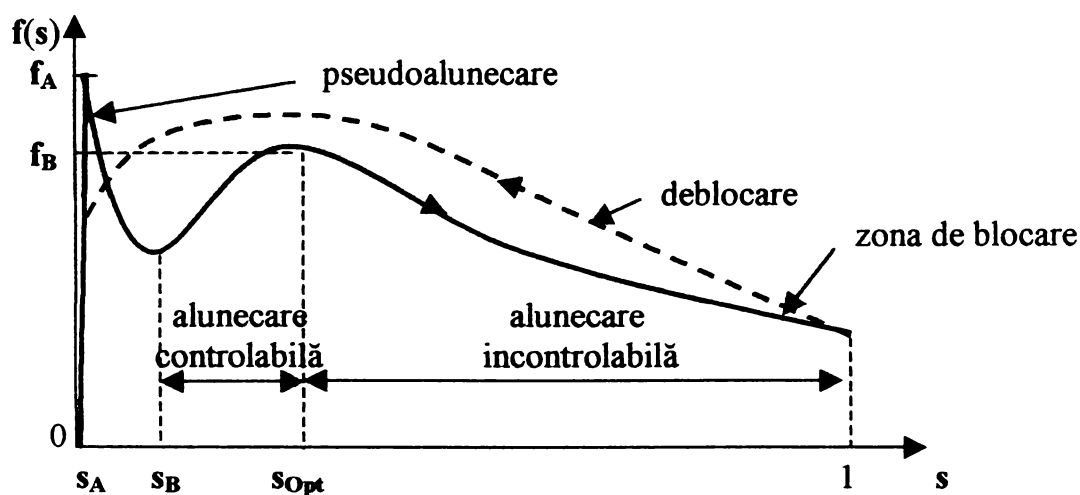


Fig. 9.4 O dependență tipică aderență-alunecare [Boite86a].

Pseudotalunecarea se datorează elasticității roții, manifestându-se printr-o decelerare bruscă care apare la pierderea contactului roată-șină. Aproximativ între valorile 0,15 și 0,2 ale alunecării, apare un fenomen paradoxal, insuficient explicat până în prezent, prin care aderența crește cu creșterea alunecării. Astfel alunecarea atinge un maxim relativ  $f_B$ , pentru o alunecare optimă  $s_{Opt}$ . De cele mai multe ori

între  $f_B$  și  $f_A$ , coeficientul de frecare în condițiile menținerii contactului roată-șină, există inegalitatea  $f_B < f_A$ . Există și situații în care  $f_B > f_A$  [Boite86a].

Datorită creșterii aderenței cu alunecarea, în porțiunea  $s_B - s_{Opt}$  apare un efect de autostabilizare a alunecării, care favorizează reglarea sa cu precizie, prin modularea adecvată a forței de frecare aplicate roții. Scopul acțiunii dispozitivului ABS este tocmai menținerea alunecării fiecărei roți în domeniul controlabil dintre  $s_B$  și  $s_{Opt}$ , cât mai aproape de  $s_{Opt}$ , care este de regulă cuprins între 0,15 și 0,25, atât pentru vagoane [Boite86b], [Auma86] cât și pentru automobile [Altr96], [Klei96].

Când alunecarea depășește acest domeniu, controlul asupra roții este greu de menținut și roata se blochează rapid. Dacă forța de frânare scade, deblocarea roții se produce rapid, controlul asupra alunecării fiind greu de restabilit.

## 9.2. Modelarea SIMULINK a unui dispozitiv ABS

Modelul studiat în continuare a fost prezentat la conferința internațională *The 5<sup>th</sup> International Conference on Railway Bogies and Running Gears Budapest 2001* (BOGIE'01) [Băla01b].

### 9.2. 1. Modelarea coeficientului de aderență

Modelul sistemului de frânare poate fi utilizat în timp real, pentru asistarea acțiunii reglatoarelor ABS (§9.3). Principala dificultate în aceste aplicații este ridicată de estimarea în timp real a coeficientului  $f$ , din cauza incertitudinii și perturbațiilor care caracterizează aderența. În acest caz aplicarea modelării fuzzy, capabilă de a opera și în prezența incertitudinii, se impune ca principală alternativă. În [Roth98] se prezintă un sistem fuzzy expert off-line pentru evaluarea aderenței în cazul automobilelor. O altă metodă, propusă în [Băla 99], are avantajul că poate fi aplicată în timp real. Ea constă din corelarea momentului inițierii alunecării roții cu valoarea presiunii din cilindrul de frână în acel moment. În continuare valoarea presiunii este fuzzyficată, TL ai PF indicând starea aderenței.

*Când modelul se folosește la studierea reglatoarelor din componența sistemelor de frânare, pentru modelarea coeficientului  $f$  se poate introduce o dependență funcțională de forma celei din fig. 9.3 sau dacă este posibil, se pot folosi date experimentale. În continuare se va folosi prima variantă, dependența dintre  $f$  și viteza relativă dintre roată și șină făcându-se prin tabelul  $f\_coef$ . Corecția lui  $f$  cu viteza vagonului se realizează prin formula Curtius-Kniffler (8.6). Aceste operații sunt realizate în modulul SIMULINK din fig. 9.5.*

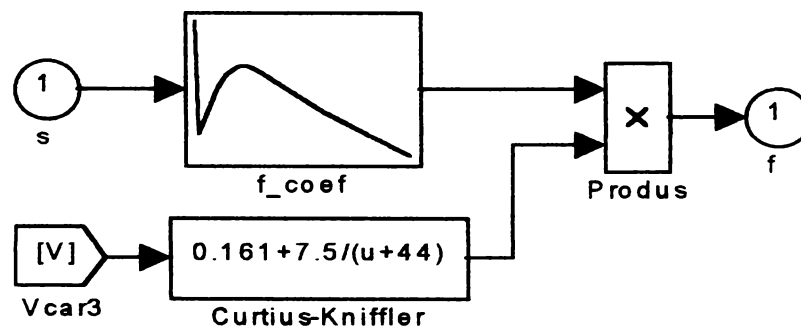


Fig. 9.5. Modelarea SIMULINK a coeficientului de frecare roată-șină

Tabelul de căutare  $f\_coef$  (fig. 9.5) creează dependența dorită:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row (s): [0 0.01 0.1 0.15 0.2 0.25 0.3 0.4 0.6 0.8 1];} \\ \text{table: [1 0.5 0.7 0.76 0.8 0.8 0.78 0.71 0.6 0.5 0.4].} \end{array} \right. \quad (9.4)$$

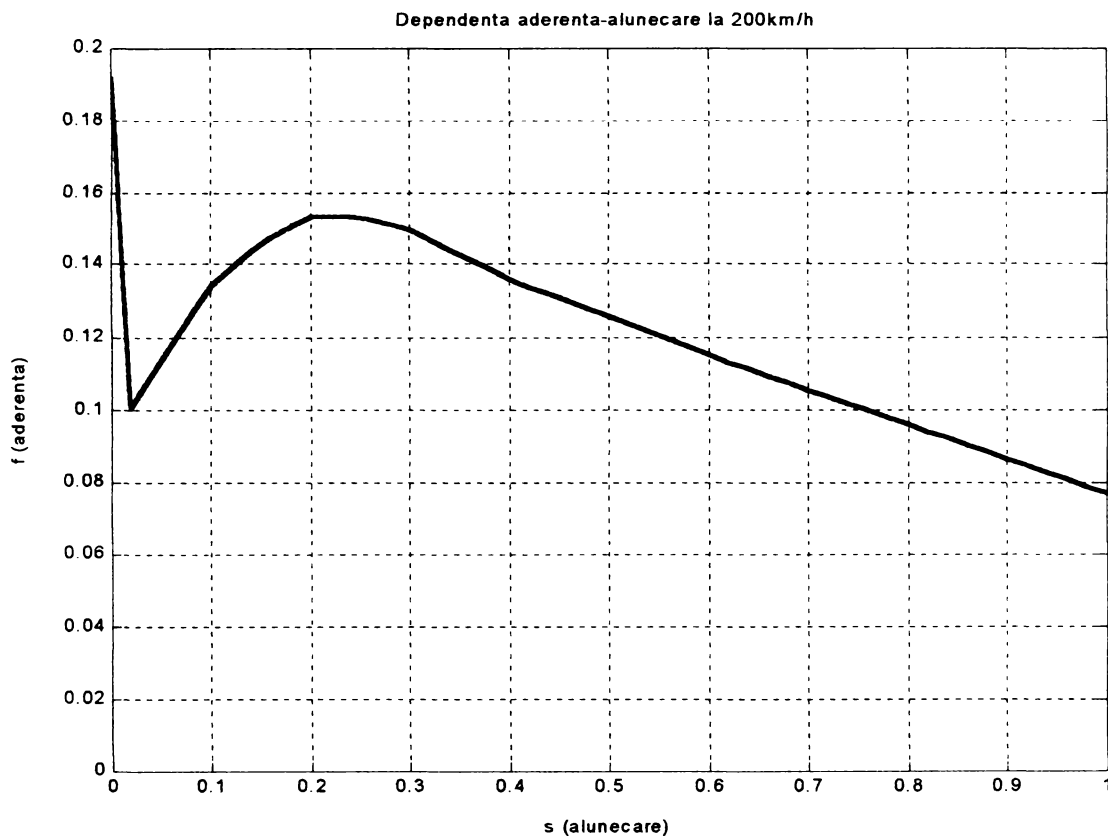


Fig. 9.6. Dependența  $f(s)$  utilizată în model, pentru viteza de 200km/h

### 9.2. 2. Modelarea cinematicii roții și vagonului

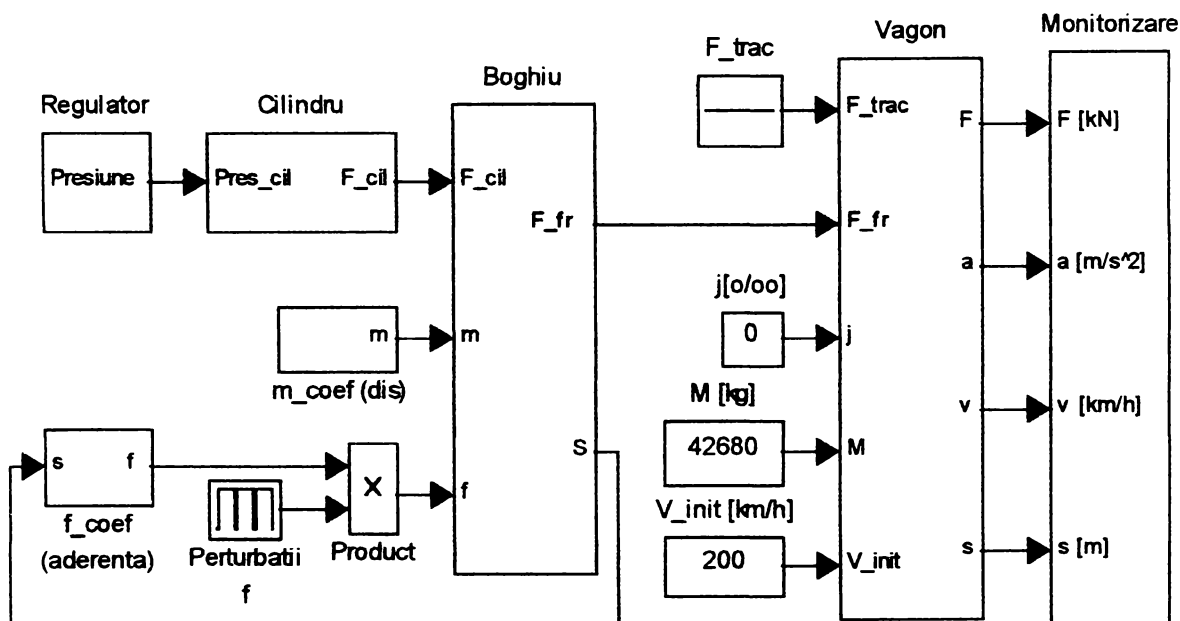


Fig. 9.7 Fereastra principală a modelului sistemului ABS



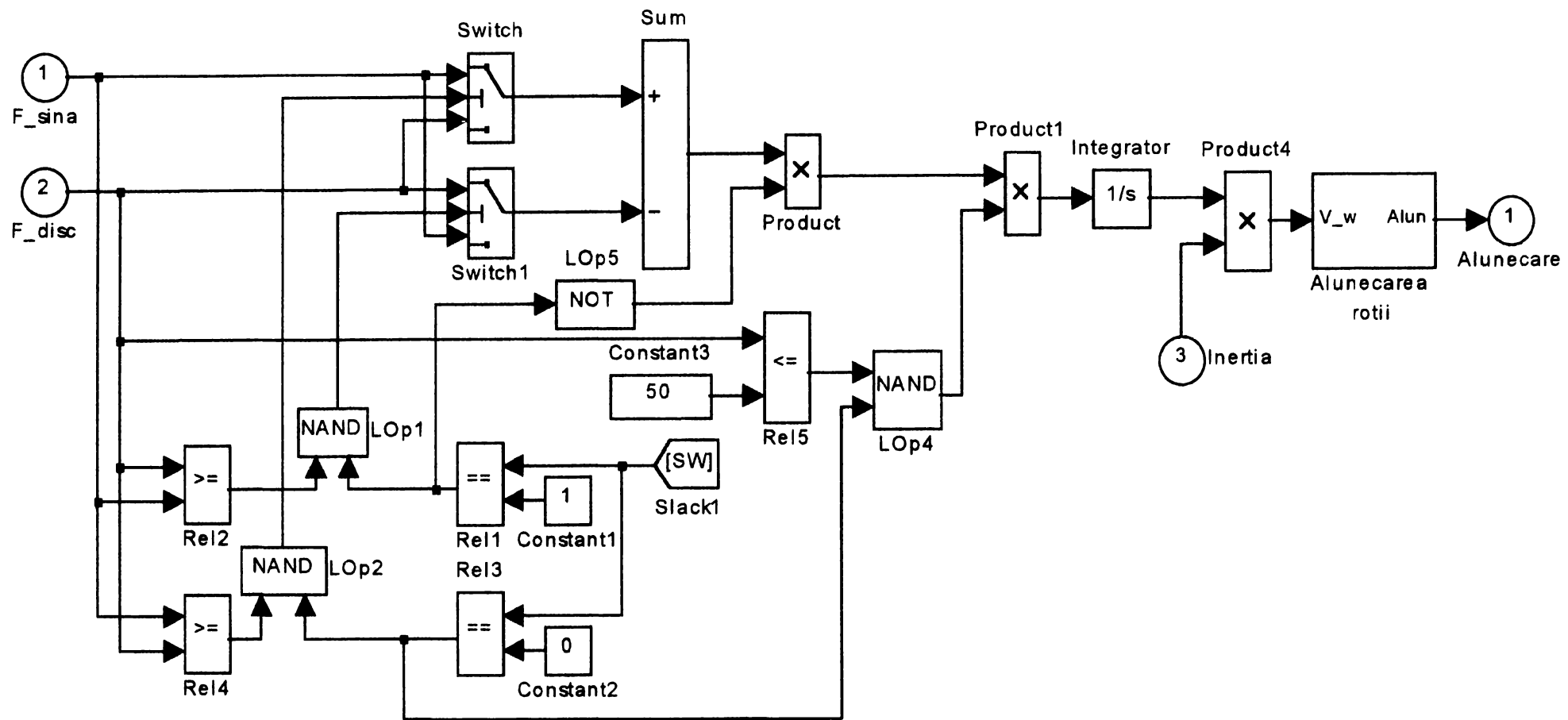


Fig. 9.9. Modulul **Roata** în care este realizată încadrarea ecuației în domeniul său de valabilitate și se calculează alunecarea  $s$

Modelul sistemului ABS a cărei fereastră principală se observă în fig. 9.7 se obține din fuzionarea modelului instalației de frânare din cap. 8 cu modulul **f\_coef** și modulele prezentate în fig. 9.6 și 9.7.

După cum se observă în modulul **Boghiu** din fig. 9.8, forța de frânare efectivă, la nivelul circumferinței roții, este minimul dintre forțele dezvoltate de discul de frână ( $F_d = m \cdot F \cdot r_d/r_w$ ) respectiv de reacția șinei ( $F_r = f \cdot Q \cdot g$ ). Operația de selecție a minimului se face prin blocul **Min1**. În cadrul aceluiași modul se poate realiza și evaluarea prin TL a aderenței disponibile, prin modulul **Senzor Fuzzy al aderenței**. Pe lângă componentele de la intrarea blocului **Mini1** se calculează și componenta inerțială care acționează asupra roții,  $F_i$ , care se manifestă atunci când roata este accelerată sau frânată.

În modulul **Roată** din fig. 9.9 se delimitează domeniile de valabilitate ale fiecăreia dintre forțele elementare, care prin compunere determină rezultanta  $F_{rez}$ , care acționează asupra roții:

$$\begin{cases} F_{rez} = F_d \quad \& \quad F_i = 0 & s = 0; \\ J_i \cdot \frac{1}{r_{wi}} \cdot \frac{dv_{wi}}{dt} = f(s) \cdot \frac{Q_i}{2} \cdot g \cdot r_{wi} - \mu(s) \cdot F_{wi}(t) \cdot r_{di} & 0 < s < 1 \quad (9.5) \\ F_{rez} = F_r \quad \& \quad F_i = 0 & s = 1; \end{cases}$$

Aceste delimitări corespund fenomenelor care se produc la atingerea valorilor limită ale alunecării: diferențele dintre  $F_d$  și  $F_r$  dispar, ele fiind preluate prin elasticitate de către disc, respectiv de către șină.

Calculul efectiv al alunecării se realizează în modulul **Alunecarea rotii**, din fig. 9.10.

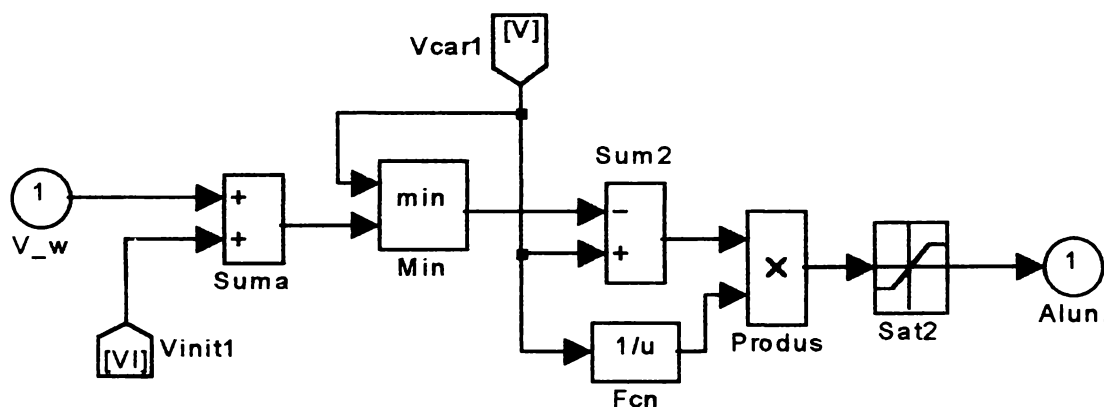


Fig. 9.10. Modulul Alunecarea rotii

### 9.3. Estimarea vitezei vagonului în timpul alunecării

Estimarea  $\overline{v_{car}}$  a vitezei vagonului  $v_{car}$  este necesară controlerului ABS pentru ca el să poată calcula alunecarea fiecăreia roți, chiar și în momentele în care contactul roată-șină este pierdut din cauza unei frânări prea puternice, și senzorii de viteză ai roților nu mai indică  $v_{car}$  ci  $v_w$  [Auma86]. Pentru a putea calcula în



continuare alunecarea,  $v_{car}$  trebuie să fie estimată sau măsurată cu traductoare suplimentare, de exemplu prin radare sau sonare Doppler sau prin integrarea ieșirii unui accelerometru. Traductoarele suplimentare sunt de regulă evitate atât din cauza costurilor prohibitive cât și din motive de siguranță.

Metoda tipică de estimare a  $v_{car}$ , aplicată de exemplu la frâna ABS Knorr-MGS1, este estimarea liniară în cadrul căreia decelerația vagonului se consideră continuă, valoarea ei fiind determinată experimental. Această estimare este evident imprecisă. Pentru se evita acumularea erorilor, una dintre osiile vagonului trebuie să fie sub-frânată, astfel că ea păstrează mai ușor contactul roată-șină, sau în cazul producerii alunecării, ea iese mai ușor din acest regim. Când viteza măsurată la această osie depășește  $\overline{v_{car}}$ , estimarea trebuie actualizată la valoarea măsurată de traductorul ei de viteză [Auma86], [Knor94].

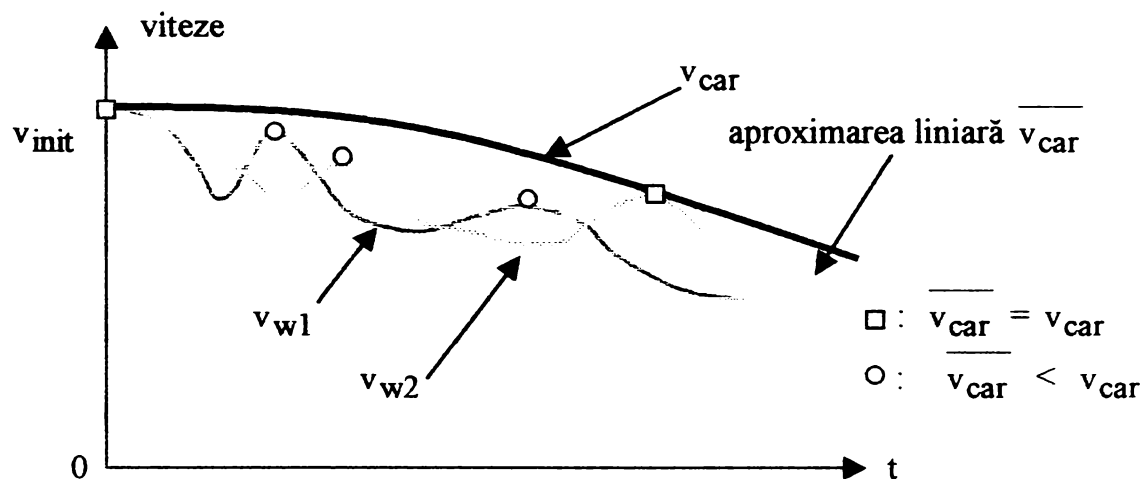


Fig. 9.11 Evoluția vitezelor roților în timpul alunecării

În [Klei96] se comunică o metodă de evaluare a vitezei în timpul frânării ABS, testată pe un automobil BMW 328i. Metoda se bazează pe măsurarea accelerațiilor fiecărei roți, suplimentată cu indicația unui accelerometru capacitiv care măsoară accelerația longitudinală a vehiculului. Cele 5 mărimi sunt preprocesate prin filtrare (FTJ) și aplicate la intrarea unui estimator fuzzy. Estimatorul este divizat în două secțiuni, prima pentru determinarea celui mai plauzibil dintre cei 4 senzori ai roților iar a doua pentru evaluarea gradului de încredere al senzorului de accelerație. Estimarea finală este o sumă ponderată a măsurătorilor roților la care se adaugă accelerația integrată și corectată. Baza de reguli utilizată are în total 35 de reguli. În esență condițiile de frânare sunt împărțite în trei domenii:

- când decelerația măsurată este *importantă* se scade rolul traductoarelor de viteză;
- când decelerația măsurată este *zero* se scade rolul accelerometrului;
- când decelerația este *negativă* se scade rolul roților din spate (tracțiunea fiind pe spate, acestea ar putea fi în curs de patinare).

În §9.4.1 se prezintă pe scurt regulatorul ABS pentru care a fost proiectat estimatorul.

*Modelul determinist din §9.2 poate fi utilizat în principiu pentru estimarea mai precisă a  $\overline{v_{car}}$  pe durata alunecării. În acest caz mărimea principală de intrare*

în model este presiunea reală din cilindrul de frână (comandată de către regulatorul ABS real) iar ieșirea este viteza vagonului. Evident, mai trebuie realizată și estimarea aderenței, care trebuie să urmărească cât mai rapid și precis variațiile aderenței reale (§9.2.1). Pe lângă estimarea vitezei, modelul poate estima, dacă este necesar, în orice moment și distanța de frânare.

## 9.4. Aplicarea regulatorului FSAIC la conducerea dispozitivului ABS

### 9.4.1. Conducerea convențională a dispozitivului ABS

Prima generație de regulatoare ABS funcționa în maniera *totul sau nimic*. O frânare condusă de un astfel de regulator este ilustrată în figura următoare. Regulatorul folosit pentru această exemplificare nu este însă de tip bipozițional având la intrare *acelerația* roții iar la ieșire *comanda pentru valvă*, așa cum erau primele regulatoare ABS, ci un regulator bipozițional de alunecare, având la intrare *alunecarea* și la ieșire *comanda pentru valvă*. Funcționarea astfel obținută este puternic oscilantă.

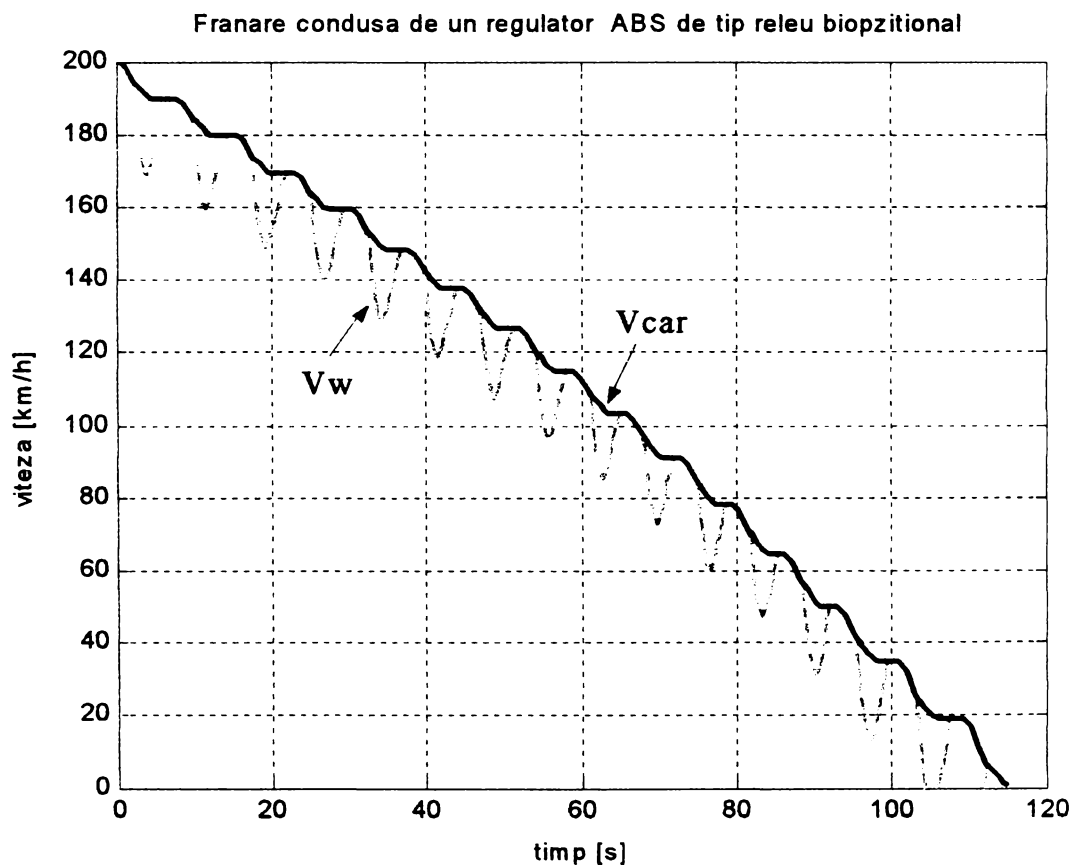


Fig. 9.12. Frânare ABS condusă de un regulator bipozițional

Dezavantajele evidente ale unui astfel de regulator au fost înlăturate de către a doua generație de regulatoare ABS care admit o alunecare controlată a roții, pe care caută să o mențină într-o zonă optimă (vezi §9.1) [Auma86]. Se pare că această alunecare, prin ușoara polizare a sistemului roată-șină, are uneori chiar un efect de creștere a valorii aderenței față de cea care s-ar obține în condițiile lipsei alunecării.

Regulatoarele ABS se regăsesc relativ greu în literatură. Cu toate acestea se poate aprecia că metoda clasică de reglare, care s-a generalizat în ultimele două dece-

nii, este de tip secvențial-adaptivă. Ea poate fi recunoscută în cazul a două produse de mare succes: Feiveley (AEF 83P) [Auma86] și Knorr (MGS1) [Knor94].

De exemplu MGS1, care echipează și vagoanele Corail, folosește ca intrări viteza roții  $v_w$  și accelerația ei,  $a = dv_w/dt$ . Aceste variabile sunt tratate prin intermediul unor partiții booleene. Domeniul alunecării este divizat în cinci zone, iar cel al accelerației în patru. Valva cu acțiune continuă Knorr GV permite și două regimuri suplimentare lente, pentru a se obține un răspuns mai neted: o admisie și o evacuare. Descreșterea presiunii este declanșată atunci când decelerația roții depășește un nivel prestabilit. Ea durează până la dispariția decelerației roții și instalarea în locul ei a unei ușoare accelerări. Presiunea este menținută în continuare constantă, până la o nouă variație semnificativă a accelerației roții. Funcționarea este nuanțată prin introducerea unor reguli secvențiale anticipative și adaptive. Regulile sunt înglobate într-un tabel de căutare cu 15 poziții.

Ajustarea unui astfel de controler este laborioasă, valorile de delimitare ale partițiilor booleene fiind specifice fiecărui produs în parte. Din lipsa datelor referitoare la aceste valori nu am realizat simularea funcționării unui astfel de controler.

Mai dinamică decât industria vagoanelor este cea a automobilelor, în care soluțiile noi pătrund cu mult mai mare ușurință. În [Klei96] se prezintă un regulator fuzzy ABS testat odată cu estimatorul vitezei automobilului de la punctul anterior. Regulatorul are ca intrări alunecarea și accelerația roții și cuprinde 49 de reguli, fiecare variabilă fiind fuzzyficată printr-o partiție cu câte 7 termeni lingvistici. Suprafața sa de comandă este redată în fig. 9.13.

Regulatorul a fost implementat cu microprocesorul SAB 80C166 și coprocesorul fuzzy SAE 81C99A.

Toate figurile următoare sunt reproduse din [Klei96]. În prima dintre ele se prezintă suprafața de comandă a regulatorului.

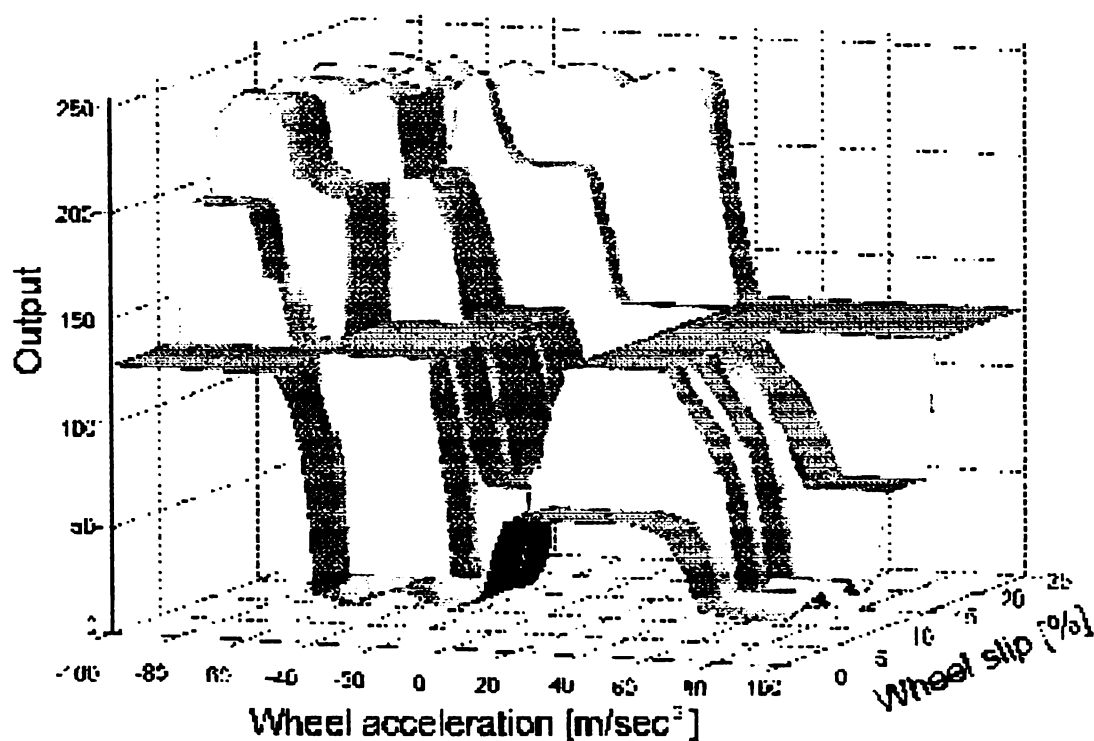


Fig. 9.13 Suprafața de comandă a unui regulator ABS fuzzy pentru automobile

*Acest gen de suprafață de comandă este mai degrabă tipică pentru o conducere secvențială, sau de tip sistem fuzzy-expert, în care efectul fiecărei reguli de conducere este strict delimitat. Caracterul fuzzy se manifestă relativ discret, prin gradarea într-o anumită măsură a trecerilor de la o regulă de conducere la alta.*

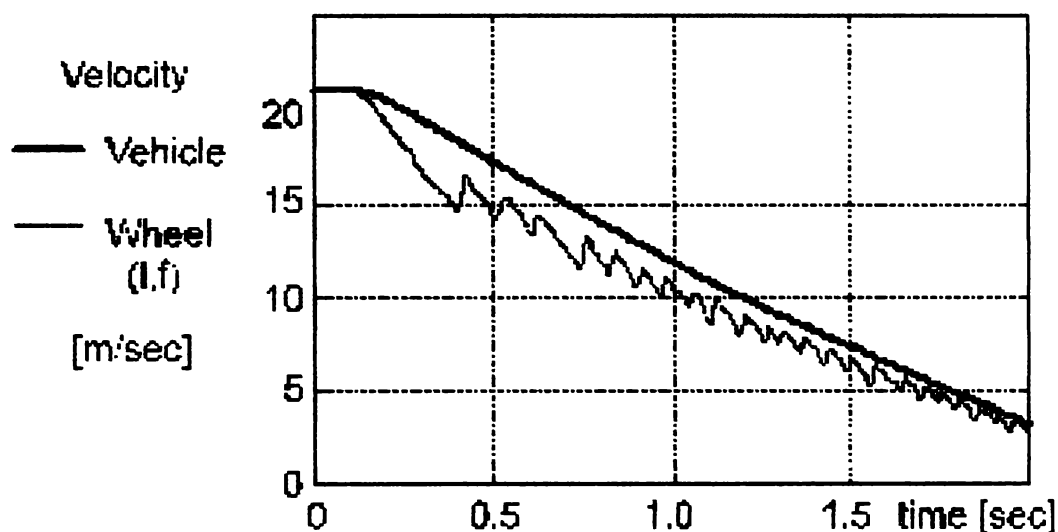


Fig. 9.14 Simulare SIMULINK a unei frânări cu regulatorul anterior

*Funcționarea obținută este satisfăcătoare, singurul inconvenient vizibil fiind reprezentat de oscilațiile alunecării roții, care este centrată pe valoarea 0,15, dar evoluează între valorile 0,1 ... 0,2, sub influența perturbațiilor aleatorii ale aderenței sistemului pneu-asfalt. Factorii care favorizează aceste oscilații sunt elasticitatea mare a pneurilor, dar și caracterul relativ discontinuu al suprafeței de comandă.*

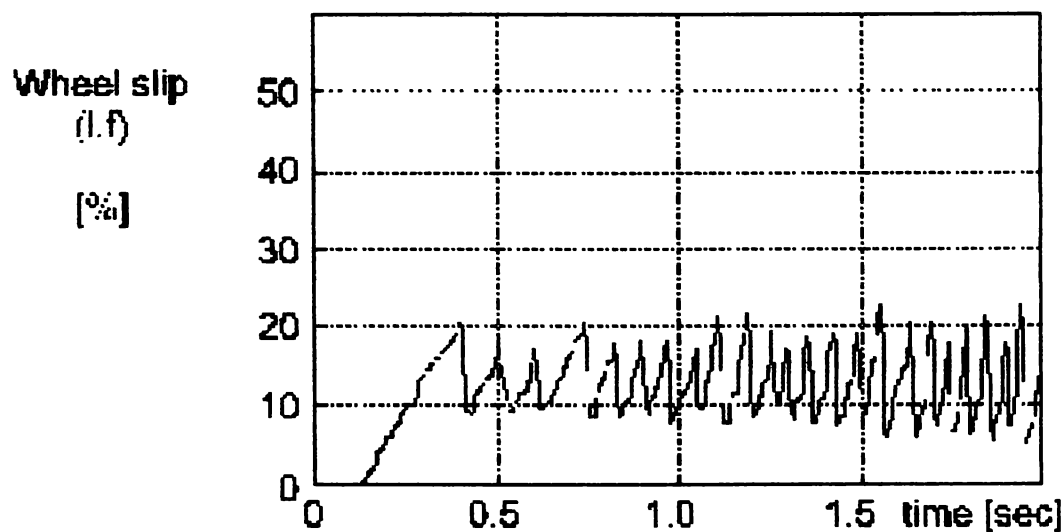


Fig. 9.15 Simulare SIMULINK a alunecării uneia dintre roți

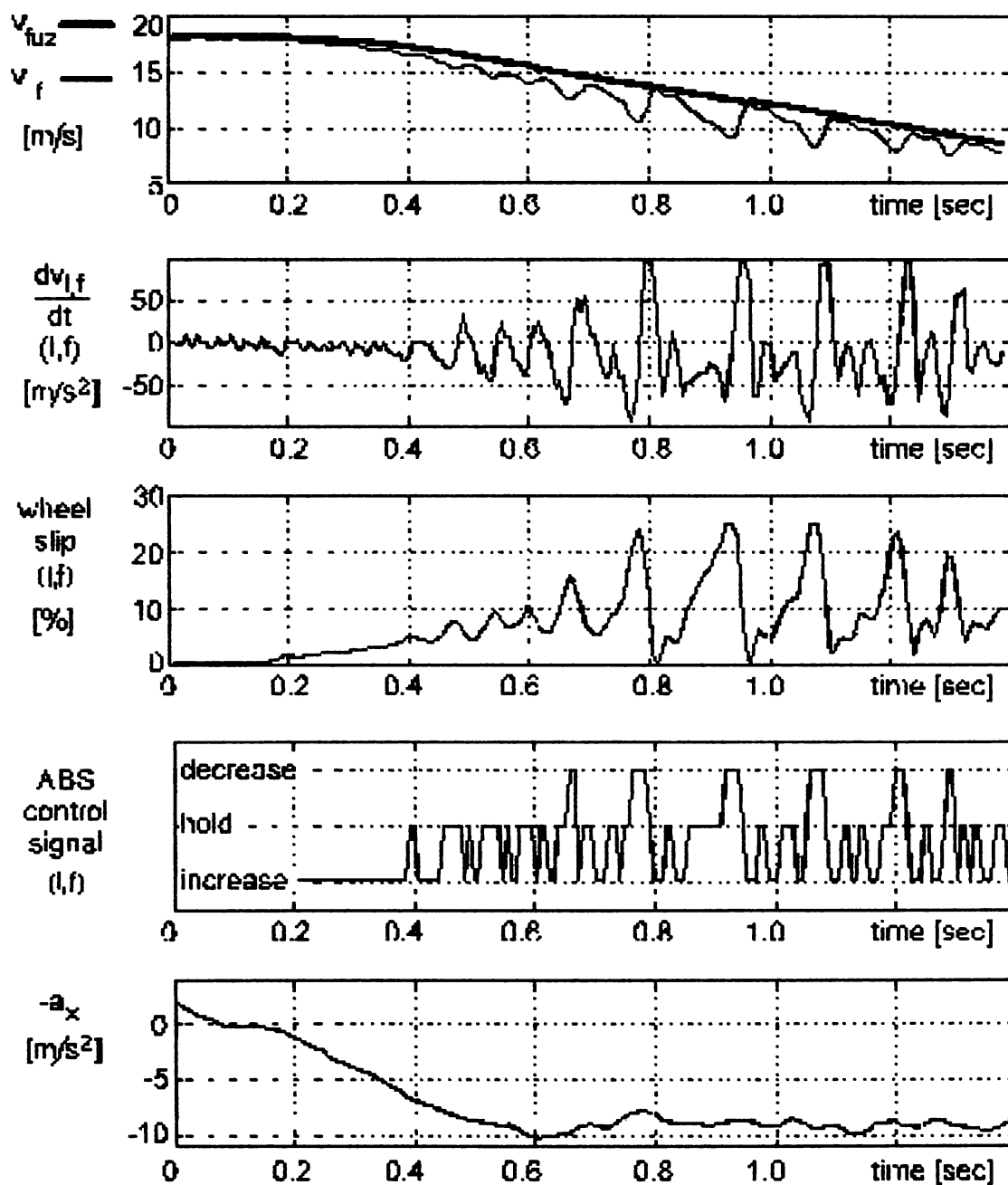


Fig. 9.16 Rezultate experimentale ale lucrării [Klei96]  
(pentru un automobil BMW 328i)

*Rezultatele experimentale pentru cazul unei frânări extrem de puternice confirmă în general simulările, oscilațiile alunecării roții fiind ușor mai mari decât cele obținute prin simulare.*

*În cazul vagoanelor aceste oscilații sunt de asemenea prezente. Influența lor asupra vagonului este mai redusă decât în cazul automobilului, având în vedere masa mult mai mare și accelerațiile mai mici care caracterizează vagonul. Efectul oscilațiilor comenzii frânei se resimte în primul rând prin solicitările suplimentare la care sunt supuse componentele frânei, care au ca urmare accelerarea îmbătrânirii și uzurii lor.*

### 9.4.2. Regulatorul ABS de alunecare tip PSAIC

Din §9.4.1 rezultă că deocamdată principalele sisteme ABS din industria de vagoane conduc frânarea prin metode secvențiale, având ca intrare principală accelerația. Această metodă produce inerent anumite șocuri la schimbarea regulilor curente de conducere. În cazul automobilelor, deși se apelează și la LF, situația este asemănătoare, având în vedere forma suprafeței de comandă din fig. 9.13.

În cele ce urmează se va studia, prin simulare, posibilitatea înlocuirii reglării secvențiale printr-una fuzzy-interpolativă. Scopul principal al demersului este de a obține netezirea suprafeței de comandă pe tot domeniul de funcționare, pentru orice viteză inițială, masă frânată, aderență, etc. Principalul efect scontat este o netezire pregnantă a răspunsurilor în timp ale frânelor ABS.

O prezumție esențială este alegerea alunecării ca intrare, deoarece dispunem de un model al frânei care poate estima în timp real valoarea sa numerică. Pentru aceasta, modelul frânei ABS trebuie implementat în cadrul sistemului ABS.

Având în vedere neliniaritatea sistemului, vom apela la FSAIC, căruia i se vor aplica modificările necesare. O primă modificare este renunțarea la componenta integratoare, care nu mai este necesară deoarece valva cu acțiune continuă induce prin ea însăși un comportament integrator sistemului de reglare. Structura de regulator ABS de alunecare avută în vedere în continuare este prezentată în fig. 9.17, prin modelul său SIMULINK.

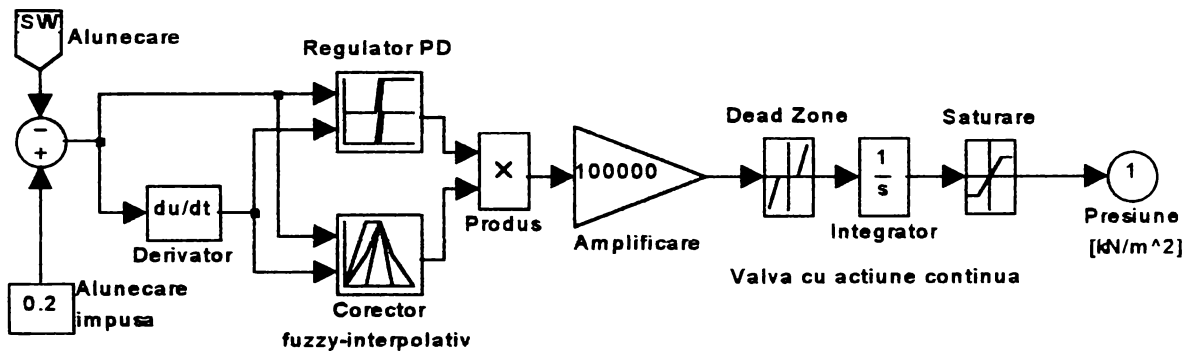


Fig. 9.17. Regulator ABS de alunecare de tip FSAIC

Se remarcă faptul că alunecarea este singura mărime de intrare care provine din proces, prin intermediul unui estimator al alunecării. Derivata sa este calculată de către regulator. Funcționarea valvei care comandă presiunea din cilindrul de frână este modelată printr-un element cu zonă de insensibilitate (dead zone), un integrator și un element de saturare, care limitează presiunea la valoarea maximă realizabilă de către cilindru.

Se poate constata că o soluție acceptabilă o reprezintă deja un regulator PD al alunecării (cu suprafață de comandă plană) de tip fuzzy-interpolativ (sau chiar de alt tip). Un astfel de regulator este formulat în (9.6), o exemplificare a comportării sistemului sub conducerea sa fiind prezentată în fig. 9.18.

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row (s): } [0 \ 0.18 \ 0.20 \ 0.22 \ 1] \\ \text{column (ds): } [-0.03 \ 0 \ 0.03] \\ \text{table: } [1 \ 1 \ 1; \ 1 \ 1 \ 0; \ 1 \ 0 \ -1; \ 0 \ -1 \ -1; \ -1 \ -1 \ -1] \end{array} \right. \quad (9.6)$$



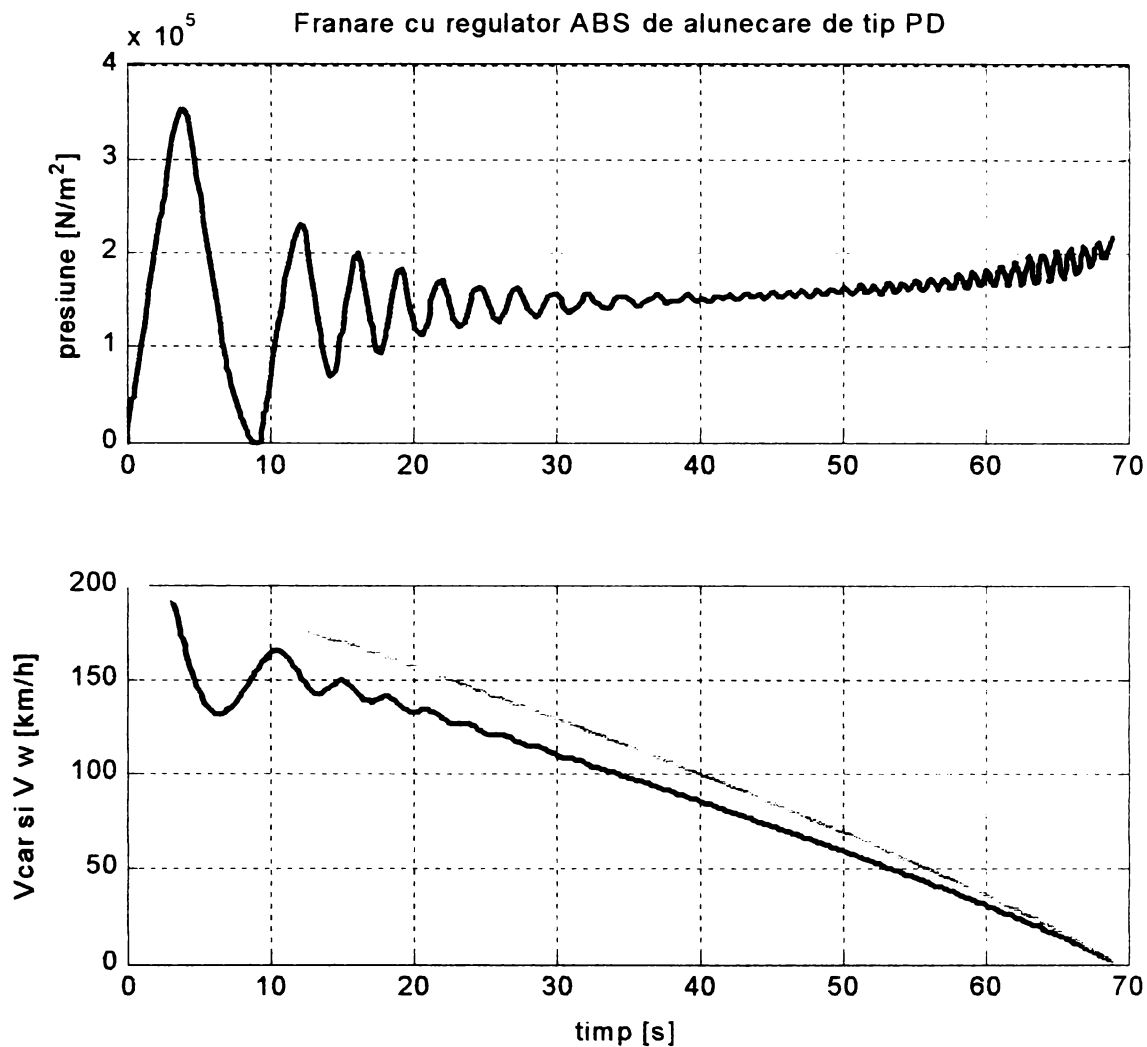


Fig. 9.18. Frânare ABS condusă de un regulator de alunecare PD

În fig. 9.18 se observă că răspunsul sistemului, în lipsa unor perturbații, tinde să se stabilizeze. Cu cât viteza este mai mică, din cauza creșterii aderenței se produc însă oscilații, manifestate mai ales asupra comenzii. Aceste oscilații sunt în general prezente în frânările ABS atât în cazul vagoanelor cât și în cazul automobilelor. Ele nu afectează într-o măsură notabilă confortul călătorilor, fiind mult atenuate de suspensia boghiurilor. Rejecția lor este totuși de dorit pentru a reduce solicitările mecanice ale instalației de frânare. În general se constată că o creștere a aderenței scurtează distanța de frânare, dar în același timp amplifică oscilațiile sistemului. Se mai remarcă și forma cvasi-trapezoidală de variație a presiunii cilindrului, imprimată de funcționarea valvei cu trei stări.

Principalul avantaj al acestei abordări este netezirea răspunsului frânei, (mai precis a vitezei roții în timpul alunecării), datorată suprafeței de comandă netede. Această caracteristică oferă posibilitatea controlului precis al alunecării, ceea ce creează premiza aplicării acestei metode și în sistemele care țin cont de distribuția dinamică a sarcinilor pe osie [Naka95] în timpul frânării.

În fig. 9.18 se poate observa răspunsul regulatorului la o perturbație majoră a aderenței (dublarea sa după 20s de frânare). Astfel de teste sunt relevante pentru comportarea sistemelor ABS, una dintre probele impuse la omologarea lor fiind frânarea pe o șină stropită cu soluție de detergent [UIC].



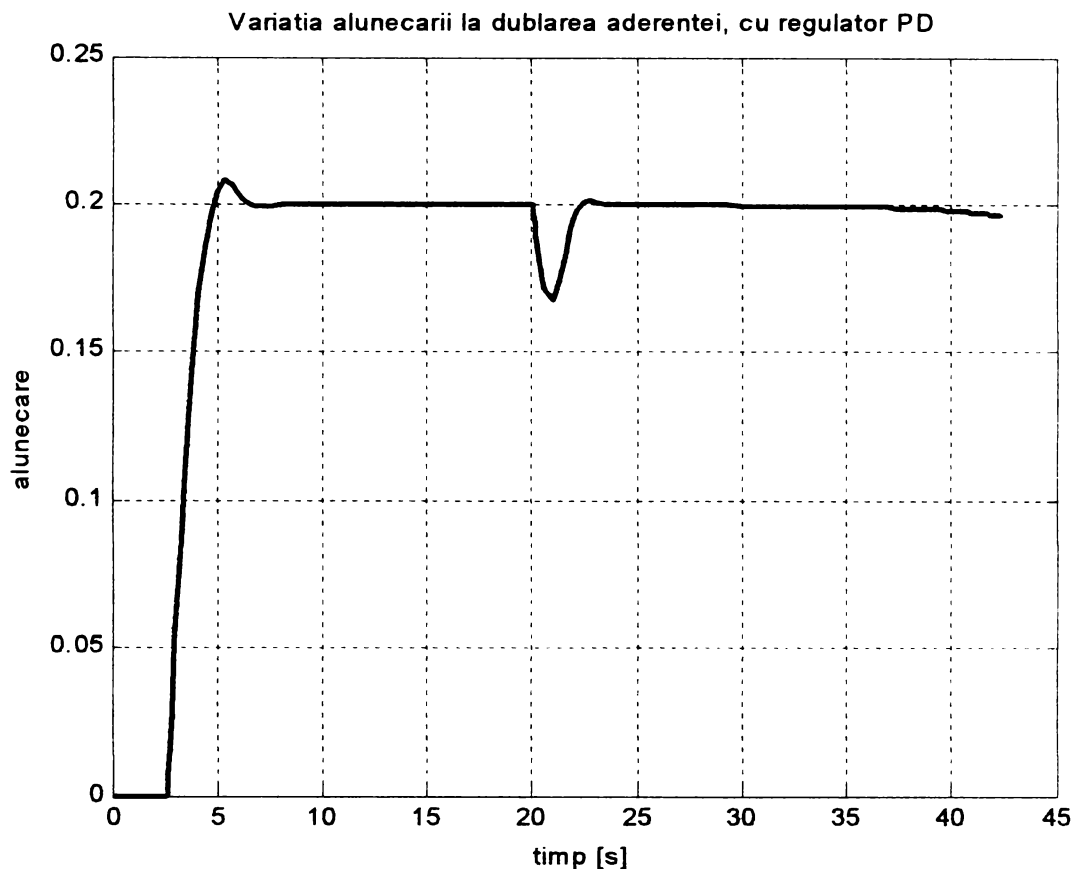


Fig. 9.19. Variația alunecării produsă la dublarea aderenței, cu un regulator PD

### 9.4.3. Conducerea frânării ABS prin FSAIC

Pentru obținerea unor performanțe controlabile cu precizie, dispozitivul ABS trebuie să fie adaptabil la condițiile de lucru. Regulatorul FSAIC poate fi aplicat în acest context, încadrarea lui în modelul instalației de frânare a vagonului fiind prezentată în fig. 9.17. Regulatorul PD prezentat anterior a fost obținut completând tabelul de căutare al corectorului adaptiv cu valoarea 1 în toate pozițiile. În cele ce urmează, prin valorile înscrise în acest tabel, se va urmări îmbunătățirea în continuare a frânării ABS.

Prin modul de proiectare al corectorului adaptiv fuzzy-interpolativ se pot viza diferite obiective: creșterea robusteții prin rejectarea efectelor perturbațiilor aleatorii ale aderenței, creșterea vitezei de răspuns, protejarea elementelor de execuție, etc.

În exemplificarea din fig. 9.20 proiectarea corectorului adaptiv a fost făcută cu scopul minimizării șocurilor care apar la variații bruște ale aderenței (aceeași dublare ca și în cazul anterior), altfel spus pentru creșterea robusteții. Se remarcă dispariția suprareglajului și micșorarea răspunsului tranzitoriu provocat de perturbație (la  $t = 20s$ ) față de răspunsul din fig. 9.19.

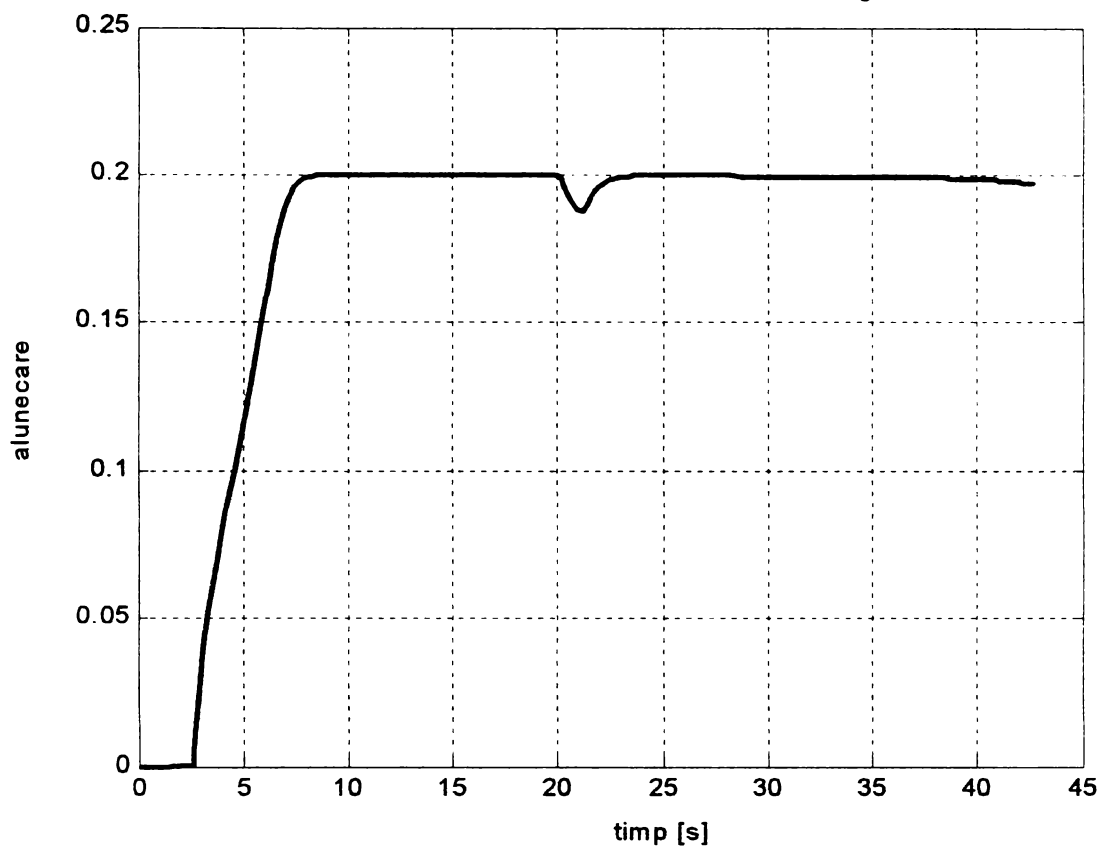


Fig. 9.20. Variatia alunecării la dublarea aderenței, cu un regulator FSAIC

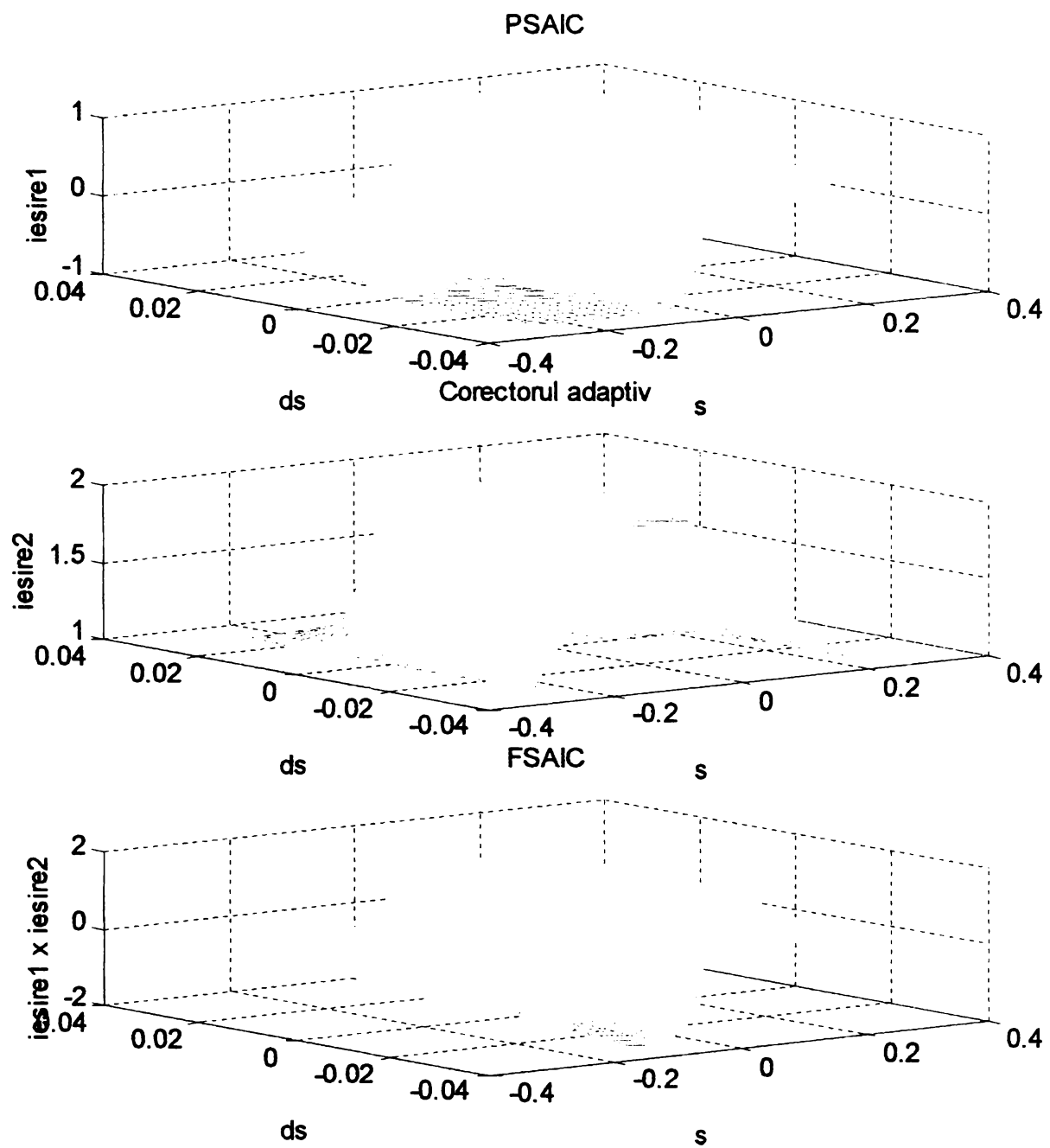
Regulatorul FSAIC utilizat la obținerea răspunsului din fig. 9.20 are în componere următorul regulator PSAIC:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row (s): } [-0.25 \ -0.03 \ 0 \ 0.03 \ 0.25]; \\ \text{column (ds): } [-0.04 \ 0 \ 0.04]; \\ \text{table: } [-1 \ -1 \ 0; -1 \ -1 \ 0; -1 \ 0 \ 1; 0 \ 1 \ 1; 0 \ 1 \ 1]. \end{array} \right. \quad (9.7)$$

Corectorul adaptiv aferent este:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{row (s): } [-0.25 \ -0.1 \ 0 \ 0.1 \ 0.25]; \\ \text{column(ds): } [-0.03 \ 0 \ 0.03]; \\ \text{table: } [1 \ 1 \ 1; 2 \ 1.5 \ 1; 2 \ 2 \ 2; 1.5 \ 1 \ 1; 1 \ 1 \ 1]. \end{array} \right. \quad (9.8)$$

Suprafețele de comandă aferente regulatorului PSAIC și corectorului adaptiv, precum și suprafața de comandă rezultată prin compunerea lor în cadrul FSAIC, sunt prezentate în fig. 9.20. Este de notat că presiunea din cilindrul de frână rezultă prin înmulțirea valorilor comenzilor reprezentate în (9.7), (9.8) și în fig. 9.20 cu un factor de amplificare, ales în acest caz de 100000 (vezi fig. 9.17).



*Fig. 9.21 Suprafața de comandă a regulatorului ABS de alunecare tip FSAIC*

*Suprafața de comandă obținută este mult mai netedă comparativ cu suprafața de comandă aferentă unui regulator secvențial sau chiar fuzzy-expert (vezi fig. 9.13).*

Utilitatea modelării prin integrarea directă a ecuațiilor diferențiale care compun modelul reiese și din ultima exemplificare, în care se simulează o frânare mai complicată.

În cazul frânării prezentate în fig. 9.22 traseul parcurs de vagon cuprinde porțiuni alternative de șină cu aderență normală și cu aderență înjumătățită (prin udare cu soluție de detergent), în lungime de câte 250m.

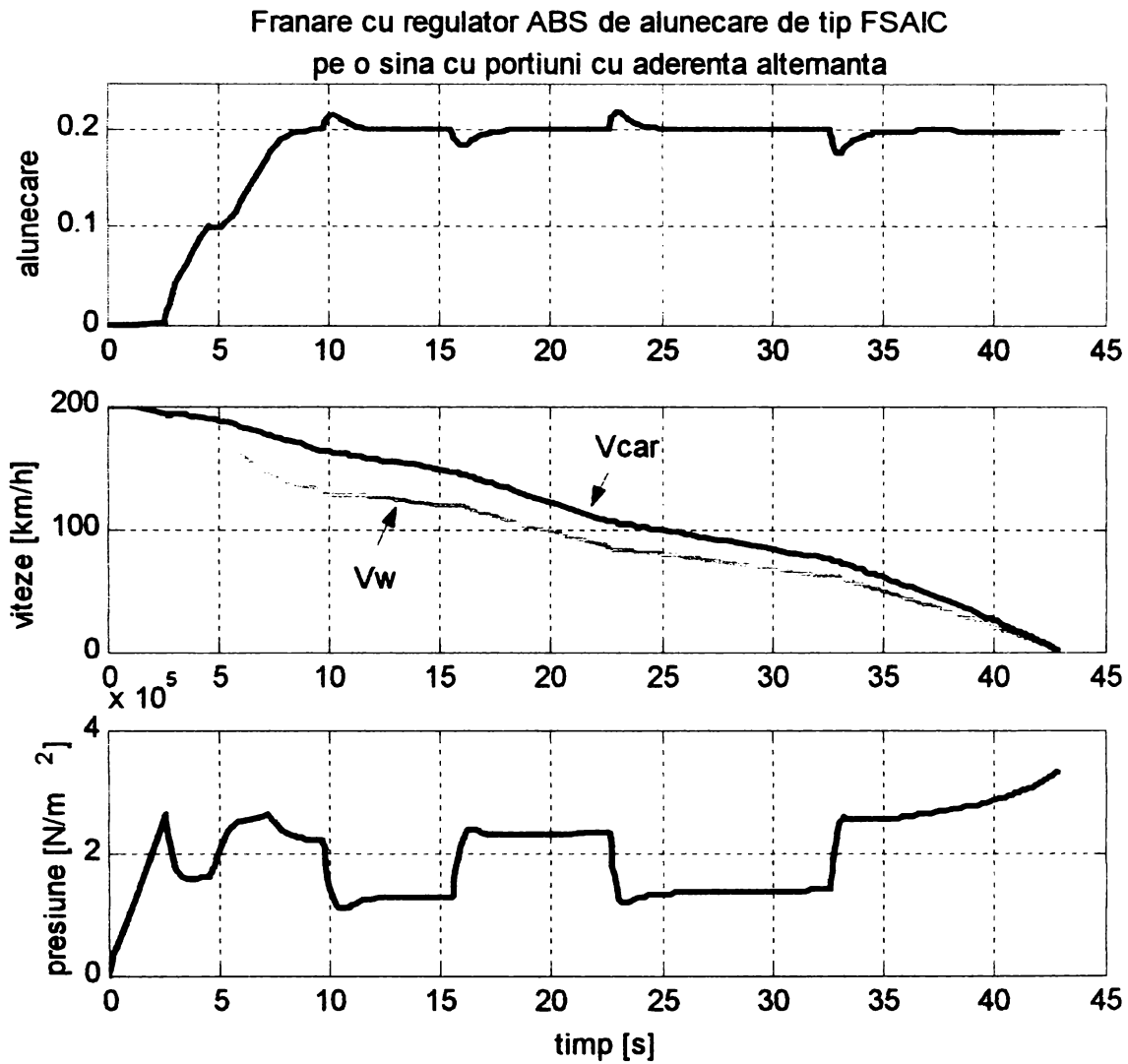


Fig. 9.22 Răspunsul controlerului ABS de alunecare de tip FSAIC pentru un traseu cu variații puternice ale aderenței

Răspunsul obținut este pe deplin satisfăcător. Se remarcă lipsa suprareglajelor și a oscilațiilor alunecării roții și mai ales calitatea acțiunii de reglare a presiunii din cilindru de frână. Comenzile sunt extrem de precise, cu perioade lungi în care nu sunt necesare reajustări și în care presiunea rămâne practic constantă.

Performanțe asemănătoare se obțin și pentru alte condiții de încărcare a vagonului.

Trebuie însă remarcat că rezultatele experimentale vor fi afectate cu siguranță de perturbațiile aleatoare ale aderenței, care nu au fost luate în considerare, la fel ca și în cazul [Klei96].

## 9.5. Concluziile capitolului 9

*Continuând modelarea deterministă a instalației de frânare începută în capitolul anterior, în acest capitol se modelează și comportarea unei roți aflate în regim de alunecare, cauzată de o frânare prea puternică față de aderența oferită de sistemul roată-șină. Pe baza acestui model original se poate trece la studiul diferitelor aspecte ale funcționării sistemului ABS, care are tocmai rolul ca în timpul unei frânări puternice, să mențină alunecarea roții într-o regiune optimă, cu precizie cât mai mare și cu eforturi minime ale elementului de execuție.*

*Se propun două aplicații ale modelului, prima fiind evaluarea în timp real a vitezei vagonului pe durata frânărilor ABS, când senzorii roților nu mai indică corect viteza vagonului. Această evaluare se face actualmente prin aproximare liniară, ceea ce cauzează acumularea de erori în calculul alunecării și implicit creează posibilitatea ca regulatorul ABS să scape roata de sub control în anumite momente, ceea ce ar produce șocuri și creșterea distanței de frânare. Modelul funcționează în paralel cu regulatorul real, primind la intrare presiunea reală din cilindrul de frână și oferind la ieșire o evaluare a alunecării roții, care este utilizată de regulatorul real. Problema crucială a acestei aplicații este evaluarea on-line a aderenței reale, pentru care se indică două metode posibile, preluate din literatură.*

*Principala aplicație a modelului constă din posibilitatea studierii prin simulare a comportării unor reglatoarele ABS.*

*Se propune o soluție originală: conducerea prin intermediul unui regulator ABS al alunecării, spre deosebire de soluțiile actuale, care apelează în primul rând la analiza accelerației roții.*

*Această soluție este posibilă datorită existenței modelului frânei ABS, care prin implementarea sa în cadrul sistemului de frânare ABS al vagonului, poate oferi o evaluare continuă, în timp real, a alunecării.*

*S-au încercat două variante de controler FSAIC al alunecării: prima mai simplă, de tip PD (echivalent cu PSAIC fără efect integrator și fără adaptare) și a doua în care intervine și corectorul adaptiv. Față de prima versiune, care este deja satisfăcătoare, versiunea completă permite în plus ajustări de finețe ale performanțelor frânării ABS, de exemplu, eliminarea totală a suprareglajelor din evoluția în timp a alunecării roții și creșterea robusteții aceleiași alunecări față de perturbațiile aderenței.*

*Avantajul esențial al FSAIC față de alte soluții posibile îi este conferit de suprafața sa de comandă lipsită de discontinuitățile tipice sistemelor de conducere secvențială. Această caracteristică permite obținerea unor comenzi precise, care nu produc oscilații în sistemul de reglare și cresc robustețea față de influențele factorilor perturbatori, dintre care a fost ilustrat doar efectul cel mai important, cel al aderenței.*

*Implementarea unui astfel de regulator de alunecare presupune o condiție esențială: viteza de funcționare a controlerului prin care se implementează modelul frânei ABS care este folosit ca estimator în timp real al alunecării trebuie să fie suficient de mare față de variațiile reale ale alunecării roților în timpul frânării. Această condiție este impusă de natura metodei de reglare FSAIC, care se bazează pe analiza în timp continuu a traiectoriei de fază a erorii.*

# Concluzii și contribuții personale

## 0.1. Concluzii

Lucrarea are ca obiectiv dezvoltarea unei metode coerente de conducere a unei clase cât mai extinse de sisteme neliniare. Metoda este concretizată printr-o categorie de regulatoare adaptive de uz extrem de larg, denumite FSAIC (*Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controllers*), implementabile atât software cât și hardware în oricare dintre tehnologiile de integrare, inclusiv în tehnologie CMOS analogică.

Ca principale puncte de sprijin teoretice s-au identificat:

- *metoda conducerii calitative*, bazată pe analiza calitativă, on-line, în timp real, a traiectoriei de fază a erorii;
- *regulatorul FPID (fuzzy-PID)*, extindere neliniară a algoritmului PID obținută printr-o bază tridimensională de reguli de conducere, structură ce constituie o soluție fundamentală pentru reglarea proceselor neliniare;
- *metoda proiectării lingvistice*, prin care orice caracteristică de transfer poate fi aproximată cu ajutorul controlerelor fuzzy;
- *controlerele fuzzy-interpolative*, care pot fi echivalate cu controlere interpolatoare și pot fi implementate prin tabele de căutare (look-up tables) cu interpolare liniară.

În general regulatoarele fuzzy sunt mai lente decât alte tipuri de regulatoare, motiv pentru care se conturează tendința aplicării lor mai ales cu rol de *supervizare și adaptare*. În acest gen de aplicații se relevă cu preponderență latura lor simbolică.

Concluziile teoretice pot fi formulate sintetic prin următoarele trei teze.

**Teza 1. Conducerea oricărui sistem controlabil neliniar poate fi realizată cu ajutorul unui regulator fuzzy adaptiv, dezvoltat prin metoda proiectării lingvistice.**

**Teza 2. Orice controler fuzzy de tip Sugeno cu partiții fuzzy triunghiulare, erență prod-sum și defuzzyficare COG poate fi echivalat cu un tabel de căutare cu interpolare liniară cum ar fi blocul *Look-up table* din mediul de simulare SIMULINK (MATLAB).**

**Teza 3. Într-un sistem de reglare rolul optim al unui controler fuzzy și în general al sistemelor înglobând inteligență artificială nu este cel de reglare ci cel de supervizare și autoadaptare.**

Pe aceste baze se dezvoltă următoarea familie de regulatoare fuzzy adaptive:

- *PSAIC (Plane Surface Adaptive Interpolative Controller)*, un regulator fuzzy-interpolativ cu structură variabilă: PD în timpul regimurilor tranzitorii, care se comută în mod gradat, prin interpolare liniară, în PID, la intrarea în regim staționar;
- *FSAIC (Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controller)*, care adaugă la PSAIC un corector multiplicativ adaptiv, realizat cu ajutorul unui controler fuzzy-interpolativ de tip PD;
- *FFSAIC (Fusioned Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controller)*, obținut prin fuzionarea fuzzy a mai multor corectoare adaptive în cadrul unui singur FSAIC. Astfel rezultă un singur regulator, capabil să înglobeze strategii de conducere contradictorii, la care poate apela, în funcție de comportarea sistemului.



Pentru dezvoltarea bazei de reguli a corectorului adaptiv se propune o particularizare a metodei proiectării lingvistice, cu următoarele caracteristici:

- regulile de conducere sunt reprezentate prin tabele McVicar-Whelan iar variabilele de intrare se fuzzyfică prin partiții fuzzy triunghiulare;
- inferența este prod-sum, de tip Takagi-Sugeno;
- defuzzyficarea este de tip COG;
- regulile sunt scrise euristic, pe baza analizei calitative a traiectoriei de fază a erorii; cunoștințele care stau la baza elaborării regulilor se referă mai ales la ajustarea reguletoarelor PID;
- unele dintre reguli vor avea caracter anticipativ, cu scopul atenuării suprareglajelor sau a amortizării oscilațiilor;
- regulile sunt grupate ținând cont de o clasificare a regimurilor de funcționare posibile, în patru categorii: *staționar*, *tranzitoriu*, *oscilant* și *instabil*;
- regimurile de funcționare pot fi identificate on-line, în timp real, prin analiza calitativă a traiectoriei de fază a erorii, cu ajutorul unor controlere fuzzy-interpolative.

Proiectarea lingvistică și în general controlerele fuzzy nu generează în sine legi de reglare, ci fac posibilă materializarea metodelor de conducere de tip expert.

De aceea prin metoda FSAIC bazele de reguli adaptive sunt generată *euristic*, pe baza cunoștințelor provenite din consultarea literaturii de specialitate, simulări și din experiența practică în domeniul ajustării reguletoarelor PID. Se obține astfel o bună fundamentare fizică a conducerii și transparență față de raționamentul uman.

Caracteristica notabilă a reguletoarelor FSAIC este continuitatea și netezimea suprafeței de comandă, în comparație cu reguletoarele secvențiale sau chiar cu cele fuzzy-expert. Există multiple posibilități de ajustare, putându-se aborda o gamă largă de obiective ale reglării: viteza, precizia, rejectia suprareglajelor și oscilațiilor, robustețea, autostabilizarea, etc. Reguletoarele FSAIC au capacitatea de a funcționa într-un domeniu extrem de larg de variația a parametrilor procesului reglat.

În aplicații, reguletoarele FSAIC prezintă avantaje importante:

- dezvoltarea lor este foarte rapidă și comodă;
- se pot obține performanțe satisfăcătoare chiar în cazul unor sisteme puternic neliniare, puternic variabile în timp, cu timpi morți și/sau cu tendințe de instabilitate;
- se pot aborda și procese necunoscute, traiectoria de fază a erorii constituindu-se într-un observator virtual al sistemului;
- implementările sunt eficiente în oricare dintre tehnologiile software sau hardware cunoscute, datorită caracterului interpolator al reguletoarelor utilizate.

Modelarea și simularea sistemelor de reglare s-au realizat în SIMULINK, prin ecuații diferențiale neliniare cu parametri variabili în timp și integrarea directă a lor.

Studiile de caz susțin potențialul deosebit al reguletoarelor FSAIC:

- în cazul sistemelor de condiționare a aerului din vagoanele de călători necompartimentate, FSAIC permite rejectia oscilațiilor cauzate de timpii morți;
- în cazul frânării vagoanelor de mare viteză, FSAIC poate conduce frânarea într-un mod optimal, prin programarea distanței de frânare impuse și dozarea constantă a efortului de frânare pe tot parcursul de frânare;
- în cazul frânărilor ABS, FSAIC permite controlul alunecării roților prin comenzi precise, robuste față de perturbațiile aderenței, fără șocuri sau oscilații.



## 0.2. Contribuții personale

### 0.2.1. Contribuții teoretice

- Sublinierea laturii interpolatoare a controlerelor fuzzy Sugeno cu partiții triunghiulare, inferență min-max și defuzzyficare COG. Implementările lor rezultă astfel cu ușurință, prin tabele de căutare cu interpolare liniară. Pentru controlerile fuzzy cu această proprietate se propune termenul de *controler fuzzy-interpolativ* (§4.1).
- Elaborarea unei structuri fundamentale de regulator fuzzy-interpolativ autoadaptiv (FSAIC), orientată în principal pentru funcționare pe bază de logică fuzzy și a unei metode de dezvoltare având un caracter lingvistic-interpolativ (cap. 5 și 6).
  - Structura FSAIC conține în esență trei blocuri cu funcții de formare a erorii  $\varepsilon$  și mărimilor asociate acesteia, de sinteză interpolatoare a mărimii de comandă, respectiv de corecție adaptivă a mărimii de comandă.
  - Blocul de sinteză interpolatoare implementează în principiu un algoritm PD de forma  $(k_P \cdot \varepsilon + k_D \cdot \dot{\varepsilon})$  căruia îi corespunde o caracteristică de comandă plană sau, în cazul instalării unui regim staționar, un algoritm PID de forma  $(k_P \cdot \varepsilon + k_D \cdot \dot{\varepsilon} + k_I \cdot \int \varepsilon \cdot dt)$  căruia îi corespunde un spațiu tridimensional, baleiat prin translatarea caracteristicii de comandă plană.
  - Blocul de corecție adaptivă este bazat în principal pe LF și cuprinde cunoștințe referitoare la acordarea reguletoarelor PID. El poate implementa prin interpolare liniară una sau mai multe strategii de adaptare sintetizate pe baza TE a procesului  $f(\varepsilon, \dot{\varepsilon})=0$ . În cazul mai multor strategii, ele pot fi chiar conflictuale.
- Pe baza structurii menționate, s-a dezvoltat o nouă clasă de reguletoare fuzzy-interpolative autoadaptive, cuprinzând trei arhitecturi principale:
  - PSAIC (*Plane Surface Adaptive Interpolative Controller*), un regulator PID cu structură variabilă, care introduce efectul integrator în mod gradat, doar la intrarea în regim staționar;
  - FSAIC (*Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controller*), care combină un regulator PSAIC cu un CF adaptiv, de tip fuzzy Sugeno cu partiții triunghiulare, inferență min-max și defuzzyficare COG, care realizează o corecție multiplicativă;
  - FFSAIC (*Fusioned Fuzzy Self-Adaptive Interpolative Controller*), regulator FSAIC rezultat prin fuziunea fuzzy a mai multor corectoare adaptive. Fuziunea se face prin identificarea on-line, în timp real, a regimului de funcționare (§6.3).

Cele trei reguletoare sunt grupate în ordinea conținutului lor simbolic. În timp ce PSAIC este un regulator fuzzy-interpolativ autoadaptiv fără valențe simbolice, FSAIC înglobează cunoștințe despre ajustarea reguletoarelor PID în diferite regimuri de funcționare, iar FFSAIC aduce în plus capacitatea de identificare a regimurilor de funcționare posibile prin analiza calitativă a TE și înglobează strategii de adaptare contradictorii, care sunt apelate în funcție de regimul identificat.

- Introducerea unui criteriu de analiză cantitativă a TF, prin produsul  $\dot{\varepsilon} \cdot \ddot{\varepsilon}$ , pentru îmbunătățirea identificării regimurilor de funcționare ale sistemelor de reglare (§2.8).
- Modelarea printr-un sistem de ordin I neliniar, cu parametri variabili în timp și cu timp mort a comportării termice a aerului din incinta unui vagon de călători necom-

partimentat (propusă în referatul pentru doctorat [Băla97b] și comunicată la sesiunea internațională [Băla98a]). Acest model este prezentat în §7.1.

- Modelarea prin sisteme de ordin I neliniare, cu parametri variabili în timp și cu timp mort, a concentrațiilor de bioxid de carbon și vapori de apă din incinta unui vagon de călători necompartimentat (propusă în referatul pentru doctorat [Băla97b] și comunicată la sesiunea internațională [Băla98a]). Acest model este prezentat în §7.1.
- Modelarea deterministă structurală a instalației de frânare a unui vagon, validarea modelului prin compararea cu un etalon constând dintr-o dependență de tipul distanță de frânare-viteză inițială și introducerea și determinarea unui coeficient efectiv de frecare (neliniar) dintre disc și garnitura de fricțiune (comunicare la sesiunea internațională [Băla00a]). Acest model este prezentat în §8.2.
- Metoda de frânare cu distanța de frânare controlată (IBDM), printr-o dependență impusă poziție-viteză momentană și conducerea acestei frânări printr-un regulator de poziție. IBDM asigură dozarea optimă a efortului pe toată durata frânării, reducând șansele instalării regimului de alunecare a roților (comunicare la sesiunea internațională [Băla00a]). Metoda este prezentată în §8.3.
- Modelarea deterministă structurală a unui sistem ABS pe baza modelării comportării roții vagonului în timpul alunecării (comunicare la sesiunea internațională [Băla01b]). Acest model este prezentat în §9.2.
- Aplicarea modelului sistemului ABS la estimarea on-line, în timp real, a vitezei vagonului pe durata regimului de alunecare a roților, înlocuind estimarea liniară, mai puțin precisă, care se folosește actualmente (comunicare la sesiunea internațională [Băla01b]). Această metodă este prezentată în §9.3.
- Aplicarea modelului sistemului ABS la estimarea on-line, în timp real, a alunecării roților, făcând posibilă dezvoltarea unei noi clase de regulatoare ABS de alunecare, care se disting prin renunțarea la informația de accelerație a roților, care este înlocuită cu alunecarea estimată (comunicare la sesiunea internațională [Băla01b]). Această metodă este prezentată în §9.4.

### 0.2.2. Contribuții aplicative

- Conducerea instalației de condiționare a aerului dintr-un vagon necompartimentat printr-un regulator FSAIC, cu atenuarea oscilațiilor datorate timpului mort (comunicare la sesiunea internațională [Băla01a]). Aceste rezultate sunt prezentate în §7.2.
- Reglarea concentrațiilor de noxe din vagon cu regulatoare interpolatoare ale recirculării și ale debitului de aer ventilat. Aceste rezultate sunt prezentate în §7.2.
- Conducerea frânărilor IBDM, printr-un regulator de poziție FSAIC (comunicare la sesiunea internațională [Băla00a]). Aceste rezultate sunt prezentate în §8.3.
- Conducerea sistemului ABS printr-un regulator de alunecare de tip FSAIC, rezultând netezirea răspunsului în timp și creșterea robusteții față de perturbații, comparativ cu soluțiile actuale preponderent secvențiale, implementate prin tabele de căutare cu partiții booleene (comunicare la sesiunea internațională [Băla01b]). Aceste rezultate sunt prezentate în §9.4.
- Autostabilizarea sistemelor de reglare, în cazul apariției unor factori de instabilitate, prin aplicarea criteriului  $\dot{e} \cdot \ddot{e}$ . Aceste rezultate sunt prezentate în §6.2.

## Anexa 1

### Lucrări realizate în perioada 1984-1994 în cadrul ICP Vagoane Arad de către autor

Nr.	Denumire	Contribuție	Finalizare
1.	Dispozitiv de menținere automată a succesiunii fazelor pt. alimentarea vagoanelor de la rețele trifazate	- coautor - execuție prototip, încercări, finalizare proiect	- omologat - aplicat pe vagoane exportate în țări arabe
2.	Dispozitiv de comandă cu fotocelulă a ușilor de intercomunicație din vagoanele de călători	- coautor - proiectarea electronicii, execuție prototip, încercări	- omologat
3.	Echipament de alimentare a vagoanelor (incluzând un invertor de 1,5kVA de la 24V <sub>cc</sub> la 220V/50Hz)	- coautor - proiectarea electronicii, execuție prototip, încercări	- omologat - brevetat OSIM - aplicat pe unele vagoane speciale
4.	Dispozitiv de optimizare a funcționării iluminatului în vagoanele de călători	- șef de temă, titular brevet	- omologat - brevetat OSIM - aplicat pe unele vagoane speciale
5.	Dispozitiv de supraveghere selectivă a rețelelor trifazate cu nul izolat	- coautor - proiectarea electronicii, execuție prototip, încercări - microproducția	- omologat - brevetat OSIM - aplicat pe vag. tip Bangladesh, Brazilia și în cadrul M.Ap.N.
6.	Metodă de măsurare a vitezei vagonului izbitor în probele de tamponare	- coautor - proiectarea electronicii, execuție prototip, încercări	Brevetat OSIM, omologat, aplicat în I.C.P.V.A.
7.	Invertor pt. iluminatul fluorescent al vag. de călători, cu stabilizarea iluminării	- șef de temă, titular brevet - producție 10000 buc.	- omologat - brevetat OSIM - aplicat pe vagoane tip Sry-Lanka
8.	Echipament de alimentare de la linia de înaltă tensiune a trenului	- coautor - proiectarea unui convertor 1500V <sub>cc</sub> /24V <sub>cc</sub>	- omologat - brevetat OSIM - aplicat de CFR
9.	Dispozitiv de diagnosticare automată a tablourilor de comandă din vag. de călători	- șef de temă - proiectare execuția și programarea prototipului, încercări	- omologat
10.	Dispozitiv de blocare a ușii de acces de la 5km/h în vag. de călători	- șef de temă - proiectarea și execuția prototipului, încercări	- omologat

### Varianta C a modelului instalației de aer condiționat din vagoanele necompartimentate

Pentru implementarea modelului s-a adoptat în prima fază soluția programării în limbajul C (Borland Turbo C<sup>++</sup>). Funcționarea programului este interactivă desfășurându-se în modul text pentru simulare și în modul grafic pentru prezentarea graficelor obținute. Opțiunile operatorului se fac prin tastare.

Principalii parametri ai modelului s-au reprezentat prin vectori cu dimensiunea **SIZE=1000** (compilatorul folosit putând lucra până la **SIZE=1400**). Variabilele sunt: **Pow** (puterea instalației de condiționare), **Nrc** (nr. de călători), **Tex** (temperatura exterioară), **Tin** (temp. interioară), **Deb** (debitul de aer ventilat), **Rec** (factorul de recirculare), **CO2** (concentrația de bioxid de carbon), **H2O** (concentr. de vapori de apă), **Err** (eroarea de reglare - diferența dintre **Tin** și **Timp** temperatura impusă) și **CEr** (variația erorii).

Alte constante implicate în formule sunt: **caer = 1000 [J/(kg\*K)]** căldura specifică a aerului, **ro=1.293 [kg/m<sup>3</sup>]** densitatea aerului, **qh2o=0.0000125 [kg/sec.]** debitul de vapori de apă emis de un om, **qco2=0.0000097 [J/(kg\*K)]** debitul de bioxid de carbon emis de un om, **qe=115 [W]** căldura emisă de un om și **alfa=2.032** coeficientul mediu de transfer termic al pereților vagonului.

La lansarea programului trebuie introduși următorii parametri constructivi ai vagonului: **V [m<sup>3</sup>]** volumul de aer, **S [m<sup>2</sup>]** suprafața internă a pereților, **Pint [W]** puterea disipată de alte componente ale instalației electrice. Se vor introduce de asemenea următorii parametri ai simulării: **Tsim [sec]** durata simulării și durata **DEL [msec.]** a executării fiecărui pas. Simulările vor cuprinde câte **1000** de pași, perioada de eșantionare fiind **Te = Tsim/1000**. Simularea se poate continua oricât de mult, în etape succesive de câte **1000** de pași.

Faza următoare este introducerea valorilor inițiale ale variabilelor, precum și trasarea variațiilor în timp ale variabilelor necontrolate de regulator: **Timp**, **Nrc**, **Tex**, **Deb**, timpul mort **kt** precum și valorile maxime admisibile pentru concentrațiile de noxe.

Variațiile care pot fi impuse direct sunt de tip treaptă, dacă este nevoie de alte forme de variație acestea fiind preluate din fișiere externe.

Ultima operație pregătitoare este alegerea regulatorului. Obiectivul principal al reglării este menținerea temperaturii în vagon în apropierea **Timp**, în condițiile menținerii noxelor sub valorile maxime admisibile. Există deocamdată următoarele opțiuni:

- ◆ nici un regulator;
- ◆ regulator bipozițional;
- ◆ regulator bipozițional pentru instalații cu acțiunea în două trepte (1/2 și 1/1);
- ◆ regulator PID alternativ, controlând pe rând fie răcirea fie încălzirea;
- ◆ regulator PID simultan, controlând simultan răcirea și încălzirea;
- ◆ regulator fuzzy cu partiție booleană și ieșiri tip singleton;
- ◆ regulator fuzzy cu partiție triunghiulară și ieșiri tip singleton;.

Fiecare regulator este caracterizat de un set de parametri de reglaj.

Derularea simulării este monitorizată grafic, prezentându-se evoluția variabilelor de intrare (**Tex**, **Deb**, **Rec**, **Nrc**, **Pow**) și de ieșire (**Tin**, **CO2**, **H2O**) prin indicatoare alfanumerice. Evoluția

erorii se prezintă atât alfanumeric cât și printr-un indicator grafic de tip indicator analogic. Se mai indică timpul curent și numărul de pași precum și eroarea medie pătratică și energia totală consumată. Pentru particularizarea simulărilor se indică parametrii regulatorului ales. În cazul regulatorului fuzzy se indică regula activă printr-o diagramă cu 25 de poziții.

La terminarea simulării se poate reprezenta grafic evoluția variabilelor, după care se poate lansa o nouă simulare modificând oricare dintre parametrii.

Calculul efectiv al variabilelor, pentru fiecare pas se face prin instrucțiunile:

$$CO2[k] = CO2[k-1] + Nrc[k-1]*qco2 * Te/V - CO2[k-1]*(1 - Rec[k-1]*Deb[k-1]*Te/ V);$$

$$H2O[k] = H2O[k-1] + Nrc[k-1]*qh2o*Te/V - H2O[k-1]*(1 - Rec[k-1]*Deb[k-1]*Te/ V);$$

$$float ntor = V*ro*caer;$$

$$Tin[k] = Tin[k-1] + ((1-Rec[k-1]*Deb[k-1]*ro*caer + alfa*S)*(Tex[k-1])*Te/ntor + (Nrc[k-1]*qe + Pint + Pow[k-1-kt])*Te/ntor);$$

$$Err[k] = Tin[k] - Timp;$$

Timpul este reprezentat de produsul dintre variabila curentă k (nr. întreg) și Te.

Efectuarea celor 1000 de pași se soldează cu obținerea unui set de date (vectori cu câte 1000 de elemente) care pot fi memorate într-un fișier extern.

Pentru partiționarea variabilelor Err și CEr s-au adoptat următoarele variabile lingvistice:

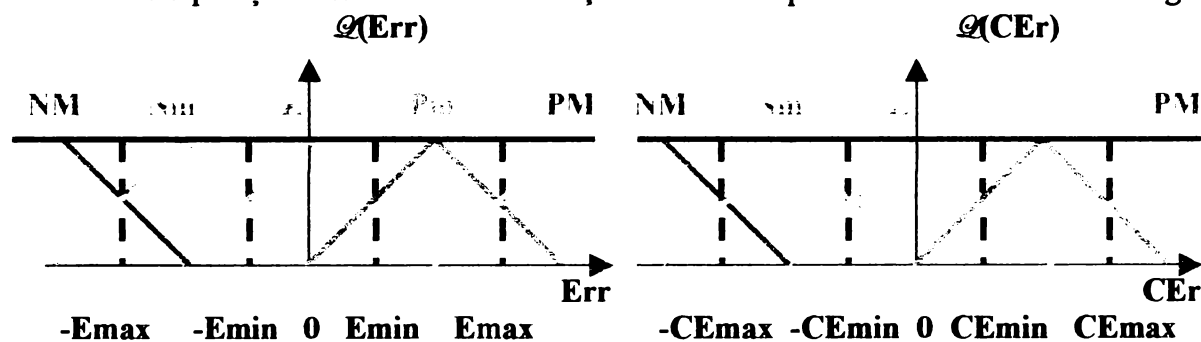


Fig. 5.1 Partițiile fuzzy eroare și variația erorii

Valorile  $E_{min}$ ,  $E_{max}$ ,  $CE_{min}$  și  $CE_{max}$  se introduc prin tastare.

Derivata erorii, de care este nevoie și în cazul regulatorului PID se calculează în modul cel mai simplu, fiind identică cu derivata temperaturii interioare, în cazul  $Timp$  constant:

$$CEr = (Tin[k] - Tin[k-1]) / Te;$$

Tabelul de inferență cuprinde în consecință  $5 \times 5 = 25$  de poziții. MF de ieșire este de tip singleton astfel că în fiecare locație a tabelului se va înscrie o valoare numerică, reprezentând  $Pow[k]$ , puterea impusă pentru instalația de climatizare, cu semn - pentru cazul răcirii. Regulile R1 ... R25 se introduc prin tastare în ordinea indicată în tabel. S-a ales varianta cu ieșiri singleton deoarece majoritatea instalațiilor de condiționare a aerului funcționează în trepte.

		Err				
		PM	Pm	Z	Nm	NM
CEr	PM	R1	R6	R11	RI6	R21
	Pm	R2	R7	R12	R17	R22
	Z	R3	R8	R13	R18	R23
	Nm	R4	R9	R14	R19	R24
	NM	R5	R10	R15	R20	R25

O regulă  $i$  va avea ca efect impunerea unei valori numerice a puterii echipamentului de încălzire sau răcire:  $R_i \rightarrow P[i]$ . Instrucțiunile prin care se programează regulatorul vor fi grupate în 5 grupe de câte 5 instrucțiuni, corespunzând celor 5 coloane ale tabelului. De exemplu, pentru situația în care  $Err = Z$ , adică are o valoare absolută mai mică decât  $E_{min}$ , instrucțiunile vor fi:

```

if(abs(Err[k-1])<=Emin)
  { Rec[k] = (0.9+Recmin)/2;
  if (CEr>=CEmax) Pow[k]=P[11];
  if (CEr<CEmax) && (CEr>CEmin) Pow[k]= P[12];
  if (abs(CEr)<=CEmin) Pow[k]=P[13];
  if (CEr> -CEmax) && (CEr< -CEmin) Pow[k]= P[14];
  if (CEr<= -CEmax) Pow[k]=P[15];}

```

Pentru reglarea factorului de recirculare s-a construit un regulator de tip sistem expert care cuprinde câte o instrucțiune în fiecare din cele 5 grupe **if** ale regulatorului de putere, la care se adaugă două instrucțiuni de scădere a factorului de recirculare, indiferent de valoarea temperaturii, în cazul în care concentrațiile de noxe depășesc valorile critice impuse. Dacă  $T_{ex}$  are valori extreme recircularea va fi maximă.

```

if(CO2[k -1]>=qco2max) Rec[k]=Recmin;
if(H2O[k -1]>=qh2omax) Rec[k]=Recmin;
if(absTex[k-1] - Tin[k -1])>=20 Rec[k]=0.9;

```

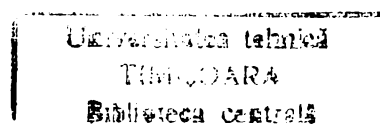
Valoarea factorului de recirculare variază în trepte între **Recmin** și **0.9**.



## Referințe bibliografice

- [Altr96] C. von Altröck, "Fuzzy Logic in Automotive Engineering", Proceedings of the Embedded Systems Conference, Santa Clara, 1996.
- [Andr95] Ch. Andrews, "Black boxes for rail vehicles", Railway Technology International '95, Sterling Publications, pag. 47-49, 1995.
- [Andr94] V. Andres, "Environnement de developement pour le control flou", Logique floue, Masson, pag. 245-248, 1994.
- [Andr99] G.D. Andreescu, "Estimatoare în sisteme de conducere a acțiunilor electrice", Editura Orizonturi Universitare, Timișoara, 1999.
- [Arde86] I. Ardelean, H. Giuroiu, L.L. Petrescu, "Circuite integrate CMOS. Manual de utilizare", Editura Tehnică, București, 1986.
- [Ardu99] J.P. Arduin, "Development and Economic Evaluation of High Speed in France", <http://www.studyweb.com/transportation/railway>.
- [Åstr91] K.J. Åström, "Assesment of Achievable Performance of Simple Feedback Loops", International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, edited by H. Koivo, John Wiley & Sons, Chichester, pag. 3-20, 1991.
- [Auma86] J. Aumaréchal, "Le systeme antienrayeur Faiveley". Revue générale des chemins de fer, pag. 82-86, feb. 1986.
- [Band96] H. Bandemer, S. Gottwald, "Fuzzy sets, fuzzy logic, fuzzy methods", John Wiley & Sons, New York - Chichester, 1996.
- [Bara01] A. Bara, "Sisteme fuzzy. Aplicații la conducerea proceselor", Editura U. T. Pres, Cluj-Napoca, 2001.
- [Bara95] J. Baras, N. Patel, "Derivation of Fuzzy Rules for Model-Free Tuning of PID Controllers", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 3, nr. 1, pag. 59-70, 1995.
- [Base93] P. Basehore, "Progress in the application of fuzzy logic techniques and products", Electronic Engineering, Martie, 1993.
- [Bast95] A. Bastian, "Fuzzy Logic in Automatic Transmission Control", Vehicle System Dynamics, Swets & Zeitlinger, nr. 24, pag. 389-400, 1995.
- [Baue95] P. Bauer, E. Klement, B. Moser, A. Leikermoser, "Modeling of control functions by fuzzy controllers", edited by H.T. Nguyen, M. Sugeno, R. Tong, R.R. Yager, Theoretical Aspects of Fuzzy Control, John Wiley & Sons, pp. 91-116, 1995.
- [Băla 99] V. Bălaș, "The Computer Model of an Intelligent Speed Sensor for Railway Coaches". Proceedings of the 5<sup>th</sup> International Conference on Engineering of Modern Electric Systems, University of Oradea, Romania, May, 1999.
- [Blan94] M. de Saint-Blancard, "La logique floue dans le vehicule automobile", Logique floue, Masson, pag. 277-286, 1994.
- [Bocî94] L.S. Bocîu, "Frânarea vehiculelor feroviare de mare viteză", Referat pentru doctorat, coordonator prof. dr. V. Hoancă, Timișoara, 1995.

R.1





- [Bocî95] L.S. **Bocîi**, "*Calculul energiei dezvoltate la frânarea vagoanelor de mare viteză*", Referat pentru doctorat, coordonator prof. dr. V. **Hoancă**, Timișoara, 1995.
- [Bocî96] L.S. **Bocîi**, "*Soluții constructive privind sistemele de frânare ale vehiculelor feroviare de mare viteză*", Referat pentru doctorat, coordonator prof. dr. V. **Hoancă**, Timișoara, 1996.
- [Boite86a] M. **Boiteux**, "*Le probleme de l'adhérence en freinage*". Revue générale des chemins de fer, pag. 50-72, feb. 1986.
- [Boite86b] M. **Boiteux**, "*Les antirayeurs modernes. Principes constructifs*". Revue générale des chemins de fer, pag. 73-81, feb. 1986.
- [Bouk01] R. **Boukezzoula**, S. **Galichet**, "*La fusion fuzzy*". Conferință susținută de S. **Galichet** la Univ. "Politehnica" din Timișoara și la Univ. "Aurel Vlaicu" din Arad, iunie, 2001.
- [Buck95] J.J. **Buckley**, "*System Stability and the Fuzzy Controller*", Theoretical Aspects of Fuzzy Control, edited by H.T. **Nguyen**, M. **Sugeno**, R. **Tong**, R.R. **Yager**, John Wiley & Sons, New York - Chichester, pp. 51-64, 1995.
- [Cale95] C.D. **Caleanu**, "*FuzzyBLASTER '95 - program destinat dezvoltării aplicațiilor fuzzy*".
- [Căli84] S. **Călin** și colectiv, "*Reglarea numerică a proceselor tehnologice*", Editura Tehnică, București, 1984.
- [Căli85] S. **Călin**, I. **Dumitrache**, "*Reglatoare automate*", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1985.
- [Căli88] S. **Călin** și colectiv, "*Conducerea adaptivă și flexibilă a proceselor industriale*", Editura Tehnică, București, 1988.
- [Cârș94] D.I. **Cârșoiu**, "*Sisteme expert*", Editura ALL București, 1994.
- [Cell95] F. **Cellier**, F. **Mugica**, "*Inductive Reasoning Supports the Design of Fuzzy Controllers*", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 3, nr. 3, pag. 229-238, 1995.
- [Chan95] P. K. **Chande**, S. **Dighe**, "*Fuzzy Motion Emulator for a Slave Locomotive*", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 3, nr. 3, pag. 229-238, 1995.
- [Chel96] T. **Chelette**, D.W. **Repperger**, C.A. **Phillips**, "*Pattern Recognition of Spastic Motion*", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 4, nr. 2, pag. 141-160, 1996.
- [Chiu95] S. **Chiu**, "*Software Tools for Fuzzy Control*", din "*Industrial Applications of Fuzzy Logic and Intelligent Systems*", editată de J. **Yen**, R. **Langari**, L.A. **Zadeh**, IEEE Press, pag. 313-339, 1995.
- [Chri68] Al. **Christea**, "*Ventilarea și condiționarea aerului*", vol. I, Ed. Tehnică, Buc. 1968.
- [Chri71] Al. **Christea**, N. **Niculescu**, "*Ventilarea și condiționarea aerului*", vol. II, Ed. Tehnică, Buc. 1971.
- [Ciug83] M. **Ciugudean**, "*Proiectarea unor circuite electronice*", Editura Facla, Timișoara, 1983.
- [Ciug91] M. **Ciugudean**, T. **Mureșan**, H. **Cârștea**, M.E. **Tănase**, "*Electronică aplicată cu integrate analogice. Dimensionare*", Editura de Vest, Timișoara, 1991.
- [Cox93] E. **Cox**, "*Adaptive fuzzy systems*", IEEE Spectrum, Feb., 1993, pag. 27-31.
- [Dobr95] R. **Dobrescu**, "*Autovehicule inteligente*", Editura MATRIX ROM, Buc., 1995.

- [Dash95] P.K. Dash, S. Mishra, A.C. Liew, "*Design of a Fuzzt PI Controller for Power System Applications*", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 3, nr. 2, pag. 155-164, 1996.
- [Daum93] R. Daum, R. Zohar, "*Intelligent passenger counting for trains*", Railway Technology International '93, Sterling Publications, London, pag. 113-114, 1993.
- [Doun96] A.I. Dounis, M. Bruant, M. Santamouris, G. Guaracino, P. Michel, "*Comparison of Conventional and Fuzzy Control of Indoor Air Quality in Buildings*", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 4, nr. 2, pag. 131-140, 1996.
- [Drag85] T.L. Dragomir, "*Regulatoare automate*", vol. 1, IPTV Timișoara, 1985.
- [Drag87] T.L. Dragomir, "*Tehnici de optimizare*", vol. 1, IPTV Timișoara, 1987.
- [Drag00] T.L. Dragomir, C. Voloșencu, "*Some ways to implement fuzzy controllers*", Revue Roumaine des Sciences Techniques, Serie E&F, 45, No. 3, 2000.
- [Drag01] T.L. Dragomir, "*Interpolative Controllers - a Correctional and Improvement Alternative for Design and Implementation*", Proceedings of the 6<sup>th</sup> International Conference on Engineering of Modern Electric Systems EMES'01, University of Oradea, May, 2001.
- [Dria95] D. Driankov, H. Hellendorn, R. Palm, "*Some Research Directions in Fuzzy Control*", Theoretical Aspects of Fuzzy Control, John Wiley & Sons, Inc., pag. 281-313, 1995.
- [Dubo91] D. Dubois, H. Prade, "*Basic Issues on Fuzzy Rules and their Application to Fuzzy Control*", Proceedings of the IJCAI'91, Workshop on Fuzzy Control, Sydney, 1991.
- [Dubo94] D. Dubois, M. Grabisch, "*Agregation multicritere et optimisation*", Logique floue, Masson, pag. 179-200, 1994.
- [Dubo95] D. Dubois, M. Grabisch, H. Prade, "*Gradual rules and the approximations of control laws*", din "*Theoretical Aspects of Fuzzy Control*", editată de H.T. Nguyen, M. Sugeno, R. Tong și R.R. Yager, John Wiley & Sons, pp. 147-183, 1995.
- [Dumi80] I. Dumitrache, "*Tehnica reglării automate*", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1980.
- [Dumi93] I. Dumitrache și colectiv, "*Automatizări electronice*", Editura Didactică și Pedagogică, București, 1993.
- [Dung90] M. Dungan, "*Vagoane și frâne*", vol. I și II, Institutul Politehnic Timișoara, 1990.
- [Dupu94] S. Dupuy, "*La logique floue au Japon: reflexion techno-strategique*", Logique floue, Masson, pag. 219-232, 1994.
- [Elge67] O. Elgerd, "*Control Systems Theory*", McGraw-Hill Inc., New York, 1967.
- [Feng95] G. Feng, S.G. Cao, N.W. Rees, C.K. Chak, "*Design of Fuzzy Control Systems Based on State Feedback*", Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, vol. 3, John Wiley & Sons, pag. 295-304, 1995.
- [Feng97] G. Feng, S.G. Cao, N.W. Rees, C.K. Chak, "*Quadratic Stabilisation of Fuzzy Control Systems Using Output Feedback*", Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, vol. 5, John Wiley & Sons, pag. 219-227, 1997.
- [Flori92] Gh. Floricel, "*Marketing și oferte de prestații în traficul feroviar de călători*", Revista Căilor Ferate Române, nr. 3, București, 1992.
- [Fote92] S. Fotea, D. Baltac, "*Marketing și calitate în traficul feroviar de călători (II)*", Revista Căilor Ferate Române, nr. 1, București, 1992.

- [Foul93a] L. Foulloy, S. Galichet, "Fuzzy Controllers Representation", Proc. of the 1<sup>st</sup> European Congress on Fuzzy Intelligent Technologies (EUFIT'93), pag. 142-148, Aachen, Sept. '93.
- [Foul93b] L. Foulloy, "Qualitative Control and Fuzzy Control: Towards a Writing Methodology", AICOM Vol. 6, Nrs. 3/4 Sept./Dec., pag. 147-154, 1993.
- [Foul94a] L. Foulloy, B. Zavidovique, "Towards Symbolic Process Control", Automatica, vol. 3, pag. 379-380, 1994.
- [Foul94b] L. Foulloy, "Bases of Fuzzy Reasoning", Ecole d'ete d'Automatique de Grenoble, Session 10, 12-14 Sept., Intelligence artificielle et automatique, tome 2, 1994.
- [Foul95] L. Foulloy, S. Galichet, "Typology of Fuzzy Controllers", Theoretical Aspects of Fuzzy Control, pag. 65-90, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [Foul98] L. Foulloy, S. Galichet, "Fuzzy and Linear Controllers", din "Fuzzy Systems. Modeling and Control", editată de H.T. Nguyen, M. Sugeno, Kluwer Academic Publishers, din seria "The Handbooks of Fuzzy Sets Series" editată de D. Dubois și H. Prade, 1998.
- [Frei94] P. Freidel, "Allier techniques neuronales et conception floue", Electronique, nr. 34, Ianuarie, 1994, pag. 73-76.
- [Frio95] L. Friot, "Méthodologie de mise en oeuvre d'une régulation de climatisation par modele interne appliquée au transport ferroviaire", Thèse présentée à l'Université de Poitiers, soutenue le 17 Novembre 1995, directeur de Thèse J. C. Trigeassou.
- [Gali93] S. Galichet, L. Foulloy, "Fuzzy Equivalence of Classical Controllers", Proc. of the 1<sup>st</sup> European Congress on Fuzzy Intelligent Technologies (EUFIT'93), pag. 1567-1573, Aachen, Sept. '93.
- [Gali98] S. Galichet, L. Foulloy, "Size Reduction in Fuzzy Rulebases", Proc. of the 1998 IEEE International Conference on Control Applications, Trieste, pag. 2107-2112, 1998.
- [Geor95] V. Georgescu, "Proiectarea sistemelor expert în logică fuzzy și teoria posibilităților", Editura Intarf, Craiova, 1995.
- [Gibs67] J.E. Gibson, "Sisteme automate neliniare", Editura Tehnică, București, 1967.
- [Gree97] E. Greneich, "Analog Integrated Circuits", Chapman & Hall, 1997.
- [Guel94] F. Guely, "Les composants flous industriels", Logique floue, Masson, pag. 233-244, 1994.
- [Gupt88] M. M. Gupta - "Cognition, Perception and Uncertainty", Fuzzy Computing Theory. Hardware and Applications, Elsevier Science Publishers B.V., Amsterdam, pag. 1-10, 1988.
- [Hiro88] K.Hirota, K.Ozawa, "Fuzzy Flip-Flop as a Basis of Fuzzy Memory Modules", Fuzzy Computing Theory. Hardware and Applications, pag. 173-183, Elsevier Science Publishers B.V., Amsterdam, 1988.
- [Hiro95] K.Hirota, "History of Industrial Applications of Fuzzy Logic in Japan", din "Industrial Applications of Fuzzy Logic and Intelligent Systems", editată de J. Yen, R. Langari, L.A. Zadeh, IEEE Press, pag. 107-127, 1995.
- [Hoin94] S. d'Hoine, D. Cayrac, "La logique floue au sein de Matra Marconi Space", Logique floue, Masson, pag. 271-276, 1994.
- [Hsu68] J.C. Hsu, A.U. Mayer, "Modern Control Principles and Applications", McGraw-Hill Inc., New York, 1968.

- [Ianc90] V. Iancu și colectiv, "Tracțiune electrică. Curs universitar". Institut. Politehnic Cluj - Napoca, 1990.
- [Isak95] S. Isaka, "Fuzzy Logic Applications at OMRON Corporation", din "Industrial Applications of Fuzzy Logic and Intelligent Systems", editată de J. Yen, R. Langari, L.A. Zadeh, IEEE Press, pag. 55-67, 1995.
- [Isik88] C. Isik, "Inference Hardware for Fuzzy Rule-Based Systems", Fuzzy Computing Theory. Hardware and Applications, pag. 185-194, Elsevier Science Publishers B.V., Amsterdam, 1988.
- [Jams95] M. Jamshidi, "On Fuzzy Control of Nonchlorofluorocarbon Air-Conditioning Systems", din "Industrial Applications of Fuzzy Logic and Intelligent Systems", editată de J. Yen, R. Langari, L.A. Zadeh, IEEE Press, pag. 247-273, 1995.
- [Jita96] L. Jitaru, "Vagon tip Grecia. Instalația de frânare. Caracteristicile de frânare pentru diferite materiale utilizate pentru elementele cuplei de frecare", Proiect de diplomă, coordonator dr. ing. L.S. Bocîi, Univ. "Aurel Vlaicu" Arad, 1996.
- [Kalm75] R. Kalman, P. Falb, M. Arbib, "Teoria sistemelor dinamice", Editura Tehnică, București, 1975.
- [Klei96] R. Klein, A. Daiss, H. Eichfeld, "Antilock-Braking System and Vehicle Speed Estimation using Fuzzy Logic", 1<sup>st</sup> Embedded Computing Conference, Paris, 1996.
- [Kosk95] B. Kosko and J. Dickerson, "Function approximation with additive fuzzy systems", edited by H.T. Nguyen, M. Sugeno, R. Tong, R.R. Yager, Theoretical Aspects of Fuzzy Control, John Wiley & Sons, pp. 281-312, 1995.
- [Krei98] V. Kreinovich, G. Mouzouris, H. Nguien, "Fuzzy rule based modeling as a universal approximation tool", din "Fuzzy Systems, Modeling and Control", editată de H.T. Nguyen, M. Sugeno, Kluwer Academic Publishers, din seria "The Handbooks of Fuzzy Sets Series" editată de D. Dubois și H. Prade, 1998.
- [Kris93] H.M. Kristiansen, "Advanced InterCity express train for Norway", Railway Technology International '93, Sterling Pub., pag. 45-50, 1993.
- [Kumb95] K.K. Kumbla, M. Jamshidi, "Hierarchical Fuzzy Control of Robotic Manipulators", Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, vol. 3, John Wiley & Sons, pag. 21-30, 1995.
- [Kurk97] A. Kurka, "Fuzzy Car: Car control simulation", Ingenieurschule ITR, Obersee-strasse 10, CH-8640 Rapperswil, Switzerland, E-mail: akurka@itr.ch
- [Land99] I.D. Landau, "Identificarea și comanda sistemelor", Editura Tehnică, București, 1997.
- [Latz77] W. Latzel, "Regelung mit dem Prozess-rechner", BIM, 1977.
- [Leon95] N.E. Leonard, W.S. Levine, "Using Matlab to Analyze and Design Control Systems", Editura II, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [Loft95] A.R. Lofting, "Low-cost air conditioning for trains", Railway Technology International '95, pag. 77-79, Sterling Publications.
- [Lu96] Y.Z. Lu, "Industrial Intelligent Control. Fundamentals and Applications", John Wiley & Sons, 1996.
- [Mako95] A. Makkonen, H.N. Koivo, "Fuzzy Control of a Nonlinear Servomotor Model", Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, vol. 3, nr.2, John Wiley & Sons, pag. 145-154, 1995.

- [Mamd74] E.H. Mamdani, "Application of fuzzy algorithms for control of a simple dynamic plant", Proc. of the Institution of Electrical Engineers, Control and Science, nr. 121, pag. 1585-1588, 1974.
- [Mamd75] E.H. Mamdani, S. Assilian, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller", Int. Journal of Man-Machines Studies, nr. 7, pag. 1-13, 1975.
- [Mani95] C. Manikopoulos, M.C. Zhou, S. Nerurkar, "Design and implementation of Fuzzy Logic Controllers for a Heat Exchanger in a Water-for Injection System", Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, vol. 3, John Wiley & Sons, pag. 43-58, 1995.
- [Morr93] B. McMorran, "In-service monitoring of rolling stock and track", Railway Technology International '93, Sterling Pub., pag. 113-114, 1993.
- [Miki93] T. Miki, H. Matsumoto, K. Ohto, T. Yamakawa, "Silicon Implementation for a Novel High-Speed Fuzzy Inference Engine: Mega FLIPS Analog Fuzzy Processor", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 1, nr. 1, pag. 27-42, 1993.
- [Naka95] M. Nakazawa, O. Isobe, S. Takahashi, Y. Watanabe, "Braking Force Distribution Control for Improved Vehicle Dynamics and Brake Performance" Vehicle System Dynamics, nr. 24, pag. 413-426, Swets & Zeitlinger, 1995.
- [Nako95] Y. Nakoula, S. Galichet, L. Foulloy, "Modelisation symbolique floue par jeu de regles ponderees", Actes des rencontres Francophones sur la logique floue et ses applications (LFA'95), Paris, Cepadues Editions, pag. 57-64, Nov., 1995.
- [Nego74] C.V. Negoită, D.A. Ralescu, "Mulțimi vagi și aplicațiile lor", Editura Tehnică, București, 1974.
- [Neme95] M.V. Nemescu, M. Cleju, M. Temneanu, "Bazele automatizării", Editura "Gh. Asachi, Iași, 1995.
- [Neo96] S.S. Neo, M.J. Er, "Comparison study of Adaptive Controllers for Robot Manipulators", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 4, nr. 2, pag. 107-120, 1996.
- [Ng98] K.C. Ng and Y. Li, "Reduced Rule-Base and Direct Implementation of Fuzzy Logic Control Systems", E-Mail @ elec. gla. ac. uk.
- [Nguy98] T. Nguyen, V. Kreinovich, "Methodology of Fuzzy Control", din "Fuzzy Systems, Modeling and Control", editată de H.T. Nguyen, M. Sugeno, Kluwer Academic Publishers, din seria "The Handbooks of Fuzzy Sets Series" editată de D. Dubois și H. Prade, 1998.
- [Panu95] S. Panu, "Tendințe actuale în proiectarea și realizarea reguletoarelor fuzzy", Referat pentru doctorat, Universitatea Tehnică Timișoara, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, 1995, conducător științific prof. dr. ing. Tiberiu Mureșan.
- [Pass95] K. M. Passino, "Intelligent Control for Autonomous Systems", IEEE Spectrum, Iunie, 1995, pag. 55-62.
- [Pavl98] V. Pavlica, D. Petrovacki, "An Application of PID-Fuzzy Hybrid Controller", Proc. of the 1998 IEEE International Conference on Control Applications, Trieste, pag. 629-632, Sept., 1998.
- [Păne00] D.A. Pănescu, "Sisteme bazate pe cunoștințe. Reprezentarea cunoașterii", Editura Matrix Rom, București, 2000.
- [Pede93] N.D. Pedersen, "The IR4 regional electric train set", Railway Technology International '93, Sterling Pub., pag. 21-23, 1993.
- [Pedr93] W. Pedrycz, "Fuzzy Control and Fuzzy Systems", second extended edition, John Wiley & Sons, 1993.



- [Pedr95] W. Pedrycz, "Fuzzy relational Control", din "Theoretical Aspects of Fuzzy Control", editată de H.T. Nguyen, M. Sugeno, R. Tong și R.R. Yager, John Wiley & Sons, pag. 235-260, 1995.
- [Pesc65] J. Peschon, H.B. Smets, "Nonlinear Control Systems: Selected Topics", Disciplines and Techniques of Systems Control, Edited by J. Peschon, Blaisdell Publishing Company, 1965.
- [Prec95] R.E. Precup, Șt. Preitl, "Sisteme de reglare avansată", Curs, vol. 1, Univ. "Politehnica" Timișoara, 1995.
- [Prei97] Șt. Preitl, R.E. Preitl, "Introducere în conducerea fuzzy a proceselor", Editura Tehnică, București, 1997.
- [Pușc00] Gh. Pușcașu, V. Palade, A. Stancu, S. Buduleanu, G. Năstase, "Sisteme de conducere clasice și inteligente a proceselor", Editura Matrix Rom, București, 2000.
- [Roth98] A. Rotshtein, A. Kashkanov, "Fuzzy expert system for identification of the car wheels adhesion factor with a road surface", EUFIT'98, Aachen, Sept., 1998.
- [Silv95] C.W. de Silva, "Considerations of Hierarchical Fuzzy Control", Theoretical Aspects of Fuzzy Control, pag. 183-234, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [Smit95] M. Smith, V. Kreinovich. "Optimal Strategy of Switching reasoning methods in Fuzzy Control", din "Theoretical Aspects of Fuzzy Control", editată de H.T. Nguyen, M. Sugeno, R. Tong, R.R. Yager, John Wiley & Sons, pp. 117-146, 1995.
- [Sofr98] E. Sofron, N. Bizon, S. Ioniță, R. Răducu, "Sisteme de control fuzzy. Modelare și proiectare asistate de calculator", Editura ALL Educational, București, 1998.
- [Stil93] B. Stilman, "Syntactic Hierarchy for Robotic Systems", Integrated Computer-Aided Engineering, John Wiley & Sons, vol. 1, nr. 1, pag. 57-82, 1993.
- [Stol96] K.E. Stoll, P.A.S. Ralston, T.L. Ward, "Linguistic Design of Nonlinear Controllers", Journal of Intelligent and Fuzzy Systems, vol. 4, nr.1, 19-32, 1996.
- [Suge85] M. Sugeno, "An introductory survey of fuzzy control", Information Sciences, nr. 36, pag. 59-83, 1985.
- [Șand82] E. Șandru și colectiv, "Termotehnică și aparate termice", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.
- [Șche88] D. Șcheianu, "Microelectronică. Circuite integrate, structuri, aplicații", Editura Militară, București, 1988.
- [Taka85] T. Takagi, M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, vol. SMC-15, nr. 1, Jan./Feb., 1985.
- [Taka95] T. Takagi, T. Yamaguchi, T. Yamamoto, "Knowledge Processing Based on Fuzzy Associative Memory and Its Application to a Helicopter Control", din "Industrial Applications of Fuzzy Logic and Intelligent Systems", editată de J. Yen, R. Langari, L.A. Zadeh, IEEE Press, pag. 107-127, 1995.
- [Tana95a] k. Tanaka, "Design of Model-based Fuzzy Controller Using Lyapunov's Stability Approach and Its Application to Trajectory Stabilisation of a Model Car", din "Theoretical Aspects of Fuzzy Control", editată de H.T. Nguyen, M. Sugeno, R. Tong, R.R. Yager, , John Wiley & Sons, pp. 117-146, 1995.
- [Tana95b] H.Tanaka, H.Wada, "Fuzzy Control of Clutch Engagement for Automated Manual Transmission", Vehicle System Dynamics, Swets & Zeitlinger, nr. 24, pag. 365-376, 1995.



[Tayl91] J.H. Taylor, P.G. Stringer, "An Autosynthesizing Non-Linear Control System Using a Rule-Based Expert System", International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, John Wiley & Sons, vol. 5, Ian. - Feb., pag 21-39, 1991.

[Teod84] D. Teodorescu, "Sisteme automate deterministe", Editura Tehnică, București, 1984.

[Vădă96] M. Vădăsan, "Instalația de frână pentru vagonul de mare viteză tip CORAIL", proiect de diplomă, Universitatea "Politehnica" Timișoara, 1996, coordonator conf. dr. M. Dungan.

[Voge93] M. Vogel, "Demarche industrielle pour la logique floue en traction ferroviaire", Journee regionale sur la logique floue, Lyon, 1993.

[Voic86] M. Voicu, "Tehnici de analiză a stabilității sistemelor automate", Editura Tehnică, București, 1986.

[Volo97] C. Voloșencu, "Reglare fuzzy și neuronală cu simulări în MATLAB", Editura EUROBIT, Timișoara, 1997.

[Volo00] C. Voloșencu, "Structuri de reglare bazate pe logică fuzzy și rețele neuronale pentru conducerea acționărilor electrice", teză de doctorat, conducător științific prof. dr. ing. Toma Leonida Dragomir, Univ. "Politehnica" Timișoara, 2000.

[Wang] L.X. Wang, "Design and Analysis of Fuzzy Identifiers of Nonlinear Dynamic Systems", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 40, nr. 1, Ian., 1995.

[Yage93] R.R. Yager, "Generalized Fuzzy and Matrix Associative Memories", Journal of Intelligent & Fuzzy Systems, John Wiley & Sons, vol. 1, nr. 1, pag. 43 - 53, 1993.

[Yama88] T. Yamakawa, "Intrinsic Fuzzy Electronic Circuits for Sixth Generation Computer", Fuzzy Computing Theory. Hardware and Applications, pag. 157-171, Elsevier Science Publishers B.V., Amsterdam, 1988.

[Băla93a] M. Bălaș, V. Bălaș, "Dispozitiv de optimizare a funcționării iluminatului în vagoanele de călători", Revista CFR, nr. 5, pag. 20-24, București, 1993.

[Băla93b] M. Bălaș, V. Bălaș, V. Crișan, "Dispozitiv de supraveghere selectivă și protecție a rețelelor trifazate cu nul izolat", Analele Univ. Oradea, secț. Electrotehnică, pag. 71-77, 1993.

[Băla94] M. Bălaș, V. Bălaș, C. Nicolescu, "Traductoare pentru măsurarea vitezei vagoanelor realizate în Arad", Sesiunea a II-a de Comunicări Științifice a Universității "Aurel Vlaicu" Arad, pag. 65-69, mai, 1994.

[Băla95] M. Bălaș, V. Bălaș, "Considerații referitoare la structura invertoarelor pentru iluminatul fluorescent al mijloacelor de transport", Buletinul Sesiunii de Comunicări Științifice a Cadrelor Didactice, Academia Navală "Mircea cel Bătrân", Constanța, mai, 1995, vol. II pag. 543-547.

[Băla96a] M. Bălaș, "Monitorizarea și diagnosticarea automată a vehiculele moderne de cale ferată", Volumul Sesiunii de Comunicări Științifice a Univ. "Aurel Vlaicu" Arad, mai, 1996 secț. Electrotehnică, Electronică și Automatizări, pag. 55-61.

[Băla93b] M. Bălaș, "Detectarea prezenței pasagerilor și aplicațiile ei în construcția de vagoane", Volumul Sesiunii de Comunicări Științifice a Univ. "Aurel Vlaicu" Arad, mai, 1996 secț. Electrotehnică, Electronică și Automatizări, pag. 62-68.

- [Băla93c] M. Bălaș, D. Stamboli, V. Bălaș, "Structuri ale instalațiilor de comandă a vagoanelor de călători, rezultate din ultimele fișe UIC", Volumul Sesiunii de Comunicări Științifice a Univ. "Aurel Vlaicu" Arad, mai, 1996 secț. Material Rulant, pag. 44-50.
- [Băla97a] M. Bălaș, "Automatizări în industria vagoanelor de călători", referat pentru doctorat, conducător științific prof. dr. ing. Mircea Ciugudean, Univ. "Politehnica" Timișoara, ianuarie, 1997.
- [Băla97b] M. Bălaș, "Posibilități de automatizare folosind sisteme fuzzy în industria vagoanelor de călători", referat pentru doctorat, conducător științific prof. dr. ing. Mircea Ciugudean, Univ. "Politehnica" Timișoara, iunie, 1997.
- [Băla97c] M. Bălaș, V. Bălaș, "Modelarea matematică a unui vagon de călători cu aer condiționat", Sesiunea a IV-a de Comunicări Științifice ale Universității "Aurel Vlaicu" Arad, Vol. VIII - Electrotehnică, Electronică și Automatizări, pag. 359-368, octombrie 1997.
- [Băla97d] M. Bălaș, V. Bălaș, C.D. Căleanu, "Regulate aplicabile în instalațiile de condiționare a aerului din vagoanele de călători", Sesiunea a IV-a de Comunicări Științifice ale Universității "Aurel Vlaicu" Arad, Vol. VIII - Electrotehnică, Electronică și Automatizări, pag. 369-378, octombrie, 1997.
- [Băla97e] M. Bălaș, V. Bălaș, "Metode ale inteligenței artificiale aplicate în construcția vehiculelor moderne de cale ferată", Sesiunea a IV-a de Comunicări Științifice ale Univ. "Aurel Vlaicu" Arad, Vol. VIII - Electrotehnică, Electronică și Automatizări, pag. 379-386, octombrie 1997.
- [Băla98a] M. Bălaș, "Modelling an Air-Conditioning System for the Railway Coaches", Bulletin for Applied & Computer Mathematics, PAMM Centre, Technical University of Budapest, pag. 61-68, July, 1998.
- [Băla98b] M. Bălaș, M. Bălaș, C. Alexandrescu, "Some Remarks on the Fuzzy - PID Controllers", Proceedings of the Symposium on Electronics and Telecommunications "Etc.'98", Vol II, Timișoara, pag. 277-282, Sept., 1998.
- [Băla00a] M. Bălaș, "Despre unele regimuri de frânare controlată a vagoanelor", Analele Univ. "Aurel Vlaicu" din Arad, seria Electrică, fascicula Electrotehnică, Electronică, Automatizări, pag. 35-44, oct. , 2000.
- [Băla00b] M. Bălaș, "Proiectarea controlerelor fuzzy pe baza analizei calitative", Analele Univ. "Aurel Vlaicu" din Arad, seria Electrică, fascicula Electrotehnică, Electronică, Automatizări, pag. 45-50, oct. , 2000.
- [Băla00c] M. Bălaș, V. Bălaș, "Autoadaptarea prin criteriul  $\delta\varepsilon - \delta^2\varepsilon$ ", Analele Univ. "Aurel Vlaicu" din Arad, seria Electrică, fascicula Electrotehnică, Electronică, Automatizări, pag. 51-54, oct., 2000.
- [Băla00d] M. Bălaș, V. Bălaș, L. Jitaru, "Un model pe calculator al frânei disc pentru vagoanele de călători", Analele Univ."Aurel Vlaicu" din Arad, seria Mecanică, fascicula Rezistența Materialelor, Material Rulant de Cale Ferată, Fizică, pag. 5-12, oct., 2000.
- [Băla00e] M. Bălaș, V. Bălaș, "Metodă asistată de calculator de modelare a coeficientului de frecare dintre disc și garnitura de frecare, pentru vagoane", Analele Univ."Aurel Vlaicu" din Arad, seria Mecanică, fascicula Rezistența Materialelor, Material Rulant de Cale Ferată, Fizică, pag. 13-18, oct., 2000.
- [Băla00f] M. Bălaș, "The imposed distance braking of the railway coaches", Proceedings of the International Mini-Conference on Vehicle Dynamics, Budapest University of Technology and Economics, Department of Railway Vehicles, Budapest, Hungary, Nov., 2000.

[Băla01a] M. Bălaș, "The temperature control by variable structure interpolative PID controllers", Proceedings of the 6<sup>th</sup> International Conference on Engineering of Modern Electric Systems EMES'01, University of Oradea, May, 2001.

[Băla01b] M. Bălaș, V. Bălaș, L. Foulloy, S. Galichet, "A model of the sliding wheel during braking", 5<sup>th</sup> International Conference on Railway Bogies and Running Gears, Budapest, BOGIE'01, 2001.

[Diet90] \*\*\* - "Schema de principe 2613.80.001", De Dietrich et C<sup>ie</sup> (schema instalației electrice a vagonului CORAIL).

[Knor90] \*\*\* - *Frâna KE P-R-MG 8X10''*, Knorr Bremse.

[Knor94] \*\*\* - "Specifications technique. Manuel d'entretien des antirayeurs pour bogie Y 32 Roumanie", De Dietrich & Cie, 1994.

[ICPV] \*\*\* - *Documentații referitoare la frâne* - I.C.P. Vagoane Arad.

[FCLI98] \*\*\* - "FuzzyCLIPS Version 6.04A. User's Guide", Integrated Reasoning Institute for Information -Technology National Research Council, Canada, R. A. Orchard, October, 1998.

[FLTB95] \*\*\* - "Fuzzy Logic Toolbox Version 2. User's Guide", Mathworks Inc., 1995.

[Tosh83] \*\*\* - *Calculul instalației de climatizare prin metoda Toshiba '83*, Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Vagoane Arad.

[UIC] \*\*\* - *Fișele UIC*.