

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA
BIBLIOTECA CENTRALĂ

Nr. Inv. 625.155

Dulap 181 Lit. 1

UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA
Facultatea de Automatică și Calculatoare

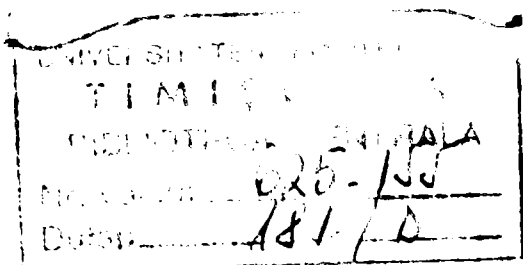
Ing. Ioan FILIP

**CONTRIBUȚII LA CONDUCEREA
ADAPTIVĂ A PROCESELOR
COMPLEXE CU APLICAȚIE
LA COMANDA SISTEMULUI DE
EXCITAȚIE A GENERATOARELOR SINCRONE**

- TEZĂ DE DOCTORAT -

Conducător științific: Prof.dr.ing. Ștefan GÂRLAȘU

Timișoara, 1999



CUPRINS

1. INTRODUCERE 1
1.1 Oportunitatea și obiectivele tezei 1
1.2 Prezentarea conținutului tezei 2
2. SISTEME DE CONDUCERE ADAPTIVĂ 4
2.1 Preliminarii 4
2.2 Principii ale conducerii adaptive – clasificări 6
2.2.1 Sisteme adaptive cu model etalon 6
2.2.2 Sisteme adaptive autoacordabile (self-tuning) 8
3. SINTEZA SISTEMELOR DE CONDUCERE ADAPTIVĂ AUTOACORDABILĂ 11
3.1 Probleme ale sintezei sistemelor de conducere adaptivă autoacordabilă 11
3.2 Algoritmi de estimare a parametrilor sistemelor 14
3.2.1 Preliminarii 14
3.2.2 Estimatorul celor mai mici pătrate (CMMP) 15
3.2.2.1 Estimatorul CMMP off-line 17
3.2.2.2 Estimatorul recursiv CMMP on-line 19
3.2.3 Algoritm de estimare bazat pe transformarea ortogonală Givens 23
3.2.3.1 Transformarea ortogonală Givens 24
3.2.3.2 Descrierea algoritmului de estimare on-line bazat pe transformarea ortogonală Givens 25
3.3 Sinteza legilor de conducere adaptivă autoacordabilă 29
3.3.1 Strategii de conducere autoacordabilă de varianță minimă generalizată 29
3.3.1.1 Problema de predicție 31
3.3.1.2 Problema de reglare 32
3.3.2 Particularizări ale strategiei de varianță minimă generalizată. Tipuri de regulatoare autoacordabile 34
3.3.2.1 Regulator autoacordabil cu compensare după reacție (criteriul J_1) 35
3.3.2.2 Regulator autoacordabil cu compensare după reacție și referință (criteriul J_2) 39
3.3.2.3 Considerații asupra convergenței algoritmilor stochastici adaptivi 41
3.3.2.4 Analiză de stabilitate 46
3.4 Concluzii 49
4. DEZVOLTAREA UNOR STRUCTURI DE CONDUCERE ADAPTIVĂ AUTOACORDABILĂ PENTRU COMANDA SISTEMULUI DE EXCITAȚIE A UNUI GENERATOR SINCRON 50
4.1 Modelarea generatorului sincron conectat la un sistem energetic de putere 50
4.1.1 Considerații generale 50
4.1.2 Modelarea unui generator sincron conectat la un sistem de putere printr-o linie lungă de transmisie 51
4.1.3 Modelarea unui generator sincron conectat la un sistem de putere printr-o linie lungă de transmisie având un consumator local legat la borne 54

4.1.4	Determinarea unui model matematic stohastic discret al generatorului sincron conectat la un sistem de putere, direct utilizabil în sinteza strategiilor de conducere adaptivă autoacordabilă a sistemului de excitație 58
4.1.5	Studii de caz pentru validarea modelelor în regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron 63
4.1.5.1	Studiu de validare a modelului matematic neliniar, de ordinul 6 70
4.1.5.2	Studiu de validare a modelului matematic neliniar redus la ordinul 4 72
4.1.5.3	Studiu de validare a modelului matematic liniarizat, de ordinul 4. Estimarea parametrică în buclă deschisă 75
4.2	Reglatoarele autoacordabile pentru conducerea sistemului de excitație al generatorului sincron 77
4.2.1	Regulator autoacordabil cu compensare după reacție (criteriul J_1) 77
4.2.1.1	Sinteza regulatorului autoacordabil proiectat prin minimizarea criteriului J_1 pentru cazul GS. 77
4.2.1.2	Studii de caz asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu compensare după reacție pentru regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron 83
4.2.1.2.1	Studiu utilizând estimatorul recursiv CMMP 83
4.2.1.2.2	Concluzii asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu estimator recursiv CMMP 104
4.2.1.2.3	Studiu utilizând estimatorul bazat pe transformarea ortogonală Givens 105
4.2.1.2.4	Concluzii asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu estimator bazat pe transformarea ortogonală Givens 120
4.2.2	Regulator autoacordabil cu compensare după reacție și referință (criteriul J_2) 121
4.2.2.1	Sinteza regulatorului autoacordabil pentru conducerea generatorului sincron 121
4.2.2.2	Studii de caz asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu compensare după reacție și referință pentru regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron 123
4.2.2.2.1	Studiu utilizând estimatorul recursiv CMMP. 123
4.2.2.2.2	Concluzii asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu estimator recursiv CMMP 134
4.2.2.2.3	Studiu utilizând estimatorul bazat pe transformarea ortogonală Givens 135
4.2.2.2.4	Concluzii asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu estimator bazat pe transformarea ortogonală Givens 143
4.3	Concluzii generale 144
5.	DEZVOLTAREA UNOR STRUCTURI DE CONDUCERE ADAPTIVĂ BAZATE PE REȚELE NEURONALE 145
5.1	Preliminarii 145
5.2	Rețele neuronale. Structură și tipologii 146
5.2.1	Modelul neuronului McCulloch-Pitts 146
5.2.2	Rețele neuronale feedforward 147
5.2.3	Rețele neuronale recurente 148
5.3	Rețele neuronale recurente în conducerea proceselor 148

5.3.1	Identificarea proceselor utilizând rețele neuronale recurente. Studii de caz148
5.3.2	Structuri de reglatoare neuronale bazate pe modelul invers al procesului. Studii de caz153
5.4	Regulator neuro-adaptiv157
5.4.1	Neuronul ADALINE157
5.4.2	Regulator neuro-adaptiv bazat pe modelul ADALINE158
5.4.3	Sinteza unui regulator neuro-adaptiv destinat conducerii generatorului sincron159
5.4.4	Analiza convergenței algoritmului recursiv de estimare Widrow-Hoff164
5.4.5	Studiu bazat pe teoria ecuațiilor diferențiale ordinare (EDO) asupra convergenței locale a algoritmului recursiv Widrow-Hoff166
5.4.6	Studii de caz asupra comportării structurii de conducere neuro-adaptivă pentru regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron168
5.5	Concluzii179
6.	DEZVOLTAREA UNOR STRUCTURI DE CONDUCERE BAZATE PE LOGICA FUZZY180
6.1	Preliminarii180
6.2	Structuri de conducere bazate pe reglatoare fuzzy PI și PID183
6.3	Studii caz asupra comportării unor structuri de conducere fuzzy pentru regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron189
6.3.1	Studiu de caz cu regulator fuzzy PI189
6.3.2	Studiu de caz cu regulator fuzzy PID192
6.4	Structuri de conducere adaptivă cu reglatoare fuzzy194
6.5	Dezvoltarea unei structuri de conducere adaptivă cu regulator fuzzy PI cu aplicație la comanda excitației generatorului sincron197
6.6	Concluzii200
7.	CONCLUZII FINALE202
	Lista principalelor abrevieri și notații.205
	BIBLIOGRAFIE207

Capitolul I

Introducere

1.1 Oportunitatea și obiectivele tezei

Impactul dezvoltării fără precedent în ultimele două decenii a microelectronicii și a tehnicii de calcul în general, a creat premise extrem de favorabile continuării cercetărilor teoretice precum și un suport tehnologic adecvat implementărilor practice pentru cele mai diverse tehnici și algoritmi de conducere adaptivă.

Limitările sistemelor de reglare convențională, datorate neliniarităților, a necunoașterii exacte a valorilor unor parametrii, a variației în timp a unor caracteristici de funcționare precum și acțiunii unor perturbații de natură aleatoare, impun tehnicile de conducere adaptivă ca soluții necesare și asiguratoare a unor performanțe deosebite. De altfel, în paralel cu dezvoltarea tehnologiei informaționale, începând din anii '80 sistemele de conducere adaptivă se afirmă din ce în ce mai mult ca soluții moderne în practica conducerii a proceselor industriale complexe. Domeniul energetic oferă o plajă extrem de bogată de astfel de procese complexe, cazul unui generator sincron conectat la un sistem de putere fiind aplicația (procesul) de bază asupra căreia sunt implementate și testate toate tehnicile și metodele de conducere adaptivă tratate și sintetizate în cadrul lucrării.

Obiectivul principal al prezentei teze îl constituie sinteza, dezvoltarea și implementarea unor structuri de conducere adaptivă destinate conducerii proceselor complexe, cu particularizare la comanda sistemului de excitație a unui generator sincron conectat la un sistem energetic (în vederea reglajului tensiunii la bornele acestuia). În contextul acestui obiectiv principal sunt reliefate două direcții majore de cercetare:

- dezvoltarea și analiza unor structurile "clasice" ("convenționale") de conducere adaptivă autoacordabilă, bazate pe minimizarea unor funcții criteriu
- sinteza unor soluții de conducere adaptivă alternative celor "clasice", bazate pe logica fuzzy și rețele neuronale

Implementarea și validarea structurilor de conducere adaptivă sintetizate în cadrul lucrării, precum și studiul performanțelor oferite de acestea în contextul aplicației considerate, impune ca o necesitate determinarea unor modele matematice viabile și precise ale procesului constând dintr-un generator sincron conectat la un sistem energetic de putere. Determinarea unor astfel de modele matematice constituie de asemenea un important deziderat al lucrării.

Soluțiile moderne de conducere bazate pe logica fuzzy și respectiv pe utilizarea rețelelor neuronale, constituie o alternativă viabilă pentru structurile 'clasice' de conducere autoacordabile. Indiferent de soluția adoptată, fără suportul tehnologic performant oferit de dezvoltarea microinformaticii și microelectronicii, implementare în practica a multor strategii ale conducere adaptivă (mari "consumatoare" de timp de calcul) ar fi rămas un deziderat greu de realizat.

1.2 Prezentarea conținutului tezei

Conținutul lucrării este dezvoltat pe parcursul a șapte capitole.

În primul capitol, sunt prezentate obiectivele principale ale lucrării și modul de structurare al acesteia funcție de obiectivele și problematica abordată.

În capitolul II este prezentată o succintă trecere în revistă a evoluției și stadiului actual de dezvoltare teoretică și implementare în practică a structurilor de conducere adaptivă, precum și o clasificare a acestora.

În capitolul III sunt tratate principalele problematice ale sintezei sistemelor de conducere adaptivă autoacordabilă. O primă parte a capitolului este dedicată prezentării și dezvoltării problematicii algoritmilor de estimare a parametrilor proceselor. Este prezentat algoritmul recursiv de estimare parametrică bazat pe metoda celor mai mici pătrate (cel mai utilizat în structurile de conducere adaptivă) și de asemenea este sintetizat un algoritm de estimare parametrică on-line bazat pe transformarea ortogonală Givens. În a doua parte a capitolului III, sunt tratate aspecte legate de sinteza legilor de comandă adaptivă autoacordabile, obținute prin minimizarea unor funcții criteriu de optimizare.

Pomind de la strategia de varianță minimă generalizată sunt dezvoltate două structuri de reguloatoare adaptive autoacordabile: regulator adaptiv autoacordabil cu compensare după reacție și respectiv, regulator adaptiv autoacordabil cu compensare după reacție și referință. Este realizat un studiu privind convergența estimărilor parametrilor, tratându-se două situații distincte privind evoluția procesului în buclă deschisă (liber) respectiv în bucla închisă (în cadrul unui sistem de reglare). S-a realizat o analiză a stabilității sistemelor de conducere autoacordabilă, evidențiindu-se câteva aspecte particulare ale problemelor de stabilitate pe care le ridică astfel de sisteme de conducere

Capitolul IV este structurat în două părți componente. Prima parte este dedicată dezvoltării unor modele matematice ale generatorului sincron conectat la un sistem energetic de putere. Sunt sintetizate modele matematice neliniare (de ordin 6, respectiv de ordin redus 4), considerând cazul unui generator sincron conectat la un sistem de putere printr-o linie lungă de transmisie, cu și fără consumatori locali legați la borne. De asemenea este determinat un model matematic discret liniarizat, direct utilizabil în cadrul sintezei unei strategii de conducere adaptivă autoacordabilă a sistemului de excitație. Toate modelele sintetizate sunt validate în regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron.

În a doua parte a capitolului IV este realizată o implementare a structurilor de conducere adaptivă (dezvoltate în capitolul III), inclusiv sinteza unei structuri autoacordabile cu buclă integratoare externă. Un amplu set de studii de caz pentru validarea și analiza performanțelor structurilor de conducere adaptivă dezvoltate, cu aplicație la comanda excitației generatoarelor sincrone (în condiții de operare specifice unor regimuri de funcționare ale acestora) este realizat. Sunt analizate comparativ performanțele obținute prin utilizarea în cadrul structurilor adaptive a estimatorului CMMP respectiv a estimatorului sintetizat pe baza transformatei ortogonale Givens.

Capitolul V prezintă o dezvoltare a unor structuri de conducere adaptivă realizate cu rețele neuronale. Sunt sintetizate și implementate două tipuri de reguloatoare adaptive cu rețele neuronale: regulator adaptiv bazat pe o structură de model invers și respectiv regulator neuro-adaptiv cu modele ADALINE. De asemenea s-a realizat un studiu asupra convergenței algoritmului recursiv Widrow-Hoff destinat estimării ponderilor neuronale (inclusiv o abordare a analizei stabilității bazată pe teoria ecuațiilor diferențiale ordinare (EDO)). Pe baza unei rețele neuronale recurente se identifică un model al generatorului sincron, al cărui domeniu de valabilitate este bine precizat.

În capitolul VI sunt dezvoltate și implementate două structuri de conducere bazate pe logica fuzzy (cu regulator fuzzy PI respectiv PID). Considerând ca structură de bază cea realizată cu regulator fuzzy PI, prin atașarea unui mecanism de acordare este sintetizată o structură de comandă adaptivă. Toate structurile de conducere abordate sunt implementate și validate, cu aplicație la comanda excitației generatoarelor sincrone.

În capitolul VII sunt prezentate concluziile generale și principalele contribuții originale.

Toate implementările realizate sunt însoțite de programele Matlab și modelele Simulink utilizate în simulări.

Autorul dorește să exprime mulțumiri domnului prof. dr.ing. Ștefan Gârlaşu, pentru îndrumarea competentă, extrem de eficientă și plină de înțelegere acordată de-a lungul perioadei de elaborare a tezei de doctorat. De asemenea, autorul mulțumește domnului prof. dr.ing. Octavian Proștean pentru fructuoasele discuții purtate cu dânsul asupra problematicei sistemelor de conducere adaptivă, precum și domnului prof.dr.ing. Bucur Luștea pentru ajutorul acordat la identificarea unor modele matematice viabile ale generatorului sincron. Mulțumiri tuturor membrilor Catedrei de Automatica și Informatică Industrială din cadrul Facultății de Automatică și Calculatoare din Timișoara. Mulțumesc familiei fără al cărei ajutor neprețuit această teză nu ar fi putut fi finalizată.

Capitolul II

SISTEME DE CONDUCERE ADAPTIVĂ

2.1. Preliminarii

Primele cercetări intense în domeniul conducerii adaptive au fost realizate în preajma anilor '50, în strânsă conexiune cu necesitatea proiectării unor sisteme de pilotaj automat, destinate unor avioane de mare performanță [Gre59]. Aceste aparate de zbor trebuiau să fie operaționale în condițiile unor foarte largi plaje de viteze și altitudini. Modificarea continuă a condițiilor de operare a făcut ca utilizarea unor structuri de conducere convențională să asigure acestor aparate performanțe de zbor mult sub limitele impuse. Se impunea ca o necesitate stringentă proiectarea unor sisteme de conducere noi, care să asigure buna funcționare a procesului în limite foarte largi de modificare a condițiilor de lucru.

În 1958, Kalman propune o structură de regulator autoacordabil [Kal58], dar algoritmul de conducere era dificil de implementat practic în acea perioadă de timp, datorită nivelului scăzut de dezvoltare a tehnicii digitale specifice vremii.

Cercetările anilor '60 au adus un substanțial progres în dezvoltarea generală a teoriei reglării automate, progres care în mod imediat a conferit o nouă bază teoretică pentru continuarea cercetărilor și în domeniul structurilor de conducere adaptivă:

- programarea dinamică, introdusă de Bellman, conduce la o creștere a gradului de înțelegere a sistemelor adaptive [Bel53][Bel61];
- Tsytkin arată ca multe structuri de învățare și conducere adaptivă pot fi comod descrise prin ecuații recurente de diverse forme [Tsy71][Tsy84];
- un progres major este realizat în domeniul identificării sistemelor și estimării parametrice, precum și în domeniul conducerii în mediu stochastic [Ase58];
- Peterka demonstrează cum o procedură de identificare a unui sistem poate fi combinată cu un algoritm de sinteză a comenzii, într-un proces global, iterativ de conducere [Pet70].

Anii '70 au constituit o adevărată perioadă de renaștere pentru conducerea adaptivă: diverse metode de estimare erau combinate cu o varietate de algoritmi de sinteză ai comenzii, rezultatul fiind o multitudine de structuri de conducere adaptivă. Bazele teoretice ale domeniului sunt bine consolidate, apărând lucrări teoretice de referință ale unor autori consacrați, precum Astrom, Wittenmatk, Ljung etc [Ast73][Wit75].

Sfârșitul anilor '70 și începutul anilor '80 constituie o perioadă în care cercetările sunt axate pe probleme de stabilitate și convergență a unor structuri de conducere adaptivă deja dezvoltate sau a unora noi [Ast80][Lju83][Lju87][Ast89]. Cu toate semnificativele progrese teoretice înregistrate în domeniu, gradul de implementare în practica industrială, deși în continuă creștere, era destul de redus.

Dezvoltarea impetuoasă a microelectronicii anilor '80, apariția microprocesoarelor, microcontrolerelor și a calculatoarelor personale, a făcut posibilă o implementare performantă,

facilă și cu preturi de cost reduse, a structurilor de conducere adaptivă. O puternică dezvoltare a cercetărilor în domeniu, impulsionată de majorul progres al tehnicii de calcul (hardware și software), care se constituie ca un excelent suport pentru o implementare practică (eficientă și ieftină), are loc în anii '80 atât în cadrul mediilor de cercetare științifică și universitară cât și în industrie. O estimare grosieră arată că în anul 1988 existau cel puțin 70.000 de sisteme de conducere care înglobau tehnici de conducere adaptivă (cele mai reprezentative domenii fiind navigația aeriană și maritimă, roboți industriali etc.) [Ast89].

Firmele Leeds și Northrup anunță fabricarea în 1981 a unui regulator PID cu funcții de autoacordare. Asea Brown Boverii realizează primul sistem general de conducere adaptivă în 1982, prima implementare industrială în Suedia a unui sistem "self-tuning" datând din anul 1986. O serie de alte firme din diverse țări ies pe piața cu sisteme de conducere adaptivă: Satt Control (Suedia), Foxborro și Turnbull Control (1984, Anglia), Yokogawa și Toyo Systems (1987, Japonia), Techmation și Powell-Process Instruments (SUA), etc.

Sinteza sistemelor de reglare convențională (SRC) urmărește satisfacerea unor condiții de performanță impuse, presupunându-se disponibile pentru proces modele matematice (MM) deterministe, liniarizate în jurul unor puncte de funcționare, în ipoteza parametrilor constanți. În plus se consideră cunoscut un model matematic (MM) al semnalelor exogene care acționează asupra procesului.

Rezultatul sintezei SRC îl reprezintă un algoritm de reglare (conducere) a cărui implementare pe un suport hardware (regulatorul) asigură dinamica dorită în prezența acțiunii perturbațiilor externe, în ipoteza că aceste perturbații nu modifică MM, efectul lor cumulându-se în efectul comenzii.

În condițiile în care atât MM al procesului cât și modelul semnalelor exogene se modifică în timpul funcționării procesului se impun tipuri speciale de sisteme de reglare (conducere): sisteme de reglare (conducere) adaptive (SRAD/SCAD) sau pe scurt sisteme adaptive (SAD). O schemă de principiu în acest sens, care face distincție între cele două situații menționate (săgețile cu linie întreruptă implicând SAD) este reprezentată în figura 2.1.

Introducerea pe scară largă a sistemelor de calcul numeric în sistemele automate a determinat un interes deosebit pentru sistemele discrete de conducere adaptivă. Deși problema conducerii adaptive nu este de dată foarte recentă [Ase58][Str59], dezvoltarea și fundamentarea teoriei moderne a conducerii, precum și impactul creat de progresele spectaculoase ale tehnologiei microprocesoarelor, au creat baza teoretică și practică fără de care construcția sistemelor adaptive de conducere este de neconceput.

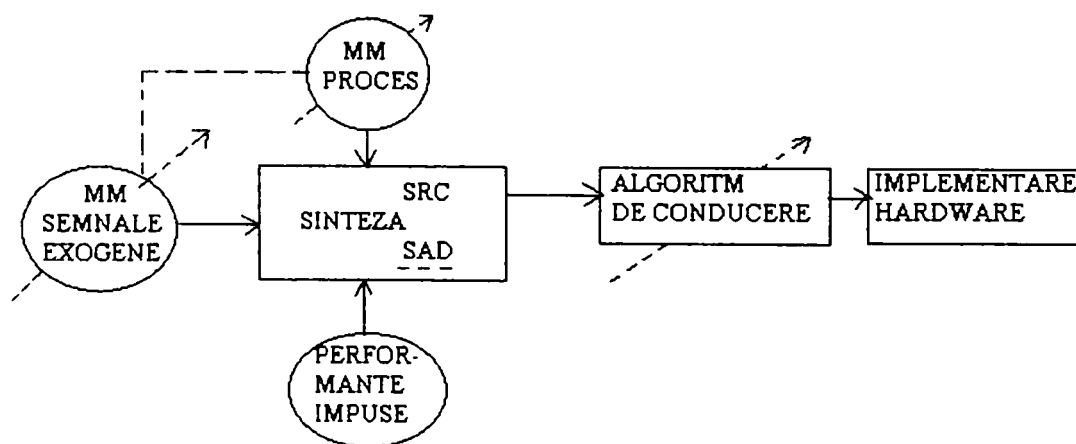


Fig. 2.1 Structura unui SRC/SAD

Problemei de conducere adaptivă i s-au dedicat un important număr de lucrări de sinteză [Lan74][Wit75][Unb80] [Ast80][Lan81] [Ise82][Ast84] [Sod87_1][Ast89], apărând de asemenea numeroase monografii asupra principiilor construcției și teoriei sistemelor adaptive [Ega79][Nar80][Unb80][Ioa83][Goo84][Lju84][Jak85][Lju87][Wel95] [Wen98]. Totuși nici până în prezent nu există o teorie unitară în acest domeniu și nici măcar o definiție unanim acceptată a SAD. Există de fapt o serie întregă de definiții ale SAD, o privire asupra lor și formularea concepțiilor în acest domeniu se găsește de exemplu în [Sar77], dar până în prezent nu s-a putut impune în general nici una.

În [Cal85] se definește adaptarea drept proprietatea unui sistem automat de reglare de a asigura automat modificarea corespunzătoare a unor parametri ai algoritmului de reglare (și eventual a structurii) astfel încât să fie compensate efectele perturbațiilor parametrice și ca urmare să fie menținute performanțele sistemului de reglare. Dacă se efectuează numai modificarea automată a unuia sau mai multor parametri ai regulatorului (fără modificarea structurii), adaptarea este denumită autoacordare - iar sistemul adaptiv se numește autoacordabil. Evident că și această definiție are limitările ei. Ca o generalizare, se consideră că un sistem adaptiv este un sistem care se caracterizează prin faptul că are capacitatea de a adapta în mod automat strategia de conducere la variația modelului procesului, la variația structurală a lui, precum și la variația semnalelor exogene care determină modificări ale modelului procesului, asigurând invarianța performanțelor sistemului de reglare. Această accepțiune este în sensul celei formulate de Comitetul "Adaptive Gerate und Systeme" (Freiburg, aprilie 1973).

Sistemele adaptive necesită informație apriori redusă și își modifică structura și/sau parametrii pe măsură ce se obțin informații despre proces. Deoarece estimarea parametrilor procesului se face permanent, sistemele adaptive sunt utilizabile și în cazul proceselor neliniare sau variabile în timp (cazurile de altfel întâlnite în realitatea practică).

2.2. Principii de conducere adaptivă - clasificări.

Literatura de specialitate prezintă o varietate foarte mare de tipuri de sisteme de conducere adaptivă [Cal88][Ast89][Wel95]. Formularea și rezolvarea problemei de sinteză a SCAD impune o clasificare a acestor structuri adaptive, existând în acest sens o multitudine de posibilități/criterii de abordare. În cele ce urmează se propune o clasificare pornind de la tehnicile conducerii stohastice. Evident că prezintă interes sistemele care realizează adaptarea în circuit închis, ele impunându-se ori de câte ori modificările structurale ale procesului nu pot fi observate direct, mărimile exogene nefiind accesibile măsurătorilor. Aceasta este de fapt situația practică curentă în conducerea proceselor industriale complexe. O posibilă clasificare împarte sistemele de conducere adaptivă în două mari categorii [Cal88]:

- a) Sisteme adaptive cu model etalon (SAME);
- b) Sisteme adaptive autoacordabile sau autoadaptive (SAA).

2.2.1. Sisteme adaptive cu model etalon (SAME)

Principiul SAME constă în definirea comportării dorite a sistemului în buclă închisă, printr-un model etalon și modificarea parametrilor dispozitivului de conducere a procesului astfel încât să se elimine sau să se reducă eroarea dintre mărimile de ieșire ale procesului și modelului etalon, care au fost excitate de una și aceeași mărime de intrare (referința) -figura 2.2 (V(t) - reprezintă alte mărimi disponibile din proces, funcție de care se realizează adaptarea).

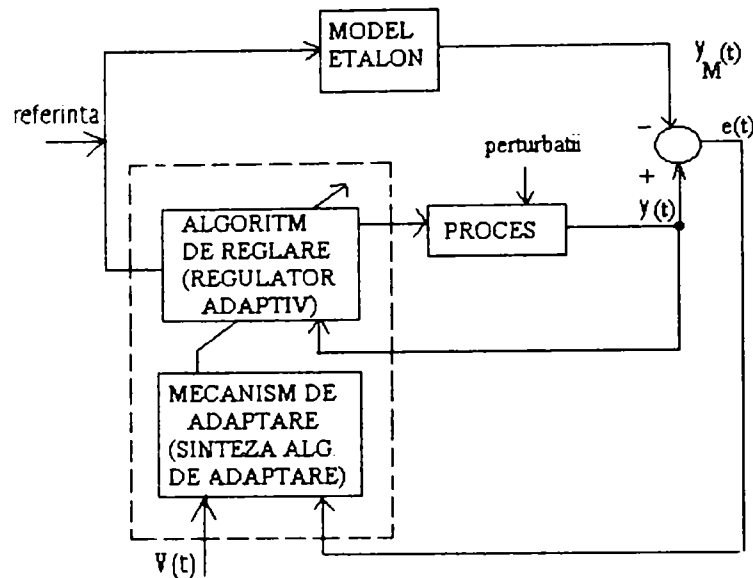


Fig. 2.2 Structura unui SAME cu reglare explicita

Primele cercetări asupra SAME au început în ani '70 [Mon74][Lan74], făcând ulterior obiectul unor intense preocupări [Goo80][Lan81][Cri82][Wel95].

După cum se poate deduce și din figura 2.2, practic problema conducerii adaptive cu model etalon se reduce la o modificare continuă a parametrilor ajustabili ai regulatorului, astfel încât să se determine la fiecare moment de timp t ($t=0,1,2,\dots$) comanda $u(t)$, în așa fel încât eroarea de urmărire:

$$e(t) = y(t) - y_M(t) \quad (2.1)$$

$$\text{să satisfacă condiția: } \lim_{t \rightarrow \infty} [e(t)] = 0 \quad (2.2)$$

Dacă parametrii procesului sunt direct ajustabili, regulatorul adaptiv poate fi omis ca parte distinctă, ajungându-se la structura reprezentată în figura 2.3, aceasta fiind una dintre primele soluții de realizare a SAME. Este ușor de observat că, în acest din urmă caz, este vorba de un SAME cu reglare implicită sau ceea ce se poate numi conducere adaptivă indirectă, spre deosebire de cazul precedent în care proiectarea se bazează pe comparația între modelul etalon și bucla de reglare cu regulator adaptiv (SAME cu reglare explicită sau conducere adaptivă directă) [Ast80][Ast84][Ast89].

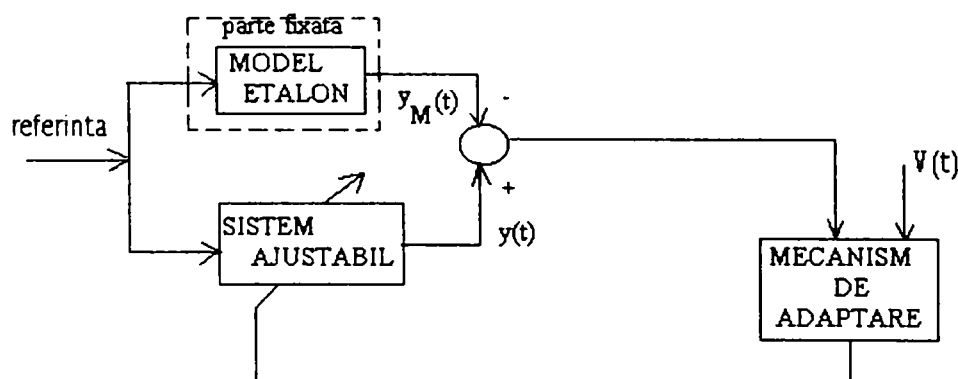


Fig.2.3 Structura unui SAME cu reglare implicita

2.2.2. Sisteme adaptive autoacordabile (self-tuning)

Ideea sistemului adaptiv autoacordabil (SAAc) a fost formulată de către Kalman [Kal58], principiul conducerii (reglării) autoacordabile fiind fundamentat de Astrom [Ast70] [Ast73], [Ast84] [Ast89] și extins de către Clarke și Gawthrop [Cla75][Gaw77][Cla79], care au denumit clasă de regulatoare corespunzătoare - regulatoare autoacordabile (self-tuning controler).

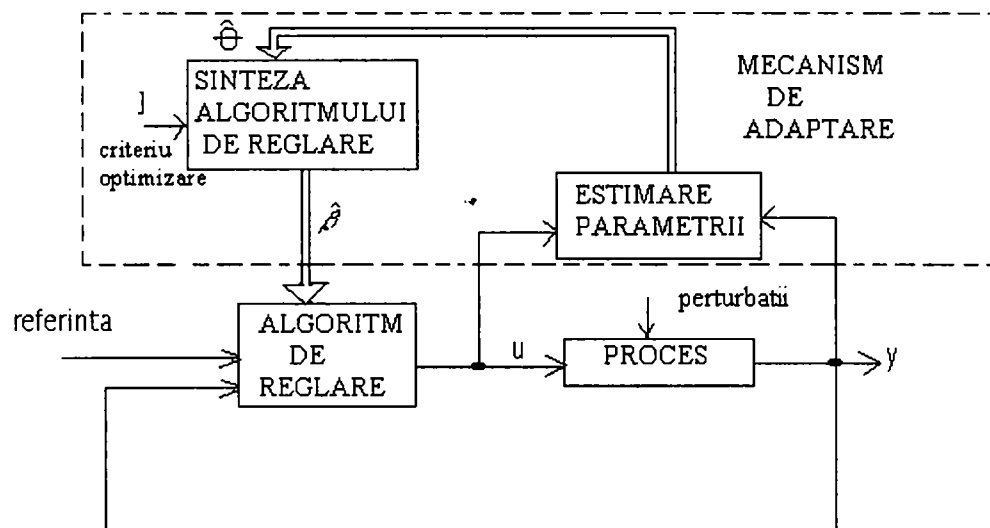


Fig. 2.4 Structura SAAC

În cadrul unui sistem adaptiv autoacordabil (SAAc), pornind de la informațiile disponibile prin măsurători, intrarea $u(t)$ și respectiv ieșirea $y(t)$, se construiește un model (structura acestuia stabilindu-se off-line) al procesului, estimându-se vectorul parametrilor ($\hat{\theta}(t)$) la fiecare pas de eșantionare (utilizându-se o metoda de estimare on-line), valorile estimate fiind ulterior utilizate în sinteza on-line a algoritmului de reglare (fig.2.4). Estimarea parametrilor procesului elimină nedeterminismul cauzat de necunoașterea lor apriori.

Principiul SAAC are la bază o combinație între o procedură de estimare a parametrilor și o schemă de reglare (conducere), funcțiile de identificare și de sinteză a algoritmului de reglare putând fi izolate, rezultând un regulator autoacordabil (RAA) explicit sau contopite într-o singură procedură de calcul direct al parametrilor regulatorului, rezultând un RAA implicit.

O structură de RAA explicit în care sunt evidențiate cele două nivele ierarhice de conducere, este reprezentată în fig.2.5.a [Ast77][Cal88][Ast89]. Primul nivel ierarhic -de reglare- este constituit dintr-o lege de reglare standard (sub forma unei ecuații cu diferențe), iar al doilea nivel -de adaptare- realizează identificarea on-line a procesului ($\hat{\theta}$), sinteza algoritmului de reglare și ajustarea parametrilor de acordare ($\hat{\beta}$) ai algoritmului de reglare. Este vorba în acest caz de o comandă adaptivă indirectă cu identificare explicită, parametrii regulatorului fiind acordați indirect în urmă estimării parametrilor modelului procesului și calculelor de sinteză [Nar79].

Deci practic, parametrii estimați sunt utilizați în sinteza algoritmului de comandă ca și când ar fi parametri reali, ceea ce în terminologia conducerii stochastice corespunde principiului echivalenței certe, vorbindu-se în acest caz despre regulatoare certe [Ast73].

O alternativă la structura prezentată în fig.2.5.a o oferă posibilitatea ca, printr-o modelare corespunzătoare, să se estimeze direct parametrii algoritmului de comanda. O astfel de structură corespunde unei adaptări directe cu identificare implicită (structură implicită) și este prezentată în fig.2.5.b.

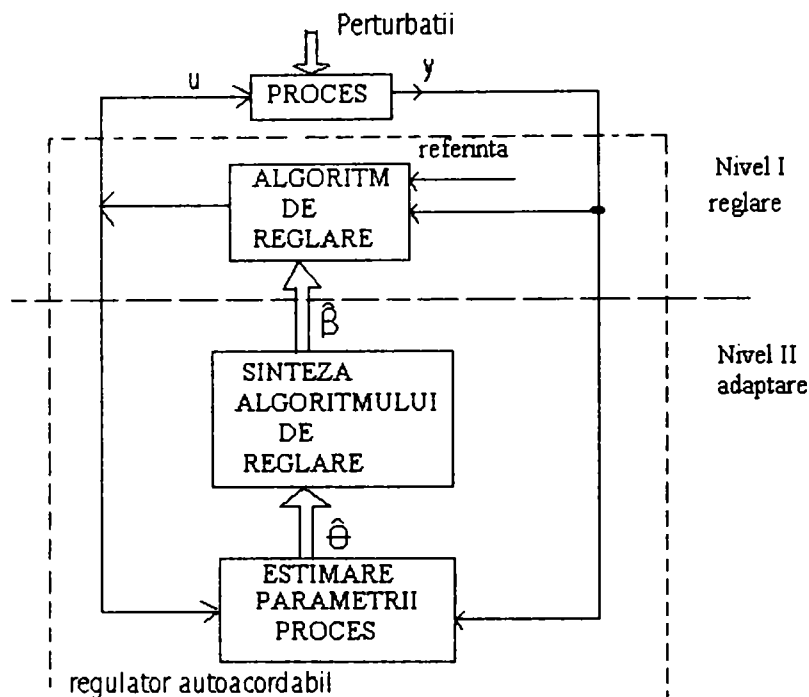


Fig.2.5.a. Structura unui RAA explicit

În locul estimării parametrilor modelului procesului se estimează direct parametrii algoritmului de reglare, cu un efort de calcul mai redus decât în cazul precedent.

Pentru ambele structuri prezentate, algoritmi rezultă autoacordabili, dacă conform principiului certitudinii, la convergență valorilor parametrilor către parametri reali, comanda tinde către comanda optimală, obținută în situația în care parametrii procesului sunt cunoscuți.

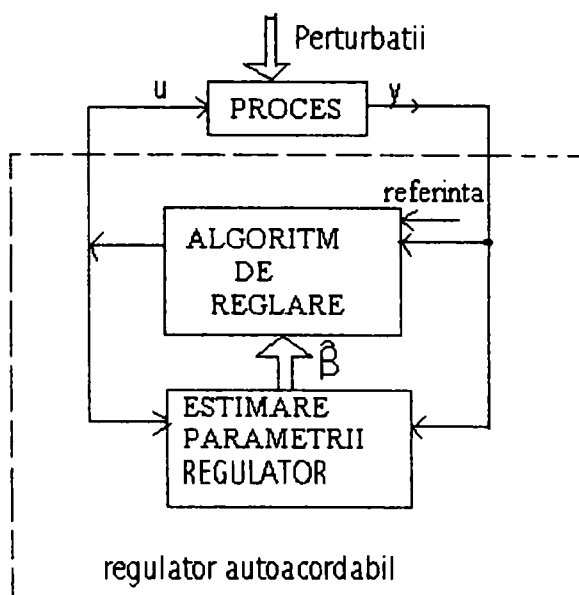


Fig.2.5.b. Structura unui RAA implicit

Gama structurilor de conducere adaptivă cu regulatoare autoacordabile este foarte largă ca urmare a varietății de algoritmi obținuți prin combinarea diferitelor structuri de modele, metode de identificare (estimare) și procedee de sinteză. Algoritmul de estimare (on-line) cel mai des utilizat este bazat pe metoda recursivă a celor mai mici pătrate (CMMP) și pe diverse variante conexe acesteia. Se pot utiliza însă și estimatori nerecursivi bazați pe diverse transformări ortogonale (de exemplu - transformarea ortogonală Givens)[Wel95]. Primele studii au vizat sisteme funcționând în mediu determinat [Ase58][Lju83] ulterior acestea fiind extinse și asupra sistemelor perturbate stochastic. Prezența zgomotului stochastic a condus la fundamentarea teoriei regulatoarelor autoacordabile de varianță minimă [Pet72][Ast74] [Cla75][Ast84][Ast89]. Procedul a fost generalizat la criterii pătratice mai complicate, care țin seama și de mărimea de comanda. De asemenea s-au studiat regulatoare autoacordabile cu distribuție poli-zerouri dată de funcțiile de transfer ale sistemului închis [Cla79][Cal88][Ast89]. Libertatea mare de alegere a algoritmilor de estimare respectiv a procedurii de sinteză a legii de comandă poate conduce deseori (funcție de specificul procesului) la nereușită sau chiar la rezultate eronate.

Fundamentarea SAAC și SAME s-a făcut independent. Specificul abordării SAME constă în faptul că în cadrul sintezei lor este utilizată teoria stabilității (în sens Liapunov) sau hiperstabilității (Popov) spre deosebire de SAAC la care teoria stabilității nu este prezentă în faza de proiectare.

SAME au avantajul unei adaptări rapide în cazul modificării referinței, impunându-se o atenție deosebită alegerii modelului etalon, care trebuie să acopere o clasă cât mai largă de semnale exogene ce acționează asupra proceselor.

SAAC au avantajul unei adaptări continue în funcție de rezultatele identificării în buclă închisă a procesului, în condițiile perturbațiilor parametrice nemăsurabile. Cu toate deosebirile aparente dintre cele două abordări, în literatura de specialitate se scoate în evidență similitudinea din multe puncte de vedere dintre SAAC și SAME, similitudine care se manifestă atât în ceea ce privește algoritmi de actualizare ai parametrilor cât și proprietățile de stabilitate și convergență [Lan79][Cal88][Wel95][San92]. Au fost efectuate modificări ale procedeele adaptive pentru a simplifica problemele de stabilitate și pentru a lua în considerare și gradul de incertitudine al parametrilor estimați, rezultând așa numitele "regulatoare prudente". La baza proiectării lor stă presupunerea că reglarea și identificarea pot fi exact separate (principiul separației), ele conducând însă în general la o identificare mai slabă. Comanda adaptivă trebuie să urmărească nu numai dezideratele impuse de reglare ci și influență pe termen lung a reglajului asupra identificării. Astfel comanda trebuie să asigure o bună compensare a perturbațiilor ce acționează asupra procesului și o identificare viitoare corespunzătoare. Aceste două cerințe pot fi în anumite cazuri contradictorii, impunându-se la alegerea metodelor de estimare și de sinteză, realizarea unor cerințe de performanță globală cât mai bună.

Capitolul III

SINTEZA SISTEMELOR DE CONDUCERE ADAPTIVĂ AUTOACORDABILĂ

3.1. Probleme ale sintezei sistemelor de conducere adaptivă autoacordabilă

Sinteza unui sistem adaptiv autoacordabil presupune rezolvarea următoarelor problematici:

- construcția unui model matematic al procesului și al semnalelor exogene care acționează asupra acestuia;
- stabilirea obiectivelor conducerii și alegerea criteriului de performanță ce urmează a fi minimizat;
- selectarea procedurii de sinteză în funcție de tipul modelului matematic utilizat și de tipul criteriului de performanță adoptat;
- sinteza propriu-zisă a algoritmului de conducere adaptivă autoacordabilă;
- analiza proprietăților de convergență și stabilitate;
- analiza posibilităților de implementare hardware a algoritmului de conducere rezultat din sinteza.

În cazul în care modelul procesului procesul ar fi liniar, funcția de cost pătratică, iar mărimile exogene procese gaussiene, problema sintezei SAAC s-ar reduce la o problemă de optimizare clasică de tipul liniar pătratică gaussiană, regulatorul rezultat fiind unul optimal. Avându-se în vedere însă că procesele reale conțin neliniarități, ca cerințele de performanță nu pot fi în general incluse într-un criteriu pătratic standard, iar mărimile exogene adesea nu sunt gaussiene, regulatoarele obținute prin sinteză sunt suboptimale.

Acesta este și cazul SAAC pentru care modelele matematice ale proceselor conduse includ neliniarități determinate și de necunoașterea parametrilor procesului. Într-o astfel de situație, sinteza sistemului autoacordabil presupune determinarea prealabilă a unui model matematic liniar al procesului, obținut printr-o liniarizare în jurul unui punct fix de funcționare. Un astfel de model matematic (liniarizat) aproximează destul de bine funcționarea procesului într-o vecinătate restrânsă a punctului de funcționare. La o modificare a punctului de funcționare, modelul liniar (considerat cu parametrii constanți) își pierde validitatea. Considerând că o liniarizare în orice punct al plajei de operare a procesului conduce la un model matematic invariant ca structură (în cazul liniar - invariant ca și ordin), rezultă că practic un nou punct de funcționare implică doar o modificare valorică a parametrilor acestuia. Cu alte cuvinte, generalizând se poate afirma ca, caracterul neliniar al procesului poate fi aproximat destul de bine printr-un model liniar cu parametrii variabili în timp, fiecărui nou punct de funcționare fiindu-i specific un alt set de parametri.

Într-o primă etapă regulatoarele adaptive autoacordabile au fost folosite la conducerea proceselor cu parametrii necunoscuți dar constanți, utilizarea lor fiind ulterior

extinsă și în cazul proceselor cu parametrii lent variabili în timp sau chiar cu variații bruște [Cal88][Wel95].

Analiza algoritmilor adaptivi cu autoajustare este îngreunată de faptul că aceștia reprezintă de fapt regulatoare stochastice, neliniare și variabile în timp, ceea ce face ca în multe situații practice stabilirea proprietăților acestora să se facă prin simulare.

Pentru elaborarea algoritmului de comandă, utilizând parametrii obținuți printr-o procedură de estimare recursivă, se pot folosi legi de comandă de tip PID, proceduri de alocare a polilor, etc. în cazul sistemelor deterministe (care nu fac obiectul studiului de față) și respectiv algoritmi de varianță minimă sau algoritmi de comandă cu criteriu pătratic pe un orizont de timp redus pentru sisteme stochastice.

Pentru acest din urmă caz, în funcție de obiectivele impuse conducerii (prin alegerea corespunzătoare a funcției obiectiv) și de modelul matematic adoptat pentru proces și semnalele exogene, se pot dezvolta diferite metode de sinteză a strategiei de comandă adaptivă.

În continuare se vor prezenta succint funcțiile obiectiv tipice care definesc principalele probleme ce se cer rezolvate în cadrul sintezei SAAC pentru sisteme monovariabile (extinderea la cazul multivariabil reprezintă o chestiune formală).

a) Minimizarea varianței ieșirii

Avându-se în vedere că ieșirea $y(t)$ a procesului este contaminată de zgomot stochastic, unul dintre obiectivele naturale ale conducerii îl constituie obținerea unei varianțe minime a acesteia. Strategia de comandă admisibilă se obține în acest caz minimizând un criteriu de forma :

$$J = E\{y^2(t+k)\} \quad (3.1)$$

unde, $E\{.\}$ este un operator de mediere.

O strategie de comandă admisibilă se definește ca o funcție de tipul :

$$u(t) = f(y(t), y(t-1), \dots, u(t-1), u(t-2), \dots) \quad (3.2)$$

Rezultă deci că, problema de comandă adaptivă în acest caz constă în sinteza unei legi de comandă (algoritm de conducere) $u(t)$ de forma (3.2), astfel încât să se minimizeze o funcție criteriu pătratică (J) de forma (3.2) (deci o minimizare a varianței ieșirii).

Observație: Criteriul de performanță (3.1), ca de altfel și cele care vor fi considerate în continuare, trebuie privit în sensul predicției :

$$J = E\{y^2(t+k)/t\} \quad (3.3)$$

adică trebuie să se dispună de predicția ieșirii peste k pași, bazată pe datele existente la momentul t (predicția peste k pași).

b) Problema de urmărire

Criteriul de performanță (3.1) poate fi modificat astfel încât strategia de comandă obținută să permită și rezolvarea problemei de urmărire. În acest caz obiectivul comenzii constă în minimizarea unui criteriu de forma:

$$J = E\{[y(t+k) - w(t)]^2\} \quad (3.4)$$

unde $w(t)$ reprezintă mărimea de referință cunoscută.

Observație: Este ușor de remarcat că funcția criteriu (3.1) este o particularizare a funcției criteriu (3.4) pentru o referință $w(t)=0$.

c) Problema penalizării comenzii

Algoritmii de comandă autoacordabili cu criteriu de varianță minimă sunt simpli dar uneori neadecvați unor situații practice, deoarece nu iau în considerare valoarea amplitudinii comenzii care se aplică procesului. Astfel comanda poate lua valori inadmisibil de mari care să împingă sistemul de reglare adaptivă în zona de instabilitate sau, în situațiile practice, să ducă la o saturare a elementului de execuție.

Situația poate fi evitată prin introducerea unei limitări a mărimii de comandă, considerând în funcția obiectiv un factor de penalizare a comenzii, notat cu ρ . În acest caz strategia de comandă se obține minimizând o funcție criteriu pătratic care se obține prin adăugarea la funcția dată de relația (3.4) și a unei componente de minimizare a varianței comenzii:

$$J = E\{[y(t+k) - w(t)]^2 + \rho u^2(t)\} \quad (3.5)$$

Forma (3.5) a criteriului J , care este un criteriu pătratic cu orizont de timp redus, permite rezolvarea simultană a problemelor de reglare și de urmărire.

Criteriul pătratic (3.5) reprezintă o extindere a criteriului de varianță minimă. Efectul utilizării acestui criteriului (3.5) constă în realizarea unui compromis între reducerea varianței comenzii și creșterea corespunzătoare a varianței ieșirii. Introducerea factorului de penalizare ρ conduce în general la realizarea unui compromis adecvat, în sensul că, chiar o ponderare puternică a comenzii are ca efect doar o creștere nesemnificativă a varianței ieșirii. Strategia de comandă adaptivă autoacordabilă poate fi obținută minimizând o funcție obiectiv care reprezintă o generalizare a criteriului (3.5):

$$J = E\{[P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t)]^2 + Q'(z^{-1})u^2(t)\} \quad (3.6)$$

unde, polinoamele (în operatorul de întârziere z^{-1}) $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ și $Q'(z^{-1})$ pot fi particularizate în funcție de obiectivele impuse conducerii adaptive. Funcția criteriu (3.6), printr-o alegere potrivită a filtrelor $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ și $Q'(z^{-1})$, poate fi utilizată și pentru rezolvarea problemei de alocare de poli [All80].

Toate aceste aspecte pe scurt tratate, vor fi reluate și dezvoltate în paragrafele ulterioare.

După cum s-a menționat deja, structura unui SAAC evidențiază două funcții principale:

- funcția de estimare parametrică;
- funcția de sinteză propriu zisă a legii de comandă.

Asupra acestora din urmă s-au făcut anterior câteva referiri succinte, cu punctarea câtorva aspecte și probleme de bază, urmând a fi tratată pe larg în cadrul câtorva paragrafe ulterioare ale acestui capitol.

Strategia de comandă autoacordabilă conduce la o lege de comandă calculată ca o funcție de vectorul parametrilor ajustabili ($\hat{\beta}(t)$) ai regulatorului și de un vector $X(t)$ compus din datele măsurate ale intrărilor și ieșirilor trecute ale procesului condus:

$$u(t) = f[X(t), \hat{\beta}(t)] \quad (3.7)$$

Parametrii regulatorului, incluși în vectorul $\hat{\beta}$, sunt ajustați la fiecare pas în funcție de parametrii procesului determinați printr-o procedură de estimare:

$$\hat{\beta}(t) = \hat{\beta}[\hat{\theta}(t)] \quad (3.8)$$

unde $\hat{\theta}(t)$ reprezintă vectorul parametrilor estimați ai procesului, pe baza măsurătorilor efectuate asupra intrărilor și ieșirilor anterioare pasului t .

Observație: În multe situații (după cum se va putea observa în paragrafele următoare), parametrii estimați ai regulatorului pot să coincidă practic cu parametrii estimați ai procesului (eventual cu semn schimbat). Din acest motiv, clasificarea RAA în două categorii distincte -explicite respectiv implicite- poate fi uneori destul de interpretabilă.

Vectorul estimațiilor parametrilor procesului $\hat{\theta}(t)$ se poate calcula fie pe baza unei relații recursive de forma (utilizând, de exemplu, un estimator recursiv CMMP):

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + F[t, \hat{\theta}(t-1), X(t), y(t)] \quad (3.9)$$

fie pe baza unei relații nerecursive (utilizând un estimator nerecursiv, exact, bazat, de exemplu, pe o transformarea ortogonală de tip Givens):

$$\hat{\theta}(t) = F[t, X(t), y(t)] \quad (3.10)$$

Setul de relații (3.7), (3.8), (3.9) sau (3.7), (3.8), (3.10) definesc astfel un RAA.

Conducerea autoacordabilă combină deci un algoritm de estimare parametrică on-line, considerând pentru modelul procesului și al zgomotului o ecuație cu diferențe, cu un algoritm de reglare.

Avându-se în vedere ca, în general, semnalele stochastice acționează asupra ieșirii procesului prin intermediul unui filtru de perturbație, se impune selectarea acelei metode de estimare care se poate aplica modelului de zgomot considerat.

În continuare sunt abordate aspecte referitoare la procesul de estimare parametrică, parte integrantă a unui sistem de conducere adaptivă autoacordabilă.

3.2. Algoritmi de estimare a parametrilor sistemelor

3.2.1. Preliminarii

Estimarea parametrică on-line constituie un element cheie în contextul unei structuri de conducere adaptivă autoacordabilă. Față de metodele de estimare off-line, la care vectorul parametrilor unui model se obțineau prin prelucrarea întregului șir de măsurători realizate, algoritmii de estimare on-line primesc în mod continuu date măsurate din proces și realizează o recalculare a vectorului parametrilor pentru fiecare nou moment de timp la care se dispune de un nou set de valori măsurate.

Estimarea parametrilor unor proceselor invariante în timp nu ridică probleme deosebite, metodele de estimare folosite putând fi atât de tip off-line cât și on-line. În cazul

unor procese cu o dinamică variabilă în timp (datorată spre exemplu unor modificări în timp a parametrilor), metodele de estimare on-line sunt singurele adecvate. O metodă de estimare off-line determina un model cu parametrii constanți, la procesele cu dinamică variabilă acest model putând fi considerat ca un “model mediu” aproximativ, neputând urmări variațiile în timp ale parametrilor [Ter80][Ter87][Hak97].

O categorie aparte de estimatori on-line o constituie cea care folosește algoritmi numerici recursivi. Aceștia permit calculul noului estimat prin actualizarea celui vechi, ținând cont de ultimele date măsurate (observații). În acest caz estimările parametrilor pot fi rapid și ușor adaptate noilor măsurători, putându-se realiza o urmărire în timp a variațiilor reale ale parametrilor. Bibliografia de specialitate clasifică aceste variații în două categorii: variații continue și lente în timp și variații rare și bruște [Cal88]. Estimatorii recursivi sunt adecvați mai ales pentru urmărirea unor modificări lente ale parametrilor proceselor dar (după cum se va arata) acești algoritmi pot fi particularizați și acordați corespunzător pentru realizarea unor bune performanțe și pentru variații rare și bruște.

Pentru acest din urmă caz se pot utiliza (ținând cont de creșterea deosebită a puterii de calcul din ultimii ani) și estimatori on-line nerecursivi, a căror volum de calcule matematice este evident substanțial mai mare [Sod87_2][Val96]. Analizând problema din punct de vedere pur matematic, un algoritm recursiv oferă o soluție convergentă la limită, pentru rezolvarea unui sistem liniar de ecuații, în timp ce un algoritm nerecursiv (bazat de exemplu pe transformări ortogonale) oferă o soluție exactă încă de la prima prelucrare a unui set complet și valid de date. Deci reducerea volumului de calcul specific unor metode recursive se face cu prețul unei precizii mai mici față de metodele nerecursive. Un exemplu de astfel de algoritm de estimare nerecursiv bazat pe transformata ortogonală Givens va fi prezentat într-un paragraf următor.

Există o multitudine de procedee matematice cu ajutorul cărora se pot obține metode de estimare (sau identificare) on-line (sau în timp real). Referitor la estimarea parametrică recursivă cea mai uzitată metodă (introdusă chiar de Gauss în 1800) este metoda celor mai mici pătrate (CMMP). Având ca procedură nucleu algoritmul celor mai mici pătrate, prin diverse particularizări ale modelului zgomotului adoptat, funcție de dinamica procesului, sunt enumerate cele mai reprezentative metode de estimare derivate din acesta:

- metoda celor mai mici pătrate (CMMP);
- metoda celor mai mici pătrate generalizată (CMMPG);
- metoda variabilei instrumentale (VI);
- metoda celor mai mici pătrate extinse (CMMPE);
- metoda verosimilității maxime (VM), etc.

În continuare se va face o analiză a estimatorului CMMP și corelat cu acesta se realizează o succintă abordare unitară a metodelor de estimare on-line anterior menționate.

3.2.2. Estimatorul celor mai mici pătrate (CMMP)

Fie un proces monovariabil (SISO) descris de următoarea ecuație cu diferențe (practic o ecuație de regresie liniară stohastică în formă discretă):

$$y(t) = \sum_{i=1}^n a_i y(t-i) + \sum_{j=k}^m b_j u(t-j) + v(t) \quad (3.11)$$

unde: $y(t)$, $u(t)$ și $v(t)$ reprezintă ieșirea, intrarea și respectiv zgomotul aditiv în ieșire la momentele discrete de timp $t=0, 1, 2, \dots$, a_i și b_j sunt parametrii modelului iar k timpul mort.

Presupunând disponibilă secvența de intrare $u(1), u(2), \dots$ și respectiv secvența de ieșire $y(1), y(2), \dots$ se consideră modelul stohastic al procesului scris sub forma:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + v(t) \quad (3.12)$$

unde polinoamele:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_mz^{-m} \end{aligned}$$

sunt polinoame stabile iar z^{-1} este operatorul de întârziere cu o perioadă de eșantionare. Zgomotul $v(t)$ este un proces stohastic care poate fi obținut [Ast70] prin trecerea unui zgomot alb printr-un filtru stabil:

$$v(t) = C(z^{-1})e(t) \quad (3.13)$$

$C(z^{-1}) = 1 + c_1z^{-1} + c_2z^{-2} + \dots + c_nz^{-n}$ - filtru stabil (nu este redusă cu nimic generalitatea problemei considerând tot n gradul polinomului C).

$e(t)$ este o secvența de variabile aleatoare independente, normal distribuite de medie $E[e(t)] = 0$ și dispersie $E[e^2(t)] = \sigma^2$ (zgomot alb discret).

Modelul (3.12) este referit în literatura de specialitate ca model CARMA (Controlled Auto-Regressive Moving Average) și ținând cont de relația (3.13) poate fi rescris:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) \quad (3.14)$$

Modelul care urmează să fie determinat utilizând una dintre metodele de estimare parametrică on-line menționate este de aceeași formă (ordin) cu modelul (3.12):

$$\hat{A}(z^{-1})y(t) = z^{-k}\hat{B}(z^{-1})u(t) + \hat{v}(t) \quad (3.15)$$

unde: $\hat{A}(z^{-1}) = 1 + \hat{a}_1z^{-1} + \hat{a}_2z^{-2} + \dots + \hat{a}_nz^{-n}$

$$\hat{B}(z^{-1}) = \hat{b}_0 + \hat{b}_1z^{-1} + \hat{b}_2z^{-2} + \dots + \hat{b}_mz^{-m}$$

și $\hat{v}(t) = \hat{C}(z^{-1})\hat{e}(t)$, unde $\hat{e}(t)$ este eroarea ecuației sau reziduul modelului, iar filtrul stabil $\hat{C}(z^{-1})$ având aceeași formă ca $C(z^{-1})$, are diferite expresii funcție de metoda considerată.

Astfel, pentru metoda celor mai mici pătrate (CMMP): $\hat{C}(z^{-1}) = 1$.

Pentru metoda variabilei instrumentale (VI) forma filtrului rațional $\hat{C}(z^{-1})$ nu este specificată, fiind în principiu indiferentă. Pentru metoda celor mai mici pătrate generalizată (CMMPG) se alege:

$$\hat{C}(z^{-1}) = \frac{1}{\hat{D}(z^{-1})}, \text{ cu } \hat{D}(z^{-1}) = \hat{d}_0 + \hat{d}_1z^{-1} + \hat{d}_2z^{-2} + \dots + \hat{d}_{nd}z^{-nd} \text{ iar pentru metodele celor}$$

mai mici pătrate extinse (CMMPE) și verosimilității maxime (VM): $\hat{C}(z^{-1}) = \frac{\hat{E}(z^{-1})}{\hat{D}(z^{-1})}$ cu

$$\hat{D}(z^{-1}) = \hat{d}_0 + \hat{d}_1z^{-1} + \hat{d}_2z^{-2} + \dots + \hat{d}_{nd}z^{-nd}.$$

3.2.2.1. Estimatorul CMMP off-line

Având în vedere modelul descris de relația (3.14), dacă sistemul (procesul) care se dorește a fi condus este cunoscut, parametrii polinoamelor A, B, C sunt de asemenea cunoscuți și pot fi direct utilizați în sinteza unui strategii de conducere. Dacă sistemul este necunoscut, coeficienții polinoamelor menționate pot fi considerați ca fiind parametri obținuți pe baza prelucrării unor seturi măsurători, prelucrare dată de un algoritm de estimare.

În vederea realizării procesului de estimare, relația (3.14) este convenabil a fi scrisă sub o formă care scoate în evidență setul de date (măsurători) avute la dispoziție precum și obiectul estimării (vectorul estimațiilor sau vectorul parametrilor de estimat) [Wel95]:

$$y(t) = x^T(t)\theta + v(t) \quad (3.16)$$

unde

$\theta^T = [-a_1, -a_2, \dots, -a_n, b_1, b_2, \dots, b_m, c_1, c_2, \dots, c_n]$ este vectorul parametrilor necunoscuți iar $x^T(t) = [y(t-1), y(t-1), \dots, y(t-n), u(t-k), u(t-k-1), \dots, u(t-k-m), v(t-1), v(t-1), \dots, v(t-n)]$

este vectorul măsurătorilor (forma dată mai sus nefiind unică, depinzând de modul de definire a vectorului parametrilor).

Cum în general secvența de zgomot $v(t)$ este necunoscută, fără a afecta cu nimic generalitatea problemei, se poate considera că $C(z^{-1}) = 1$.

Relația (3.16) poate fi rescrisă:

$$y(t) = x^T(t)\theta + e(t) \quad (3.17)$$

În acest caz structura modelului estimat al procesului poate fi considerată ca fiind de forma:

$$y(t) = x^T(t)\hat{\theta} + \hat{e}(t) \quad (3.18)$$

unde $\hat{\theta}$ este vectorul estimațiilor iar $\hat{e}(t)$ este eroarea de estimare (asimilabilă zgomotului).

Din relațiile (3.17) și (3.18) rezulta:

$$\hat{e}(t) = e(t) + x^T(t)(\theta - \hat{\theta}) \quad (3.19)$$

și deci eroarea $\hat{e}(t)$ depinde de estimatul $\hat{\theta}$ iar în anumite cazuri eroarea de estimare (minimizată) este egală chiar cu zgomotul aditiv în ieșirea sistemului.

Rescriind relația (3.18) în forma matricială pentru un interval de timp discret $t=1, 2, \dots, N$, rezulta:

$$\begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^T(1) \\ x^T(2) \\ \vdots \\ x^T(N) \end{bmatrix} \hat{\theta} + \begin{bmatrix} \hat{e}(1) \\ \hat{e}(2) \\ \vdots \\ \hat{e}(N) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Pentru a fi posibilă estimarea parametrilor, deci obținerea estimatului $\hat{\theta}$, numărul N de ecuații din relația matricială (3.20), nu poate fi mai mic decât numărul de parametri care se doresc a fi estimați adică $n+m+l$.

Făcând următoarele notații:

$$Y^T = [y(1), y(2), \dots, y(N)]$$

$$\hat{e}^T = [\hat{e}(1), \hat{e}(2), \dots, \hat{e}(n)]$$

si

$$X = \begin{bmatrix} x^T(1) \\ x^T(2) \\ \dots \\ x^T(N) \end{bmatrix}$$

relația (3.20) devine:

$$Y(t) = X(t)\hat{\theta} + \hat{e}(t) \quad (3.21)$$

Rezultă că vectorul erorii de estimare este:

$$\hat{e}(t) = Y(t) - X(t)\hat{\theta} \quad (3.22)$$

Vectorul estimat al parametrilor $\hat{\theta}$ se obține prin minimizarea criteriului pătratic dat de suma pătratelor erorilor:

$$J = \sum_{t=1}^N \hat{e}^2(t) = \hat{e}^T \hat{e} \quad (3.23)$$

Relația (3.23) de definire a criteriului de minimizat poate fi rescrisă matricial:

$$\begin{aligned} J &= (Y - X\hat{\theta})^T (Y - X\hat{\theta}) = \\ &= Y^T Y - \hat{e}^T X^T Y - Y^T X \hat{e} + \hat{e}^T X^T X \hat{e} \end{aligned} \quad (3.24)$$

Punând condiția de minimizarea a acestui criteriu prin anularea derivatei de ordinul întâi se obține:

$$\begin{aligned} \frac{\partial J}{\partial \hat{\theta}} &= -2X^T Y + 2X^T X \hat{\theta} = 0 \quad \text{sau} \\ X^T Y &= X^T X \hat{\theta} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Rezultă :

$$\hat{\theta} = [X^T X]^{-1} [X^T Y] \quad (3.26)$$

Relația (3.26) reprezintă soluția estimatorului CMMP off-line. Se poate observa că există o astfel de soluție dacă matricea $[X^T X]$ este nesingulară (deci inversabilă).

Dacă se substituie Y obținut din relația (3.17) scrisă pentru momentele de timp discrete $t=1 \dots N$ în relația (3.26), rezultă deviația estimatului parametrilor :

$$\hat{\theta} - \theta = [X^T X]^{-1} X^T \hat{e} \quad (3.27)$$

unde $\hat{e} = [\hat{e}(1) \ \hat{e}(2) \ \dots \ \hat{e}(N)]^T$

625.155

Dacă secvența de zgomot este de medie nulă ($E[e(t)] = 0$, E - operator de mediere) atunci $E[\hat{\theta} - \theta] = 0$ și deci estimatorul este nedeviat.

3.2.2.2. Estimatorul recursiv CMMP on-line

Prezentarea variantei off-line a estimatorului CMMP, deși aceasta nu este direct utilizabilă în cadrul unei structuri de conducere în timp real, este utilă pentru obținerea relațiilor care constituie punctul de pornire pentru sinteza unei variante de estimare recursivă (on-line).

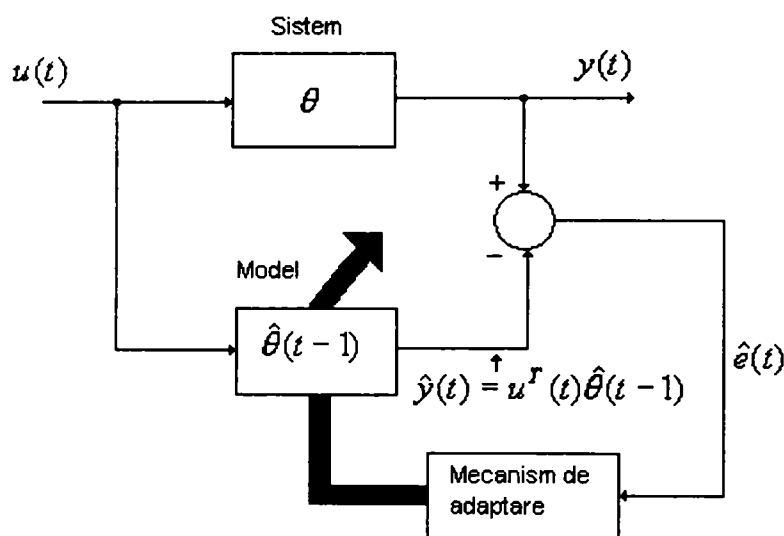


Fig. 3.1 Estimatorul CMMP vizualizat ca un algoritm iterativ

Figura prezintă estimatorul recursiv CMMP ca un proces iterativ, în care parametrii modelului (estimațiile) sunt ajustați printr-un mecanism de adaptare, bazat pe o măsurare și minimizare continuă a unei funcții eroare $\hat{e}(t)$.

La un moment dat de timp t vectorul măsurătorilor respectiv vectorul ieșirilor (vezi relația (3.20)) pot fi scriși:

$$X(t) = \begin{bmatrix} x^T(1) \\ x^T(2) \\ \vdots \\ x^T(t) \end{bmatrix} \quad \text{si} \quad Y(t) = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

iar la momentul de timp $(t+1)$:

$$X(t+1) = \begin{bmatrix} X(t) \\ x^T(t+1) \end{bmatrix} \quad \text{si} \quad Y(t+1) = \begin{bmatrix} Y(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Vectorul estimațiilor la momentul $t+1$ (pe baza relației (3.26)) este:

$$\hat{\theta}(t+1) = [X^T(t+1)X(t+1)]^{-1}[X^T(t+1)Y(t+1)] \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} \text{Dar: } X^T(t+1)X(t+1) &= [X^T(t)x(t+1)] \begin{bmatrix} X(t) \\ x^T(t+1) \end{bmatrix} = \\ &= X^T(t)X(t) + x(t+1)x^T(t+1) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Se poate observa ușor că noua matrice de covarianță $X^T(t+1)X(t+1)$ (la momentul de timp $t+1$) se obține doar printr-o simplă reactualizare a vechii valori a acesteia (valoarea corespunzătoare momentului t). Necesitatea imediat următoare este de a se găsi o cale de calcul a inversei acestei matrice de covarianță, fără a fi însă necesară realizarea unei operații de inversare matricială la fiecare nou pas de timp.

De asemenea al doilea termen din membrul stâng al relației (3.30) poate fi actualizat recursiv:

$$\begin{aligned} X^T(t+1)Y(t+1) &= [X^T(t)x(t+1)] \begin{bmatrix} Y(t) \\ y^T(t+1) \end{bmatrix} = \\ &= X^T(t)Y(t) + x(t+1)y^T(t+1) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Introducând notația: $P(t) = [X^T(t)X(t)]^{-1}$, rezultă:

$$\hat{\theta}(t) = P(t)[X^T(t)Y(t)] \quad (3.33)$$

sau echivalent:

$$\hat{\theta}(t+1) = P(t+1)[X^T(t+1)Y(t+1)] \quad (3.34)$$

și

$$P^{-1}(t+1) = P^{-1}(t) + x(t+1)x^T(t+1) \quad (3.35)$$

Matricea P se numește matrice de covarianță iar inversa acesteia P^{-1} poartă denumirea de matrice de informație.

Problema esențială care trebuie rezolvată constă în determinarea unei recurențe între $P(t+1)$ și $P(t)$. În acest sens se utilizează următoarea lemă de inversare matricială:

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B)^{-1}DA^{-1} \quad (3.36)$$

Făcând următoarele corespondențe între relațiile (3.35) și (3.36):

$$A = P^{-1}(t), \quad C = 1, \quad B = x(t+1), \quad D = x^T(t+1)$$

rezultă:

$$P(t+1) = P(t)\{I_{m+n+1} - x(t+1)[1 + x^T(t+1)P(t)x(t+1)]^{-1}x^T(t+1)P(t)\} \quad (3.37)$$

unde I_{m+n+1} (considerând întârzierea $k=1$) este matrice unitate ($\dim(I_{m+n+1}) = \dim(P) = \text{număr parametru de estimat}$).

Relația (3.37) permite reactualizarea valorii matricii P la fiecare nou moment de timp, fără a fi necesară realizarea unei operații de inversare matricială.

Termenul $[1 + x^T(t+1)P(t)x(t+1)]$ este un scalar iar inversul lui poate fi scris:

$$[1 + x^T(t+1)P(t)x(t+1)]^{-1} = \frac{1}{1 + x^T(t+1)P(t)x(t+1)}. \quad (3.38)$$

Făcând notația $\hat{e}(t+1) = y(t+1) - x^T(t+1)\hat{\theta}(t)$ (eroarea de estimare sau reziduul estimatorului, vezi fig.3.1) și înlocuind în relația (3.39) pe $y(t+1)$ rezultă:

$$X^T(t+1)Y(t+1) = X^T(t)Y(t) + x(t+1)x^T(t+1)\hat{\theta}(t) + x(t+1)\hat{e}(t+1) \quad (3.39)$$

Înlocuind pe $X^T(t+1)Y(t+1)$ și respectiv pe $X^T(t)Y(t)$ din relațiile (3.33), (3.34) în relația (3.39) și ținând cont apoi de relația (3.35) rezultă:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + P(t+1)x(t+1)\hat{e}(t+1) \quad (3.40)$$

Ecuatia (3.40) reprezintă relația recursivă dintre estimatul parametrilor la momentul $t+1$ și estimatul la momentul anterior.

Algoritmul recursiv de implementare a estimatorului CMMP este următorul:

Inițializări: $\hat{\theta}(0)$ și $P(0)$

La momentul de timp $t+1$:

Pas 1: Achiziția noilor date (măsurători) și formarea noului vector al măsurătorilor $x(t+1)$.

Pas 2: Calculul noi valori a erorii (reziduului estimatorului)

$$\hat{e}(t+1) = y(t+1) - x^T(t+1)\hat{\theta}(t)$$

Pas 3: Reactualizarea matricii $P(t+1)$

$$P(t+1) = P(t) \left[I_{m+n+1} - \frac{x(t+1)x^T(t+1)P(t)}{1 + x^T(t+1)P(t)x(t+1)} \right]$$

Pas 4: Reactualizarea estimațiilor:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + P(t+1)x(t+1)\hat{e}(t+1)$$

Pas 5: Așteptarea noului moment de eșantionare și salt înapoi la *Pas 1*.

Un astfel de algoritm de estimare recursivă este utilizat în cadrul structurilor de conducere adaptivă. Pe lângă sarcina principală de estimare a parametrilor procesului condus, estimațiile parametrilor trebuie să urmărească variațiile în timp ale parametrilor reali ai procesului. În general este vorba despre variații lente în timp ale parametrilor, dar algoritmul poate fi adaptat și pentru cazul urmării unor variații bruște și rare.

Cea mai folosită metodă de obținere a unui estimator recursiv bazat pe metoda CMMP care realizează o urmărire în timp a unor variații ale parametrilor procesului, constă în utilizarea unui factor de uitare (λ). Factorul de uitare are valori cuprinse în intervalul $\lambda \in [0.95, 1]$, rolul lui fiind de a realiza o deponderare a importanței măsurătorilor mai îndepărtate temporal, permițând o mai bună convergență a estimațiilor în cazul unor variații în timp ale parametrilor reali ai procesului.

Ca și în cazul formei normale (anterior prezentată) a estimatorului CMMP recursiv, punctul de plecare îl constituie tot minimizarea unei funcții de cost asemănătoare cu cea dată de relația (3.23):

$$J_t = \sum_{i=1}^t \lambda^{t-i} \hat{e}^2(i) \quad (3.41)$$

Efectul factorului de uitare λ poate fi ușor pus în evidență chiar printr-o rescriere corespunzătoare a criteriului de minimizat:

$$J_t = \lambda J_{t-1} + \hat{e}^2(t) \quad (3.42)$$

Întreaga procedură de calcul folosită în cazul anterior poate fi reparcursă și practic singura relație care se modifică este cea de reactualizare a matricii de covarianță (*Pas 3*):

$$P(t+1) = P(t) \left[I_{m+n+1} - \frac{x(t+1)x^T(t+1)P(t)}{\lambda + x^T(t+1)P(t)x(t+1)} \right] \quad (3.43)$$

Desigur, în etapa de inițializare trebuie aleasă o valoare adecvată pentru $\lambda \in [0.95, 1]$.

Rezumând, setul de ecuații care implementează estimatorul recursiv CMMP (utilizat și în structurile de conducere adaptive simulate) este următorul:

$$\begin{cases} \hat{e}(t+1) = y(t+1) - x^T(t+1)\hat{\theta}(t) \\ P(t+1) = P(t) \left[I_{m+n+1} - \frac{x(t+1)x^T(t+1)P(t)}{\lambda + x^T(t+1)P(t)x(t+1)} \right] \\ \hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + P(t+1)x(t+1)\hat{e}(t+1) \end{cases} \quad (3.44)$$

Analizând relațiile (3.44) după cum se poate observa și în cadrul algoritmului recursiv de implementare prezentat, startarea procesului de estimare presupune o inițializare prealabilă a unor parametri: $\theta(0)$ - valoarea inițială a vectorului estimațiilor, $P(0)$ - valoarea inițială a matricii de covarianță, respectiv λ (factorul de uitare) [Lju87][Ter87][Wel95]. Procedura uzuală mai prevede de asemenea ca startarea algoritmului de estimare să se realizeze după scurgerea unui interval de timp (câteva perioade de eșantionare) de la pornirea procesului, valoarea inițială a vectorului măsurătorilor $x(t)$ putând în acest fel să conțină măsurători reale din proces și nu doar niște date oarecare de inițializare.

De regulă, în practică nu se dispune de informații apriorice asupra valorilor parametrilor estimați. În acest caz o alegere rezonabilă pentru valoarea inițială a vectorului estimațiilor este $\hat{\theta}(0) = 0$. Dacă se dispune de informații apriorice asupra valorilor parametrilor reali ai procesului, atunci componentele vectorului $\hat{\theta}(0)$ se aleg în conformitate cu aceste informații.

Modul de alegere a valorii inițiale a matricii de covarianță $P(0)$ reflectă gradul de încredere în informațiile aprioric cunoscute asupra valorilor parametrilor de estimat: dacă aceste informații sunt inexistente, $P(0)$ trebuie ales cu valori suficient de mari pentru a permite corecții semnificative ale estimației inițiale $\hat{\theta}(0)$ iar dacă există astfel de informații apriorice, $P(0)$ trebuie să aibă valori mai mici pentru a se evita apariția unor eventuale efecte oscilante în evoluția estimațiilor. Alegerea uzuală este:

$P(0) = \alpha I$, unde α este un scalar ales corespunzător iar I este o matrice unitate.

De regulă scalarul $\alpha \in [10 \dots 10^6]$, absența informațiilor apriorice presupunând alegerea unor valori mari (mii, zeci de mii, sute de mii) iar existența unor informații apriorice relativ la valorile parametrilor presupunând pentru α valori mai mici (zeci, sute) [Cal88][Wel95].

Pornind de la însăși necesitatea care a impus introducerea factorului de uitare λ , alegerea valorii acestuia se face în funcție de varianța sau invarianța în timp a parametrilor procesului. După cum s-a mai precizat valorile uzuale sunt $\lambda \in [0.95, 1]$.

Dacă parametrii procesului înregistrează variații în timp, factorul de uitare se alege cu atât mai mic cu cât variațiile procesului sunt mai rapide (de regulă, în acest caz $\lambda \in [0.95 \dots 0.995]$). Dacă procesul este invariant în timp ar fi de așteptat ca alegerea $\lambda=1$ să fie optimală. Totuși, alegerea unui factor de uitare subunitar pentru primele câteva zeci de eșantioane ($0.995 \dots 0.99$) este benefică din punct de vedere al unei bune convergențe, permițând o deponderare treptată a influenței măsurărilor inițiale (mai îndepărtate temporal), urmând ca apoi să se aleagă $\lambda=1$.

Implementarea algoritmului recursiv CMMP (relațiile (3.44)) în cadrul unei aplicații concrete de conducere poate să ducă uneori la apariția unor probleme legate de stabilitatea numerică a algoritmului [Sim89]. Situația menționată poate să apară datorită relației directe de actualizare a matricii de covarianță P , această recursivitate putând conduce la calcule rău condiționate și instabilitate numerică. Aspectul de instabilitate numerică sesizat poate să apară datorită cumulării unor eventuale erori de rotunjire și trunchiere sau uneori, datorită unor cazuri particulare care conduc la utilizarea în calcule a unor așa zise "matrici rău condiționate" [Val96]. Adoptarea unor tehnici de factorizare matricială evită dificultățile numerice menționate. Actualizarea estimației în cadrul algoritmului CMMP se poate face utilizând diverse tehnici factorizare, fie a matricii de covarianță, fie a inversei acesteia adică a matricii de informație [Cal88]. Algoritmii care se obțin sunt echivalenți matematic cu algoritmul de bază (relațiile (3.44)), avantajul pe care-l oferă fiind o mult mai bună stabilitate numerică. Principiul de bază al factorizărilor matriciale are la bază tehnica rotațiilor plane și fără a intra în detalii suplimentare sunt amintite doar două astfel de factorizări [Cal88][Sim89][Lju87]:

- factorizarea Cholesky sau SQ (rădăcina pătrată):

$$P(t) = S(t)S(t)^T \quad (3.45)$$

unde $S(t)$ este o matrice superior triunghiulară (numită rădăcina pătrată a lui $P(t)$), în cadrul algoritmului recursiv înlocuindu-se propagarea de la un pas la altul a matricii de covarianță cu propagarea rădăcinei acesteia, care este permanent o matrice pozitiv definită.

- factorizarea U-D:

$$P(t) = U(t)D(t)U(t)^T \quad (3.46)$$

unde $U(t)$ este o matrice superior triunghiulară iar $D(t)$ este o matrice diagonală.

3.2.3. Algoritm de estimare bazat pe transformarea ortogonală Givens

Estimatorul off-line în sensul CMMP, având ca bază de pornire relația (3.21), asigură rezolvarea sistemului de ecuații liniare supradeterminat.

$$Y(t) = X(t)\hat{\theta} + \hat{e}(t) \quad (3.47)$$

$$\text{soluția obținută fiind dată de relația: } \hat{\theta} = [X^T X]^{-1} X^T Y \quad (3.48)$$

Din algebra liniară sunt cunoscute următoarele rezultate [Val96]:

- a) $\hat{\theta}$ reprezintă pseudosoluția în sensul CMMP a sistemului de ecuații (3.47);
- b) X^+ se numește pseudoinversa matricii X și este definită de:

$$X^+ = [X^T X]^{-1} X^T \quad (3.49)$$

- c) calculul pseudoinversei pe baza relației (3.49) poate să nu fie numeric stabil, erori mici de rotunjire conducând de multe ori la erori grosolane pentru X^+ sau matricea X poate fi o matrice

rău condiționată iar în acest caz, chiar în cazul unor calcule de o precizie deosebită, se obțin rezultate false pentru estimatul $\hat{\theta}$;

d) utilizarea transformărilor ortogonale (TO) constituie proceduri de calcul numeric stabile pentru determinarea pseudosoluției în sens CMMP;

3.2.3.1. Transformarea ortogonală Givens

Rezolvarea setului de ecuațiilor (3.47) cu ajutorul TO Givens presupune formarea unei matricii extinse obținute prin completarea matricii X (matricea observațiilor sau măsurătorilor) cu coloana Y corespunzătoare termenilor liberi ai ieșirii, astfel:

$$X_e = [X \ Y] = \begin{bmatrix} x^T(1) & y(1) \\ x^T(2) & y(2) \\ \dots & \dots \\ x^T(K) & y(K) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_e(1) \\ x_e(2) \\ \dots \\ x_e(K) \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

În scrierea relației s-a ținut cont de notațiile date de relațiile (3.28).

Se consideră două linii i și j ale matricii extinse X_e , de forma următoare:

$$x_e(i) = [0, \dots, 0, x_{i,i}, \dots, x_{i,k}, \dots, x_{i,n+1}] \quad (3.51)$$

$$x_e(j) = [0, \dots, 0, x_{j,i}, \dots, x_{j,k}, \dots, x_{j,n+1}]$$

Liniilor date de relațiile (3.51) li se aplică transformarea ortogonală Givens definită de:

$$\begin{bmatrix} c & p \\ p & -c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_e(i) \\ x_e(j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x'_e(i) \\ x'_e(j) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

unde prima matrice, $Q = \begin{bmatrix} c & p \\ p & -c \end{bmatrix}$ este o matrice ortogonală, legătura dintre elementele acesteia

fiind dată de relația $c^2 + p^2 = 1$ (3.53)

Aplicarea transformării ortogonale definite de relația (3.52) conduce la următoarea formă pentru liniile $x'_e(i)$ și $x'_e(j)$:

$$x'_e(i) = [0, \dots, 0, x'_{i,i}, \dots, x'_{i,k}, \dots, x'_{i,n+1}] \quad (3.54)$$

$$x'_e(j) = [0, \dots, 0, 0, \dots, x'_{j,k}, \dots, x'_{j,n+1}]$$

Analizând relațiile (3.54) se poate observa că transformarea ortogonală aplicată are ca efect anularea elementului $x'_{j,i} = 0$.

Din relațiile (3.53) și (3.54) rezultă expresiile pentru elementele matricii Q :

$$c = \frac{x_{i,i}}{\sqrt{x_{i,i}^2 + x_{j,i}^2}} \quad (3.55)$$

$$p = \frac{x_{j,i}}{\sqrt{x_{i,i}^2 + x_{j,i}^2}} \quad (3.56)$$

Ținând cont de relația (3.52), după aplicarea TO Givens elementele liniilor $x_e(i)$ și $x_e(j)$ ale matricii extinse vor fi de forma:

$$x'_{i,k} = cx_{i,k} + px_{j,k} \quad (3.57)$$

$$x'_{j,k} = px_{i,k} - cx_{j,k} \quad (3.58)$$

Relațiile (3.55) ... (3.58) definesc complet TO Givens.

Așa cum se remarcă din (3.54), un pas de calcul (adică o rotație Givens) anulează un termen $x(j,i)$ al matricii extinse X_e . Strategia de factorizare a matricii X_e presupune anularea succesivă a termenilor subdiagonali ai acesteia prin rotații Givens succesive, pornind din colțul de nord-vest al matricii X_e și parcurgând liniile în ordine crescătoare.

Ca urmare, termenii se vor modifica în următoarea ordine de parcurgere a indicilor i, j, k în relațiile (3.55) ... (3.58):

$$j = 2, \dots, K \quad (3.59)$$

$$i = 1, \dots, P; \quad P = \begin{cases} j-1, & j \leq n \\ n, & j > n \end{cases}$$

$$k = i, \dots, n+1$$

O imagine vizuală a strategiei de calcul adoptate este prezentată mai jos pentru o matrice [4 x 3]:

$$X_e = \begin{bmatrix} x & x & x \\ x & x & x \\ x & x & x \\ x & x & x \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} x & x & x \\ 0 & x & x \\ x & x & x \\ x & x & x \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} x & x & x \\ 0 & x & x \\ 0 & x & x \\ x & x & x \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} x & x & x \\ 0 & x & x \\ 0 & 0 & x \\ x & x & x \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} x & x & x \\ 0 & x & x \\ 0 & 0 & x \\ 0 & x & x \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} x & x & x \\ 0 & x & x \\ 0 & 0 & x \\ 0 & 0 & x \end{bmatrix}$$

Prin substituție inversă rezultă soluția $\hat{\theta}$ din ultima matrice. Procedul de substituție inversă, cunoscut ca algoritmul Gauss de rezolvare a sistemelor de ecuații liniare, se caracterizează printr-o mare eficiență de calcul, ordinea de stabilire a parametrilor estimați fiind de la $\hat{\theta}_n$ la $\hat{\theta}_1$ (adică $\hat{b}_3, \hat{b}_2, \hat{b}_1, \hat{b}_0, \hat{a}_4, \hat{a}_3, \hat{a}_2, \hat{a}_1$).

3.2.3.2. Descrierea algoritmului de estimare on-line bazat pe transformarea ortogonală Givens

Algoritmul de estimare bazat TO Givens este fundamentat pe proprietatea transformării ortogonale Givens de a lăsa "deschisă" matricea X_e . Cu alte cuvinte, adăugarea unei noi linii matricii extinse X'_e (asupra căreia s-a aplicat deja o transformare ortogonală în vederea anularii elementelor subdiagonale) presupune doar anularea elementelor noii linii (cu relațiile de transformare (3.55) ... (3.58)). Faptului că la determinarea soluției $\hat{\theta}$ nu sunt necesare ultimele linii ale matricii X_e (linii care îi conferă sistemului de ecuații caracterul de supradeterminare), oferă posibilitatea folosirii permanente a spațiului ultimei linii din X_e pentru adăugarea unei noi (ecuația corespunzătoare unui nou set de măsurători din proces). În acest fel se face o importantă economie de memorie pe de o parte, iar pe de altă parte algoritmul este foarte ușor de implementat software.

Orice achiziție pentru o nouă pereche de date măsurate intrare-iesire (u, y), presupunând doar înlocuirea ultimei linii a matricii (deja transformate) și anularea elementelor ei (subdiagonale) printr-o transformare ortogonală, necesitând un timp și efort de calcul mult

redus, ceea ce conferă algoritmului rapiditate și deci posibilitatea utilizării lui în cadrul unor operații de estimare on-line a parametrilor proceselor.

Algoritmul de estimare propus în lucrare, presupune parcurgerea următoarelor etape:

1. Se inițializează matricea extinsă X_e cu primele perechi necesare de măsurători $u(t)$, $y(t)$, astfel încât numărul de linii ale acesteia să fie cel puțin egal cu numărul de parametri de estimat
2. Se calculează X'_e folosind TO Givens;
3. La momentul $t+1$ se prelevează perechea de date $u(t+1)$, $y(t+1)$ și se formează linia $x_e(t+1)$. Această nouă linie va substitui ultima linie (corespunzătoare momentului de timp t) din matricea X'_e . Aplicarea transformării ortogonale doar în scopul anularii elementelor subdiagonale ale acestei noi linii va conduce la obținerea unei noi matrici extinse transformate X'_e .
4. Prin substituție inversă se rezolvă sistemul de ecuații echivalent astfel obținut, rezultând vectorul estimațiilor la momentul $t+1$: $\hat{\theta}(t+1)$;
5. Se revine la pasul de calcul 3.

Algoritmul de rezolvare a unui sistem de ecuații liniare (operație care stă de fapt la baza sintezei oricărui estimator de parametri), utilizând o transformare ortogonală Givens urmată de o soluționare a noului sistem echivalent de ecuații, printr-o substituție inversă de tip Gauss, este prezentat în continuare într-o formă pseudolimbaj de programare, ușor de transpus în orice limbaj de nivel înalt (C, Pascal) [Val96]:

```
Givens(m,n,A,b,x,Q,R)

/*Intrări : m=numărul de linii (ecuații)
/*          n=numărul de coloane (necunoscute)
/*          A=matricea sistemului
/*          b=vectorul termenilor liberi
/*Ieșiri:  x=vectorul necunoscutelor
/*          Q=matricea factor ortogonala
/*          R=factorul superior triunghiular

{ Q[1:m,1:m] ← 0
  pentru I ← 1:m repetă Q[i,i] ← 1
    pentru k ← 1:n repeta
      pentru l ← k+1:m repeta
        {   r0 ← sqrt(A[k,k]^2+A[l,k]^2)
          c ← A[k,k]/r0
          s ← -A[l,k]/r0
          t[k:n] ← c*A[k,k:n]-s*A[l,k:n]
          A[l,k:n] ← s*A[k,k:n]+c*A[l,k:n]
          A[k,k:n] ← t[k:n]
          U ← c*b[k]-s*b[l]
          B[l] ← s*b[k]+c*b[l]
          B[k] ← u
          t[1:m] ← c*Q[k,1:m]-s*Q[l,1:m]
          Q[l,1:m] ← s*Q[k,1:m]+c*Q[l,1:m]
          Q[k,1:m] ← t[1:m]   }

% Obținere soluții prin substituție inversă:
```

```

Pentru i ← n:1 repeta
{
    s ← A[i,i+1:n]*x[i+1:n]
    x[i] ← (b[i]-s)/A[i,i] }
R ← A
Q ← QT }

```

Adaptarea acestei secvențe algoritmice descrisă într-un pseudolimbaj de programare, la o transpunere concretă în limbajul Matlab with Simulink, în scopul realizării unor implementări și simulări a unor sisteme adaptive autoacordabile utilizând un estimator de parametri bazat pe transformarea ortogonală Givens, este prezentată mai jos sub forma unei funcții Matlab.

```

Function [sys, x0, str, ts] = togivens(t,x,u,flag,nstates,nr_ec,dt)

% TOGIVENS S-Function –funcție de estimare a parametrilor.
% Program Matlab destinat utilizării în Simulink în cadrul unui bloc S – function
%          nr_ec:          numărul de ecuații
%          nstates:       ordinul regresiei -număr stări anterioare
%          dt:            perioada de eșantionare
%          theta:         vectorul estimațiilor
%          phi:           vectorul măsurătorilor (stărilor)

if abs(flag) == 2
% la fiecare nouă perioadă de eșantionare returnează noile estimații
% actualizare estimații
    theta = x(1:nstates);
% declarare matrice măsurători extinsă
    Xe=zeros(nstates+nr_ec,nstates+1);
% actualizare matrice măsurători extinsă
    Xe(:)=x(nstates+1:nstates+(nstates+1)*(nstates+nr_ec));
% actualizare ieșire sistem
    yk = u(nstates + 1);
% actualizare vector măsurători
    phi = u(1:nstates);
    A=Xe(:,1:nstates); % matricea sistemului
    b=Xe(:,nstates+1); % vectorul termenilor liberi

% algoritm de ortogonalizare Givens
for k=1:nstates,
    for l=k+1:(nstates+nr_ec),
        r0=sqrt(A(k,k)*A(k,k)+A(l,k)*A(l,k));
        c=A(k,k)/r0;
        s=-A(l,k)/r0;
        for j=k:nstates
            t(j)=c*A(k,j)-s*A(l,j);
        end
        for j=k:nstates
            A(l,j)=s*A(k,j)+c*A(l,j);
        end
    end
end
for j=k:nstates

```

```

                A(k,j)=t(j);
            end
            u=c*b(k)-s*b(l);
            b(l)=s*b(k)+c*b(l);
            b(k)=u;
        end
    end

% rezolvare prin substituție inversă (Gauss)
for i=nstates:-1:1
    s=0;
    for f=i+1:nstates
        s=s+A(i,f)*x(f);
    end
    x(i)=(b(i)-s)/A(i,i);
end
theta_new=x'; % estimatii returnate
% reactualizare matrice sistem
Anew=[Xe(1:nstates+nr_ec-1,:); [phi' yk]];

sys=[theta_new', Anew(:)']; % vector de ieșire returnat de
                             % funcție după o perioadă de eșantionare

elseif flag==4 %flag=4 ->returnează următoarea perioadă de eșantionare
    sys = [];
elseif flag==0 % flag=0 -> returnează dimensiunile parametrilor si
                % condițiile inițiale

    sys(1) = 0;
    sys(2) = nstates+(nstates+1)*(nstates+4);
    sys(3) = nstates;
    sys(5) = 0;
    sys(6) = 0;
    sys(7) = 1;
% inițializare matrice extinsă a măsurătorilor
Xe=ones(nstates+nr_ec,nstates+1)+0.1*rand(nstates+nr_ec,nstates+1);
% inițializare vector ieșire x
x0=[zeros(nstates,1)',Xe(:)'];
    ts = [dt, 0]; % perioadă de eșantionare
elseif flag==3 % flag=3 -> returnează ieșirile la fiecare
                % perioadă de eșantionare
    sys(:) = x(1:nstates);
else
    sys = [];
end

```

Se precizează că funcția Matlab astfel proiectată, lucrând în "spatele" unui bloc Simulink care implementează practic estimatorul parametric, este contribuția autorului. O astfel de funcție nu există în Tollbox-ul de System Identification al Matlab-ului, proiectarea ei făcându-se printr-o analogie cu structura unei funcții standard Matlab, destinată implementării unui algoritm de estimare recursiv CMMP (rlsrest.m).

3.3. Sinteza legilor de conducere adaptivă autoacordabilă

Sinteza unei legi generalizate de conducere adaptivă autoacordabilă constă în proiectarea unui RAA (deci a unui algoritm de reglare numerică) care să genereze o astfel de secvență de comandă $u(t)$ capabilă să asigure atingerea unor obiective aprioric impuse: minimizarea varianței ieșirii procesului supus acțiunii unor perturbații stochastice, rezolvarea problemei de urmărire în raport cu referința precum și asigurarea unei penalizări corespunzătoare a mărimii comenzii [Ast84][Dum85][Ast89][Wei95].

Atingerea acestor obiective necesită rezolvarea unei problematici legate de două aspecte de sinteza:

- construcția unui predictor al ieșirii $y(t+k/t)$ (prin termenul $y(t+k/t)$ s-a notat predicția ieșirii la momentul de timp $(t+k)$, bazată pe măsurătorile disponibile la momentul de timp t).
- alegerea unei funcții obiectiv în concordanță cu obiectivele impuse și minimizarea acesteia în vederea sintezei propriu zise a legii de comandă adaptivă

Cele menționate anterior sugerează ideea că un algoritm de varianță minimă, pentru un proces perturbat stochastic, poate fi obținut ca și soluție a unei probleme de predicție. Astfel, într-o primă etapă, se impune determinarea unui predictor (optimal) a ieșirii în k pași $y(t+k/t)$ iar în cea de a doua, strategia de comandă se determină astfel încât valoarea de predicție a ieșirii să se suprapună peste valoarea dorită a ieșirii (eroarea de reglare să fie egală cu eroarea de predicție). Deci practic, problema de control stochastic, care devine (într-un anumit sens) o problemă de control optimal, poate fi separată în două probleme distincte: o problemă de predicție și una de reglare. Variantele de strategii de varianță minimă sunt determinate de complexitatea procesului, de modelul utilizat pentru filtrul de zgomot precum și de tipul funcției obiectiv considerate.

3.3.1. Strategii de conducere autoacordabilă de varianță minimă generalizată

Strategia de comandă considerată în cele ce urmează reprezintă o generalizare a strategiilor de minimă varianță de bază sau modificate (prezentate în paragraful 3.1).

Deoarece sinteza unui RAA se bazează pe un model al procesului obținut din date (măsurători) intrare-iesire, sunt necesare câteva precizări legate de cea mai adecvată formă de reprezentare a modelului procesului. Astfel, pentru scopul menționat se utilizează un model al procesului având următoarele caracteristici :

- este discret, regulatorul fiind numeric și operând cu valori eșantionate ale măsurătorilor;
- reprezintă o liniarizare locală a modelului procesului real, corespunzând unei probleme de comandă pentru variații mici ale ieșirii în jurul valorii nominale de funcționare;
- include un timp mort;
- perturbațiile stochastice sunt modelate sub forma unui zgomot alb trecut printr-un filtru rațional stabil;
- include (uneori) un termen constant pentru a scoate în evidență faptul că reprezintă o liniarizare locală a modelului real, în raport cu un punct de funcționare dat (comandă nulă poate produce o ieșire diferită de zero).

Cele menționate conduc la o structură de model a procesului descrisă de următoarea ecuație cu diferențe stochastice:

$$A(z^{-1})y(t) = q^{-k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) + d \quad (3.60)$$

unde A, B, C sunt polinoame stabile (neavând nici un factor comun) în operatorul de întârziere z^{-1} (întârziere cu o perioadă de eşantionare), având expresiile:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}$$

$$\hat{B}(z^{-1}) = \hat{b}_0 + \hat{b}_1 z^{-1} + \hat{b}_2 z^{-2} + \dots + \hat{b}_m z^{-m}$$

$$C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots + c_n z^{-n}$$

iar: $y(t), u(t)$ - ieşirea respectiv intrarea procesului;

$e(t)$ - zgomot aleator de medie nulă $E[e(t)] = 0$ şi varianţă $E[e^2(t)] = \sigma^2$ (necorelat cu celelalte semnale);

d - constantă care descrie ieşirea în regim staţionar a procesului pentru o intrare nulă;

k - timpul mort ca număr întreg de perioade de eşantionare.

Structura generală a unui sistem de conducere adaptivă autoacordabilă, având procesul condus descris prin ecuaţia (3.60), este prezentată în figura 3.2.

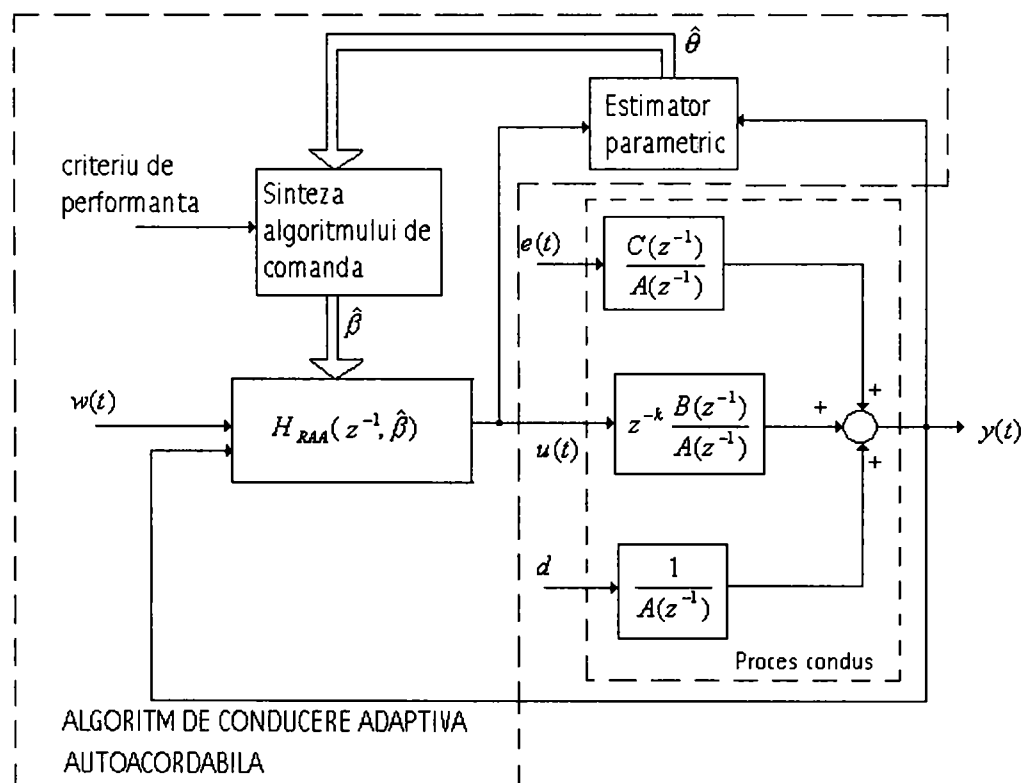


Fig. 3.2 Structura unui sistem adaptiv cu autoacordare

Strategia de comandă implică minimizarea unei funcții criteriu pătratică cu orizont de timp redus, de forma generală dată de relația (3.61) [Dum85][Cal88][Ast89][Wel95]:

$$J = E \left\{ \left[P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t) \right]^2 + \left[Q'(z^{-1})u(t) \right]^2 \right\} \quad (3.61)$$

unde $w(t)$ - referința sistemului, $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ și $Q'(z^{-1})$ fiind polinoame (în operatorul de întârziere z^{-1}) care pot fi particularizate în funcție de obiectivele impuse conducerii adaptive.

Aplicabilitatea unei strategii generalizate este foarte largă, permițând obținerea unor comenzi stabile și pentru sistemele cu fază neminiată. Diverse variante obținute din forma generalizată (3.61) prin particularizarea polinoamelor $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ și $Q'(z^{-1})$ sunt prezentate în [Pet73][Ast77][Cla79][Goo81][Cal88][Ast89][Wel95].

Sinteza comenzii se rezolvă prin defalcare ei în două probleme: problema de predicție - constând în construcția predictorului optimal peste k pași a ieșirii -, respectiv problema de reglare - constând în determinarea comenzii care minimizează criteriul (3.61).

3.3.1.1. Problema de predicție

Analiza relației (3.61), care descrie criteriul pătratic de minimizat în vederea obținerii legii de comanda, pune în evidență termenul $y(t+k)$, deci ieșirea la momentul $t+k$ care, după cum s-a mai precizat în paragraful 3.1, trebuie interpretat în sensul unei predicții peste k pași.

Necesitatea construcției unui predictor derivă din existența unui timp mort al procesului (termenul z^{-k} în modelul dat de relația (3.60)). Dacă algoritmul de reglare s-ar proiecta utilizând o schemă cu reacție rigidă, atunci în absența unui predictor de ordinul k al ieșirii procesului (deci și al erorii buclei), sistemul are același timp mort k , atât în buclă închisă cât și în buclă deschisă. O comandă automată nepredictivă micșorează marginea de fază a sistemului, conducând la regimuri oscilante cu suprareglaje mari sau chiar la regimuri instabile, situații inacceptabile practic [Ast89][Wel95].

Predictorul optimal peste k pași, bazat pe datele până la momentul curent t , se poate defini ca o funcție de valorile intrării și ieșirii de forma :

$$y^*(t+k/t) = f(y(t), y(t-1), \dots, u(t), u(t-1)) \stackrel{\Delta}{=} y(t+k) - \zeta(t+k) \quad (3.62)$$

unde $\zeta(t+k)$ este eroarea de predicție, necorelată cu $y(t-i)$, $u(t-i)$ pentru $i > 0$ și în consecință necorelată nici cu $y^*(t+k/t)$.

Predicția ieșirii se poate obține rezolvând înainte în timp ecuația stochastică (3.62), obținându-se:

$$y(t+k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + z^k \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t) + z^k \frac{1}{A(z^{-1})} d \quad (3.63)$$

Avându-se în vedere că pentru a sintetiza comanda la momentul de timp t , secvența de zgomot $e(t+1)$, $e(t+2)$, ..., $e(t+k)$ este necunoscută, se va descompune ultimul termen al relației (3.63) în două componente: o componentă care descrie acea parte a zgomotului ce nu poate fi influențată de comanda $u(t)$ și o componentă care descrie acea parte a zgomotului conținută în $y(t)$ și care este influențată de comanda $u(t)$.

Termenul zgomotului poate fi scris:

$$z^k \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t) = G(z^{-1})e(t+k) + \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t) = \zeta(t+k) + \zeta'(t) \quad (3.64)$$

unde polinoamele:

$$\begin{aligned} G(z^{-1}) &= 1 + g_1 z^{-1} + \dots + g_{k-1} z^{-k+1} \\ F(z^{-1}) &= f_1 + f_2 z^{-1} + \dots + f_n z^{-n+1} \end{aligned} \quad (3.65)$$

sunt definite de identitatea polinomială:

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1})G(z^{-1}) + z^{-k}F(z^{-1}) \quad (3.66)$$

Înlocuind (3.64) în (3.63) rezultă:

$$y(t+k) = \left[\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t) + z^k \frac{1}{A(z^{-1})} d \right] + \zeta(t+k) \quad (3.67)$$

unde: $\zeta(t+k) = G(z^{-1})e(t+k)$

Valoarea curentă a zgomotului poate fi determinată din relația (3.63), cunoscând toate valorile anterioare ale intrării și ieșirii:

$$e(t) = \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) - z^{-k} \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) - \frac{1}{C(z^{-1})} d \quad (3.68)$$

Înlocuind relația (3.68) în (3.67) și ținând cont de (3.66) rezultă:

$$y(t+k) = \left[\frac{F(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) + \frac{B(z^{-1})G(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) + z^k \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} d \right] + \zeta(t+k) \quad (3.69)$$

Deci predicția la momentul $t+k$ (ținând cont de (3.62)) este:

$$y^*(t+k/t) = y(t+k) - \zeta(t+k) = \frac{F(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) + \frac{B(z^{-1})G(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) + z^k \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} d \quad (3.70)$$

Având în vedere că $d=ct.$, în relația (3.70) polinomul $z^k G(z^{-1})$, care se aplică termenului constant d , poate fi înlocuit cu o constantă $\gamma = G(1) = ct.$

Secvența de zgomot $\zeta(t+k)$ nefiind corelată cu valorile curente ale intrării și ieșirii, va fi necorelată și cu predicția ieșirii $y(t+k)$. Ținând cont de (3.70) rezultă că $\zeta(t+k)$ poate fi interpretată ca o eroare de predicție (cu k pași):

$$\zeta(t+k) = y(t+k) - y^*(t+k/t) \quad (3.71)$$

Problema de predicție fiind rezolvată odată cu construcția predictorului (3.70), în continuare se trece la soluționarea problemei de reglare.

3.3.1.2. Problema de reglare.

Revenind la criteriul de minimizat (3.61), în expresia acestuia se înlocuiește ieșirea $y(t+k)$ din relația (3.71), rezultând:

$$J = E \left\{ \left[P(z^{-1}) [y^*(t+k/t) + \zeta(t+k)] - R(z^{-1}) w(t) \right]^2 + \left[Q'(z^{-1}) u(t) \right]^2 \right\} \quad (3.72)$$

Dar, $E\{[P(z^{-1})\zeta(t+k)]^2\} = \sigma^2$ (dispersia zgomotului), și având în vedere că $[P(z^{-1})\zeta(t+k)]$ este necorelat cu $u(t-i)$, $y(t-i)$ și prin ipoteza nici cu $w(t-i)$ pentru $i \geq 0$ și că $y^*(t+k/t)$, $w(t)$ și $u(t)$ sunt mărimi cunoscute la momentul t , criteriul (3.72) devine:

$$I = \left\{ \left[P(z^{-1})y^*(t+k/t) - R(z^{-1})w(t) \right]^2 + \left[Q'(z^{-1})u(t) \right]^2 + \sigma^2 \right\} \quad (3.73)$$

Strategia de comandă $u(t)$, se determina astfel încât să minimizeze criteriul (3.3.1.14), ceea ce echivalează cu anularea derivatei parțiale în raport cu $u(t)$:

$$\text{Deci } \frac{\partial J}{\partial u(t)} = 0 \text{ implică } \frac{\partial I}{\partial u(t)} = 0$$

Rezultă:

$$2 \left[P(z^{-1})y^*(t+k/t) - R(z^{-1})w(t) \right] \frac{\partial P(z^{-1})y^*(t+k/t)}{\partial u(t)} + 2Q'(0)Q'(z^{-1})u(t) = 0$$

$$\text{Dar } \frac{\partial P(z^{-1})y^*(t+k/t)}{\partial u(t)} = b_0 \text{ și definind un nou polinom } Q(z^{-1}) = \frac{Q'(0)Q'(z^{-1})}{b_0},$$

strategia de comandă va fi dată de relația:

$$P(z^{-1})y^*(t+k/t) - R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) = 0 \quad (3.74)$$

Înlocuind predicția (3.70) în (3.74) se obține:

$$\begin{aligned} & \frac{P(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{P(z^{-1})B(z^{-1})G(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) + z^k \frac{P(z^{-1})G(z^{-1})}{C(z^{-1})}d - \\ & - R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) = 0 \end{aligned} \quad (3.75)$$

Rezultă legea de comandă generalizată:

$$u(t) = \frac{R(z^{-1})C(z^{-1})w(t) - P(z^{-1})F(z^{-1})y(t) - z^k P(z^{-1})G(z^{-1})d}{P(z^{-1})B(z^{-1})G(z^{-1}) + Q(z^{-1})C(z^{-1})} \quad (3.76)$$

unde:

- polinoamele $F(z^{-1})$ și $G(z^{-1})$ sunt date de identitatea polinomială $C(z^{-1}) = A(z^{-1})G(z^{-1}) + z^{-k}F(z^{-1})$
- $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ și $Q'(z^{-1})$ sunt polinoame alese, particularizate în funcție de obiectivele impuse conducerii adaptive

Ținând cont că $d=ct.$, termenul $z^k P(z^{-1})G(z^{-1})d$ este constant și poate fi înlocuit cu $P(1)G(1)d = \delta$.

Făcând următoarele notații polinomiale:

$$H(z^{-1}) = P(z^{-1})B(z^{-1})G(z^{-1}) + Q(z^{-1})C(z^{-1})$$

$$H_1(z^{-1}) = R(z^{-1})C(z^{-1}) \quad (3.77)$$

$$H_2(z^{-1}) = P(z^{-1})F(z^{-1})$$

legea de comandă (3.76) poate fi rescrisă:

$$u(t) = \frac{1}{H(z^{-1})} [H_1(z^{-1})w(t) - H_2(z^{-1})y(t) - \delta] \quad (3.78)$$

Se poate observa că legea de comandă conține deci o prescriere, o reacție și un precompensator, putând fi ușor implementată numeric. Structura unui asemenea regulator autoacordabil de varianță minimă generalizată este prezentată în figura 3.3.

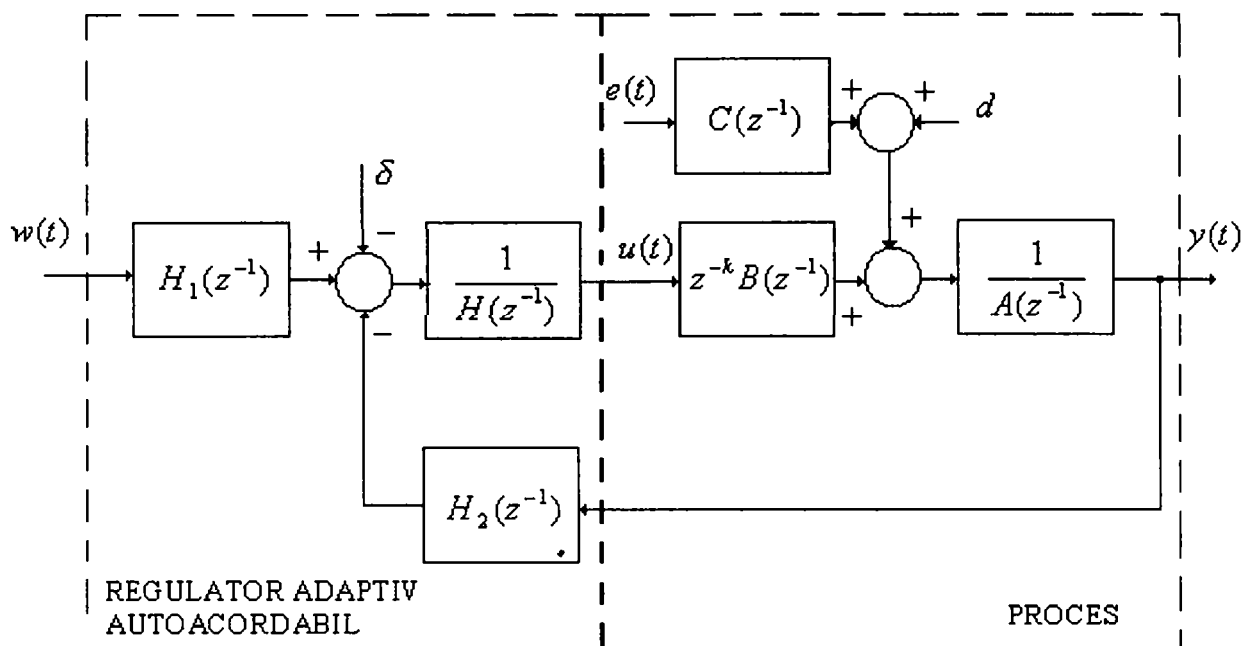


Fig.3.3 Structura sistemului automat prevăzut cu RAA de varianță minimă generalizată

3.3.2. Particularizări ale strategiei de varianță minimă generalizată. Tipuri de regulatoare autoacordabile

Aplicarea în practică a strategiei de conducere de varianță minimă generalizată prezintă anumite particularizări, funcție de specificul procesului condus și respectiv funcție de obiectivele impuse comenzii adaptive. Aceste particularizări conduc la câteva tipuri definitorii de regulatoare adaptive de varianță minimă.

Anticipând specificul procesului condus (vezi Cap. IV), se consideră timpul mort al acestuia egal cu o perioadă de eșantionare: $k=1$ (presupunere care nu afectează cu nimic generalitatea problemei).

O alegere uzuală pentru polinoamele $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ din funcția de cost (3.61) este $P(z^{-1})=R(z^{-1})=1$.

Pe baza celor menționate, funcția criteriu pătratică cu orizont de timp redus de forma generală (3.61), are următoarea expresie particulară:

$$J_1 = E \left\{ [y(t+1) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})u(t)]^2 \right\} \quad (3.79)$$

Se poate observa că problemele care se pun în acest caz, constând în construcția unui predictor optimal peste un pas și respectiv determinare comenzii care minimizează criteriul (3.79), sunt practic particularizări ale aceluiași probleme rezolvate deja la tratarea strategiei de comandă de varianță minimă generalizată.

Minimizarea criteriului J_1 , conduce la o determinare a unei strategii de comandă adaptivă care rezolvă atât problema de urmărire și minimizare a varianței ieșirii (primul termen pătratic din J_1), cât și problema unei penalizări a comenzii (al doilea termen pătratic din J_1) printr-o alegere adecvată a expresiei polinomului $Q'(z^{-1})$.

O formă modificată a criteriului J_1 (relația (3.79)), care nu mai reprezintă o simplă particularizare directă a criteriului de varianță minimă generalizată (3.61) ci mai mult o completare sau extindere a acestuia, este următoarea:

$$J_2 = E \left\{ [y(t+1) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})[u(t) - u_r(t)]]^2 \right\} \quad (3.80)$$

unde $u_r(t)$ - comanda de regim staționar.

Ambele strategii de comandă adaptivă, bazate fie pe criteriului J_1 fie pe criteriului J_2 , asigură minimizarea atât a dispersiei predictorului adaptiv cât și a comenzii. Deosebirea esențială între cele două strategii de conducere constă în faptul că minimizarea criteriului J_1 asigură o comandă adaptivă cu o compensare dinamică doar după reacție, în timp ce minimizarea criteriului J_2 asigură o comandă adaptivă cu o compensare dinamică atât după reacție cât și după referință (detalii în paragrafele următoare).

În continuare sunt tratate distinct cele două strategii de conducere adaptivă autoacordabilă (bazate pe criteriul J_1 respectiv J_2).

3.3.2.1. Regulator autoacordabil cu compensare după reacție (criteriul J_1)

Funcția criteriu de minimizat are expresia:

$$J_1 = E \left\{ [y(t+1) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})u(t)]^2 \right\} \quad (3.81)$$

a) Construcția predictorului optimal peste un pas:

Ca și în cazul strategiei de varianță minimă generalizată, construcția predictorului optimal peste un pas (procesul având timpul mort $k=1$) are ca punct de pornire relația (3.63) rescrisă sub forma particularizată (3.82):

$$y(t+1) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) + z \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) + z \frac{1}{A(z^{-1})}d \quad (3.82)$$

Termenul zgomotului în acest caz poate fi scris:

$$z \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) = ze(t) + \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) = e(t+1) + \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) \quad (3.83)$$

$$\text{unde: } F(z^{-1}) = z[C(z^{-1}) - A(z^{-1})] = f_1 + f_2z^{-1} + \dots + f_nz^{-n+1} \quad (3.84)$$

Observație: Rezultatele de mai sus se pot obține ca o particularizare a relațiilor (3.65) respectiv (3.66), pentru un timp mort $k=1$ polinomul $G(z^{-1})=1$.

Înlocuind (3.83) în (3.82) rezultă:

$$y(t+1) = \left[\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) + \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) + z \frac{1}{A(z^{-1})}d \right] + e(t+1) \quad (3.85)$$

Din ecuația (3.82):

$$e(t) = \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) - z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) - \frac{1}{C(z^{-1})}d \quad (3.86)$$

Înlocuind relația (3.86) în (3.85) și ținând cont de (3.84) rezultă:

$$y(t+1) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) + \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})} \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) - \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})}z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) - \frac{F(z^{-1})}{A(z^{-1})}d \frac{1}{C(z^{-1})} + z \frac{1}{A(z^{-1})}d + e(t+1) \quad (3.87)$$

Deci:

$$y(t+1) = \left[\frac{F(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) + z \frac{1}{C(z^{-1})}d \right] + e(t+1) \quad (3.88)$$

și predicția la momentul $t+1$:

$$y^*(t+1/t) = y(t+1) - e(t+1) = \frac{F(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) + z \frac{1}{C(z^{-1})}d \quad (3.89)$$

Observație: Predictorul peste un pas dat de relația (3.89) reprezintă particularizarea predictorului general dat de relația (3.70).

b) Problema de reglare:

Înlocuind $y(t+1)$ din relația (3.89) în expresia (3.79) a funcției criteriu J_1 , aceasta devine:

$$J_1 = E \left\{ [y^*(t+1) + e(t+1) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})u(t)]^2 \right\} \quad (3.90)$$

Dar $E\{e^2(t+1)\} = \sigma^2$ (dispersia zgomotului), rezultând astfel că pentru minimizarea lui J_1 este necesară minimizarea funcției criteriu:

$$I_1 = \left\{ [y^*(t+1) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})u(t)]^2 + \sigma^2 \right\} \quad (3.91)$$

$$\text{Deci } \frac{\partial J_1}{\partial u(t)} = 0 \text{ implică } \frac{\partial I_1}{\partial u(t)} = 0$$

adică:

$$2[y^*(t+1) - w(t)] \frac{\partial y^*(t+1)}{\partial u(t)} + 2Q'(0)Q'(z^{-1})u(t) = 0 \quad (3.92)$$

$$\text{Ținând cont de (3.89) se poate scrie: } \frac{\partial y^*(t+1)}{\partial u(t)} = b_0$$

$$\text{Notând } Q(q^{-1}) = \frac{Q'(0)Q'(z^{-1})}{b_0} \quad (3.93)$$

și înlocuind relația (3.89) în (3.92) se obține:

$$\frac{F(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) + z \frac{1}{C(z^{-1})}d - w(t) + Q(z^{-1})u(t) = 0 \quad (3.94)$$

Ținând cont că $d=ct$, rezultă legea de comandă.:

$$u(t) = \frac{C(z^{-1})w(t) - F(z^{-1})y(t) - d}{B(z^{-1}) + Q(z^{-1})C(z^{-1})} \quad (3.95)$$

unde: $F(z^{-1}) = z[C(z^{-1}) - A(z^{-1})]$

Structura unei astfel de legi de comandă este prezentată în figura 3.4.

Dacă $C(z^{-1}) = 1$ și $d=0$ rezultă $F(z^{-1}) = z[1 - A(z^{-1})]$ și

$$u(t) = \frac{w(t) - z[1 - A(z^{-1})]y(t)}{B(z^{-1}) + Q(z^{-1})} \quad (3.96)$$

Această formă a legii de comandă se va utiliza în implementările ulterioare, considerând polinomul $Q(z^{-1})$ de forma $Q(z^{-1}) = \rho(1 - \rho_1 z^{-1})$. Parametrii ρ și ρ_1 sunt în acest caz parametri de acordare ai regulatorului adaptiv (acestora putându-li-se adăuga eventual factorul de uitare λ ca parametru de acordare al estimatorului CMMP).

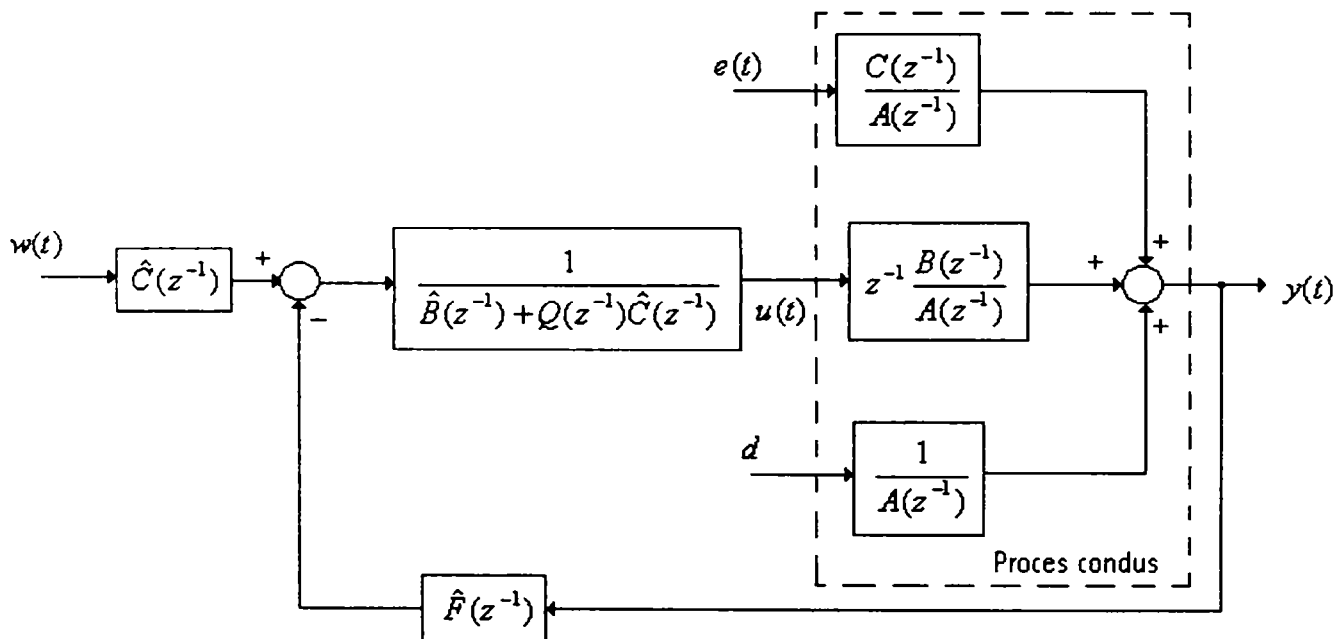


Fig. 3.4 Structura generală a sistemului adaptiv bazat pe criteriul J_1

Ținând cont că parametrii polinoamelor $A(z^{-1})$ și $B(z^{-1})$ (deci și $F(z^{-1})$) care intervin în legea de comandă (3.96) sunt practic estimări ale parametrilor reali ai procesului, legea de comandă se poate rescrie:

$$u(t) = \frac{w(t) - z[1 - \hat{A}(z^{-1})]y(t)}{\hat{B}(z^{-1}) + Q(z^{-1})} \quad (3.97)$$

unde prin $\hat{}$ s-au notat estimări (fig.3.5).

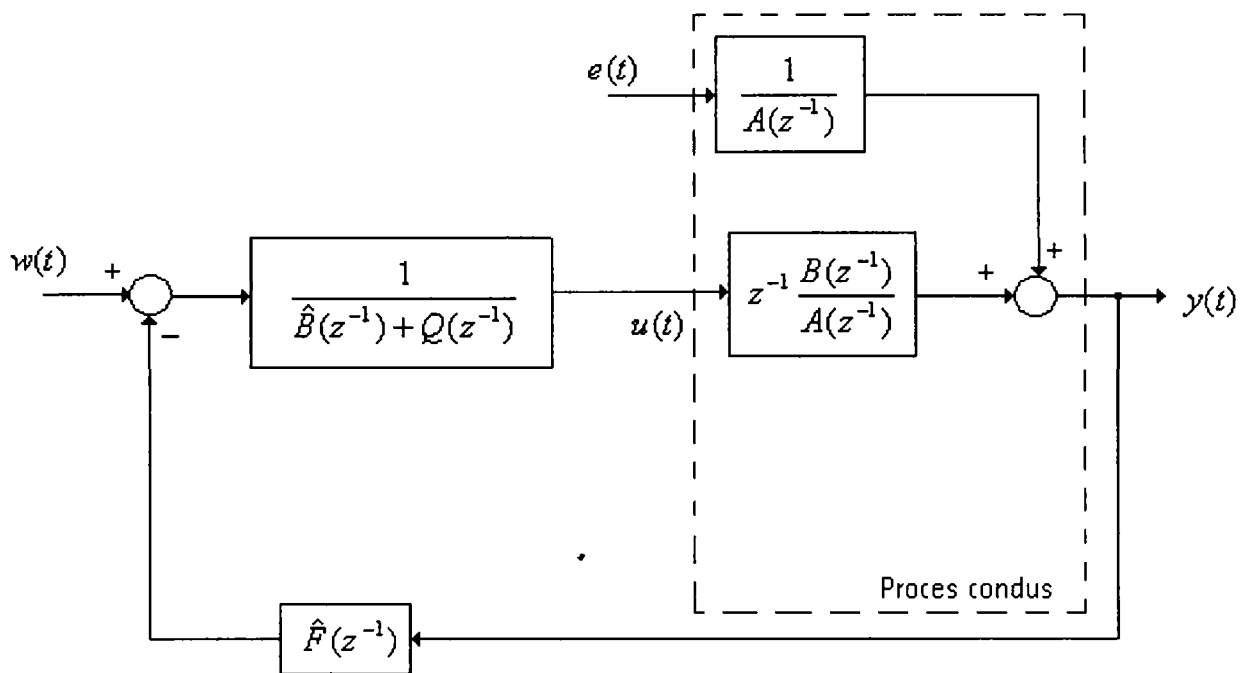


Fig. 3.5 Structura generală a sistemului adaptiv bazat pe criteriul J_1 ($d=0$, $C(z^{-1})=1$)

Revenind la expresia polinomului $Q(z^{-1})$, care intervine în legea propriu zisă de comandă adaptivă (relația (3.97)), sunt necesare câteva precizări. Se poate observa că în funcția criteriu pătratic (3.81) de la care s-a pornit, intervine un alt polinom notat $Q'(z^{-1})$. Legătura între cele două polinoame este dată de relația (3.93).

O formă generală utilizată pentru polinomul $Q'(z^{-1})$ din funcția criteriu J_1 este $Q'(z^{-1}) = \rho'(1 - \rho_1 z^{-1})$. Ținând cont de relația de legătură (3.93), rezultă:

$$Q(z^{-1}) = \frac{Q'(0)Q'(z^{-1})}{b_0} = \frac{\rho'^2}{b_0} (1 - \rho_1 z^{-1}) = \rho(1 - \rho_1 z^{-1}) \quad (3.98)$$

Evident că parametrul b_0 este practic un estimat al parametrului real corespondent al procesului. Totuși, atât literatura de specialitate [Dao83][Cal88][San92] cât și simulările efectuate de autor, arată că practic termenul $\rho = \frac{\rho'^2}{b_0}$ poate fi considerat ca un parametru constant (cunoscut sub denumirea de factor de penalizare a comenzii). Aceeași literatură recomandă ca plaja de valori uzuale pentru acest factor de penalizare al comenzii zona 0.0001...0.01. Modul de alegere a parametrilor de acordare ρ și ρ_1 , conduce la diverse efecte:

- dacă se consideră $\rho_1 = 0$, polinomul $Q(z^{-1}) = \rho$ introduce doar un efect de penalizare a comenzii. În cazul proceselor cu fază neminimă, alegerea adecvată a factorului de penalizare a comenzii ρ poate asigura o creștere a stabilității sistemului de reglare. Dezavantajul unei astfel de alegeri constă în apariția unei erori de regim staționar (sistemul prezintă statism).
- dacă se alege $\rho_1 = 1$, polinomul $Q(z^{-1}) = \rho(1 - z^{-1})$ ceea ce este echivalent cu introducerea unui element integrator intern buclei, în scopul eliminării erorii de regim staționar.

- dacă $\rho_1 \in (0...1)$ deci este nenul și subunitar, polinomul $Q(z^{-1})$ își păstrează forma generală $Q(z^{-1}) = \rho(1 - \rho_1 z^{-1})$, caz în care se asigură o penalizare a comenzii (prin prezența factorului ρ), simultan cu o reducere a erorii de regim staționar (prin prezența lui ρ_1 nenul). Cu cât ρ_1 este mai apropiat de valoarea 1, cu atât eroarea de regim staționar este mai redusă (valoare $\rho_1 = 1$ însemnând introducerea unui integrator pur). O astfel de alegere a expresiei polinomului $Q(z^{-1})$ este justificată din considerente de stabilitate a sistemului (după cum se va exemplifica în Cap. IV), fiind utilă în cazul conducerii unor procese cu un caracter apropiat de cel al sistemelor cu fază neminimă (polinomul $B(z^{-1})$ având rădăcini apropiate de limita de stabilitate). Am numit acest parametru ρ_1 - factor de reducere a erorii de regim staționar.

3.3.2.2. Regulator autoacordabil cu compensare după reacție și referință (criteriul J_2)

Funcția criteriu de minimizat în acest caz are expresia:

$$J_2 = E \left\{ [y(t+1) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})][u(t) - u_r(t)]^2 \right\} \quad (3.99)$$

unde: $w(t)$ - referința
 $u_r(t)$ - comanda în regim staționar

Predictorul optimal peste un pas este același determinat în paragraful anterior și descris în relația (3.89). Înlocuind $y(t+1)$ din relația (3.89) în (3.99) și ținând cont că $E\{e^2(t+1)\} = \sigma^2$ (dispersia zgomotului), rezultă că pentru minimizarea funcției criteriu J_2 este necesară minimizarea funcției:

$$I_2 = \left\{ [y^*(t+1) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})][u(t) - u_r(t)]^2 + \sigma^2 \right\} \quad (3.100)$$

$$\text{Deci } \frac{\partial J_2}{\partial u(t)} = 0 \text{ implică } \frac{\partial I_2}{\partial u(t)} = 0$$

Procedura de calcul este identică cu cele anterior dezvoltate, rezultând:

$$2[y^*(t+1) - w(t)] \frac{\partial y^*(t+1)}{\partial u(t)} + 2Q'(0)Q'(z^{-1})[u(t) - u_r(t)] = 0 \quad (3.101)$$

$$\text{Dar } \frac{\partial y^*(t+1)}{\partial u(t)} = b_0 \text{ și notând } Q(q^{-1}) = \frac{Q'(0)Q'(z^{-1})}{b_0}, \text{ se înlocuiește (3.89) în (3.101)}$$

rezultând:

$$\frac{F(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) + \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) + z \frac{1}{C(z^{-1})} d - w(t) + Q(z^{-1})[u(t) - u_r(t)] = 0 \quad (3.102)$$

Se obține deci legea de comandă:

$$u(t) = \frac{C(z^{-1})w(t) - F(z^{-1})y(t) + Q(z^{-1})u_r(t) - d}{B(z^{-1}) + Q(z^{-1})C(z^{-1})} \quad (3.103)$$

Pentru $d=0$ și $C(z^{-1})=I$ se obține:

$$u(t) = \frac{w(t) - F(z^{-1})y(t) + Q(z^{-1})u_r(t)}{B(z^{-1}) + Q(z^{-1})} \quad (3.104)$$

În acest caz o alegere convenabilă pentru polinomul $Q(z^{-1})$ este $Q(z^{-1})=\rho$ (considerarea unei compensări după referință asigurând deja o eliminare a erorii de regim staționar). Rezultă:

$$u(t) = \frac{w(t) - F(z^{-1})y(t) + \rho u_r(t)}{B(z^{-1}) + \rho} \quad (3.105)$$

sau:

$$u(t) = \frac{w(t) - z[1 - A(z^{-1})]y(t)}{B(z^{-1}) + \rho} + \frac{\rho}{B(z^{-1}) + \rho} u_r(t) \quad (3.106)$$

În regim staționar $y(t)=w(t)$, deci $A(z^{-1})w(t) = z^{-1}B(z^{-1})u_r(t)$ rezultând:

$$u_r(t) = z \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} w(t) \quad (3.107)$$

Notând $k_f = \frac{A(1)}{B(1)}$, în regim staționar ($z=1$) se obține: $u_r(t) = k_f w(t)$

Dacă $w(t)=ct$. rezultă $u_r(t)=ct$. iar $\frac{1}{k_f}$ este coeficientul de amplificare al procesului

în regim staționar.

Deoarece pentru $w(t)$ sunt cunoscute apriori variațiile în timp, k_f poate fi determinat apriorii pentru diverse puncte de funcționare ($k_f=f(w)$).

O situație aparte o constituie cea în care, pentru o referință constantă ($w=ct$), procesul neliniar evoluează dintr-un regim staționar în alt regim staționar (spre exemplu cazul GS). În acest caz comanda $u_r(t)$ nu mai este constantă, parametrii procesului neliniar putând fi și ei variabili în timp și deci amplificarea unui astfel de proces este variabilă în timp. Rezultă că și factorul k_f este variabil în timp și trebuie estimat în orice moment de timp. Soluția propusă

este $\hat{k}_f = \frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)}$, deci estimarea permanentă a factorului \hat{k}_f pe baza estimațiilor parametrilor

procesului. Această soluție satisface și situația în care referința este variabilă în timp.

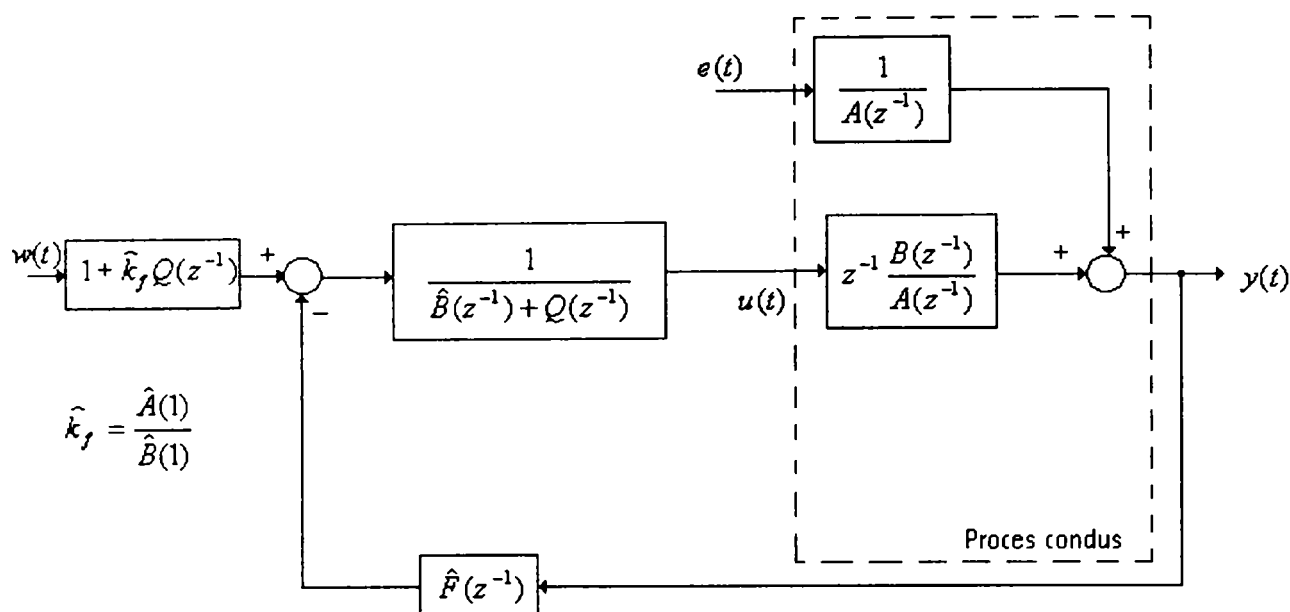


Fig. 3.6 Structura generală a sistemului adaptiv bazat pe criteriul J_2 ($d=0$, $C(z^{-1})=1$)

Ca și în cazul precedent, ținând cont că parametrii care intervin în legea de comandă sunt practic estimății ale parametrilor procesului, legea de comandă se poate rescrie:

$$u(t) = \frac{w(t) - z[1 - \hat{A}(z^{-1})]y(t)}{\hat{B}(z^{-1}) + \rho} + \frac{\rho \hat{k}_f}{\hat{B}(z^{-1}) + \rho} w(t) \quad (3.108)$$

unde prin $\hat{\quad}$ s-au notat estimății.

Relația (3.108) poate fi rescrisă (vezi și fig. 3.6 cu particularizarea $Q(z^{-1})=\rho$):

$$u(t) = \frac{-z[1 - \hat{A}(z^{-1})]y(t)}{\hat{B}(z^{-1}) + \rho} + \frac{1 + \rho \hat{k}_f}{\hat{B}(z^{-1}) + \rho} w(t) \quad (3.109)$$

Se definește:

$$\hat{k}_c \triangleq 1 + \rho \hat{k}_f = 1 + \rho \frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)} \quad (3.110)$$

și este numit în continuare parametru de compensare după referință.

Acest parametru, după cum se poate observa din figura (3.6), asigură o compensare a valorii referinței ($w(t)$) în scopul eliminării unei eventuale erori de regim staționar. O amplă analiză a rolului și influenței acestui parametru \hat{k}_c asupra performanțelor conducerii (exemplificată pe un caz concret de studiu) va fi realizată în capitolul IV, paragraful 4.2.2.

3.3.2.3 Considerații asupra convergenței algoritmilor stochastici adaptivi

Prin convergența globală a unui algoritm adaptiv se înțelege faptul că eroarea medie pătratică (de urmărire sau de predicție) tinde la zero cu probabilitate 1, oricare ar fi stările inițiale ale procesului și algoritmului și că atingerea acestui obiectiv are loc utilizând variabile mărginite. Astfel, convergența globală presupune că algoritmul stochastic adaptiv realizează

asimptotic aceleași performanțe care ar putea fi obținute dacă parametrii procesului ar fi cunoscuți [Cal88] [Wel95].

Problema convergenței globale a algoritmilor adaptivi, esențială în implementarea structurilor de conducere adaptivă, a suscitat un efort de cercetare deosebit, existând mai multe modalități de abordare bazate pe: teoria martingalelor [Chu74][Goo77], teoria ecuațiilor diferențiale (EDO) [Lju77][Ast89][Wel95], studiul unor funcții de corelație [Ter80][Cal88].

Pe baza considerentelor prezentate în paragraful (3.3.1.2) se poate deduce că strategia de comandă anulează, la fiecare pas, predicția unei funcții auxiliare definite ca:

$$\Phi(t+k) = P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) \quad (3.111)$$

predicție care, ținând cont de relațiile (3.70) respectiv (3.74), poate fi scrisă:

$$\begin{aligned} \Phi^*(t+k/t) &= P(z^{-1})y^*(t+k/t) - R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) = \\ &= \frac{P(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{P(z^{-1})B(z^{-1})G(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) + z^k \frac{P(z^{-1})G(z^{-1})}{C(z^{-1})}d - \\ &- R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) \end{aligned} \quad (3.112)$$

În aceste condiții, legea de comandă se obține rezolvând ecuația:

$$\Phi^*(t+k/t) = 0 \quad (3.113)$$

Dar din relația (3.71), predicția ieșirii la momentul $t+k$ este:

$$y^*(t+k/t) = y(t+k) - \zeta(t+k) \quad (3.114)$$

rezultând, la același moment de timp $t+k$:

$$\Phi(t+k) = \Phi^*(t+k/t) + \zeta(t+k) \quad (3.115)$$

iar la momentul t :

$$\Phi(t) = \Phi^*(t/t-k) + \zeta(t) \quad (3.116)$$

Deoarece comanda $u(t)$ este necorelată cu valorile viitoare ale zgomotului și legea de comandă anulează atât valoarea funcției $\Phi^*(t+k/t) = 0$ la momentul $t+k$, cât și valoarea aceleiași funcții la momentul t , $\Phi^*(t/t-k) = 0$, relația (3.116) devine:

$$\Phi(t) = \zeta(t) \quad (3.117)$$

În aceste condiții, ținând cont că zgomotul ($\zeta(t)$) nu este corelat cu nici o altă mărime din sistem, sunt adevărate următoarele relații ($E\{\cdot\}$ -operator de mediere):

$$\begin{aligned} E\{\Phi(t)\Phi(t-\tau)\} &= 0; \quad |\tau| \geq k \\ E\{\Phi(t)y(t-\tau)\} &= 0; \quad \tau \geq k \\ E\{\Phi(t)u(t-\tau)\} &= 0; \quad \tau \geq k \\ E\{\Phi(t)w(t-\tau)\} &= 0; \quad (\forall)\tau \end{aligned} \quad (3.118)$$

Funcțiile de corelație (3.118) se pot utiliza pentru verificarea convergenței regulatorului autoacordabil obținut prin sinteză către regulatorul care utilizează valorile reale ale parametrilor procesului [Cal88].

Una dintre cel mai folosite metode generale de studiu a convergenței algoritmilor recursivi se bazează pe teoria ecuațiilor diferențiale (EDO) [Lju77][Ast89][Wel95]. Se consideră clasa de algoritmi recursivi de estimare parametrică, definită de relațiile următoare:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(t) &= \hat{\theta}(t-1) + \gamma(t)R^{-1}(t)Q(\hat{\theta}(t-1), x(t)) \\ R(t) &= R(t-1) + \gamma(t)F(\hat{\theta}(t-1), R(t-1), x(t))\end{aligned}\quad (3.119)$$

Estimatorul CMMP poate fi obținut printr-o particularizare corespunzătoare a relațiilor generale (3.119) astfel [Wel95]:

$$\begin{aligned}f(\theta) &= E\{x(t)[y(t) - x^T(t)\theta]\} \\ G(\theta, R) &= E\{x(t)x^T(t) - R\} \\ P(t) &= \frac{1}{t}R^{-1}(t)\end{aligned}\quad (3.120)$$

Observație: Semnificația mărimilor din relațiile (3.120) a fost explicitată în paragraful 3.2.2.2.

Pentru obținerea ecuațiilor diferențiale ordinare (EDO) asociate ecuațiilor recurente (3.119), se definesc funcțiile:

$$\begin{aligned}f(\theta) &= E\{Q(\theta, x(t, \theta))\} \\ G(\theta, R) &= E\{F(\theta, R, x(t, \theta))\}\end{aligned}\quad (3.121)$$

În acest caz, EDO asociate ecuațiilor recurente (3.119) sunt:

$$\begin{aligned}\frac{d\theta}{d\tau} &= R^{-1}f(\theta) \\ \frac{dR}{d\tau} &= G(\theta, R)\end{aligned}\quad (3.122)$$

unde, $\tau = \sum_{k=1}^t \gamma(k)$ și pentru $t \rightarrow \infty$ monoton, $\tau = \sum_{k=1}^t \gamma(k) \rightarrow \infty$ și $\tau \rightarrow 0$ dacă $t \rightarrow 0$ (t -timp).

Prin studierea convergenței soluțiilor EDO (3.122) practic se poate da un răspuns privind convergența soluțiilor ecuațiilor recurente (3.119).

Studii de analiză a convergenței bazate pe teoria EDO, atât cu caracter general cât și particularizate pentru cazul estimatorului CMMP, sunt realizate în multe lucrări de specialitate [Ast89][Wel95]. O prezentare generală mai amplă a aplicării teoriei ODE la studiul convergenței soluțiilor ecuațiilor recurente, precum și aplicarea acestei teorii la cazul particular al unui estimator recursiv va fi prezentată în Capitolul V.

În continuare analiza din acest paragraf are ca obiectiv realizarea unui studiu asupra convergenței estimațiilor parametrică (calculate și furnizate on-line de anumite tipuri de estimatori) [Cal88][Wel95][Wen98]. Sunt abordate două situații distincte pentru procesul de estimare parametrică on-line:

- cazul în care procesul, ai cărui parametri sunt estimați, evoluează liber, în buclă deschisă;
- cazul în care procesul, ai cărui parametri sunt estimați, evoluează forțat (în buclă închisă), fiind inclus în cadrul unui sistem de conducere autoacordabilă

Un prim aspect care se va aborda în continuare îl constituie determinare unei relații de legătură între parametri reali ai procesului evoluând liber (în buclă deschisă) și parametri estimați, obținuți pe baza măsurătorilor intrării și ieșirii procesului, utilizând un anumit tip de estimator parametric, on-line.

În regim staționar ($t \gg I$), pentru un proces oarecare, funcția de transfer a procesului este:

$$H(z^{-1}) \Big|_{z^{-1}=1} = \frac{z^{-1}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \Big|_{z^{-1}=1} = \frac{y_r}{u_r} \quad (3.123)$$

unde y_r, u_r – ieșirea, intrarea în regim staționar

$$\text{Deci : } \frac{y_r}{u_r} = H(1) = k_{\text{amplif.}} = \frac{1}{k_f} \quad (k_{\text{amplif.}} - \text{coeficientul de amplificare}) \quad (3.124)$$

$$\text{Rezultă: } k_f = \frac{u_r}{y_r} = \frac{A(1)}{B(1)} \quad (3.125)$$

Dar relația matricială de pornire pentru orice tip de estimator este reprezentată de o ecuație (matricială) de regresie de forma $X(t)\hat{\theta} = Y(t)$, unde $X(t)$ este matricea măsurătorilor, $\hat{\theta}$ - vectorul estimațiilor, $Y(t)$ - vectorul ieșirii (vezi și relația (3.21) din paragraful 3.2.2.1). La un anumit moment de timp, o linie corespunzătoare acestei ecuații matriciale se poate scrie sub forma:

$$z^{-1}\hat{B}(z^{-1})u(t) + [1 - \hat{A}(z^{-1})]y(t) = y(t+1) \quad (3.126)$$

În regim staționar ($z^{-1}=1, u(t)=u_r, y(t)=y(t+1)=y_r$) relația (3.126) se poate rescrie:

$$\hat{B}(1)u_r + [1 - \hat{A}(1)]y_r = y_r \quad \text{și deci} \quad \hat{B}(1)u_r = \hat{A}(1)y_r$$

$$\text{Rezultă: } \hat{k}_f = \frac{u_r}{y_r} = \frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)} \quad (3.127)$$

Comparând relațiile (3.125) și (3.126), în regim staționar $k_f = \hat{k}_f$ și deci:

$$\frac{A(1)}{B(1)} = \frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)} \quad \text{sau} \quad \hat{A}(1)B(1) = A(1)\hat{B}(1) \quad (3.128)$$

Relația (3.128) constituie legătura dintre parametri reali ai unui proces și estimațiile acestora (în regim staționar).

În buclă deschisă, mărimea de intrare în proces u evoluează, fără constrângeri. În schimb, mărimea de ieșire y a procesului evoluează corelat cu mărimea de intrare u . Deci

practic, singura relație de legătură între valorile măsurate ale intrării respectiv ieșirii din proces este reprezentată, în orice moment de timp, de o ecuație de forma (3.126). Această unică relație de legătură asigură suplimentar, la o estimare în buclă deschisă, pe lângă îndeplinirea (în regim staționar) a relației (3.128) și o convergență a estimațiilor către valorile reale ale parametrilor procesului: $\hat{A}(z^{-1}) \rightarrow A(z^{-1})$ și $\hat{B}(z^{-1}) \rightarrow B(z^{-1})$. Privit din punct de vedere pur matematic, procesul de estimare se reduce practic la rezolvarea unui sistem de ecuații algebrice, convergența estimațiilor spre valorile reale ale parametrilor presupunând o soluție unică a sistemului, în orice moment discret de timp (deci la fiecare pas de estimare).

În buclă închisă, pe lângă relația de legătură intrare-iesire (3.126) rezultată din ecuația procesului, apare suplimentar și o a doua relație, de constrângere, reprezentată de legea de reglare care asigură închiderea buclei. Spre exemplificare, la o sinteză a legii de comandă pornind de la o minimizare a criteriului J_1 (paragraful 3.3.2.1), această nouă relație de constrângere care trebuie îndeplinită suplimentar de parametrii estimați în orice moment de timp, este dată de relația (3.97). Această relație poate fi prelucrată și adusă la forma următoare:

$$[\hat{B}(z^{-1}) + Q(z^{-1})]u(t) - z\hat{A}(z^{-1})y(t) = w(t) - y(t+1) \quad (3.129)$$

unde, doar $w(t)$ (referința) are o evoluție cunoscută, aprioric stabilită.

Relațiile (3.126) și (3.129) constituie practic un set de două ecuații care trebuie simultan îndeplinite de parametrii estimați în buclă închisă. Prezența polinomului $Q(z^{-1})$ în a doua ecuație, va conduce la estimații diferite față de valorile reale ale parametrilor. De altfel, în situația în care (dacă este posibil) se alege $Q(z^{-1}) = 0$, cele două relații ((3.126) și (3.129)) sunt practic identice (ținând cont de faptul ca, în regim staționar, $y(t) = w(t)$). O astfel de alegere a polinomului $Q(z^{-1}) = 0$, conduce la o lege de reglare adaptivă autoacordabilă optimală de tip "model invers exact al procesului" [Cal88][Wel95], estimațiile parametrilor în acest caz evoluând spre valorile exacte ale parametrilor reali ai procesului (situație similară cu cea de la estimarea în buclă deschisă).

Sintetizând, se poate afirma că în buclă închisă, estimațiile parametrilor sunt direct afectate de specificul și structura legii de comandă autoacordabile adoptate și proiectate. Funcție de aceasta, estimațiile parametrilor în buclă închisă vor îndeplini în regim staționar o relație de forma (3.128), fără a fi însă asigurată și o convergență sigură a acestora spre valorile reale ale parametrilor procesului.

Observație: Caracteristicile fiecărui algoritm de estimare, considerat și ales dintr-o multitudine de tipuri de estimatori disponibili, își vor pune amprenta asupra preciziei și modului de îndeplinire (respectare) a egalității (3.128). Existența unor parametri de acordare ai estimatorului parametric conduce evident la comportări și rezultate diferite pentru valorilor numerice ale estimațiilor (funcție de punctul de acordare adoptat). Spre exemplu (după cum vor arăta și studiile de simulare din paragrafele 4.2.1.2. și 4.2.2.2.), factorul de uitare (λ), reprezentând un parametru de acordare al unui estimator recursiv bazat pe metoda CMMP, joacă un rol foarte important în acest sens. O memorie infinită a estimatorului conduce la o convergență lentă a estimațiilor spre valorile staționare și implicit, la o viteză și precizie mai redusă de îndeplinire a relației (3.128). Cazul estimatorului bazat pe TO Givens, care nu dispune de un astfel de parametru de acordare (având practic o memorie infinită), este și mai elocvent. Totuși, pentru regimuri staționare suficient de îndelungate, se poate aprecia că o astfel de relație de legătură între estimații și parametri reali (în buclă închisă) este în cele din

urmă îndeplinită, deci: $\frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)} \rightarrow \frac{A(1)}{B(1)}$.

3.3.2.4 Analiză de stabilitate

Analiza de stabilitate a sistemelor de conducere adaptivă autoacordabilă se va realiza prin metoda clasică de studiu al amplasamentului polilor funcției de transfer discrete a sistemului de conducere în buclă închisă, față de cercului unitate al planului complex “z”. Această metodă de analiză a stabilității predomină în majoritatea lucrărilor de specialitate care abordează problematica conducerii autoacordabile [Ast84][Cal88][Ast89][San92][Wel95].

Se consideră cele două cazuri distincte de legi de conducere adaptivă autoacordabilă, obținute prin minimizarea criteriului de optimizare J_1 (paragraful 3.3.2.1.) respectiv a criteriului J_2 (paragraful 3.3.2.2.).

În ambele cazuri, studiul stabilității (în contextul celor anterior menționate) implică calculul funcției de transfer a sistemului în buclă închisă.

a) Cazul structurii de conducere adaptivă autoacordabilă cu legea de comandă proiectată pe baza pe minimizarea criteriului de optimizare J_1 (paragraful 3.3.2.1).

O relație directă de legătură între intrarea și ieșirea procesului, bazat pe funcția de transfer discretă a procesului, are forma următoare:

$$y(t) = z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) \quad (3.130)$$

Expresia legii de comanda, obținută prin minimizarea criteriului J_1 , realizând închiderea buclei de reglare (vezi și relația (3.96), considerând $C(z^{-1})=I$) este:

$$u(t) = \frac{w(t) - q[1 - \hat{A}(z^{-1})]y(t)}{\hat{B}(z^{-1}) + Q(z^{-1})} \quad (3.131)$$

Eliminând între relațiile (3.130) și (3.131) comanda $u(t)$, va rezulta o relație de legătură directă între mărimea de intrare în sistemul în buclă închisă (referința $w(t)$) și mărimea de ieșire reglată ($y(t)$) care, prin calcule simple, conduce la funcția de transfer a sistemului în buclă închisă:

$$H_{\text{sistem}}(q^{-1}) = \frac{y(t)}{w(t)} = \frac{q^{-1}B(z^{-1})}{A(z^{-1})\hat{B}(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}) + B(z^{-1}) - B(z^{-1})\hat{A}(z^{-1})} \quad (3.132)$$

Deci stabilitatea sistemului în buclă închisă, în acest caz, este determinată de ecuația caracteristică:

$$A(z^{-1})\hat{B}(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}) + B(z^{-1}) - B(z^{-1})\hat{A}(z^{-1}) = 0 \quad (3.133)$$

mai precis, de amplasamentul rădăcinilor acestei ecuații în planul complex “z”.

Ecuația (3.133) oferă posibilitatea unui studiu exact (dar dificil de realizat) asupra stabilității sistemului de reglare adaptivă. O simplificare a acestei ecuații caracteristice, oferind posibilitatea unui studiu aproximativ (mult mai ușor de realizat) asupra stabilității

sistemului într-un regim staționar, se poate obține ținând cont că legătura între parametri reali și cei estimați este dată de o relație de forma (3.128). În regim staționar, relația se poate rescrie (condiția de nedeviație a estimatorului):

$$\hat{A}(z^{-1})B(z^{-1}) - A(z^{-1})\hat{B}(z^{-1}) \rightarrow 0 \quad (3.134)$$

și în aceste condiții, ecuația caracteristică simplificată (aproximată) a sistemului în buclă închisă devine:

$$B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}) = 0 \quad (3.135)$$

Observație: Se menționează faptul că relația (3.134) nu implică neapărat o convergență exactă a estimațiilor spre valorile reale ale parametrilor, deci nu sunt valide relațiile de forma $\hat{A}(z^{-1}) = A(z^{-1})$ și $\hat{B}(z^{-1}) = B(z^{-1})$. De altfel, în realitate (în buclă închisă) $A(z^{-1}) \neq \hat{A}(z^{-1})$ și $B(z^{-1}) \neq \hat{B}(z^{-1})$.

O astfel de aproximare este foarte utilă (și apropiată de altfel de realitate), deoarece realizarea unei analize a stabilității sistemului pe baza ecuației caracteristice exacte (3.133) este foarte dificil de realizat, ca urmare a necunoașterii valorilor parametrilor estimați on-line.

În schimb, având ca punct de pornire ecuația caracteristică simplificată (3.135), în care nu apar estimații parametrice, pe baza datelor disponibile asupra specificului procesului (polinoamele $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$) și funcție de expresia adoptată pentru polinomul $Q(z^{-1})$, o analiză de stabilitate este mult mai ușor de realizat.

Calculând valoarea funcției de transfer a procesului în regim staționar (teorema valorii finale), se obține:

$$H_{sistem}(z^{-1})\Big|_{z^{-1}=1} = \frac{B(1)}{A(1)\hat{B}(1) + Q(1)A(1) + B(1) - B(1)\hat{A}(1)} \quad (3.136)$$

Dar $\hat{A}(1)B(1) = A(1)\hat{B}(1)$ (conform relației (3.128)) și în condițiile alegerii unui expresii pentru polinomul $Q(z^{-1})$ astfel încât, în regim staționar, $Q(z^{-1})\Big|_{z^{-1}=1} = 0$, rezultă:

$$H_{sistem}(1) = 1, \text{ deci ieșirea } y(t) = w(t)\Big|_{t \gg 1}$$

Se observă deci convergența funcție de transfer discretă a sistemului în buclă închisă spre o valoare unitară.

Daca, în regim staționar, valoarea polinomului $Q(z^{-1})\Big|_{z^{-1}=1} \neq 0$, funcția de transfer a sistemului în buclă închisă are o valoare:

$$H_{sistem}(z^{-1})\Big|_{z^{-1}=1} = \frac{B(1)}{Q(1)A(1) + B(1)} \neq 1 \quad (3.137)$$

și deci sistemul va înregistra o eroare staționară (sistem cu statism).

b) Cazul structurii de conducere adaptivă autoacordabilă cu legea de comandă proiectată pe baza pe minimizării funcției criteriu de optimizare J_2 (paragraful 3.3.2.2).

Urmând aceeași metodologie ca și în cazul precedent, pornind de la ecuația procesului (3.130) și expresia legii de comandă (vezi relația (3.106.)), considerând $C(z^{-1})=1$ și o forma generală pentru polinomul $Q(z^{-1})$, eliminarea mărimii de comandă $u(t)$ conduce la următoarea funcție de transfer a sistemului în buclă închisă:

$$H_{\text{sistem}}(z^{-1}) = \frac{y(t)}{w(t)} = \frac{z^{-1}B(z^{-1})[1 + \hat{k}_f Q(z^{-1})]}{A(z^{-1})\hat{B}(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}) + B(z^{-1}) - B(z^{-1})\hat{A}(z^{-1})} \quad (3.138)$$

Comparând funcția (3.138) cu (3.132) se poate observa că și în cazul acestei structuri de conducere adaptivă autoacordabilă, ecuația caracteristică a sistemului este tot de forma (3.133) și practic, întregul studiu de stabilitate al sistemului realizat pentru cazul anterior este valabil și în acest caz.

Acest lucru era de altfel ușor de observat doar printr-o simplă comparație între schemele bloc ale celor două sisteme de conducere autoacordabilă, descrise în figurile 3.5 respectiv 3.6.

Pentru o alegere $Q(z^{-1}) = \rho$ (justificată în paragraful 3.3.2.2) și $\hat{k}_f = \frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)}$, valoarea în regim staționar a funcției de transfer discrete a sistemului în buclă închisă este:

$$\begin{aligned} H_{\text{sistem}}(1) &= \frac{B(1)[1 + \frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)}\rho]}{A(1)\hat{B}(1) + \rho A(1) + B(1) - B(1)\hat{A}(1)} = \\ &= \frac{B(1)[1 + \frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)}\rho]}{\rho A(1) + B(1)} = \frac{\rho B(1)\hat{A}(1) + B(1)\hat{B}(1)}{\rho \hat{B}(1)A(1) + \hat{B}(1)B(1)} = 1 \end{aligned} \quad (3.139)$$

S-a avut în vedere egalitatea $\hat{A}(1)B(1) = A(1)\hat{B}(1)$, rezultând și în acest caz o convergență a funcției de transfer spre o valoare unitară și deci implicit o eliminare totală a oricărui statism, indiferent de valoarea adoptată pentru factorul ρ de penalizare a comenzii.

Revenind la ecuația caracteristică simplificată (3.135), comună ambelor structuri de conducere adaptivă considerate, se pot realiza câteva aprecieri generale asupra stabilității acestora:

i) În primul rând, polinomul $Q(z^{-1})$ trebuie ales în așa fel încât, pe lângă o penalizare eficientă a comenzii și o eliminare a erorii de regim staționar, să asigure și o stabilitate a polinomului caracteristic $P_{\text{sistem}}(z^{-1}) = B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1})$. Aceste trei cerințe pot uneori veni în contradicție unele cu altele, pentru anumite alegeri ale formei polinomului $Q(z^{-1})$.

ii) Dacă polinomul $B(z^{-1})$ are toate rădăcinile în interiorul cercului unitate (cazul proceselor cu fază minima), pentru valori suficient de mici ale parametrilor polinomului stabil

ales $Q(z^{-1})$ (deci, practic pentru o valoare redusă a factorului de penalizare a comenzii), stabilitatea sistemului nu mai depinde de valorile parametrilor polinomului $A(z^{-1})$.

iii) În cazul unor procese cu fază neminimă (polinomul $Q(z^{-1})$ are rădăcini în afara cercului unitate), stabilitatea sistemului necesită imperativ o alegere convenabilă a unui polinom $Q(z^{-1})$ nenul, care să asigure stabilitatea polinomului caracteristic $P_{sistem}(z^{-1})$. Dacă $Q(z^{-1}) = 0$, regulatorul proiectat ar fi instabil.

3.4 Concluzii

În capitolul de față s-a realizat o prezentare sintetică și o tratare unitară a principalelor problematici legate de sinteza și analiza sistemelor de conducere adaptivă autoacordabilă.

Ținând cont că o structură de conducere autoacordabilă combină un algoritm de estimare parametrică on-line cu un algoritm (lege) de comandă, cele două elemente componente sunt detaliate, cu particularizări specifice asupra metodelor (de estimare și conducere) care vor fi preluate și implementate în cadrul unei aplicații concrete de conducere în capitolul următor.

Este prezentat și analizat algoritmul de estimare CMMP recursiv, propunându-se, ca o soluție alternativă, un estimator nerecursiv bazat pe TO Givens. Metodologia de sinteză și funcția Matlab de implementare a acestui algoritm bazat pe TO Givens reprezintă o contribuție a autorului.

Pornind de la strategia de conducere autoacordabilă de minimă varianță generalizată, sunt sintetizate și analizate două tipuri de regulatoare autoacordabile, ambele urmând a fi particularizate în continuare în cadrul lucrării cu aplicație la conducerea sistemului de excitație a GS. Este propusă o formă generală pentru polinomul $Q(z^{-1})$, care asigură tratarea și rezolvarea unor probleme legate de stabilitatea sistemelor adaptive autoacordabile, penalizarea comenzii, precum și scăderea erorii de regim staționar. În cadrul structurii regulatorului autoacordabil bazat pe minimizarea criteriului J_2 , este definit un parametru de compensare după referința (k_c), evoluția și rolul acestuia urmând a fi pe larg analizate în legătura directă cu aplicația concretă tratată în capitolul IV.

De asemenea, s-au prezentat câteva puternice instrumente de analiză a convergenței algoritmilor stochastici adaptivi, evidențiindu-se și argumentându-se deosebiri care apar între estimațiile parametrilor unui proces evoluând în buclă deschisă, respectiv într-o buclă de reglare. Este dedusă o relație de legătură, în regim staționar, între parametri reali și estimațiile parametrilor unui proces evoluând în bucla închisă, relație care constituie și ea o contribuție a autorului.

Rezumând, prezentul capitol pregătește baza teoretică necesară amplelor studii de implementare și simulare a unor structuri de conducere adaptivă autoacordabilă, dezvoltate și particularizate în capitolul următor pentru aplicația concretă considerată, constând în comanda adaptivă a excitației unui generator sincron.

Capitolul IV

DEZVOLTAREA UNOR STRUCTURI DE CONDUCERE ADAPTIVĂ AUTOACORDABILĂ PENTRU COMANDA SISTEMULUI DE EXCITAȚIE A UNUI GENERATOR SINCRON

4.1 Modelarea generatorului sincron conectat la un sistem energetic de putere

4.1.1 Considerații generale

Generatorul sincron reprezintă echipamentul de bază al sistemelor energetice de putere. Datorită rolului său activ în cadrul sistemului energetic (furnizarea de energie electrică, modificarea tensiunii și transferul de putere activă și reactivă), conducerea automată a generatorului sincron prezintă un interes deosebit pentru proiectanții și inginerii care lucrează în domeniul sistemelor de putere. Condițiile de funcționare ale sistemului energetic, precum și tendințele de dezvoltare ale acestuia, au determinat intensificarea preocupărilor privind dezvoltarea strategiilor de conducere a generatoarelor sincrone, în vederea asigurării producerii și distribuției continue și economice, la parametrii necesari, a energiei electrice atât de vitală în societatea contemporană.

În prezent, ecuațiile de funcționare ale mașinii sincrone se folosesc aproape în unanimitate sub forma teoriei celor două axe (d, q), introdusă de Park. Datorită faptului că această teorie a fost preluată simultan de școli diferite de cercetare, există în prezent un număr mare de forme de exprimare a acestor ecuații, cu toate că ele descriu același conținut [Adk62][Dor77][Dav86][Kil86][Guz85]. Deosebirile esențiale care se remarcă între diferitele forme de exprimare a ecuațiilor, se referă la asocierea sensurilor pozitive ale curentului și tensiunii la bornele înfășurărilor, la modul de scriere a legii inducției electromagnetice, la alegerea poziției relative a celor două axe de simetrie rotorice, la asocierea curentului și a fluxului din înfășurări, la alegerea coeficienților din matricile de transformare, la alegerea mărimilor de bază.

Ecuțiile mașinii sincrone obținute în cadrul unei teorii de bază trebuie să descrie fenomenele esențiale din mașină pe o cale cât mai directă și mai accesibilă. În acest scop se acceptă anumite simplificări față de caracteristicile și fenomenele din mașina reală, simplificări care scot în evidență, în primul rând, mărimile care reliefează fenomenele energetice esențiale specifice mașinii sincrone [Kel79].

Având ca bază de pornire ecuațiile primare ale generatorului sincron, sunt necesare următoarele etape inițiale în vederea obținerii pe cale analitică a unui model matematic al generatorului sincron [Dao83] [Fil97_2][Fil98_2].

- Transformarea variabilelor din sistemul de coordonate al fazelor, raportat la stator (a, b, c), în sistemul de coordonate d, q raportat la rotor;
- Raportarea mărimilor rotorice la stator (reducerea mărimilor din mașina sincronă la nivelul mărimilor statorice);

- Exprimarea tuturor variabilelor în unități relative (trecerea la un sistem de ecuații în unități relative)

Aceste etape conduc la un sistem de ecuații cunoscut în literatura de specialitate sub denumirea de ecuațiile lui Park, constituindu-se ca punctul de pornire propriu-zis în construcția analitică efectivă a unui model matematic al unui generator sincron [Cri72_2].

Identificarea analitică a unui model matematic al generatorului sincron care să descrie cât mai simplu dar și suficient de precis dinamica și fenomenologia esențială a procesului, presupune luarea în calcul și a câtorva ipoteze simplificatoare:

- neglijarea efectului saturației;
- neglijarea pierderilor de curent datorate fluxului de legătură la stator;
- neglijarea pierderilor datorate fluxurilor de legătură;
- neglijarea histerezei.

Implementarea unor strategii de conducere a excitației generatoarelor sincrone impune, pentru faza preliminară de testare prin simulare a algoritmilor de comandă propuși, determinarea unor modele matematice complexe ale procesului. Această etapă de verificări prin simulare este justificată de dificultățile deosebite legate de realizarea practică, în procesul real, a multitudinii de regimuri de funcționare specifice acestuia și care trebuie studiate. Obținerea analitică a unor asemenea modele matematice neliniare ale generatorului sincron, cât mai complete din punct de vedere informațional, constituie unul dintre obiectivele principale ale prezentului subcapitol (4.1). Un astfel de model matematic neliniar trebuie să permită simularea unei plaje largi de regimuri și condiții de funcționare ale procesului (încărcare/descărcare de putere activă/reactivă, cuplare/decuplare de consumatori locali rezistivi/reactivi etc.) [Fil98_2]. Pe de altă parte, privită din punctul de vedere al implementării unor strategii de conducere adaptivă autoacordabilă, problema modelării analitice a generatorului sincron presupune determinarea și a unor modele matematice liniarizate, de ordin cât mai redus (deci cu un număr minimal de parametri necesari a fi estimați, în contextul unei conduceri autoacordabile), dar care să mai poată surprinde totuși suficient de precis dinamica procesului corespunzătoare diverselor regimuri de funcționare [Pro98]. Astfel de modele liniarizate sunt necesare și se utilizează doar în etapa de proiectare și elaborare a unor legi (algoritmi) de comandă adaptivă autoacordabilă. Obținerea unor astfel de modele constituie un alt deziderat principal al subcapitolului de modelare 4.1.

4.1.2 Modelarea unui generator sincron conectat la sistem de putere printr-o linie lungă de transmisie

Se consideră cazul unui generator sincron (GS) cuplat la un sistem energetic de putere (SEP) printr-o linie lungă de transmisie (caracterizată printr-o impedanță Z). Față de situația generatoarelor funcționând în regim insularizat, cuplarea generatorului la un sistem energetic de putere conduce la anumite caracteristici specifice unui astfel de ansamblu (GS+SEP). În principal, o astfel de cuplare presupune existența în sistem a unei tensiuni constante v_b debitată de SEP (fig.4.1). Un astfel de nod de potențial constant exercită o influență majoră asupra întregului proces de funcționare a GS conectat și deci, implicit asupra mărimii reglate (tensiunea v_t la bornele generatorului sincron, vezi fig. 4.1). Un astfel de SEP este întâlnit în literatura de specialitate și sub titulatura de sistem de putere infinită [Adk62][Dao83][Pro98].

Figura 4.1 prezintă schematic modul de conectare a generatorului sincron la un sistem energetic de putere, printr-o linie lungă de transmisie. Pe baza etapelor anterior precizate și ținând cont de ipotezele simplificatoare enunțate, un model matematic general neliniar al generatorului sincron conectat la o rețea de putere infinită printr-o linie lungă de transmisie (figura 4.1) poate fi descris de următorul set de 12 ecuații (4.1)...(4.12). Primele 9 ecuații ((4.1)...(4.9)), descriind doar generatorul sincron, se regăsesc în literatura de specialitate sub denumirea de ecuațiile lui Park [Adk62] [Pro91_1][Guz95].

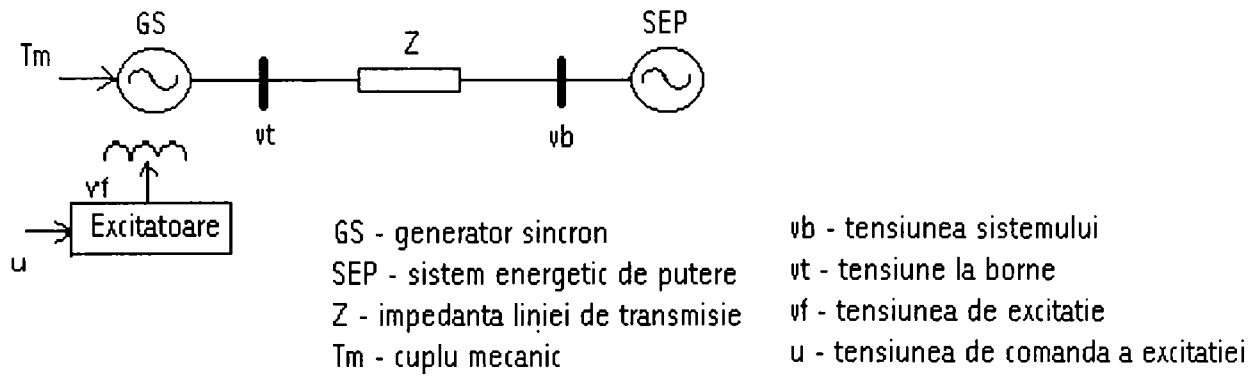


Fig. 4.1 Generator sincron conectat la un sistem energetic de putere printr-o linie lungă de transmisie

a) Ecuațiile mașinii (generatorului) sincrone (ecuațiile lui Park):

$$\frac{d}{dt}(\delta) = \omega_0 s \quad (4.1)$$

$$M \frac{d}{dt}(s) = -k_d s + T_m - T_e \quad (4.2)$$

$$T_{d0}' \frac{d}{dt}(e_q') = v_f - (x_d - x_d') i_d' - e_q' \quad (4.3)$$

$$T_{d0}'' \frac{d}{dt}(e_q'') = e_q' - (x_d' - x_d'') i_d - e_q'' \quad (4.4)$$

$$T_{q0}'' \frac{d}{dt}(e_d'') = (x_q - x_q'') i_q - e_d'' \quad (4.5)$$

$$e_d'' = v_d + \gamma_a i_d - x_q'' i_q \quad (4.6)$$

$$e_q'' = v_q + \gamma_a i_q + x_d'' i_d \quad (4.7)$$

$$T_e = e_d'' i_d + e_q'' i_q - (x_d'' - x_q'') i_d i_q \quad (4.8)$$

$$v_i^2 = v_d^2 + v_q^2 \quad (4.9)$$

b) Ecuațiile de conectare a generatorului sincron la o rețea energetică de putere printr-o linie lungă de transmisie de rezistență γ_e și reactanță x_e :

$$v_d = v_b \sin \delta + \gamma_e i_d - x_e i_q \quad (4.10)$$

$$v_q = v_b \cos \delta + \gamma_e i_q + x_e i_d \quad (4.11)$$

c) Ecuația excitatoarei este:

$$T_{ex} \frac{d}{dt}(v_f) = u - v_f \quad (4.12)$$

unde:

$T_{d0}, T_{d0}'', T_{q0}''$ - constante de timp
 T_{ex} - constantă de timp a excitației
 δ - unghiul rotor
 ω_{σ} viteza de sincronism
 T_m, T_e - cuplul mecanic și electric
 i_d, i_q - proiecțiile curentului pe axele d și q
 k_d - coeficient de amortizare
 M - momentul de inerție
 e_q' - tensiune electromotoare tranzitorie pe axa q
 e_d'', e_q'' - tensiuni electromotoare supratranzitorii pe axele d și q
 v_d, v_q - proiecțiile tensiunii la borne pe axele d și q
 v_f - tensiune de excitație
 v_t - tensiune la borne (tensiune terminală)
 v_b - tensiunea rețelei
 u - tensiune de comandă a excitației
 x_d, x_q - reactanțe pe axa d și q
 x_d', x_q' - reactanțe tranzitorii
 x_d'', x_q'' - reactanțe supratranzitorii
 x_e - reactanța liniei de transmisie
 γ_a - rezistență internă
 γ_e - rezistența linie de transmisie
 s - alunecare

Pornind de la acest sistem de 12 ecuații, obiectivul urmărit constă în aducerea acestuia la o formă care să permită rezolvarea lui și implicit implementarea acestuia sub forma unei structuri de model matematic adecvat unui mediu software destinat modelării și simulării sistemelor (în cazul de față Matlab with Simulink respectiv Simnon). În forma primară, dată de sistemul de ecuații (4.1)...(4.12), o implementare directă într-un asemenea mediu software, în vederea rezolvării sistemului, nu este posibilă datorită apariției unei bucle algebrice infinite (testele inițiale au fost realizate în limbajul Simnon, acesta semnaland o astfel de eroare precum și imposibilitatea rezolvării sistemului de ecuații).

Mărimile de intrare (care pot fi modificate în cadrul unor simulări pe o anumită durată de timp) se consideră a fi tensiunea de comandă a excitației (u) respectiv cuplul mecanic (T_m). Mărimea de ieșire a cărei evoluție în timp interesează (considerată ca mărime necunoscută în raport cu care se rezolvă sistemul de ecuații) este aleasă tensiunea la bornele generatorului sincron (v_t). Se poate observa că obținerea unor relații explicite de calcul ale tensiunii la bornele generatorului (v_t) ar implica, la o primă analiză, determinarea unor relații explicite de calcul ale proiecțiilor lui v_t pe axele d, q (v_d și v_q). O astfel de cale directă de rezolvare a sistemului de ecuații conduce însă la apariția buclei algebrice deja menționate.

Ideea principală pentru depășirea impasului, constă într-o rezolvare parțială a sistemului de ecuații (determinând câteva mărimi necunoscute intermediare), în vederea obținerii unor relații explicite pentru componentele (proiecțiile) i_d și i_q ale curentului, urmând ca ulterior, pe baza acestor relații explicite ale curenților, să se poată calcula și componentele v_d și v_q , și deci implicit tensiunea terminală la bornele generatorului v_t .

Înlocuind v_d și v_q din ecuațiile (4.10), (4.11) în ecuațiile (4.6) respectiv (4.7) se obține:

$$e_d'' = i_d(\gamma_a + \gamma_e) - i_q(x_q'' + x_e) + v_b \sin(\delta) \quad (4.13)$$

$$e_q'' = i_d(x_d'' + x_e) + i_q(\gamma_a + \gamma_e) + v_b \cos(\delta) \quad (4.14)$$

Se introduc următoarele notații în ecuațiile (4.13) și (4.14):

$$\gamma = \gamma_a + \gamma_e$$

$$x_1 = x_d'' + x_e$$

$$x_2 = x_q'' + x_e$$

acestea putând fi rescrise sub forma:

$$e_d'' = i_d \gamma - i_q x_2 + v_b \sin(\delta) \quad (4.15)$$

$$e_q'' = i_d x_1 + i_q \gamma + v_b \cos(\delta) \quad (4.16)$$

Se rezolvă sistemul format din ecuațiile (4.15) și (4.16), considerând ca necunoscute curenții i_d și i_q , rezultând:

$$i_d = \frac{\gamma e_d'' + x_2 e_q'' - v_b (\gamma \sin(\delta) + x_2 \cos(\delta))}{\beta} \quad (4.17)$$

$$i_q = \frac{\gamma e_q'' - x_1 e_d'' + v_b (x_1 \sin(\delta) - \gamma \cos(\delta))}{\beta} \quad (4.18)$$

cu notația: $\beta = \gamma^2 + x_1 x_2$.

Curenții i_d și i_q constituie mărimi de ieșire care se pot determina independent de tensiunile v_d și v_q . În sistemul inițial (ecuațiile (4.1)...(4.12)) se înlocuiesc ecuațiile (4.6) și (4.7) cu relațiile (4.17) și (4.18), acestea oferind ca mărimi de ieșire intermediare curenții i_d și i_q , pe baza cărora se pot determina cu ușurință tensiunile v_d și v_q (din ecuațiile explicite (4.10), (4.11)).

Se poate observa că întreaga strategie de evitare a buclei algebrice care apare la o încercare de rezolvare a sistemului de ecuații (4.1)...(4.12) se bazează pe determinarea curenților i_d și i_q ca mărimi intermediare folosite la obținerea tensiunii la borne v_i .

4.1.3 Modelarea unui generator sincron conectat la sistem de putere printr-o linie lungă de transmisie, având un consumator local legat la borne

Structura anterior tratată - generator sincron conectat la un sistem de putere printr-o linie lungă de transmisie - poate fi completată prin adăugarea unui consumator local, cuplat la bornele generatorului. Situația este în concordanță cu realitatea practică, mare parte din echipamentele și dispozitivele care asigură anumite funcții conexe, absolut necesare unei

funcționari normale a centralei electrice, sau chiar unii consumatori industriali apropiați centralei, sunt alimentați direct la bornele generatorului.

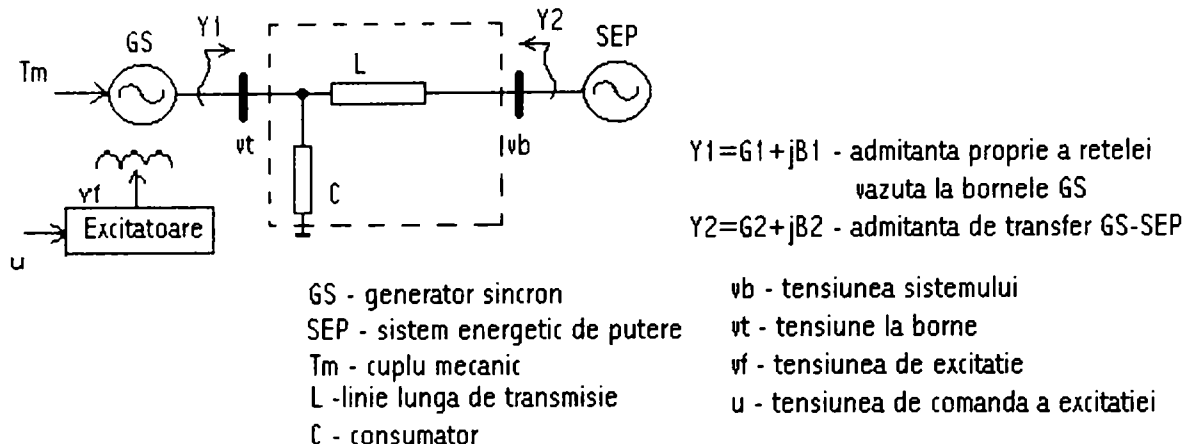


Fig. 4.2 Generator sincron legat la un sistem energetic de putere printr-o linie lungă de transmisie și având conectat un consumator local la bornele

În cazul anterior prezentat, generatorul sincron era legat la sistemul de putere printr-o rețea formată doar dintr-o linie lungă de transmisie, descrisă printr-o rezistență γ_e și o reactanță x_e .

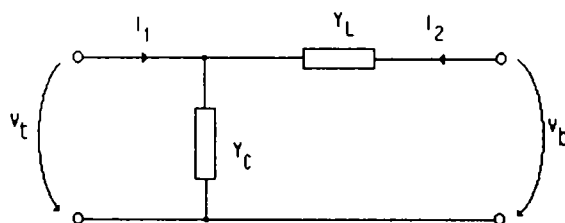


Fig. 4.3 Rețeaua echivalentă de conectare GS-SEP

O generalizare a structurii rețelei de conectare constă în introducerea pe lângă linia de transmisie a unui consumator legat la bornele generatorului (fig. 4.2). Ecuatiile rețelei de conectare devin mult mai simple dacă descrierea elementelor componente ale acesteia (consumator și linie) se realizează prin admitanțe (și nu prin impedanțe, ca în cazul anterior). Rețeaua astfel constituită poate fi tratată ca un cuadripol (fig. 4.3) definit de următoarea ecuație matricială:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_L + Y_C & -Y_L \\ -Y_L & Y_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_t \\ v_b \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

unde: Y_L - admitanța liniei de transmisie, Y_C - admitanța consumatorului local.

Notând admitanțele echivalente (fig. 4.2) $Y_1 = Y_L + Y_C$ (admitanța proprie a rețelei văzută la bornele generatorului) și $Y_2 = -Y_L$ (admitanța de transfer) și ținând cont că interesează doar curentul la bornele generatorului $I = I_1$, ecuația din sistemul de mai sus care se va folosi în continuare este:

$$I = Y_1 v_t + Y_2 v_b \quad (4.20)$$

unde: $Y_1 = G_1 + jB_1$ și $Y_2 = G_2 + jB_2$ (G_1, G_2 - conductanțe, B_1, B_2 - susceptanțe; convenție adoptată: $B_{1,2} < 0$ - pentru inductanțe).

În acest caz, prin proiecția pe axele d și q a curentului I (ecuația (4.20)), relațiile care definesc curenții i_d și i_q vor avea forma următoare:

$$i_d = G_1 v_d - B_1 v_q - G_2 v_b \sin(\delta) + B_2 v_b \cos(\delta) \quad (4.21)$$

$$i_q = G_1 v_q + B_1 v_d - G_2 v_b \cos(\delta) - B_2 v_b \sin(\delta) \quad (4.22)$$

Aceste relații ((4.21), (4.22)) reprezintă ecuațiile care definesc conexiunea generatorului sincron printr-o rețea (având inclus și un consumator local) cu sistemul energetic de putere. Din acest punct de vedere, ele sunt echivalente cu relațiile (4.10), (4.11). Substituind (4.10), (4.11) cu (4.21), (4.22) în sistemul de ecuații (4.1)...(4.12), noul sistem de ecuații astfel obținut descrie generatorul sincron conectat la un sistem de putere prin noua structură de rețea considerată.

Relațiile (4.21) și (4.22) pot fi aduse la o formă echivalentă, rezultând tensiunile v_d și v_q :

$$v_d = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [i_d G_1 + i_q B_1 + (G_1 G_2 + B_1 B_2) v_b \sin(\delta) + (B_1 G_2 - B_2 G_1) v_b \cos(\delta)] \quad (4.23)$$

$$v_q = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [i_q G_1 - i_d B_1 + (B_1 G_2 - B_2 G_1) v_b \sin(\delta) + (G_1 G_2 + B_1 B_2) v_b \cos(\delta)] \quad (4.24)$$

Făcând următoarele notații pentru expresiile constante:

$$\gamma_e = \frac{G_1}{B_1^2 + G_1^2}$$

$$x_e = -\frac{B_1}{B_1^2 + G_1^2}$$

și respectiv pentru următoarele mărimi variabile:

$$\text{sind} = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [(G_1 G_2 + B_1 B_2) \sin(\delta) + (B_1 G_2 - B_2 G_1) \cos(\delta)]$$

$$\text{cosd} = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [(B_1 G_2 - B_2 G_1) \sin(\delta) + (G_1 G_2 + B_1 B_2) \cos(\delta)]$$

relațiile (4.23), (4.24) pot fi rescrise astfel:

$$v_d = v_b \text{sind} + \gamma_e i_d - x_e i_q \quad (4.25)$$

$$v_q = v_b \text{cosd} + \gamma_e i_q + x_e i_d \quad (4.26)$$

Se poate observa o analogie perfectă cu relațiile (4.10), (4.11), astfel încât expresiile de calcul ale curenților tot printr-o simplă analogie cu relațiile (4.17), (4.18) devin:

$$i_d = \frac{\gamma_e'' + x_2 e_q'' - v_b (\gamma \text{sind} + x_2 \text{cosd})}{\beta} \quad (4.27)$$

$$i_q = \frac{\gamma_e'' - x_1 e_d'' + v_b (x_1 \text{sind} - \gamma \text{cosd})}{\beta} \quad (4.28)$$

cu notațiile (ca și în cazul anterior de conexiune):

$$\gamma = \gamma_a + \gamma_e$$

$$x_1 = x_d'' + x_e$$

$$x_2 = x_q'' + x_e$$

$$\beta = \gamma^2 + x_1 x_2$$

și respectiv: $\gamma_e = \frac{G_1}{B_1^2 + G_1^2}$

$$x_e = -\frac{B_1}{B_1^2 + G_1^2}$$

$$\text{sind} = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [(G_1 G_2 + B_1 B_2) \sin(\delta) + (B_1 G_2 - B_2 G_1) \cos(\delta)]$$

$$\text{cosd} = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [(B_1 G_2 - B_2 G_1) \sin(\delta) + (G_1 G_2 + B_1 B_2) \cos(\delta)]$$

Rezumând, sistemul de ecuații a generatorului sincron legat la un sistem de putere printr-o linie de transmisie lungă și având și un consumator local legat direct la borne, direct utilizabil folosind un mediu software adecvat (MatLAB with Simulink sau Simnon) devine:

$$\frac{d}{dt}(\delta) = \omega_0 s \quad (4.29)$$

$$M \frac{d}{dt}(s) = -k_d s + T_m - T_e \quad (4.30)$$

$$T_{d0} \frac{d}{dt}(e_q) = v_f - (x_d - x_d') i_d - e_q \quad (4.31)$$

$$T_{d0} \frac{d}{dt}(e_q) = e_q - (x_d - x_d'') i_d - e_q \quad (4.32)$$

$$T_{q0} \frac{d}{dt}(e_d) = (x_q - x_q'') i_q - e_d \quad (4.33)$$

$$i_d = \frac{\gamma e_d + x_2 e_q - v_b (\gamma \text{sind} + x_2 \text{cosd})}{\beta} \quad (4.34)$$

$$i_q = \frac{\gamma e_q - x_1 e_d + v_b (x_1 \text{sind} - \gamma \text{cosd})}{\beta} \quad (4.35)$$

$$T_e = e_d i_d + e_q i_q - (x_d - x_q'') i_d i_q \quad (4.36)$$

$$v_t^2 = v_d^2 + v_q^2 \quad (4.37)$$

$$v_d = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [i_d G_1 + i_q B_1 + (G_1 G_2 + B_1 B_2) v_b \sin(\delta) + (B_1 G_2 - B_2 G_1) v_b \cos(\delta)] \quad (4.38)$$

$$v_q = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [i_q G_1 - i_d B_1 + (B_1 G_2 - B_2 G_1) v_b \sin(\delta) + (G_1 G_2 + B_1 B_2) v_b \cos(\delta)] \quad (4.39)$$

$$T_{ex} \frac{d}{dt}(v_f) = u - v_f \quad (4.40)$$

cu notațiile:

$$\text{sind} = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [(G_1 G_2 + B_1 B_2) \sin(\delta) + (B_1 G_2 - B_2 G_1) \cos(\delta)] \quad (4.41)$$

$$\text{cosd} = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [(B_1 G_2 - B_2 G_1) \sin(\delta) + (G_1 G_2 + B_1 B_2) \cos(\delta)] \quad (4.42)$$

$$\gamma = \gamma_a + \gamma_e \quad (4.43)$$

$$x_1 = x_d + x_e \quad (4.44)$$

$$x_2 = x_q + x_e \quad (4.45)$$

$$\beta = \gamma^2 + x_1 x_2 \quad (4.46)$$

$$\gamma_e = \frac{G_1}{B_1^2 + G_1^2} \quad (4.47)$$

$$x_e = -\frac{B_1}{B_1^2 + G_1^2} \quad (4.48)$$

Sistemul de ecuații (4.29)...(4.40) împreună cu notațiile (4.41)...(4.48) constituie un model neliniar de ordinul 6, care descrie suficient de fidel funcționarea unui generatorului sincron legat printr-o linie lungă de transmisie la un sistem energetic de putere și având conectat la borne un consumator local. Includerea unui consumator local în modelul procesului impune lărgirea plajei de teste (regimuri de funcționare) cu cele aferente unor încărcări/descărcări de putere activă/reactivă datorate conectării/deconectării unor consumatori externi. Acest lucru, după cum s-a mai precizat, este în deplină concordanță cu realitatea, un procent din puterea debitată de generator în sistem fiind destinată consumului chiar la bornele generatorului de către unele echipamente conexe acestuia. Modelul matematic neliniar de ordinul 6 va fi utilizat ca model de simulare al procesului (generator sincron legat la un sistem energetic de putere printr-o rețea de conexiune) în cadrul structurilor de conducere adaptivă autoacordabilă care vor fi implementate.

Un astfel de model matematic neliniar asigură o bună precizie de modelare a dinamicii procesului, corespunzătoare diverselor regimuri de funcționare. Mărimea de intrare (sau comanda) în proces se consideră tensiunea de comandă a excitației (modelată printr-un element proporțional temporizator de ordinul 1) iar mărimea de ieșire este constituită de tensiunea terminală la bornele generatorului (v_t). O modificare a excitației asigură realizarea unor regimuri de funcționare specifice unor încărcări/descărcări de putere reactivă. Mărimile perturbatoare stochastice, intrinseci sistemului global (generator sincron + rețea de conectare + sistem energetic de putere), pot fi modelate prin suprapunerea unui semnal (zgomot) stochastic (de medie nulă și dispersie σ^2) peste mărimea constantă reprezentată de tensiunea sistemului (v_b), ceea ce corespunde de asemenea realității, sistemul energetic de putere fiind principala sursă de perturbații (zgomote) stochastice. Tot ca mărimi de intrare, dar de data aceasta având rolul unor intrări perturbatoare, sunt considerate cuplul mecanic (T_m) (permițând realizarea unor regimuri de încărcare/descărcare de putere activă) precum și valorile conductanței G_l și/sau susceptanței B_l corespunzătoare admitanței echivalente proprii rețelei văzută la bornele generatorului (permițând simularea unor regimuri de cuplare/decuplare de consumatori locali).

4.1.4 Determinarea unui model matematic stochastic discret al generatorului sincron conectat la un sistem de putere, direct utilizabil în sinteza strategiilor de conducere adaptivă autoacordabilă a sistemului de excitație

Implementarea unor strategii de conducere adaptivă autoacordabilă necesită (pentru faza de concepție, proiectare și testare prin simulare) construirea unui model matematic al procesului, liniar, de ordin cât mai mic (în vederea reducerii numărului de parametrii necesar a fi estimați on-line), dar care să surprindă cât mai fidel posibil dinamica acestuia (în jurul unui punct de funcționare). Obținerea unui astfel de model implică două etape:

- reducerea ordinului modelului neliniar complet (de ordin 6) cât mai mult posibil, fără a pierde semnificativ din precizie (obținându-se un model intermediar, tot neliniar, dar de ordin mai mic);
- liniarizarea acestui model de ordin redus, în jurul unui punct de funcționare (noul model liniar obținut constituind punctul de pornire pentru întreaga strategie de concepere, proiectare și implementare a unor legi de comandă adaptivă autoacordabilă)

O reducere a ordinului modelului neliniar obținut de la 6 la 4 se poate realiza printr-o neglijare a efectelor supratranzitorii din stator și a efectelor înfășurărilor de amortizare din rotor.

Pe baza acestor ipoteze simplificatoare, sistemul de ecuații primare (4.1) ... (4.9) ale generatorului se reduce la următorul set de ecuații:

$$\frac{d}{dt}(\delta) = \omega_0 s \quad (4.49)$$

$$M \frac{d}{dt}(s) = -k_d s + T_m - T_e \quad (4.50)$$

$$T_{d0} \frac{d}{dt}(e_q) = v_f - (x_d - x'_d) i_d - e_q \quad (4.51)$$

$$0 = v_d + \gamma_a i_d - x_q i_q \quad (4.52)$$

$$e_q = v_q + \gamma_a i_q + x'_d i_d \quad (4.53)$$

$$T_e = e_q i_q - (x'_d - x_q) i_d i_q \quad (4.54)$$

$$v_i^2 = v_d^2 + v_q^2 \quad (4.55)$$

Acest nou sistem de ecuații împreună cu ecuația (4.12) a excitatoarei și ecuațiile (4.23), (4.24) de conectare la rețea, reprezintă un model redus de ordinul 4 al generatorului sincron legat la un sistem energetic de putere printr-o linie lungă și având un consumator conectat la borne.

Din ecuațiile (4.52), (4.53) și respectiv ecuațiile (4.23), (4.24) de conectare la rețea, în mod analog cu metodologia prezentată anterior pentru obținerea unui model matematic complet de ordinul 6, se explicitează curenții i_d și i_q (lucru ușor de realizat direct observând noile notații respectiv valori ($e_d''=0$) ale parametrilor și variabilelor). Concret, noile ecuații ale curenților se pot obține și direct din ecuațiile (4.27) și (4.28), pe baza celor anterior menționate:

$$i_d = \frac{x_2 e_q - v_b (\gamma \text{ sind} + x_2 \text{ cosd})}{\beta} \quad (4.56)$$

$$i_q = \frac{\gamma e_q + v_b (x_1 \text{ sind} - \gamma \text{ cosd})}{\beta} \quad (4.57)$$

Rezumând, sistemul redus de ecuații (reprezentând un model de ordinul 4) al generatorului sincron legat la un sistem de putere printr-o linie de transmisie lungă și având și un consumator legat direct la borne, implementabil fără probleme utilizând un mediu software adecvat, devine:

$$\frac{d}{dt}(\delta) = \omega_0 s \quad (4.58)$$

$$M \frac{d}{dt}(s) = -k_d s + T_m - e'_q i_q + (x'_d - x_q) i_d i_q \quad (4.59)$$

$$T_{d0} \frac{d}{dt}(e'_q) = v_f - (x_d - x'_d) i_d - e'_q \quad (4.60)$$

$$i_d = \frac{x_2 e'_q - v_b (\gamma \text{ sind} + x_2 \text{ cosd})}{\beta} \quad (4.61)$$

$$i_q = \frac{\gamma e'_q + v_b (x_1 \text{ sind} - \gamma \text{ cosd})}{\beta} \quad (4.62)$$

$$v_i^2 = v_d^2 + v_q^2 \quad (4.63)$$

$$v_d = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [i_d G_1 + i_q B_1 + (G_1 G_2 + B_1 B_2) v_b \sin(\delta) + (B_1 G_2 - B_2 G_1) v_b \cos(\delta)] \quad (4.64)$$

$$v_q = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [i_q G_1 - i_d B_1 + (B_1 G_2 - B_2 G_1) v_b \sin(\delta) + (G_1 G_2 + B_1 B_2) v_b \cos(\delta)] \quad (4.65)$$

$$T_{ex} \frac{d}{dt}(v_f) = u - v_f \quad (4.66)$$

cu notațiile:

$$\text{sind} = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [(G_1 G_2 + B_1 B_2) \sin(\delta) + (B_1 G_2 - B_2 G_1) \cos(\delta)]$$

$$\text{cosd} = \frac{1}{B_1^2 + G_1^2} [(B_1 G_2 - B_2 G_1) \sin(\delta) + (G_1 G_2 + B_1 B_2) \cos(\delta)]$$

$$\gamma = \gamma_a + \gamma_e$$

$$x_1 = x_d + x_e$$

$$x_2 = x_q + x_e$$

$$\beta = \gamma^2 + x_1 x_2$$

$$\gamma_e = \frac{G_1}{B_1^2 + G_1^2}$$

$$x_e = -\frac{B_1}{B_1^2 + G_1^2}$$

Se poate constata că notațiile făcute diferă foarte puțin față de cele date de relațiile (4.41)...(4.48).

Odată realizată reducerea ordinului modelului nelinier de la 6 la 4, se trece la etapa a doua de obținere a unui model liniar, având ca punct de plecare sistemul de ecuații (4.58)...(4.66), cu notațiile aferente [Dao83].

Liniarizind ecuațiile (4.58)...(4.66) în jurul unui punct de funcționare caracterizat de parametrii $\delta_0, e'_{q0}, v_{f0}, i_{d0}, i_{q0}, v_{d0}, v_{q0}, v_{i0}, u_0$, sistemul de ecuații care se obține poate fi scris sub următoarea formă matriceală (Δ simbolizând o mică variație relativă la valoarea din punctul de funcționare):

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \Delta u \quad (4.67)$$

și

$$\Delta v_r = C_1 X_2 \quad (4.68)$$

unde: X_1 - vectorul variabilelor de stare ale procesului X_2 - vectorul mărimilor din proces care nu sunt variabile de stare

$$\begin{aligned} X_1 &= [\Delta \delta \quad \Delta s \quad \Delta e'_q \quad \Delta v_f]^T \\ X_2 &= [\Delta i_d \quad \Delta i_q \quad \Delta v_d \quad \Delta v_q]^T \end{aligned} \quad (4.69)$$

De asemenea A_{11} , A_{12} , A_{21} , A_{22} , B , C_1 sunt submatrici definite astfel:

$$\begin{aligned} A_{11} &= \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{k_d}{M} & -\frac{i_{q0}}{M} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{d0}'} & \frac{1}{T_{d0}'} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{ex}} \end{bmatrix} & A_{12} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{(x_d' - x_q)i_{q0}}{M} & -\frac{e_{q0}}{M} & 0 & 0 \\ \frac{x_d' - x_d}{T_{d0}'} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ A_{21} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ V_b[h1 * \cos(\delta_0) - h2 * \sin(\delta_0)] & 0 & 0 & 0 \\ V_b[-h1 * \sin(\delta_0) + h2 * \cos(\delta_0)] & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & A_{22} &= \begin{bmatrix} \gamma_a & -x_q & 1 & 0 \\ x_d' & \gamma_a & 0 & 1 \\ \gamma_e & x_e & -1 & 0 \\ x_e & \gamma_e & 0 & -1 \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{T_{ex}} \end{bmatrix} & C_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{v_{d0}}{v_{r0}} & \frac{v_{q0}}{v_{r0}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.70)$$

unde: $e_{q0} = e'_{q0} - (x_d' - x_q)i_{d0}$

$$\gamma_e = \frac{G_1}{B_1^2 + G_1^2}$$

$$x_e = -\frac{B_1}{B_1^2 + G_1^2}$$

$$h_1 = \frac{G_1 G_2 + B_1 B_2}{B_1^2 + G_1^2} \quad \text{și} \quad h_2 = \frac{B_1 G_2 - B_2 G_1}{B_1^2 + G_1^2}$$

Sau, global scris:

$$\begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \\ \Delta e'_q \\ \Delta v_f \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_d}{M} & \frac{i_{q0}}{M} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{d0}'} & \frac{1}{T_{d0}'} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{ex}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ V_b[h_1 \cos(\delta_0) - h_2 \sin(\delta_0)] & 0 & 0 & 0 \\ V_b[-h_1 \sin(\delta_0) + h_2 \cos(\delta_0)] & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ (x_d' - x_q)i_{q0} \\ M \\ \frac{x_d' - x_d}{T_{d0}'} \\ 0 \\ \gamma_a & -x_q & 1 & 0 \\ x_d' & \gamma_a & 0 & 1 \\ \gamma_e & x_e & -1 & 0 \\ x_e & \gamma_e & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \\ \Delta e'_q \\ \Delta v_f \\ i_d \\ i_q \\ v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \frac{1}{T_{ex}} \Delta u$$

$$\Delta v_t = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{v_{d0}}{v_{t0}} & \frac{v_{q0}}{v_{t0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

De observat că față de modelul nelinier în care abaterea cuplului mecanic T_m constituie o mărime de intrare în proces, în cazul modelului liniarizat această abatere constituie practic o perturbare externă, nefiind inclusă în ecuația matricială (4.67).

Un model matematic intrare-stare-ieșire se poate obține din ecuațiile (4.67) și (4.68) prin câteva operații matriciale elementare:

$$\begin{cases} X_1' = AX_1 + B\Delta u \\ \Delta v_t = CX_1 \end{cases} \quad (4.72)$$

unde:

$$A = A_{11} - A_{12}A_{22}^{-1}A_{21}$$

$$C = -C_1A_{22}^{-1}A_{21}$$

Discretizând modelul matematic continuu intrare-stare-ieșire (în MatLAB utilizând funcția **c2d**, cu un pas de 0.05 sec.) se obține un model matematic discret intrare-stare-ieșire. Acesta poate fi transformat într-o funcție de transfer discretă (tot în MatLAB folosind funcția **ss2tf**) de ordinul 4:

$$H(z^{-1}) = z^{-1} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = z^{-1} \frac{b_3 z^{-3} + b_2 z^{-2} + b_1 z^{-1} + b_0}{a_4 z^{-4} + a_3 z^{-3} + a_2 z^{-2} + a_1 z^{-1} + 1} \quad (4.73)$$

Trecând la o ecuație cu diferențe stochastice, printr-o completare cu termenii corespunzători zgomotului, respectiv componenteii staționare, rezultă un model matematic stohastic al generatorului sincron legat la un sistem energetic de putere:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-1}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) + d \quad (4.74)$$

unde:

$y(t)$ – ieșirea procesului (abaterea tensiunii la borne)

$u(t)$ – intrarea procesului (abaterea tensiunii de comandă a excitației)

$e(t)$ – secvența perturbatoare de variabile aleatoare independente de medie nulă și dispersie σ^2 (zgomot alb), modelând zgomotul perturbator din SEP;

d – ieșirea în regim staționar a procesului (pentru o intrare nulă).

z^{-1} – operator de întârziere pe un pas

și $C(z^{-1}) = 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3} + c_4 z^{-4}$ este un polinom stabil (filtru de zgomot).

Observație: Componenta stochastică este atașată din două considerente: pe de o parte, așa cum s-a mai menționat, pentru modelarea zgomotului perturbator din SEP, iar pe de altă parte din considerente de asigurare a unei excitabilități și stabilități numerice a estimatorului de parametrii, în contextul obiectivului propus de a realiza o conducere adaptivă autoacordabilă.

Ecuția cu diferențe stochastice (4.74) reprezintă punctul de pornire în proiectarea și sinteza unor legi (algoritmi) de conducere adaptivă autoacordabilă corespunzătoare procesului condus.

4.1.5 Studii de caz pentru validarea modelelor matematice în regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron

Pentru cazul structurii complexe, formată dintr-un generator sincron conectat la un sistem de putere printr-o linie lungă de transmisie și având un consumator local legat la borne, au fost determinate 3 modele matematice:

- un model matematic complet, neliniar, de ordinul 6 (utilizat în toate studiile de caz ca model propriu zis al procesului);
- un model matematic redus, tot neliniar, de ordinul 4 (folosit doar ca un model intermediar, auxiliar);
- un model matematic redus, liniarizat (în jurul unui punct de funcționare), de ordinul 4 (folosit doar în faza de proiectare a legii de comandă adaptivă).

Schemele bloc de implementare în Simulink pentru primele două modele sunt prezentate în figurile 4.4 și respectiv 4.5 (rețeaua adoptată pentru conectarea la sistemul energetic de putere fiind comună ambelor scheme și este prezentată în fig. 4.6.). Pentru modelul neliniar, de ordinul 6, este dat și programul sursă de simulare în limbajul Simnon (rezultatele testelor pe ambele tipuri de implementări Simulink/Simnon fiind perfect identice).

Al treilea model matematic (cel liniarizat) realizează o modelare doar a dependentei directe dintre abaterea tensiunii de comandă a excitației (intrare) și abaterea tensiunii terminale la bornele generatorului (ieșire) sub forma unei ecuații cu diferențe (4.74) sau a unei funcții de transfer discrete (4.73). Programul pentru calculul parametrilor acestui model, respectiv simularea funcționării acestuia pentru un semnal de intrare treaptă - abaterea tensiunii de comandă a excitației - este realizat în Matlab for Windows.

Valorile numerice ale parametrilor generatorului sincron utilizate în simulări (cazul centralei hidroelectrice Bicaz, având puterea nominală $P_n=55$ MW și tensiunea nominală $U_n=10.5$ kV) sunt următoarele (exprimate în unități relative - u.r.):

$$x_d = 0.637, \quad x'_d = 0.22, \quad x''_d = 0.175, \quad x_q = 0.5, \quad x''_q = 0.12$$

$$\gamma_a = 0.01249, \quad k_d = 1.0, \quad \gamma_e = 0.12, \quad x_e = 1.1$$

$$T_{d0}' = 6 \text{ sec}, \quad T_{d0}'' = 0.09 \text{ sec}, \quad T_{q0}'' = 0.37 \text{ sec}, \quad M = 9.65 \text{ sec}, \quad T_{ex} = 0.025 \text{ sec}$$

Valorile numerice pentru parametrii rețelei de conectare la sistemul energetic de putere sunt (în u.r.):

$$G_1 = 0.52, \quad B_1 = -0.89, \quad G_2 = -0.42, \quad B_2 = 0.89, \quad v_b = 1$$

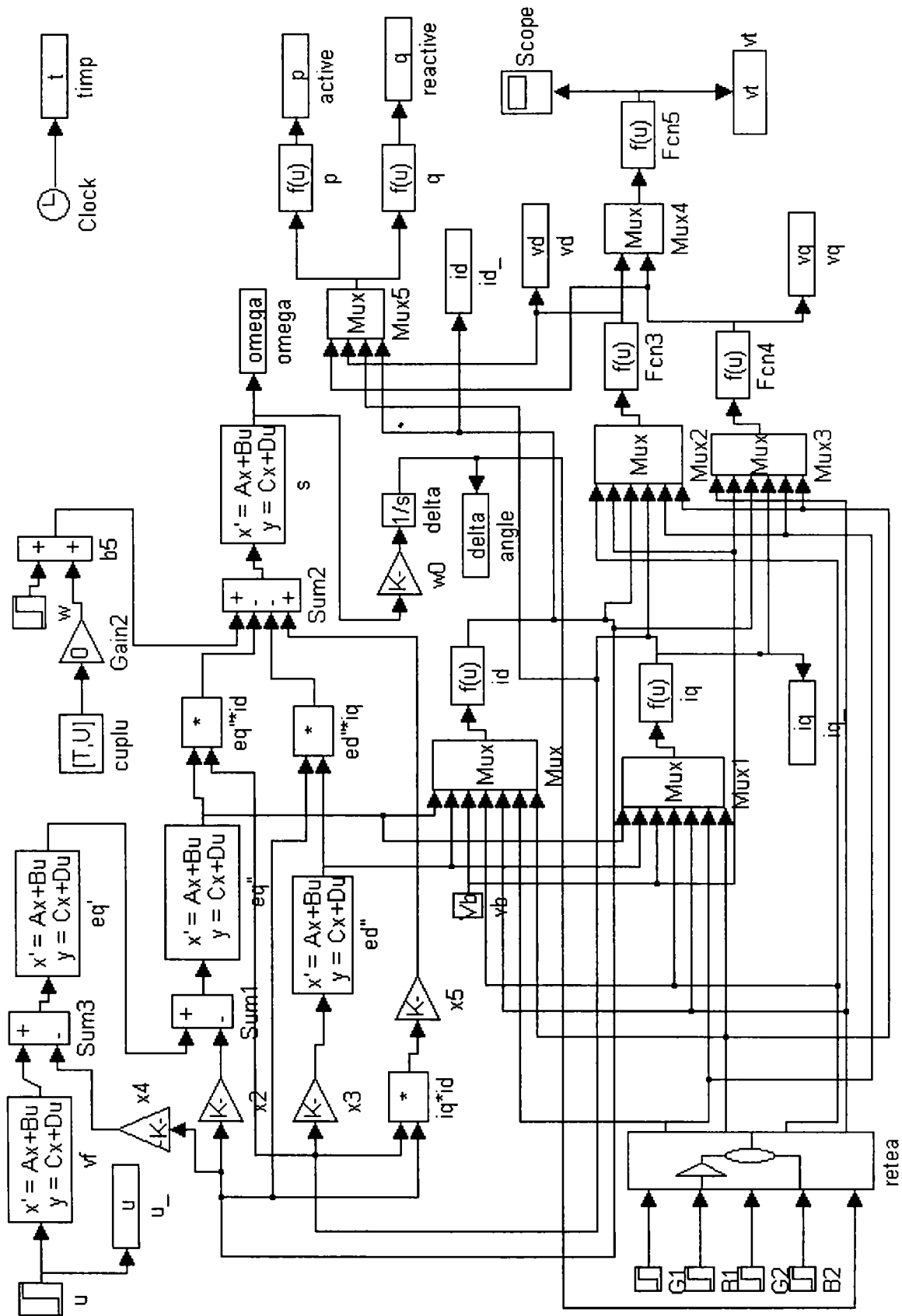


Fig. 4.4 Modelul Simulink al generatorului sincron cuplat la un sistem energetic de putere printr-o linie lungă de transmisie și având legat un consumator la borne (generator sincron modelat printr-un sistem neliniar de ordinul 6)

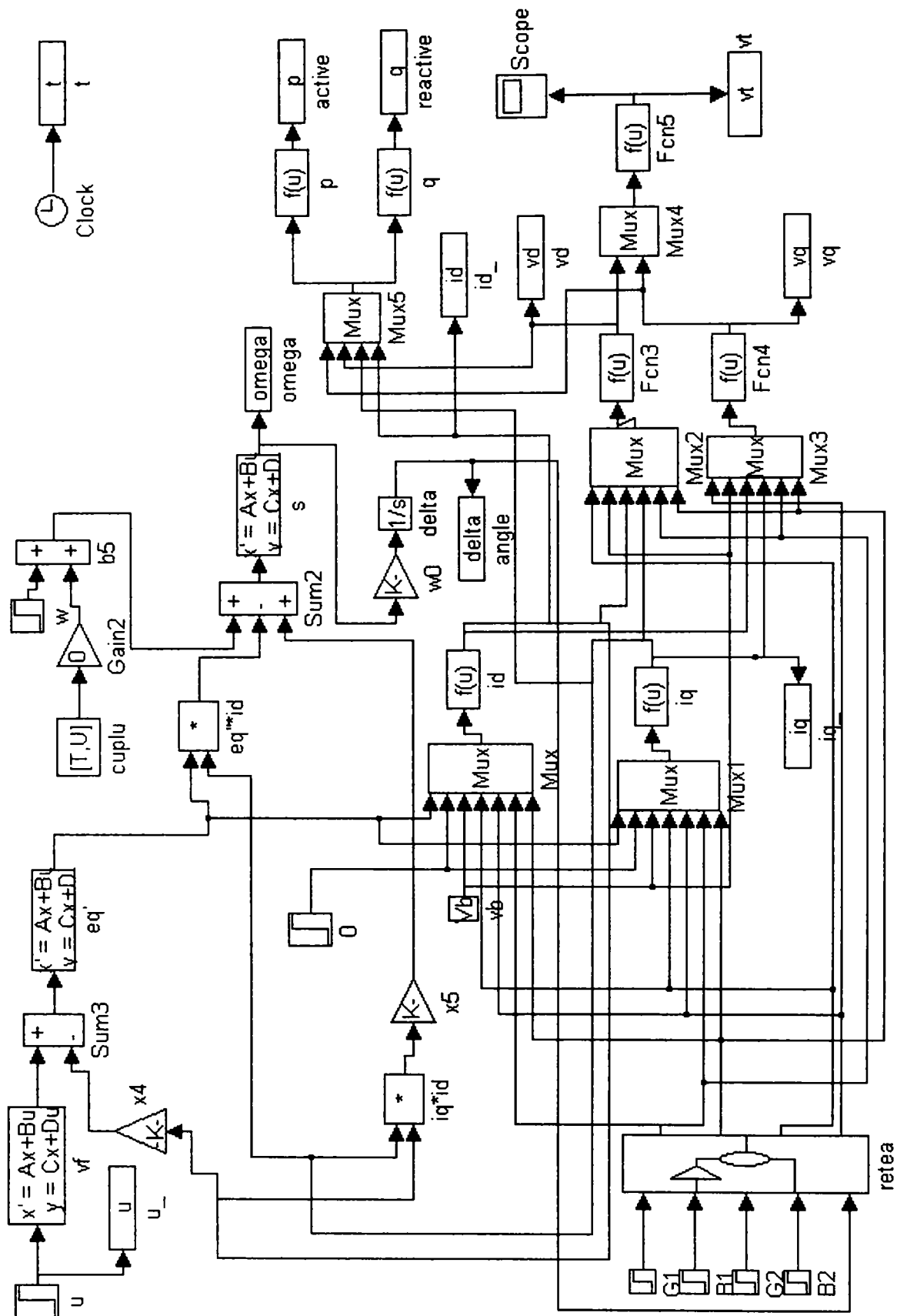


Fig.4.5 Modelul Simulink al generatorului sincron cuplat la un sistem energetic de putere printr-o linie lungă de transmisie și având legat un consumator la borne (generator sincron modelat printr-un sistem neliniar de ordinul 4)

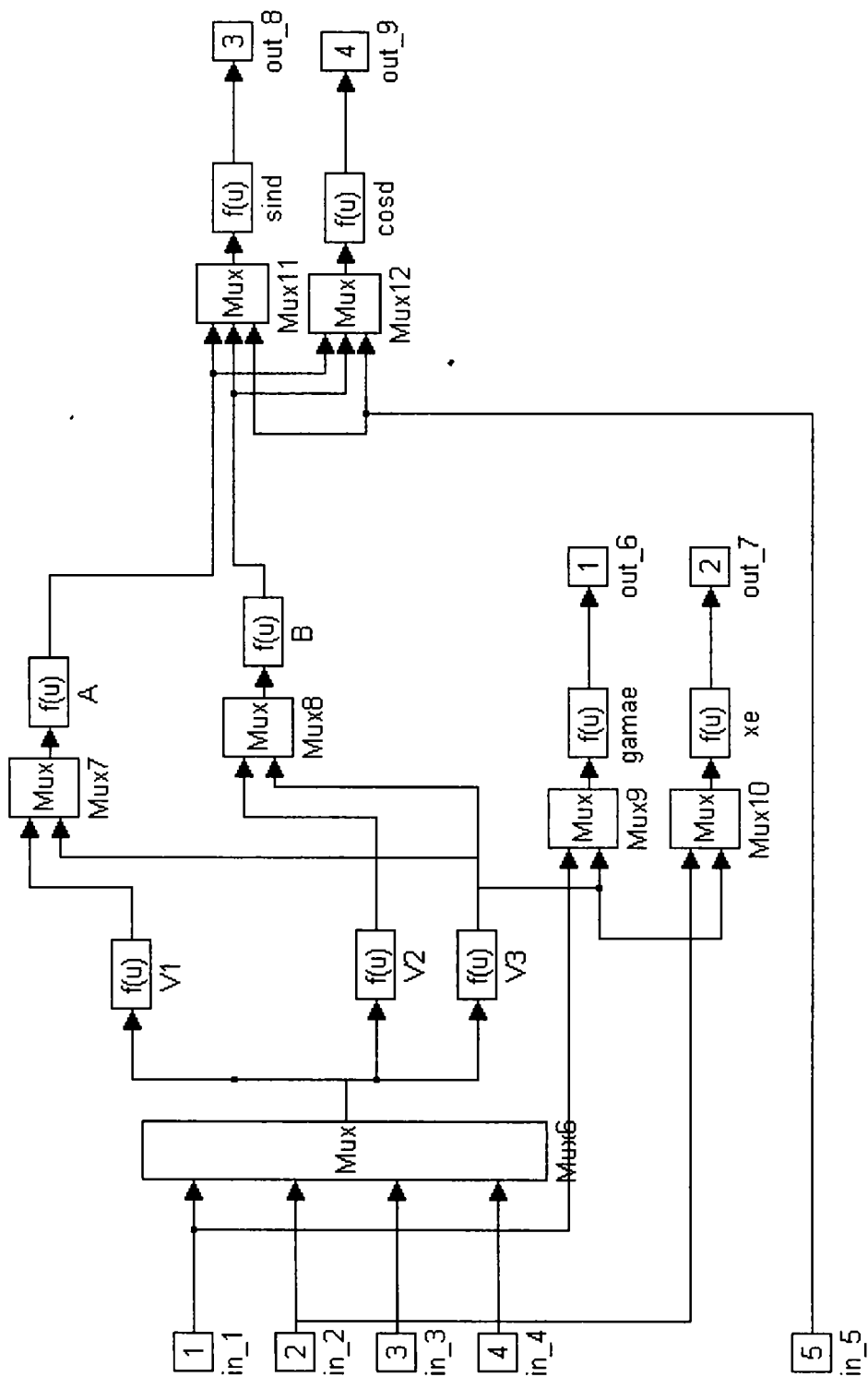


Fig.4.6 Modelul Simulink al rețelei de conectare a generatorului sincron la sistemul energetic de putere (linie lungă de transmisie și consumator local)

```

% PROGRAM MATLAB PENTRU CALCULUL PARAMETRILOR MODELULUI LINIARIZAT
% DE ORDINUL 4 ȘI SIMULAREA ACESTUIA PENTRU O EXCITAȚIE TREAPTĂ
xd=0.637
xdp=0.22
xds=0.175
xq=0.5
xqs=0.12
gamaa=0.01249
kd=1
M=9.65
Te=0.025
Tm=0.6
Td0p=6
Td0s=0.09
Tq0s=0.37
%u:1
Vb=1
w0=314.159265
G1=0.52
B1=-0.89
G2=-0.42
B2=0.89
V1=G1*G2+B1*B2
V2=G2*B1-B2*G1
V3=B1*B1+G1*G1
A=V1/V3
B=V2/V3
gamae=G1/V3
xe=-B1/V3

vd0=0.23305697990066
vq0=1.17578046167876
eq0p=1.22253133116340
delta0=3.65041576180799
iq0=0.47075469235387
id0=0.18577792444155
vt0=1.19865560930419

eq0=eq0p-(xdp-xq)*id0;
A11=[ 0 w0 0 0
      0 -kd/M -iq0/M 0
      0 0 -1/Td0p 1/Td0p
      0 0 0 -1/Te];
A12=[ 0 0 0 0
      (xdp-xq)*iq0/M -eq0/M 0 0
      (xdp-xd)/Td0p 0 0 0
      0 0 0 0];
A21=[ 0 0 0 0
      0 0 -1 0
      Vb*(A*cos(delta0)-B*sin(delta0)) 0 0 0
      -Vb*(A*sin(delta0)+B*cos(delta0)) 0 0 0];
A22=[ gamaa -xq 1 0
      xdp gamaa 0 1
      gamae -xe -1 0
      xe gamae 0 -1];
B=[ 0
     0
     0
     -1/Te];
C1=[0 0 vd0/vt0 vq0/vt0];

```

```

A=A11-A12*inv(A22)*A21;
C=C1*inv(A22)*A21;
D=0;
[Ad,Bd]=c2d(A,B,0.05);
[num,den]=ss2tf(Ad,Bd,C,D,1);
t=0:0.05:50;
uu=0.1*ones(t);
y=dlsim(num,den,uu);
uuu=zeros(0.05:0.05:10);
uuu=[uuu uu];
figure(1),plot(t,y),grid
pause
[num,den]=ss2tf(Ad,Bd,C,D,1)
y=dlsim(num,den,uuu)
figure(1),plot(t,y),grid
%PARAMETRII CALCULATI AI MODELULUI
aa4=num(1)
aa3=num(2)
aa2=num(3)
aa1=num(4)
aa0=num(5)
bb4=den(1)
bb3=den(2)
bb2=den(3)
bb1=den(4)
bb0=den(5)
a1=aa3/bb4
a2=aa2/bb4
a3=aa1/bb4
a4=aa0/bb4
b0=bb4/bb4
b1=bb3/bb4
b2=bb2/bb4
b3=bb1/bb4
b4=bb0/bb4
end

```

```

" PROGRAM SIMNON PENTRU SIMULAREA MODELUL NELINIAR DE ORDINUL 6
Continuous system final
state delta s eqp vf eqs eds
der ddelta ds deqp dvf deqs deds
Time t

Ddelta=omegas*s
ds=-kd*s/M+Tm/M-eqs*iq/M-eds*id/M+id*iq*(xds-xqs)/M
dvf=(u-vf)/Tel
deqp=(vf-xd*id+xdp*id-eqp)/Td0p
deqs=(eqp-xdp*id+xds*id-eqs)/Td0s
deds=(xq*iq-xqs*iq-eds)/Tq0s

id=eqs*x2/beta+eds*gama/beta-vb*gama*sind/beta-vb*x2*cosd/beta
iq=eqs*gama/beta-eds*x1/beta+vb*x1*sind/beta-vb*gama*cosd/beta

vb*x2*cos(delta)/beta else 0
vd=vb*sind+gamae*id-xe*iq
vq=vb*cosd+gamae*iq+xe*id
vt=sqrt(vd*vd+vq*vq)
p=vd*id+vq*iq
q=-vd*iq+vq*id

```

```

gama=gamae+gamaa
gam=gama
x1=xe+xds
x2=xe+xqs
beta=gama*gama+x1*x2
gamae=G1/V3
xe=-B1/V3

V3=B1*B1+G1*G1
V1=G1*G2+B1*B2
V2=G2*B1-B2*G1

Sind=(V1*sin(delta)+V2*cos(delta))/V3
Cosd=(V1*cos(delta)-V2*sin(delta))/V3

un=delta-3.05492

Cel=eqp*iq-xdp*id+iq*xq*id*iq

xd:0.637
xdp:0.22
xds:0.175
xq:0.5
xqs:0.12
gamaa:0.01249

kd:1
M:9.65
Tel:0.025
"cuplu mecanic
"Tm:0.6
Tm=if t<40 then 0.6 else 0.7
Td0p:6 " 5.66
Td0s:0.09
Tq0s:0.37
"tensiune excitatie
u:1.3
vb:1
omegas:314.159265

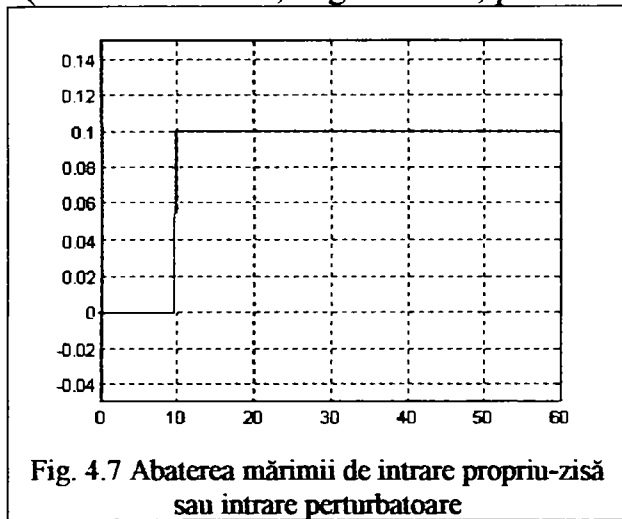
" linie și consumatori
G1:0.52
"G1=IF T<40 THEN 0.52 ELSE 0.62
B1:-.89
"b1=IF T<40 THEN -0.89 ELSE -0.99
G2:-0.420 "-0.07467
"g2=if t<40 then -0.420 else 1e-5
"B2=if t<40 then 0.9 else 1e-5
B2:.89
Delta:3.05492
end

```

Pentru validarea acestor modele matematice, atât din punct de vedere calitativ cât și cantitativ, s-au efectuat o serie de studii de simulare (cu procesul evoluând liber, în buclă deschisă) specifice unor regimuri uzuale de funcționare ale generatorului sincron [Ned68]:

- încărcare de putere reactivă (prin modificarea tensiunii de excitație);
- încărcare de putere activă (prin modificarea cuplului mecanic);
- cuplare/decuplare de consumatori locali (prin modificarea conductanței G_l și/sau a susceptanței B_l).

Pentru diverse variații ale unor mărimi fizice (excitație, cuplu mecanic, admitanța consumator local), considerate fie ca intrări propriu-zise fie ca intrări perturbatoare, s-a realizat un studiu al efectului acestora asupra unor mărimi considerate ca ieșiri ale procesului (tensiune la borne, unghi rotor, putere activă, putere reactivă).



Testele de validare s-au efectuat în jurul unui punct de funcționare corespunzător unui regim de putere activă debitată în sistem $P=0.6$ unități relative (cuplul mecanic $T_m=0.6$ u.r.).

Toate testele au presupus o variație treaptă, de forma celei prezentate în figura 4.7, a unor mărimi considerate ca intrări propriu-zise sau ca intrări perturbatoare.

Observație: Pentru majoritatea graficelor din cadrul lucrării, abscisa reprezintă axa timpului (gradată în secunde). În cazul unei alte semnificații, acest lucru este precizat pe abscisa figurii în cauză.

4.1.5.1 Studiu de validare a modelului matematic neliniar de ordinul 6

Modelul matematic considerat este descris de setul de ecuații (4.29)...(4.40), cu notațiile aferente (4.41)...(4.48), iar schema Simulink de simulare este reprezentată în figura 4.4 (cu rețeaua de conectare reprezentată în figura 4.6). Rezultatele testelor au fost validate și prin simulare în Simnon (programul sursă a fost prezentat anterior).

a) Încărcare de putere activă

Un astfel de regim de funcționare a fost obținut printr-o variație (creștere) a cuplului mecanic T_m , abaterea acestuia (10%) fiind de forma dată în figura 4.7.

În acest caz, modificarea cuplului mecanic produce modificări semnificative ale puterii active P debitate în sistem (fig.4.8.c.), variația puterii reactive fiind mult mai redusă (fig.4.8.d.). Are loc de asemenea o scădere a unghiului rotor (fig.4.8.b.) iar tensiunea la bornele generatorului sincron înregistrează de asemenea o scădere (fig.4.8.a.). Rezultatele obținute respectă dinamica fenomenologică a mașinii, fiind comparabile cu cele furnizate de literatura de specialitate [Dao83][Jag84].

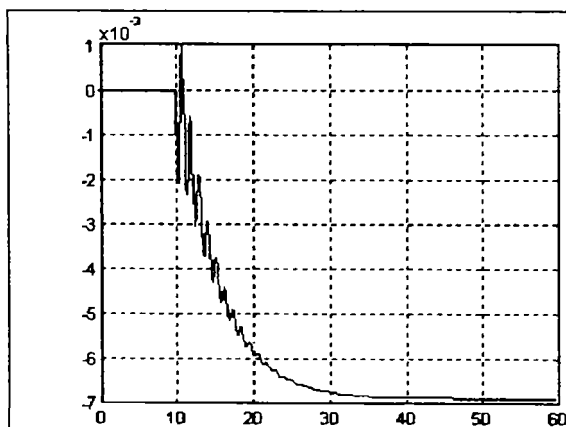


Fig.4.8.a. Abaterea tensiunii la borne (v_t)

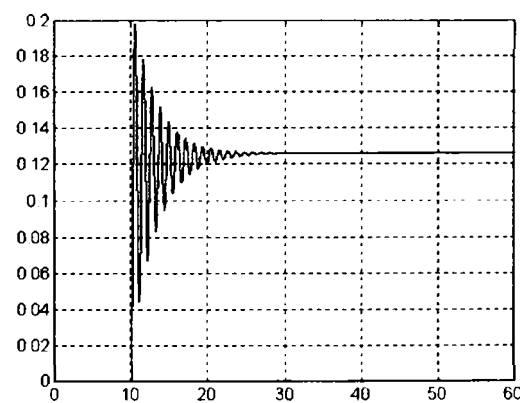
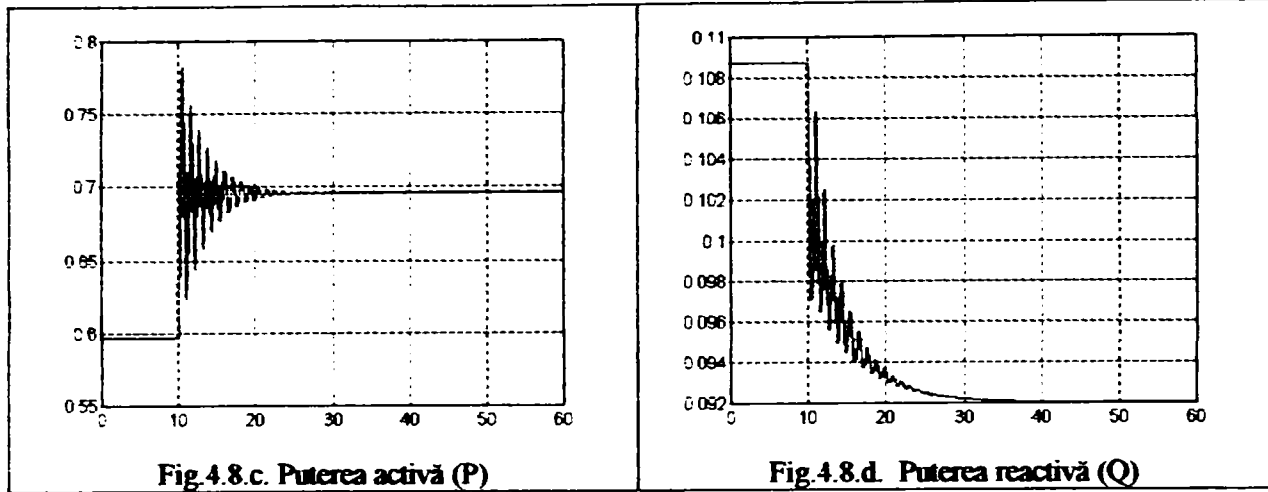
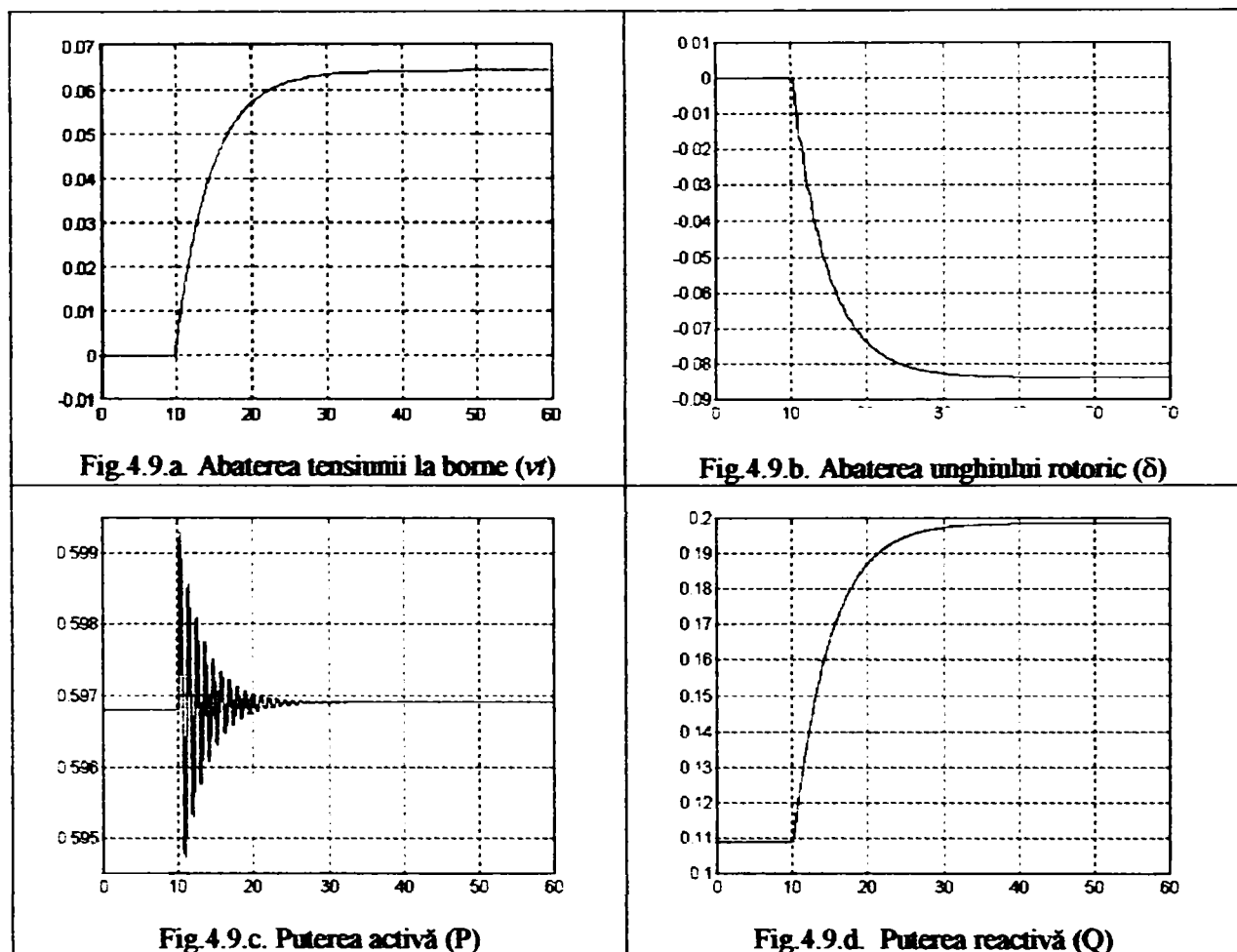


Fig.4.8.b. Abaterea unghiului rotor (δ)



b) Încărcare de putere reactivă

Un astfel de regim de funcționare a fost obținut printr-o variație (creștere) a tensiunii de excitație, abaterea acesteia (10%) fiind de forma dată în figura 4.7.



Rezultatele testelor (fig. 4.9.a...4.9.d.) arată că o modificare a tensiunii de excitație produce variații majore ale puterii reactive (Q), în timp ce puterea activă, după un regim tranzitoriu, revine la valoarea apropiată de cea inițială. Unghiul rotoric scade (fig. 4.9.b.) iar tensiunea la borne (fig. 4.9.a.) înregistrează o creștere.

c) Cuplarea la borne a unui consumator rezistiv suplimentar

Acest de regim de funcționare a fost simulat printr-o variație (creștere) a conductanței echivalente G_1 , abaterea acesteia (10%) fiind de forma dată în figura 4.1.7.

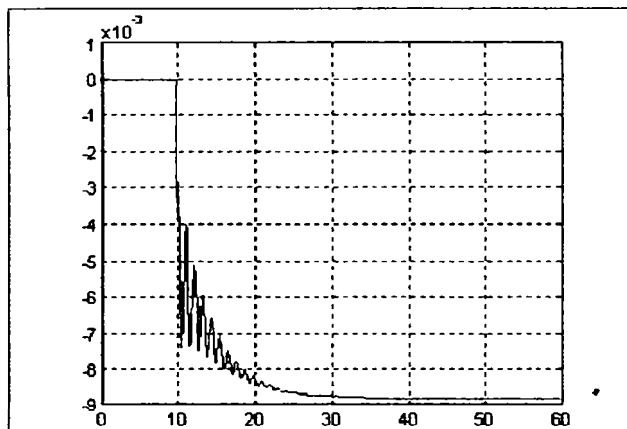


Fig.4.10.a. Abaterea tensiunii la borne (v)

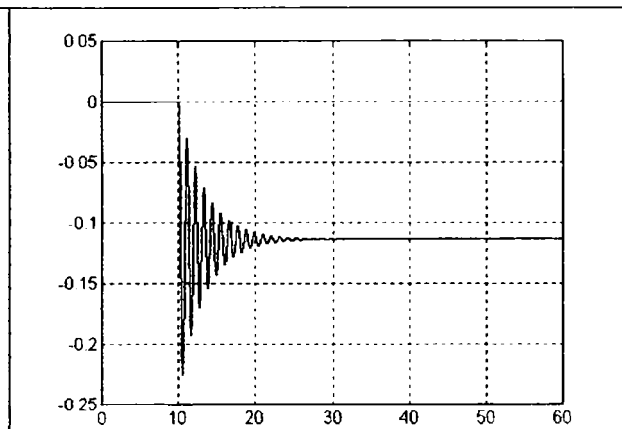


Fig.4.10.b. Abaterea unghiului rotoric (δ)

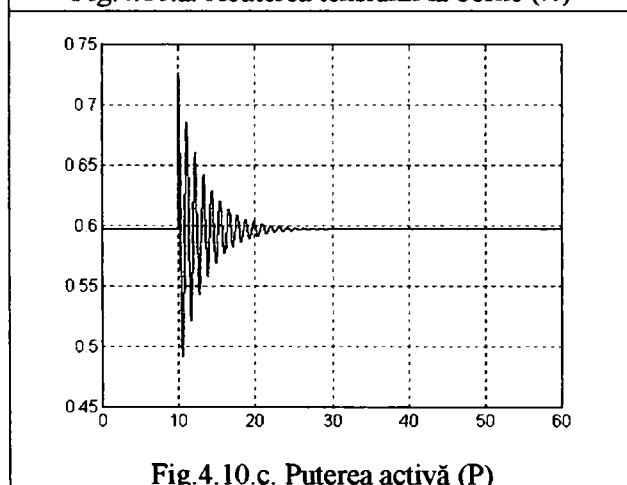


Fig.4.10.c. Puterea activă (P)

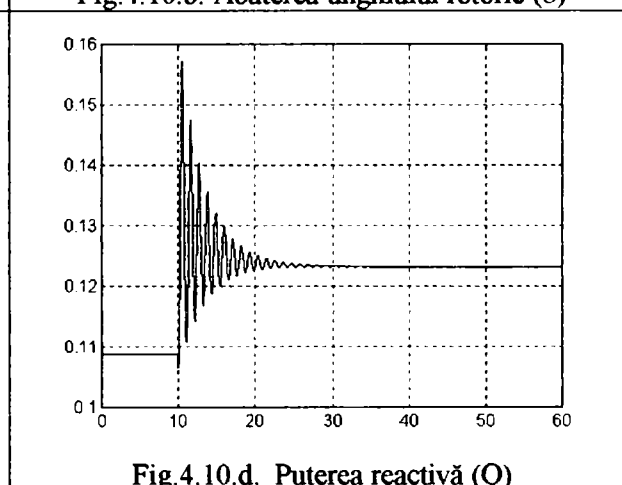


Fig.4.10.d. Puterea reactivă (Q)

După cum era de așteptat, tensiunea la bornele generatorului (fig.4.10.a.) scade în urma conectării unui consumator suplimentar. Variațiile celorlalte mărimi (unghi intern, putere activă și reactivă) sunt descrise în figurile 4.10.b,c,d.

4.1.5.2. Studiu de validare a modelului matematic neliniar redus la ordinul 4

Modelul matematic considerat în studiu este descris de setul de ecuații (4.58)...(4.66), cu notațiile aferente, iar schema Simulink de simulare este dată în figura 4.5 (cu rețeaua de conectare reprezentată în figura (4.6)).

Observație: Toate testele efectuate pentru acest model matematic redus presupun aceleași variații ale semnalelor de intrare propriu-zise sau ale intrărilor perturbatoare considerate, ca și în cazul modelului neliniar de ordinul 6. Rezultatele obținute pentru diversele regimuri de funcționare ale GS sunt comparabile cu cele obținute pentru modelul neliniar, complet. Apar însă câteva deosebiri calitative și asupra acestora se vor face referiri în continuare.

a) Încărcare de putere activă

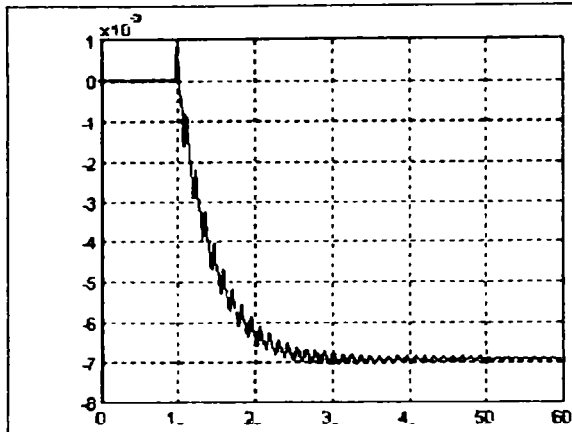


Fig. 4.11.a. Abaterea tensiunii la borne (v)

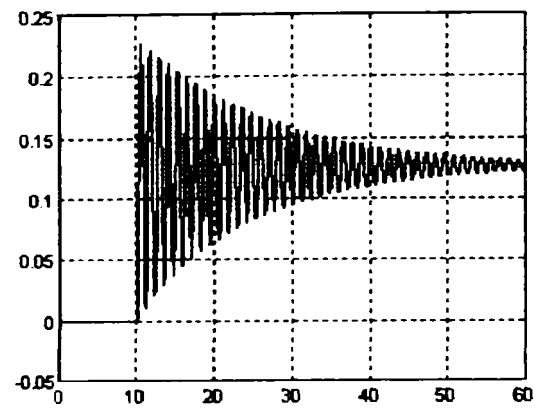
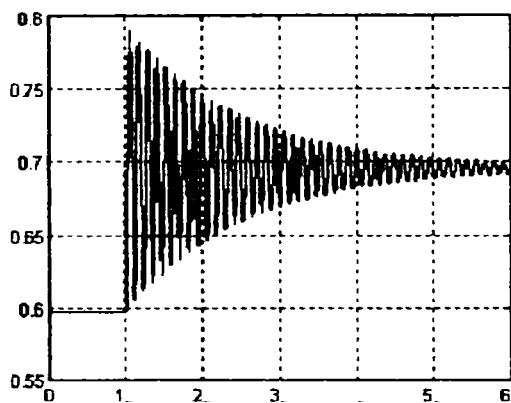
Fig. 4.11.b. Abaterea unghiului rotoric (δ)

Fig. 4.11.c. Puterea activă (P)

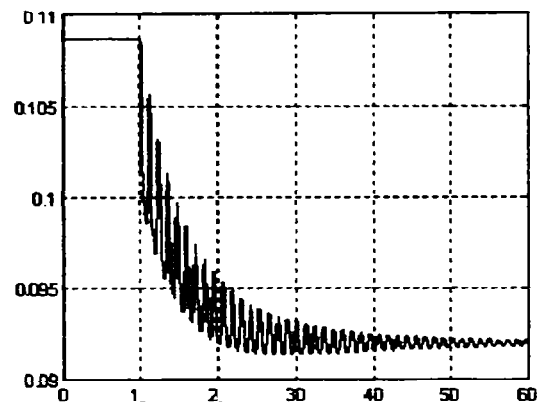


Fig. 4.11.d. Puterea reactivă (Q)

Neglijarea efectelor supratranzitorii din stator și a efectelor înfășurărilor de amortizare din rotor, conduc la apariția unor regimuri tranzitorii oscilante de lungă durată (fig.4.11. a...d) la toate mărimile considerate de ieșire (tensiune la borne, unghi rotoric, putere activă, putere reactivă). Valorile de stabilizare ale mărimilor considerate de ieșire coincid însă cu cele obținute la simularea funcționării modelului complet, ceea ce validează corectitudinea reducerii de ordin realizate.

b) Încărcare de putere reactivă

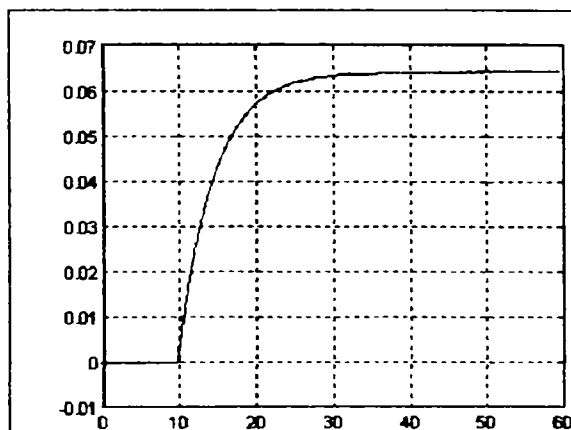
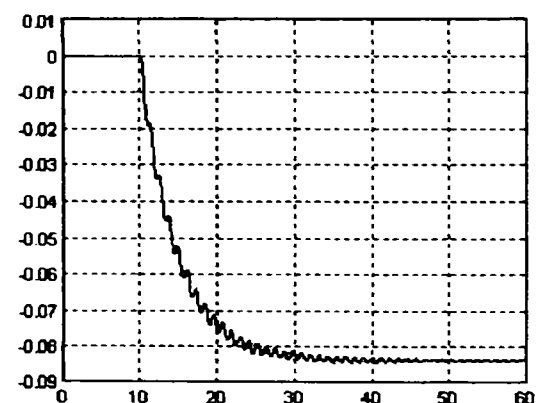


Fig. 4.12.a. Abaterea tensiunii la borne (v)

Fig. 4.12.b. Abaterea unghiului rotoric (δ)

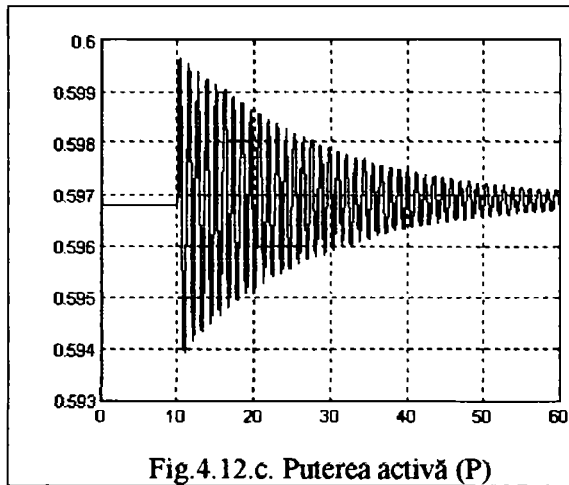


Fig.4.12.c. Puterea activă (P)

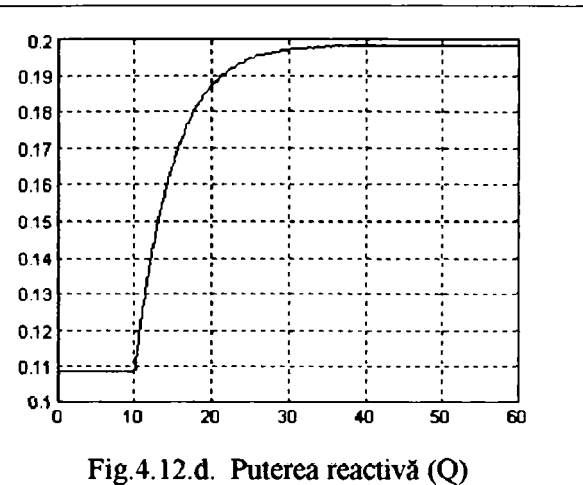


Fig.4.12.d. Puterea reactivă (Q)

Și în cazul modificării tensiunii de excitație, efectele oscilante se regăsesc în modul de variație al unghiului rotoric (fig.4.12.b) și al puterii active (fig.4.12.c.). Rezultatele obținute pentru tensiunea la borne și puterea reactivă sunt practic identice cu cele aferente simulării pe modelului complet (fig.4.12.a., fig.4.12.d. comparativ cu fig.4.9.a., 4.9.d.)

c) Cuplarea la borne a unui consumator rezistiv suplimentar

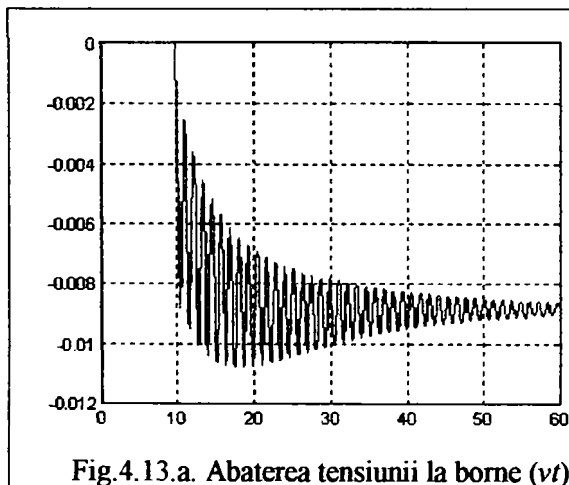


Fig.4.13.a. Abaterea tensiunii la borne (v)

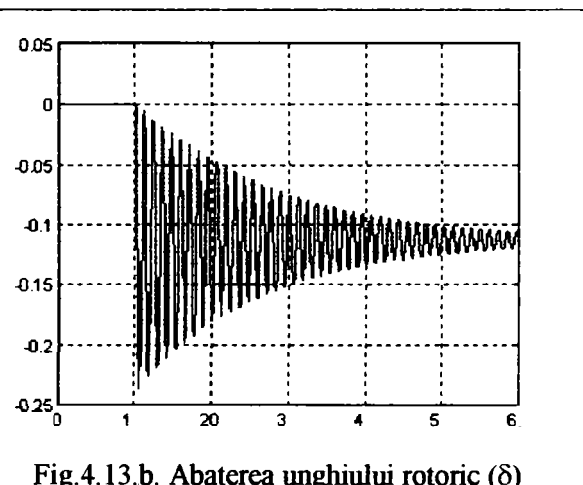
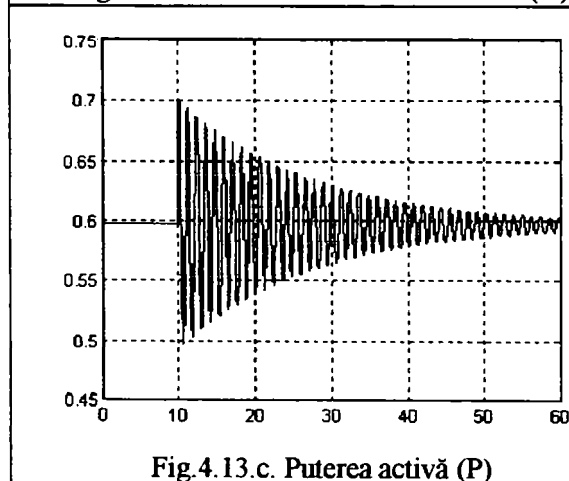
Fig.4.13.b. Abaterea unghiului rotoric (δ)

Fig.4.13.c. Puterea activă (P)

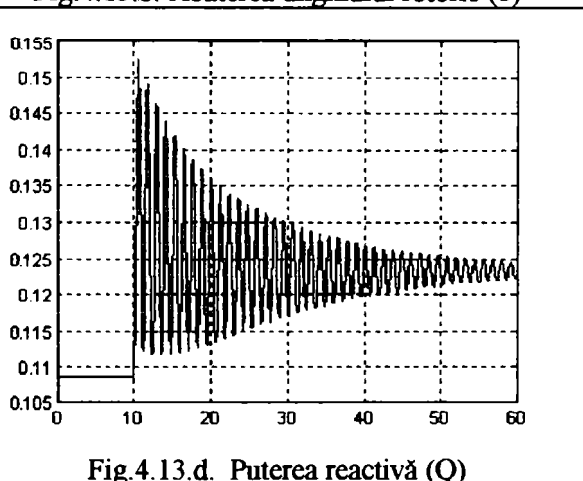


Fig.4.13.d. Puterea reactivă (Q)

Cuplare unui consumator local, în condițiile neglijării înfășurărilor de amortizare, conduce la apariția unor regimuri tranzitorii oscilante de lungă durată.

Toate regimurile de funcționare testate pentru cele două modele neliniare (complet și redus), conduc la rezultate identice ale valorilor de stabilizare ale ieșirilor. Regimurile tranzitorii sunt diferite, efectele ipotezelor simplificatoare adoptate pentru modelul redus fiind

evidente. Graficele de simulare obținute și studiul lor comparativ, justifică validarea reducerii de ordin efectuate.

4.1.5.3 Studiu de validare a modelul matematic liniarizat de ordinul 4. Estimare parametrică în buclă deschisă

Modelul matematic liniar, considerat în studiu, este descris ecuația cu diferențe (4.74) (sau de funcția de transfer discretă (4.73)), iar programul pentru calculul analitic al parametrilor acestuia și simularea funcționării lui la o variație treaptă a mărimii de intrare – abaterea comenzii excitației (fig.4.7) - este implementat în Matlab for Windows (codul sursă al acestuia este prezentat în paragraful 4.1.5.).

În aceleași condiții inițiale (corespunzătoare unui punct de funcționare) ca și în cazurile precedente, abaterea tensiunii la bornele generatorului (mărimea de ieșire disponibilă în cazul modelului liniarizat) este prezentată în fig.4.14.a.

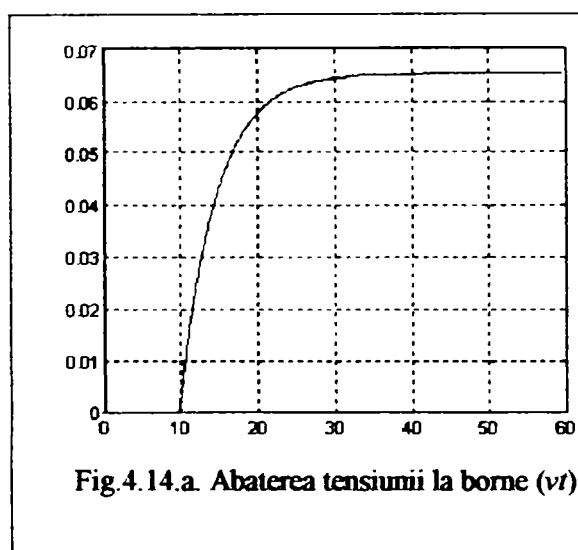


Fig.4.14.a. Abaterea tensiunii la borne (vt)

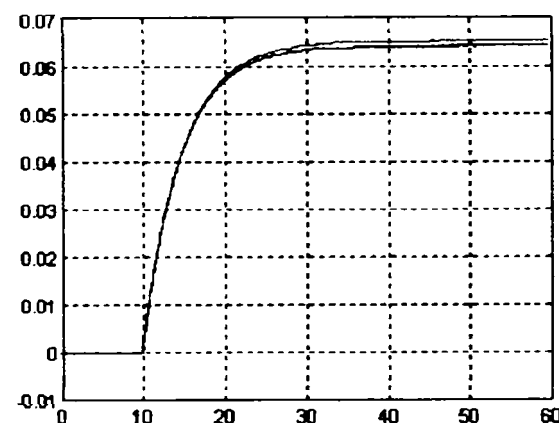


Fig.4.14.b. Abaterile comparate ale tensiunii la borne (vt) pentru cele 3 modele

Calculul analitic al parametrilor funcției de transfer discrete (realizat în acest punct de funcționare, pe baza programului Matlab menționat), a condus la următoarele valori numerice pentru aceștia:

$$a_1 = -2.67217527329825, a_2 = 2.43406741930688, a_3 = -0.84634415030464, \\ a_4 = 0.08445407728225, b_0 = 0.00079476603978, b_1 = 0.00075177114349, \\ b_2 = -0.000120957407967, b_3 = -0.00033514046045$$

Comparativ, prin suprapunerea celor trei ieșiri corespunzătoare modelului neliniar de ordinul 6, neliniar de ordinul 4 și liniarizat de ordinul 4, la o abatere de 0.1 u.r. a intrării (excitației) se observă (fig.4.14.b.) o aproximare foarte bună (practic pentru modelele neliniare graficele se suprapun, existând doar o foarte mică abatere (eroare) față de ieșirea dată de modelul liniarizat).

Validarea corectitudinii identificării analitice a modelului liniar, de ordinul 4, aproximând dinamica modelului neliniar redus și implicit, dinamica modelului neliniar complet, de ordinul 6 (în jurul unui punct de funcționare), se poate realiza și direct, printr-o estimare a parametrilor modelului liniarizat pe baza datelor măsurate ale intrării/ieșirii în/din modelul neliniar complet.

Un astfel de studiu de caz permite de asemenea o primă apreciere asupra corectitudinii funcționării a celor doi estimatori considerați (estimatorul CMMP și respectiv estimatorul bazat pe TO Givens). În tot acest studiu procesul evoluează liber, în buclă deschisă.

Figura 4.15.a. prezintă intrările perturbatoare, corespunzătoare pentru două regimuri succesive de funcționare ale generatorului sincron: încărcare de putere activă (printr-o creștere a cuplului mecanic la momentul de timp $t=40$ sec.) urmată de cuplarea unui consumator local suplimentar la bornele generatorului (la momentul $t=80$ sec.).

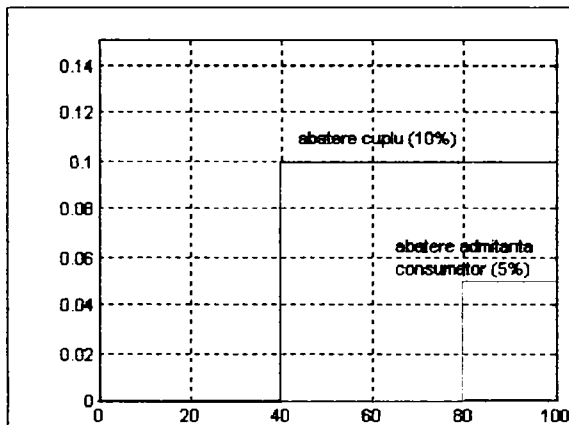


Fig.4.15.a. Abaterile intrărilor perturbatoare

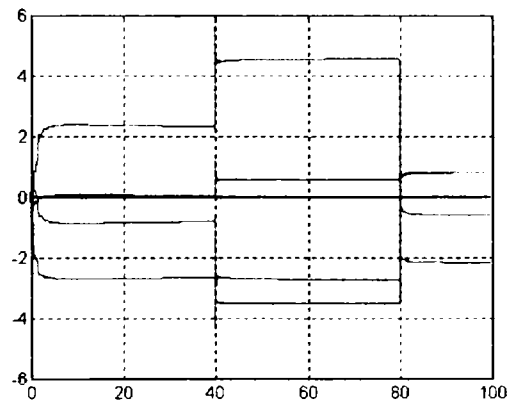


Fig.4.15.b. Estimațiile parametrilor procesului obținute cu estimator CMMP

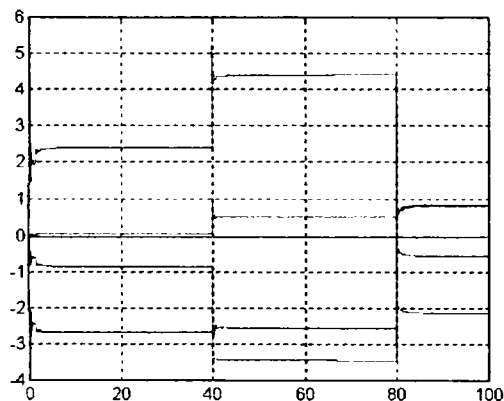


Fig.4.15.c. Estimațiile parametrilor procesului obținute cu estimator bazat pe TO Givens

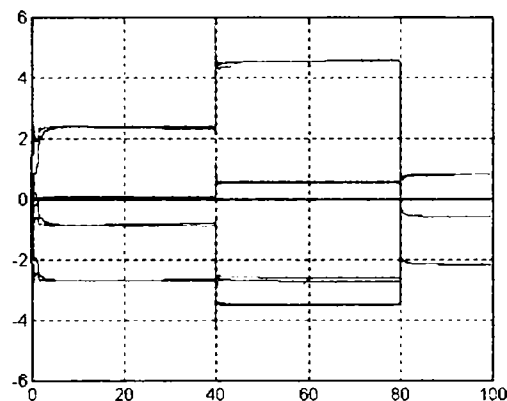


Fig.4.15.d. Prezentare comparată a estimațiilor obținute cu estimator CMMP, respectiv cu estimator bazat pe TO Givens

Cei doi estimatori sunt startați cu valori inițiale nule ale estimațiilor. Viteza de convergență a acestora spre valorile parametrice staționare este foarte bună, în ambele cazuri. Nivelul de zgomot stochastic (aplicat direct peste tensiunea constantă a sistemului de putere v_b) a fost considerat redus ($\sigma^2 = 10^{-8}$), pentru a nu realiza o alterare (distorsionare) semnificativă a estimațiilor.

Se poate observa o bună stabilitate numerică a estimațiilor parametrice (fig.4.15.b, fig.4.15.c) în fiecare nou regim staționar de funcționare (în care se ajunge la sfârșitul unui regim tranzitoriu provocat de o modificare a condițiilor de operare ale procesului). Acest lucru validează corectitudinea aproximării (într-un punct de funcționare) a modelului neliniar, complet (de ordin 6), printr-un model redus, liniarizat (de ordin 4). Mai mult, valorile numerice ale parametrilor estimați sunt foarte apropiate de cele obținute pe cale analitică.

Extrapolând rezultatele studiului de estimare realizat, se poate afirma că modelul neliniar, complet, al generatorului sincron poate fi aproximat destul de bine printr-un model liniarizat (de ordin redus 4), cu parametri variabili în timp, funcție de modificările în timp ale punctului de funcționare (deci a condițiilor de operare) [Roy97]. Fiecărui nou punct de funcționare îi corespunde o invarianță structurală a modelului liniarizat (acesta conservându-și ordinul), concomitent cu un nou set de valori pentru parametrii.

4.2. Regulate autoacordabile pentru conducerea sistemului de excitație al GS

Paragraful de față are ca obiectiv o particularizare a legilor de conducere adaptivă autoacordabilă, sintetizate în cap. III pentru cazul general, la structura și particularitățile procesului reprezentat de un generator sincron conectat printr-o rețea de transmisie la un sistem energetic de putere. Sunt luate în considerare cele două cazuri distincte de structuri de conducere adaptivă autoacordabilă, bazate pe minimizarea criteriului de optimizare J_1 (regulator autoacordabil cu compensare după reacție, dezvoltat în paragraful 3.3.2.1.), respectiv pe minimizarea criteriului J_2 (regulator autoacordabil cu compensare după reacție și referință, dezvoltat în paragraful 3.3.2.2).

Validarea ambelor structuri de conducere este realizată printr-o serie de studii de simulare, pentru diverse regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron.

4.2.1. Regulator autoacordabil cu compensare după reacție (criteriul J_1)

4.2.1.1. Sinteza regulatorului autoacordabil proiectat prin minimizarea criteriul J_1 pentru cazul GS

Sinteza unui regulator adaptiv autoacordabil, particularizat la cazul conducerii unui proces reprezentat de un generator sincron conectat printr-o rețea de transmisie la un sistem energetic de putere, necesită următoarele informații de start [Dav86][Fil97_1]:

- modelul matematic liniar, discret, al procesului particularizat de generatorul sincron conectat printr-o rețea la un sistem energetic de putere (determinat în cadrul paragrafului 4.1.4., relația (4.74)), având ordinul 4 și un timp mort egal cu o perioadă de eșantionare ($\tau=0.05$ sec.), reprezentat de o ecuație stohastică cu diferențe de forma:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-1}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) + d \quad (4.75)$$

unde:

$y(t)$ – ieșirea procesului (abaterea tensiunii la borne),

$u(t)$ – intrarea procesului (abaterea tensiunii de comandă a excitației),

$e(t)$ – secvența perturbatoare de variabile aleatoare independente, de medie nulă și dispersie σ^2 (zgomot alb),

d – ieșirea în regim staționar a procesului (pentru o intrare nulă),

z^{-1} – operator de întârziere pe un pas,

iar polinoamele $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ (de ordin cunoscut) au următoarele forme particulare:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3} + a_4z^{-4}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + b_3z^{-3}$$

iar $C(z^{-1}) = 1$ (particularizare prin care se evită necesitatea estimării parametrilor polinomului de filtrare a zgomotului). De asemenea componenta d (ieșirea procesului pentru o intrare nulă) s-a considerat $d=0$ (fără a se afecta generalitatea problemei).

- legea de comandă adaptivă autoacordabilă, sintetizată pentru cazul unui proces liniar oarecare, de ordinul n (determinată în cadrul paragrafului 3.3.2.1., relația (3.97)), de forma:

$$u(t) = \frac{w(t) - z[1 - \hat{A}(z^{-1})]y(t)}{\hat{B}(z^{-1}) + Q(z^{-1})} \quad (4.76)$$

Adaptarea legii de comandă (4.76), pentru expresiile particulare ale polinoamelor $A(z^{-1})$ și $B(z^{-1})$, conduce la următoarea relație de calcul a comenzii adaptive autoacordabile, specifică procesului considerat:

$$u(t) = \frac{w(t) + \hat{a}_1 y(t) + \hat{a}_2 z^{-1} y(t) + \hat{a}_3 z^{-2} y(t) + \hat{a}_4 z^{-3} y(t)}{\hat{b}_0 + \hat{b}_1 z^{-1} + \hat{b}_2 z^{-2} + \hat{b}_3 z^{-3} + Q(z^{-1})} \quad (4.77)$$

O formă generală adoptată pentru expresia polinomul $Q(z^{-1})$ este:

$$Q(z^{-1}) = \rho(1 - \rho_1 z^{-1}) \quad (4.78)$$

Alegerea unei astfel de forme este justificată de următoarele considerente:

- Dacă s-ar adopta într-o primă fază $Q(z^{-1}) = \rho$, o astfel de alegere (pentru o valoare adecvată a lui ρ) conduce la o penalizare a comenzii, rezultând o strategie de conducere suboptimală (marcată de realizarea unui compromis între obiectivele de minimizare a varianței comenzii și respectiv minimizare a varianței ieșirii). Un astfel de sistem de conducere prezintă o eroare de regim staționar (sistem cu statism).
- Completarea expresiei polinomului $Q(z^{-1})$ astfel încât $Q(z^{-1}) = \rho(1 - z^{-1})$, asigură practic introducerea unei componente integratoare în bucla de reglare, al cărei efect va fi eliminarea erorii de regim staționar.
- După cum s-a menționat în aprecierile finale ale paragrafului 3.3.2.4, alegerea unei expresii particulare pentru polinomului $Q(z^{-1})$ trebuie să asigure de asemenea și păstrarea stabilității sistemului în buclă închisă. Din acest motiv, în cazul apariției unei eventuale instabilități ca o consecință a alegerii polinomului $Q(z^{-1})$ de forma $Q(z^{-1}) = \rho(1 - z^{-1})$, o posibilă soluție de asigurare totuși a stabilității (în detrimentul unei eliminări totale a erorii de regim staționar) o constituie adoptarea pentru acest polinom a unei expresii generale dată de o relație de forma (4.78). cu parametrul $\rho_1 \neq 0$ și $\rho_1 \in (0...1)$. Situațiile care pot să apară pentru valorile extreme ale lui ρ_1 (0 și respectiv 1) conduc chiar la cazurile particulare anterior discutate. Cu cât valoarea lui ρ_1 este mai apropiată de 1, cu atât eroarea de regim staționar este mai redusă. Alegerea unei valori a parametrului ρ_1 cât mai apropiată de 1, în condițiile asigurării încă a stabilității sistemului, conduce concomitent și la o diminuare a erorii de regim staționar. Din acest motiv, parametrului ρ_1 poate fi considerat ca un factor de reducere a erorii staționare. Toate aspectele teoretice tratate aici vor fi exemplificate concret, prin simulări, în cadrul paragrafului următor.

Pentru o expresie adoptată a polinomului $Q(z^{-1})$ de forma (4.78), legea de comandă particularizată pentru modelul liniarizat specific generatorului sincron conectat la un sistem energetic de putere devine:

$$u(t) = \frac{w(t) + [\hat{a}_1 + \hat{a}_2 z^{-1} + \hat{a}_3 z^{-2} + \hat{a}_4 z^{-3}]y(t)}{(\hat{b}_0 + \rho) + (\hat{b}_1 - \rho\rho_1)z^{-1} + \hat{b}_2 z^{-2} + \hat{b}_3 z^{-3}} \quad (4.79)$$

Stabilitatea regulatorului implementat pe baza legii de comandă (4.79) este asigurată de amplasarea în cercul unitate a rădăcinilor ecuației caracteristice:

$$(\hat{b}_0 + \rho) + (\hat{b}_1 - \rho\rho_1)z^{-1} + \hat{b}_2z^{-2} + \hat{b}_3z^{-3} = 0 \quad (4.80)$$

Este evident faptul că, diverse valori particulare pentru parametrii ρ și ρ_1 pot conduce la o eventuală instabilitate a regulatorului. Mai mult, stabilitatea întregului sistem în buclă închisă este asigurată de stabilitatea ecuației caracteristice simplificate (3.123), particularizată în cazul de față la forma următoare:

$$B(z^{-1}) + \rho(1 - \rho_1z^{-1})A(z^{-1}) = 0 \quad (4.81)$$

Valorile parametrilor polinoamelor procesului, $A(z^{-1})$ și $B(z^{-1})$ corespunzătoare unui punct de funcționare al generatorului sincron de putere activă debitată $P=0.6$ u.r., calculați analitic în paragraful 4.1.5 (pe baza programului de sinteză a unui model liniarizat) și validați printr-o estimare parametrică asupra modelului neliniar complet în paragraful 4.1.5.2, au următoarele valori:

$$a_1=-2.67217527329825, a_2=2.43406741930688, a_3=-0.84634415030464, \\ a_4=0.08445407728225, b_0=0.00079476603978, b_1=0.00075177114349, \\ b_2=-0.000120957407967, b_3=-0.00033514046045$$

Valorile parametrilor au fost obținute într-un punct de funcționare fixat, modificarea acestuia conducând implicit la o modificare a valorilor parametrilor. Interesează, de fapt, ordinul de mărime al acestor parametrii: pentru polinomului $B(z^{-1})$ parametrii sunt de ordinul 10^{-4} iar parametrii polinomului $A(z^{-1})$ au practic ordine de mărime cuprinse între 10^0 și 10^{-2} .

O alegere a factorului de penalizare a comenzii într-o plajă de valori recomandată de literatura de specialitate $\rho \in [0.0001...0.01]$ [San92][Cal89], în contextul ordinilor de mărime cunoscute ale parametrilor polinoamelor $A(z^{-1})$ și $B(z^{-1})$, conduce practic la o imposibilitate de precizare a unei valori ferme a parametrului de acordare ρ pentru care sistemul în buclă închisă este sigur stabil (ordinea de mărime ale celor doi termeni însumați în ecuația (4.81) fiind comparabile). Doar un amplu studiu de testare prin simulare poate să determine o alegere a unui set convenabil de parametrii de acordare ρ, ρ_1 , care să asigure stabilitatea sistemului, concomitent cu celelalte deziderate ale conducerii. Un astfel de studiu este realizat în paragraful următor (4.2.1.2).

Pentru un parametru ρ ales de cu o valoare suficient de mare (pentru o cât mai eficientă penalizare a comenzii), asigurarea stabilității sistemului necesită un parametru ρ_1 subunitar, ceea ce conduce la apariția unei erori staționare. O anulare a acestei erori poate fi realizată prin introducerea unei bucle integratoare externe. O astfel de buclă externă funcționează în paralel cu bucla de comandă adaptivă propriu-zisă, furnizând o componentă de comandă suplimentară, al cărei rol major îl constituie tocmai eliminarea erorii de regim staționar. Soluția propusă nu este nouă ca principiu, literatura de specialitate oferind în acest sens multe exemple de utilizare a unei astfel de bucle integratoare, în paralel cu regulatoare fuzzy, regulatoare neuronale, etc. [Ku95][Ner94][Fro93]. Originalitatea ideii (după cunoștințele autorului) constă în folosirea unei astfel de bucle integratoare externe în paralel cu o structură de conducere adaptivă autoacordabilă.

Schema bloc a unei astfel de structuri de conducere mixtă, bazată pe o lege de comandă adaptivă autoacordabilă lucrând în paralel cu o lege de reglare convențională discretă de tip proporțional-integrator, este prezentată în figura 4.16.

Se poate observa existența a două bucle de reacție, comanda finală fiind obținută prin însumarea celor două comenzi componente: comanda propriu-zisă a regulatorului adaptiv autoacordabil și comanda elementului integrator extern. Existența celei de-a doua bucle (după cum vor demonstra și studiile de simulare din paragraful următor) are doar rolul restrâns de asigurare a unei eliminări totale a erorii de regim staționar. Comanda eficientă și rapidă (ținând cont și de caracterul predictiv al acesteia) care reacționează la o modificare a punctului de funcționare al procesului (deci într-un regim tranzitoriu) este asigurată în continuare de componenta de reglare adaptivă, care își păstrează rolul decisiv în astfel de regimuri tranzitorii.

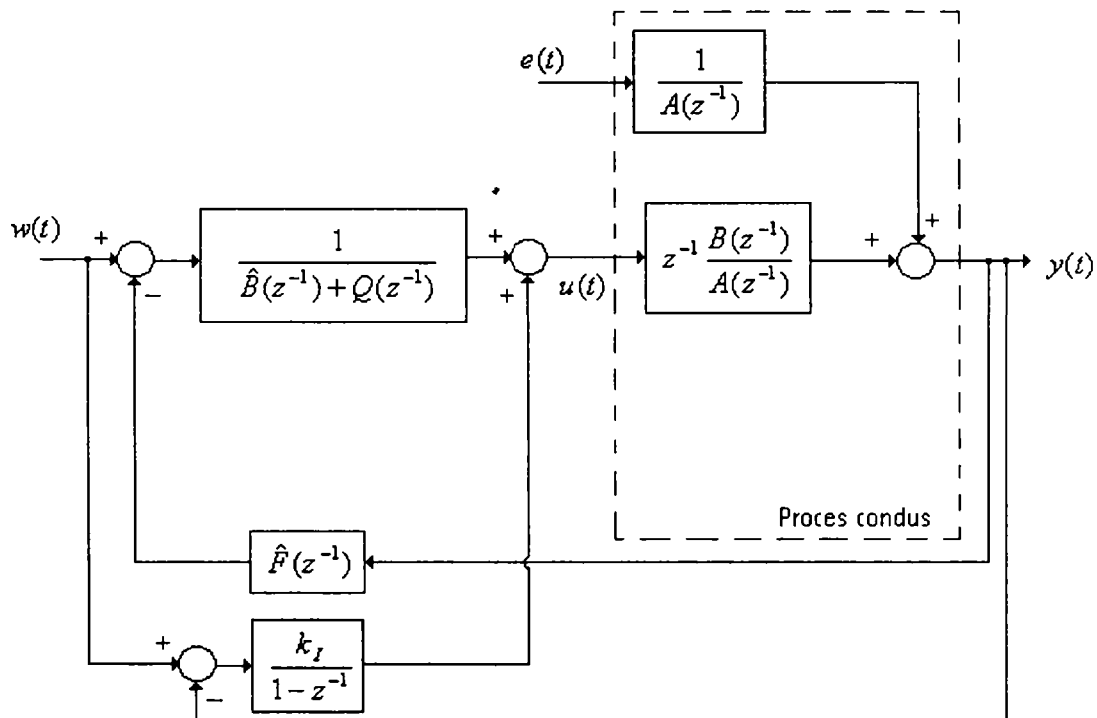
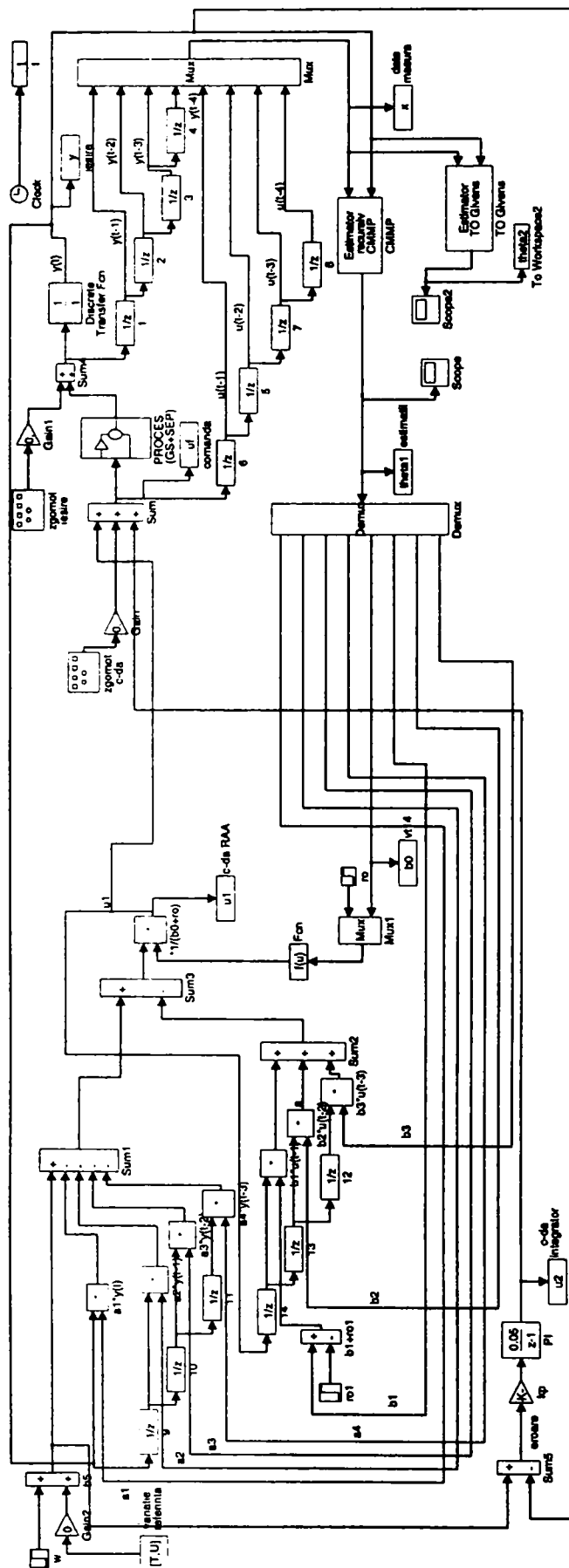


Fig. 4.16 Structura generală a unui sistem de conducere adaptivă autoacordabilă cu buclă integratoare externă

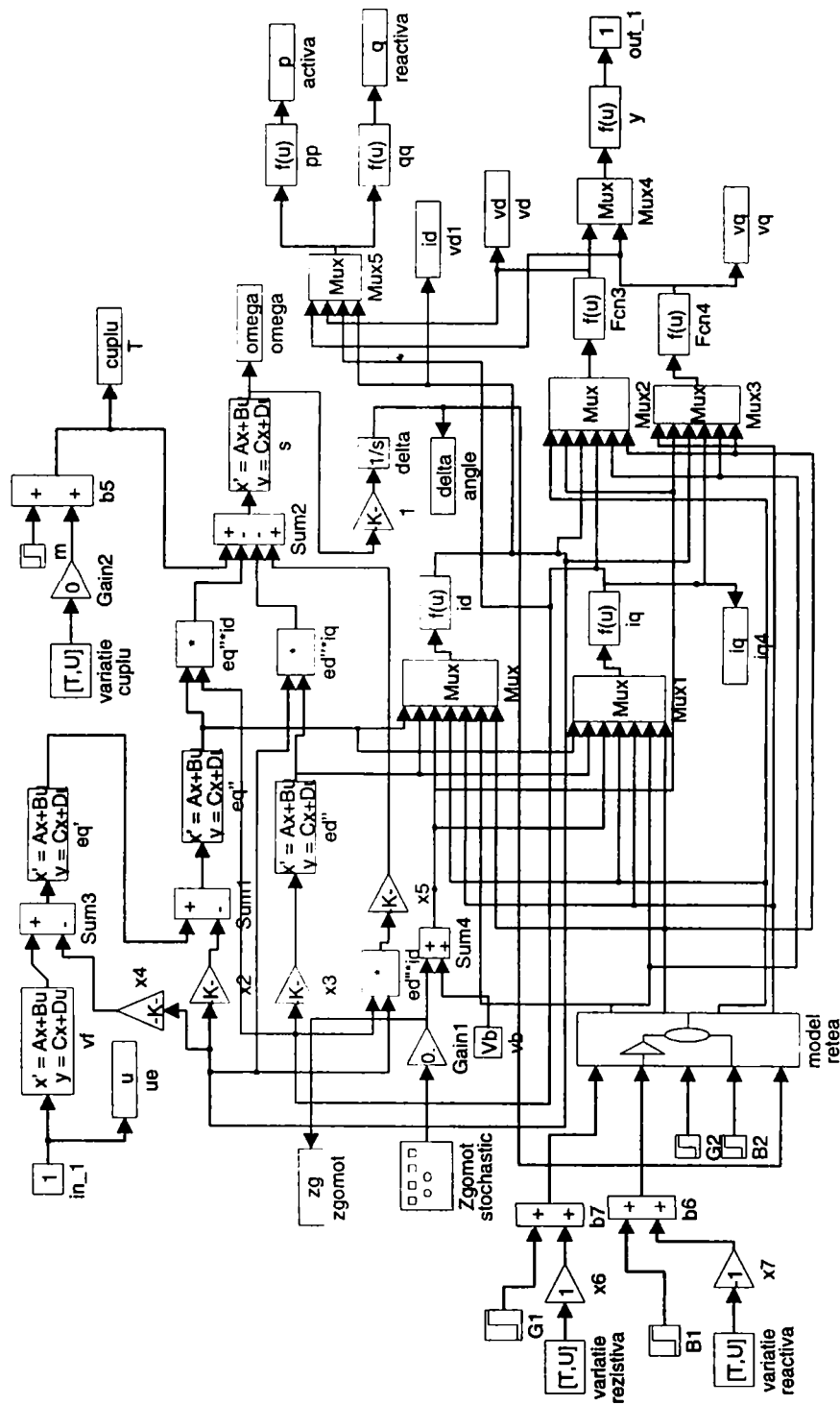
Modelul Simulink al structurii de conducere adaptivă autoacordabilă cu compensare după reacție, proiectată și sintetizată pe baza minimizării funcției criteriu de optimizare J_1 , este prezentat în figura 4.17. Modelul prezintă o mare flexibilitate, permițând cu ușurință atât atașarea/detașarea buclei externe integratoare (vezi fig.4.17) cât și cuplarea selectivă ca bloc estimator de parametrii, fie a unui estimator bazat pe algoritmul recursiv CMMP, fie a unui estimator bazat pe transformarea ortogonală Givens. În acest mod, pe această structură adaptivă astfel modelată, se poate realiza o mare varietate de studii de caz privind acordarea regulatorului adaptiv autoacordabil, influența buclei externe integratoare, influența diverșilor algoritmi de estimare utilizați etc. De altfel, toate studiile de simulare realizate în legătură cu structura de conducere adaptivă autoacordabilă cu compensare după reacție s-au făcut pe acest model Simulink.

În figura 4.18 este prezentat modelul Simulink al procesului, constând într-un generator sincron sincron cuplat la un sistem energetic de putere printr-o linie lungă de transmisie și având cuplat la borne un consumator local. Acest model permite simularea, printr-o simplă modificare a unor parametrii, a unor regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron, asigurând posibilitatea realizării unor studii complete asupra comportării acestuia în diferite condiții de funcționare.



MODELAREA MATEMATICA A STRUCTURII DE CONDUCERE ADAPTIVA AUTOACORDABILA (criteriul J1)

Fig. 4.17 Modelul Simulink al structurii de conducere adaptivă autoacordabilă cu compensare după reacție (minimizarea funcției criteriu de optimizare J_1)



MODEL MATEMATIC NELINIAR AL GENERATORULUI SINCRON CUPLAT LA UN SISTEM ENERGETIC DE PUTERE

Fig. 4.18 Modelul Simulink al procesului - generator sincron cuplat la un sistem energetic de putere (GS + SEP)- (model nelinier de ordinul 6)

4.2.1.2. Studii de caz asupra comportării structurii de conducere adaptivă autoacordabilă cu compensare după reacție pentru regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron

Prezentul paragraf prezintă o serie de studii de simulare ale unei structuri de conducere autoacordabile având legea de comandă sintetizată pe baza criteriului de optimizare J1. Studiile sunt realizate pentru diverse regimuri de funcționare ale unui generator sincron (GS) conectat la un sistem de putere printr-o linie lungă de transmisie și având cuplat la borne un consumator. Sunt realizate teste specifice regimurilor curente de funcționare ale GS:

- încărcare/ descărcare de putere reactivă realizată printr-o variație a tensiunii de comandă a excitației (mărimea de comandă), obținută implicit prin modificarea mărimii de referință;
- încărcare/descărcare de putere activă realizată prin modificarea cuplului mecanic;
- cuplare/decuplare de consumatori la borne.

Testele urmăresc atât performanțele calitative și cantitative din punct de vedere a cerințelor impuse de specificul procesului (tensiune la borne ca mărime de ieșire reglată, tensiune de excitație ca mărime de comanda) cât și aspectele legate de acordarea regulatorului adaptiv (parametrii de acordare, estimării ale parametrilor, etc.). Toate studiile de simulare sunt realizate într-un mediu stohastic, situație care concordă cu realitatea specifică proceselor energetice.

Din punct de vedere al metodei de estimare, sunt analizate două cazuri distincte:

- cazul utilizării estimatorului CMMP recursiv (on-line), estimator care predomină (sub diverse forme de implementare) în majoritatea structurilor 'self-tuning' prezentate în literatura de specialitate;
- cazul utilizării unui estimator nerecursiv, bazat pe transformata ortogonală Givens (TO Givens), estimator care este puțin prezent (sub aspect teoretic) în literatura de specialitate, fără a fi prezentate studii concrete de implementare a acestuia în cadrul unor structuri de conducere adaptivă (după cunoștințele autorului).

Pentru fiecare dintre cei doi algoritmi de estimare considerați, s-au analizat diverse situații generate de regimurile specifice de funcționare ale GS.

Mare parte a testelor sunt dedicate procesului de acordare a regulatorului adaptiv în vederea obținerii unor rezultate cât mai bune, privite atât din punctul de vedere al performanțelor de reglare (indicatori de calitate) cât și din punct de vedere al performanțelor specifice procesului energetic (realizabilitate fizică, amplitudine excitație, varianță tensiune la borne, etc.). În acest sens, pentru fiecare regim de funcționare al GS sunt studiate diverse situații de acordare a regulatorului adaptiv, făcându-se aprecieri comparative și stabilindu-se cele mai favorabile cazuri.

4.2.1.2.1. Studiu utilizând estimatorul recursiv CMMP

Pentru a se putea urmări cu ușurință multitudinea de teste efectuate precum și scopul declarat al fiecărui test, este prezentată inițial o succintă enumerare tabelară a condițiilor aferente fiecărui studiu efectuat (tabel 4.1).

Observație: Tabelul prezintă doar valorile parametrilor de acordare ai regulatorului (lege de comandă și estimator) specifice fiecărui test efectuat precum și nivelul zgomotului stohastic considerat. Semnalele de test (referințe sau perturbații) diferă de la un caz la altul, astfel încât fiecare caz de studiu (având parametrii tabelajii identici) este distinct în felul său, comparativ cu oricare alt caz de studiu considerat.

Tabel 4.1

Nr. crt. test	ρ (factor de penalizare a comenzii)	ρ_1 (factor de reducere a statismului)	λ (factor de uitare)	σ^2 (varianța zgomotului)	Obs.
a) Încărcare/descărcare de putere reactivă					
a.1)	0.0001	1	0.998	10^{-8}	-
a.2)	0.001	1	0.998	10^{-8}	-
a.3)	0.001	0.4	0.998	10^{-8}	-
a.4)	0.01	0.6	0.998	10^{-8}	-
a.5)	0.01	0	0.998	10^{-8}	-
a.6)	0.01	0 respectiv 0.6	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
a.7)	0.01	0 respectiv 0.6	0.998	10^{-6}	cu integrator extern
b) Încărcare/descărcare de putere activă					
b.1)	0.01	0.6	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
b.2)	0.01	0	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
b.3)	0.01	0	0.998	10^{-6}	cu integrator extern
b.4)	0.01	0	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
b.5)	0.01	0	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
c) Cuplare/decuplare consumatori					
c.1)	0.01	0.6	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
c.2)	0.01	0	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
c.3)	0.01	0	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
c.4)	0.03	0	0.998	10^{-6}	cu integrator extern
c.5)	0.01	0	0.998	10^{-8}	cu integrator extern
c.6)	0.01	0	0.998	10^{-8}	cu integrator extern

a) Încărcare/descărcare de putere reactivă (prin modificarea referinței și deci implicit a tensiunii de excitație)

Prezentul set de teste urmărește performanțele structurii de conducere adaptivă (atât din punct de vedere al procesului cât și din punct de vedere al regulatorului) la o modificare în timp a mărimii de referință. Din punct de vedere al conducerii, practic sunt analizate aspectele legate de performanțele sistemului de conducere ca sistem de urmărire. Din punct de vedere al procesului, modificarea referinței (situație mai puțin întâlnită, rolul major al structurii de conducere fiind practic menținerea constantă a tensiunii la borne) implică evident o modificare a tensiunii de excitație (comanda) și deci aducerea procesului în cadrul unui regim de încărcare/descărcare de putere reactivă.

a.1) Condiții de simulare:

- Abaterea referinței variază conform graficului prezentat în figura (4.19.a.) ($\pm 5\%$), panta de creștere/descrere fiind de 0.05 unități relative/sec.
- Estimatorul CMMP are un factor de uitare $\lambda = 0.998$ (memorie medie spre mare [Cal88] dar nu infinită).

- Procesul este afectat de un zgomot stohastic de medie nulă și varianță $\sigma^2 = 10^{-8}$ (zgomot de nivel redus [Dav86][Jag84]), inclus chiar în tensiunea v_t a sistemului energetic de putere (SEP).

Observație: În literatura de specialitate, acest semnal stohastic este în general aplicat aditiv pe ieșirea procesului [Jag84][Dav86]. Includerea lui în chiar tensiunea furnizată de sistemul energetic de putere este mult mai apropiată de realitate, practic sistemul energetic conferind caracteristica stohastică a procesului. Ținând cont și de faptul că modelul procesului caracterizează generatorul sincron cuplat la sistemul energetic (ca un tot unitar), zgomotul stohastic devine prin acest mod de aplicare o componentă intrinsecă, afectând toți parametrii procesului (GS+SEP) a căror evoluție devine lent și permanent variabilă în timp. Evitarea unor eventuale instabilități numerice ale algoritmului de estimare presupune existența unei excitabilități suficient de persistente a semnalelor măsurate. Acest lucru se poate de asemenea obține prin adăugarea unui semnal stohastic (de medie nulă și mică varianță) ca un semnal de test aditiv chiar pe mărimea de comandă [Dao83] [Fil97_1] (aplicat și în cazul studiilor de față, ca o măsură suplimentară de siguranță).

- Factorul de penalizare al comenzii este ales inițial $\rho = 0.0001$ (ținând seama că, coeficientul b_0 este ca ordin de mărime 10^{-4}) [San92] iar coeficientul polinomului Q , $\rho_1 = 1$ (vezi funcția de cost J_1), incluzându-se practic un integrator pur în legea comandă (și deci în bucla de reglare).

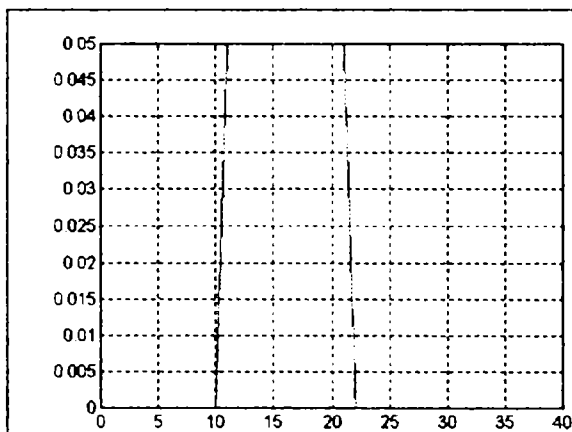


Fig. 4.19.a. Abaterea referinței

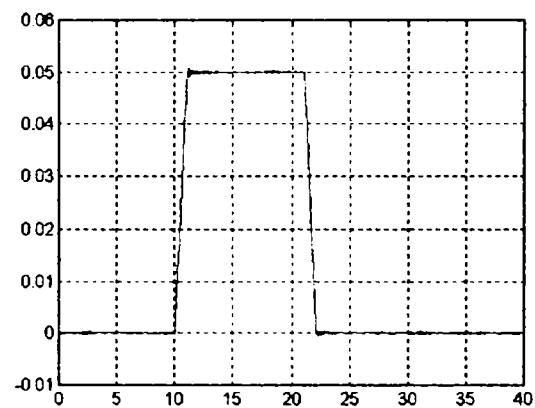


Fig. 4.19.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

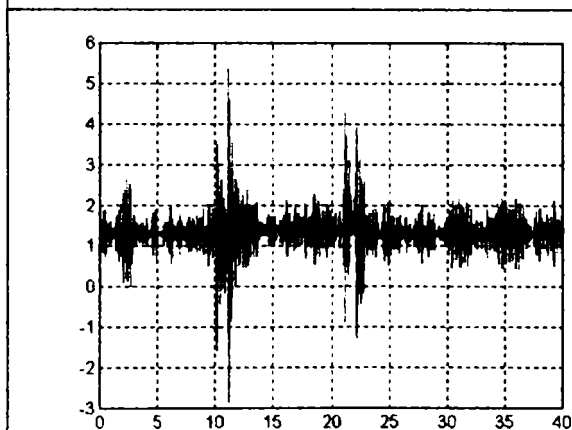


Fig. 4.19.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

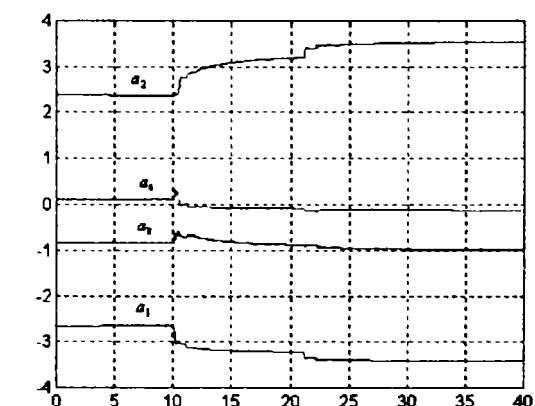


Fig. 4.19.d. Parametrii estimați ai polinomului A

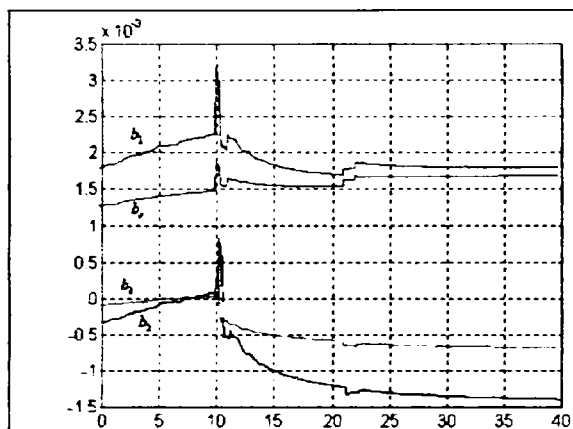


Fig. 4.19.e. Parametrii estimați ai polinomului B

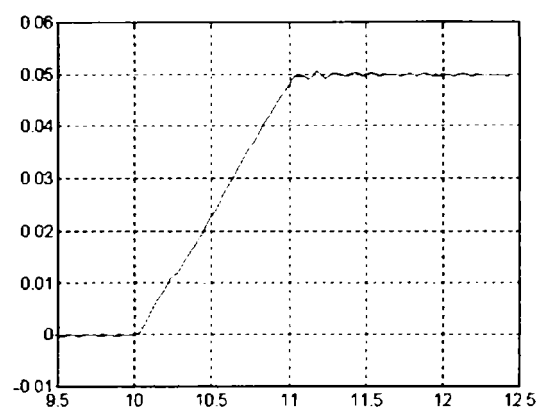


Fig. 4.19.f. Zoom pe abaterea ieșirii

Figura 4.19.b. prezintă o bună urmărire a referinței de către mărimea de ieșire, din acest punct de vedere performanțele fiind foarte bune. Se remarcă de asemenea caracterul astatic al sistemului (eroarea de regim staționar fiind nula). Totuși, varianța comenzii (fig.4.19.c.) este nepermis de mare (putându-se ajunge la valori care să depășească pragul de saturație al elementului de execuție). Apare ca imediată necesitatea unei reabordări a regulatorului în vederea unei sensibile micșorări a varianței mărimii de comandă. Figurile 4.19.d. și 4.19.e. descriu evoluția estimațiilor parametrilor procesului. Se poate observa că o modificare a referinței (deci a punctului de funcționare) implică o modificare a estimațiilor parametrilor iar revenirea la punctul anterior de funcționare nu implică și o revenire a estimațiilor la valorile anterioare. Acest aspect este prezent în toate cazurile de estimare în buclă închisă, dovedind clar că estimațiile parametrilor (în buclă închisă) nu coincid cu parametrii reali ai procesului [Cal88]. Afirmația este cu atât mai evidentă în cazul de față, în care nu s-a utilizat un simplu model demonstrativ liniar pentru proces (omni prezent în studiile bibliografice), considerându-se o liniarizare a procesului în jurul unui punct de funcționare doar din considerente de sinteză a legii de conducere.

a.2) În contextul celor menționate anterior, factorul de penalizare al comenzii se consideră multiplicat de 10 ori, $\rho = 0.001$, iar pentru a păstra caracterul integrator se alege $\rho_1 = 1$.

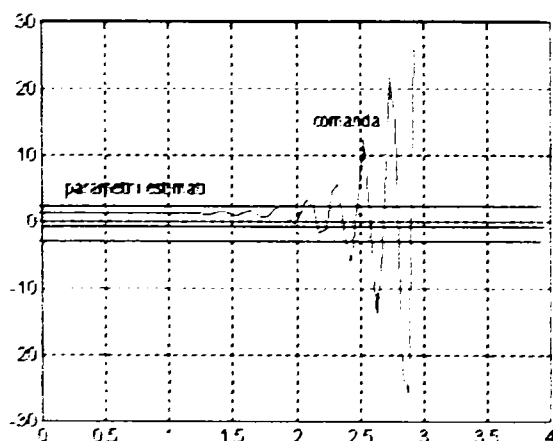


Fig.4.20.a. Parametrii estimați și mărimea de comandă

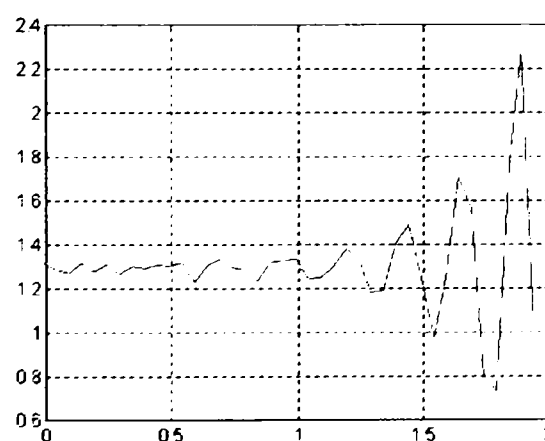


Fig.4.20.b. Detaliu (zoom) al mărimii de comandă

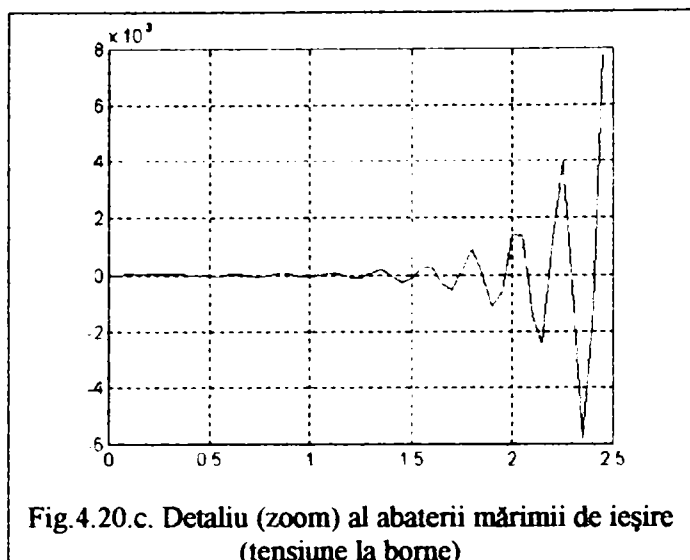


Fig.4.20.c. Detaliu (zoom) al abaterii mărimii de ieșire (tensiune la borne)

Testele realizate (figurile 4.20.a.,b.,c.) arată că pentru o astfel de acordare a regulatorului, acesta devine instabil. Figura 4.20.a. surprinde estimările parametrilor sistemului a căror evoluție este normală până la momentul de timp 4 sec., în timp ce mărimea de comandă începe să crească necontrolat (fapt evidențiat și de figura 4.20.b.) începând chiar înainte de momentul de timp $t=2$ sec.

Evoluția estimărilor respectiv a comenzii demonstrează că intrarea în instabilitate a regulatorului nu se datorează unei instabilități numerice sau unei evoluții eronate a estimatorului (estimările reușind să urmărească încă evoluțiile parametrilor reali), cauza constituind-o exclusiv valorile necorespunzătoare ale celor doi parametri de acordare ai regulatorului (ρ și ρ_1).

Acest lucru era de altfel de așteptat, regulatorul prezentând instabilitate și în cazul în care nu s-ar realiza nici o penalizare a comenzii ($\rho = 0$). Explicația constă în faptul că zerourile procesului (deci rădăcinile polinomului B) sunt foarte apropiate de cercul unitate (vezi ecuația procesului dată de relația 4.75). Aceste zerouri ale procesului devin (prin intermediul estimărilor) în cadrul structurii de conducere adaptivă poli ai regulatorului (vezi legea de comandă), anumite erori de estimare sau (în cazul de față) o ajustare/modificare a valorilor acestor poli în cadrul structurii regulatorului, prin modificarea parametrilor de acordare ρ și ρ_1 , putând să-i aducă în afara cercului unitate. Stabilitatea poate fi analizată pe baza ecuației caracteristice dată de relația (3.123).

Spre exemplificare, pentru punctul de funcționare în jurul căruia s-au efectuat testările:

- rădăcinile calculate ale polinomului B (zerourile funcției de transfer care aproximează o liniarizare a procesului) sunt:
 - $0.86462229785673 + 0.45215210691735j$
 - $0.86462229785673 - 0.45215210691735j$
 - 0.79613698465143

având valorile absolute foarte apropiate de cercul unitate:

0.97571166116883
 0.97571166116883
 0.79613698465143

- rădăcinile polinomului A (polii funcției de transfer care aproximează o liniarizare a procesului) sunt la rândul lor foarte apropiate de cercul unitate, procesul fiind în imediata vecinătate a limitei de stabilitate:

$0.99467233145297 + 0.03650883022275j$
 $0.99467233145297 - 0.03650883022275j$
 0.51779430298016
 0.16489978229702

cu valorile absolute:

0.99534212291168

0.99534212291168

0.51779430298016

0.16489978229702

a.3) Problema care se cere a fi rezolvată este cea a unei penalizări a comenzii excesive, concomitent cu asigurarea stabilității legii de reglare, deci implicit a sistemului de conducere. Soluția propusă consă într-o separare a problemei penalizării comenzii de problema asigurării unei erori staționare nule sau cât mai reduse, prin considerarea a doi parametri distincți de acordare: ρ -ca factor propriu-zis de penalizare și ρ_1 (diferit de 1) ca factor care să permită totuși o reducere a erorii staționare. În acest context, polinomul Q devine $Q(z^{-1}) = \rho(1 - \rho_1 z^{-1})$.

Noii parametri de acordare a regulatorului se aleg: $\rho = 0.001$ și $\rho_1 = 0.4$.

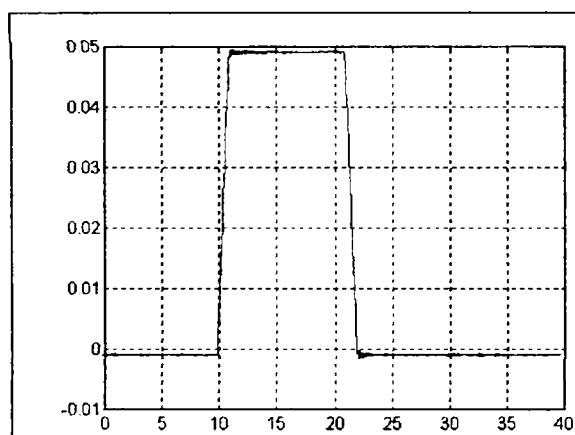


Fig.4.21.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

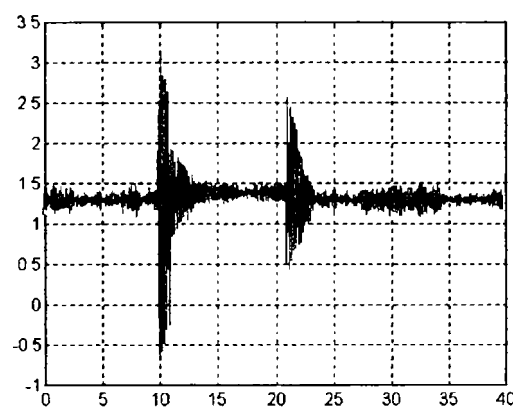


Fig.4.21.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

Testele efectuate arată o scădere semnificativă a varianței comenzii (figura 4.21.b. comparativ cu figura 4.19.c.) dar simultan cu o degradare a performanțelor mărimii reglate care prezintă o eroare staționară (sistem cu statism –fig.4.21.a.). Varianța comenzii poate fi redusă în continuare.

a.4) Se consideră o creștere a valorilor parametrilor de acordare: $\rho = 0.01$ iar $\rho_1 = 0.6$.

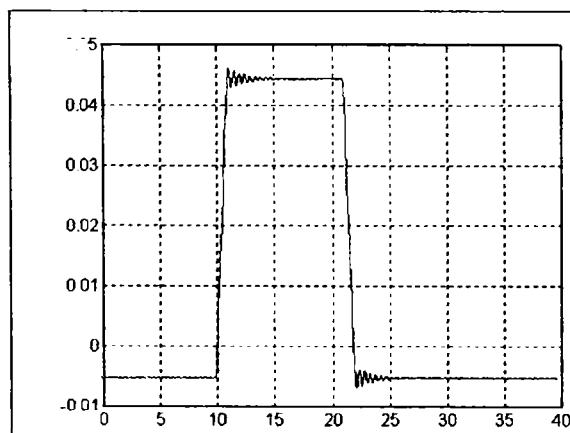


Fig.4.22.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

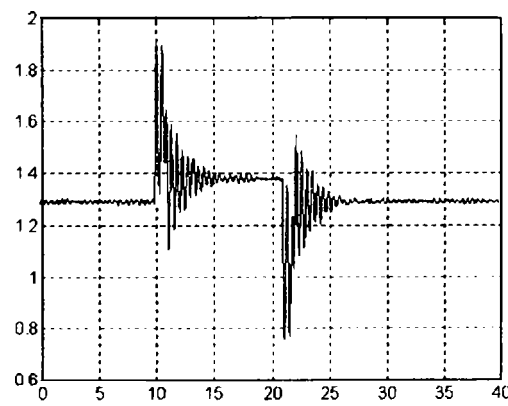


Fig.4.22.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

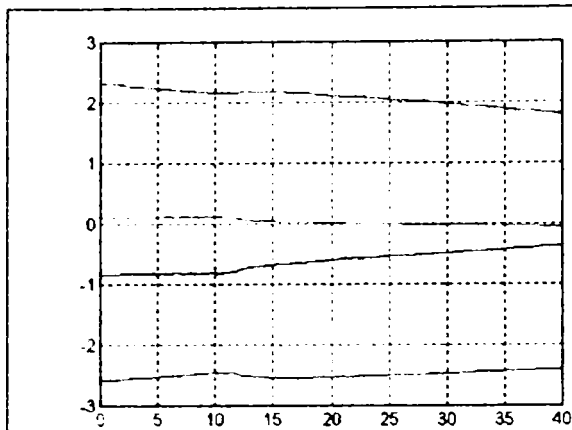


Fig.4.22.c. Parametrii estimați ai polinomului A

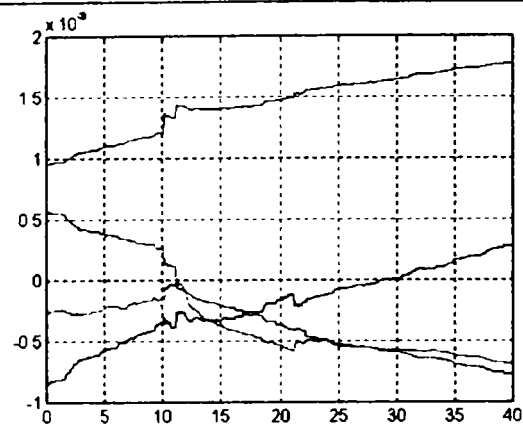


Fig.4.22.d. Parametrii estimați ai polinomului B

Se observă o reducere a varianței comenzii (fig.4.22.b.), aceasta atingând în regimurile tranzitorii valori maxime acceptabile. Eroarea staționară a mărimii reglate a crescut (simultan cu o creștere a suprareglajului și a timpului de reglare), rezultând o ușoară deteriorare a performanțelor conducerii. Figurile 4.22.c. și 4.22.d. prezintă estimațiile parametrilor, putându-se observa că evoluțiile acestora sunt direct influențate de modificarea parametrilor de acordare ai regulatorului (vezi comparativ cu figurile 4.19.d. și 4.19.e.).

a.5) Pentru un factor de penalizare a comenzii nenul ($\rho = 0.01$), se consideră $\rho_1 = 0$, renunțându-se total la pseudo componentă integratoare internă.

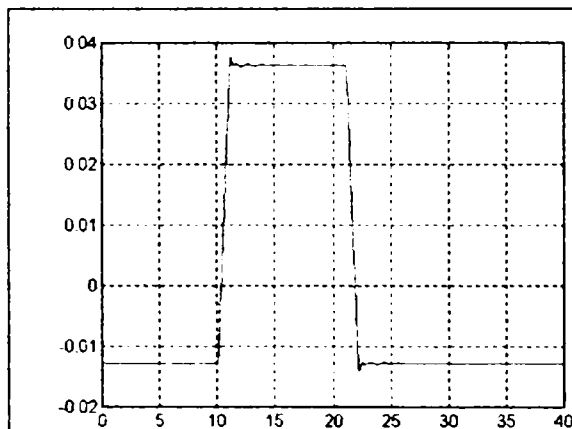


Fig.4.23.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

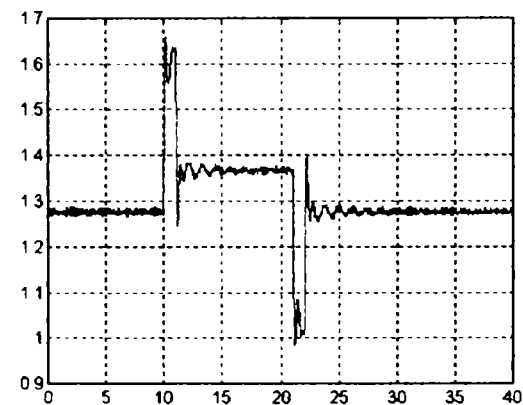


Fig.4.23.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

Se observă o scădere clară a varianței comenzii (fig.4.23.b.), dar în același timp, lipsa oricărei componente integratoare se traduce printr-o creștere a statismului sistemului (fig.4.23.a).

a.6) Considerând aceleași valori de acordare a parametrilor regulatorului folosite la testul anterior a.5) ($\rho = 0.01$ și $\rho_1 = 0$), o soluție relativ simplă propusă pentru rezolvarea problemei eliminării erorii de regim staționar o constituie adăugarea unei bucle integratoare externe, funcționând în paralel cu regulatorul adaptiv (vezi paragraful 4.2.1.1, figura 4.16).

Implementarea și a unei componente integratoare externe asigură, în multe cazuri, obținerea unor deziderate de reglare pe care doar regulatorul de bază (fuzzy, neuronal, adaptiv, etc.) considerat nu reușește să le îndeplinească (în cazul de față - asigurarea unui caracter astatic al sistemului). Ceea ce este mai puțin menționat în bibliografia de specialitate

este faptul că mare parte din sarcinile ('efortul') regulatorului de bază sunt preluate de componenta integratoare externă. În acest mod, în cazul de față rolul regulatorului adaptiv este mult diminuat în regimurile staționare, influența lui făcându-se vizibil simțită în cadrul unor regimuri tranzitorii.

Figura 4.24.a. arată clar eliminarea erorii de regim staționar, în condițiile unei variațe reduse a comenzii (fig. 4.24.b.).

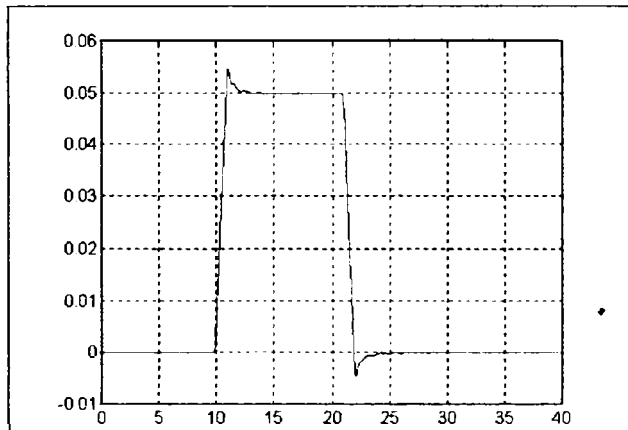


Fig.4.24.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

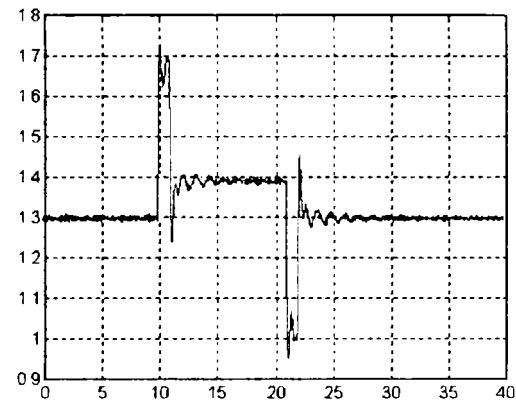


Fig.4.24.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

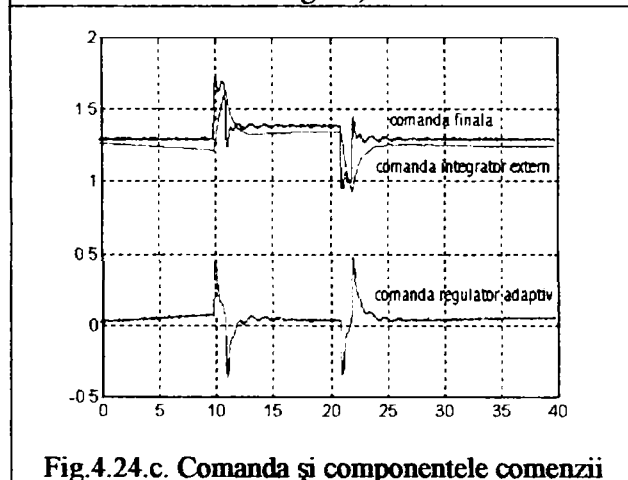
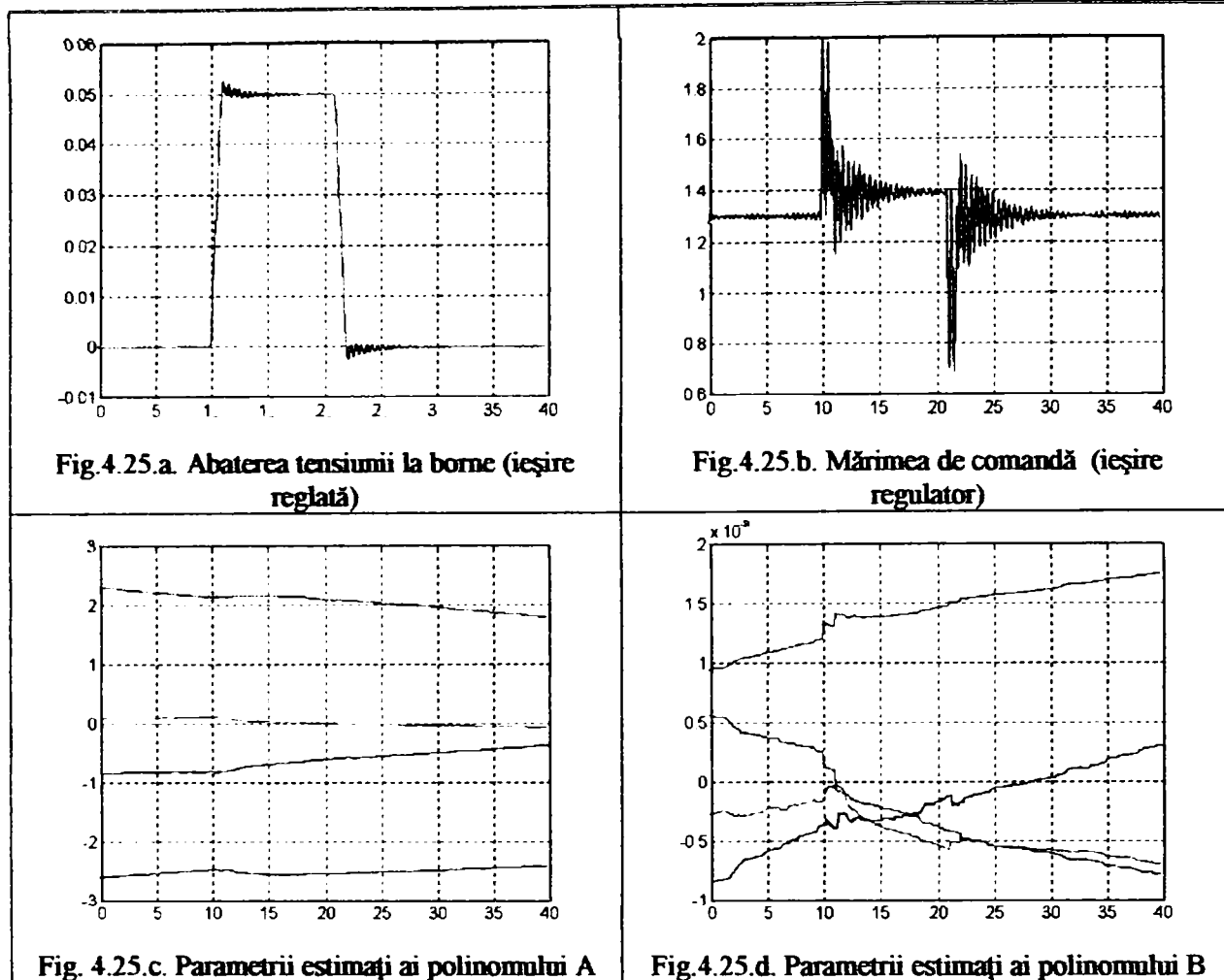


Fig.4.24.c. Comanda și componentele comenzii

Figura 4.24.c prezintă comanda globală și componentele acesteia furnizate de regulatorul autoacordabil propriu-zis, respectiv de bucla integratoare externă. Caracterul predictiv al reg. l. or. l. i. d. p. iv îi conferă o viteză de reacție mult sporită (în regimurile tranzitorii), comparativ cu viteza de reacție a componentei integratoare externe.

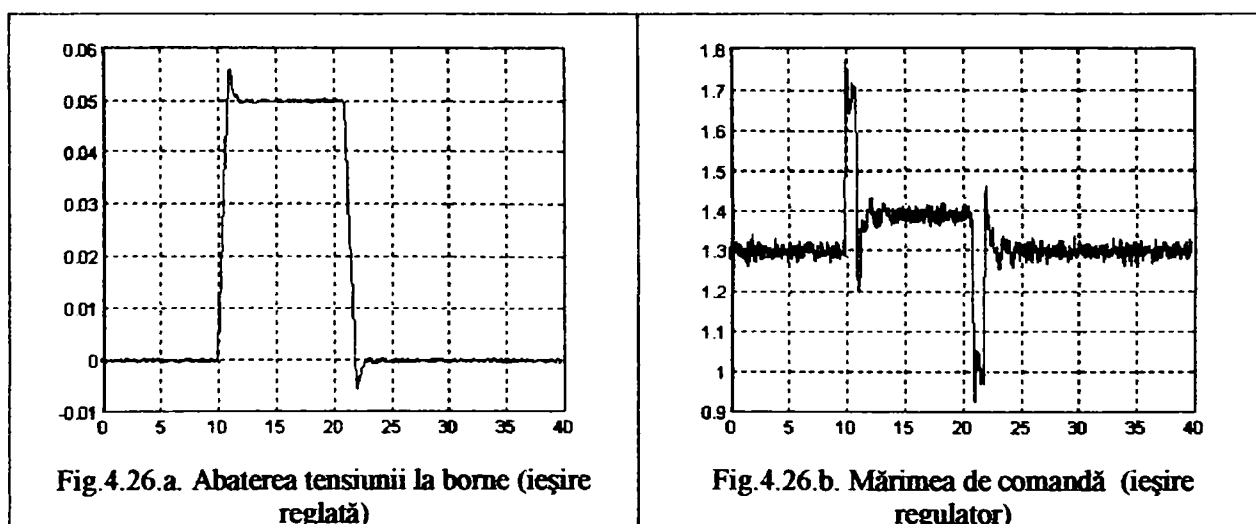
Menținerea parametrului $\rho_1 = 0.6$ (situație prin care se asigură o oarecare diminuare a statismului - vezi comparativ figurile 4.22.a. respectiv 4.23.a.) și adăugarea buclei integratoare externe, conduce la rezultatele prezentate în figurile 4.25. Sunt prezentate și estimațiile parametrilor (figurile 4.25.c.,d.) pentru a se evidenția faptul că bucla externă integratoare nu are nici o influență asupra lor (vezi comparativ cu fig. 4.22.c.,d.).

Din punct de vedere al performanțelor, menținerea parametrului $\rho_1 = 0.6$ (nenul) asigură o diminuare a suprareglajului ieșirii (fig.4.25.a.), concomitent însă cu o creștere a varianței comenzii (fig.4.25.b.).



a.7) Testele următoare au fost efectuate în aceleași condiții de acordare ale regulatorului ca și în studiul anterior a.6), inclusiv prezența buclei externe integratoare, singura deosebire fiind nivelul zgomotului stohastic care perturbă procesul. În acest caz varianța zgomotului s-a considerat $\sigma^2 = 10^{-6}$, ceea ce implică un zgomot stohastic de nivel mare.

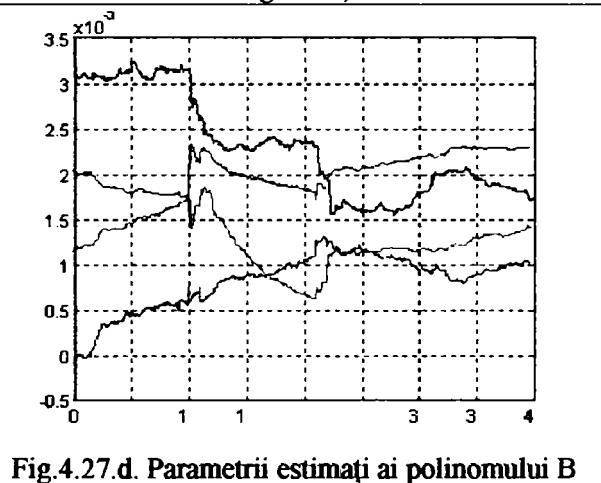
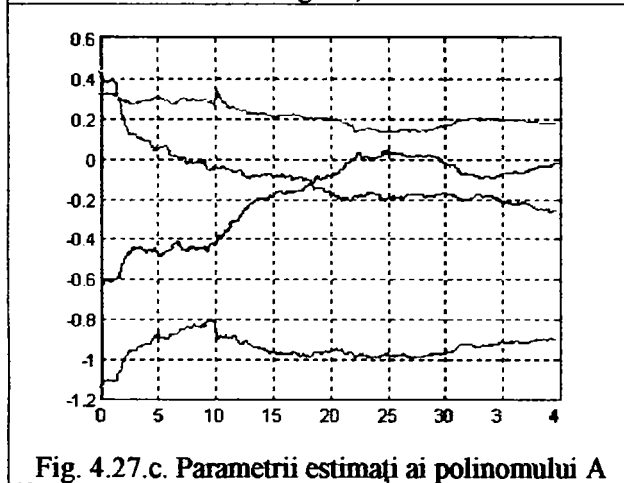
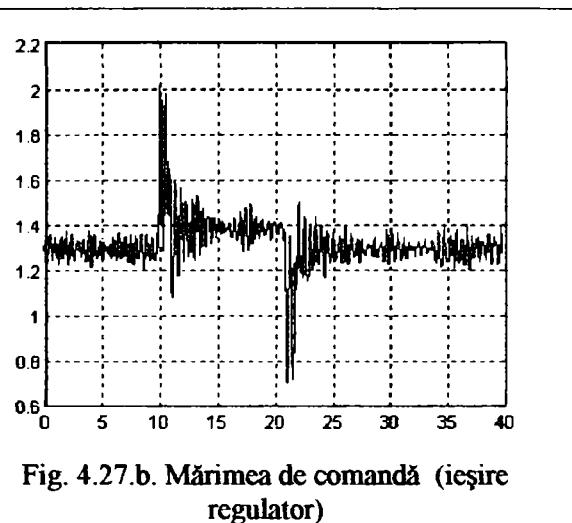
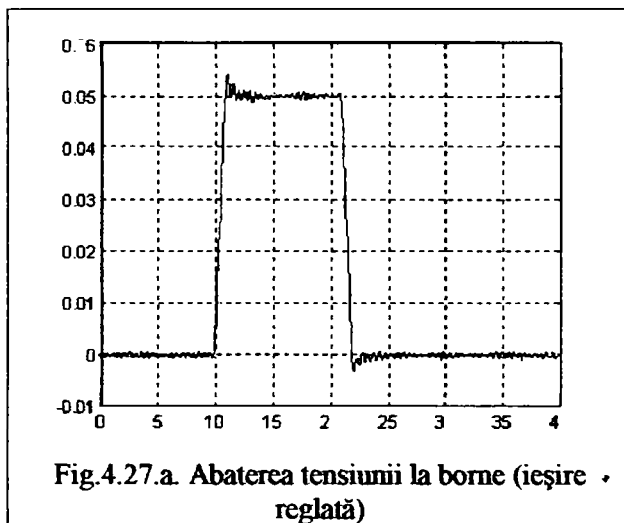
Figurile 4.26. prezintă rezultatele obținute pentru parametri $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$, iar figurile 4.27. prezintă rezultatele pentru $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$.



Pot fi remarcate două aspecte:

Primul aspect constă în faptul că performanțele reglajului (atât din punct de vedere al ieșirii reglate cât și al varianței comenzii) sunt la fel de bune, sistemul de reglare funcționând

bine și în condițiile unei creșteri semnificative a nivelului zgomotului (fig. 4.26.a.,b., și 4.27.a.,b.).



Al doilea aspect se referă la estimațiile parametrilor (figurile 4.27.c.,d.) care se observă că au cu totul alte valori față de cele din același regim de funcționare dar mai slab perturbat stohastic (figurile 4.25.c.,d.), ceea ce demonstrează efectul major al nivelului zgomotului asupra procesului de estimare parametrică în buclă închisă.

b) Încărcare/descărcare de putere activă (prin modificarea cuplului mecanic)

Încărcarea respectiv descărcarea de putere activă reprezintă unul dintre cele mai frecvente regimuri de funcționare ale unui generator sincron. Pe baza cazurilor precedente de studiu (a) s-a stabilit că realizarea compromisului *minimizarea varianței ieșirii - minimizarea varianței intrării* impune utilizarea unei bucle externe integratoare (pentru eliminarea erorii de regim staționar) conjugată cu o acordare adecvată a parametrilor regulatorului adaptiv ($\rho = 0.01$ respectiv $\rho_1 = 0$ sau $\rho_1 = 0.6$). Din aceste considerente, studiile de simulare efectuate în continuare iau în considerare doar aceste două cazuri de acordare a regulatorului (ambele prezentând buclă externă integratoare).

b.1) Condiții de simulare:

- Cuplul mecanic înregistrează o abatere treaptă de 0.2 [unități relative];
- Estimatorul CMMP are un factor de uitare $\lambda = 0.998$;
- Procesul este afectat de un zgomot stohastic de medie nulă și varianță $\sigma^2 = 10^{-8}$

- Factorul de penalizare $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$ (deci și cu o pseudo componentă integrală internă).

Observație: O astfel de abatere treaptă a cuplului mecanic reprezintă un semnal de test dur pentru procesul reprezentat de GS legat la SEP. În realitate, variația cuplului mecanic înregistrează o abatere de tip rampă (cu o anumită pantă). S-a făcut această precizare deoarece în cadrul testelor efectuate la o încărcare/descărcare de putere activă, se vor considera atât variații de tip treaptă cât și rampă pentru cuplul mecanic.

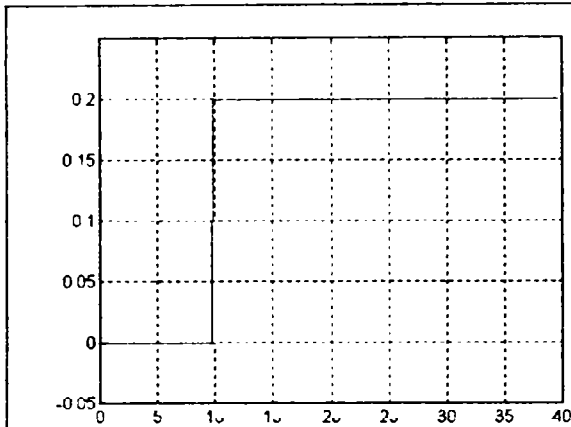


Fig. 4.28.a. Abaterea cuplului mecanic

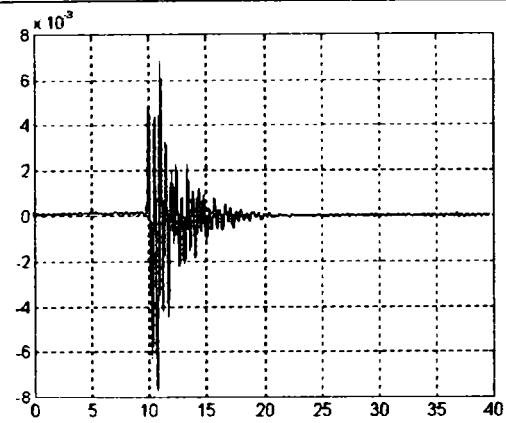


Fig. 4.28.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

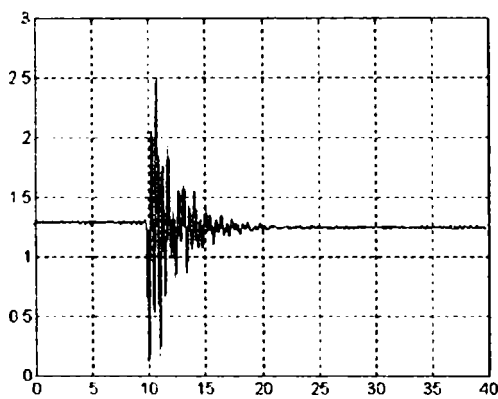


Fig. 4.28.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

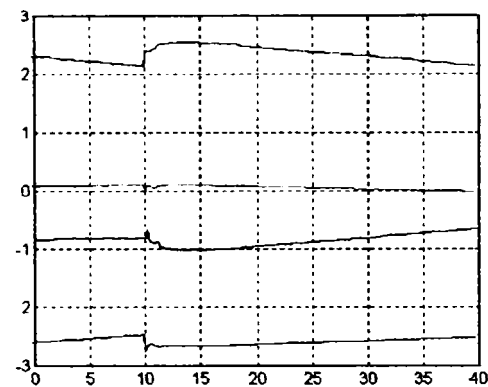


Fig. 4.28.d. Parametri estimați ai polinomului A

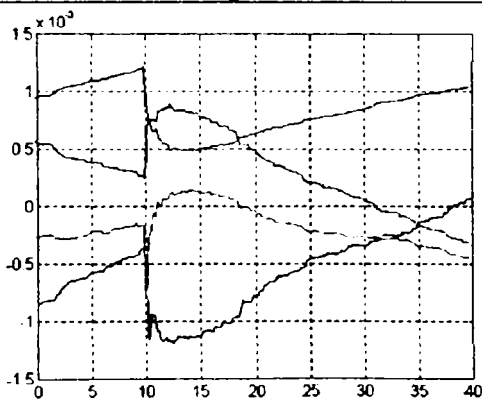


Fig. 4.28.e. Parametri estimați ai polinomului B

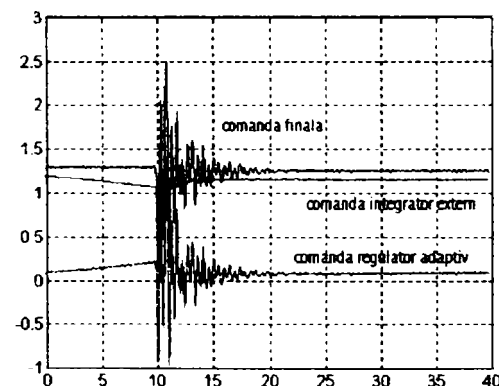


Fig. 4.28.f. Comanda și componentele comenzii

Mărimea de comandă (a excitației) prezentată în figura 4.28.c. înregistrează o variație destul de mare, dar nu trebuie uitat că semnalul teoretic de test este o variație dură (treaptă) a cuplului mecanic (privit în acest caz ca o mărime perturbatoare). Figura 4.28.f. detaliază componentele comenzii, evidențiind rolul predominant al regulatorului adaptiv la rejecția perturbației, respectiv rolul predominant al buclei externe integratoare în regimul staționar.

b.2) Condiții de simulare identice cu cel din cazul b.1), dar fără componentă integratoare internă ($\rho = 0.01$).

Testele efectuate în aceste condiții de acordare a regulatorului adaptiv evidențiază performanțe mai bune: atât o scădere a varianței tensiunii la borne (figura 4.29.a.) cât și o scădere a varianței comenzii (figura 4.29.b.). Figurile 4.29.c.,d. prezintă evoluția estimațiilor parametrilor, care se observă (comparativ cu estimațiile din figurile 4.28.d.,e.) că sunt direct influențate de regimul de acordare al regulatorului adaptiv. Se poate observa din acest caz de studiu că o anulare a valorii parametrului ρ_1 are doar aspecte benefice, regulatorul adaptiv asigurând performanțe foarte bune doar cu un factor de penalizare a comenzii nenul și fără componenta internă integratoare, rolul acesteia de minimizare a erorii de regim staționar fiind preluat de bucla externă integratoare.

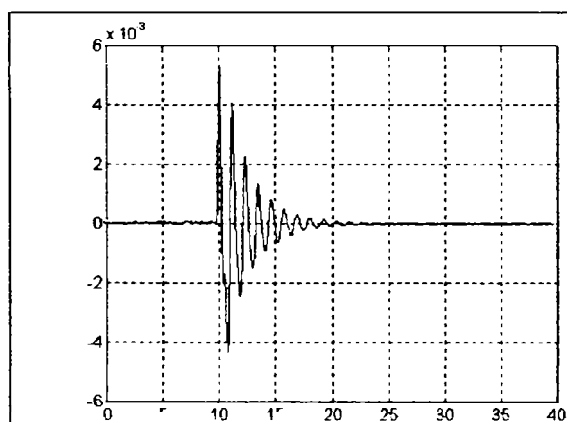


Fig.4.29.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

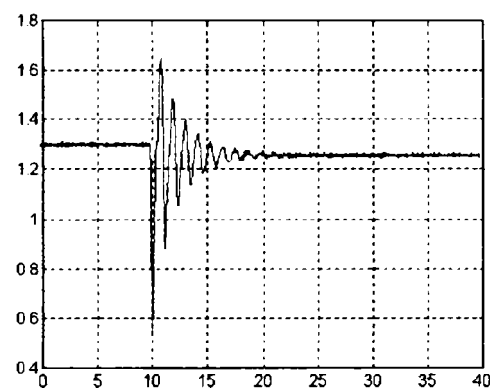


Fig. 4.29.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

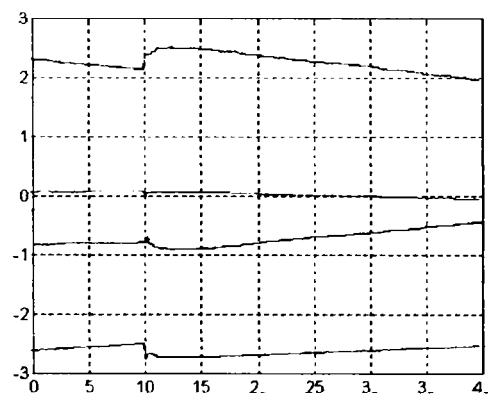


Fig.4.29.c. Parametrii estimați ai polinomului A

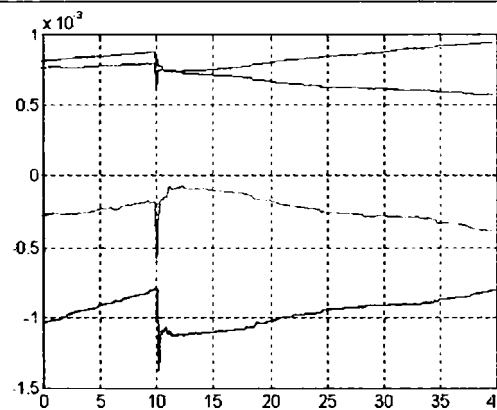


Fig.4.29.d. Parametrii estimați ai polinomului B

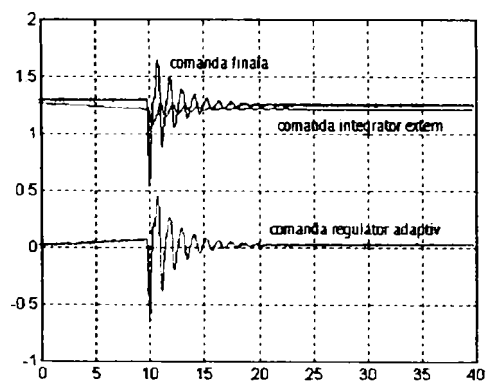


Fig.4.29.e. Comanda și componentele comenzii

b.3) Condiții de simulare similare cazului b.2) ($\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$), dar cu zgomot de nivel mare ($\sigma^2 = 10^{-6}$).

Rezultate obținute sunt bune (figurile 4.30.a.,b.), dovedind o bună robustețe a regulatorului chiar și într-un mediu stochastic mai dur. Așa cum s-a mai remarcat, estimațiile parametrilor (fig. 4.30.c.,d.) sunt puternic influențate de zgomot, fără ca acest lucru însă să împiețeze asupra performanțelor reglării.

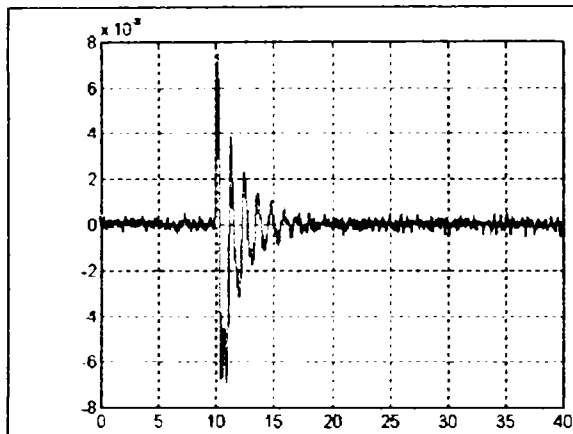


Fig.4.30.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

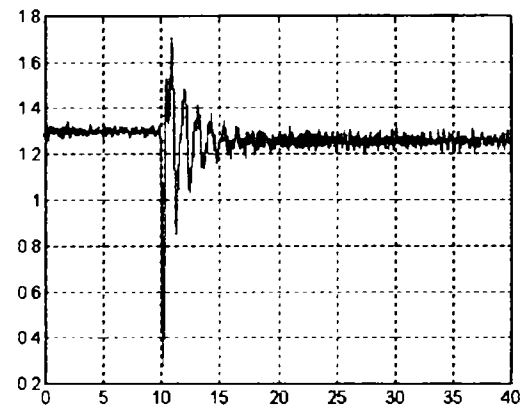


Fig. 4.30.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

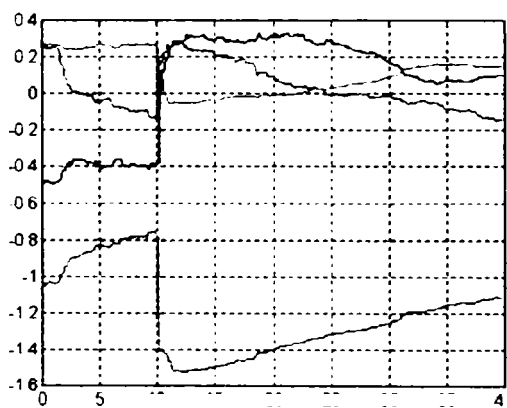


Fig.4.30.c. Parametrii estimați ai polinomului A

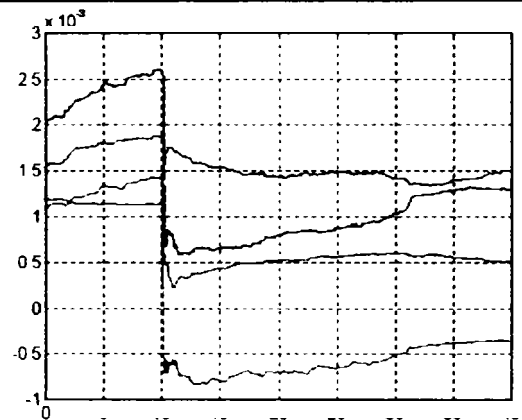


Fig.4.30.d. Parametrii estimați ai polinomului B

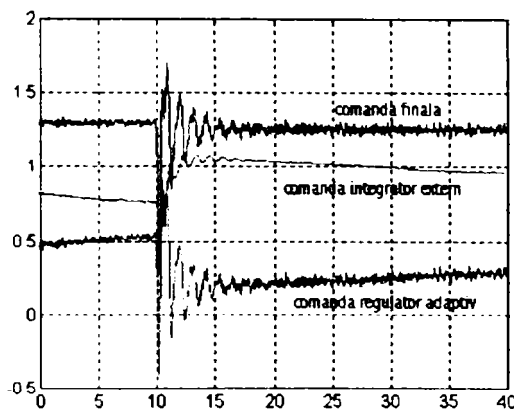


Fig.4.30.e. Comanda și componentele comenzii

Aceleași observații făcute și până acum asupra componentelor comenzii se pot face și în acest caz, pe baza graficelor prezentate în figura 4.30.e. În plus față de cazul b.2), se poate observa o creștere a nivelului comenzii în regim staționar, în scopul unei reduceri a varianței ieșirii puternic afectată de zgomotul stochastic

De remarcat este faptul că, deși valorile estimate ale parametrilor procesului sunt cu totul altele față de cazul anterior (perturbat cu un zgomot de nivel redus), influența acestora asupra comenzii nu este prea semnificativă (figura 4.30.b. comparativ cu figura 4.29.b.), eventualele deosebiri datorându-se în principal nivelurilor diferite de zgomot stochastic.

b.4) Studiul de față, realizat în condițiile unei acordări a regulatorului adaptiv identice cu cea din cazul anterior b.3) ($\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$, cu bucla integratoare externă) și pentru un zgomot stochastic perturbator de nivel redus ($\sigma^2 = 10^{-8}$), consideră o succesiune de încărcări respectiv descărcări de putere activă, obținute prin creșteri/descrășteri ale cuplului mecanic (figura 4.31.a.) sub formă de rampă (cu o pantă de ± 0.05 unitati relative/ sec.). Astfel de variații de tip rampă sunt mai apropiate de modurile reale de variație ale cuplului mecanic.

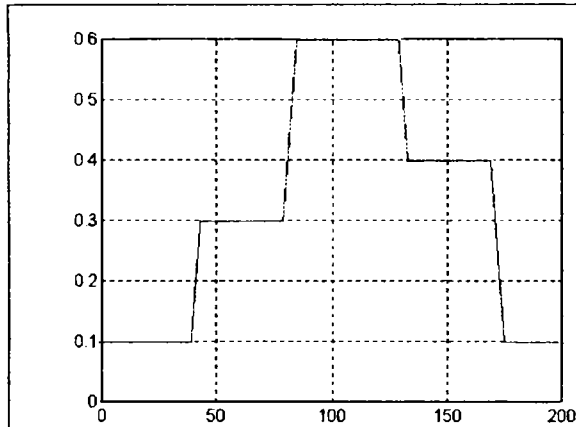


Fig. 4.31.a. Variația cuplului mecanic

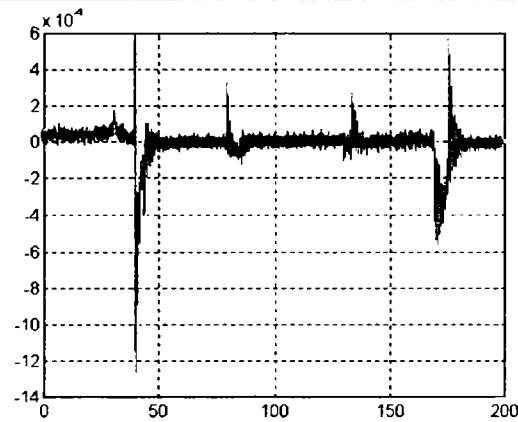


Fig. 4.31.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

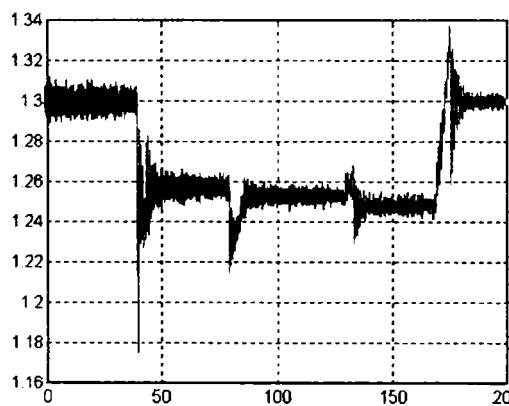


Fig. 4.31.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

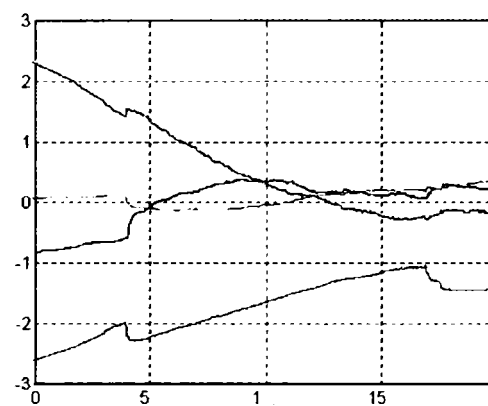


Fig. 4.31.d. Parametri estimați ai polinomului A

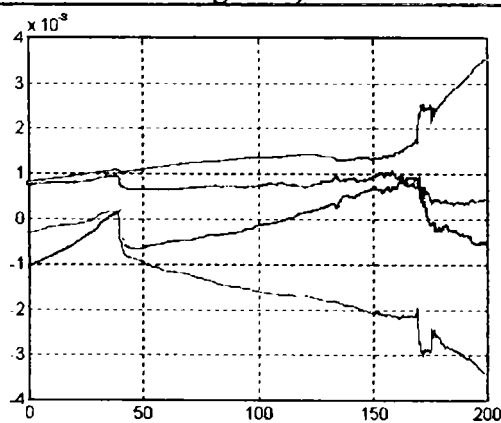


Fig. 4.31.e. Parametri estimați ai polinomului B

Performanțele obținute sunt bune, atât din punct de vedere al reglării tensiunii la borne și a minimizării varianței acesteia (figura 4.31.b), cât și din punct de vedere al minimizării varianței comenzii (figura 4.31.c.). Figurile 4.31.d.,e. prezintă estimațiile parametrilor. Se poate observa că aceste și a, \hat{g} și \hat{a} să fie așezate în contextul unei astfel de succesiuni de regimuri de funcționare testate.

b.5) Condiții de simulare identice cazului b.4): $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (în prezența buclei de integratoare externe), zgomot stohastic perturbator de nivel redus: $\sigma^2 = 10^{-8}$.

Următorul test consideră o succesiune de încărcări de putere activă până la o valoare nominală, apropiată de 1 u. r. (figura 4.32.f.), printr-o variație a cuplului mecanic de forma prezentată în figura 4.32.a., pantele de creștere având valori de +0.05 u.r./sec.

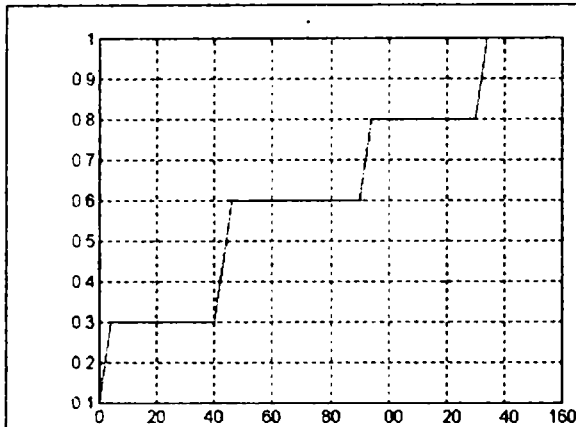


Fig. 4.32.a. Variația cuplului mecanic

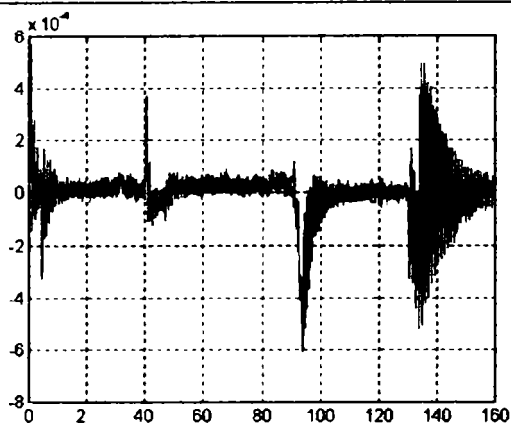


Fig. 4.32.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

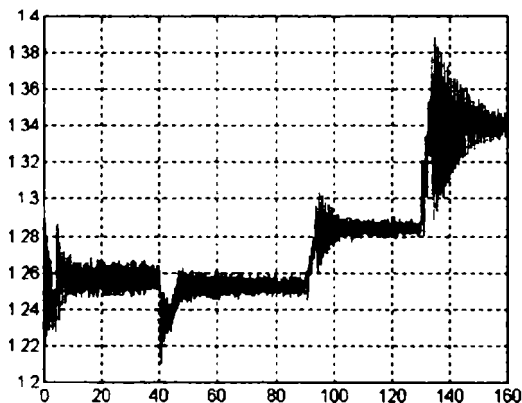


Fig. 4.32.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

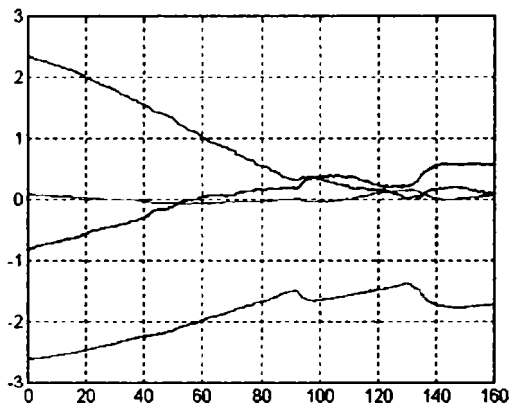


Fig. 4.32.d. Parametri estimați ai polinomului A

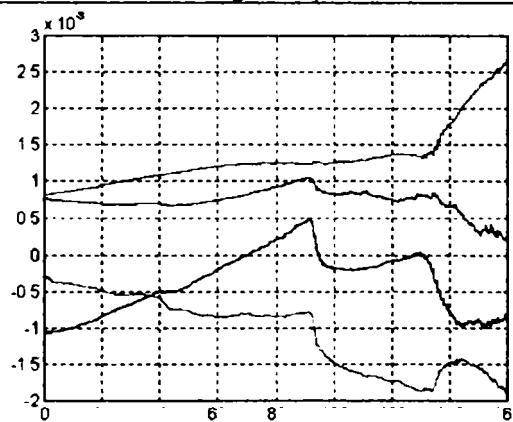


Fig. 4.32.e. Parametri estimați ai polinomului B

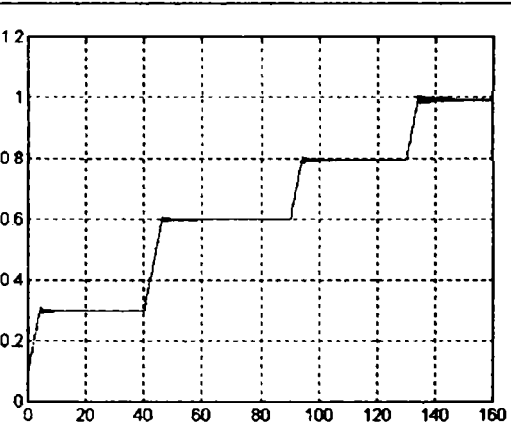


Fig. 4.32.f. Variația puterii active

Performanțele obținute sunt bune și în acest caz. Se poate observa o creștere a varianței atât a ieșirii (figura 4.32.b.) cât și a comenzii (figura 4.32.c.) la ultima încărcare activă (la 0.8 la 1), datorită apropierii de valoarea limită a încărcării cu putere activă a GS, valoare peste care sistemul intra într-o zonă de instabilitate. Fluctuațiile estimațiilor parametrilor (fig. 4.32.d.,e.) sunt mari.

Atât rezultatele acestui ultim test cât și cele obținute în cazurile anterioare de studiu, arată că o alegere a unui factor de penalizare a comenzii (ρ) suficient de mare (în cazul de față $\rho = 0.01$) conduce la o relativă "imunizare" a comenzii față de anumite fluctuații ale estimațiilor parametrilor (aspect de altfel menționat și în [Cal88]). De asemenea, după cum s-a mai menționat, modificarea parametrilor de acordare ai regulatorului adaptiv autoacordabil influențează în mod direct evoluția estimațiilor parametrilor, care nu este identică cu evoluția parametrilor reali ai procesului.

c) Cuplare/ decuplare de consumatori la bornele generatorului sincron

Următorul set de teste urmărește comportarea sistemului de conducere adaptivă în cazul unor regimuri de funcționare ale GS specifice cuplării/decuplării unor consumatori la/de la bornele acestuia. Situația este conformă cu realitatea, ținând cont de faptul că acțiunea de conectare respectiv deconectare de consumatori (rezistivi, inductivi, capacitivi) generează cele mai frecvente regimuri tranzitorii, cu influență perturbatoare directă asupra tensiunii la bornele GS (ieșirea reglată). Mai mult, existența unor consumatori cuplați la bornele GS este de asemenea reală, mare parte din instalațiile de deservire ale centralei electrice fiind alimentate direct de la bornele GS, constituindu-se ca primi consumatori ai energiei debitate de acesta.

Atât linia lungă de transmisie care conectează GS la sistemul energetic de putere cât și consumatorul echivalent cuplat la bornele GS sunt incluși în structura modelului matematic al procesului (generator sincron cuplat la sistemul energetic de putere) prin intermediul admitanțelor acestora ($\underline{Y} = G - jB$). Cuplarea unui nou consumator este echivalentă cu o legare a acestuia în paralel cu consumatorii existenți, rezultând un consumator echivalent (cu o admitanță echivalentă).

Cuplarea unui nou consumator rezistiv are ca efect o scădere a rezistenței echivalente (R), deci implicit o creștere a conductanței echivalente (G). Cuplarea unui consumator inductiv are ca efect creșterea susceptanței B (ca urmare a scăderii reactanței inductive), iar cuplarea unui consumator capacitiv are ca efect scăderea susceptanței B (ca urmare a scăderii reactanței capacitive). Logic, se poate ușor deduce că o cuplare/decuplare a unui consumator inductiv este echivalentă cu o decuplare/cuplare a unui consumator capacitiv, din punct de vedere al sensului de variație al susceptanței B (creștere/descrștere).

Consumatorul echivalent legat la bornele GS este caracterizat în modelul matematic al procesului (vezi paragraful 4.1.3.) printr-o conductanță inclusă aditiv în G_1 și o susceptanță inclusă aditiv în B_1 . O modificare a acestora (menținând constanți parametrii B_2, G_2 ai liniei de transmisie) este echivalentă cu trecere în unul din regimurile de cuplare/decuplare a unui consumator local (având un caracter rezistiv, inductiv sau capacitiv).

c.1) Condiții de simulare:

- cuplarea unui consumator rezistiv (creștere treaptă a conductanței G_1 cu 0.1 u.r.);
- parametrii de acordare a regulatorului adaptiv: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$ (în prezența buclei de integratoare externe);
- zgomot stochastic de nivel redus ($\sigma^2 = 10^{-8}$).

Observațiile făcute și la setul de teste (b) referitoare la caracterul treaptă respectiv rampă al variațiilor mărimilor perturbatoare sunt valabile și în studiul de față.

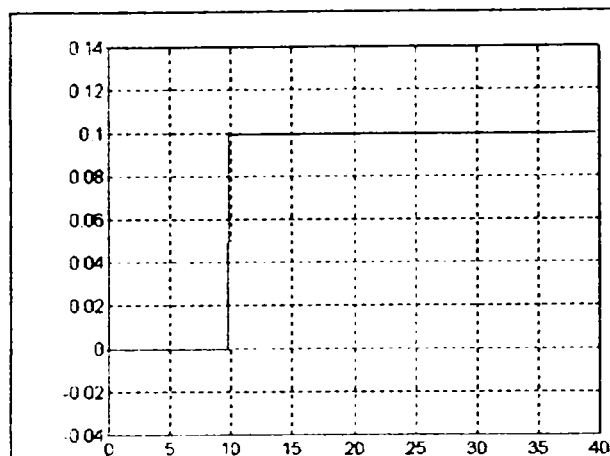
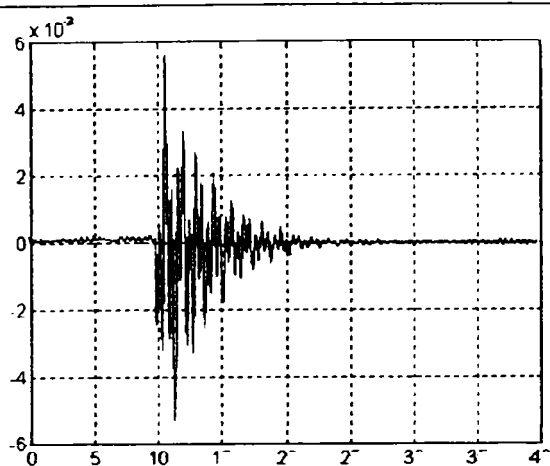
Fig. 4.33.a. Abaterea conductanței G_1 

Fig. 4.33.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

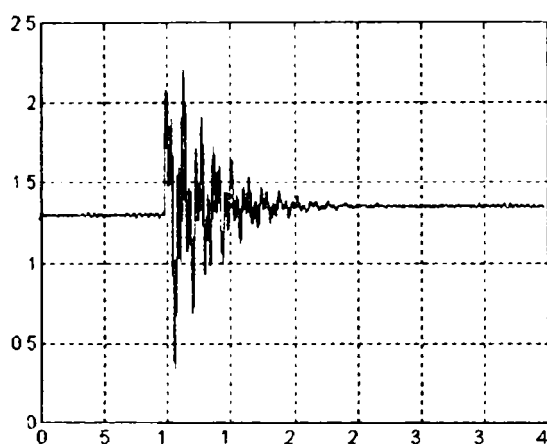


Fig. 4.33.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

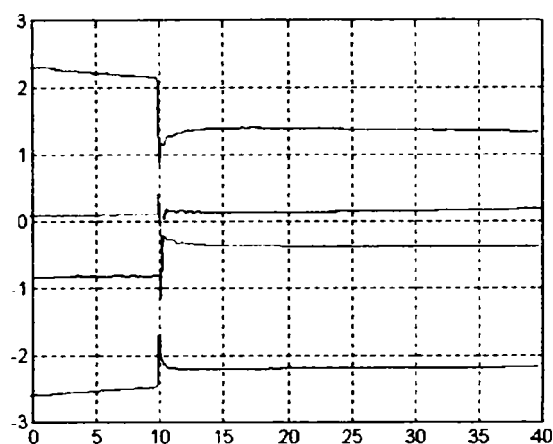


Fig. 4.33.d. Parametrii estimați ai polinomului A

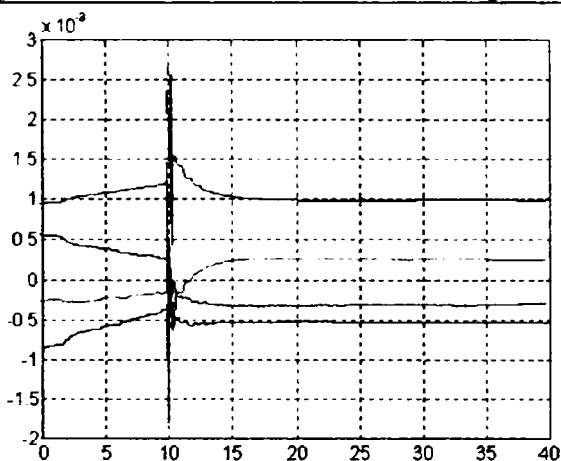


Fig. 4.33.e. Parametrii estimați ai polinomului B

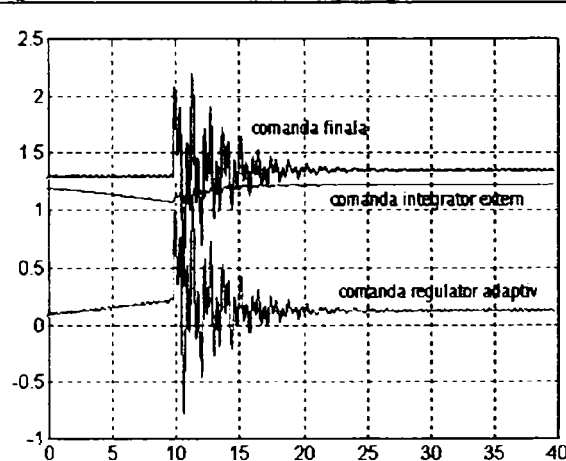


Fig. 4.33.f. Comanda și componentele comenzii

Rezultatele obținute în urma testului efectuat arată o bună comportare a sistemului de reglare și în cadrul acestui regim de cuplare la borne a unui consumator cu caracter rezistiv, chiar la o evoluție de tip treaptă a semnalului perturbator (figura 4.33.a. - variația conductanței G_1). Față de testele anterioare (cazurile (a) respectiv (b)), se poate observa o creștere a duratei regimului tranzitoriu (figura 4.33.b.), deci și a timpului de reglare, variația comenzii (figura 4.33.c.) încadrându-se în limite acceptabile. Estimațiile parametrilor (figurile 4.33.d.,e.) înregistrează evoluții normale, trecerea într-un alt punct de funcționare a procesului conducând la o modificare a valorilor parametrilor acestuia. Comentariile făcute până acum asupra componentelor comenzii (figura 4.33.f.) sunt valabile și în acest caz.

Observație: Pentru toate cazurile de simulare corespunzătoare acestui set de teste (c), în continuare se va considera parametrul de acordare a regulatorului adaptiv $\rho_1 = 0$, precum și prezența buclei integratoare externe (vezi tabelul 4.1).

c.2) Pentru o aceeași variație treaptă a conductanței G_I (figura 4.33.a.), noile condiții de acordare a regulatorului adaptiv ($\rho_1 = 0$) conduc la o ușoară creștere a suprareglajului ieșirii (figura 4.34.a.) concomitent cu o ușoară scădere a varianței comenzii (figura 4.34.b.). Se observă că evoluțiile estimațiilor parametrilor sunt asemănătoare cu cele din cazul anterior (figurile 4.34.c.,d. comparativ cu figurile 4.33.d.,e.), totuși valorile numerice efective de stabilizare sunt diferite, demonstrându-se încă o dată influența parametrilor de acordare ai regulatorului asupra procesului de estimare.

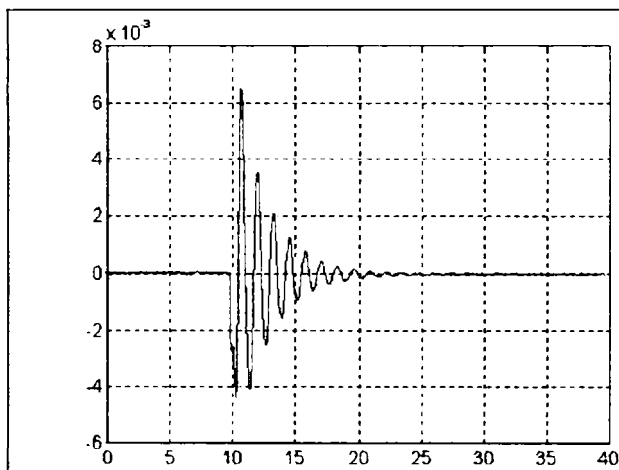


Fig. 4.34.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

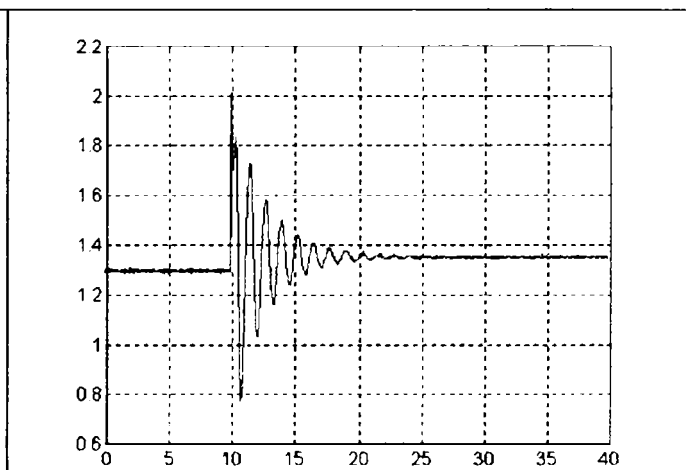


Fig. 4.34.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

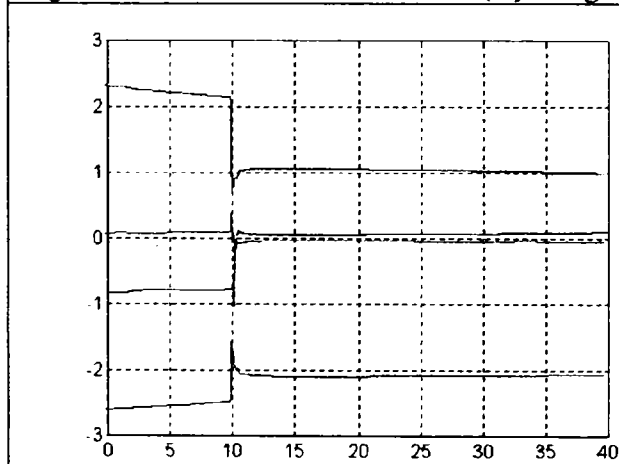


Fig. 4.34.c. Parametrii estimați ai polinomului A

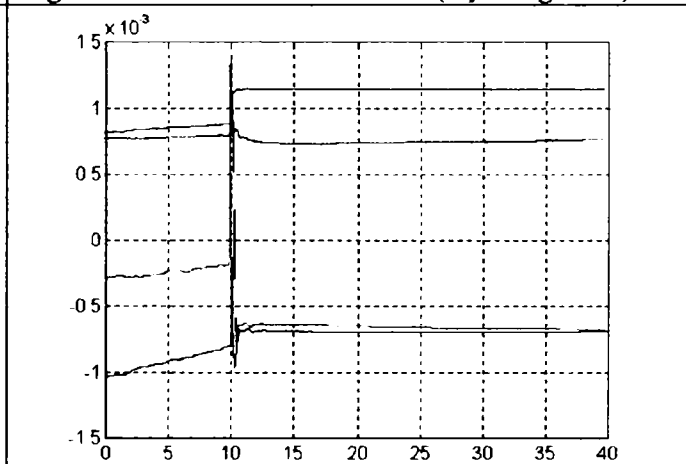


Fig. 4.34.d. Parametrii estimați ai polinomului B

c3.) Cazul luat în considerare în continuare analizează performanțele sistemului de reglare în condițiile unei variații de tip treaptă a susceptanței B_I -figura 4.35.a. - (echivalentă cu o conectare la bornele generatorului sincron a unui consumator inductiv sau o deconectare a unui consumator capacitiv).

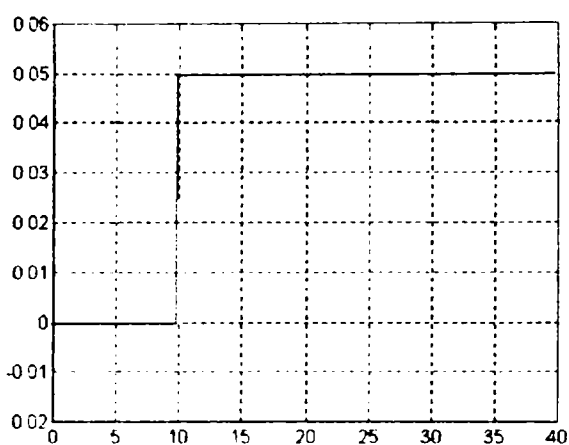


Fig.4.35.a. Abaterea susceptanței B1

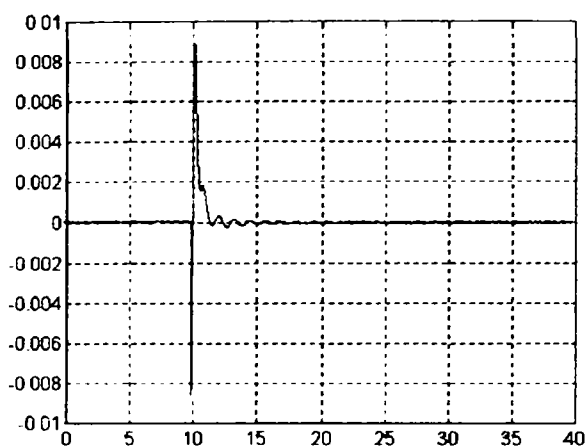


Fig. 4.35.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

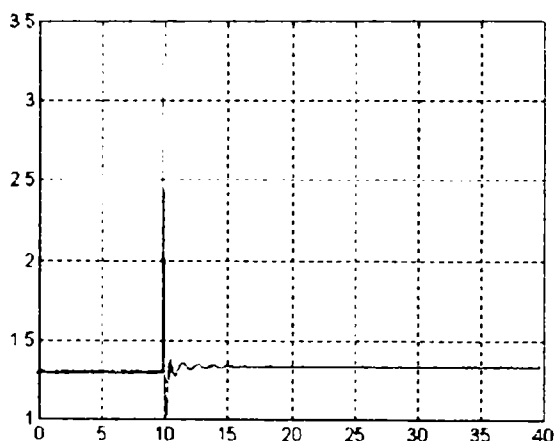


Fig. 4.35.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

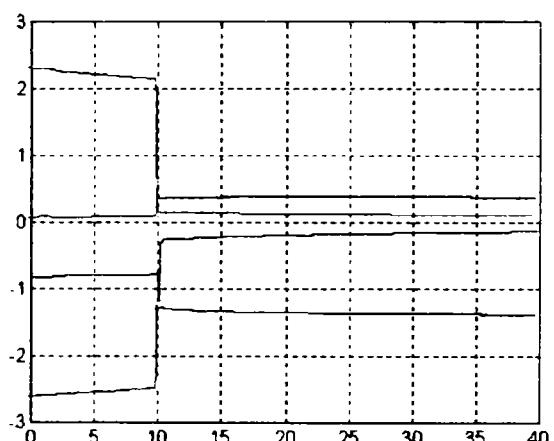


Fig.4.35.d. Parametrii estimați ai polinomului A

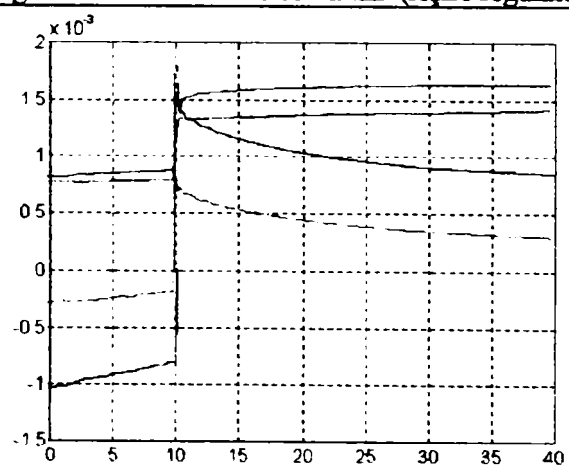


Fig.4.35.e. Parametrii estimați ai polinomului B

În mod evident, în acest caz, performanțele reglării nu sunt satisfăcătoare, atât suprareglajul ieșirii (figura 4.35.b.) cât și varianța comenzii (figura 4.35.c.) sunt foarte mari. Creșterea treaptă cu 5% a susceptanței B_1 constituie o variație prea dură pentru condițiile de acordare ale regulatorului adaptiv. Se poate observa că timpul de reglare este totuși testul de redus. O soluție pentru îmbunătățirea performanțelor reglării ar putea constitui o creștere a factorului de penalizare a comenzii ρ .

c.4) Menținând aceeași variație treaptă a susceptanței (figura 4.35.a.), se realizează o creștere a factorului de penalizare a comenzii la valoarea $\rho_1 = 0.03$, concomitent cu o înăsprire a condițiilor de mediu, prin creșterea nivelului zgomotului stochastic la o varianță $\sigma^2 = 10^{-6}$.

Rezultatele studiului arată o scădere a varianței ieșirii (figura 4.36.a.) concomitent cu scăderea semnificativă a varianței comenzii (figura 4.36.b.), chiar în condițiile unei creșteri a nivelului perturbației stochastice. Evoluțiile estimațiilor sunt evident influențate de modificarea condițiilor de lucru (figurile 4.36.c.,d.). Se observă că o îmbunătățire a performanțelor reglajului, în condițiile de test considerate (cuplarea bruscă a unui consumator rezistiv), se obține printr-o substanțială creștere a valorii parametrului de penalizare a comenzii.

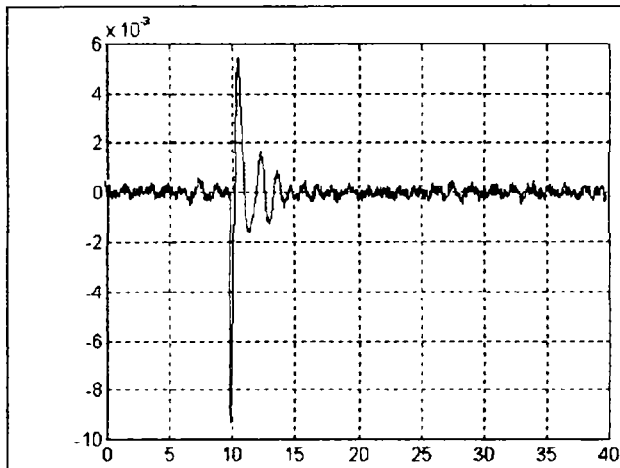


Fig. 4.36.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

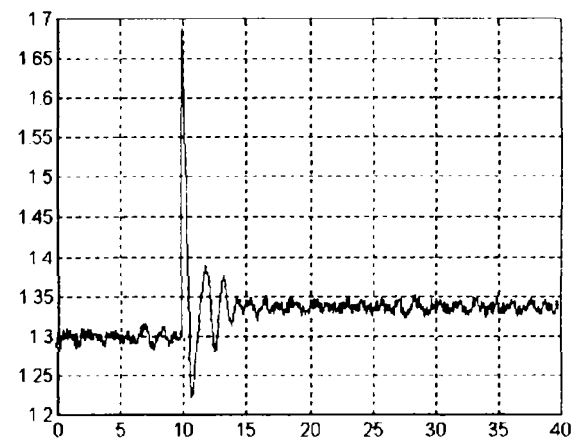


Fig. 4.36.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

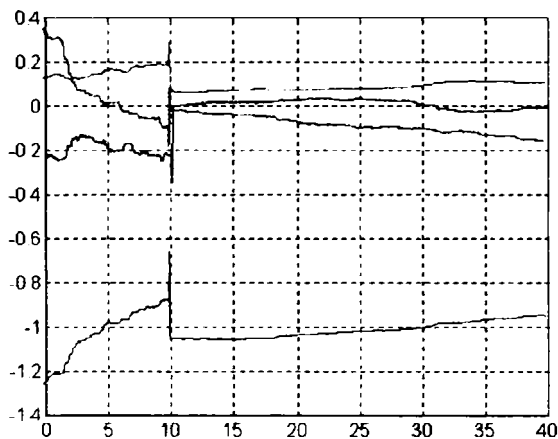


Fig. 4.36.c. Parametrii estimați ai polinomului A

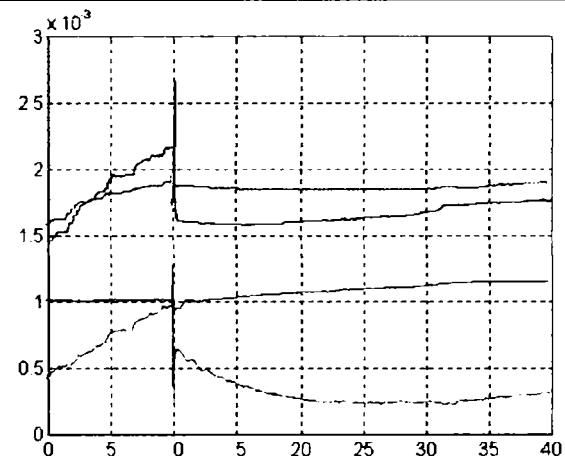


Fig. 4.36.d. Parametrii estimați ai polinomului B

c.5) În practică, variația mărimilor perturbatoare nu se realizează sub formă de treaptă, creșterile/descrășterile acestora înregistrând evoluții de tip rampă, cu o anumită pantă. Se consideră o variație a conductanței G_l de forma prezentată în figura 4.37.a. (echivalentă practic cu o cuplare/decuplare a unui consumator rezistiv la borne). Pentru regulatorul adaptiv se alege o valoare acceptabilă a factorului de penalizare a comenzii $\rho_1 = 0.01$, iar zgomotul stochastic se consideră de nivel redus ($\sigma^2 = 10^{-8}$). Deși pantele rampelor sunt destul de mari (0.1 u.r./sec.), performanțele reglării sunt mult mai bune decât cele obținute anterior în condițiile unor variații treaptă. Se poate observa o scădere semnificativă a suprareglajului ieșirii (figura 4.37.b. comparativ cu figura 4.34.a.) și de asemenea o scădere a varianței comenzii (figura 4.37.c. comparativ cu figura 4.34.b.).

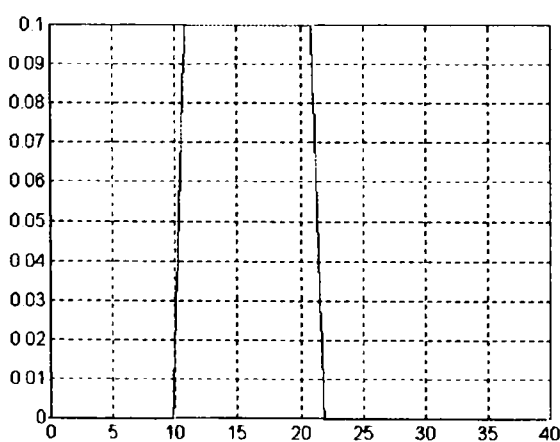
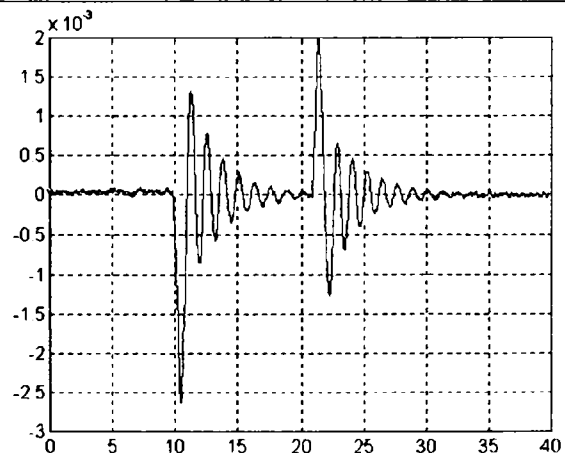
Fig. 4.37.a. Abaterea conductanței G_1 

Fig. 4.37.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

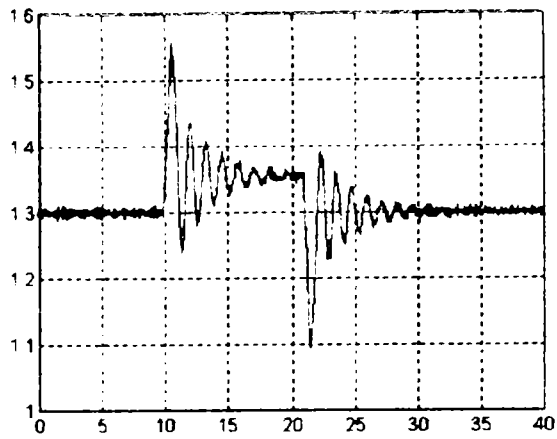


Fig. 4.37.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

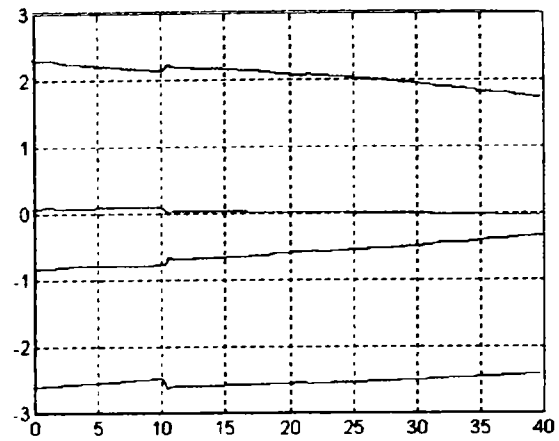


Fig. 4.37.d. Parametrii estimați ai polinomului A

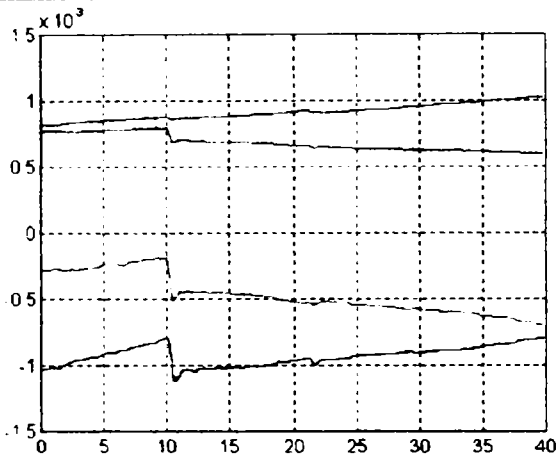


Fig. 4.37.e. Parametrii estimați ai polinomului B

Evoluțiile estimațiilor (figurile 4.37.d.,e.) sunt direct influențate de forma de variație a mărimii perturbatoare.

Se remarcă de asemenea ca, cuplarea/decuplarea la borne a unui consumator rezistiv conduce la regimuri tranzitorii de relativ lungă durată.

c.6) Se consideră pentru susceptanță B_1 o variație identică cu cea prezentată în figura 4.37.a. (echivalentă cu o conectare/deconectare la bornele GS a unui consumator inductiv sau respectiv echivalentă cu o deconectare/conectare a unui consumator capacitiv)

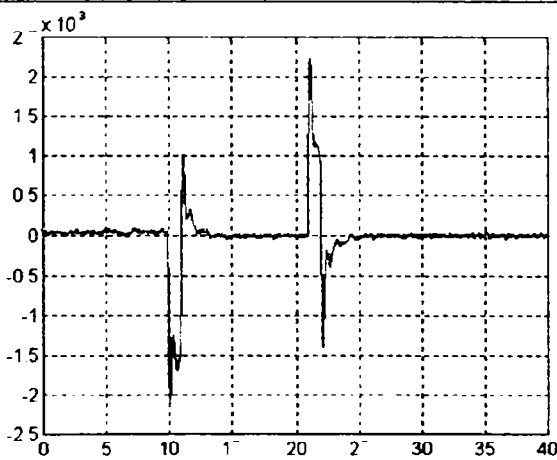


Fig. 4.38.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

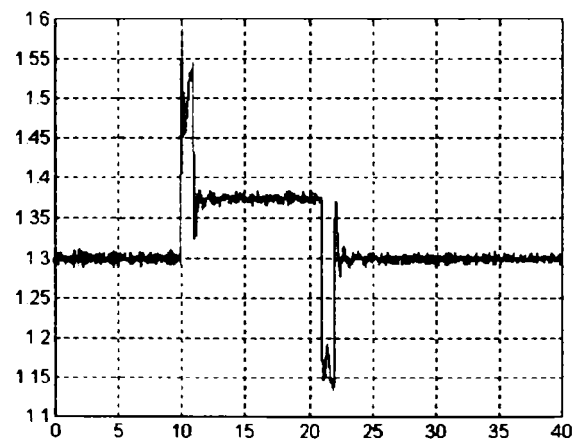


Fig. 4.38.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

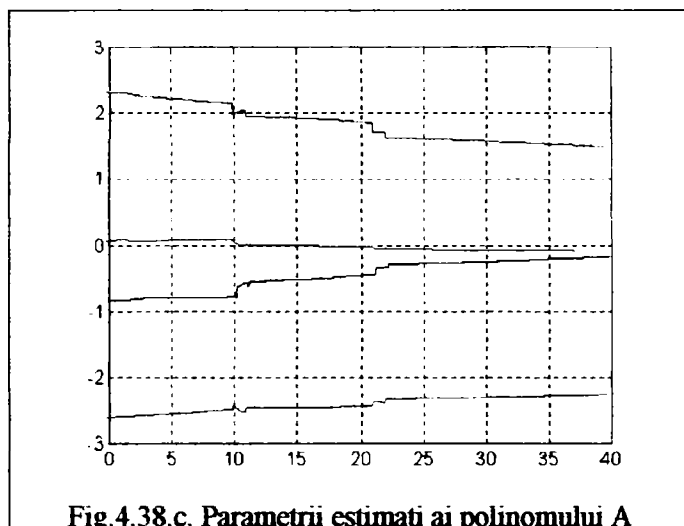


Fig.4.38.c. Parametrii estimați ai polinomului A

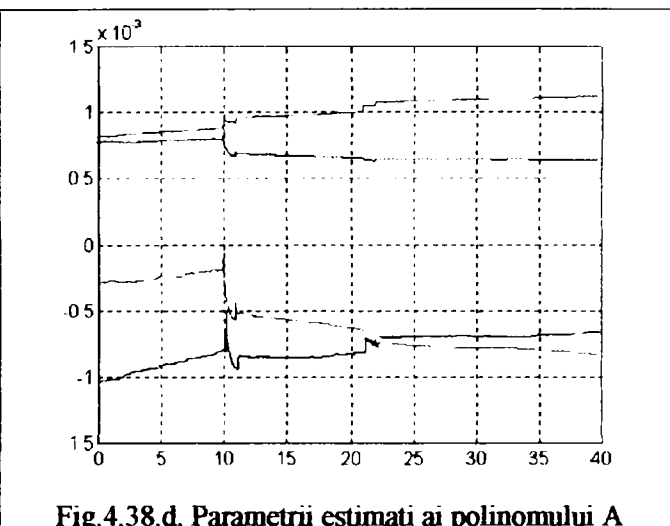


Fig.4.38.d. Parametrii estimați ai polinomului A

Rezultate testului arată o bună comportare a sistemului de reglare și în cazul unor astfel de regimuri de funcționare (figurile 4.38.a.,b.). Se poate observa că regimurile tranzitorii produse de cuplare/decuplare la borne a unor consumatori reactivi (inductivi/capacitivi) sunt mai reduse ca durată decât cele produse de consumatorii rezistivi.

4.2.1.2.2. Concluzii asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu estimator recursiv CMMP

Studiile de caz realizate au urmărit comportarea sistemului de reglare adaptiv în trei regimuri specifice de funcționare ale GS: încărcare/descărcare de putere reactivă, încărcare/descărcare de putere activă și conectare/deconectare consumatori la borne.

Legea de comandă adaptivă sintetizată pe baza funcției criteriu J_1 prezintă un neajuns major, în contextul realizării unui compromis pentru o minimizare cât mai bună atât a varianței ieșirii (tensiunea la borne) cât și a varianței comenzii (tensiunea de excitație). Realizarea acestui deziderat a impus luarea în calcul a unui factor de penalizare a comenzii (ρ) care asigură o scădere substanțială a varianței comenzii dar în același timp conduce la o degradare a performanțelor ieșirii reglate, manifestată în special prin apariția unei erori staționare. Încercarea de includere în legea de comandă a unei componente integratoare interne (pentru eliminarea erorii staționare), în condițiile unei penalizări suficient de mari a comenzii, a condus la o instabilitate a sistemului de reglare datorată specificului procesului, acesta prezentând zerouri foarte apropiate de cercul unitate (deci la limita de stabilitate - vezi cazul a.2)).

Concluzionând, sinteza unei strategii de comandă bazată doar pe minimizarea criteriului J_1 nu conferă performanțe satisfăcătoare reglajului. În condițiile considerării unui parametru $\rho_1 \neq 1$ ($\rho_1 = 1$ - implicând o componentă internă integratoare pură care conduce la instabilizarea sistemului de reglare), se asigură o reducere a erorii de regim staționar, fără a se reuși totuși o rejecție totală a acesteia, sistemul prezentând deci statism.

Soluția propusă de către autor constă în includerea în sistemul de reglare, pe lângă structura de comandă adaptivă, a unei bucle externe integratoare, aceasta fiind capabilă să rejeteze eroarea de regim staționar, fără a afecta în rest performanțele sistemului. Studiile efectuate au arătat ca, componenta de comandă adaptivă își păstrează rolul major în cadrul regimurilor tranzitorii, în timp ce componenta integratoare externă acționează preponderent în regimurile staționare, asigurând un caracter astatic pentru sistem.

Comanda hibridă astfel structurată (comandă regulator adaptiv + comandă integrator extern) asigură atât performanțe bune ale ieșirii reglate (inclusiv caracter astatic) cât și o

minimizare a varianței comenzii (pentru evitarea unei eventuale intrări în saturație a elementului de execuție). Testele efectuate, pentru diverse valori ale nivelului zgomotului stochastic ($\sigma^2 = 10^{-8}$ sau $\sigma^2 = 10^{-6}$) și pentru toate cele trei regimuri de funcționare considerate ale GS, au permis determinarea unui set de valori a parametrilor de acordare ai legii de comandă, care să asigure atingerea unor indicatorilor de calitate performanți ai sistemului de reglare. Setul astfel determinat prezintă următoarele valori numerice: pentru componenta de comandă adaptivă: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$, $\lambda = 0.998$; pentru bucla integratoare externă: $k_i = 0.01$.

Câteva concluzii se pot desprinde și asupra procesului de estimare parametrică în buclă închisă (utilizând estimatorul recursiv CMMP). În primul rând, testele dovedesc clar că evoluția în timp a estimațiilor nu coincide cu cea a parametrilor reali ai procesului. Parametrii de acordare ai legii de comandă precum și nivelul de zgomot influențează în mod direct procesul de estimare parametrică. Totuși performanțele sistemului de reglare sunt foarte bune, acest lucru explicându-se printr-o relativă "imunizare" a comenzii adaptive la fluctuațiile estimațiilor, în condițiile unui factor de penalizare a comenzii - ρ - suficient de mare. Se menționează că s-au efectuat teste (deși nu au mai fost prezentate din considerente de limitare a extinderii volumului lucrării) și pentru alte valori ale factorului de uitare λ al estimatorului. Scăderea acestui factor (memorie mai mică) conduce la o mai mare fluctuație a evoluțiilor estimațiilor, iar o valoare unitară ($\lambda = 1$, memorie infinită) este specifică mai ales unor sisteme invariante. Valoarea determinată prin simulare $\lambda = 0.998$ (memorie mare dar nu infinită), a condus la obținerea celor mai bune rezultate (a se vedea comparativ și cu cazul utilizării unui estimator bazat pe TO Givens).

4.2.1.2.3. Studiu utilizând estimatorul bazat pe transformarea ortogonală Givens

Condițiile de simulare aferente studiilor de caz considerate în continuare sunt similare cu cele prezentate în paragraful 4.2.1.2.1., singura deosebire constând în faptul că, în locul algoritmului de estimare recursiv bazat pe metoda CMMP, este utilizat un algoritm de estimare nerecursiv bazat pe transformata ortogonală (TO) Givens (vezi paragraful 3.2.3.2.). Avantajul utilizării unui astfel de algoritm nerecursiv de estimare îl constituie o mai bună stabilitate numerică, precum și eliminarea unor probleme specifice estimatorului recursiv CMMP: alegerea unui factor de uitare (λ) adecvat, inițializarea/reinițializarea matricii de covarianță (P).

Observație: Numerotarea cazurilor specifice de studiu (a. încărcare/descărcare de putere reactivă; b. încărcare/descărcare de putere activă; c. cuplare/decuplare de consumatori la borne) este similară cu cea corespunzătoare testelor efectuate utilizând estimatorul CMMP. În acest mod se poate realiza cu ușurință o comparație între performanțele celor două structuri de conducere adaptivă, particularitatea fiecăreia constând în tipul de estimator utilizat. Tabelul 4.1 (exceptând coloana cu factorul de uitare, care nu-și mai are sens în cazul estimatorului bazat pe TO Givens) este valabil și în acest caz pentru descrierea condițiilor de test.

În continuare, pentru evitarea redundanței informației, vor fi făcute doar comentarii comparative (acolo unde este cazul) asupra rezultatelor obținute, pentru evidențierea unor aspecte semnificative. Toate observațiile făcute deja (pentru cazul utilizării estimatorului CMMP) referitoare la modul de acordare a regulatorului adaptiv și asupra necesității buclei externe integratoare, sunt valabile și în cazul utilizării estimatorului bazat pe TO Givens.

a) Încărcare/descărcare de putere reactivă (prin modificarea referinței și deci implicit a tensiunii de excitație)

a.1) Parametrii de simulare: $\rho = 0.0001$, $\rho_1 = 1$, $\sigma^2 = 10^{-8}$.

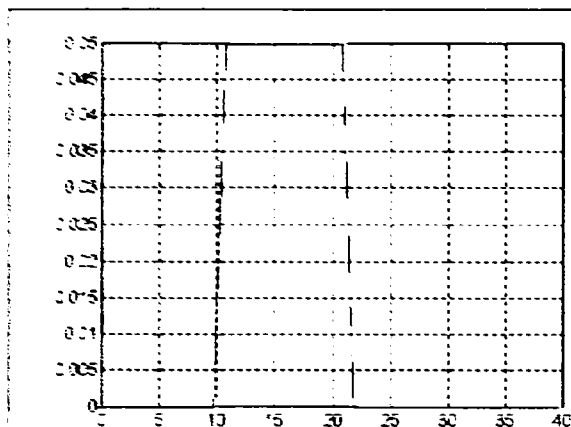


Fig.4.39.a. Abaterărea referinței

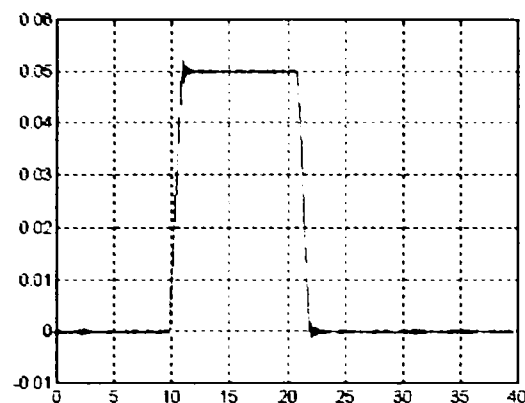


Fig.4.39.b. Abaterărea tensiunii la borne (ieșire reglată)

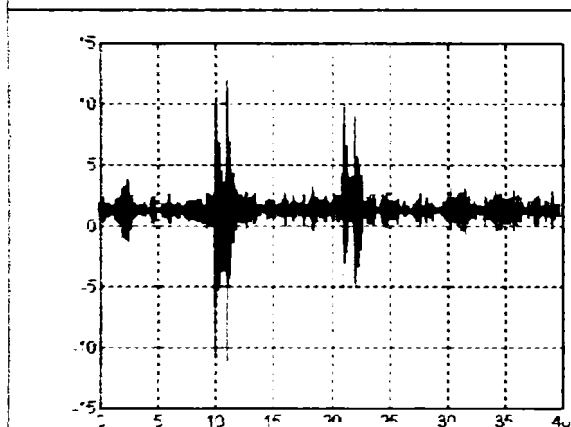


Fig.4.39.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

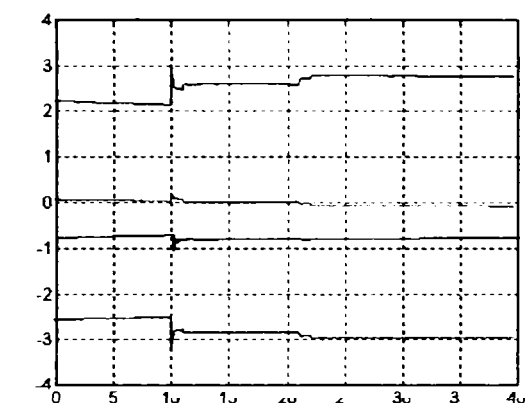


Fig.4.39.d. Parametrii estimați ai polinomului A

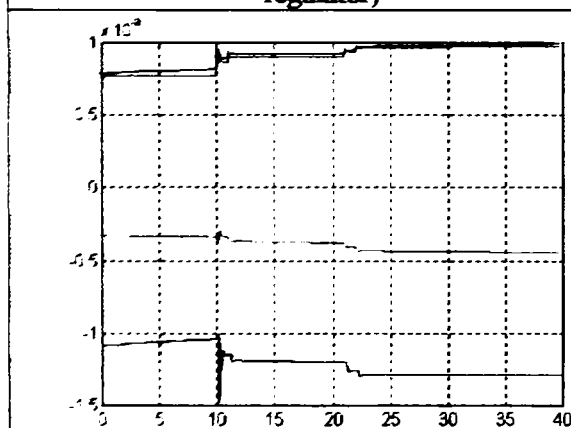


Fig.4.39.e. Parametrii estimați ai polinomului B

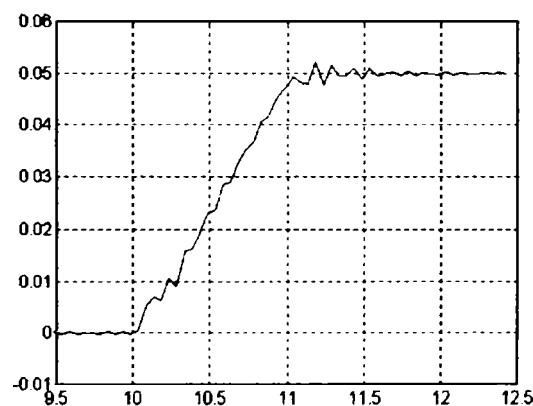


Fig.4.39.f. Zoom pe abaterărea ieșirii

Performanțele reglării sunt mai slabe decât în cazul utilizării estimatorului CMMP, variația comenzii în regimurile tranzitorii fiind de două ori mai mare, iar ieșirea reglată prezintă un suprareglaj ușor mărit (fig.4.39 comparativ cu fig. 4.19). Se observă de asemenea o evoluție diferită a estimațiilor parametrilor.

a.2) Parametrii de simulare: $\rho = 0.001$, $\rho_1 = 1$, $\sigma^2 = 10^{-8}$.

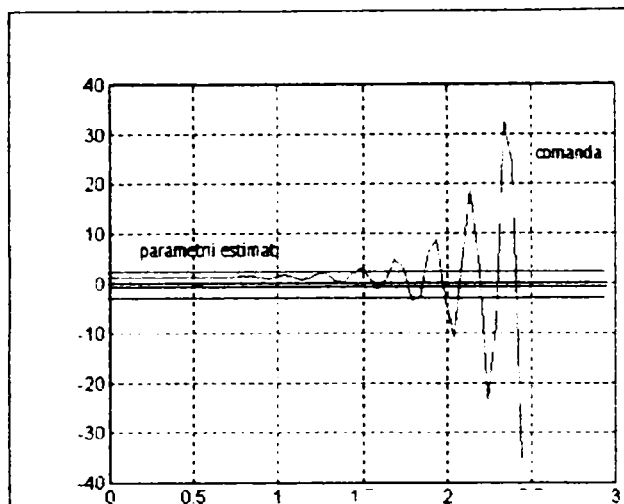


Fig.4.40.a. Parametrii estimați și mărimea de comanda

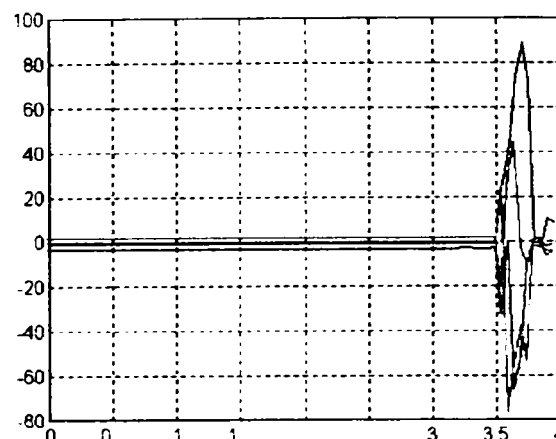


Fig.4.40.b. Parametrii estimați

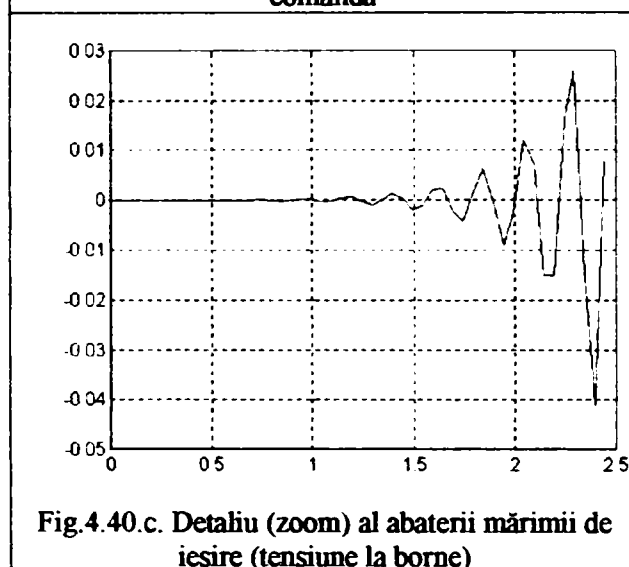


Fig.4.40.c. Detaliu (zoom) al abaterii mărimii de ieșire (tensiune la borne)

Aceleași observații privind instabilitatea regulatorului (și implicit a întregului sistem de reglare), scoase în evidență în cazul utilizării estimatorului CMMP (figurile 4.20), se pot face și în cazul utilizării estimatorului bazat pe TO Givens (figurile 4.40).

a.3) Parametrii de simulare: $\rho = 0.001$, $\rho_1 = 0.4$, $\sigma^2 = 10^{-8}$.

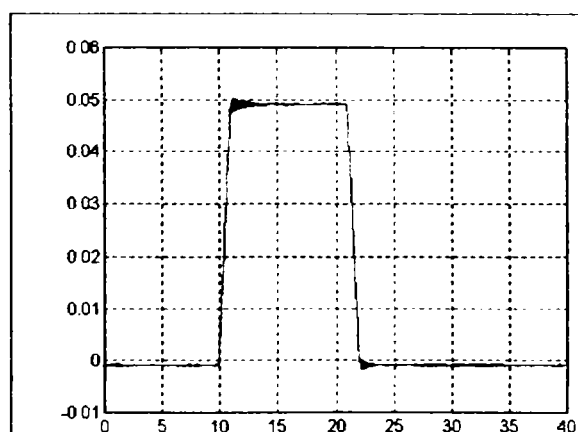


Fig.4.41.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

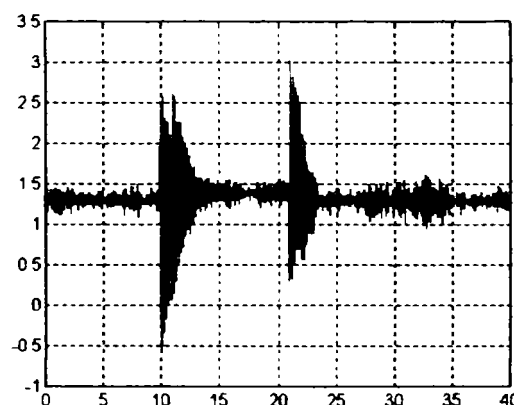
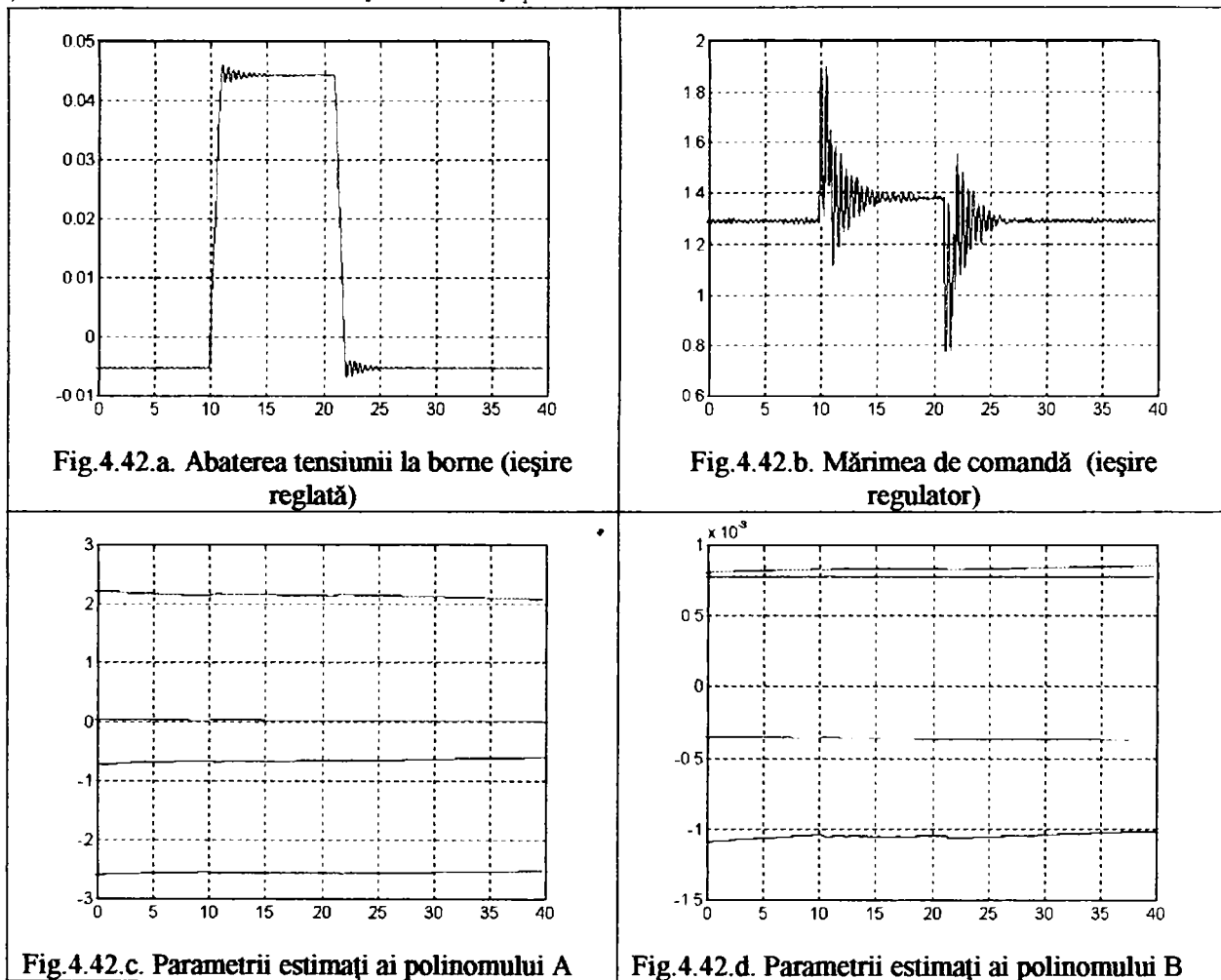


Fig.4.41.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

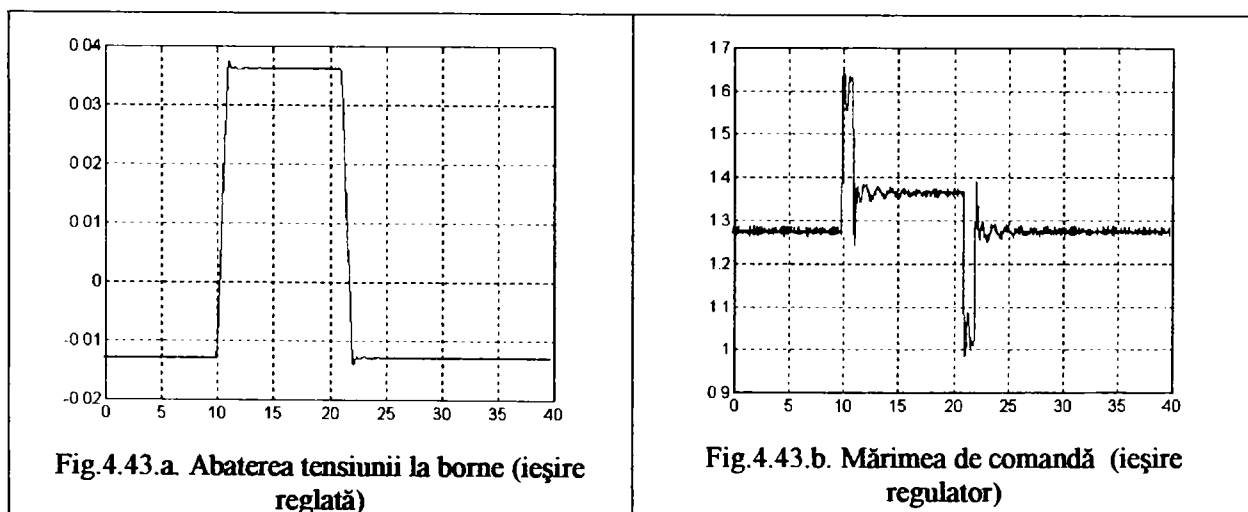
Rezultatele sunt comparative cu cele obținute în cazul utilizării estimatorului CMMP (figurile 4.21.a.,b.): aceeași eroare staționară, o ușoară creștere a duratei regimului tranzitoriu al ieșiri precum și o modificare a variantei comenzii (fig.4.41.a.,b.).

a.4) Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$, $\sigma^2 = 10^{-8}$.



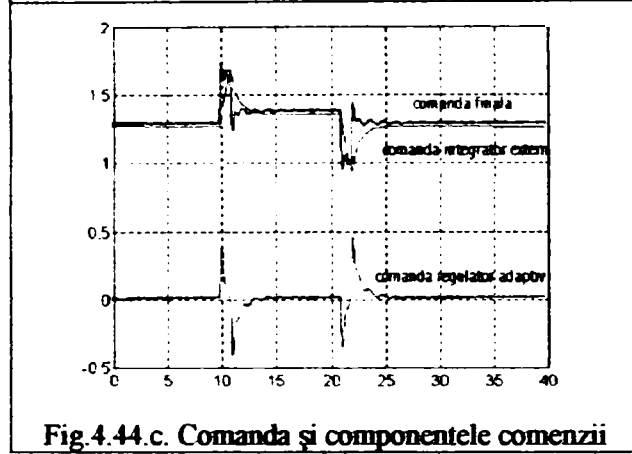
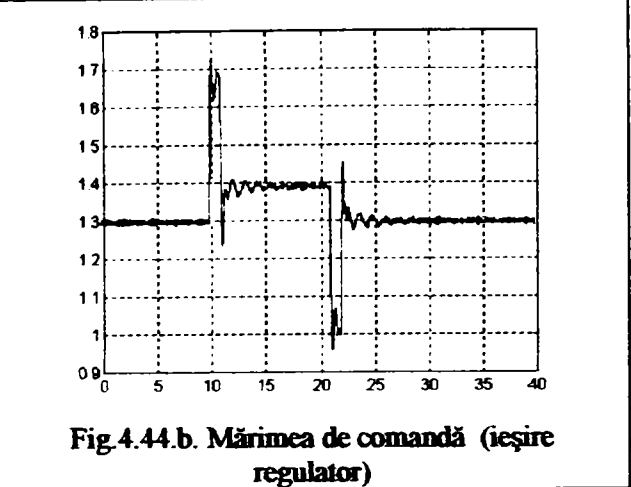
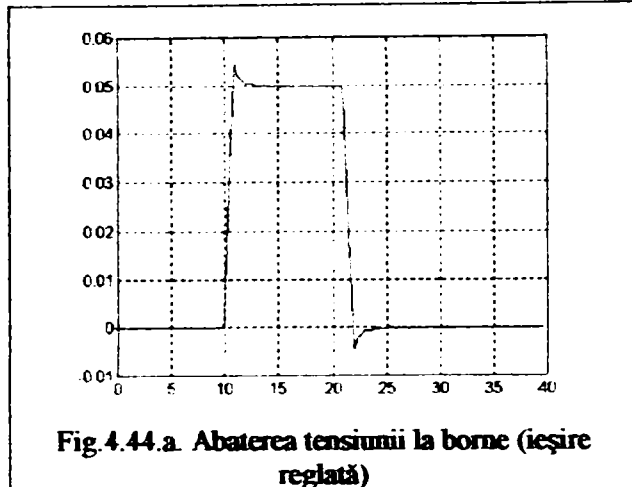
Studiul de față (fig. 4.42) vine să reconfirme afirmația că, o valoare suficient de mare pentru factorul de penalizare a comenzii conduce la o relativă "imunizare" a comenzii fără de modul de evoluție a estimațiilor. Graficele de variație ale ieșirii reglate respectiv ale comenzii penalizate (4.42.a.,b.) sunt practic identice cu cele aferente cazului utilizării estimatorului CMMP (fig. 4.22.a.,b.), deși se poate observa o evoluție diferită a estimațiilor parametrilor. De asemenea, se poate remarca o reducere a fluctuațiilor estimațiilor în cazul utilizării estimatorului bazat pe TO Givens, acesta dovedind o stabilitate numerică mai bună.

a.5) Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$, $\sigma^2 = 10^{-8}$.



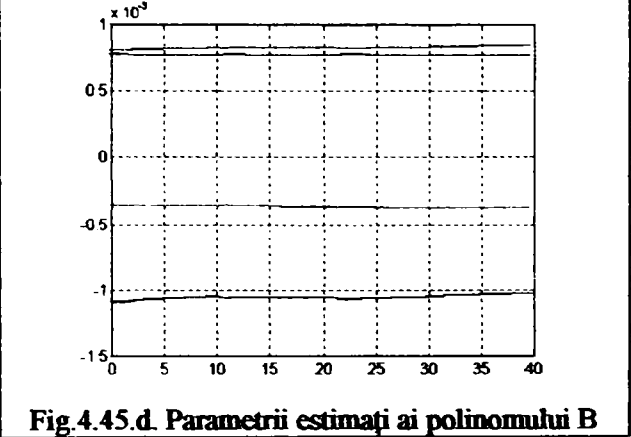
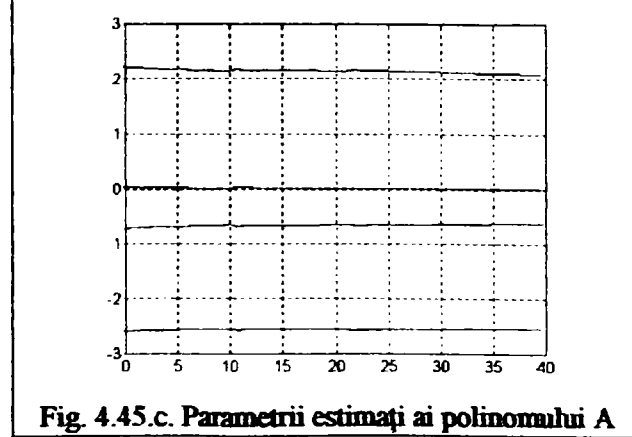
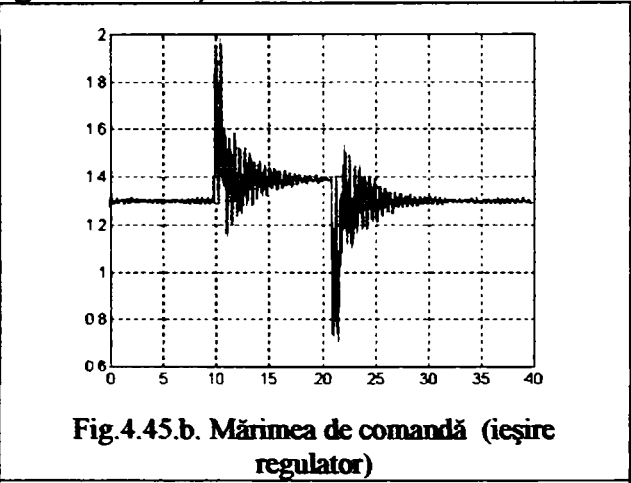
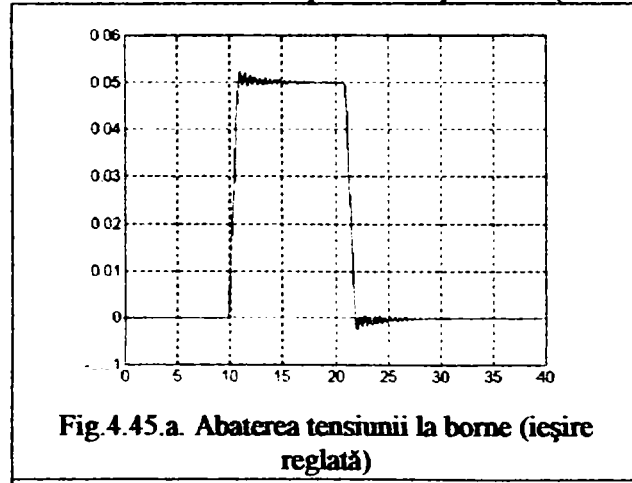
Performanțele reglării sunt practic identice cu cele obținute cu estimator CMMP, lucru ușor de observat prin compararea graficelor din figurile 4.43 și respectiv 4.23.

a.6) Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$.



Și în aceste condiții de acordare a regulatorului adaptiv, utilizarea fie a estimatorului CMMP fie a estimatorului baza pe TO Giv n $n^t - 1$ performanțe similare (figurile 4.44 comparativ cu figurile 4.24)

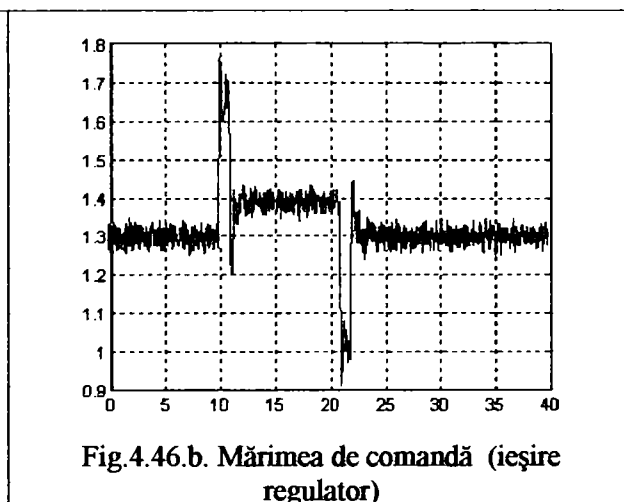
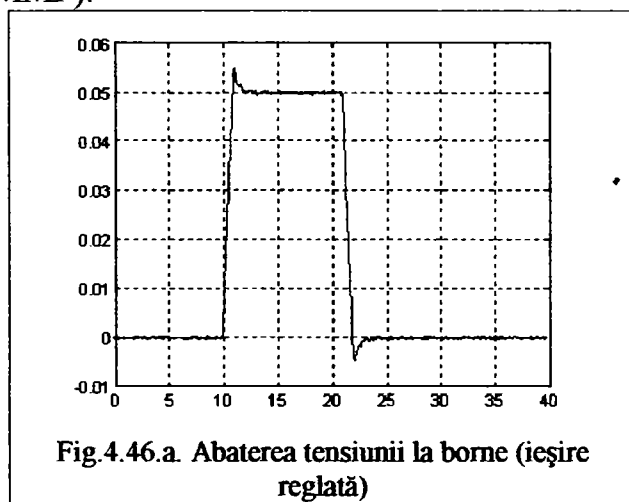
Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$



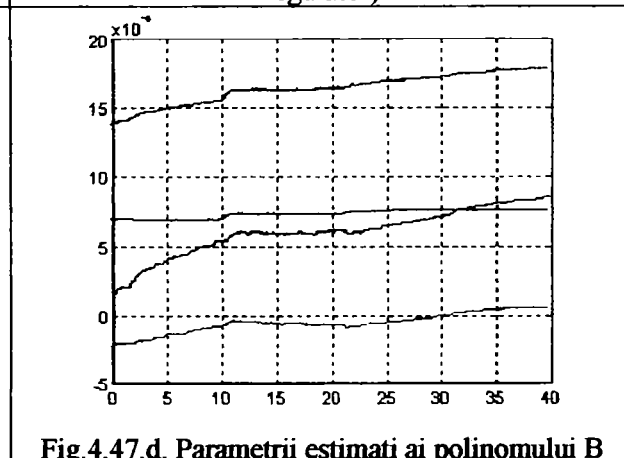
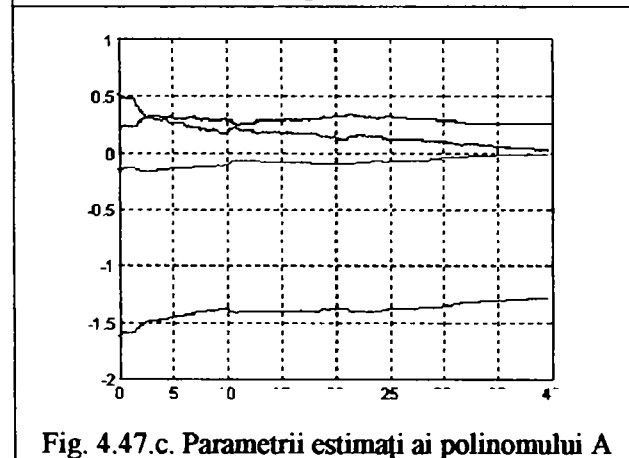
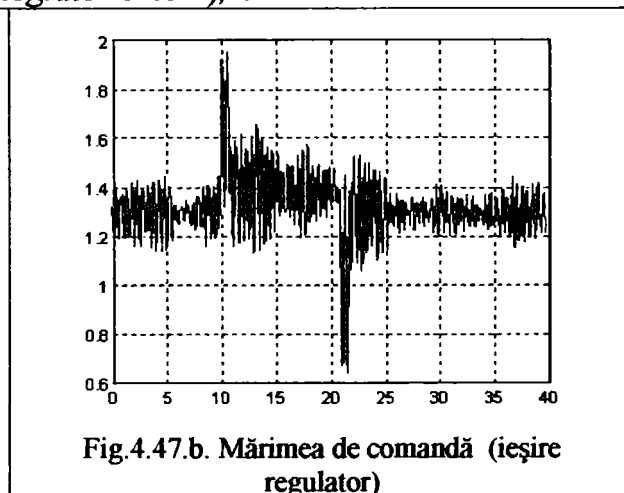
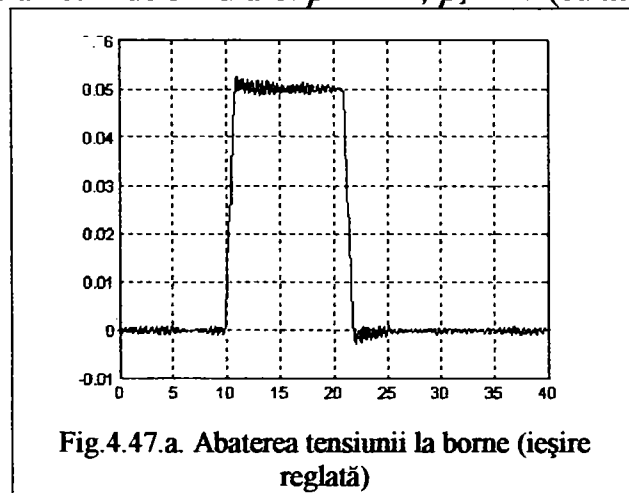
Performanțele reglării, atât din punct de vedere al ieșirii reglate cât și al comenzii, sunt identice, chiar în condițiile unei evoluții diferite a estimațiilor funcție de tipul de estimator utilizat (figurile 4.45 comparativ cu 4.25).

a.7). Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-6}$.

În condițiile unor indicatori de calitate identici pentru ieșirea reglată, se poate observa o ușoară creștere a varianței comenzii în regim staționar (prin compararea rezultatelor din figurile 4.46, pentru estimator bazat pe TO Givens, cu cele din figurile 4.26, pentru estimator CMMP).



Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-6}$



În acest caz (figurile 4.47.a.,b.) se remarcă o degradare a calității atât a ieșirii reglate cât și a comenzii, ambele mărimi înregistrând o creștere a varianței în regim staționar (sub

influența unor evoluții diferite ale estimațiilor parametrilor) (fig. 4.47 comparativ cu fig. 4.27). În condițiile precizate de acordare a regulatorului adaptiv, se poate observa o slabă eficiență a acestuia în regimurile staționare puternic perturbate stohastic. Practic, regulatorul (cu estimator bazat pe TO Givens) nu reușește o suficientă de bună rejecție a zgomotului în regim staționar (fig.4.47.a. comparativ cu fig.4.27.a.).

b) Încărcare/descărcare de putere activă (prin modificarea cuplului mecanic)

Toate testele considerate în continuare (pentru diferite valori ale parametrilor de acordare, nivele de zgomot, forme de variație ale cuplului mecanic), similare cu cele efectuate utilizând estimatorul CMMP, arată performanțe calitative la fel de bune. Din punct de vedere cantitativ se înregistrează chiar o îmbunătățire a performanțelor, printr-o ușoară scădere a subreglajelor ieșirii și a varianței comenzii în regimurile tranzitorii. Estimațiile obținute cu estimatorul bazat pe TO Givens înregistrează diferențe față de cele obținute cu estimatorul CMMP.

b.1) Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$

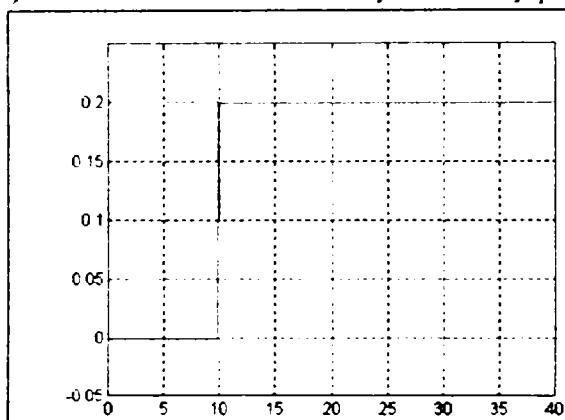


Fig.4.48.a. Abaterea cuplului mecanic

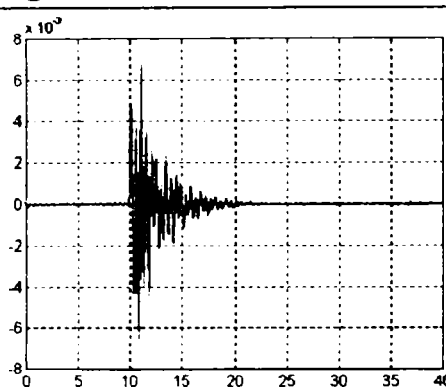


Fig.4.48.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

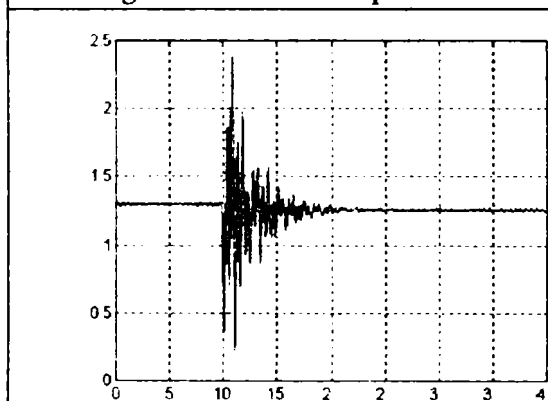


Fig.4.48.c. Mărimi de comandă (ieșire regulator)

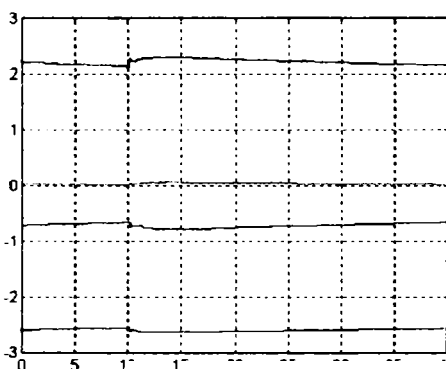


Fig.4.48.d. Parametrii estimați ai polinomului A

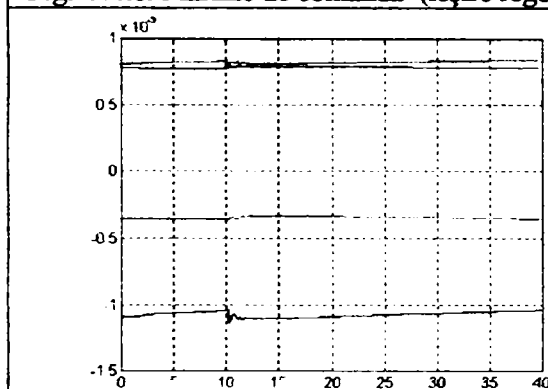


Fig.4.48.e. Parametrii estimați ai polinomului B

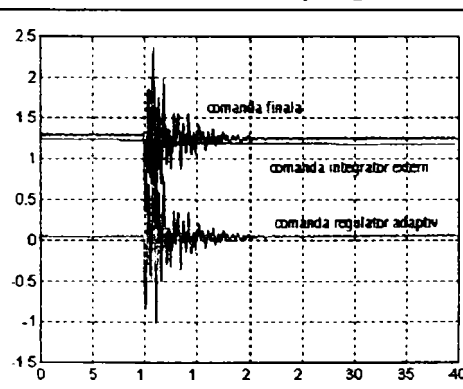


Fig.4.48.f. Comanda și componentele comenzii

Performanțele reglării, utilizând în structura de conducere un estimator bazat pe TO Givens, (fig.4.48) sunt similare cu cele oferite de utilizarea estimatorului CMMP (fig.4.28).

b.2) Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$.

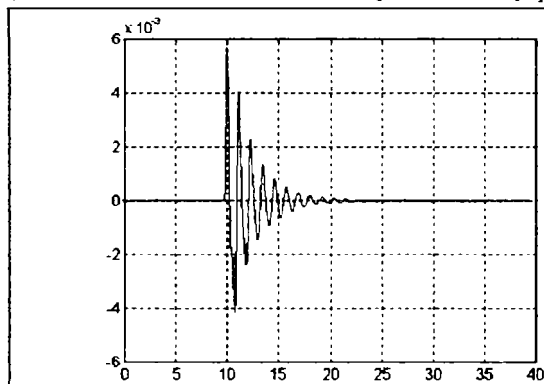


Fig.4.49.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

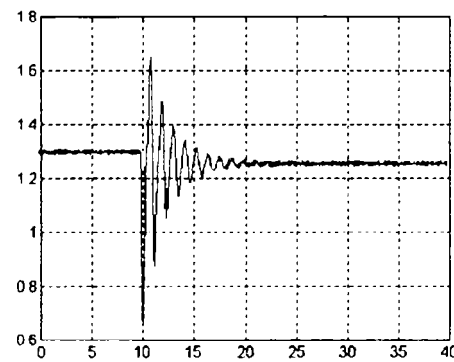


Fig. 4.49.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

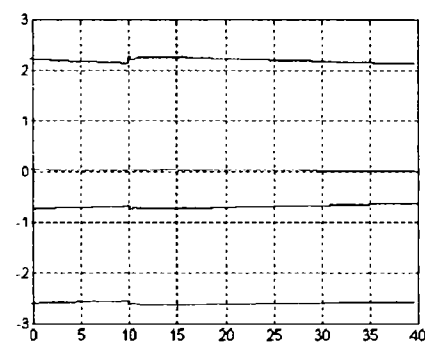


Fig.4.49.c. Parametrii estimați ai polinomului A

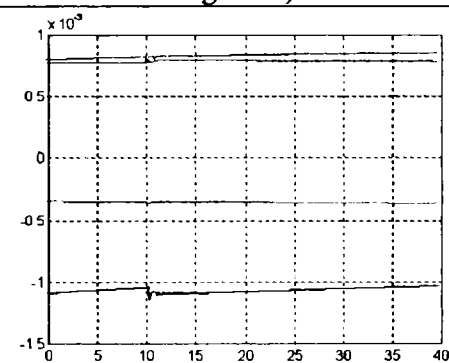


Fig.4.49.d. Parametrii estimați ai polinomului B

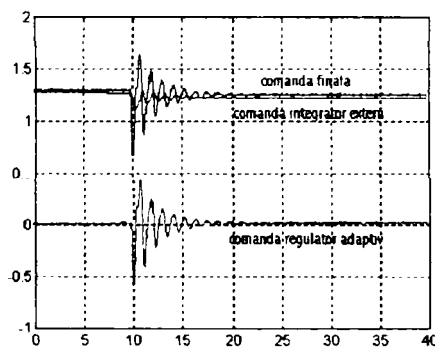


Fig.4.49.e. Comanda și componentele comenzii

Abaterea tensiunii la borne în cadrul structurii de conducere (fie bazat pe metoda CMMP fie pe TO Givens), în urma reglării, asigură performanțe apropiate (fig. 4.49. comparativ cu fig. 4.29).

b.3) Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-6}$.

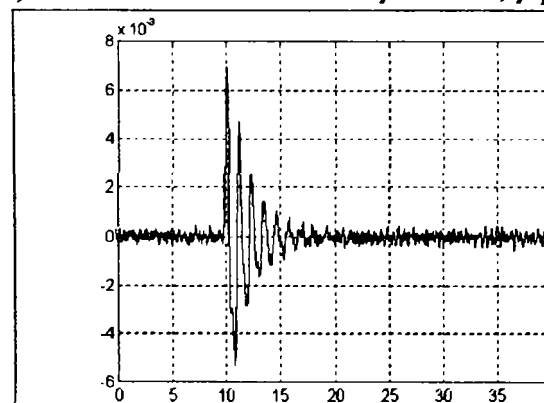


Fig.4.50.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

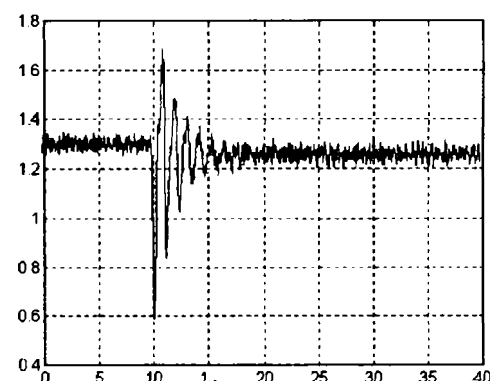


Fig. 4.50.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

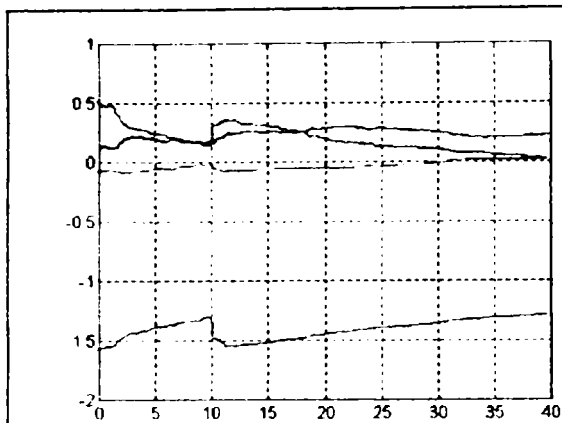


Fig.4.50.c. Parametrii estimați ai polinomului A

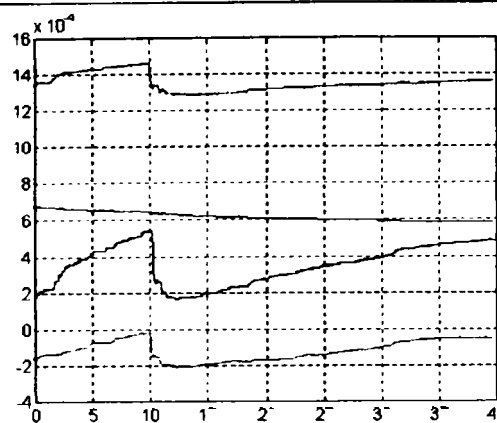


Fig.4.50.d. Parametrii estimați ai polinomului B

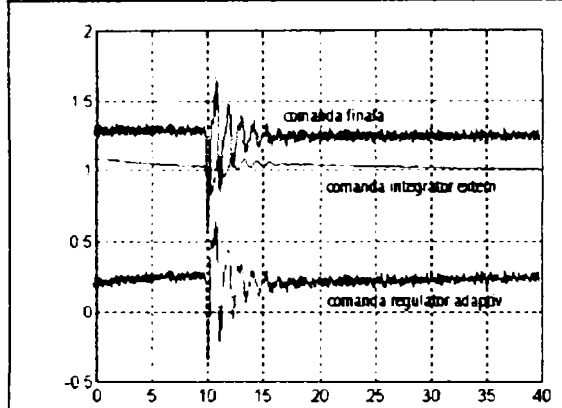


Fig.4.50.e Comanda și componentele comenzii

Și în aceste condiții, chiar pentru o evoluție diferită a estimațiilor parametrico funcției de control estimator utilizat, performanțele reglării (ieșire și comanda) sunt asemănătoare (fig. 4.50. și respectiv fig. 4.30.).

b.4) Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$.

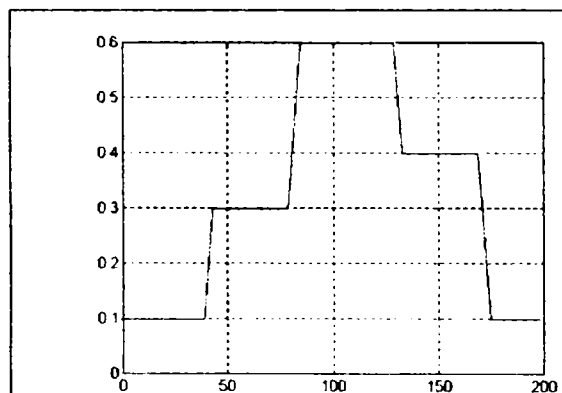


Fig.4.51.a. Variația cuplului mecanic

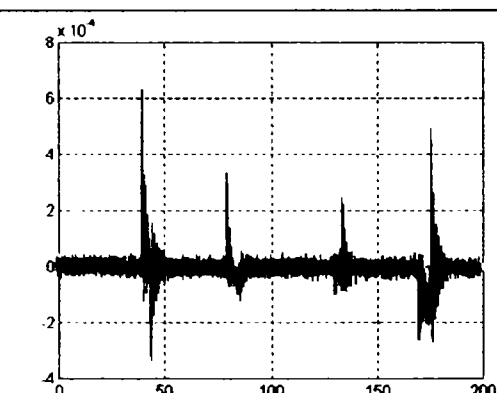


Fig.4.51.b Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

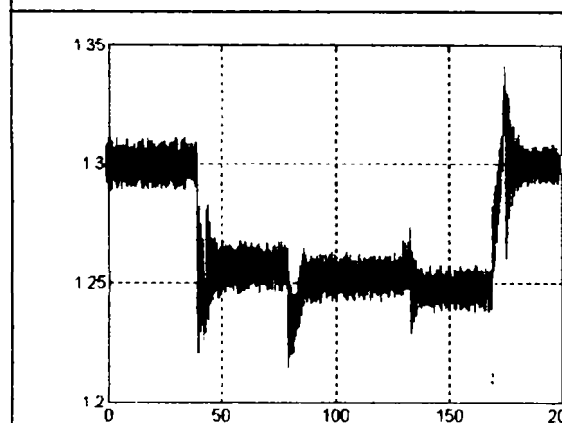


Fig. 4.51.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

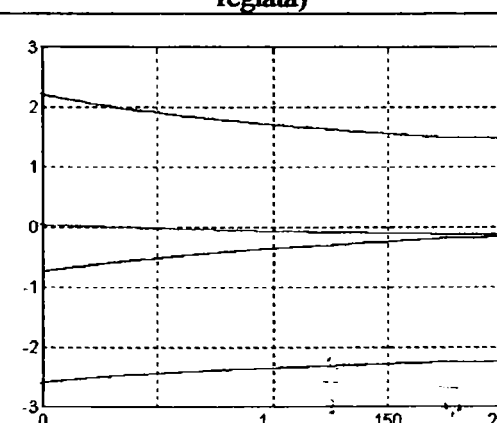


Fig.4.51.d. Parametrii estimați ai polinomului A

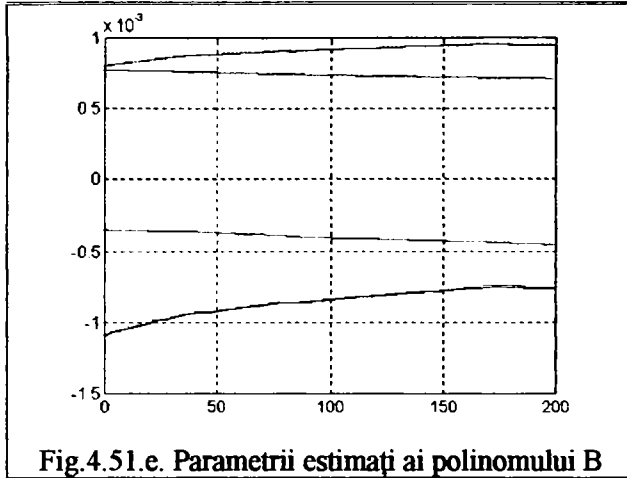


Fig.4.51.e. Parametrii estimați ai polinomului B

Compararea rezultatelor din figurile 4.51. (TO Givens) cu cele din figurile 4.31 (CMMP) evidențiază performanțe asemănătoare în ambele cazuri, chiar în condițiile unor aluri diferite de evoluție în timp a estimațiilor parametrilor.

b.5) Parametrii de simulare: $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$.

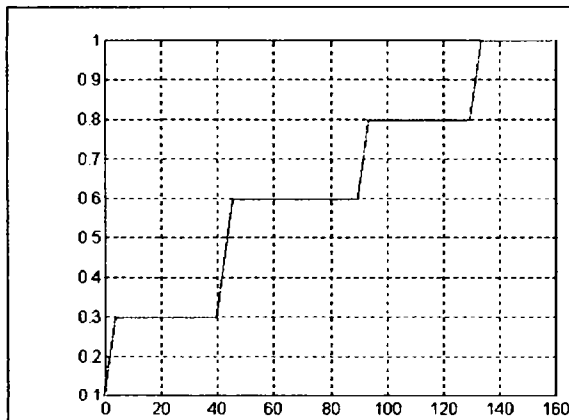


Fig.4.52.a. Variația cuplului mecanic

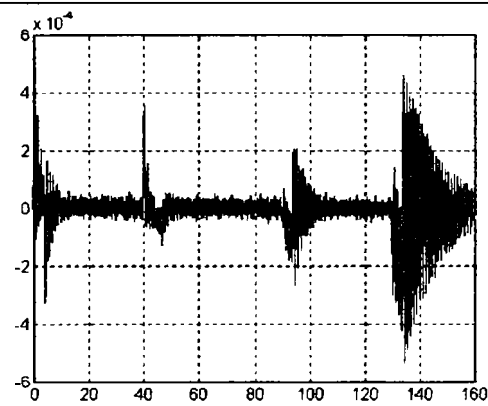


Fig.4.52.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

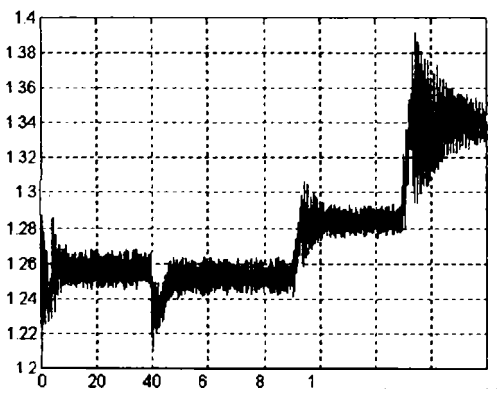


Fig.4.52.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

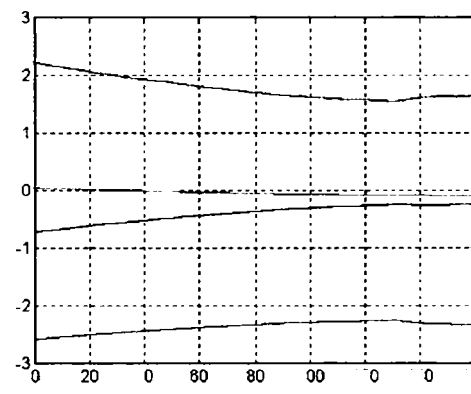


Fig.4.52.d. Parametrii estimați ai polinomului A

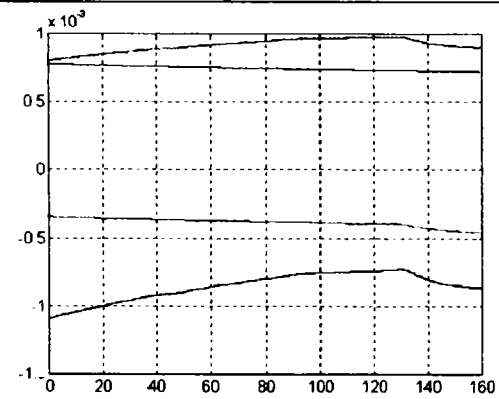


Fig.4.52.e. Parametrii estimați ai polinomului B

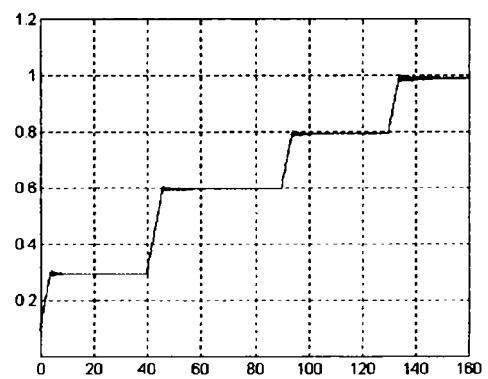


Fig.4.52.f. Variația puterii active

Observațiile din cazul anterior (b.4)), sunt valabile și în cazul de față b.5) (vezi comparativ figurile 4.52. și 4.32.).

c) Cuplare/ decuplare de consumatori la bornele generatorului sincron

- c.1) Parametrii de simulare: - $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0.6$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$.
- încărcare rezistivă (conductanța G_I crește – fig. 4.53.a.)

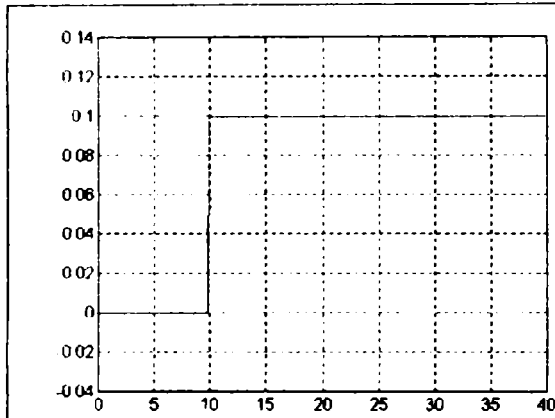


Fig.4.53.a. Abaterea conductanței G_I

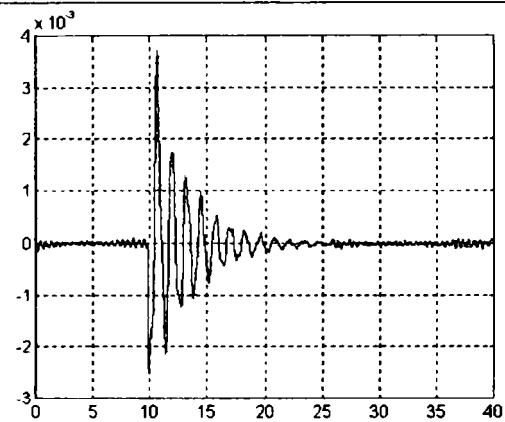


Fig.4.53.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

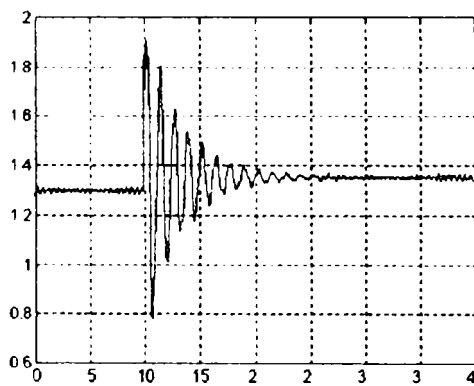


Fig. 4.53.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

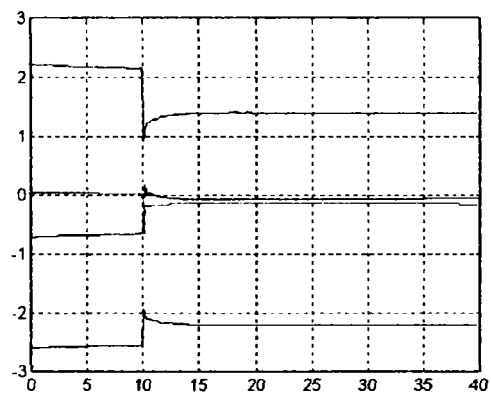


Fig.4.53.d. Parametrii estimați ai polinomului A

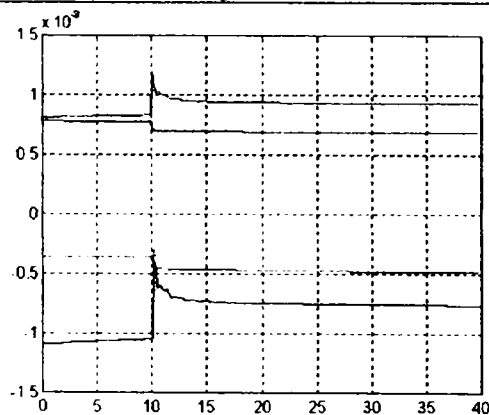


Fig.4.53.e. Parametrii estimați ai polinomului B

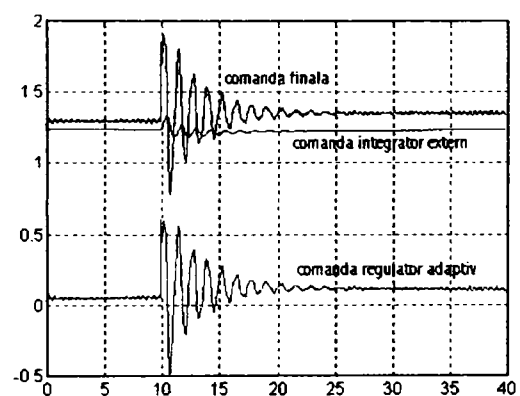
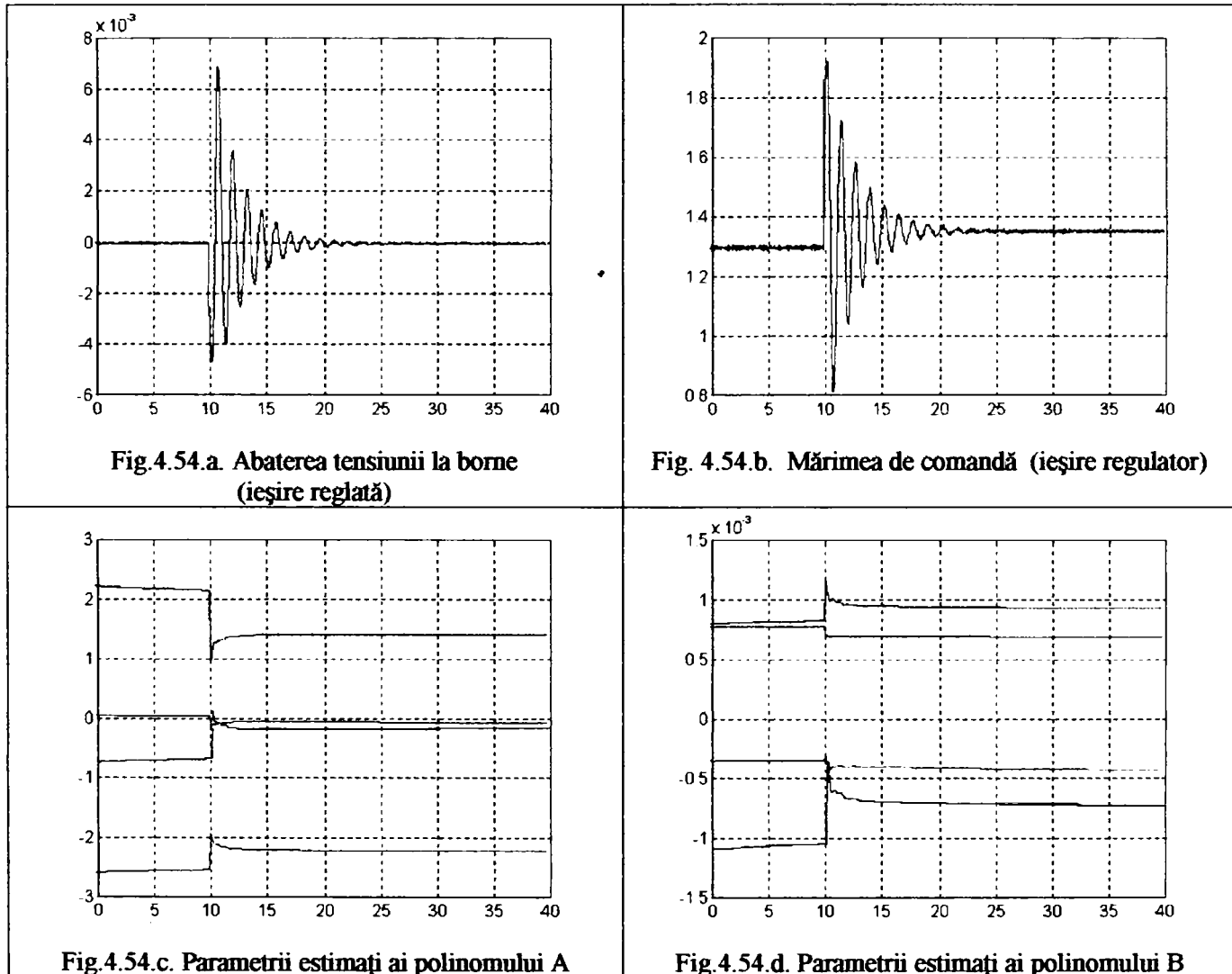


Fig.4.53.f. Comanda și componentele comenzii

Se observă o reducere a varianței atât a ieșirii reglate cât și a comenzii (în regimul tranzitoriu), deci o îmbunătățire a performanțelor reglării (fig. 4.53.a,b comparativ cu

4.33.a,b). Valorile parametrilor estimați diferă, având totuși o tendință de evoluție asemănătoare (fig.4.53.c,d pentru TO Givens, respectiv fig.33.c,d pentru CMMP).

c.2) Parametrii de simulare: - $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$.
- încărcare rezistivă (G_I crește)



Și în acest caz utilizarea estimatorului bazat pe TO Givens asigură o varianță a comenzii mai scăzută (fig. 4.54, respectiv fig. 4.34). Deși evoluțiile estimațiilor sunt diferite valoric (având doar o alură asemănătoare), acest lucru nu influențează prea mult caracteristicile comenzii și deci implicit ale ieșirii reglate.

c.3) Parametrii de simulare: - $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$
 - încărcare inductivă (susceptanța B_1 crește – fig. 4.55.a.)

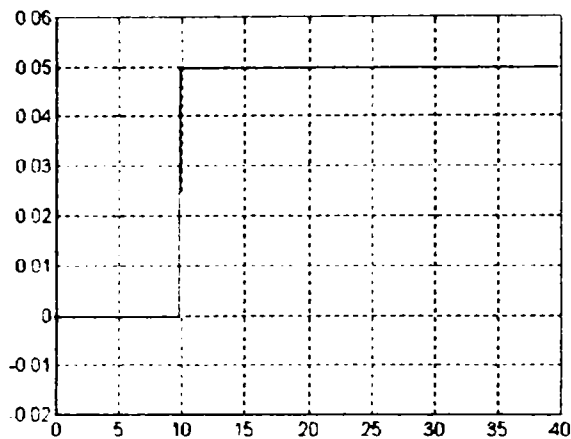


Fig.4.55.a. Abaterea susceptanței B1

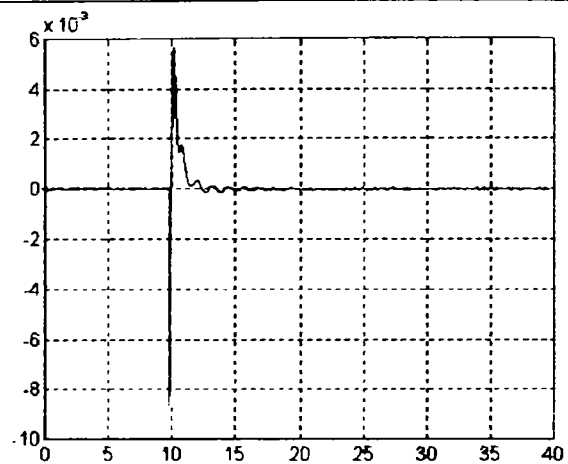
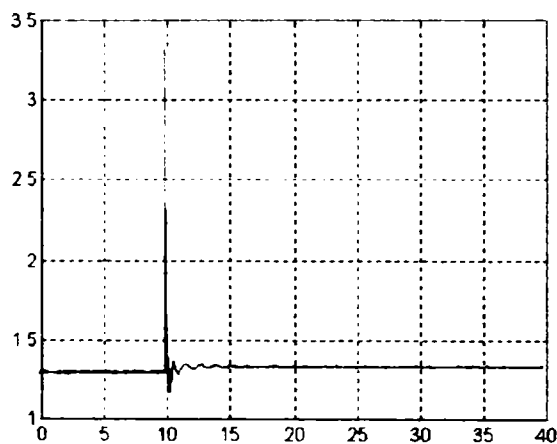
Fig. 4.55.b. Abaterea tensiunii la borne
(ieșire reglată)

Fig. 4.55.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

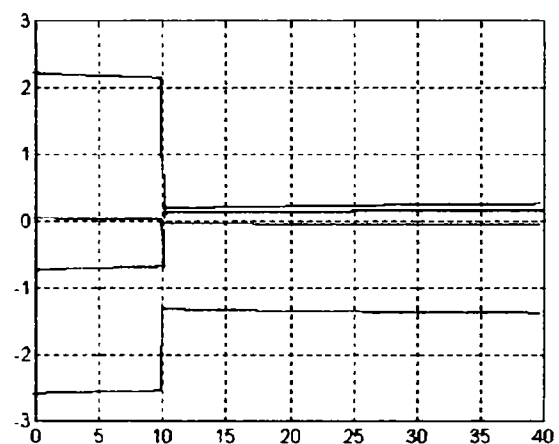


Fig.4.55.d. Parametrii estimați ai polinomului A

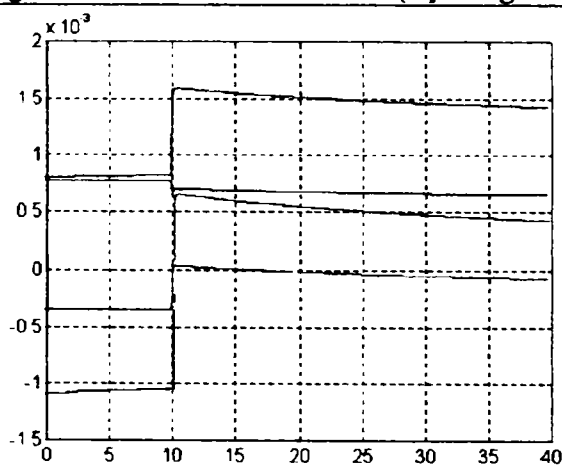


Fig.4.55.e. Parametrii estimați ai polinomului B

Aceleși observații, asupra reducerii varianței ieșirii și respectiv asupra evoluției estimațiilor parametrilor, sunt valabile și în acest caz (fig. 4.55. respectiv fig.4.35).

c.4) Parametrii de simulare: - $\rho = 0.03$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-6}$
 - încărcare inductivă (susceptanța B_1 crește- fig.4.55.a.)

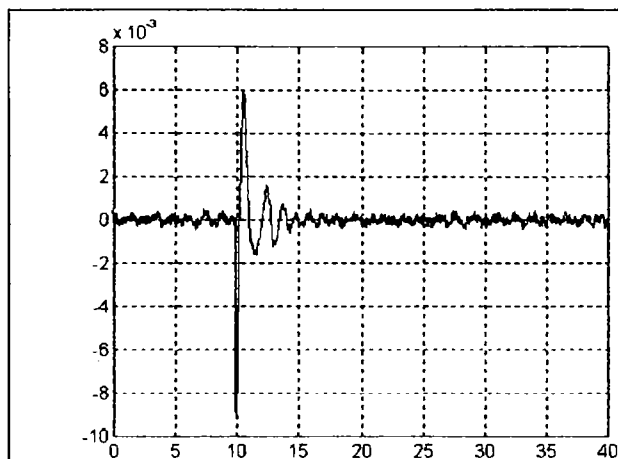


Fig. 4.56.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

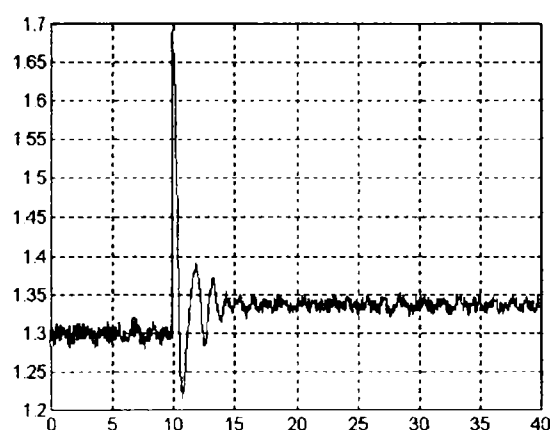


Fig. 4.56.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

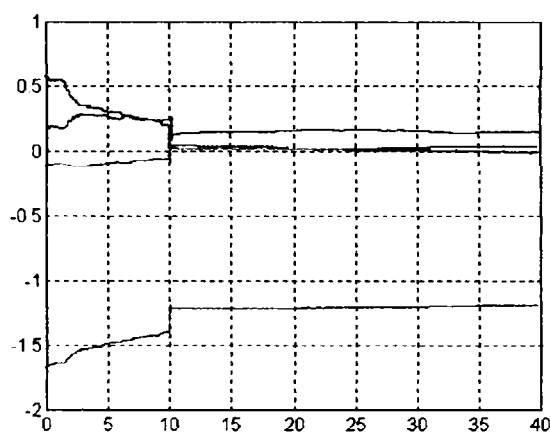


Fig. 4.56.c. Parametrii estimați ai polinomului A

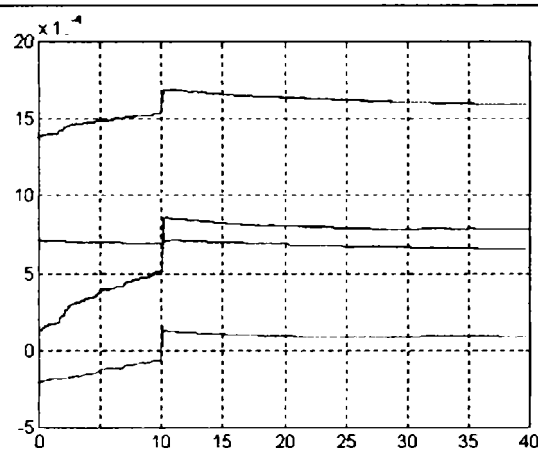


Fig. 4.56.d. Parametrii estimați ai polinomului B

Structura de conducere asigură în acest caz o reducere a suprareglajului ieșirii, performanțele fiind comparabile cu cele obținute în cazul utilizării estimatorului CMMP, chiar în condițiile unui nivel mare al zgomotului stochastic (figurile 4.56. comparativ cu 4.36).

c.5) Parametrii de simulare: - $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$
 - încărcare/descărcare rezistivă (conductanța G_1 variabilă în timp, conform graficul din figura 4.57.a.)

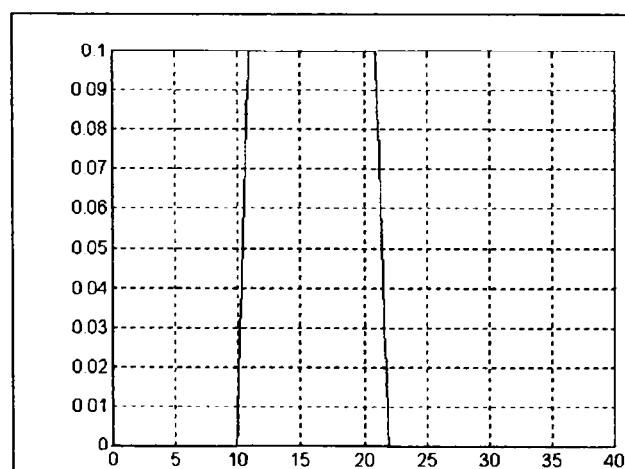
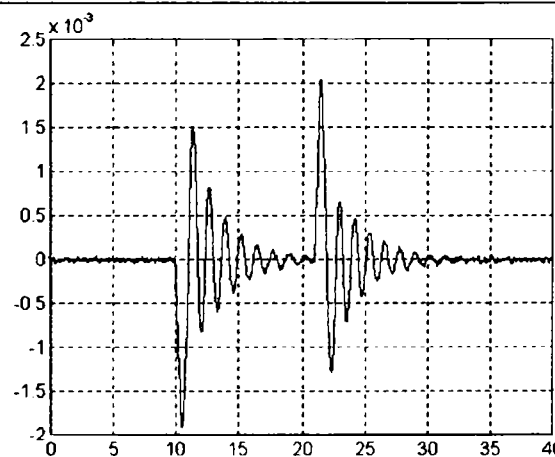
Fig. 4.57.a. Abaterea conductanței G_1 

Fig. 4.57.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

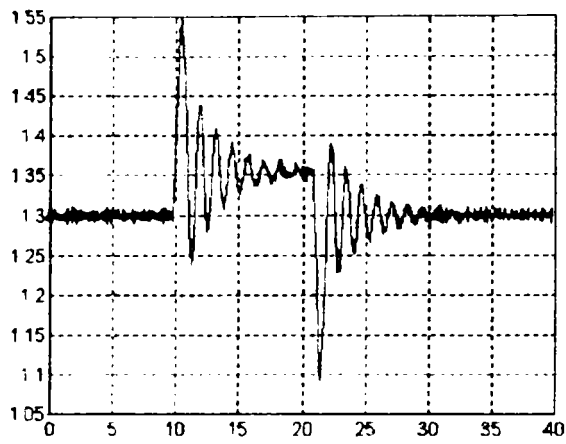


Fig. 4.57.c. Mărimea de comandă (ieșire reglator)

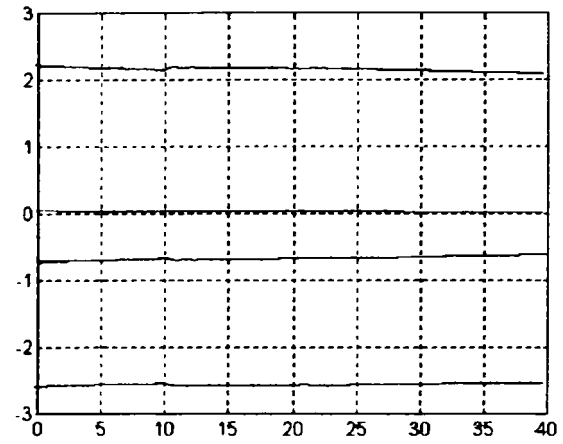


Fig. 4.57.d. Parametrii estimați ai polinomului A

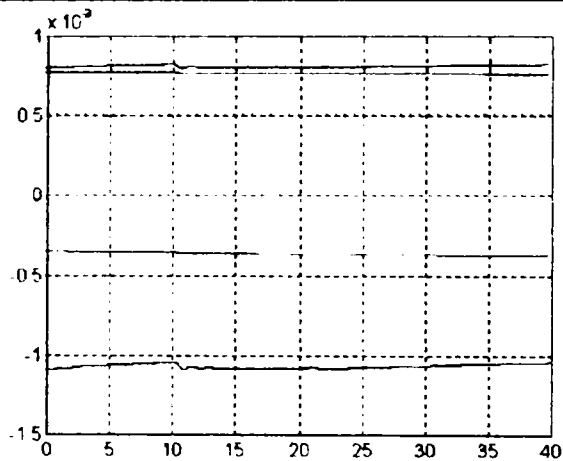


Fig. 4.57.e. Parametrii estimați ai polinomului B

Se poate remarca, în cazul de față, o ușoară creștere a suprareglajului ieșirii, sub influența unei evoluții rampă a mărimii perturbatoare. Estimațiile prezintă în ambele situații (CMMP, TO Givens) o evoluție asemănătoare (fig. 4.57, respectiv fig. 4.37).

- c.6) Parametrii de simulare: - $\rho = 0.01$, $\rho_1 = 0$ (cu integrator extern), $\sigma^2 = 10^{-8}$
 - încărcare/descărcare inductivă (susceptanța B_l variază conform graficul din figura 4.57.a)

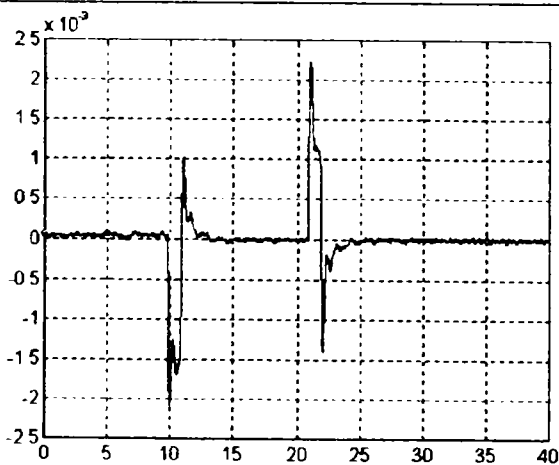


Fig. 4.58.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

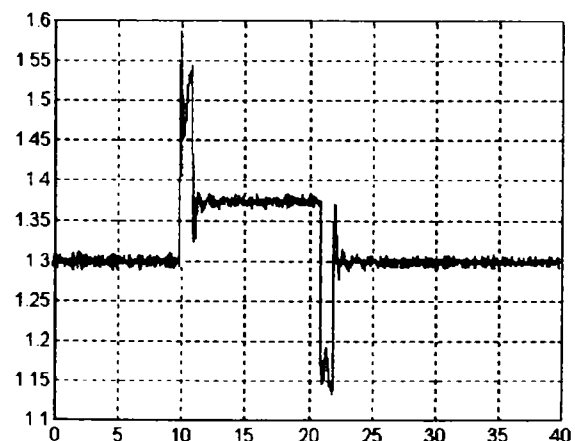


Fig. 4.58.b. Mărimea de comandă (ieșire reglator)

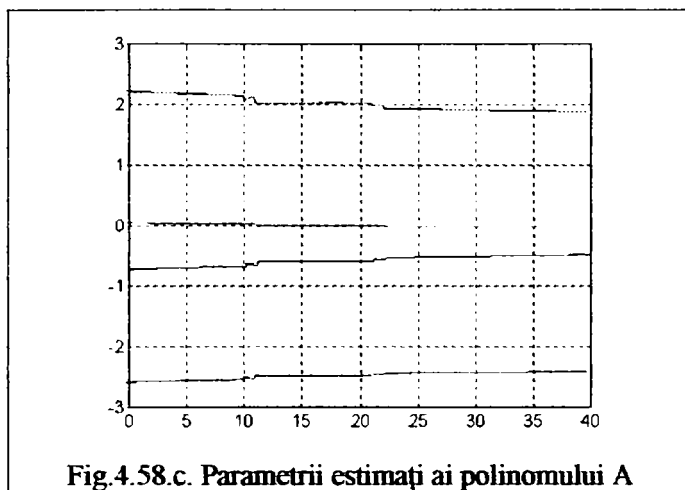


Fig.4.58.c. Parametrii estimați ai polinomului A

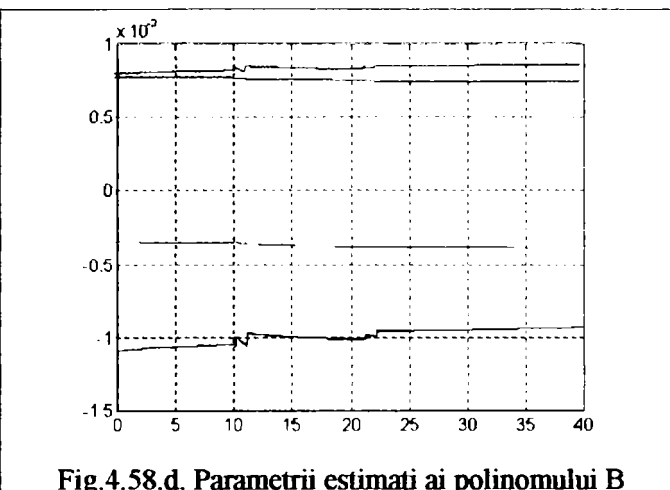


Fig.4.58.d. Parametrii estimați ai polinomului B

Rezultatele obținute privind performanțele structurii de conducere (indicatori de calitate ai ieșirii reglate, varianța comenzii) sunt practic similare cu cele aferente cazului utilizării estimatorului CMMP (fig. 4.58, respectiv fig. 4.38.).

4.2.1.2.4. Concluzii asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu estimator bazat pe transformarea ortogonală Givens

Testele se simulează efectuate pentru structura de conducere adaptivă care utilizează un estimator nerecursiv bazat pe TO Givens (figurile 4.39...4.58.) evidențiază performanțe la fel de bune cu cele obținute în cazul utilizării unui estimator recursiv CMMP (figurile 4.19...4.38). Problemele referitoare la acordarea structurii de conducere adaptivă (tratată și în cazul utilizării estimatorului CMMP) rămân aceleași și în cazul de față, ele nefiind influențate de tipul algoritmului de estimare adoptat.

Setul de teste realizat pentru cazul utilizării estimatorului TO Givens reconfirmă rezultatele obținute și în cazul structurii de conducere anterioare (cu estimator CMMP), dovedind o dată în plus corectitudinea lor. Procesul de estimare parametrică în bucla închisă este puternic afectat atât de parametrii de acordare ai regulatorului adaptiv cât și de tipul algoritmului de estimare folosit. Evoluția estimațiilor parametrilor nu este identică cu cea a parametrilor reali ai procesului. Zgomotul stochastic perturbator influențează la rândul lui estimațiile parametrice. Alegerea unui coeficient de penalizare a comenzii suficient de mare (din considerente de realizare practică) conduce la o relativă "imunizare" a comenzii adaptive față de evoluțiile estimațiilor parametrice.

După cum s-a mai precizat, avantajul utilizării unui estimator nerecursiv bazat pe transformata ortogonală Givens îl constituie o mai bună stabilitate numerică a acestuia, efectul de cumulare a erorilor de trunchiere fiind considerabil redus. În general, sunt pe larg prezentate în literatura de specialitate ([Wel95], [Ser88], [Ast90]) problemele specifice algoritmilor de estimare recursivi bazați pe metoda CMMP (negativarea matricii de covarianță, alegerea unui factor de uitare adecvat, probleme de inițializare/reinițializare a matricii de covarianță etc.). Tot acest spectru problematic, uneori dificil de rezolvat, este evitat prin utilizarea unui estimator nerecursiv bazat pe o transformare ortogonală (în cazul de față - TO Givens). Deși nu au mai fost prezentate, studiile de simulare pe durate relativ mari de timp au demonstrat o bună stabilitate numerică a algoritmului de estimare bazat pe TO Givens.

4.2.2. Regulator autoacordabil cu compensare după reacție și referință (criteriul J_2)

4.2.2.1. Sinteza regulatorului autoacordabil pentru conducerea generatorului sincron

Ca și în cazul structurii bazate pe minimizarea funcției criteriu J_1 , datele inițiale necesare particularizării legii de comandă adaptivă bazată pe minimizarea funcției criteriu J_2 (dezvoltată la modul general în paragraful 3.3.2.2), pentru cazul generatorului sincron conectat printr-o rețea la un sistem energetic de putere, sunt:

- modelul liniarizat (de ordin redus) al procesului (relația 4.75), cu expresiile și ordinele cunoscute ale polinoamelor $A(z^{-1})$ și $B(z^{-1})$;
- legea de comandă adaptivă autoacordabilă în forma generală, sintetizată pentru cazul unui proces liniar oarecare, de ordinul n (determinată în cadrul paragrafului 3.3.2.2., relația (3.109)):

$$u(t) = \frac{-z[1 - \hat{A}(z^{-1})]y(t)}{\hat{B}(z^{-1}) + \rho} + \frac{1 + \rho \hat{k}_f}{\hat{B}(z^{-1}) + \rho} w(t) \quad (4.82)$$

$$\text{unde: } \hat{k}_f = \frac{\hat{A}(1)}{\hat{B}(1)}$$

Adaptarea legii de comandă (4.82), pentru expresiile particulare ale polinoamelor $A(z^{-1})$ și $B(z^{-1})$, conduce la următoarea relație de calcul a comenzii adaptive autoacordabile, specifică procesului considerat:

$$u(t) = \frac{\hat{a}_1 + \hat{a}_2 z^{-1} + \hat{a}_3 z^{-2} + \hat{a}_4 z^{-3}}{(\hat{b}_0 + \rho) + \hat{b}_1 z^{-1} + \hat{b}_2 z^{-2} + \hat{b}_3 z^{-3}} y(t) + \frac{1 + \rho \hat{k}_f}{(\hat{b}_0 + \rho) + \hat{b}_1 z^{-1} + \hat{b}_2 z^{-2} + \hat{b}_3 z^{-3}} w(t) \quad (4.83)$$

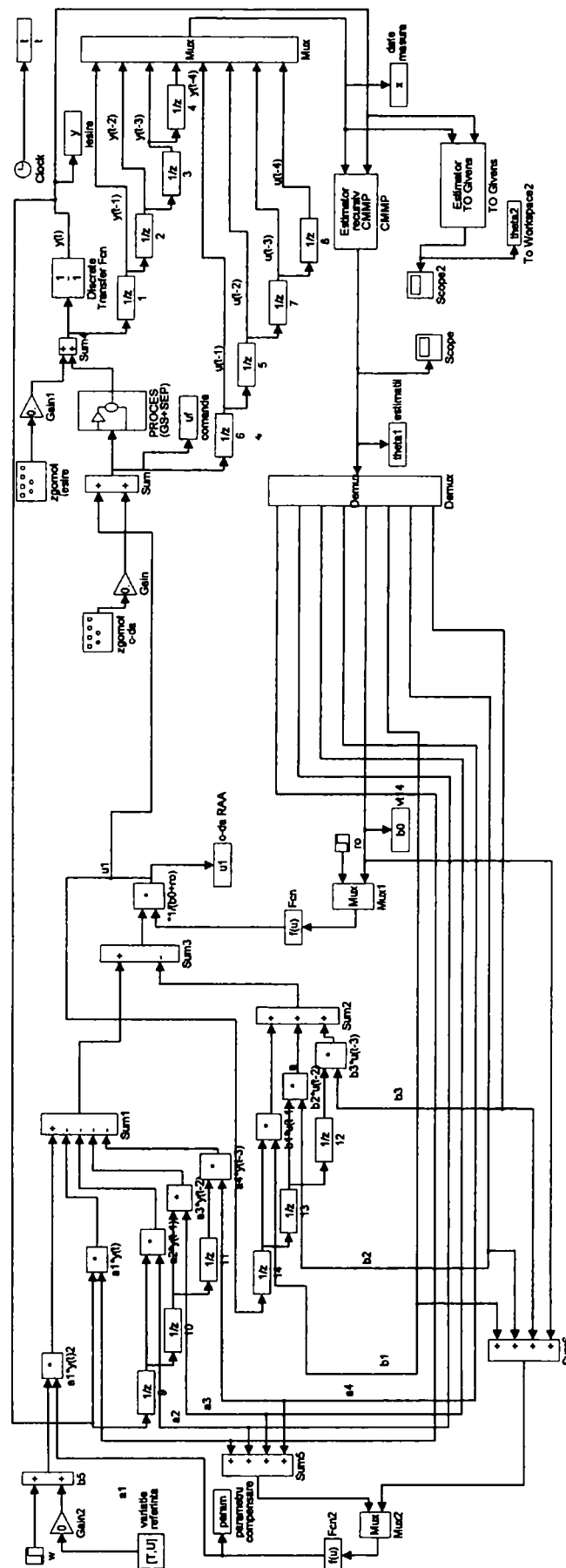
unde, parametrul de compensare după referință are expresia:

$$\hat{k}_c = 1 + \rho \hat{k}_f = 1 + \rho \frac{\hat{a}_1 + \hat{a}_2 + \hat{a}_3 + \hat{a}_4}{\hat{b}_0 + \hat{b}_1 + \hat{b}_2 + \hat{b}_3} \quad (4.84)$$

În cazul de față, o alegere a polinomului $Q(z^{-1})$ (în relația legii de comandă generale 3.104) de forma $Q(z^{-1}) = \rho$ (după cum rezultă și din relația (4.83)) este justificată doar din considerentul unei minimizări a variantei comenzii, eliminarea erorii de regim staționar fiind asigurată chiar de componenta de compensare după referință.

Analiza de stabilitate a acestei structuri de conducere autoacordabile, bazată pe minimizarea criteriului J_2 , este similară cu analiza efectuată în paragraful 4.2.1.1, tratând cazul structurii sintetizate prin minimizarea criteriului J_1 . Toate aprecierile asupra stabilității făcute în paragraful 4.2.1.1., sunt valabile și în cazul de față (cu particularizarea parametrului $\rho_1 = 0$).

Modelul Simulink al structurii de conducere adaptivă autoacordabilă cu compensare după reacție și referință, proiectată și sintetizată pe baza minimizării funcției criteriu de optimizare J_2 , este prezentat în figura 4.59.



MODELAREA MATEMATICA A STRUCTURII DE CONDUCERE ADAPTIVA AUTOACORDABILA (continut 2)

Fig.4.59 Modelul Simulink al structurii de conducere adaptivă autoacordabilă cu compensare după reacție și referință (minimizarea funcției criteriu de optimizare J_2)

4.2.2.2. Studii de caz asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu compensare după reacție și referință pentru regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron

Studiul efectuat asupra performanțelor oferite de legea de comandă adaptivă obținută pe baza minimizării criteriului J_1 a evidențiat un neajuns major, constând în dificultatea eliminării erorii de regim staționar. Acest lucru, după cum s-a mai menționat, se datorează imposibilității introducerii unei componente integratoare în legea de comandă adaptivă, ca urmare a specificului procesului condus.

Soluția propusă în acest caz a fost introducerea unei bucle externe integratoare (în paralel cu regulatorul adaptiv) care să asigure o eliminare a statismului sistemului. Legea de comandă adaptivă, în acest caz, realizează o compensare după reacție, beneficiind și de aportul suplimentar -în regim staționar- al integratorului extern. Studiile de simulare care prezintă statismul sistemului (efectuate în condițiile lipsei unui integrator extern) scot în evidență (intuitiv) posibilitatea unei modificări corespunzătoare o referinței sistemului, ca soluție de eliminare a erorii de regim staționar.

Legea de comandă adaptivă elaborată pe baza minimizării criteriului de optimizare J_2 realizează o compensare atât după reacție cât și o compensare după referința sistemului. Componenta compensatoare după referință este cea care asigură o eroare de regim staționar nulă, practic menținând automat un nivel corespunzător -mai ridicat sau mai scăzut- al referinței sistemului. Structura prezentată în fig.3.6 este elocventă în acest sens. Diferența dintre referința compensată și ieșirea predictată nu este nulă, această '*eroarea de regim staționar în raport cu referința compensată*' fiind egală chiar cu eroarea de regim staționar a sistemului, care trebuie eliminată.

Ca și în cazul legii de comandă bazate pe criteriul J_1 , studiile efectuate s-au axat pe cele trei regimuri de funcționare ale GS deja prezentate, urmărind atât performanțele structurii de conducere din punct de vedere cerințelor impuse de specificul procesului (GS+SE) cât și aspectele legate de problema acordării regulatorului adaptiv pentru obținerea unor indicatori de calitate cât mai buni. Toate studiile sunt realizate atât pentru cazul utilizării estimatorului recursiv CMMP cât și pentru cazul estimatorului bazat pe TO Givens.

4.2.2.2.1. Studiu utilizând estimatorul recursiv CMMP

Ca și pentru studiile aferente criteriului J_1 , tabelul 4.2 prezintă parametrii de acordare ai legii de comandă (ρ , λ) precum și condițiile de mediu stochastic (σ^2) corespunzătoare fiecărui caz .

Observație: Pentru valori identice ale lui ρ , λ și σ^2 , cazurile de studiu se diferențiază prin forma diferită de variație a semnalului de test - referință sau perturbație-.

Tabel 4.2

Nr. crt. test	ρ (factor de penalizare a comenzii)	λ (factor de uitare)	σ^2 (varianță zgomot)
a) Încărcare/descărcare de putere reactivă			
a.1)	0.01	0.995	10^{-8}
a.2)	0.01	0.995	10^{-6}
a.3)	0.01	0.98	10^{-8}

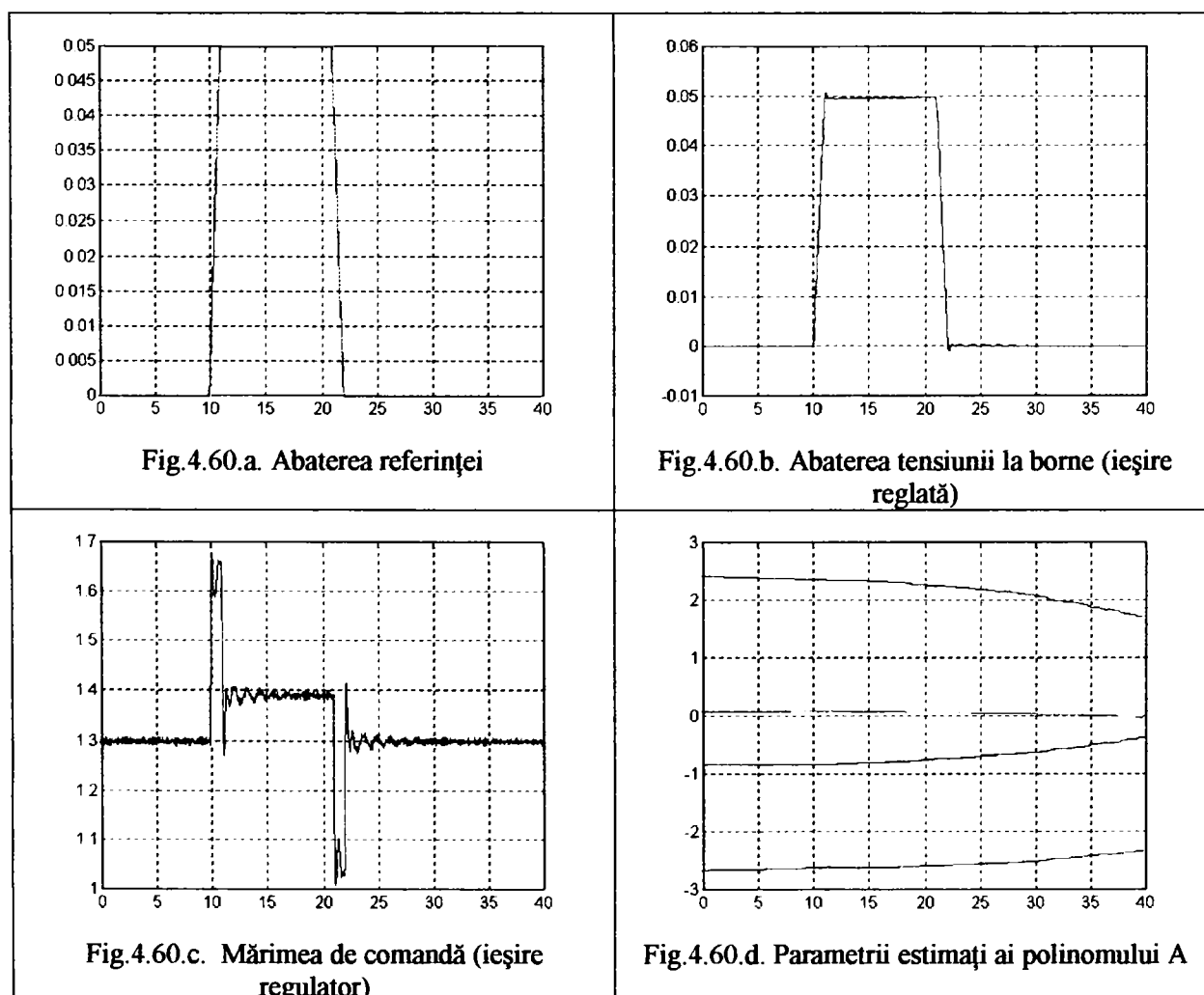
b) Încărcare/descărcare de putere activă			
b.1)	0.01	0.995	10^{-8}
b.2)	0.01	0.98	10^{-8}
b.3)	0.01	0.995	10^{-8}
b.4)	0.01	0.98	10^{-8}
c) Cuplare/decuplare consumatori			
c.1)	0.01	0.99	10^{-8}
c.2)	0.01	0.99	10^{-8}
c.3)	0.01	0.99	10^{-8}

Studiile efectuate în cazul anterior (J_1), au demonstrat necesitatea unui factor de penalizare a comenzii de valoare suficient de mare ($\rho = 0.01$), pentru a preveni intrarea în saturație a elementului de execuție (deci menținerea unei variante a comenzii în limite acceptabile). Din acest motiv, toate studiile prezentate în continuare vor ține seama de acest aspect (vezi tabelul 4.2, coloana 2).

a) Încărcare/descărcare de putere reactivă (prin modificarea referinței și deci implicit a tensiunii de excitație)

a.1) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.995$, $\sigma^2 = 10^{-8}$

Rezultatele obținute în acest caz de studiu sunt bune (fig. 4.60).



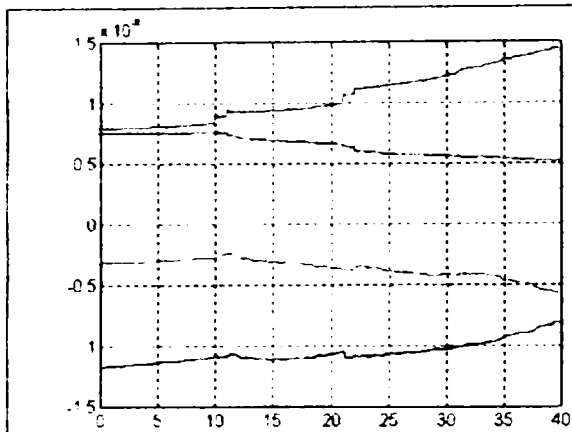


Fig.4.60.e. Parametrii estimați ai polinomului B

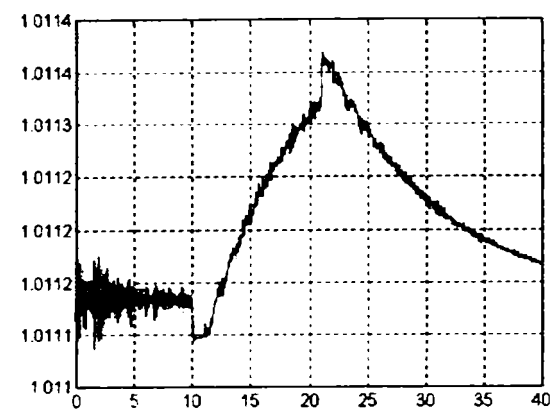


Fig.4.60.f. Parametrul de compensare a referinței

Abaterea ieșirii reglate (figura 4.60.b.) urmărește destul de bine abaterea referinței - fig.4.60.a. (deși, urmărind palierul superior al abaterii ieșirii se poate observa că, atingerea exact a valorii referinței se realizează după un interval de timp mai lung). Durata acestui interval este în strânsă corelație cu tendința de evoluție a parametrului de compensare a referinței (figura 4.60.f.). Se poate anticipa, precizând că evoluția în timp a acestui parametru trebuie să urmărească cât mai fidel forma de variație a referinței sistemului (semnalul de test, în cazul de față). Prin înmulțirea valorii referinței (la fiecare moment de timp discret) cu valoarea parametrului de compensare, se obține o referință compensată care asigură eliminarea erorii de regim staționar (lucru observabil și în acest caz). Evoluția în timp a parametrului de compensare evidențiază tendința acestuia de urmărire a formei de variație a referinței, păstrându-se totuși o diferență substanțială. Acest lucru se datorează alegerii unui factor de uitare al estimatorului de valoare mare ($\lambda = 0.995$), fapt care conduce la o scădere a dinamicii procesului de estimare datorită influenței prea mari a unor măsurătorilor mai îndepărtate (aspect observabil și în figurile 4.60.d.,e.).

a.2) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.995$, $\sigma^2 = 10^{-6}$

Parametrii de acordare ai regulatorului sunt identici cu cei din cazul precedent, doar nivelul zgomotului stochastic este considerat mai mare ($\sigma^2 = 10^{-6}$). Testul confirmă faptul că o creștere a nivelului perturbației stochastice, deși afectează evoluția în timp a estimațiilor parametrilor (figurile 4.61.c.,d.), nu afectează evoluția parametrului de compensare a referinței (figura 4.61.e. comparativ cu figura 4.60.f.).

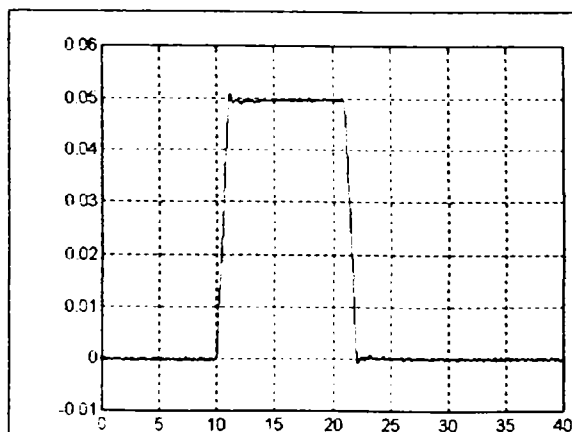


Fig.4.61.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

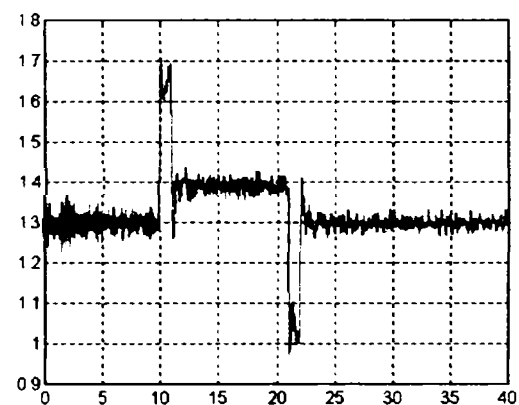


Fig.4.61.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

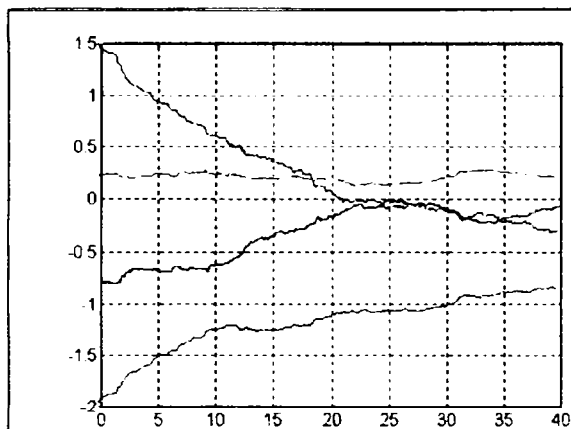


Fig.4.61.c. Parametrii estimați ai polinomului A

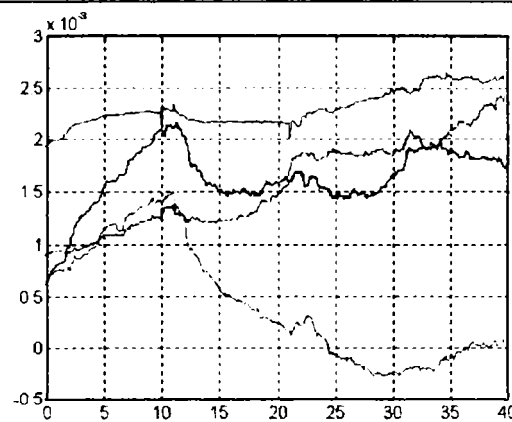


Fig.4.61.d. Parametrii estimați ai polinomului B

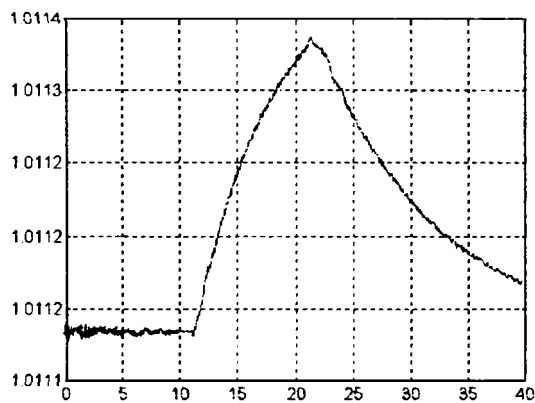


Fig.4.61.e. Parametrul de compensare a referinței

Performanțele sistemului de reglare sunt la fel de bune (figura 4.61.a.), remarcându-se o ușoară creștere a varianței comenzii (figura 4.61.b.). Pentru toate testele efectuate în continuare în acest paragraf, se va considera un zgomot de varianță redusă ($\sigma^2 = 10^{-8}$). Nu se mai pune problema considerării unor teste suplimentare pentru un zgomot de nivel mare în condițiile în care, după cum s-a arătat, performanțele sistemului de conducere sunt la fel de bune.

a.3) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.98$, $\sigma^2 = 10^{-8}$ (aceeași variație a referinței)

Studiul de față ține cont de observația făcută anterior (cazul a.1)), referitoare la valoarea factorului de uitare al estimatorului. În acest context, factorul de uitare s-a considerat $\lambda=0.98$ (memorie redusă a estimatorului).

O primă observație se referă la evoluția parametrului de compensare a referinței. Compararea dintre graficele prezentate în figurile 4.60.a. și 4.62.e. scoate în relief evidența lor asemănare. Mai mult, calitatea ieșirii reglate este mai bună, timpul de reglare evidențiat pe palierul de sus (figura 4.62.a.), fiind substanțial redus (comparativ cu figura 4.60.b.), în condițiile unei varianțe aproape identice a comenzii (figura 4.62.b. comparativ cu 4.60.b.).

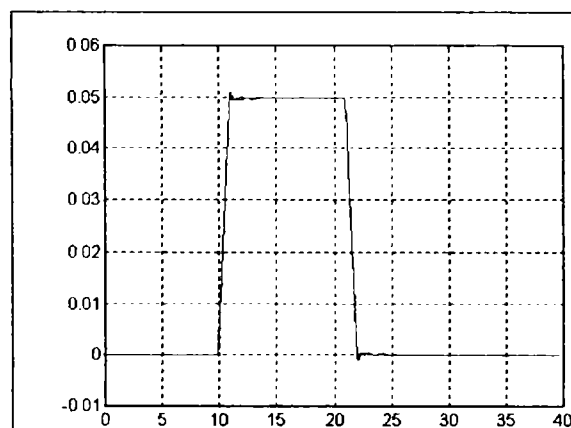


Fig.4.62.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

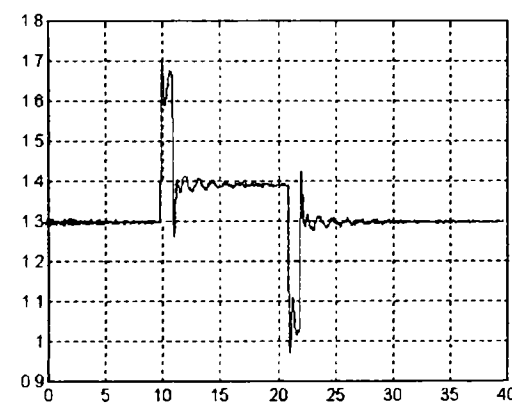


Fig.4.62.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

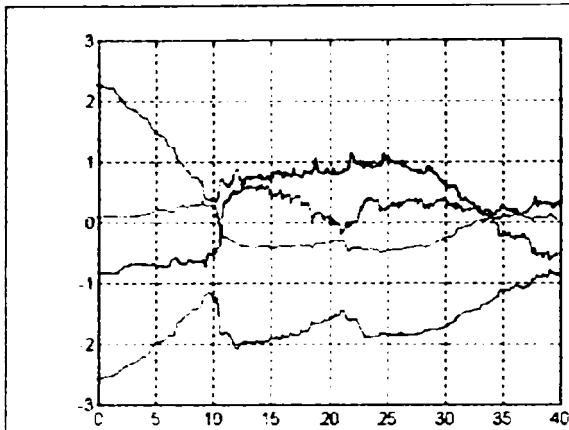


Fig.4.62.c. Parametrii estimați ai polinomului A

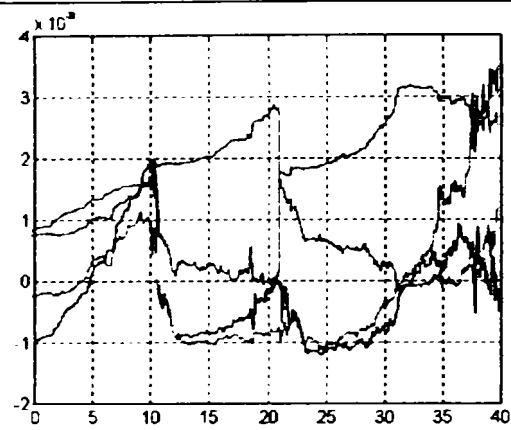


Fig.4.62.d. Parametrii estimați ai polinomului B

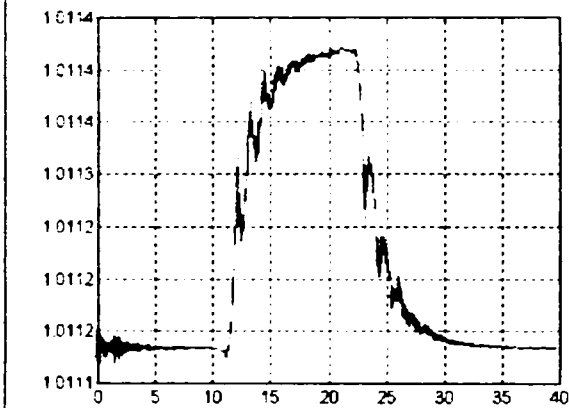


Fig.4.62.e. Parametrul de compensare a referinței

Scăderea factorului de uitare conduce la o creștere a dinamicii procesului de estimare (figurile 4.62.c.,d.). Practic, acest parametru de compensare poate constitui un indicator de calitate în cadrul procesului de acordare a estimatorului CMMP. Evoluția în timp a estimațiilor parametrice (în buclă închisă) nu constituie un factor realist de apreciere a corectitudinii acordării estimatorului.

De altfel, s-a mai precizat că evoluția estimațiilor parametrice este direct afectată (în buclă închisă) de modul de acordare a regulatorului adaptiv.

Observație: Totuși, o scădere prea mare a factorului de uitare (λ), poate conduce la intrarea estimatorului într-un regim de instabilitate numerică.

b) Încărcare/descărcare de putere activă (prin modificarea cuplului mecanic)

b.1) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.995$, $\sigma^2 = 10^{-8}$

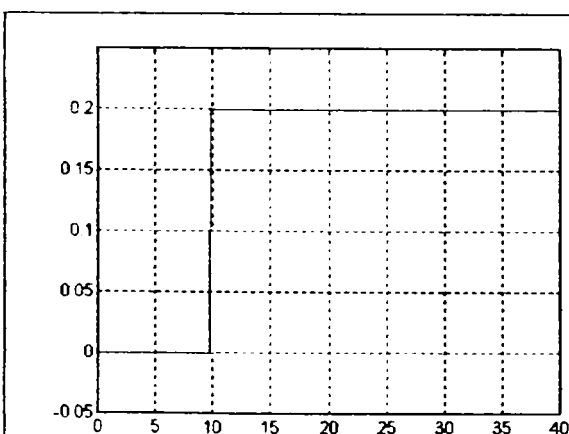


Fig.4.63.a. Abaterea cuplului mecanic

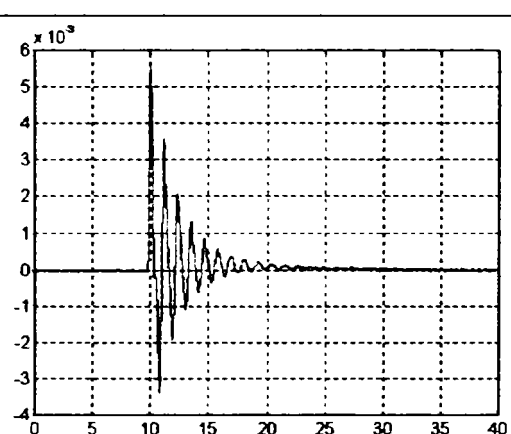


Fig.4.63.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

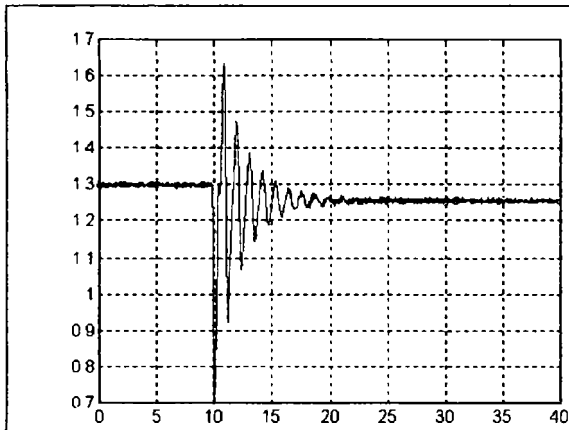


Fig. 4.63.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

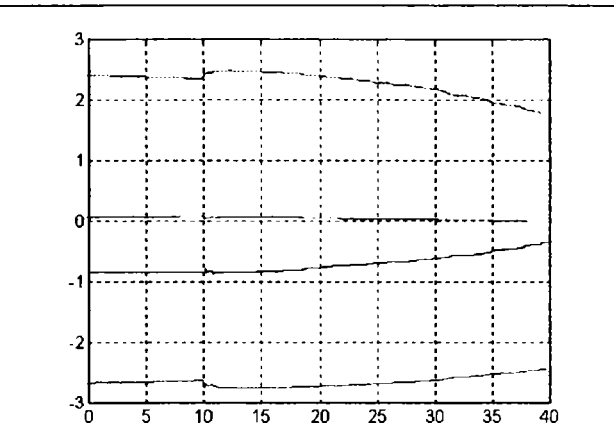


Fig.4.63.d. Parametrii estimați ai polinomului A

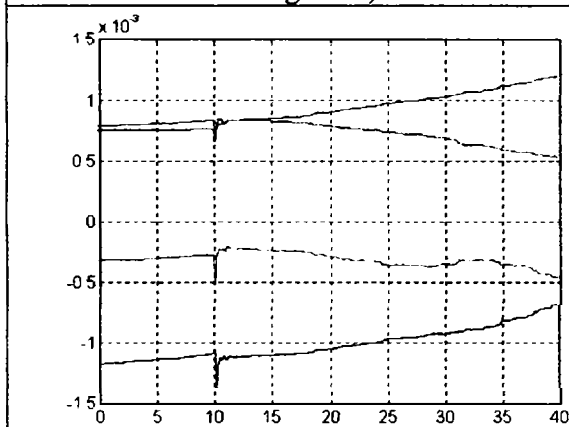


Fig.4.63.e. Parametrii estimați ai polinomului B

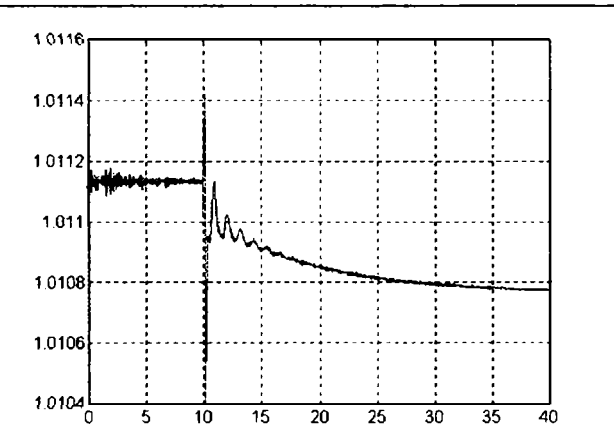


Fig.4.63.f. Parametrul de compensare a referinței

Și în cazul unei variații treaptă (fig. 4.63.a.) a cuplului mecanic performanțele sistemului de reglare sunt bune (fig.4.63.b.). Considerarea unui factor de uitare $\lambda = 0.995$ (memorie mare a estimatorului) conduce la o evoluție a parametrului de compensare de forma prezentată în figura 4.63.f., evidențiindu-se o evoluție relativ lentă a acestuia spre o valoare de regim staționar, datorită dinamicii scăzute a estimatorului. Totuși, în ansamblu, performanțele pot fi considerate bune.

b.2) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.98$, $\sigma^2 = 10^{-8}$ (pentru aceeași perturbație - figura 4.63.a.)

Scăderea factorului de uitare conduce la o evoluție mai rapidă a parametrului de compensare spre o valoare de regim staționar (figura 4.64.e.), însă cu prețul unui regim tranzitoriu oscilant mai pregnant. Aceste oscilații sunt datorate în principal semnalului treaptă de test.

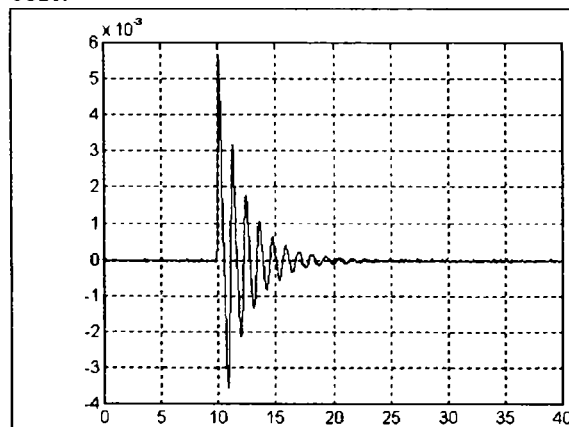


Fig.4.64.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

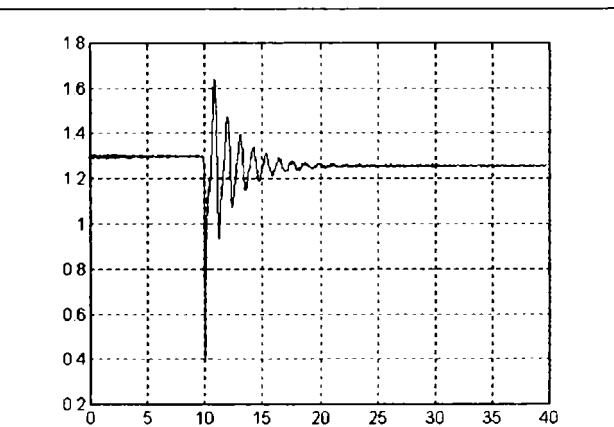


Fig.4.64.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

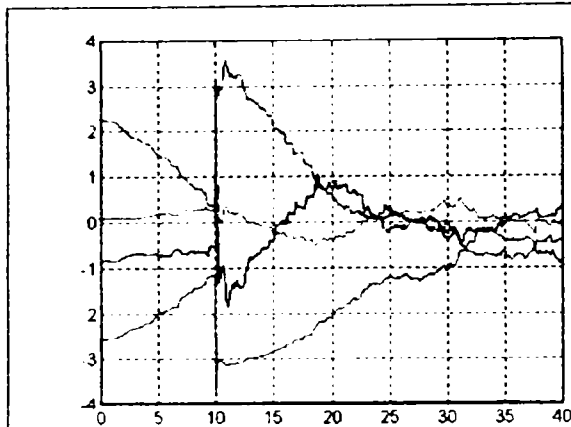


Fig. 4.64.c. Parametrii estimați ai polinomului A

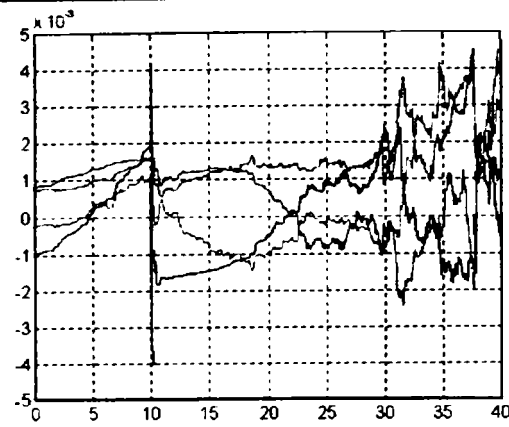


Fig. 4.64.d. Parametrii estimați ai polinomului B

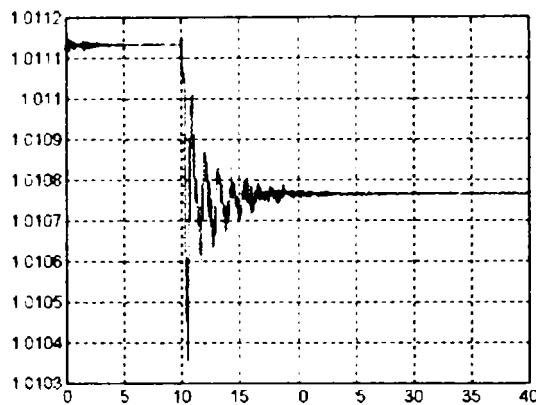


Fig. 4.64.e. Parametrul de compensare a referinței

Efectele asupra performanțelor conducerii sunt observabile imediat: scăderea duratei regimului tranzitoriu al ieșirii reglate (figura 4.64.a.), concomitent totuși cu o creștere a varianței comenzii (figura 4.64.b. comparativ cu figura 4.63.c). O alegere a unei valori intermediare pentru factorului de uitare, între cele două considerate până acum (cazurile b.1 și b.2), este posibil să asigure un compromis mai bun.

b.3) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.995$, $\sigma^2 = 10^{-8}$

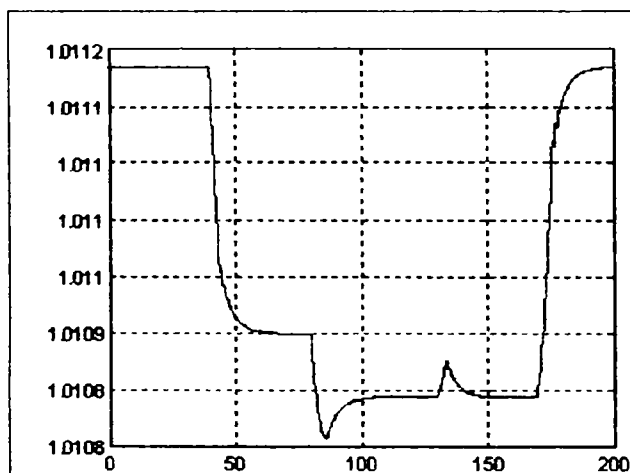


Fig. 4.65. Evoluția optimală a parametrului de compensare a referinței (determinată prin estimare în buclă deschisă a parametrilor)

Studiile următoare vin ca o confirmare suplimentară, validând încă o dată observațiile făcute în cazurile unei variații (teoretice) treaptă a cuplului mecanic. Variația cuplului (figura 4.66.a.) se consideră de forma unei succesiuni de creșteri respectiv descreșteri (abaterile având o pantă de ± 0.05 u.r./sec), situație conformă cu realitatea

Evoluția optimală a parametrului de compensare, determinat printr-o estimare în buclă deschisă (pentru $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.995$), este prezentată în figura 4.65.

Pentru o memorie mare a estimatorului ($\lambda = 0.995$), variația parametrului de compensare este prezentată în figura 4.66.f., evidențiindu-se o dinamică mai redusă a acestuia, caracterizată printr-o modificare lentă spre valori de regimuri staționare.

Performanțele reglării sunt relativ bune: varianță foarte mică a ieșirii (fig. 4.66.b) respectiv a comenzii (fig. 4.66.c), doar duratele regimurilor tranzitorii ale ieșirii sunt mai mari.

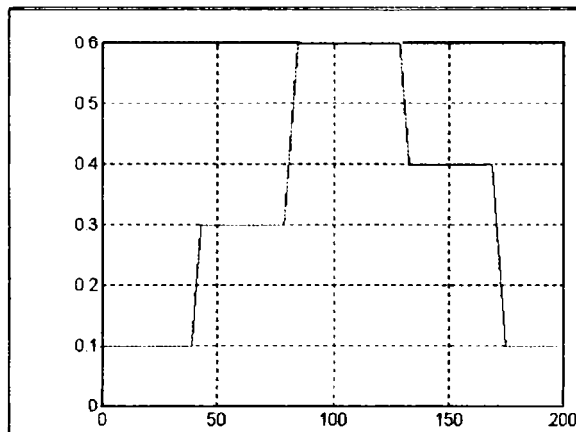


Fig.4.66.a. Variația cuplului mecanic

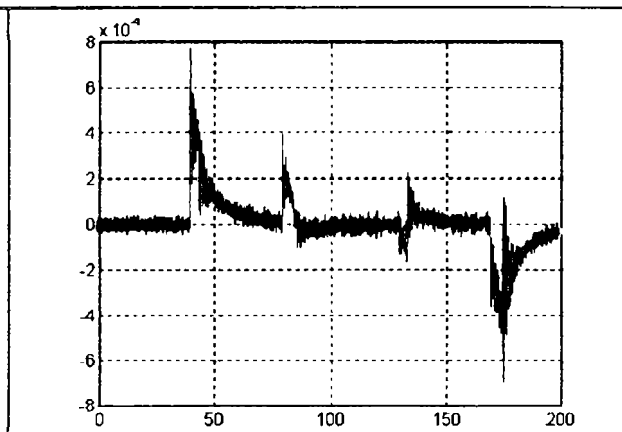


Fig.4.66.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

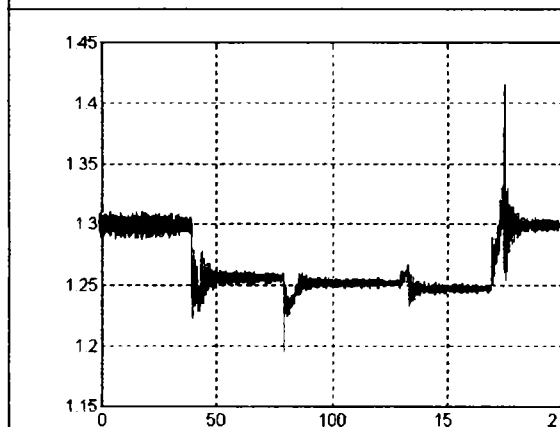


Fig. 4.66.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

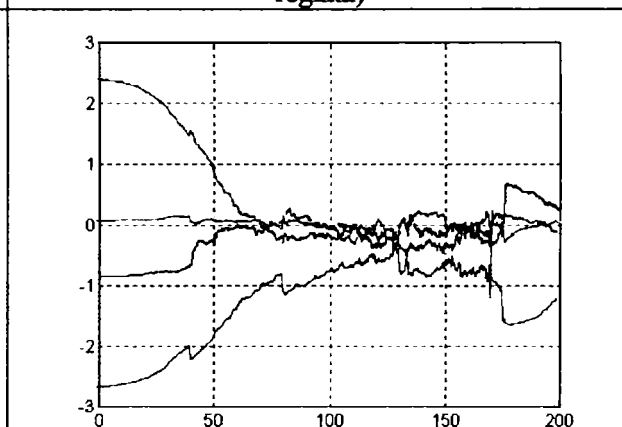


Fig.4.66.d. Parametrii estimați ai polinomului A

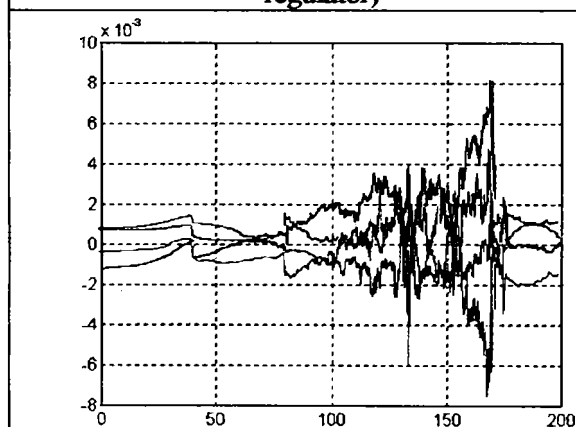


Fig.4.66.e. Parametrii estimați ai polinomului B

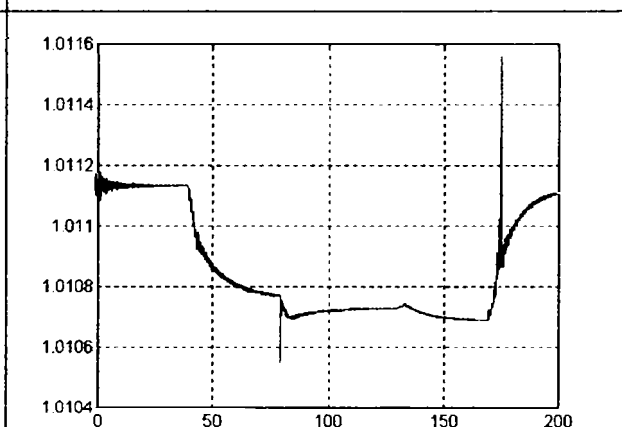


Fig.4.66.f. Parametrul de compensare a referinței

b.4) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.98$, $\sigma^2 = 10^{-8}$ (pentru aceeași perturbație - figura 4.66.a.)

Micșorarea factorului de uitare λ conduce la o creștere a vitezei de convergență a parametrului de compensare (figura 4.67.e.) spre valorile specifice regimurilor staționare, variațiile acestuia fiind uneori destul de abrupte. Această dinamică a parametrului de compensare a referinței conduce la o scădere semnificativă a duratei regimurilor tranzitorii ale ieșirii reglate (fig. 4.67.a. comparativ cu fig. 4.66.b). Totuși suprareglajele/subreglajele ieșirii sunt mult mai mari (fig.4.67.b).

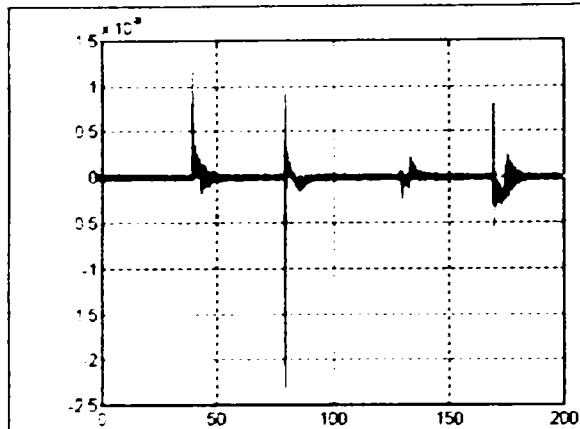


Fig.4.67.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

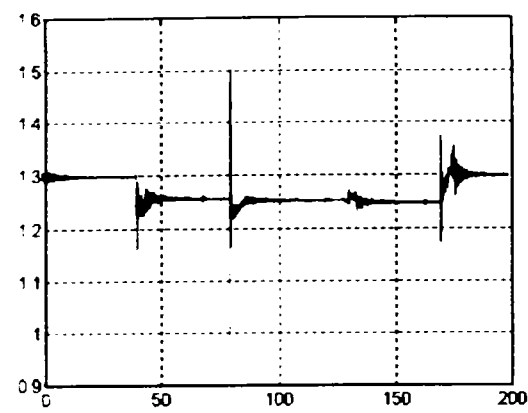


Fig.4.67.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

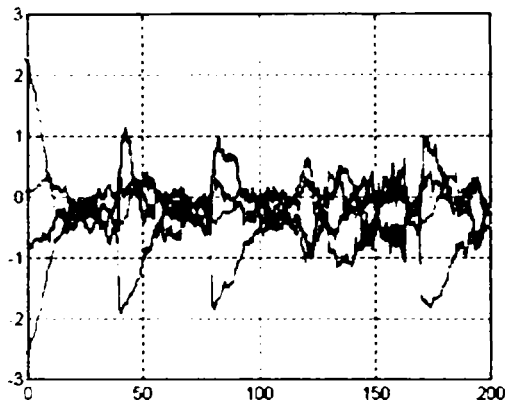


Fig. 4.67.c. Parametrii estimați ai polinomului A

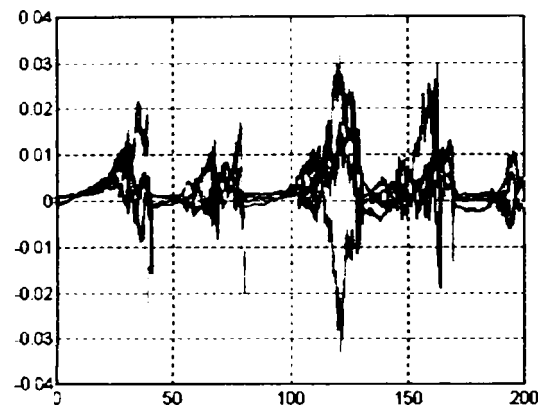


Fig.4.67.d. Parametrii estimați ai polinomului B

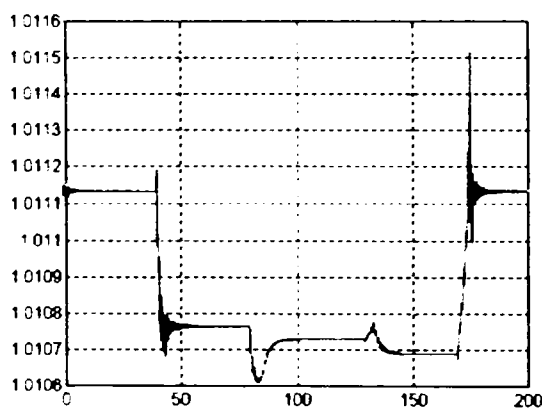


Fig.4.67.e. Parametrul de compensare a referinței

Remarca făcută și la studiile b.1)-b.2), conform căreia - o alegere intermediară pentru λ ar putea asigura un compromis mai bun - este valabilă și în acest caz. Totul depinde de indicatorul de calitate considerat prioritar: timpul de reglare sau suprareglajul/subreglajul.

Oricum, orice valoare a lui $\lambda \in [0.98, 0.995]$ asigură performanțe cel puțin acceptabile pentru sistemul de conducere adaptivă.

c) Cuplare/ decuplare de consumatori la bornele generatorului sincron

c.1) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.99$, $\sigma^2 = 10^{-8}$

Cazul de față consideră situația unei succesiuni de cuplare/decuplare la bornele GS a unui consumator rezistiv (abaterea conductanței G_l este prezentată în figura 4.68.a., creșterea/descreșterea acesteia realizându-se cu o pantă de ± 0.05 u.r./sec). S-a preferat o astfel de variație a încărcării deoarece este mai apropiată de realitate (față de cazul unor abateri teoretice de tip treaptă) iar pentru factorul de uitare λ s-a ales o valoare intermediară celor testate în regimurile de funcționare ale GS anterior considerate ($\lambda = 0.99$ - memorie medie).

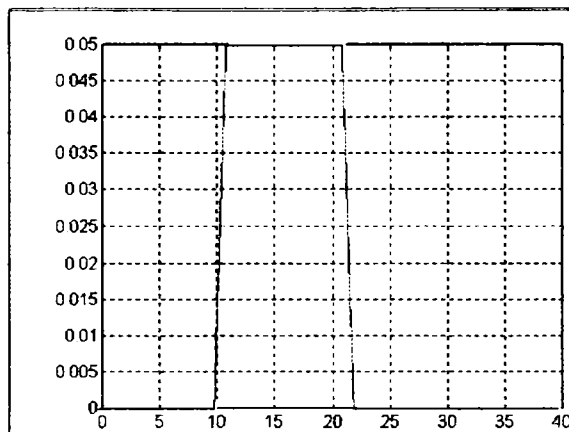


Fig.4.68.a. Abaterea conductanței G1

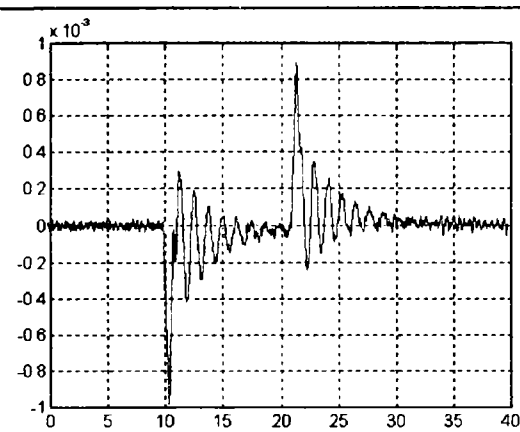


Fig.4.68.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

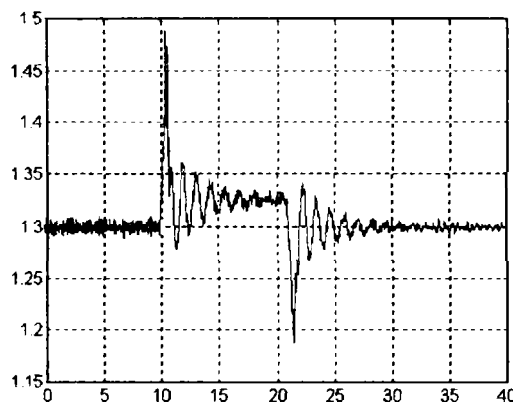


Fig.4.68.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

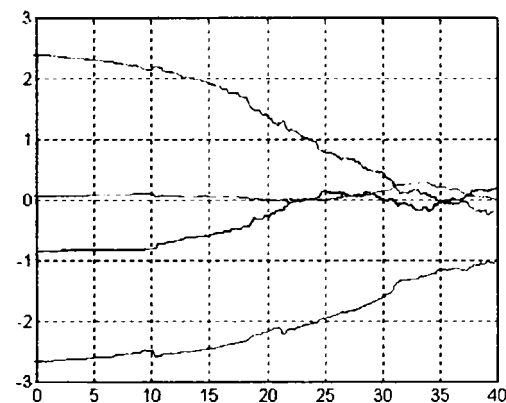


Fig.4.68.d. Parametri estimați ai polinomului A

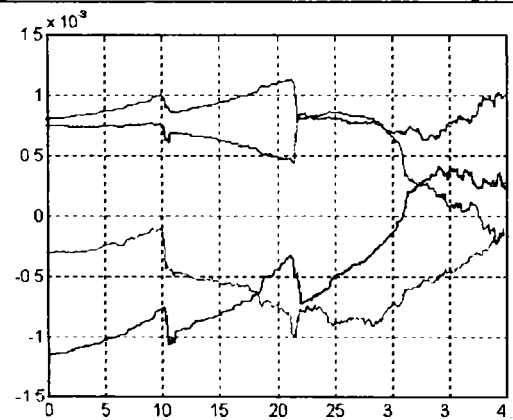


Fig.4.68.e. Parametri estimați ai polinomului B

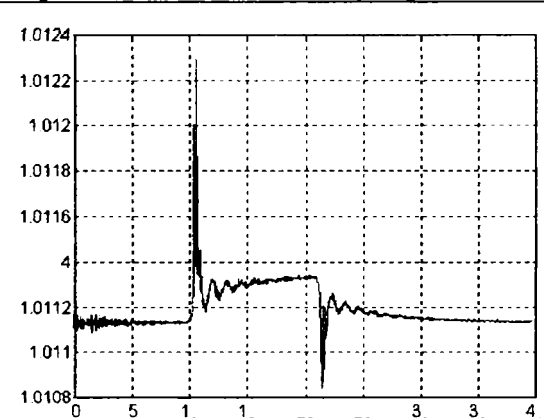


Fig.4.68.f. Parametrul de compensare a referinței

Performanțele sistemului de reglare sunt bune (comparabile cu cele aferente criteriului J_1), atât varianța ieșirii (figura 4.68.b.) cât și varianța comenzii (figura 4.68.c.) sunt reduse. Evoluția parametrului de compensare estimat este prezentată în figura 4.68.f., asigurând o mare eficiență în procesul de eliminare a erorii de regim staționar.

c.2) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.99$, $\sigma^2 = 10^{-8}$

Aceeași variație prezentată în figura 4.68.a. este considerată de data aceasta pentru susceptanța B_1 , simulând practic o cuplare/ decuplare a unui consumator cu caracter reactiv (inductiv). Observațiile făcute în cazul anterior (cuplare/decuplare consumator rezistiv) sunt perfect valabile și în cazul de față (vezi fig. 4.69. comparativ cu fig. 4.68.)

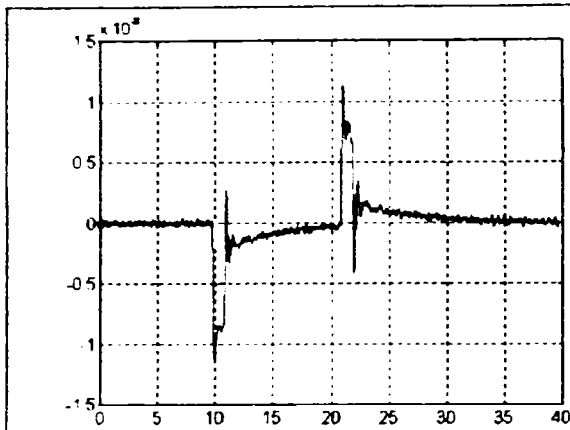


Fig. 4.69.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

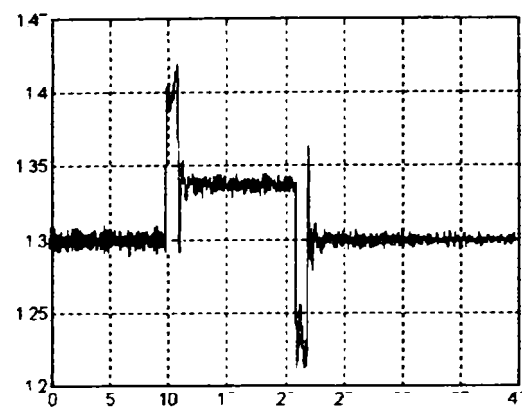


Fig. 4.69.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

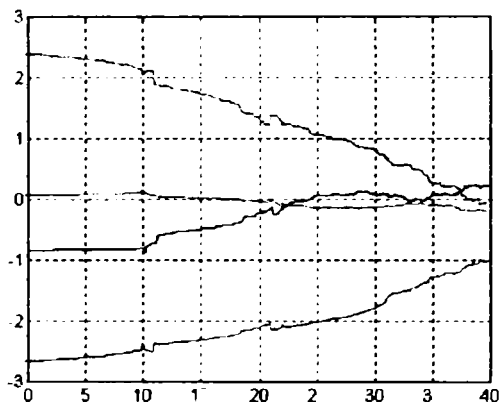


Fig. 4.69.c. Parametrii estimați ai polinomului A

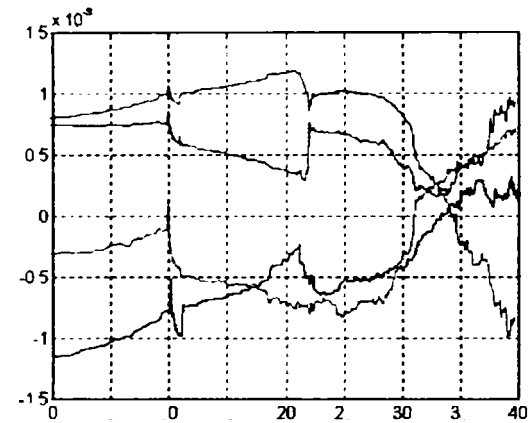


Fig. 4.69.d. Parametrii estimați ai polinomului B

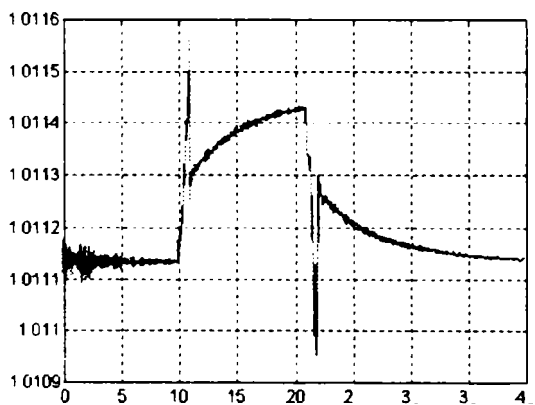


Fig. 4.69.e. Parametrul de compensare a referinței

c.3) Condiții de simulare: $\rho = 0.01$, $\lambda = 0.99$, $\sigma^2 = 10^{-8}$

Un ultim studiu de caz a fost considerat pentru o variație lentă în timp a conductanței G_I , echivalentă cu o încărcare rezistivă lentă la bornele GS (figura 4.70.a., panta abaterii este de 0.00025 u.r./sec). Studiul putea fi efectuat și pentru o încărcare inductivă. S-a considerat un astfel de caz pentru a se studia comportarea sistemului de reglare și în cazul unor modificări lente de mai lungă durată a condițiilor de funcționare.

Rezultatele arată performanțe ale sistemului de reglare mult mai bune decât în cazurile în care s-au considerat semnale de test mai dure (trepte sau variații cu pantă mare) - lucru de altfel de așteptat.

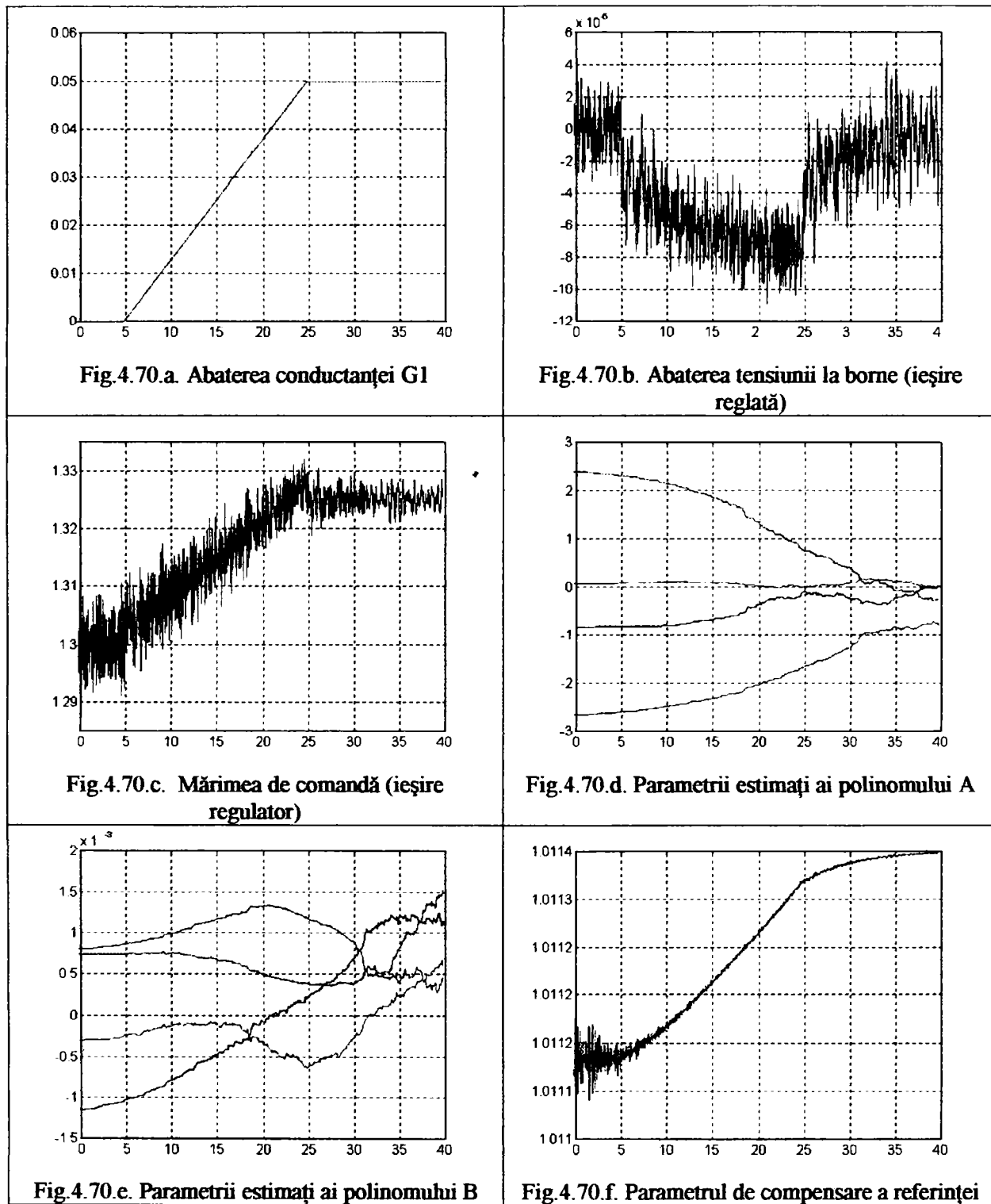


Figura 4.70.b. prezintă o varianță a ieșirii reglate foarte redusă. Se poate observa, în figura 4.70.f., creșterea continuă a valorii parametrului de compensare, care reușește relativ rapid să reasigure o eroare de regim staționar nulă. Varianța comenzii (figura 4.70.c.) este de asemenea foarte redusă.

4.2.2.2.2. Concluzii asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu estimator recursiv CMMP

Toate studiile de caz, realizate pentru cele trei regimuri de funcționare specifice ale GS, au arătat că sistemul de conducere adaptivă considerat (având legea de comandă elaborată

pe baza minimizării criteriului de optimizat J_2 - cu compensare după reacție și referință - și estimator de tip CMMP recursiv) prezintă performanțe foarte bune.

Principalul dezavantaj al strategiei de conducere adaptivă bazate pe minimizarea criteriului J_1 - existența unei erori de regim staționar (în absența unui integrator extern)- este eliminat cu maximă eficiență. Componenta de compensare după referință asigură practic doar eliminarea erorii de regim staționar, în timp ce componenta de compensare după reacție (inclusă și în legea de comandă bazată pe criteriul J_1) asigură efectiv funcția de reglare propriu-zisă (inclusiv penalizarea comenzii). Evoluția în timp a parametrului de compensare a referinței poate constitui un criteriu suficient de bun referitor la corectitudinea procesului de acordare a estimatorului recursiv CMMP (alegerea unei valori adecvate pentru factorului de uitare λ). Parametrul de compensare se obține ca un estimat funcție de valorile estimațiilor parametrilor procesului și respectiv a valorii factorului de penalizare a comenzii ρ . Deoarece ρ este considerat constant, parametrul de compensare este determinat practic însă doar de estimațiile parametrilor..

Concluzionând, pentru procesul considerat (GS cuplat la SE), performanțele acestei structuri de conducere adaptivă - cu compensare după reacție și după referință (criteriul J_2) - sunt cel puțin la fel de bune cu cele asigurate de structura de conducere adaptivă cu compensare numai după reacție (criteriul J_1), aceasta din urmă având însă obligatoriu și o buclă externă integratoare.

4.2.2.2.3. Studiu utilizând estimatorul bazat pe transformarea ortogonală Givens

Ca și în cazurile anterioare, tabelul 4.3 prezintă o succintă enumerare a condițiilor specifice de operare pentru fiecare studiu în parte (parametrii regulatorului și varianța zgomotului stochastic). La valori similare ale factorului de penalizare al comenzii, în cadrul aceleiași regim, forma de variație a referinței/perturbației este diferită. Pentru toate testele se consideră un nivel redus al zgomotului stochastic (creșterea varianței zgomotului neafectând cu nimic rezultatele finale). Singurul parametru disponibil pentru acordarea regulatorului adaptiv rămâne deci factorul de penalizare a comenzii ρ .

Tabel 4.3

Nr. crt. test	ρ (factor de penalizare a comenzii)	σ^2 (varianță zgomot)
a) Încărcare/descărcare de putere reactivă		
a.1)	0.01	10^{-8}
a.2)	0.003	10^{-8}
b) Încărcare/descărcare de putere activă		
b.1)	0.003	10^{-8}
b.2)	0.001	10^{-8}
b.3)	0.001	10^{-8}
c) Cuplare/decuplare consumatori		
c.1)	0.001	10^{-8}
c.2)	0.001	10^{-8}
c.3)	0.001	10^{-8}

a) Încărcare/descărcare de putere reactivă (prin modificarea referinței și deci implicit a tensiunii de excitație)

a.1) Considerând un factor de penalizare a comenzii de valoare mare $\rho = 0.01$ (valoare de altfel considerată pentru toate cazurile de studiu cu estimator CMMP), se pot observa performanțe satisfăcătoare ale ieșirii reglate (figura 4.71.b.) dar și existența unei erori staționare foarte mici. Evoluția în timp a parametrului de compensare a referinței (figura 4.71.f.), spre o valoare de regim staționar, este foarte lentă. Variația comenzii (figura 4.71.c.) este bună datorită unei penalizări mari a comenzii.

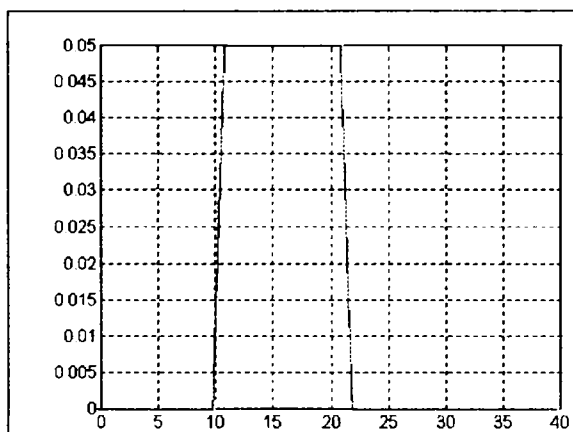


Fig.4.71.a. Abatererea referinței

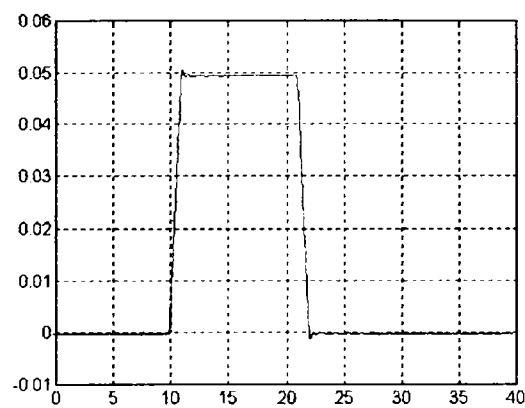


Fig.4.71.b. Abatererea tensiunii la borne (ieșire reglată)

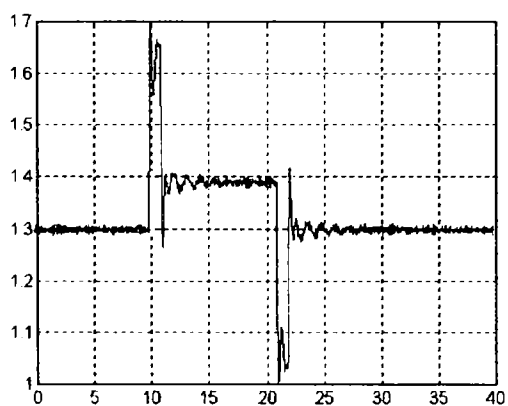


Fig.4.71.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

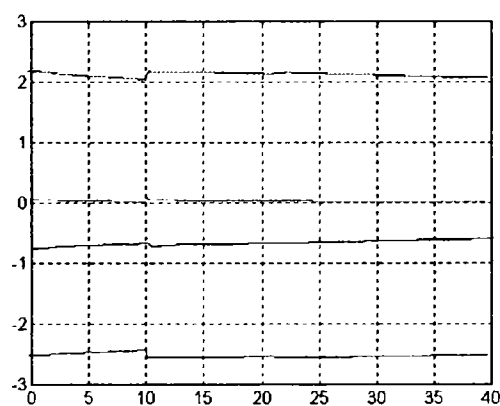


Fig.4.71.d. Parametrii estimați ai polinomului A

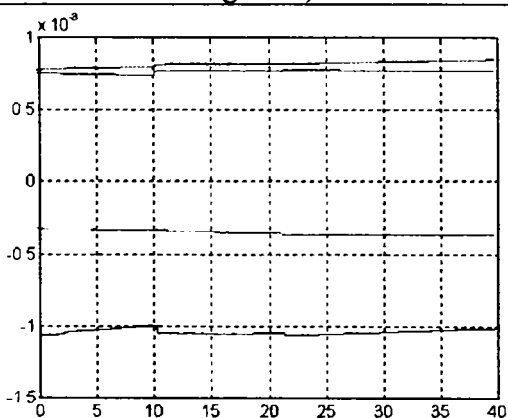


Fig.4.71.e. Parametrii estimați ai polinomului B

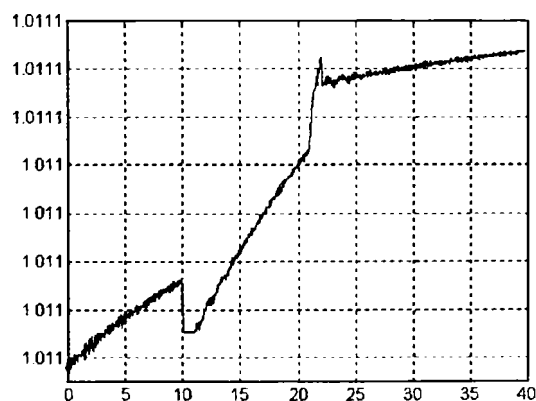


Fig.4.71.f. Parametrul de compensare a referinței

a.2) Factorul de penalizare a comenzii (singurul parametru disponibil pentru acordarea regulatorului) este considerat de valoare redusă: $\rho = 0.003$.

Varianței comenzii înregistrează o valoare scăzută (figura 4.72.b.). De asemenea, eroarea de regim staționar a ieșirii reglate (semnalată în cazul precedent) este rejectată, ieșirea realizând o foarte bună urmărire a referinței (figura 4.72.a.). Deși evoluția parametrului de compensare a referinței (figura 4.72.e.) este similară cu cea din cazul anterior, valoarea mai mare a acestuia asigură o mai bună eliminare a stăruirii.

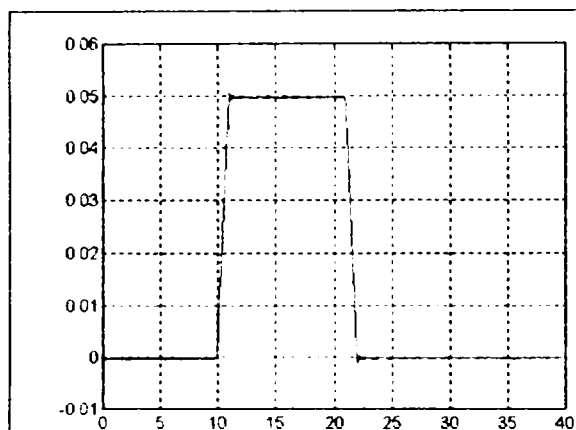


Fig. 4.72.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

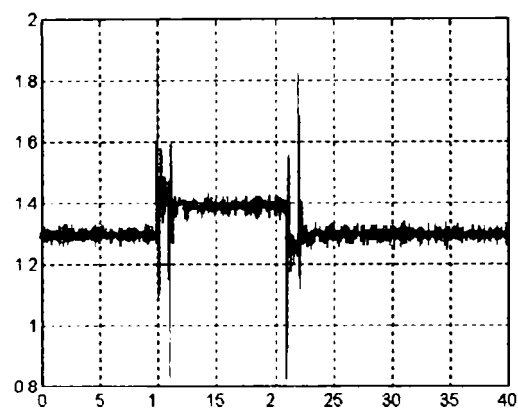


Fig. 4.72.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

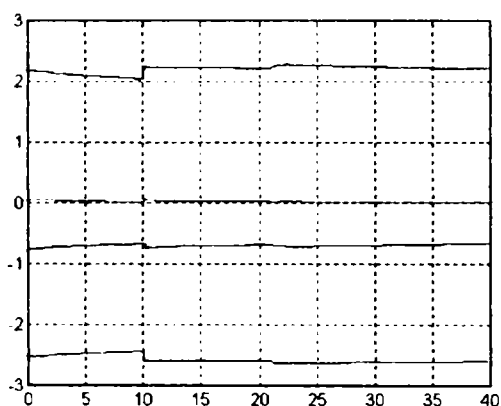


Fig. 4.72.c. Parametrii estimați ai polinomului A

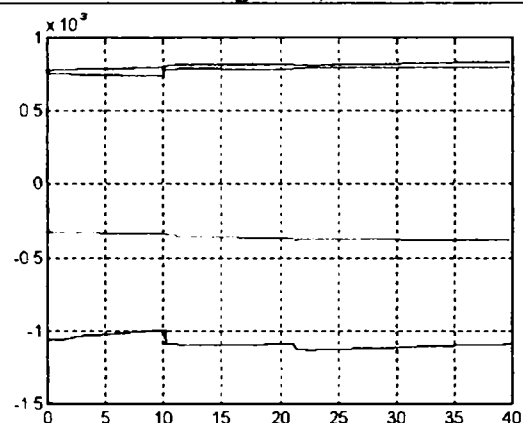


Fig. 4.72.d. Parametrii estimați ai polinomului B

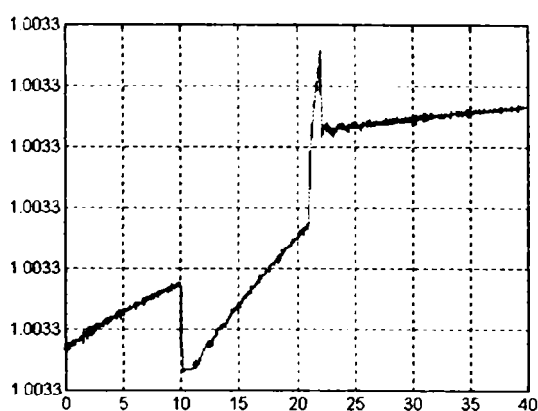


Fig. 4.72.e. Parametrul de compensare a referinței

Evoluția lentă a parametrului de compensare (care -valoric- este aproape constant), dovedește o dinamică scăzută (în buclă închisă) a estimatorului bazat pe TO Givens. Practic, parametrul de compensare al referinței asigură o valoare de compensare cvasi constantă (fig.4.72.e.), contribuind la o rejecție globală a erorii de regim staționar, fără a fi sensibil la eventualele modificări ale punctului de funcționare.

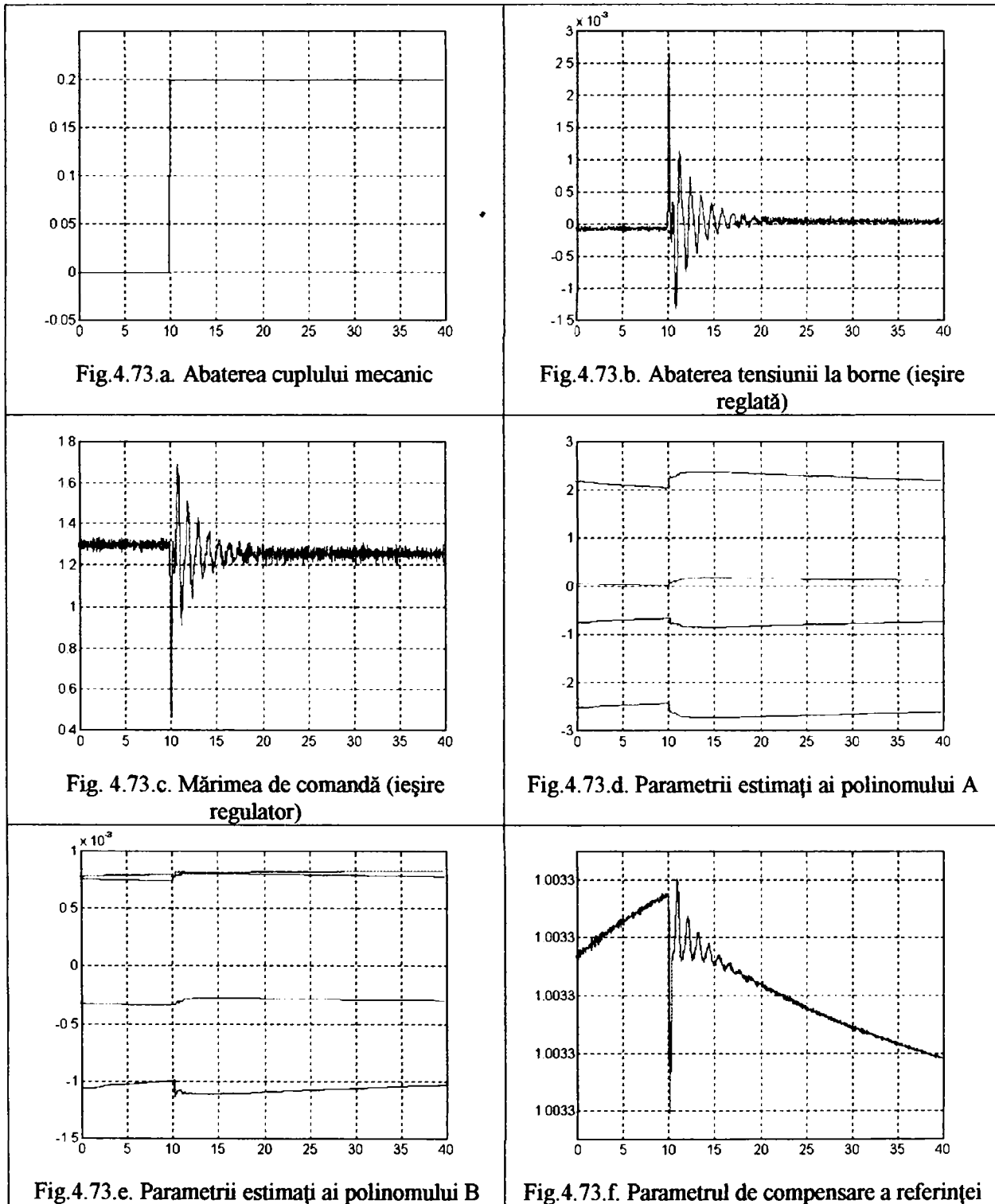
b) Încărcare/descărcare de putere activă (prin modificarea cuplului mecanic)

b.1) Considerând aceeași valoare redusă pentru factorul de penalizare a comenzii $\rho = 0.003$ (valoare care a asigurat performanțe destul de bune pentru regimul de

încărcare/descărcare reactivă), testul următor consideră o variație treaptă a cuplului mecanic (figura 4.73. a.).

Performanțele ieșirii sunt mai slabe, eroarea de regim staționar fiind vizibil prezentă (figura 4.73. b.). Parametrul de compensare are o valoare cvasi constantă (figura 4.73. f.), evoluția sa în timp fiind foarte lentă.

Față de cazul utilizării estimatorului CMMP (în condițiile aceleiași variații a cuplului mecanic) suprareglajul ieșirii este sensibil mai redus (vezi comparativ fig. 4.73. și 4.63).



b.2) Testele efectuate în cadrul regimului anterior de încărcare/descărcare de putere reactivă (cazurile a.1, a.2) au arătat că o diminuare a factorului de penalizare a comenzii conduce la o îmbunătățire a performanțelor reglării. În aceleași condiții de variație a cuplului mecanic, se consideră o scădere a acestuia la valoarea $\rho = 0.001$.

Figura 4.74.a. arată o scădere a suprareglajului ieșirii (o reducere a vârfului de suprareglaj la jumătate față de cazul b.1) - vezi comparativ cu figura 4.73.b.). Față de situația studiată utilizând estimatorul CMMP, suprareglajul ieșirii este de 4 ori mai redus (vezi comparativ cu fig.4.64.a). Desigur, toate acestea se realizează în condițiile unei creșteri a varianței comenzii (fig. 4.74.b. comparativ cu fig.4.64.b.). Noua valoare cvasi constantă a parametrului de compensare (fig.4.74.e.) asigură o bună rejectie a erorii de regim staționar.

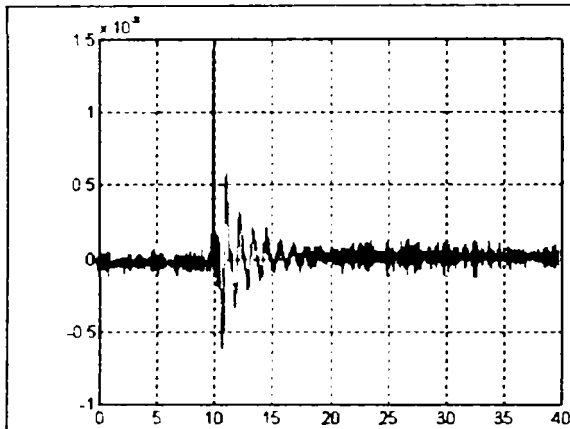


Fig. 4.74.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

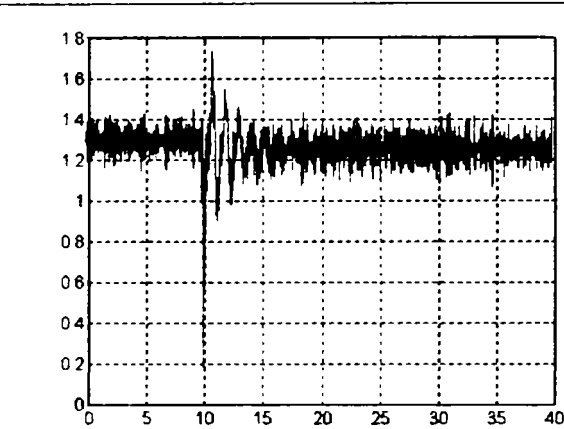


Fig.4.74.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

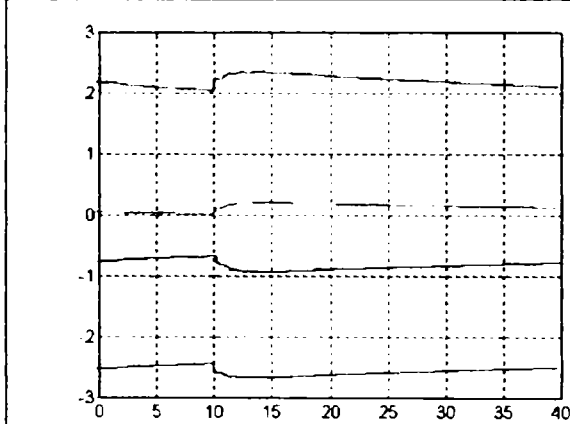


Fig. 4.74.c. Parametrii estimați ai polinomului A

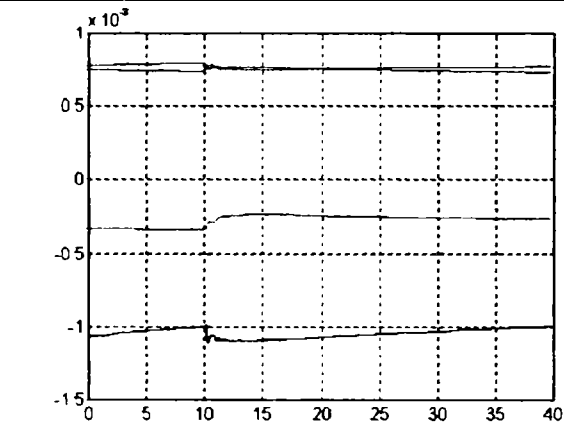


Fig.4.74.d. Parametrii estimați ai polinomului B

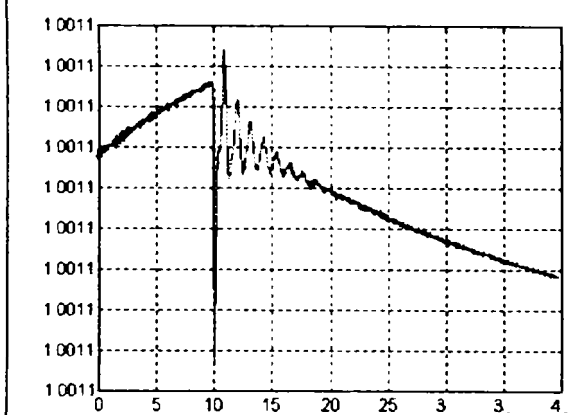


Fig.4.74.e. Parametrul de compensare a referinței

Evoluțiile estimațiilor parametrilor sunt identice cu cele din cazul anterior (figurile 4.74.c.,d. comparativ cu fig.4.73.d.,e.), ceea ce conduce la o formă identică de variație și pentru parametrul de compensare a referinței, valoric însă diferită (figura 4.74.e. comparativ cu 4.73.f.).

b.3) Considerând o succesiune de variații ale cuplului mecanic (figura 4.75.a.), echivalentă unor încărcări respectiv descărcări de putere activă (cu o pantă de creștere/descrștere de ± 0.05 u.r./sec), pentru o penalizare relativ mică a comenzii ($\rho = 0.001$), suprareglajele/subreglajele ieșirii sunt substanțial mai reduse în condițiile unei ușoare creșteri a varianței (figura 4.75.b.), comparativ cu situația utilizării estimatorului CMMP (fig.4.66.c). Varianța comenzii crește, dar în limite acceptabile (figura 4.75.c.). Parametrul de compensare

a referinței (figura 4.75.f.) are practic o valoare constantă, această lipsă de dinamică a lui asigurând practic reducerea vârfurilor de tensiune la borne (deci diminuarea supra/subregalajelor).

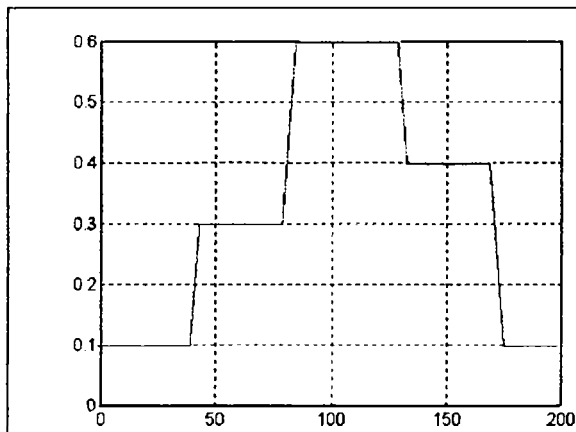


Fig.4.75.a. Variația cuplului mecanic

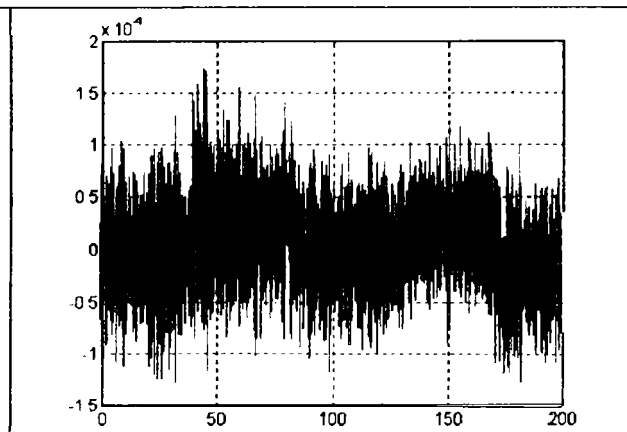


Fig.4.75.b. Abaterrea tensiunii la borne (ieșire reglată)

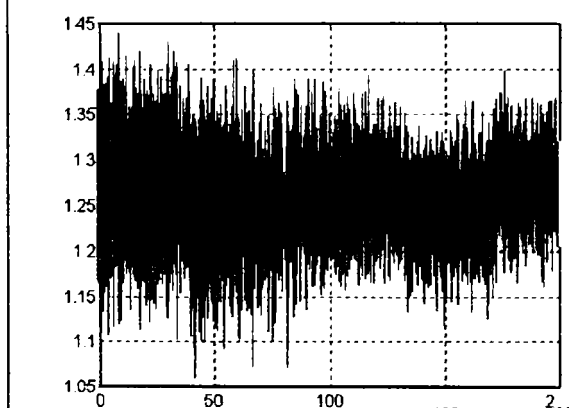


Fig. 4.75.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

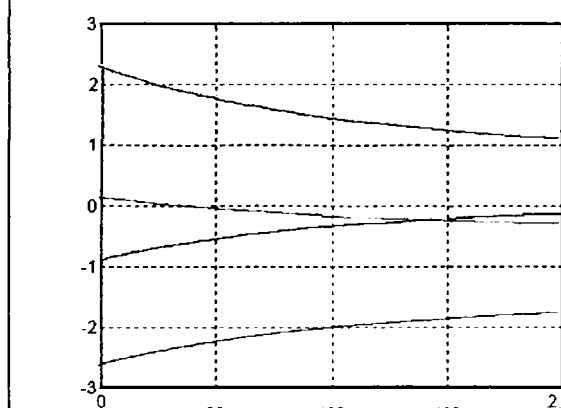


Fig.4.75.d. Parametri estimați ai polinomului A

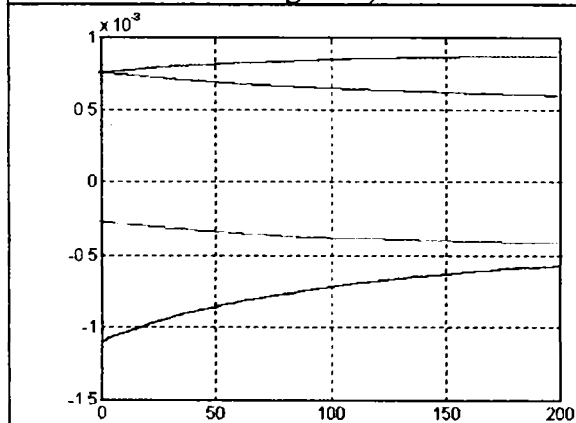


Fig.4.75.e. Parametri estimați ai polinomului B

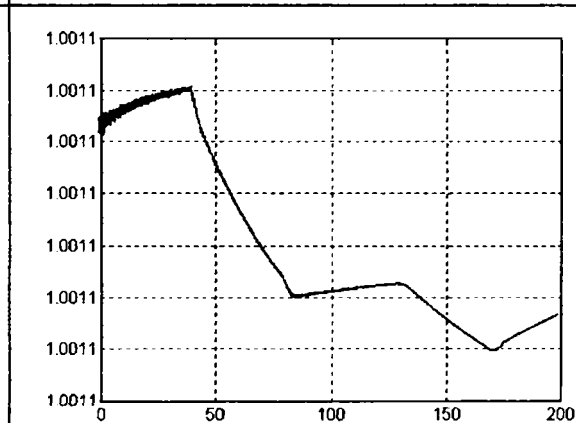
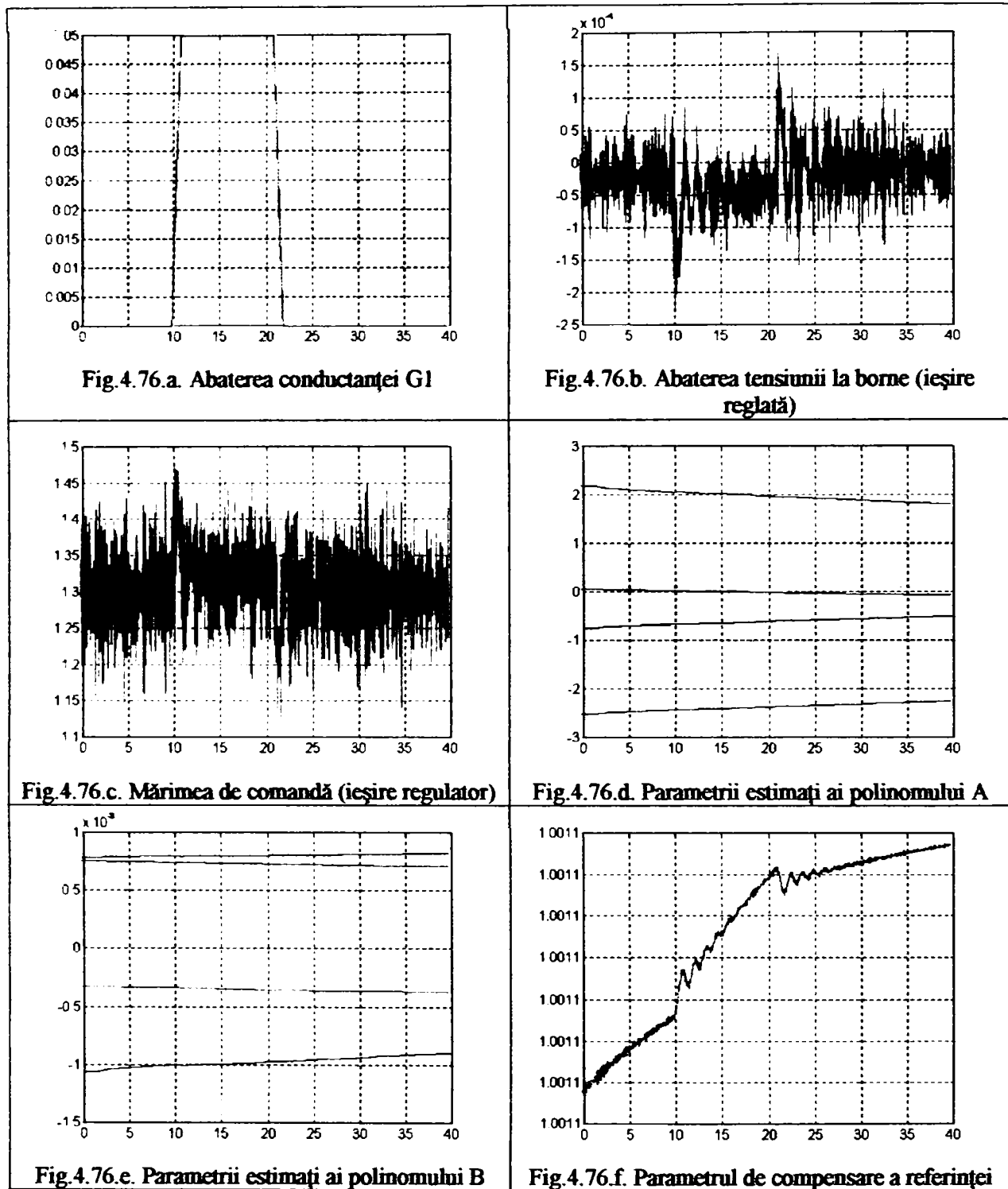


Fig.4.75.f. Parametrul de compensare a referinței

c) Cuplarea/ decuplarea de consumatori la bornele generatorului sincron

c.1) Și în cazul cuplării/decuplării unor consumatori la bornele GS, performanțele sistemului de conducere sunt de asemenea bune. Astfel, în cazul unei succesiuni cuplare/decuplare consumator rezistiv (fig. 4.76.a.), suprareglajele/subreglajele maxime ale ieșirii sunt diminuate, în condițiile unei creșteri globale a varianței acesteia (figura 4.76.b. comparativ cu

fig. 4.68.b). După cum era de așteptat varianța comenzii este și ea mai mare (fig.4.76.c. comparativ cu fig.4.68.c). Eroarea de regim staționar este rejectată în final.



c.2) Pentru aceeași variație a susceptanței B_l (fig 4.76.a. -cuplare/decuplare consumator reactiv inductiv), se obțin rezultate similare cu cele din cazul utilizării estimatorului CMMP .

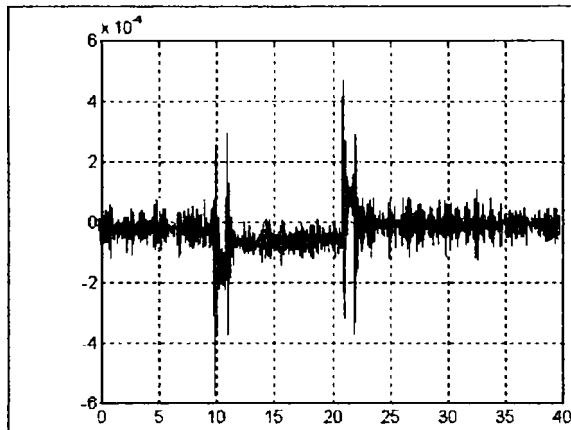


Fig.4.77.a. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

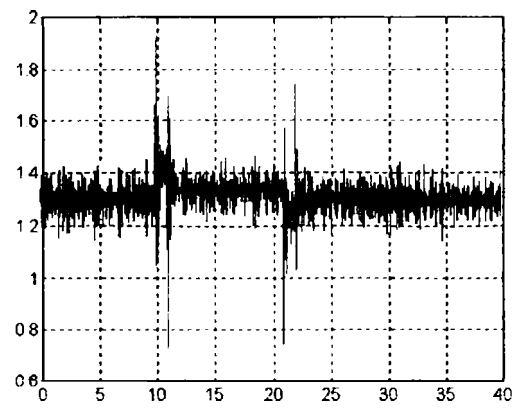


Fig.4.77.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

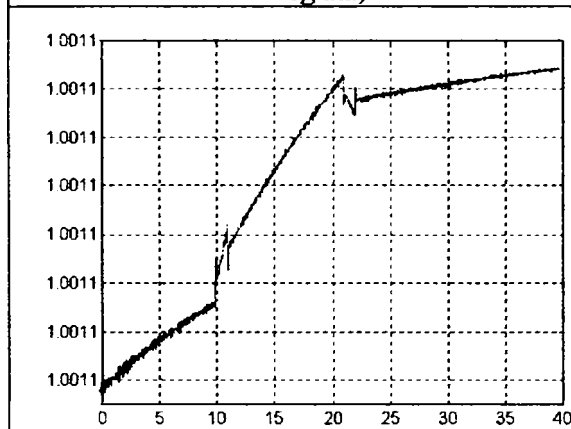


Fig.4.77.c. Parametrul de compensare a referinței

Se observă:

- scăderea substanțială a maximelor ieșirii simultan cu o creștere a varianței acesteia precum și a comenzii;
- rejectarea lentă în timp a stărilor sistemului (vezi comparativ figurile 4.77. și 4.69.).

c.3) Variația foarte lentă a încărcării rezistive (figura 4.78.a.) vine să confirme încă o dată concluziile desprinse în cadrul testelor anterioare. Totuși, în acest ultim caz de modificare mult mai lentă în timp a punctului de funcționare, performanțele obținute în cazul utilizării estimatorului CMMP sunt mai bune (fig.4.78. comparativ cu fig.4.70.). Variația în timp a parametrului de compensare (figura 4.78.f.) este foarte lentă, eliminarea erorii de regim staționar realizându-se într-un interval mare de timp.

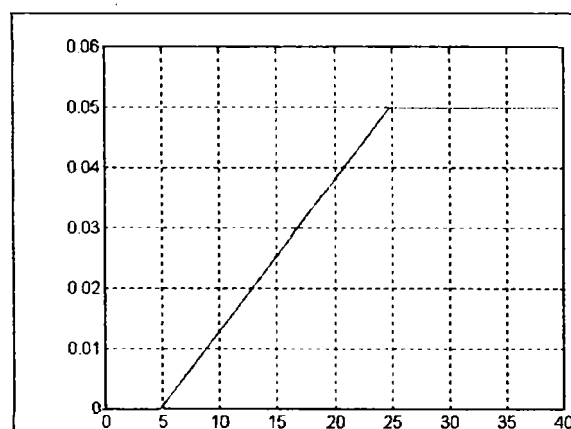


Fig.4.78.a. Abaterea conductanței G1

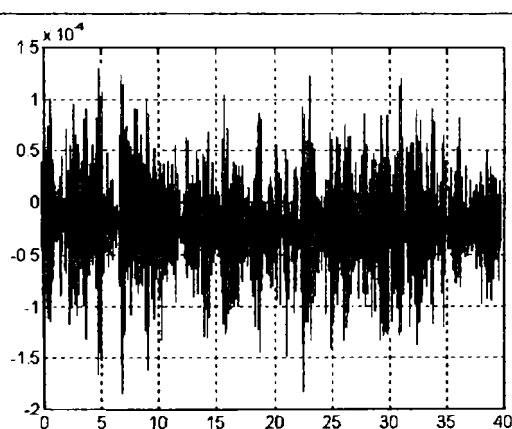


Fig.4.78.b. Abaterea tensiunii la borne (ieșire reglată)

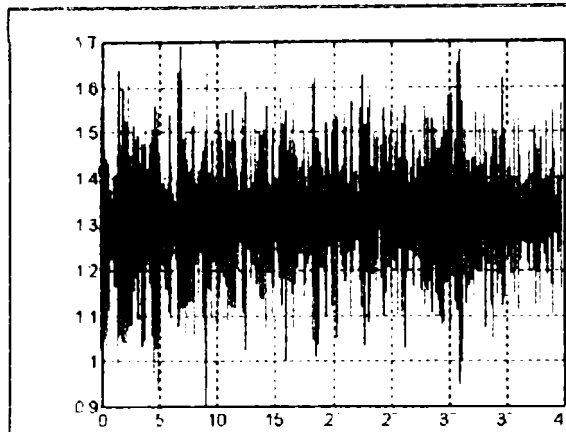


Fig.4.78.c. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

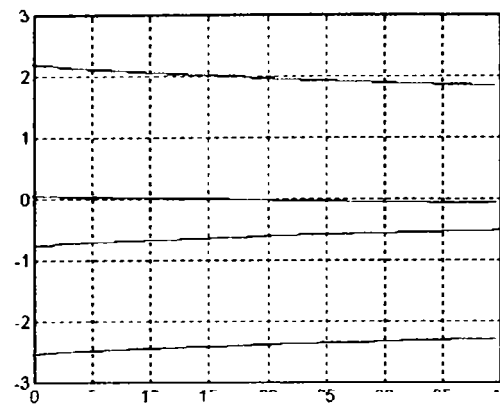


Fig.4.78.d. Parametrii estimați ai polinomului A

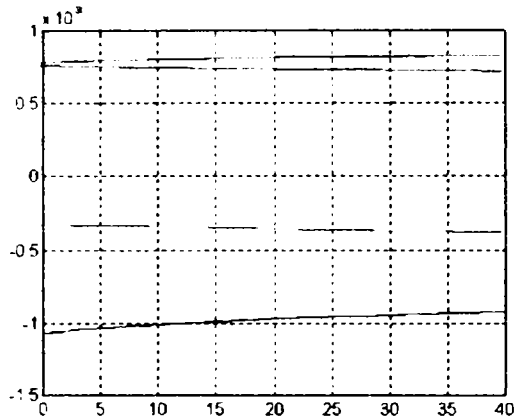


Fig.4.78.e. Parametrii estimați ai polinomului B

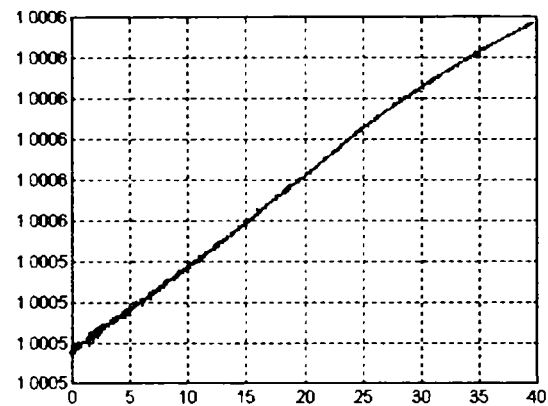


Fig.4.78.f. Parametrul de compensare a referinței

4.2.2.2.4. Concluzii asupra comportării structurii de conducere adaptivă cu estimator bazat pe transformarea ortogonală Givens

Toate studiile de caz efectuate pentru structura sistemului de conducere adaptivă cu compensare după reacție și referință, utilizând un estimator bazat pe TO Givens, evidențiază o dinamică mult mai redusă a acestui tip estimator (în buclă închisă). Acest fapt este explicabil prin absența unui factor de deponderare a măsurătorilor mai îndepărtate (existent la estimatorul CMMP) corelată cu influența pe care o are regimul de acordare a regulatorului adaptiv asupra estimațiilor. Parametrul de compensare a referinței are în acest caz o valoare cvasi constantă. Acest lucru conduce la o lentă compensare a erorii de regim staționar, care apare la o modificare a punctului de funcționare.

Avantajul oferit de utilizarea estimatorului bazat pe TO Givens în cadrul acestei structuri de conducere adaptivă îl constituie o reducere substanțială a suprareglajelor/subreglajelor ieșirii, în condițiile acționării unor perturbații cu variație rapidă dar de scurtă durată. În cazul unor perturbații cu variație unidirecțională (doar crescătoare sau doar descrescătoare), lentă și de lungă durată, performanțele sunt mai slabe.

Dinamica redusă (în buclă închisă) a estimatorului bazat pe TO Givens este și o consecință a unei bune stabilități numerice, din acest punct de vedere acesta prezentând mai puține probleme decât estimatorul recursiv CMMP. Dezavantajul major constă într-o creștere a varianței în regim staționar, atât a ieșirii cât și a comenzii, dar totuși în limite acceptabile.

4.3 Concluzii generale

Toate structurile de conducere adaptivă autoacordabilă sintetizate în acest capitol, atât cu estimator CMMP cât și cu estimator bazat pe TO Givens, au demonstrat performanțe bune în regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron. Funcție de regimul de funcționare, fiecare structură prezintă anumite avantaje calitative, dar în general performanțele oferite sunt comparative.

Contribuțiile personale evidențiate în acest capitol sunt următoarele:

- identificarea unor modele matematice ale GS conectat la un SEP, precum și validarea lor prin simulare în regimuri specifice de funcționare ale GS;
- sinteza și implementarea unor structuri de conducere adaptivă autoacordabilă, în diverse configurații structurale (cu compensare după reacție respectiv cu compensare după reacție și referință, cu buclă externă integratoare, cu estimator CMMP sau TO Givens), particularizate la comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone;
- realizarea unor ample studii de simulare și validare a acestor structuri de conducere adaptivă autoacordabilă, în condițiile unor regimuri specifice de funcționare ale GS;
- considerarea unei bucle externe integratoare, lucrând în paralel cu legea de comandă adaptivă sintetizată pe baza minimizării criteriului J_1 , asigurând eliminarea erorii de regim staționar;
- punerea în evidență a rolului parametrului de compensare după referință (intervenind în legea de comandă adaptivă sintetizată pe baza minimizării criteriului J_2) ca indicator de acordare a estimatorului CMMP.

Concluzia generală care poate fi desprinsă la finele prezentului capitol relevă faptul că structurile de conducere adaptivă autoacordabilă, bazate pe minimizarea unor funcții criteriu de optimizare, asigură rezultate foarte bune pentru aplicația considerată -comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone-.

Capitolul V

DEZVOLTAREA UNOR STRUCTURI DE CONDUCERE ADAPTIVĂ BAZATE PE REȚELE NEURONALE

5.1 Preliminarii

Ultimele două decenii au marcat o creștere considerabilă a interesului față de domeniul relativ tânăr al rețelelor neuronale artificiale, atât sub aspect teoretic cât mai ales sub aspectul practic al implementării acestor arhitecturi neuronale în cele mai diverse aplicații.

Deși istoria neuronului artificial începe încă din anii '40, primele cercetări și referiri fiind axate pe aspectul pur matematic, doar ultimii ani au marcat o reală dezvoltare a aplicațiilor tehnice bazate pe rețele neuronale artificiale, sub impulsul progresului fără precedent înregistrat de tehnologia microelectronicii și a tehnicii de calcul. Strategiile bazate pe rețele neuronale oferă soluții noi, inedite, pentru rezolvarea unei plaje de problematice în cadrul căreia aplicarea unor tehnologii și metode clasice nu au condus la rezultate suficient de performante. Aceste strategii consideră structura, organizarea și modul de funcționare al creierului uman, ca un model de referință demn de studiat și copiat informațional cât mai fidel cu putință.

În anul 1943 McCulloch și Pitts prezintă primul model matematic al unui neuron artificial. Câțiva ani mai târziu, în 1949, un prim mecanism de învățare demonstrând capacitatea de antrenare a unei rețele neuronale artificiale pentru un anumit scop, este introdus de către Hebb [Heb49].

Totuși, problematica rețelelor neuronale artificiale ajunge să-și câștige un loc bine meritat abia în anii '60, când încep să fie puse bazele teoretice pentru cercetările actuale. Astfel, Rosenblatt introduce conceptul de *perceptron* [Ros58] iar, în paralel, Bernard Widrow propune un model foarte asemănător, numit model *adaline* [Wid60][Wid85]. În 1969 Minsky și Papert [Min88] dezvoltă teoria perceptronului și în același timp scoate în evidență câteva aspecte legate de limitările acestuia datorate liniarității lui. La începutul anilor '70 Kohonen dezvoltă o arhitectură de rețea caracterizată prin capacitatea ei de învățare nesupervizată. După o perioadă de relativ puține cercetări în domeniu, în 1982 interesul asupra rețelelor neuronale revine în forță odată cu introducerea de către Hopfield a unor neliniarități în structura neuronului și propunerea de către acesta a unui nou model de rețea neuronală recurentă care îi poartă astăzi numele. În 1986 este anunțată punerea la punct a algoritmului (regulii) retro-propagării erorii (Error Back-Propagation-EBP) destinat antrenării rețelelor neuronale [Rum86][LeC85]. Cutter Information Corporation aprecia în 1992 că în peste 95% din aplicațiile cu rețele neuronale s-a folosit pentru antrenarea lor metoda propagării înapoi a erorii (EBP) [Pet96].

Plaja de aplicabilitate a rețelelor neuronale artificiale este la ora actuală extrem de largă și variată (în paranteze sunt precizate date despre începutul cercetărilor în domeniul respectiv):

- rezolvarea unor probleme de programare liniară (Hopfield și Tank, 1986);

- recunoașterea și sintetizarea vorbirii (Burr-1986, NetTalk-1987)
- recunoașterea formelor (Gorman, Sejnowski-1988, NEC-Japonia)
- diagnoza medicală, analiza radiografiilor
- identificarea și conducerea proceselor, etc.

Dintre aceste domenii de aplicabilitate, doar ultimul - identificarea și conducerea proceselor – se constituie ca obiect de studiu al lucrării de față.

5.2 Rețele neuronale - structură și tipologii

Varietatea structurală și informațională a rețelelor neuronale utilizate în cele mai diverse aplicații este foarte mare. Pot fi amintite: rețele adaptive, rețele cu memorie asociativă (folosite în recunoaștere), rețele cu propagare inversă, rețele supervizoare, rețele feedforward, rețele recurente etc., fiecare prezentând avantaje și dezavantaje funcție de aplicația concretă la care sunt folosite [Pet96]. În lucrarea de față se vor face referiri doar la rețelele feedforward și respectiv rețelele recurente, aceste două tipuri fiind utilizate pentru rezolvarea unor probleme concrete de identificare și conducere a unui proces.

5.2.1 Modelul neuronului McCulloch-Pitts

În anul 1943 McCulloch și Pitts au prezentat modelul matematic al neuronului artificial în lucrare cu titlul "A Logical Calculus of the Ideas Immanent în Nervous Activity" [McC43]. Modelul McCulloch-Pitts descrie neuronul ca o celulă a cărei stare (*net*) este suma intrărilor ($inp_1, inp_2, \dots, inp_n$) care sosesc pe căi cu diferite ponderi (w_1, w_2, \dots, w_n), la care se adaugă un termen de "prepolarizare" care semnifică starea inițială celulei, numit ulterior și *bias* sau factor de scală (figura 5.1).

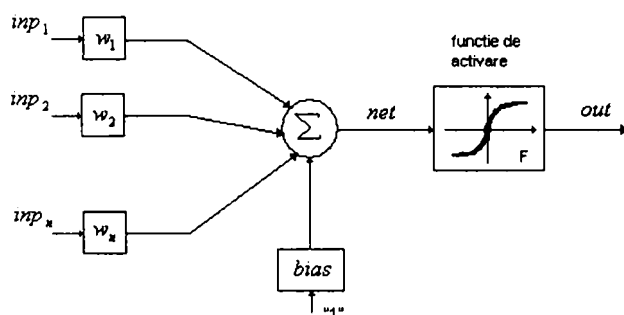


Fig. 5.1 Structura neuronului artificial

$$net = \sum_{i=1}^n w_i inp_i + bias$$

Acestei sume i se aplică o funcție de activare rezultând valoarea ieșirii neuronului respectiv:

$$out = F(net)$$

Funcția de activare F poate să fie o simplă funcție treaptă (în cazul în care rețeaua prelucrează informații binare), o simplă funcție liniară sau o funcție sigmoidă ($\tanh(x)$, $\frac{1}{1+e^{-x}}$, etc.) cu rol de a restrânge domeniul de variație al ieșirii neuronului indiferent de valoarea mărimii intermediare *net*. Alegerea unui anumit tip de funcție de activare se realizează pe baza experimentelor, funcție de aplicația concretă la care se dorește a fi utilizată rețeaua neuronală artificială. Atât ponderile (w_i) cât și factorul de scală (*bias*) își pot modifica valorile în timpul unui set de epoci de antrenare.

Neuronul McCulloch-Pitts reprezintă practic unitatea elementară a unei rețele neuronale artificiale.

5.2.2 Rețele neuronale feedforward

Din multitudinea tipurilor de rețele neuronale prezentate în literatura de specialitate rețelele neuronale feedforward (cu reacție înainte) se detașează net, atât prin generalitatea structurii cât și prin gradul de utilizare în diverse aplicații [Her91][Tod94][Wid92].

Într-o rețea neuronală feedforward neuronii artificiali sunt organizați pe nivele (straturi). Conexiunile dintre neuroni sunt permise doar între neuroni aparținând unui nivel inferior cu neuroni aparținând nivelului imediat superior. Nu sunt permise conexiuni între neuronii aceluiași nivel și nici conexiuni dinspre nivelele superioare spre cele inferioare.

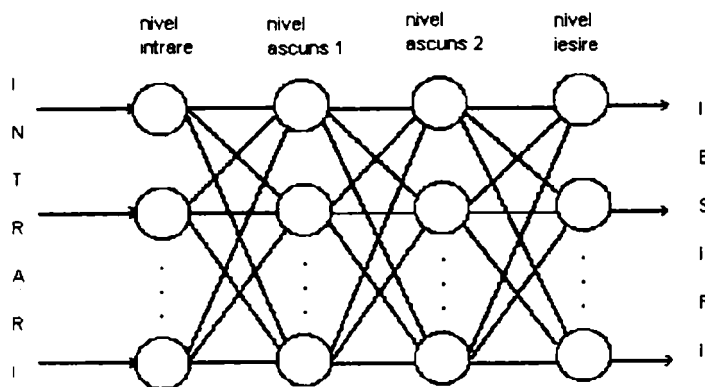


Fig.5.2 Rețea neuronală feedforward total conectată

În figura (5.2) este prezentată simplificat o rețea neuronală feedforward total conectată având un nivel de intrare, două nivele intermediare (ascunse) și un nivel de ieșire. Termenul "total conectată" semnifică faptul că între neuronii de pe un strat inferior și neuronii de pe stratul imediat superior sunt realizate toate conexiunile posibile. În caz contrar,

Ieșirea rețelelor neuronale feedforward este determinată numai de valorile curente ale intrării și de cele ale ponderilor și factorilor de scală. Ele nu au memorie, nefiind rețele recurente.

În proiectarea și implementarea unei rețele neuronale artificiale de orice tip un rol important îl are faza de învățare (de antrenare). Performanțele rețelei sunt impuse în primul rând de reușita acestei faze. Algoritmul de antrenare destinat rețelelor neuronale feedforward care furnizează cele mai bune rezultate este algoritmul de propagare înapoi (back propagation).

În cazul rețelelor neuronale feedforward antrenarea poate fi definită ca fiind procesul de ajustare a ponderilor și a factorilor de scală în scopul minimizării erorilor între setul de date de antrenament și rezultatele obținute prin funcționarea cu parametrii (ponderi și factori de scală) fixați ai rețelei neuronale. Cunoștințele unei rețele neuronale artificiale sunt înglobate în ponderile sale (inclusiv *bias*-urile), ponderi care se ajustează în faza de antrenare.

Algoritmii de antrenare a rețelelor neuronale se împart în două categorii, supervizați și nesupervizați [Tod94].

Învățarea supervizată, realizându-se prin algoritmul de propagare înapoi a erorii, presupune pentru fiecare vector de intrare câte un vector de ieșire reprezentând răspunsul care se dorește să-l dea rețeaua. Împreună, vectorul de intrare și de ieșire asociat, formează un set de perechi de antrenament. Dimensiunea setului de perechi de antrenament depinde de tipul și complexitatea aplicației. Perechile din vectorii de antrenament se aplică secvențial, se calculează eroarea în ieșire și pe baza algoritmului de minimizare a acesteia se ajustează în permanență ponderile pentru fiecare pereche, până când eroarea corespunzătoare întregului set de antrenament se află sub un anumit prag minim.

Învățarea nesupervizată se pare că se apropie mai mult de modul de învățare dintr-un sistem biologic, ne mai necesitând vectori de ieșire asociați celor de intrare, nici comparații și nici propagarea erorii pentru determinarea răspunsului ideal. Setul de antrenament constă numai din vectori de intrare. În timpul unui proces de învățare nesupervizată se realizează gruparea vectorilor de intrare similari în clase. Aplicându-se unul din vectorii de antrenament sau un vector care este suficient de apropiat de acesta, rețeaua va produce, aceeași ieșire. Nu există nici

o posibilitate de determinare înaintea procesului de antrenament, a vectorului de ieșire asociat de rețea unei clase din setul vectorilor de antrenament.

5.2.3 Rețele neuronale recurente

Rețelele neuronale recurente pot fi considerate ca având la bază o arhitectură de rețea de tip feedforward, cu particularitatea că prezintă drept "intrări" (în rețeaua globală sau în neuronii interni constituenți) valori întârziate (temporal anterioare) ale ieșirilor (globale sau interne ale neuronilor)[Liu97][Olu98]. O astfel de rețea neuronală este mult mai generală, conexiunile din cadrul ei putând fi în ambele sensuri (figura 5.3)

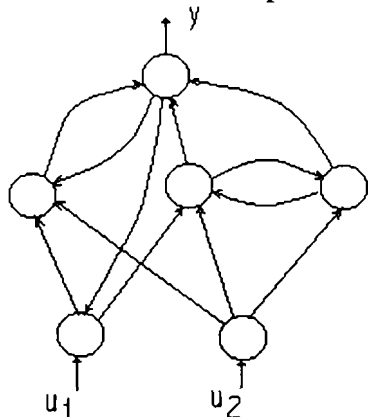


Fig.5.3 Rețea recurentă

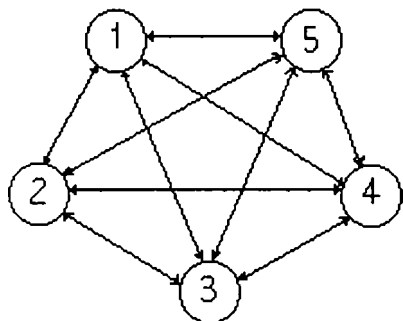


Fig. 5.4 Structură de rețea Hopfield

Arhitecturile acestor rețele recurente sunt foarte variate, putându-se distinge mai multe categorii.

Un tip de rețea neuronală recurentă este reprezentată de modelul Hopfield, acesta fiind un model rebuclat (recurent), în care fiecare neuron este în relație directă cu toți ceilalți [Hop82][Mat98]. Într-o astfel de rețea caracteristica feedforward este practic inexistentă, nu se disting neuroni de intrare și ieșire, fiecare neuron putând constitui o intrare sau o ieșire din rețea (figura 5.4).

O altă arhitectură (cea care va fi luată în considerare în aplicațiile următoare) o reprezintă cea de rețea neuronală parțial recurentă. Conexiunile unor astfel de rețele sunt în principal feedforward, apărând în plus și simple reacții negative. De regula, sinapsele (conexiunile) de reacție sunt fixe, neinstruibile, ceea ce permite utilizarea ca regulă de învățare a algoritmului propagării înapoi. Astfel de rețele, cu caracteristicile mai sus menționate, mai poartă denumirea de rețele secvențiale [[Pet96].

O arhitectură particularizată de rețea neuronală din această categorie, va fi adoptată în continuare în încercarea de a realiza o identificare a dinamicii din vecinătatea unui punct de funcționare al unui generator sincron.

5.3 Rețele neuronale recurente în conducerea proceselor

5.3.1 Identificarea proceselor utilizând rețele neuronale recurente. Studii de caz

De regula, o procedură de identificare a unui proces oferă ca rezultate direct utilizabile coeficienții unei ecuații cu diferențe care poate aproxima suficient de precis dinamica procesului. O astfel de ecuație cu diferențe reprezintă o relație analitică explicită, spunându-se în acest caz că s-a realizat o identificare a unui model parametric al procesului. Ideea de a realiza o identificare a unui proces utilizând o arhitectură de rețea neuronală recurentă, derivă tocmai din faptul că, o ecuație cu diferențe este de fapt o ecuație recurentă. O identificare bazată pe rețele neuronale oferă ca rezultat o rețea neuronală antrenată (învățată), care poate aproxima (reproduce), cu o anumită eroare admisibilă, dinamică procesului considerat.

Este foarte posibil ca, datorită complexității procesului, modelul neuronal identificat să-și păstreze valabilitatea funcțională doar într-o plajă limitată a zonei de lucru a procesului. Este și cazul generatorului sincron cuplat la un sistem de putere, reprezentând un proces foarte complex, asupra căruia pot acționa o multitudine de factori perturbatori externi. Extinderea domeniului de valabilitate al modelului neuronal identificat se poate realiza printr-o lărgire a plajei de variație a semnalelor de excitație (intrare) ale procesului, ceea ce conduce implicit la necesitatea unei creșteri a volumului de informație preluată (măsurată) din proces și destinată formării setului de date utilizat la antrenarea rețelei neuronale. În acest caz, datorită creșterii volumului informațional care "este memorat" în rețeaua neuronală, este posibil ca dimensionarea structurală a acesteia să nu mai fie suficientă, fiind necesară și o extindere a structurii acesteia. Toate cele menționate reprezintă doar o succintă enumerare a câtorva dintre problemele care se cer rezolvate chiar înainte de începerea procesului de antrenare (off-line). Deci, reușita unei identificări cu rețeaua neuronală a unui proces depinde în mod decisiv de câțiva factori inițiali de primă importanță [Nar94][Bos97]:

- a) alegerea domeniului de variație a semnalelor de excitație (influențând direct domeniul de valabilitate al modelului neuronal identificat);
- b) stabilirea dimensiunii adecvate a secvențelor de date utilizate ca set de antrenare a rețelei (problema subantrenării/supraantrenării rețelei);
- c) stabilirea unor dimensiuni structurale potrivite (număr de straturi, număr neuroni pe strat) ale rețelei neuronale (problema subdimensionării/supradimensionării rețelei);

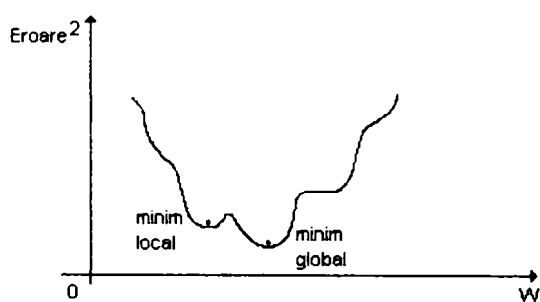


Fig. 5.5 Minime de blocare a antrenării

Pe lângă aceste aspecte, nu trebuie uitată bine cunoscuta problemă de blocare a antrenării în minimele locale (fig.5.5), singura soluție în acest caz reprezentând-o restartarea procesului de învățare (antrenare) cu alte valori inițiale ale ponderilor.

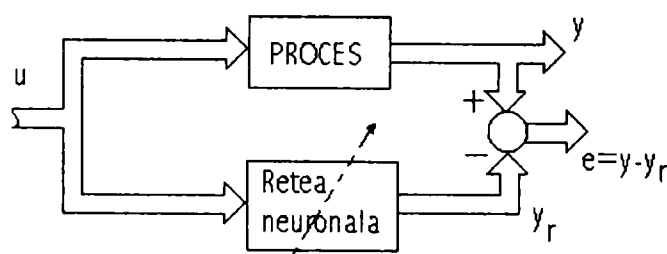


Fig. 5.6 Identificarea caracteristicii directe (modelul direct)

În cazul proceselor complexe, respectarea tuturor dezideratelor anterior menționate mai că, în etapa off-line de antrenare a rețelei neuronale, o putere de calcul foarte mare și deci utilizarea unei tehnici de calcul extrem de performante. Analiza în discuție a fost realizată pe calculatoare cu procesor Pentium Pro la 200MHz, respectiv Pentium-S la 150Mhz.

Schema de principiu utilizată pentru determinarea caracteristicii directe a unui proces este redată în fig. 5.6. Rețeaua neuronală recepționează aceeași intrare (u) ca și procesul, iar ieșirea procesului (y) constituie răspunsul pe care trebuie să-l învețe rețeaua în timpul antrenării

Scopul identificării îl constituie determinarea și antrenarea unei rețele neuronale care generează un răspuns (y_r) identic cu ieșirea procesului (y), pentru un set dat de vectori de intrare (u). Pe durata identificării, norma vectorului eroare (e) va fi minimizată prin ajustarea ponderilor sinaptice ale neuronilor rețelei (învățare) [Par91][Ran96].

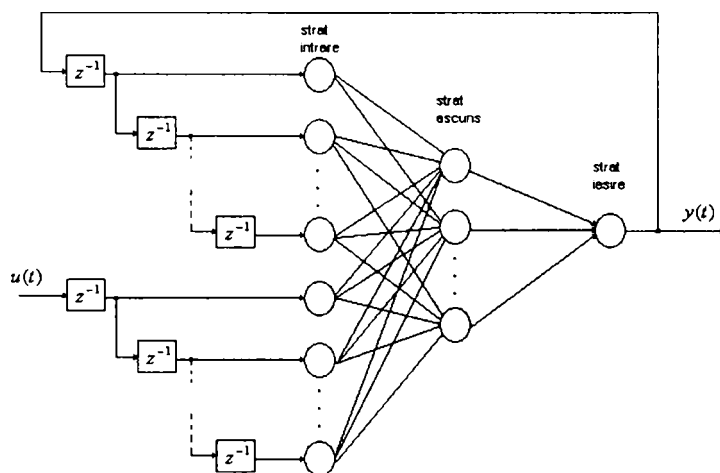


Fig. 5.7 Arhitectura generală a rețelei neuronale recurente

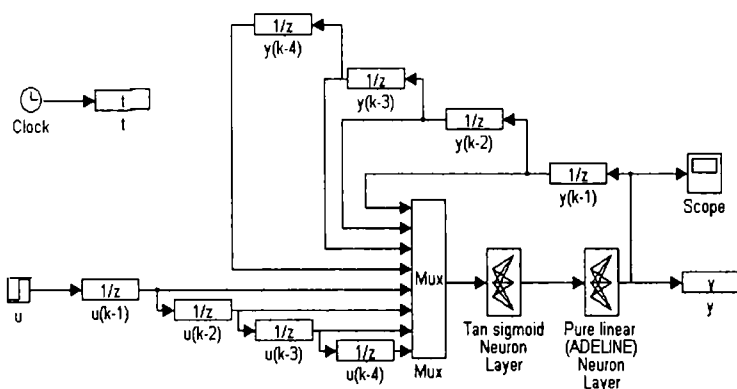


Fig. 5.8 Modelul Simulink al rețelei neuronale recurente

Semnalul aplicat la intrare procesului este un semnal aleator normal distribuit (figura 5.9.a)), reprezentând practic abaterea mărimii de intrare față de o valoare fixă corespunzătoare unui punct staționar de funcționare. S-a considerat că secvența de intrare are 3000 de eșantioane și evident, secvența de ieșire a procesului va avea corespunzător tot 3000 de eșantioane (figura 5.10). Cele 3000 de perechi intrare-ieșire $[u(t), y(t)]$ formează lotul de instruire (învățare) al rețelei, utilizat pentru identificarea unui model neuronal aproximând caracteristica dinamică directă a procesului.

Observație: În cele ce urmează, orice referire la o mărime de intrare sau ieșire semnifică de fapt o abatere a acesteia față de valoarea staționară în punctul de funcționare considerat. Se face această precizare pentru a numai mai utiliza în permanență și termenul de abatere asociat mărimii în cauză.

O creștere a plajei de amplitudini a semnalului de intrare necesită automat o creștere a lungimii secvenței de eșantioane, deci o substanțială mărime a volumului de informație (date măsurate) care ar trebui "memorată" (învățată) de rețeaua neuronală [Joh93].

Metoda propusă pentru antrenare în vederea determinării numărului optim de neuroni pe stratul ascuns constă în următorii pași:

- pornirea antrenării cu un număr oarecare de neuroni pe stratul ascuns.
- dacă performanțele dorite (eroare) nu sunt satisfăcătoare, după un anumit număr de epoci de antrenare se poate mări acest număr.

Arhitectura generală a rețelei neuronale recurente considerate pentru identificarea dinamicii procesului (generator sincron), în vecinătatea unui punct de funcționare, este prezentată în figura 5.7. Se poate observa că rețeaua este practic parțial recurentă, neprezentând recurențe interne ci doar recurențe după intrare și ieșire.

Structura generală din figura 5.7 este prezentată în figura 5.8. Este o rețea recurentă de ordinul 4 (atât după intrare cât și după ieșire) și un număr de 20 de neuroni pe stratul ascuns (cu funcții de activare de tip tangentă hiperbolică). Modelul Simulink al acesteia este descris în figura 5.8.

Studiul de caz prezentat în continuare consideră ca proces structura descrisă prin modelul matematic neliniar (de ordin 6) al generatorului sincron cuplat la un sistem de putere (vezi paragraful 4.1.3).

- dacă eroarea este mare în continuare se poate mări dimensiunea secvenței de perechi de antrenare, ținând cont că se dorește o identificare a dinamicii procesului. Se remarcă faptul că în cazul de față, fiecare din cele 3000 perechi de eșantioane intrare-ieșire conțin câte 9 valori (8 intrări, o ieșire).
- ajungând până la o anumită eroare mică dar considerată nesatisfăcătoare, se păstrează ponderile obținute pentru neuroni în urma procesului anterior de antrenare și se adaugă succesiv câte un neuron pe stratul ascuns având ponderile foarte mici (aproape de zero) pentru a nu crește eroarea anterior obținută. Se reîncepe apoi procesul de antrenare. Evident că în acest caz, preponderentă este antrenarea ponderilor neuronilor noi adăugați, care duce la o scădere a erorii.
- se repetă procesul până în momentul în care se observă o ușoară creștere a erorii. În acel moment se intră într-o etapă de supraantrenare și se poate aprecia că structura anterior obținută este optimală fără ultimul neuron adăugat.
- dacă rezultatele obținute nu sunt satisfăcătoare (eroarea este prea mare), se reia întregul proces de antrenare cu alte valori inițiale ale ponderilor.
- salvare ponderilor (și bias-urilor) într-un fișier.

Procesul de antrenare este îndelungat și necesită șansă în alegerea ponderilor inițiale [Kum90][Ner94].

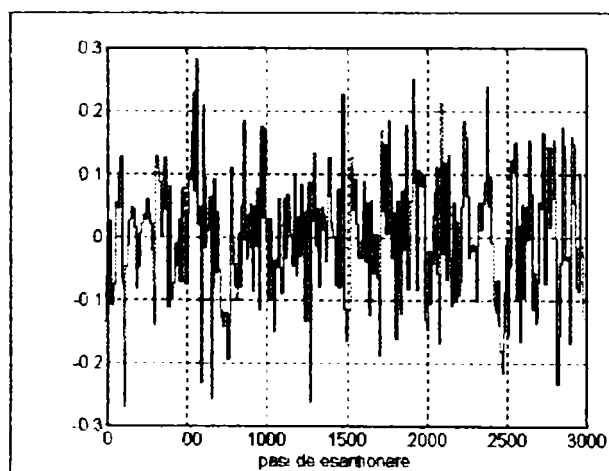


Fig. 5.9.a. Semnalul de intrare

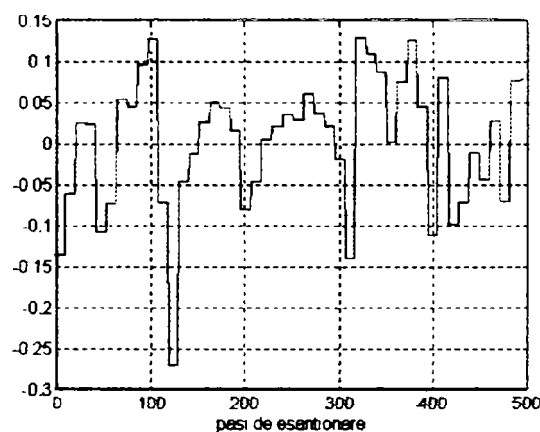


Fig. 5.9.b. Detaliu al semnalului de intrare

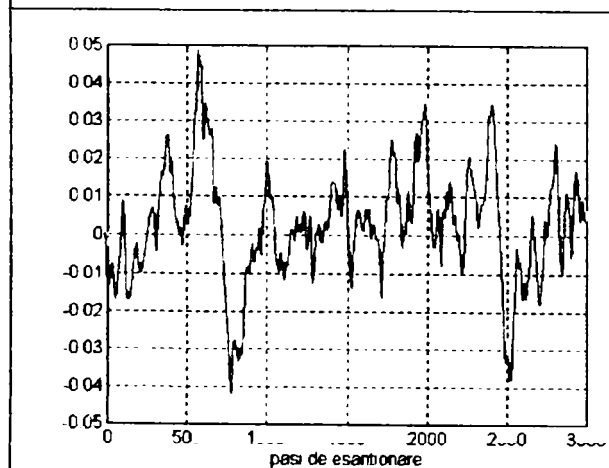


Fig. 5.10. Ieșirea procesului și ieșirea învățată

Studiile de simulare au arătat că pentru o identificare cât mai fidelă a procesului și în cazul regimurilor staționare, este necesară o particularizare a formei semnalului de excitație (intrare). Soluția propusă și adoptată (validată prin simulare) constă într-o aplatizare a fiecărui "vârf" al semnalului aleator de intrare, această valoare locală de maxim sau minim fiind menținută constantă pe durata unui număr fixat de triade de excitație. Semnalul de intrare (păstrându-și caracteristica de distribuție normală) devine

în acest fel practic o succesiune de trepte, de diferite amplitudini (nivele). Vizualizarea acestei caracteristici este prezentată printr-un detaliu al secvenței de intrare în figura 5.9.b.

Figura 5.10 prezintă graficul ieșirii reale a procesului (ca o abatere) utilizată în lotul datelor de instruire și respectiv graficul ieșirii învățate de rețeaua neuronală (după un număr de 200 epoci de antrenare). Se poate observa o foarte bună suprapunere a celor două

răspunsuri, ceea ce denotă învățarea de către rețeaua neuronală a dinamicii procesului în vecinătatea punctului de funcționare considerat.

Pentru o validare finală a corectitudinii antrenării rețelei neuronale recurente în vederea identificării dinamicii procesului, sunt efectuate câteva teste utilizând diferite semnale de intrare și este comparată ieșirea reală a procesului cu ieșirea rețelei neuronale.

Figurile 5.11.a., 5.11.b. și 5.11.c. prezintă comparativ răspunsurile reale ale procesului (figurate cu linie continuă) și respectiv răspunsurile rețelei neuronale antrenate (linie întreruptă), ca urmare a aplicării în intrări a unor abateri treaptă de valori 0.02, 0.05 și respectiv 0.1 (u.r.). Aceleași figuri prezintă și ieșirea învățată de către rețeaua neuronală în etapa de antrenare off-line (etapa de identificare).

Din primele două figuri (5.11.a. și b.) se observă că, atât timp cât secvențele intrare-ieșire se încadrează în plaja de variație a setului de date folosite la antrenare, răspunsurile oferite de rețeaua neuronală sunt foarte apropiate de cele reale, ale procesului.

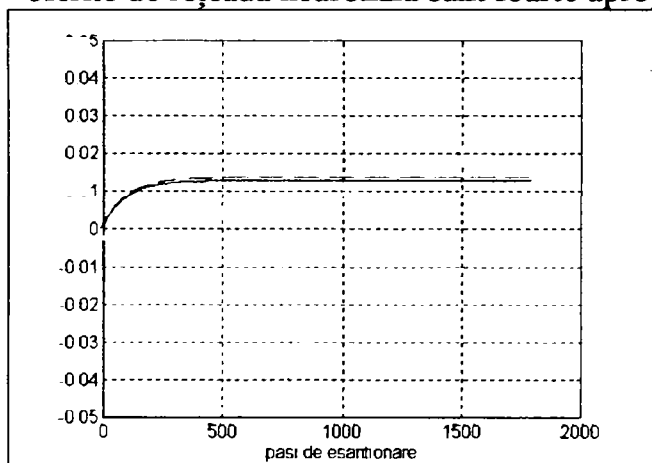


Fig. 5.11.a. Ieșirea procesului și ieșirea învățată (intrare treaptă de nivel 0.02)

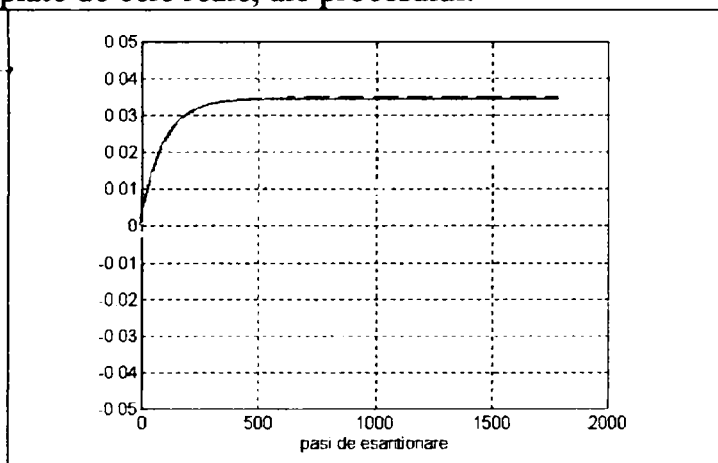


Fig. 5.11.b. Ieșirea procesului și ieșirea învățată (intrare treaptă de nivel 0.05)

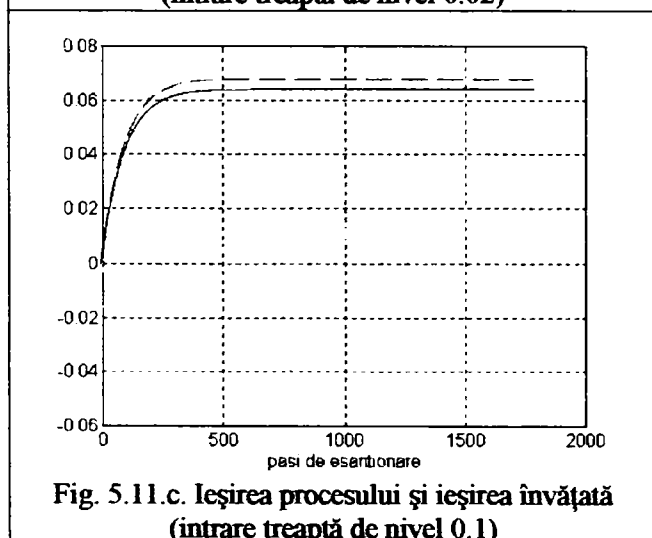


Fig. 5.11.c. Ieșirea procesului și ieșirea învățată (intrare treaptă de nivel 0.1)

În situația în care se depășește această plajă (figura 5.11.c.), eroarea între răspunsul rețelei și ieșirea procesului începe să crească. Aceste observații vin să confirme faptul că, rețeaua neuronală a realizat o identificare a dinamicii procesului doar într-o vecinătate restrânsă a unui punct de funcționare considerat pentru acesta.

Aplicarea și a altor tipuri de semnale de excitație (cu caracter pur teoretic) conduce la rezultate care vin să confirme încă o dată validitatea identificării realizate[Bos97][Abi97].

Astfel, figurile 5.12.a. și 5.12.b. prezintă comparativ răspunsul rețelei, respectiv al procesului, la aplicarea în intrare a unui semnal sinusoidal (abatere) de amplitudine 0.02, respectiv 0.1 (u.r.). Diferențele între cele două răspunsuri -proces/rețea - sunt foarte mici.

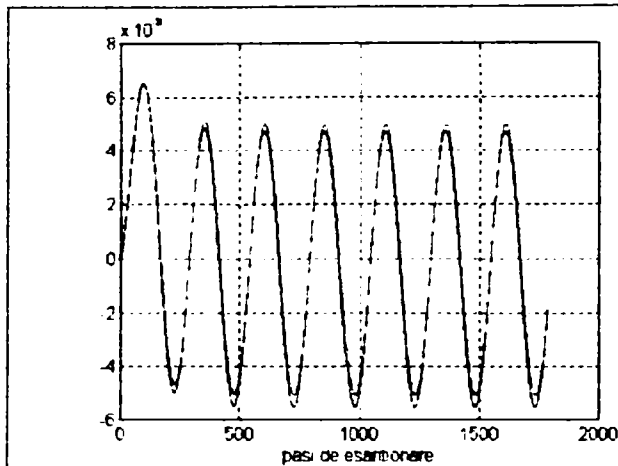


Fig. 5.12.a. Ieșirea procesului și ieșirea învățată (intrare sinusoidală de amplitudine 0.02)

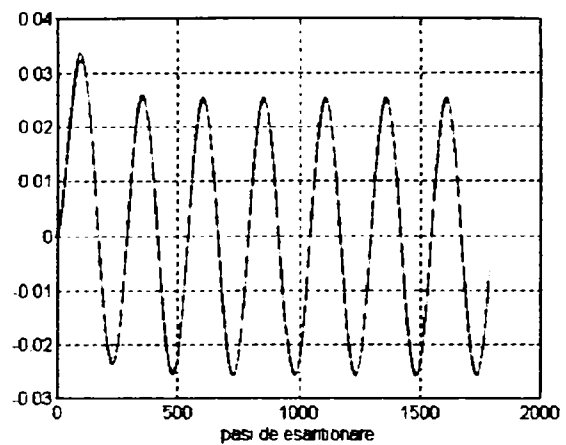


Fig. 5.12.b. Ieșirea procesului și ieșirea învățată (intrare sinusoidală de amplitudine 0.1)

O astfel de rețea neuronală recurentă, antrenată să învețe dinamica unui proces, poate fi utilizată ca un model viabil al acestuia, pe baza căruia se poate demara o etapă preliminară de proiectare, implementare și validare prin simulare pe calculator a unor structuri de conducere testate.

Observație: Programul sursă Matlab utilizat pentru antrenarea rețelei neuronale recurente:

```
clear
% încărcare set de antrenare
load date
% definire structură rețea
NetDef=['HHHHHHHHHHHHHHHHHHHHHHHHHH';L—————];
% definire recurente
NN=[4 4 1];
% definire număr epoci de antrenare și eroare admisă
trparms=[200 0 1 1e-6];
% startare proces de învățare
[W1,W2,NSSEvec,iter,lambda]=nnoe(NetDef,NN,[],[],trparms,5,y,u1);
% salvare ponderi
save ponderi W1 W2
% vizualizare grafică a răspunsului rețelei antrenate comparativ cu răspunsul dorit
ysim=nnsimul('nnarx',NetDef,NN,W1,W2,y,u1);
```

5.3.2 Structuri de regatoare neuronale bazate pe modelul invers al procesului. Studii de caz

Principiul conducerii unui proces, cu ajutorul unui regulator modelând dinamica inversă a acestuia, este sugestiv reprezentat în figura 5.13. În multe cazuri, identificarea unui model invers al unui proces oferă o soluție viabilă pentru proiectarea unui sistem de conducere aferent procesului respectiv. Determinarea unui model invers al unui proces este condiționată de existența unei relații intrare-ieșire de tip bijectiv [Kum90].

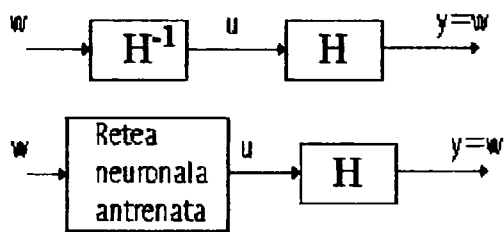


Fig. 5.13 Conducere cu model invers

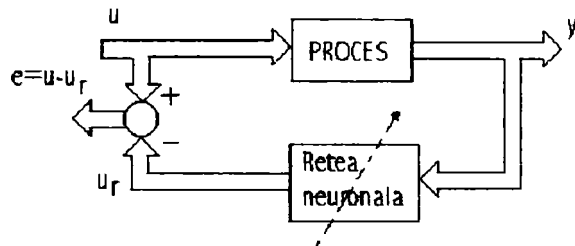


Fig. 5.14 Identificarea modelului invers

Arhitectura rețelei neuronale recurente considerată pentru identificarea (învățarea) modelului invers al procesului, este practic identică cu cea folosită la determinarea caracteristicii directe (vezi figurile 5.7, respectiv 5.8).

Utilizarea rețelei neuronale recurente antrenate (modelând caracteristica inversă a procesului), ca regulator într-o configurație sistemică similară cu cea prezentată în figura 5.13, reprezintă practic o structură de conducere în buclă deschisă.

O asemenea structură de conducere este total inadecvată pentru comanda unui proces cu o dinamică complexă, de tipul unui generator sincron cuplat la un sistem de putere, supus în permanență unei multitudini de factori perturbatori (inclusiv zgomot stohastic)

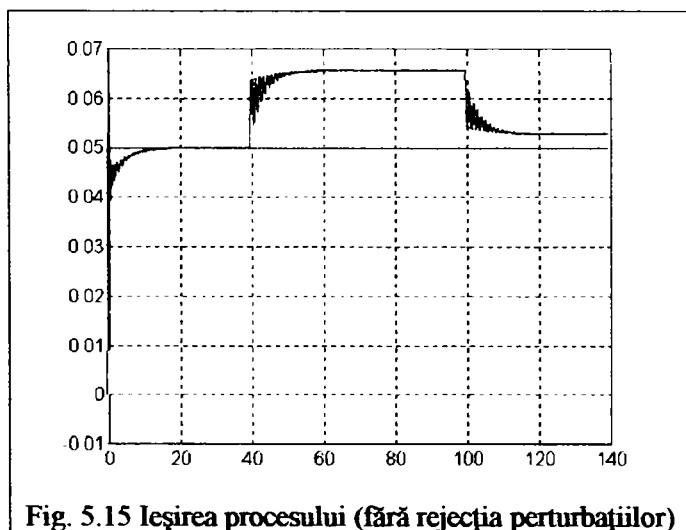


Fig. 5.15 Ieșirea procesului (fără rejecția perturbațiilor)

Se poate observa că regulatorul acționează corespunzător în regimul de modificare a referinței (aducând ieșirea la noua valoare prescrisă), însă nu sesizează deloc acțiunea factorilor perturbatori.

Soluția propusă constă în completarea arhitecturii neuronale recurente (aproximând dinamica inversă a procesului) cu o structură suplimentară, având ca mărime de intrare eroarea dintre mărimea prescrisă și mărimea de ieșire condusă (închizându-se astfel buclă de reglare). Rolul acestei componente suplimentare este cel de ajustare (adaptare) corespunzătoare a *bias*-ului (pragului) neuronului de pe stratul de ieșire al rețelei. Această structură implementează un mecanism de anulare a acestei erori, deci de rejecție a efectului perturbațiilor, având practic rolul unei bucle externe integratoare. Structura generală a regulatorului neuronal astfel completată este prezentată în figura 5.16 (în cazul studiului de

Schema de principiu utilizată pentru determinarea modelului invers (caracteristicii inverse) a unui proces este redată în fig. 5.14. Rețeaua neuronală recepționează ca intrare - mărimea de ieșire a procesului (y), iar intrarea procesului (u) constituie răspunsul (ieșirea) pe care trebuie să-l învețe rețeaua în timpul antrenării.

Setul de date de antrenare este identic cu cel folosit pentru determinarea caracteristicii directe a procesului, utilizarea lui din punct de vedere al sensului informațional 'intrare-ieșire dorită' în rețeaua neuronală ținând cont de cele anterior precizate.

Spre exemplificare, figura 5.15 prezintă răspunsul sistemului de conducere bazat pe regulatorul neuronal recurent, aproximând modelul invers al procesului, în următoarele condiții (regimuri de funcționare ale GS):

- la momentul de timp $t=0$, are loc o variație a referinței cu 5%;
- la momentul $t=40$, cuplul mecanic (perturbație) scade cu 10% (descărcare de putere activă);
- la momentul $t=100$, un consumator local suplimentar este conectat (G_I crește cu 10%).

față, adoptându-se particularizarea $n=m=4$ și $N=20$). Mecanismul de ajustare a *bias*-ului final implementează o relație de forma: $BIAS(t+1) = BIAS(t) + k[w(t) - y(t)]$, unde inițializarea $BIAS(0)$ se face cu valoarea $bias_0$ obținută prin antrenarea off-line a rețelei iar constanta k se poate determina off-line, prin câteva teste de încercare.

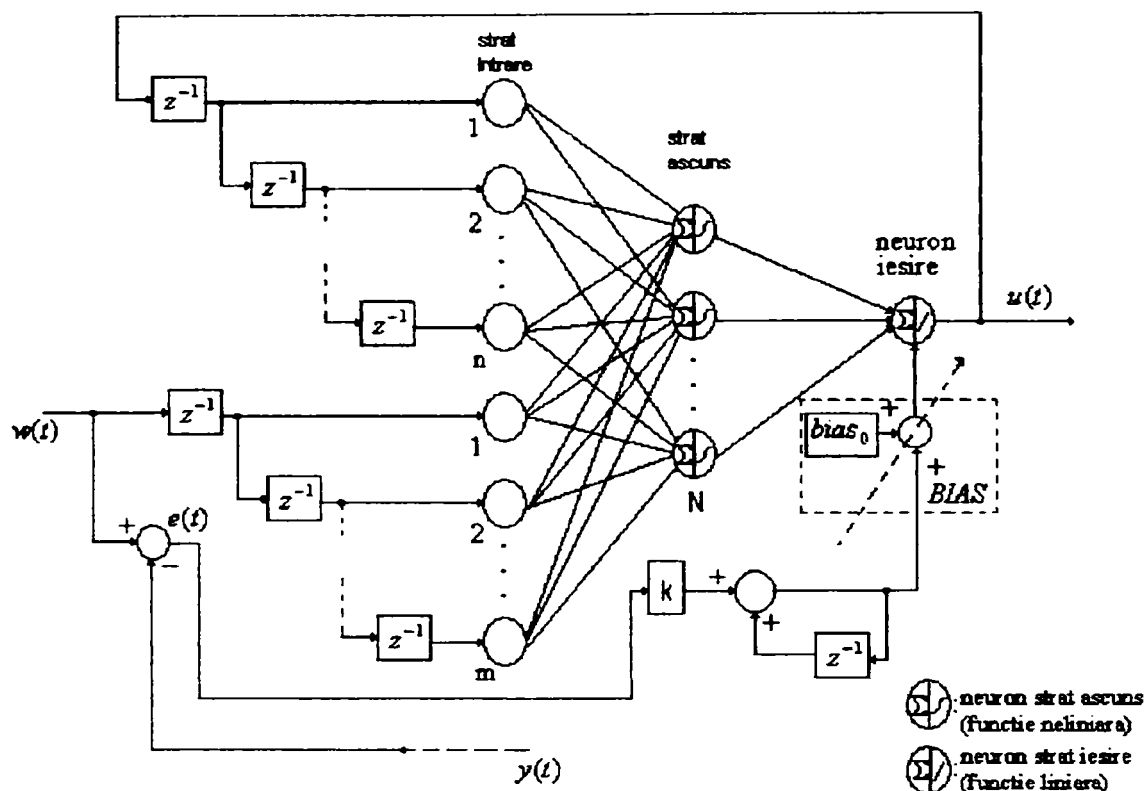


Fig. 5.16 Regulator neuronal cu ajustarea *bias*-ului final

În aceleași condiții de modificare a referinței și de acțiune a perturbațiilor (precizate deja), pentru care s-a obținut rezultatul total necorespunzător prezentat în figura 5.15, noua structură de conducere (completată cu mecanismul de ajustare a *bias*-ului neuronului final) oferă un răspuns mult îmbunătățit (figura 5.17). Se poate observa o rejectare a efectului perturbațiilor (modificarea cuplului mecanic, cuplarea de consumatori suplimentari).

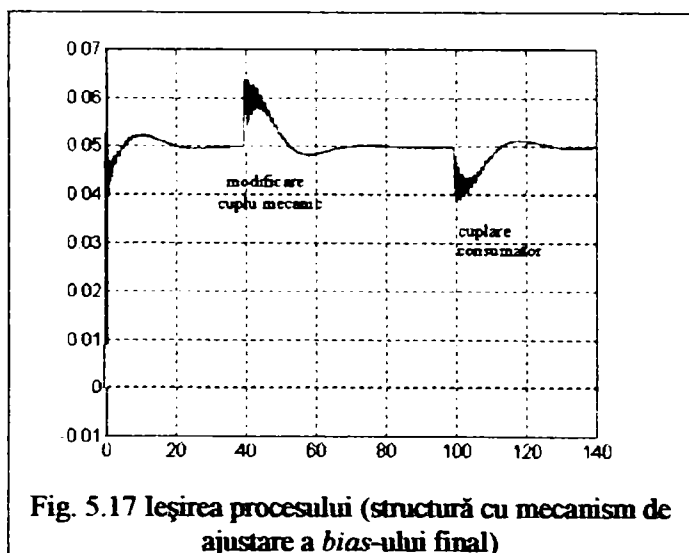


Fig. 5.17 Ieșirea procesului (structură cu mecanism de ajustare a *bias*-ului final)

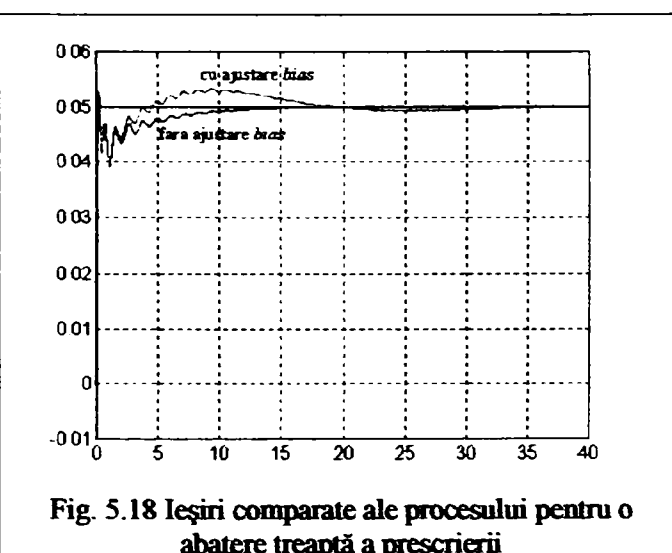
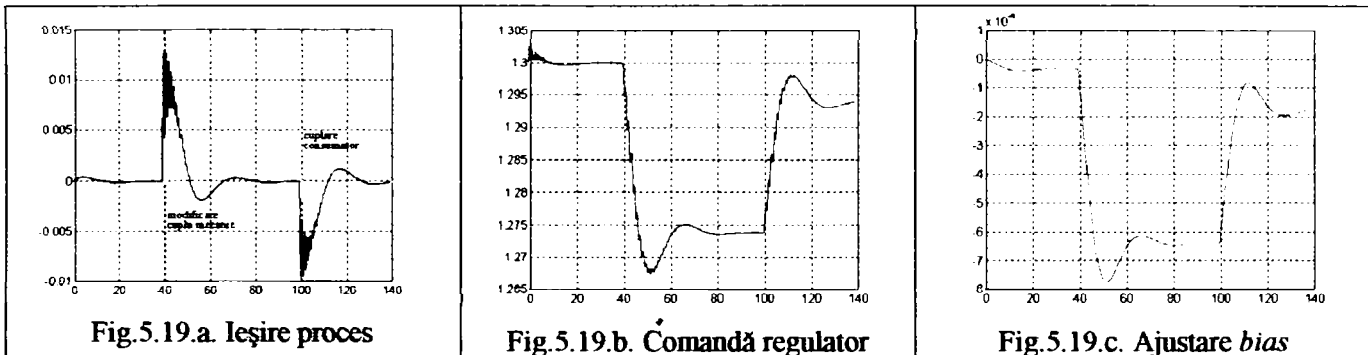


Fig. 5.18 Ieșiri comparate ale procesului pentru o abatere treaptă a prescrierii

În figura 5.18 este prezentat efectul asupra răspunsului sistemului la o simplă modificare a referinței, în cazul folosirii mecanismului suplimentar de adaptare, comparativ

cu situația neutilizării acestuia. Se constată că, într-un astfel de regim, diferențele dintre ieșirile conduse sunt mici.

Figurile 5.18 a., b. și c. redau ieșirea reglată (cu rejectarea efectului perturbațiilor), comanda corespunzătoare acestor regimuri și respectiv evoluția în timp ajustării *bias*-ului neuronului final. Se poate remarca o dinamică relativ redusă a comenzii furnizate de regulator.



Deși noua structură neuronală rejectează efectul perturbațiilor, ca urmare a adaptării on-line a valorii *bias*-ului neuronului final, performanțele acestui sistem de conducere (în cazul generatorului sincron cuplat la un sistem de putere) sunt mai slabe decât cele oferite de un reglaj adaptiv clasic (suprareglaje/subreglaje mai mari, regimuri tranzitorii de lungă durată). Din punct de vedere teoretic structura de conducere este viabilă, adoptarea ei în practică depinzând de caracteristicile procesului precum și de performanțele impuse ieșirii conduse a acestuia.

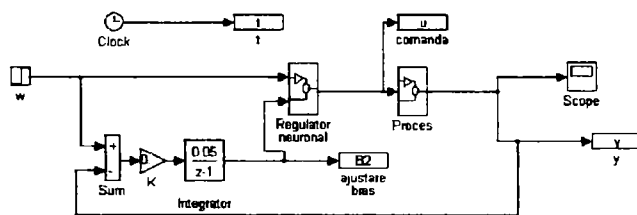


Fig.5.20.a. Modelul Simulink al sistemului neuronal de conducere

Implementarea și simularea sistemului de conducere neuronal s-a realizat în Simulink. Modelele Simulink ale structurii generale de conducere neuronală, precum și ale subsistemelor componente ale acesteia sunt prezentate în figurile 5.20.a., b. și c.

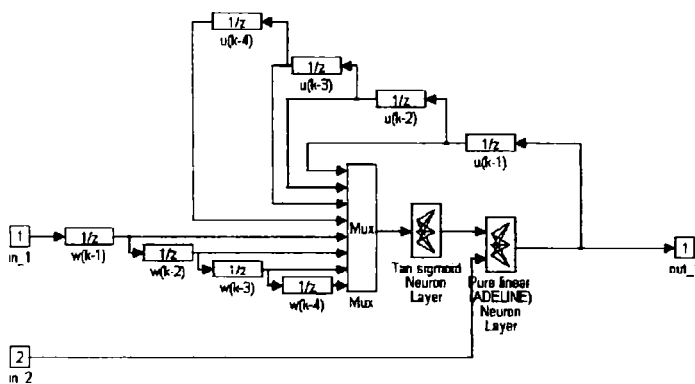


Fig. 5.20.b. Modelul Simulink al subsistemului regulator neuronal

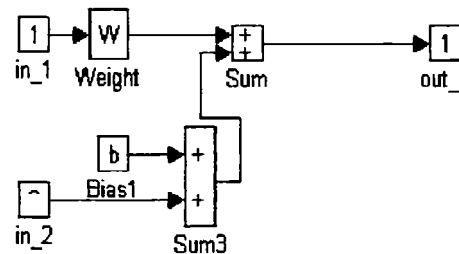


Fig.5.20.c. Modelul Simulink al subsistemului neuron final (ADALINE)

5.4 Regulator neuro-adaptiv

Procesul de antrenare (învățare) off-line a unor rețele neuronale, având în structura lor neuroni de tip McCulloch-Pitts cu funcții de activare neliniare, este de foarte lungă durată, necesitând de cele mai multe ori o restartare repetată a acestuia, cu alte valori inițiale ale ponderilor, cu un număr crescut de neuroni pe straturi, etc. Metodele de antrenare a unor astfel de rețele neuronale sunt destul de lente, datorită volumului mare de calcule care trebuie efectuate, făcând practic imposibilă realizarea unei adaptări on-line a ponderilor neuronilor la o modificare a dinamicii procesului identificat și/sau condus [Che90].

Un tip special de element neuronal, dezvoltat de Bernard Widrow și Marcian Hoff, care se pretează tocmai unei astfel de operații de adaptare on-line a ponderilor sale, îl constituie neuronul de tip ADALINE (ADAPtive LINear Element) [Wid60]. Procesul de învățare a unei rețele neuronale având la bază un astfel de neuron se poate realiza on-line, permițând utilizarea lor în proiectarea unor structuri de conducere adaptivă a proceselor [Bar93][Wid85][Mil96].

5.4.1 Neuronul ADALINE

Modelul matematic al unui neuron de tip ADALINE este practic identic cu cel al unui neuron de tip McCulloch-Pitts, diferența făcând-o doar tipul funcției de activare precum și existența (în permanență activ) a unui mecanism de adaptare on-line a ponderilor neuronului.

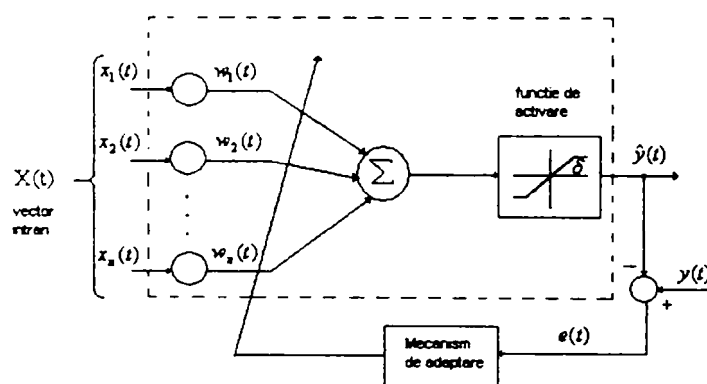


Fig. 5.21 Structura neuronului de tip ADALINE

Eta_ a de învățare a unui neuron ADALINE are loc on-line, față de cazul unui neuron McCulloch-Pitts, unde antrenarea constituia o etapă premergătoare, realizată off-line. De asemenea, chiar unul dintre neuronii precizează faptul că funcția de activare a acestuia este liniară.

Structura unui neuron ADALINE este prezentată în figura 5.21.

Funcția intrare-ieșire a unui neuron ADALINE este descrisă de o relație matematică de forma:

$$\hat{y}(t) = \delta[\hat{w}_1(t)x_1(t) + \hat{w}_2(t)x_2(t) + \dots + \hat{w}_n(t)x_n(t)] \quad (5.1)$$

unde:

$x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ - intrările neuronului

$\hat{w}_1(t), \hat{w}_2(t), \dots, \hat{w}_n(t)$ - ponderile ajustabile on-line printr-un mecanism de adaptare (învățare)

$\hat{y}(t)$ - ieșirea învățată a neuronului

δ - panta funcției liniare de activare (de regulă, limitată inferior și superior)

În continuare se va considera (fără a afecta cu nimic generalitatea problemei) că funcția de activare este funcția identică (panta $\delta = 1$).

În figura 5.21 se mai pot distinge două mărimi de bază:

$y(t)$ - ieșirea impusă (referința)
 $e(t) = y(t) - \hat{y}(t)$ - eroarea de învățare

Ceea ce aduce ca noutate neuronul de tip ADALINE, constă în capacitatea de învățare on-line, printr-o permanentă ajustare (acordare) a ponderilor cu ajutorul unui mecanism suplimentar de adaptare, atașat neuronului propriu-zis. Impunând o anumită evoluție a ieșirii neuronului ($y(t)$), scopul procesului de învățare (adaptare) constă într-o ajustare permanentă a ponderilor neuronului în sensul unei minimizări (anulării chiar) cât mai rapide a erorii de învățare $e(t)$. În terminologia de specialitate [Wid85][Obr96][Ben98] această metodă de adaptare este întâlnită sub denumirea de “învățare supervizată”, presupunând existența unui “antrenor” capabil să furnizeze ieșirea dorită atât timp cât sistemul învață.

Un prim domeniu de utilizare a neuronului ADALINE l-a constituit procesarea de semnal și realizarea unor filtre adaptive. În lucrarea de față, domeniul de aplicabilitate al acestui tip de rețea neuronală îl constituie realizarea unei structuri neuronale destinată conducerii adaptive a proceselor.

Observație: În figura 5.21 se poate remarca existența unui pseudo strat de intrare, fără nici o funcție efectivă de modificare a intrărilor (având doar un rol de preluare, reținere a semnalelor de intrare, respectiv de transferare a lor către neuronul propriu-zis). În unele lucrări de specialitate [Ext94] structura reprezentată în figura 5.21 este interpretată ca o rețea neuronală cu două straturi.

5.4.2 Regulator neuro-adaptiv bazat pe modelul ADALINE

Strategia de proiectare a unui regulator neuro-adaptiv este bazată în mare măsură pe principiile fundamentale de sinteză a reguletoarelor adaptive clasice (autoacordabile sau cu model etalon) [Hun92][Bro94]. Mecanismul (algoritmul) de estimare on-line a parametrilor procesului este înlocuit, în cazul de față, printr-un mecanism de învățare (adaptare) on-line a ponderilor unui model neuronal al procesului. Acest model neuronal, implementat printr-un neuron ADALINE, are rolul de a reproduce cât mai fidel dinamica procesului real. În buclă închisă, procesul real constituie practic un model de referință a cărei dinamică trebuie învățată on-line de către modelul neuronal al procesului. Faza de învățare constă practic într-o ajustare permanentă a ponderilor neuronului adaptiv care modelează procesul real, astfel încât eroarea dintre ieșirea procesului real și ieșirea modelului neuronal (eroarea de învățare) să fie cât mai rapid anulată. Ponderile modelului neuronal astfel identificat, constituie informația primară care, printr-o strategie de prelucrare numerică corespunzătoare (implementată prin blocul de calcule din figura 5.22), furnizează on-line parametrii ajustabili ai regulatorului (practic ponderile aferente celui de-al doilea neuron ADALINE care modelează regulatorul). Pe baza strategiei de proiectare și funcționare prezentate, paralela dintre reguletoarele adaptive clasice și regulatorul neuro-adaptiv considerat este evidentă.

Figura 5.22 prezintă schema bloc generală a unui astfel de sistem de conducere neuro-adaptivă.

Mărimea $\hat{W}(t) = [\hat{w}_1(t), \hat{w}_2(t), \dots, \hat{w}_p(t)]^T$ reprezintă vectorul ponderilor modelului neuronal (ajustabile on-line) iar $\hat{W}'(t) = [\hat{w}'_1(t), \hat{w}'_2(t), \dots, \hat{w}'_p(t)]^T$ reprezintă vectorul ponderilor regulatorului neuronal. Algoritmul de obținere a ponderilor regulatorului ($\hat{W}'(t)$) pe baza ponderilor modelului neuronal al procesului ($\hat{W}(t)$) este implementat printr-un bloc

suplimentar de calcule, evidențiindu-se caracterul indirect al adaptării. Se vorbește în acest caz despre un regulator cu autoacordare explicită [Cal88].

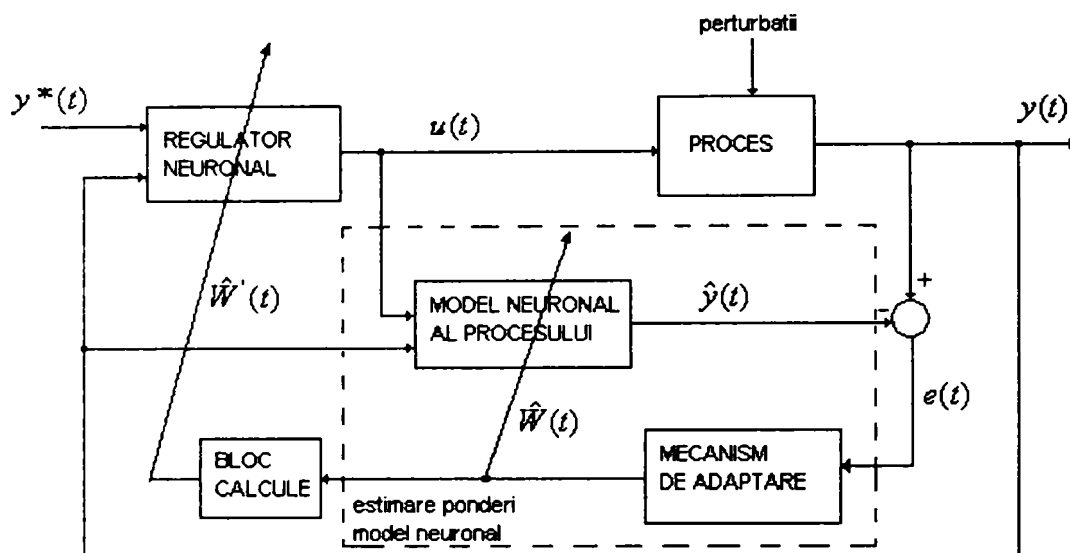


Fig. 5.22 Structura generală a sistemului de conducere neuro-adaptivă

În continuare se vor prezenta detaliat structura și funcțiile implementate de fiecare bloc component al sistemului de conducere neuro-adaptivă (prezentate în figura 5.22). Pentru a evidenția cât mai clar funcțiile implementate de fiecare bloc, se consideră că procesul condus este descris de următoarea ecuație liniară cu diferențe (model discret ARMA):

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-1}B(z^{-1})u(t) \quad (5.2)$$

unde:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_nz^{-n}$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_mz^{-m}$$

$y(t)$ – ieșirea procesului

$u(t)$ – intrarea procesului

z^{-1} – operator de întârziere pe un pas ($z^{-1}y(t) = y(t-1)$)

$t=0,1,2,\dots$ - timp discret

Se presupun satisfăcute următoarele cerințe:

- gradele maxime (n,m) ale polinoamelor $A(z^{-1})$ și $B(z^{-1})$ sunt cunoscute
- polinomul $B(z^{-1})$ este stabil
- coeficientul $b_0 \neq 0$

a) Subsistemul de estimare (adaptare) a ponderilor modelului neuronal al procesului

Subsistemul de estimare a ponderilor modelului neuronal al procesului este constituit din două blocuri componente, fiind tratat ca un tot unitar. Cele două componente sunt:

- modelul neuronal (estimat) al procesului
- mecanismul de adaptare

Structura modelului neuronal al procesului conține un neuron ADALINE, rolul lui fiind de a învăța on-line dinamica procesului real, printr-o permanentă ajustare a ponderilor neuronului de către un mecanism de adaptare. Vectorul semnalelor de intrare în modelul neuronal este un vector al măsurătorilor intrării și ieșirii procesului real. Un astfel de vector al

măsurătorilor (numit și vector al regresorilor) cuprinde valorile la momentele de timp anterioare ale intrării respectiv ieșirii procesului, necesare pentru a putea calcula ieșirea la momentul curent de timp. Din modelul procesului descris de relația (5.2), rezultă ieșirea la momentul t :

$$y(t) = -a_1 y(t-1) - a_2 y(t-2) - \dots - a_n y(t-n) + b_0 u(t-1) + b_1 u(t-2) + \dots + b_m u(t-m-1)$$

Deci vectorul intrărilor modelului neuronal este:

$$X(t-1) = [-y(t-1), -y(t-2), \dots, -y(t-n), u(t-1), u(t-2), \dots, u(t-m-1)]^T \quad (5.3)$$

Mecanismul recursiv de adaptare (estimare) on-line a ponderilor neuronului este bazat pe regula Widrow-Hoff (delta rule)[Ext94][Wid85][Pet96]:

$$\hat{W}(t) = \hat{W}(t-1) + \frac{\alpha e(t) X^T(t-1)}{\varepsilon + X^T(t-1)X(t-1)} \quad (5.4)$$

unde :

$\hat{W}(t), \hat{W}(t-1)$ - vectorii ponderilor la momentul t respectiv $t-1$

$X(t)$ - vectorul intrărilor (măsurătorilor)

ε - este o constantă foarte apropiată de zero, introdusă doar pentru a se evita anularea numitorului

α - este numit factor de reducere [Ext94] sau câștig [Pet96], putând fi constant sau variabil cu valori în intervalul $(0..2)$.

$e(t) = y(t) - \hat{y}(t)$ - eroarea de învățare (diferența dintre ieșirea procesului și ieșirea modelului neuronal care învață dinamica acestuia).

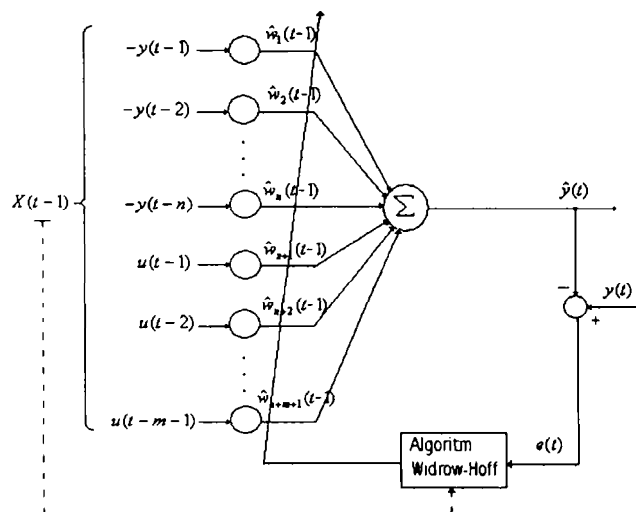


Fig.5.23 Estimatorul neuronal

Relația (5.4) reprezintă practic un algoritm recursiv de estimare parametrică, fiind întâlnită în literatura de specialitate și sub denumirea de regula “delta” de învățare (delta rule). Împreună, cele două blocuri componente, constituie un estimator neuronal.

Structura estimatorului neuronal este prezentată în figura 5.23.

Ținând cont de dimensiunea $n+m+1$ a vectorului măsurătorilor (relația (5.3)), vectorul ponderilor estimate va avea aceeași dimensiune:

$$\hat{W}(t) = [\hat{w}_1(t), \hat{w}_2(t), \dots, \hat{w}_n(t), \hat{w}_{n+1}(t), \hat{w}_{n+2}(t), \dots, \hat{w}_{n+m+1}(t)]^T \quad (5.5)$$

iar ieșirea modelului neuronal este dată de o relație de forma:

$$\begin{aligned} \hat{y}(t) = & -\hat{w}_1 y(t-1) - \hat{w}_2 y(t-2) - \dots - \hat{w}_n y(t-n) + \\ & + \hat{w}_{n+1} u(t-1) + \hat{w}_{n+2} u(t-2) + \dots + \hat{w}_{n+m+1} u(t-m-1) \end{aligned} \quad (5.6)$$

b) Regulatorul neuronal și blocul de calcul

Sinteza legii de comandă a regulatorului neuronal are ca punct de pornire ecuația liniară cu diferențe a procesului (relația (5.2)), metodologia de proiectare fiind practic cea de determinare a unui model invers al acestuia. Regulatorul neuronal conține în structura sa un neuron ADALINE (fig. 5.24), ale cărui ponderi (parametrii regulatorului) sunt adaptate on-line. Vectorul de intrare la momentul t este de forma următoare:

$$X'(t) = [y^*(t+1), y(t), \dots, y(t-n+1), u(t-1), u(t-2), \dots, u(t-m-1)]^T \quad (5.7)$$

iar vectorul ponderilor este descris de relația:

$$\hat{W}'(t) = [\hat{w}'_1(t), \hat{w}'_2(t), \dots, \hat{w}'_n(t), \hat{w}'_{n+1}(t), \hat{w}'_{n+2}(t), \dots, \hat{w}'_{n+m+1}(t)]^T \quad (5.8)$$

Ținând cont de relațiile (5.7) și (5.8), comanda dată de regulatorul neuronal la momentul de timp t este:

$$u(t) = \hat{w}'_1 y^*(t+1) + \hat{w}'_2 y(t) + \dots + \hat{w}'_n y(t-n+2) + \hat{w}'_{n+1} y(t-n+1) + \hat{w}'_{n+2} u(t-1) + \dots + \hat{w}'_{n+m+1} u(t-m) \quad (5.9)$$

unde $y^*(t+1)$ este referința (cunoscută) predictată pentru momentul $t+1$.

Vectorul ponderilor regulatorului neuronal este obținut prin prelucrarea ponderilor estimate ale modelului neuronal al procesului. Această operație de prelucrare (relația (5.10)) este realizată de către blocul de calcul, având forma următoare:

$$\hat{W}'(t) = \frac{1}{\hat{w}_{n+1}(t)} [1, \hat{w}_1(t), \hat{w}_2(t), \dots, \hat{w}_n(t), \hat{w}_{n+2}(t), \dots, \hat{w}_{n+m+1}(t)]^T \quad (5.10)$$

Prin compararea relațiilor (5.10) și (5.11), o simplă identificare conduce la relațiile explicite (5.11) între ponderile calculate ale regulatorului neuronal și ponderile estimate ale modelului neuronal al procesului:

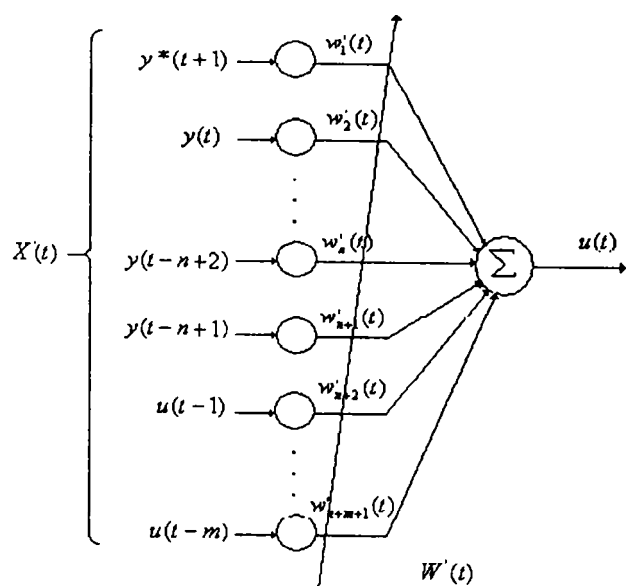


Fig. 5.24 Regulatorul neuronal

$$\left\{ \begin{aligned} \hat{w}'_1(t) &= \frac{1}{\hat{w}_{n+1}(t)} \\ \hat{w}'_2(t) &= \frac{1}{\hat{w}_{n+1}(t)} \hat{w}_1(t) \\ \hat{w}'_3(t) &= \frac{1}{\hat{w}_{n+1}(t)} \hat{w}_2(t) \\ &\dots \\ \hat{w}'_{n+1}(t) &= \frac{1}{\hat{w}_{n+1}(t)} \hat{w}_n(t) \\ \hat{w}'_{n+1}(t) &= \frac{1}{\hat{w}_{n+1}(t)} \hat{w}_{n+2}(t) \\ &\dots \\ \hat{w}'_{n+m+1}(t) &= \frac{1}{\hat{w}_{n+1}(t)} \hat{w}_{n+m+1}(t) \end{aligned} \right. \quad (5.11)$$

5.4.3 Sinteza unui regulator neuro-adaptiv destinat conducerii generatorului sincron

Sinteza regulatorului neuro-adaptiv destinat conducerii procesului reprezentat de generatorul sincron conectat printr-o rețea de transmisie la un sistem energetic de putere, presupune ca punct de pornire modelul matematic al procesului, descris prin ecuația cu diferențe (4.74) (paragraful 4.1.4). O comparație între relațiile (4.74) și (5.2), conduce la următoarele valori particulare pentru ordinele polinoamelor $A(q^{-1})$ și $B(q^{-1})$: $n=4$, $m=3$. Pe baza acestor considerente, legea de comandă implementată de regulatorul neuronal (relația generală (5.9)) devine:

$$u(t) = \hat{w}'_1 y^*(t+1) + \hat{w}'_2 y(t) + \hat{w}'_3 y(t-1) + \hat{w}'_4 y(t-2) + \hat{w}'_5 y(t-3) + \hat{w}'_6 u(t-1) + \hat{w}'_7 u(t-2) + \hat{w}'_8 u(t-3) \quad (5.12)$$

sau, ținând cont de relațiile explicitate ale ponderilor regulatorului (5.11), particularizate la cazul considerat:

$$u(t) = \frac{1}{\hat{w}_5} [y^*(t+1) + \hat{w}_1 y(t) + \hat{w}_2 y(t-1) + \hat{w}_3 y(t-2) + \hat{w}_4 y(t-3) + \hat{w}_6 u(t-1) + \hat{w}_7 u(t-2) + \hat{w}_8 u(t-3)] \quad (5.13)$$

Ponderea (parametrul) \hat{w}_5 apare la numitorul legii de reglare. Variația lui în timp este deosebit de importantă pentru dinamica comenzii și implicit, pentru dinamica și performanțele întregului sistem de conducere adaptivă.

Analizând relația (5.4), care definește regula Widrow-Hoff de estimare a ponderilor modelului neuronal al procesului, se poate constata că singurul parametru de acordare a structurii de conducere este $\alpha \in (0...2)$. În plus, estimatorul Widrow-Hoff fiind un algoritm recursiv local convergent (după cum se va demonstra în paragraful următor), valoarea inițială a vectorului ponderilor $\hat{W}(0)$ necesară pentru startarea algoritmului de adaptare (estimare) prezintă o influență deosebită asupra performanțelor sistemului de conducere adaptivă.

Particularizând pentru procesul considerat, o forma de inițială convenabilă pentru vectorul ponderilor poate fi $\hat{W}(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \hat{w}_5(0) \ 0 \ 0 \ 0]^T$, unde $\hat{w}_5(0) \neq 0$. Valoarea ponderii inițiale $\hat{w}_5(0)$ influențează decisiv caracteristicile comenzii. Se pot face următoarele aprecieri (validate prin studiile de simulare din paragraful următor) asupra metodologiei de inițializare a ponderii \hat{w}_5 :

- o alegere a unei valori inițiale prea mari pentru \hat{w}_5 conduce la o comandă cu o dinamică lentă în timp, timpul de reglare al mărimii de ieșire putând atinge valori nepermis de mari.
- o alegere a unei valori inițiale prea mici pentru ponderea \hat{w}_5 , conduce la o creștere a dinamicii comenzii (deci și a variantei acesteia), aceasta putând prezenta valori maxime foarte mari care ar putea duce sistemul într-o zonă de instabilitate.

Așa cum recomandă și metodologia generală de antrenare a rețelelor neuronale, valorile inițiale (impuse) ale ponderilor utilizate pentru startarea procesului de învățare trebuie să fie relativ reduse, cuprinse într-un interval $[-1...1]$ [Ext94][Ner94][Pet96]. În cazul neuronului ADALINE care descrie modelul procesului, o alegere convenabilă a valorii inițiale a ponderii \hat{w}_5 este $\hat{w}_5(0) \in (0...1]$. Se recomandă o primă alegere $\hat{w}_5(0) = 1$, urmând ca pe baza unei analize a performanțelor răspunsului sistemului de reglare (în special a timpului de

reglare), valoarea lui $\hat{w}_5(0)$ să fie succesiv redusă (întregul proces de selecție realizându-se off-line).

Implementarea și simularea sistemului de conducere neuro-adaptivă s-a realizat în Simulink. Modelele Simulink ale structurii generale de conducere precum și ale subsistemelor componente sunt prezentate în figurile 5.25.a....5.25.d..

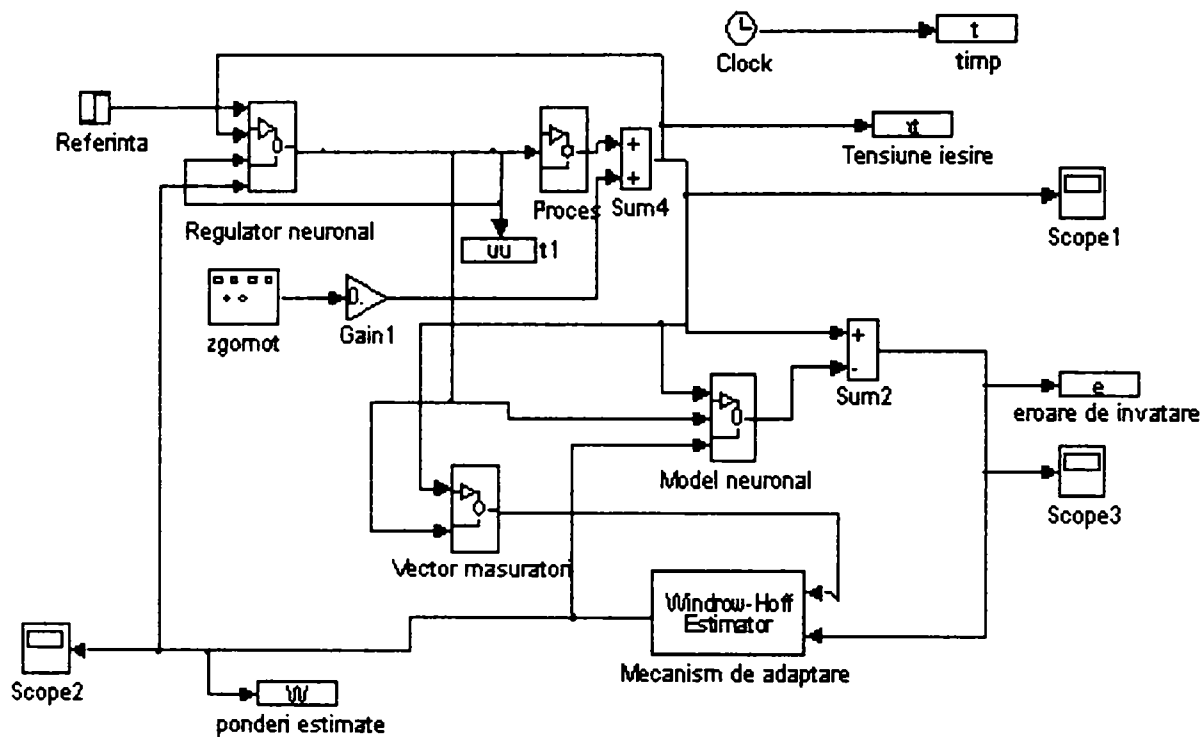


Fig.5.25 a. Modelul Simulink al sistemului de conducere neuro-adaptivă

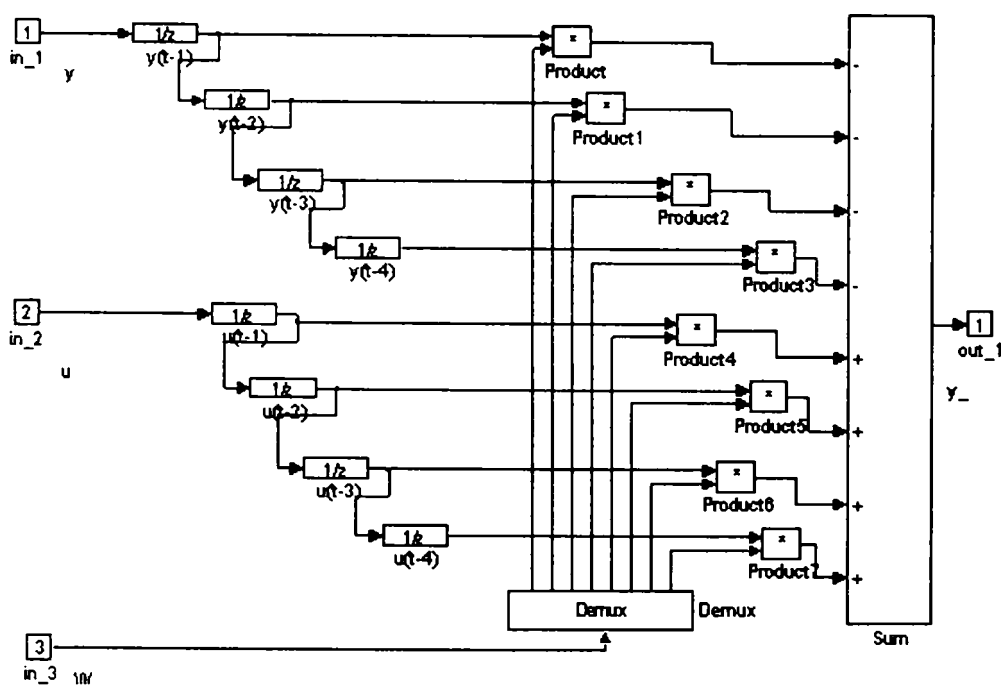


Fig.5.25 b. Modelul Simulink al subsistemului model neuronal al procesului

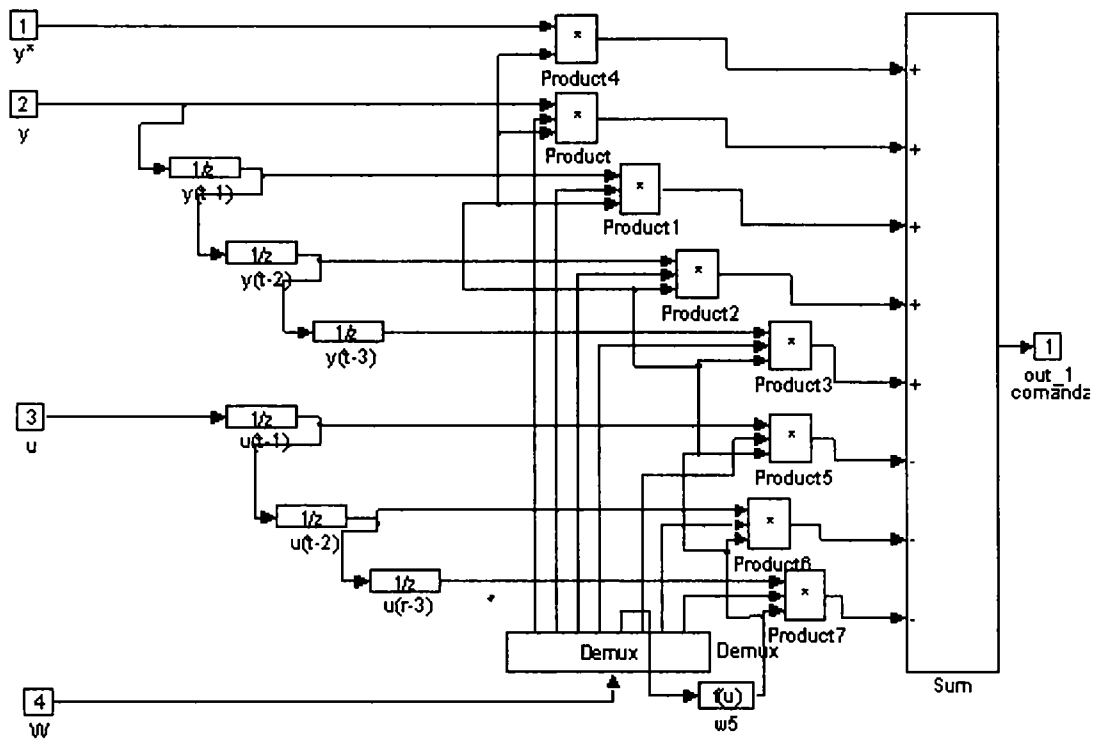


Fig.5.25 c. Modelul Simulink al subsistemului regulator neuronal

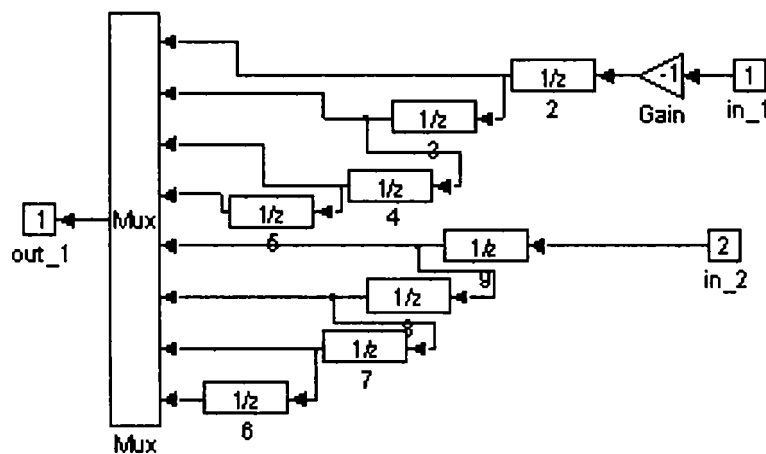


Fig.5.25 d. Modelul Simulink al subsistemului vector măsurători

5.4.4 Analiza convergenței algoritmului recursiv de estimare Widrow -Hoff

Considerând un vector al ponderilor W^* care asigură o învățare perfectă a dinamicii procesului, vectorul erorilor ponderilor poate fi definit astfel:

$$\Delta W(t) = \hat{W}(t) - W^* \tag{5.14}$$

În acest caz eroarea de învățare are expresia următoare:

$$e(t) = y(t) - \hat{y}(t) = X^T(t-1)W^* - X^T(t-1)\hat{W}(t-1) = -X^T(t-1)\Delta W(t-1) \tag{5.15}$$

Norma pătrată a unui vector al măsurătorilor $X(t)$, în spațiul euclidian, se definește ca fiind:

$$\|X(t)\|^2 = X(t)^T X(t) = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_{n+m+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{n+m+1} \end{bmatrix} = x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_{n+m+1}^2 \quad (5.16)$$

și identic, pentru un vector al ponderilor $\hat{W}(t)$::

$$\|\hat{W}(t)\|^2 = \hat{w}_1^2 + \hat{w}_2^2 + \dots + \hat{w}_{n+m+1}^2 \quad (5.17)$$

Dacă în ecuația (5.4) de definire a algoritmului recursiv se scade din ambii membrii W^* , rezulta:

$$\Delta W(t) = \Delta W(t-1) + \frac{\alpha X(t-1)}{\varepsilon + \|X(t-1)\|^2} X^T(t-1) \Delta W(t-1) \quad (5.18)$$

Trecând la normele vectorilor și ținând cont de relația (5.15) de calcul a erorii de învățare se obține:

$$\|\Delta W(t)\|^2 - \|\Delta W(t-1)\|^2 = \alpha \left[\frac{\alpha \|X(t-1)\|^2}{\varepsilon + \|X(t-1)\|^2} - 2 \right] \frac{e^2(t)}{\varepsilon + \|X(t-1)\|^2} \quad (5.19)$$

Deoarece $\alpha \in (0,2)$ și $\varepsilon > 0$ rezultă că:

$$\left[\frac{\alpha \|X(t-1)\|^2}{\varepsilon + \|X(t-1)\|^2} - 2 \right] < 0 \quad (5.20)$$

și deci $\|\Delta W(t)\|^2 - \|\Delta W(t-1)\|^2 < 0$, adică șirul funcție de timp $\|\Delta W(t)\|^2$ este mărginit și descrescător.

Fie $\Delta W(0) = \hat{W}(0) - W^*$ vectorul inițial al erorilor ponderilor. Astfel, relația (5.19) devine:

$$\|\Delta W(t)\|^2 = \|\Delta W(0)\|^2 - \sum_i^t \left\{ \alpha \left[\frac{\alpha \|X(t-1)\|^2}{\varepsilon + \|X(t-1)\|^2} - 2 \right] \frac{e^2(t)}{\varepsilon + \|X(t-1)\|^2} \right\} \quad (5.21)$$

Cum $\|\Delta W(t)\|^2$ este mărginit și descrescător, rezultă:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \sum_1^t \frac{e^2(t)}{\varepsilon + \|X(t-1)\|^2} < \infty \quad (5.22)$$

Presupunerea că sistemul este stabil conduce la concluzia implicită că șirul normă pătrată a vectorului măsurătorilor $\|X(t-1)\|^2$ este mărginit și deci:

$$\sum_1^t e^2(t) < \infty \quad (5.23)$$

De asemenea mărginirea limitei date de relația (5.22) implică:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{e^2(t)}{\varepsilon + X^T(t-1)X(t-1)} = 0 \quad (5.24)$$

ceea ce este echivalent cu:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (5.25)$$

adică estimatorul este convergent.

5.4.5. Studiu bazat pe teoria ecuațiilor diferențiale ordinare (EDO) asupra convergenței locale a algoritmului recursiv Widrow –Hoff

Teoria ecuațiilor diferențiale ordinare (EDO) constituie un puternic instrument de analiză a convergenței unui algoritm recursiv [Cal88][Ast89][Pet96]. Abordarea EDO constă în asocierea unei ecuații diferențiale ordinare algoritmului recursiv, proprietățile acestuia rezultând în urma studierii plajei soluțiilor posibile ale ecuației diferențiale ordinare.

Metodologia de abordare EDO are două etape:

- i) O primă etapă presupune realizarea unei “compresii” a orizontului de timp real, astfel încât comportamentul (convergent sau neconvergent) al unui algoritm recursiv poate fi analizat raportat la acest nou orizont redus de timp.
- ii) A doua etapă presupune translatarea tuturor elementelor variabile (funcții în timpul real) ale algoritmului recursiv în noul orizont “comprimat” de timp. În continuare sunt detaliate fiecare dintre cele două etape. Fie ecuația scalară cu diferențe deterministe:

$$x(t+1) = x(t) + \gamma(t+1)f(x(t)) \quad (5.26)$$

unde, funcția scalară pozitivă $\gamma(t)$ satisface condiția:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \gamma(t) = 0 \quad (5.27)$$

Dacă $f(x(t))$ este o funcție continuă iar $x(t)$ este mărginit (presupunere de stabilitate implicită), relația (5.27) implică că $x(t)$ și $f(x(t))$ variază lent pe un interval de timp t suficient de mare. Aceste presupuneri fac ca o ecuația de tipul:

$$x(t+s) = x(t) + \sum_{k=t+1}^{t+s} [\gamma(k) f(x(k-1))] \quad (5.28)$$

echivalentă cu ecuația (5.26), să poate fi rescrisă:

$$x(t+s) = x(t) + \left[\sum_{k=t+1}^{t+s} \gamma(k) \right] f(x(t)) \quad (5.29)$$

având în vedere faptul că, pentru $f(x(t))$ modificându-se lent pe intervalul de timp $[t, t+s]$, este valabilă aproximarea că funcția $f(x(t))$ este constantă pe acest interval (cu condiția ca s să nu fie prea mare).

Pasul următor constă în trecere la un orizont de timp ‘comprimat’, prin introducerea unei noi variabile timp continuă τ , definite ca: $\tau = \sum_{k=1}^t \gamma(k)$

De notat că noua variabilă de timp ‘comprimat’ τ , modelează comportamentul variabilei de timp real t .

Astfel, dacă $t \rightarrow \infty$ monoton, $\tau = \sum_{k=1}^t \gamma(k) \rightarrow \infty$ și $\tau \rightarrow 0$ dacă $t \rightarrow 0$.

Relațiile anterioare constituie o cerință ca secvența de câștig $\gamma(t)$ să nu convergă la zero prea rapid.

Trecerea la noul orizont de timp ‘comprimat’ (etapa 1) este completată și cu o operație de raportare a tuturor variabilelor la noua scară de timp:

$$x(\tau) = x(t)$$

$$\tau + \Delta\tau = \sum_{k=1}^{t+s} \gamma(k) \quad (5.30)$$

În noul orizont de timp, corespunzător unei scări temporale rescalate, ecuația cu diferențe (5.26) devine:

$$x(\tau + \Delta\tau) = x(\tau) + \Delta\tau f(x(\tau))$$

sau, echivalent:

$$\frac{d}{d\tau} x(\tau) = f(x(\tau)) \quad (5.31)$$

Comportamentul ecuației diferențiale ordinare (5.31) este similar cu comportamentul ecuației originale (5.26). Ecuația (5.31) reprezintă ecuația diferențială ordinară (EDO) asociată ecuației cu diferențe (5.26).

Deși secvența de ponderare a câștigului $\gamma(t)$ nu intervine în ecuația EDO, validitatea ecuației EDO asociată ecuației recurente depinde de câteva proprietăți ale acesteia:

- (a) $\lim_{t \rightarrow \infty} \gamma(t) = 0$
- (b) $\sum_t \gamma(t) = \infty$ (5.32)
- (c) $\sum_t \gamma^2(t) < \infty$

Condițiile (a), (b) și (c) sunt necesare dar nu și suficiente pentru o convergență globală. Dacă condiția (a) este îndeplinită, condiția (c) este necesară și suficientă pentru o convergență locală [Pet96][Cal88]. EDO reprezintă un puternic instrument de analiză a convergenței locale a unor ecuații recurente.

Pentru realizarea unui studiu al convergenței estimatorului neuronal considerat, în contextul teoriei EDO, relația recurentă Widrow-Hoff (5.4) poate fi echivalată cu o ecuație diferențială ordinară de forma (5.31):

$$\frac{d}{dt} \hat{W}(t) = f(\hat{W}(t)) \quad (5.33)$$

unde: t - variabila timp continuu, funcția $f = \frac{\alpha X(t-1)}{\varepsilon + \|X(t-1)\|^2}$ iar secvența de ponderare a câștigului $\gamma(t) = e(t)$ (deci tocmai eroarea de învățare).

O analiză a proprietăților secvenței $\gamma(t)$, deci practic a erorii de învățare $e(t)$, poate asigura verificarea unei eventuale convergențe a algoritmului recursiv.

Relațiile (5.25) și (5.23) asigură îndeplinirea proprietăților (a) și (c) (relațiile 5.32) pentru secvența de ponderare a câștigului. Conform celor deja menționate, cele două proprietăți ale lui $\gamma(t)$ ((a) și (c)) reprezintă condițiile necesare și suficiente pentru asigurarea convergenței locale a algoritmului Widrow-Hoff.

Proprietatea (b) nu este îndeplinită, ceea ce exclude o convergență globală a algoritmului. De altfel, acest lucru putea fi dedus și ținând cont de faptul că regula Widrow-Hoff se obține printr-o minimizare a gradientului. Față de cazul unui estimator de tip CMMP care asigură minimizarea unei sume a pătratelor erorilor, algoritmul de estimare convergând global spre o soluție indiferent de punctul inițial de pornire, estimatorul Widrow-Hoff asigură o minimizare unei erori pătratice instantanee, algoritmul corespunzător convergând spre o soluție locală, funcție de punctul de inițializare.

5.4.5 Studii de caz asupra comportării structurii de conducere neuro-adaptiva, pentru regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron

Pentru a se putea urmări cu ușurința multitudinea de teste efectuate precum și scopul declarat al fiecărui test, este prezentată inițial o sintetică enumerare tabelară a parametrilor de acordare a structurii de conducere neuro-adaptive (mai precis, a estimatorului neuronal) pentru fiecare studiu efectuat:

Tabel 5.1

Nr. crt. Test	α (factor de reducere)	$\hat{w}_5(0)$ (valoare inițială a ponderii \hat{w}_5)
a) Regim normal cu detalierea fazei de învățare		
	0.2	0.2
b) Încărcare/descărcare de putere activă		
b.1)	0.2	0.2
	0.1	
	0.05	
b.2)	0.1	1
		0.5
		0.11
c) Încărcare/descărcare de putere reactivă		
c.1)	0.2	0.15
	0.05	
c.2)	0.1	0.11
d) Cuplare/decuplare consumatori		
d.1)	0.1	0.11
d.2)	0.2	0.11
	0.1	
	0.05	
e) Comparativ pentru regulator de ordin 4 respectiv 2		
	0.1	0.11

Sunt realizate studii de caz care pun în evidență fie derularea procesul de învățare specific unei structuri neuro-adaptive fie comportarea și performanțele unui astfel de sistem de conducere pentru diverse regimuri de funcționare ale generatorului sincron.

Toate testele se efectuează în prezența unui zgomot stohastic de varianță $\sigma^2 = 10^{-8}$. După cum se poate observa și din tabelul 5.1, practic parametrii de acordare sunt: factorul de reducere α (lucru ușor de dedus din expresia algoritmului recursiv Widrow-Hoff) și respectiv valoarea inițială a ponderii $\hat{w}_5(0)$. Prin testele considerate s-au determinat valorile parametrului de acordare α , respectiv ale ponderii inițiale $\hat{w}_5(0)$, pentru care sistemul de conducere neuro-adaptivă asigură cele mai bune performanțe în diverse regimuri de funcționare ale GS.

a) Regim normal cu detalierea fazei de învățare

O primă analiză, considerând procesul cu parametrii necunoscuți, este axată pe punerea în evidență a câtorva aspecte legate de faza de învățare on-line, specifică oricărui sistem adaptiv conținând elemente neuronale. Sunt considerate două cazuri, ambele cu parametrul $\alpha = 0.2$ și ponderea inițială $\hat{w}_5(0) = 0.2$:

- cazul pornirii sistemului de conducere neuro-adaptivă la momentul $t=0$, cu o detaliere a fazei de învățare on-line (acordarea ponderilor) pentru cazul unui regim normal de funcționare al procesului (pentru o referință constantă);
- cazul funcționării structurii de conducere neuro-adaptivă ca sistem de urmărire (pentru o referință variabilă);

Figurile 5.26.a., respectiv 5.26.b. prezintă abaterea ieșirii respectiv mărimea de comandă, în etapa de conectare a regulatorului neuronal (închiderea buclei de conducere). Faza de învățare este surprinsă în figura 5.26.c., care prezintă evoluția în timp a ponderilor estimate on-line.

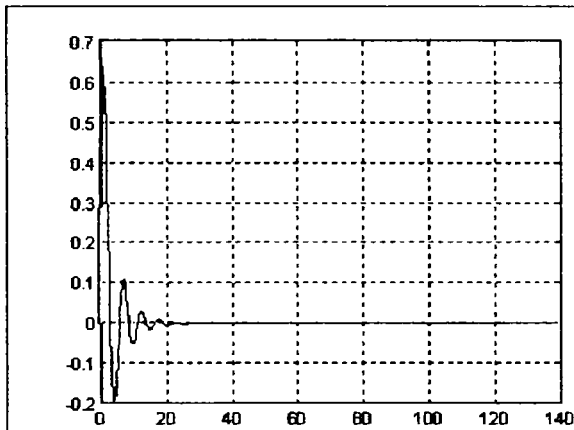


Fig. 5.26.a. Abaterea ieșirii procesului

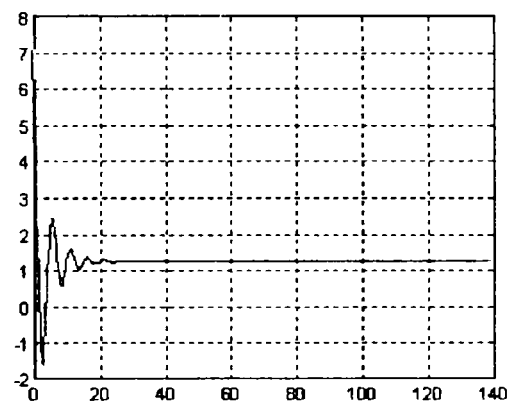


Fig. 5.26.b. Mărimea de comandă

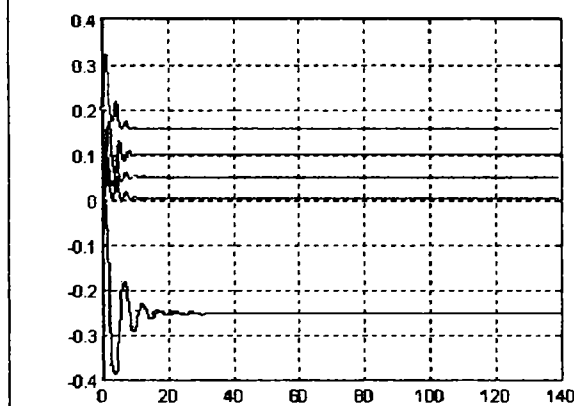


Fig. 5.26.c. Evoluția ponderilor estimate

Se poate observa că dinamica procesului este relativ rapid învățată chiar și în cazul necunoașterii parametrilor procesului (singura informație aprioric cunoscută fiind ordinea polinoamelor care intervin în ecuația discretă liniară care modelează procesul).

Rezultatele funcționării ca sistem de urmărire sunt prezentate în figurile 5.27.a., b. și c.. Se observă că efectul regimului tranzitoriu la pornire, datorat necunoașterii parametrilor procesului (deci implicit a necunoașterii dinamicii procesului), prezintă un suprareglaj și timp de amortizare mare. Perioada de timp aferentă acestui regim coincide cu intervalul de învățare a dinamicii procesului. Odată dinamica învățată, la modificări similare ale referinței, regimurile tranzitorii prezintă performanțe superioare (o scădere majoră a suprareglajului și a timpului de amortizare).

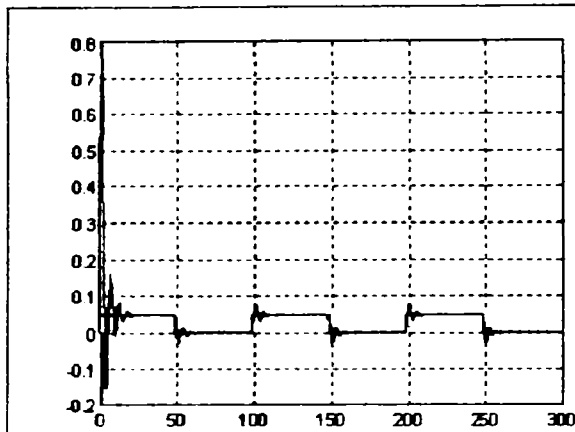


Fig. 5.27.a. Abateră ieșirii procesului

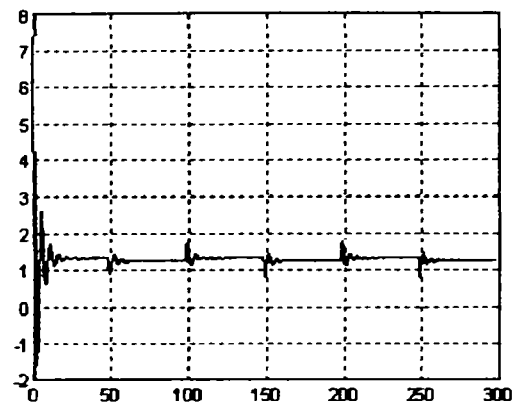


Fig. 5.27.b. Mărimea de comandă

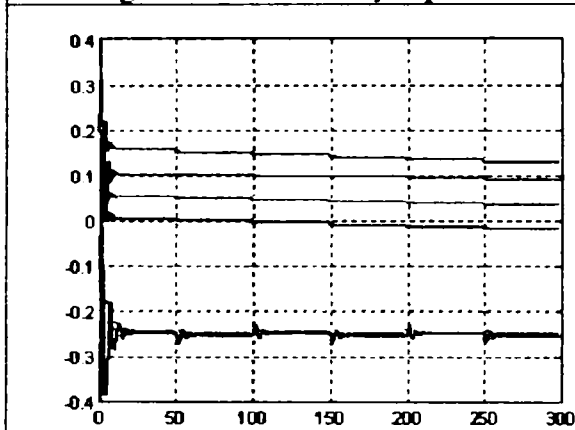


Fig. 5.27.c. Evoluția ponderilor estimate

Rezultatele obținute dovedesc o comportare performantă a structurii de conducere neuro-adaptivă, pentru o acordare și inițializare corespunzătoare a estimatorului neuronal. Handicapul necunoașterii parametrilor procesului este relativ ușor depășit. După derularea fazei de învățare a ponderilor, modelul neuronal al procesului reușește să aproximeze destul de bine dinamica reală a procesului.

b) Încărcare/descărcare de putere activă

Cuplul mecanic (considerat ca o mărime perturbatoare) înregistrează (la momentul de timp $t=10$) o abatere treaptă de 0.2 u.r.

Scopul testelor efectuate pentru o încărcare de putere activă (prin modificarea cuplului mecanic) constă în determinarea off-line a unei perechi de parametri de acordare α și $\hat{w}_s(0)$, care să asigure cele mai bune performanțe pentru sistemul de conducere considerat.

b1) Un prim set de teste (la o încărcare de putere activă) are drept obiectiv studiul influenței factorului de reducere α al estimatorului neuronal, startarea făcându-se cu o aceeași valoare inițială a ponderii $\hat{w}_s(0) = 0.2$.

Figurile 5.28.a...5.28.d. prezintă rezultatele obținute în cazul $\alpha = 0.2$. Este evidențiată și evoluția ponderilor estimate (fig.5.28.c.), modificarea valorică a acestora fiind foarte redusă la schimbarea punctului de funcționare. Din acest motiv s-a prezentat și un "zoom" asupra evoluției câtorva ponderi, pentru a se reliefa aspectul anterior menționat. Mărimea de comandă (fig. 5.28.b.) prezintă o varianță foarte redusă.

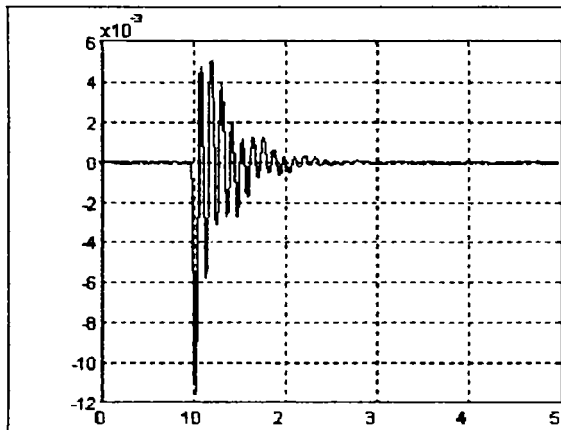
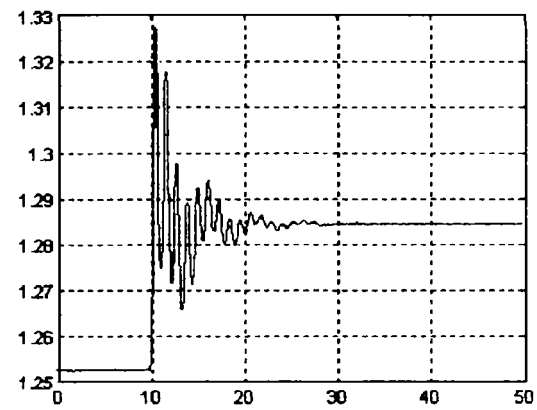
Fig. 5.28.a. Abaterea ieșirii procesului ($\alpha = 0.2$)

Fig. 5.28.b. Mărimea de comandă

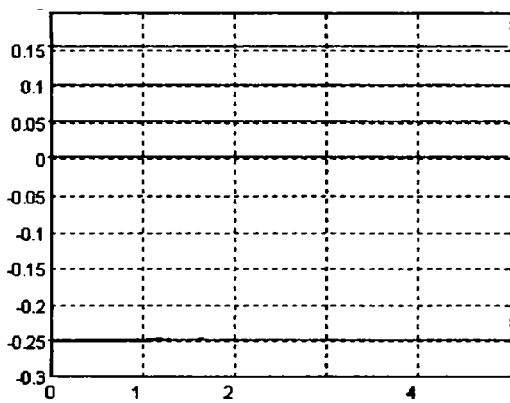


Fig. 5.28.c. Evoluția ponderilor estimate

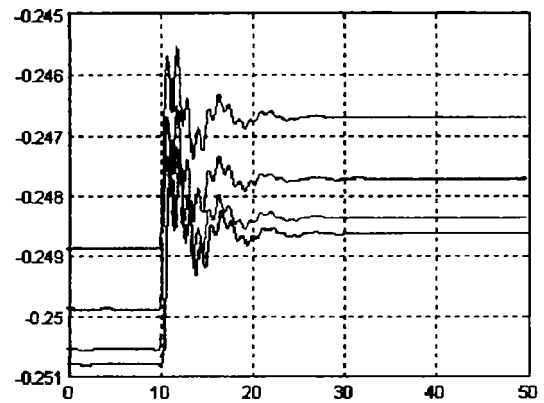
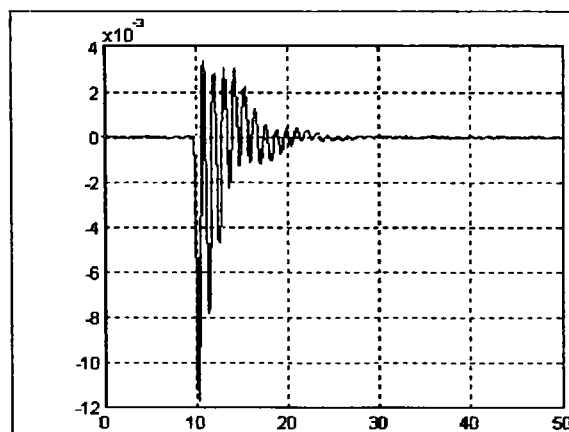
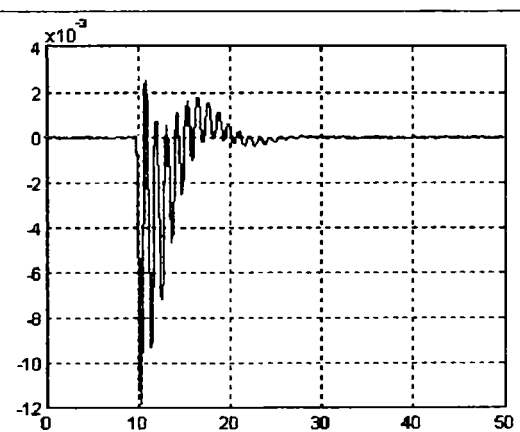


Fig. 5.28.d. Zoom pe evoluția ponderilor estimate

 $\hat{w}_1 \dots \hat{w}_4$

Figurile 5.29 și 5.30 prezintă abaterile ieșirii în cazurile în care factorul de reducere α ia valorile 0.1 respectiv 0.05. Compararea graficelor din figurile 5.28.a., 5.29 și 5.30 evidențiază o influență redusă (dar vizibilă) a lui α asupra răspunsului sistemului. Din punct de vedere al performanțelor ieșirii, acestea nu suferă modificări substanțiale. O creștere a valorii lui α conduce la rezultate mai slabe, ajungând până la intrarea în instabilitate a sistemului.

Fig. 5.29 Abaterea ieșirii procesului ($\alpha = 0.1$)Fig. 5.30 Abaterea ieșirii procesului ($\alpha = 0.05$)

b2) În continuare este studiată influența valorii de inițializare a ponderii $\hat{w}_5(0)$ (pentru o aceeași valoare a factorului de reducere $\alpha = 0.1$)

Analiza graficelor prezentate în figurile 5.31, 5.32 și 5.33 (a și b), evidențiază rolul decisiv al valorii ponderii inițiale $\hat{w}_5(0)$ asupra performanțelor ieșirii sistemului. Faptul că startarea estimatorului neuronal cu valori inițiale diferite conduce la evoluții semnificativ diferite ale ieșirii sistemului, validează proprietatea de convergență locală a acestuia.

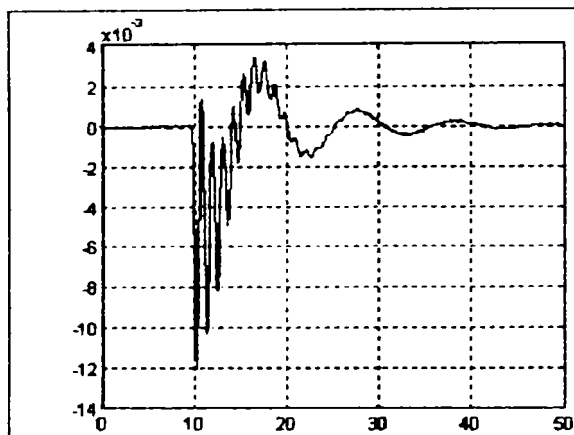


Fig. 5.31.a. Abaterea ieșirii procesului
($\hat{w}_5(0) = 1$)

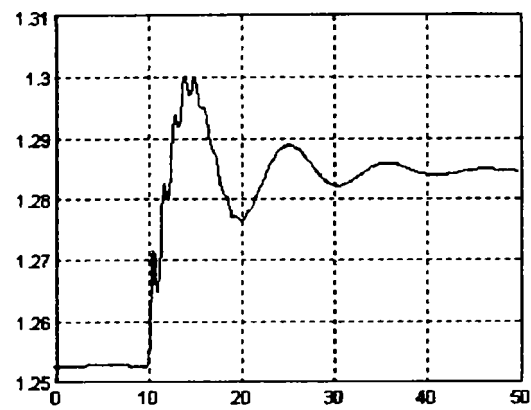


Fig. 5.31.b. Mărimea de comandă ($\hat{w}_5(0) = 1$)

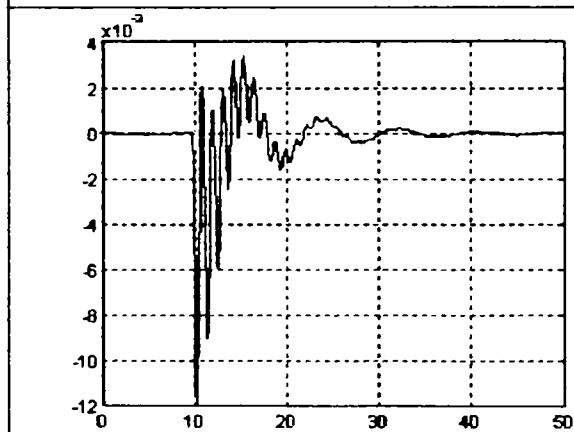


Fig. 5.32.a. Abaterea ieșirii procesului
($\hat{w}_5(0) = 0.5$)

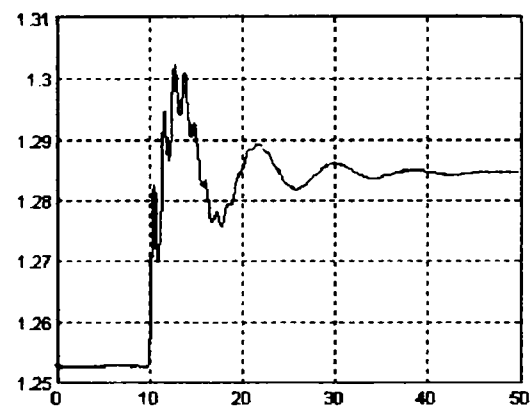


Fig. 5.32.b. Mărimea de comandă ($\hat{w}_5(0) = 0.5$)

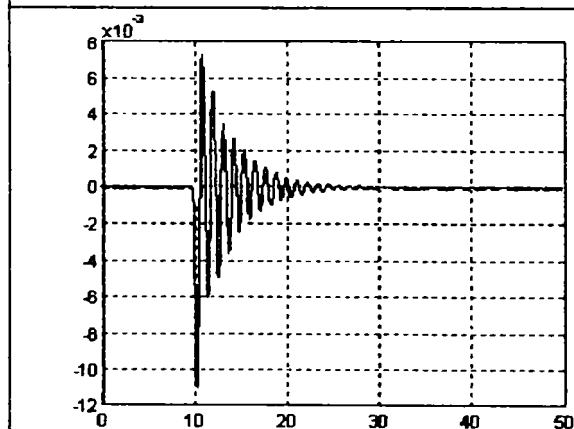


Fig. 5.33.a. Abaterea ieșirii procesului
($\hat{w}_5(0) = 0.11$)

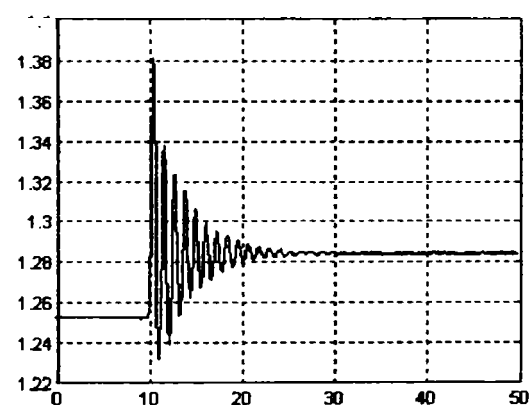


Fig. 5.33.b. Mărimea de comandă
($\hat{w}_5(0) = 0.11$)

Ecuția legii de comandă (relația 5.13) scoate în evidență rolul deosebit de important al ponderii estimate \hat{w}_5 (determinat de poziția sa la numitor). Graficele 5.31.b., 5.32.b. și 5.33.b. evidențiază o dinamică mult mai rapidă și de amplitudini mai mari a comenzii, odată cu scăderea valorii ponderii inițiale $\hat{w}_5(0)$. Totuși, o scădere prea accentuată a valorii inițiale

a ponderii $\hat{w}_5(0)$ conduce la o creștere a amplitudinii comenzii, care poate să scoată sistemul din zona de stabilitate. Performanțele cele mai bune s-au obținut pentru valorile parametrilor $\alpha = 0.1$ și $\hat{w}_5(0) = 0.11$.

Variația comenzii regulatorului neuro-adaptiv este mult mai redusă decât cea a comenzii unui regulator autoacordabil clasic (într-un regim similar), în condițiile unor performanțe comparabile ale ieșirilor reglate

c) Încărcare/descărcare de putere reactivă

Referința înregistrează la momentele de timp $t=10$ respectiv $t=40$ abateri treaptă de $+0.05$ u.r. respectiv -0.05 u.r. (figura 5.34.a.).

Scopul testelor efectuate pentru o încărcare/descărcare de putere reactivă (prin modificarea referinței) este de a determina (off-line) o pereche de parametri de acordare α și $\hat{w}_5(0)$, asigurând cele mai bune performanțe pentru sistemul de conducere, și în același timp verificarea faptului că o astfel de acordare asigură performanțe bune și în alte regimuri de funcționare.

c1) Ca și în regimul anterior de funcționare se realizează inițial un studiu al influenței factorului de reducere α al estimatorului neuronal, startarea făcându-se cu valoarea inițială a ponderii $\hat{w}_5(0) = 0.15$.

Sunt luate în considerare două situații: $\alpha = 0.2$ și respectiv $\alpha = 0.05$. O primă analiza a graficelor din figurile 5.34.c. și 5.34.d. arată că și într-un astfel de regim abaterile estimațiile ponderilor neuronale sunt reduse (la trecerea dintr-un punct de funcționare în altul).

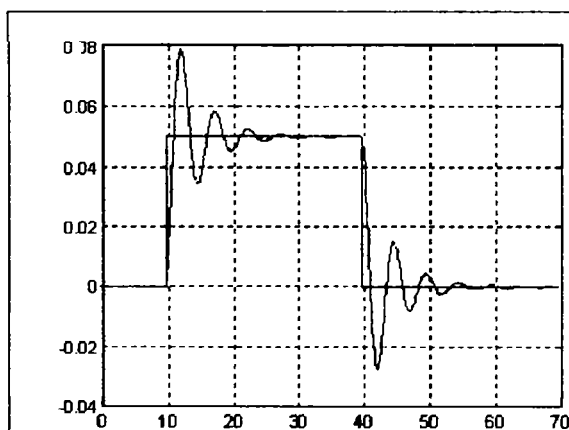


Fig. 5.34.a. Abaterea ieșirii procesului ($\alpha = 0.2$)

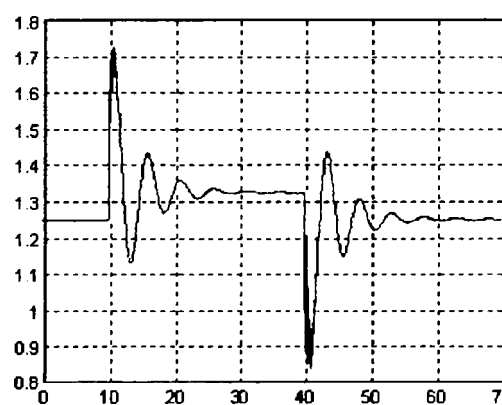


Fig. 5.34.b. Mărimea de comandă ($\alpha = 0.2$)

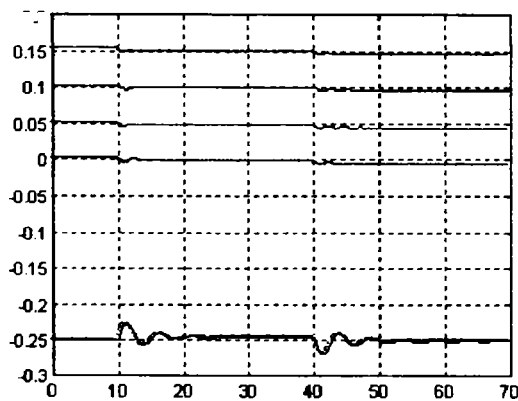


Fig. 5.34.c. Evoluția ponderilor estimate

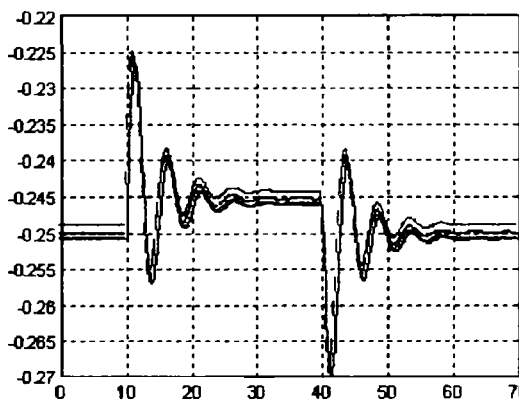
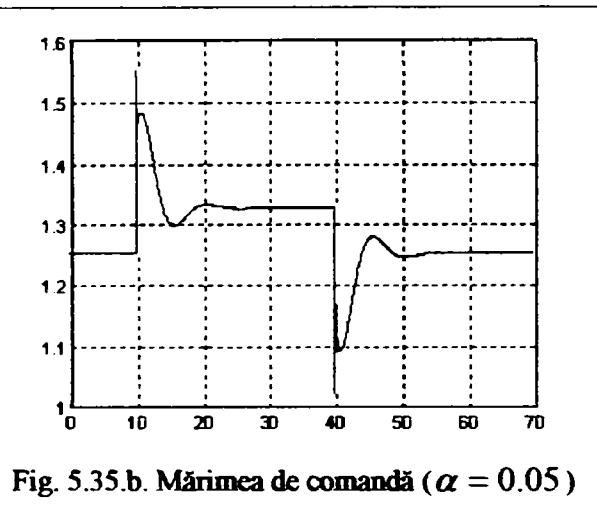
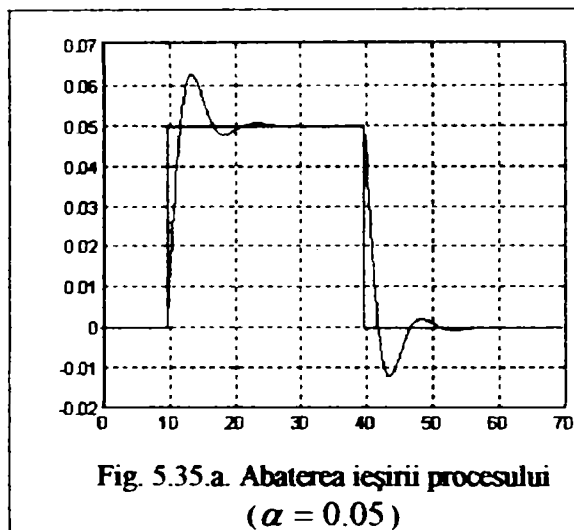


Fig. 5.34.d. Zoom pe evoluția ponderilor estimate $\hat{w}_1 \dots \hat{w}_4$

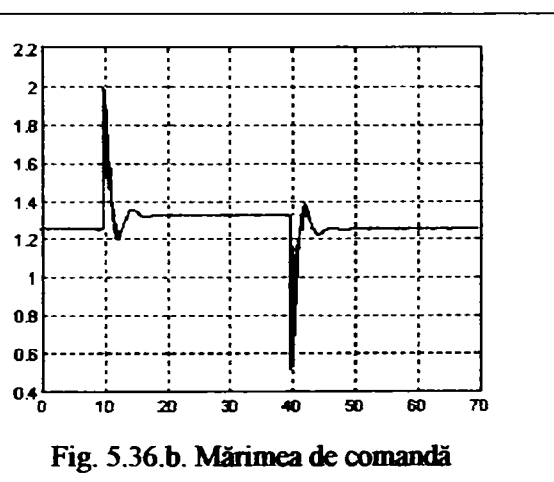
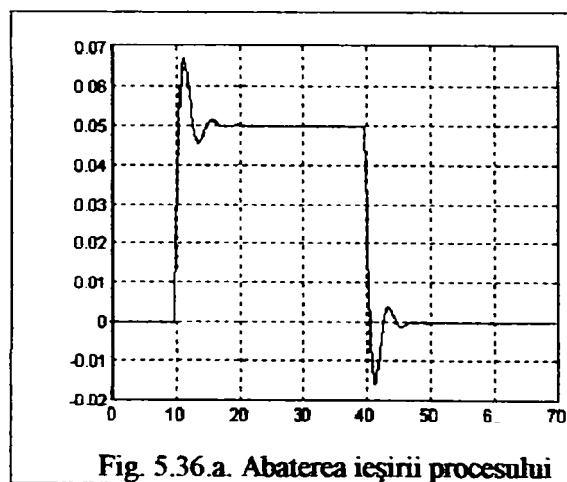
Compararea ieșirilor sistemului (fig.5.34.a. și 5.35.a.) arată că o scădere a valorii factorului α asigură o reducere a suprareglajului/subreglajului ieșirii conduse, simultan cu o reducere a duratei regimului tranzitoriu. Totuși performanțele ieșirii în acest caz sunt mai slabe decât în situația utilizării unei structuri de conducere autoacordabilă clasică. Comanda are o dinamică destul de slabă, ceea ce conduce la rezultate necorespunzătoare. Se impune o îmbunătățire a dinamicii comenzii, printr-o startare a estimatorului neuronal cu o valoare inițială mai mică pentru ponderea $\hat{w}_5(0)$. Testele efectuate au arătat însă că o startare a estimatorului neuronal cu o valoare mai mică a ponderii $\hat{w}_5(0)$, în condițiile în care și valoarea lui α este redusă, poate conduce la o instabilitate a sistemului.



c2) Pe baza tuturor observațiilor anterior menționate, o acordare care oferă performanțe bune este asigurată de alegerea: $\alpha = 0.1$ și $\hat{w}_5(0) = 0.11$.

Rezultatele grafice în acest caz sunt date în figurile 5.36.a. și 5.36.b.. Se poate remarca o scădere substanțială a timpului de reglare dar și o ușoară creștere a suprareglajului ieșirii.

O simplă comparare a acestor rezultate cu cele obținute (într-un regim similar) utilizând un regulator autoacordabil clasic (figurile 4.23.a. sau 4.24, paragraful 4.2.1.2.1.), arată clar performanțe mai slabe.



d) Cuplare/decuplare consumatori

Se consideră două cazuri de studiu: cuplarea unui consumator local rezistiv suplimentar la borne (creștere treaptă a conductanței G_l cu 0.1 u.r) și respectiv cuplarea unui

consumator local inductiv suplimentar la borne (creștere treaptă a susceptanței B_l cu 0.05 u.r).

Valorile parametrilor de acordare (respectiv inițializare) a estimatorului neuronal se consideră a fi cele determinate ca optime în regimurile anterior tratate: $\alpha = 0.1$ și $\hat{w}_5(0) = 0.11$.

d1) În cazul unei încărcări rezistive, rezultatele sunt prezentate în figurile 5.37.a.,b.,c..

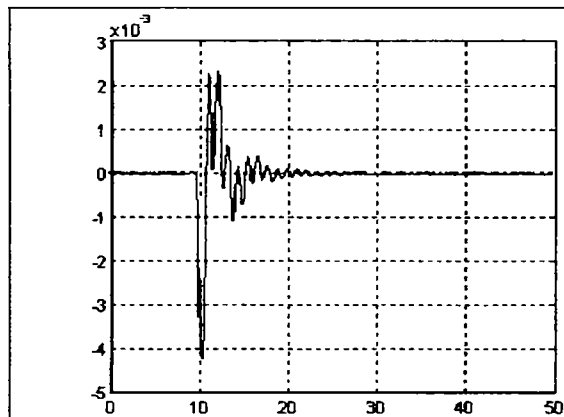


Fig. 5.37.a. Abaterea ieșirii procesului

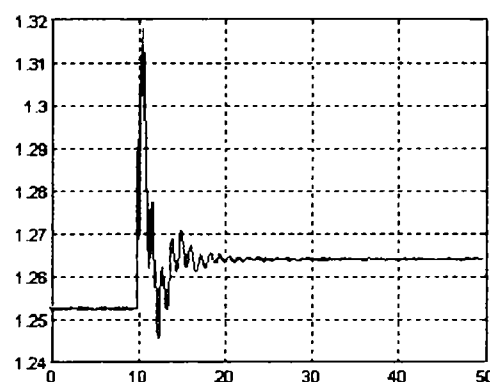


Fig. 5.37.b. Mărimea de comandă

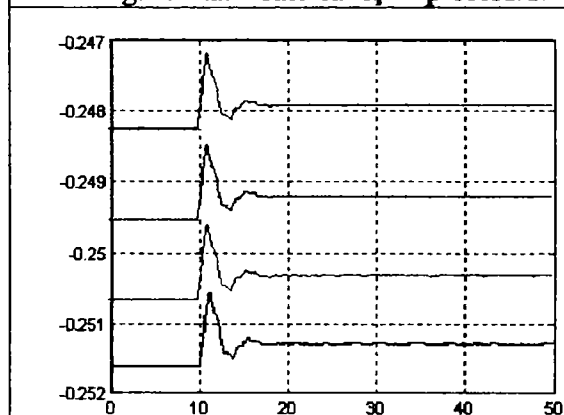


Fig. 5.37.c. Zoom pe evoluția ponderilor estimate

$\hat{w}_1 \dots \hat{w}_4$

O simplă comparație cu rezultatele testelor similare în care s-a utilizat o structură adaptivă clasică (fig. 4.33.b.,c., paragraful 4.2.1.2.1.) denotă performanțe superioare în acest caz: supreglaje/ subreglaje mai mici, durata a regimului tranzitoriu mai redusă, în condițiile unei comenzi de varianță foarte mult redusă.

În cazul unei încărcări inductive, rezultatele sunt prezentate în figurile 5.38.a.,b.. Aceleași aprecieri făcute în situația cuplării unui consumator rezistiv sunt valabile și în acest caz, concluzia globală fiind că, în astfel de regimuri structura neuro-adaptivă asigură performanțe superioare.

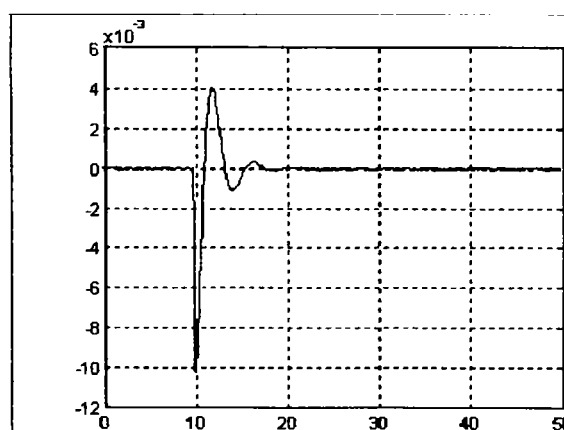


Fig. 5.38.a. Abaterea ieșirii procesului

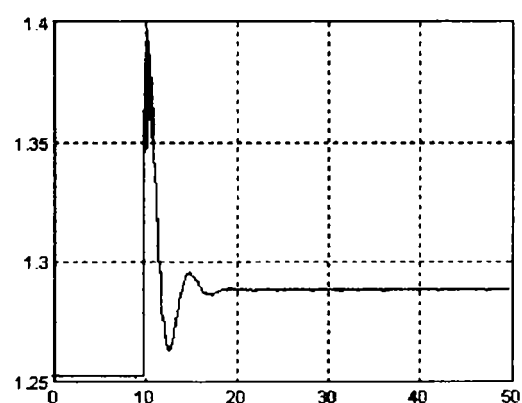


Fig. 5.38.b. Mărimea de comandă

d2) Un studiu comparativ efectuat pentru diverse valori ale factorului de reducere α (pentru o valoare inițială a ponderii $\hat{w}_5(0) = 0.11$), la o încărcare rezistivă similară cu cea din cazul anterior, conduce la rezultatele prezentate în figura 5.39.

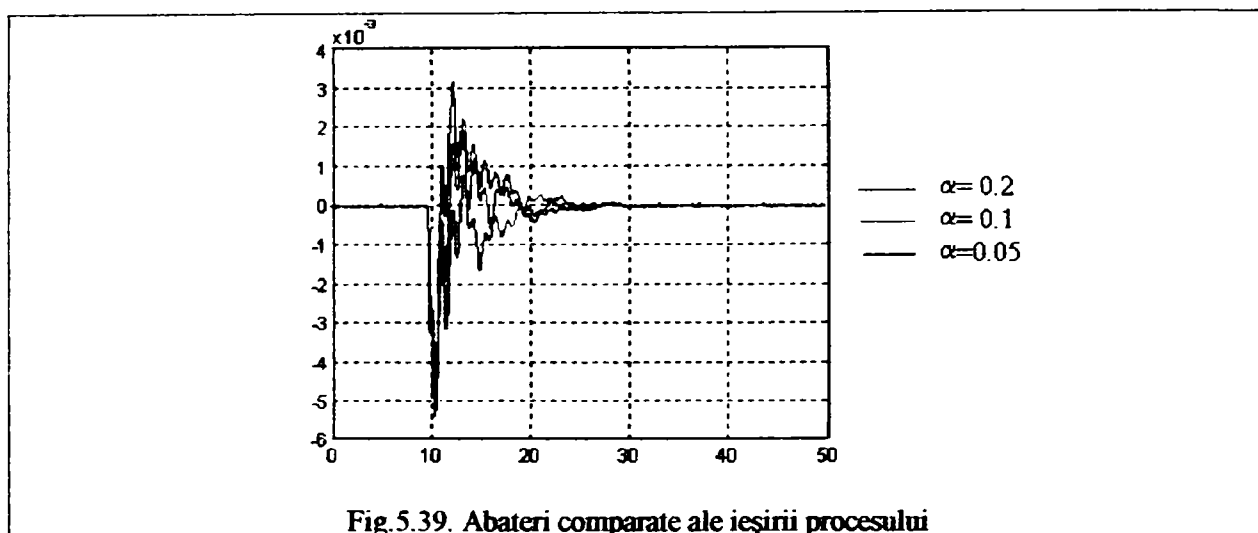


Fig.5.39. Abateri comparate ale ieșirii procesului

Figura 5.39 relevă faptul că, funcție de performanțele impuse ieșirii, pentru o valoare de inițializare a ponderii $\hat{w}_5(0)$ suficient de mică, parametrul α poate asigura o ajustare a indicatorilor de calitate ai mărimii reglate.

e) Studiu privind reducerea ordinului regulatorului neuronal

În sinteza structurii de conducere neuro-adaptivă s-a utilizat un model matematic liniarizat al procesului, având ordinul 4 (ecuația cu diferențe 4.74). Acest model reprezintă o aproximare a modelului matematic neliniar, complet, aferent procesului, fiind obținut prin reducerea ordinului de la 6 la 4, urmată de o liniarizare într-un punct de funcționare.

Structura și ordinul acestui model liniar au constituit informațiile apriorice necesare determinării structurii și deci a ordinului modelului matematic neuronal al procesului și implicit al regulatorului neuronal.

Studiul de față realizează o analiză asupra posibilității reducerii ordinului modelului neuronal care aproximează procesul printr-o învățare a dinamicii acestuia.

Se presupune că un model neuronal bazat pe un neuron ADALINE descris de:

- un vector redus al ponderilor: $\hat{W}(t) = [\hat{w}_1(t), \hat{w}_2(t), \hat{w}_3(t), \hat{w}_4(t)]^T$
- și respectiv de un vector redus al intrărilor (4 intrări):
 $X(t-1) = [-y(t-1), -y(t-2), u(t-1), u(t-2)]^T$,

poate învăța suficient de precis dinamica procesului, astfel încât structura acestuia să reprezinte o premiza pentru proiectarea unui regulator neuronal de ordin redus.

Pe baza acestei presupuneri, regulatorul neuronal aferent sistemului de conducere neuro-adaptivă va conține în structura sa un neuron ADALINE (tot cu 4 intrări), descris de

următorul vector al ponderilor: $\hat{W}'(t) = \frac{1}{\hat{w}_3(t)} [1, \hat{w}_1(t), \hat{w}_2(t), \hat{w}_4(t)]^T$.

În acest caz legea de comandă este de forma:

$$u(t) = \frac{1}{\hat{w}_3} [y^*(t+1) + \hat{w}_1 y(t) + \hat{w}_2 y(t-1) + \hat{w}_4 u(t-1)] \quad (5.34)$$

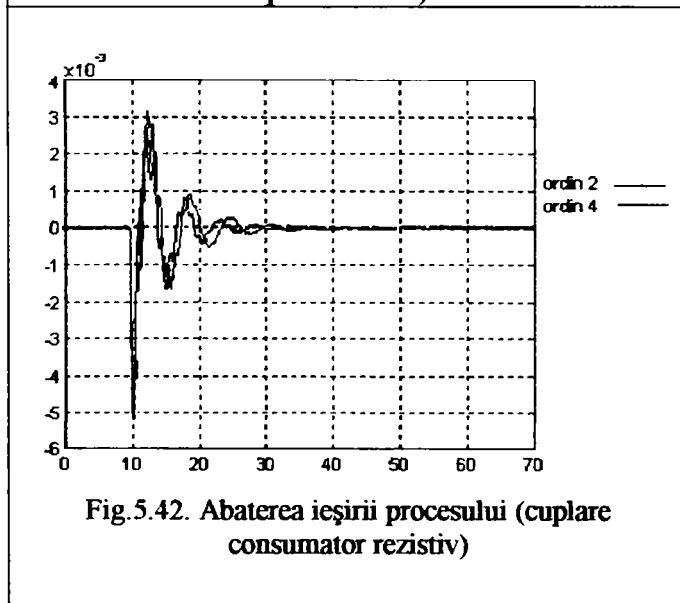
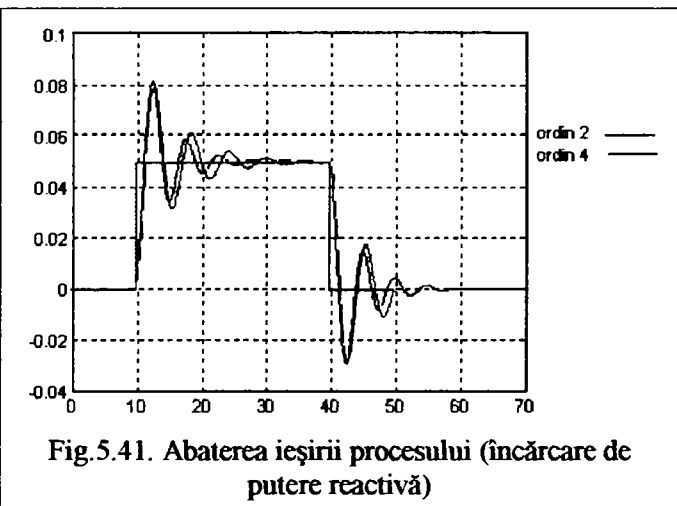
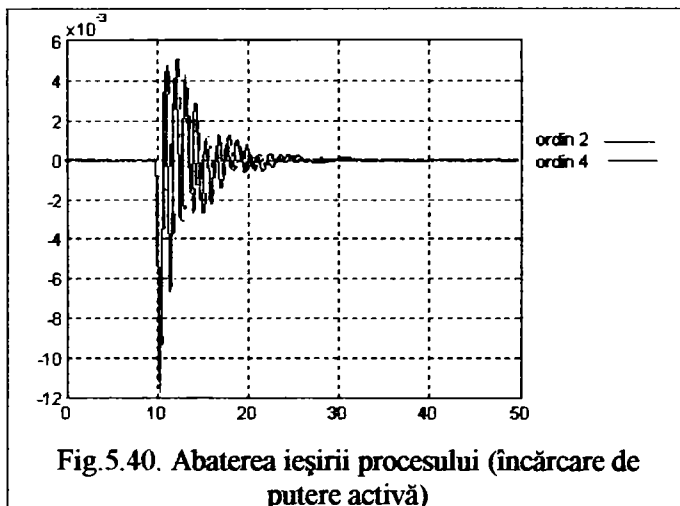
Observație: Presupunerea anterioară este echivalentă cu considerarea următoarelor valori pentru ordinele polinoamelor care intervin în ecuația cu diferențe (4.74) a modelului redus, liniarizat, al procesului: $n=2$, $m=1$.

Testele comparative de simulare efectuate pentru cele două cazuri de regulator au considerat următoarele valori pentru parametrii de acordare (respectiv inițializare):

- pentru regulatorul de ordinul 4 :
$$\begin{cases} \alpha = 0.1 \\ w_5(0) = 0.11 \end{cases}$$

- pentru regulatorul de ordinul 2 :
$$\begin{cases} \alpha = 0.1 \\ w_3(0) = 0.11 \end{cases}$$

Rezultate (pentru cele trei regimuri analizate) sunt prezentate în figurile 5.40, 5.41 și 5.42 (pentru aceleași abateri valorice ale mărimilor de intrare – perturbații sau referința-).



A al a la l a a performanțele obținute cu un regulator de ordin redus (ordin 2) sunt apropiate de cele obținute folosind un regulator de ordin 4. Totuși, o reducere la 1 a ordinul regulatorului nu mai oferă performanțe satisfăcătoare, și de asemenea creșterea peste 4 a ordinului nu aduce o îmbunătățire sesibilă a calității reglării. Concluzia care se poate desprinde este aceea că, dinamica procesului real, -eli-ia-, -oate fi s---ri-să -hia- de -odele de ordin mai mic. Acest lucru conduce chiar la o posibilă scădere a ordinului regulatorului neuro-adaptiv utilizat

în structura de conducere. Ținând cont de aspectele menționate anterior, se poate realiza o analogie între problemele etapei de proiectare a unei structuri neuro-adaptive bazată pe neuroni ADALINE și respectiv pe rețele neuronale recurente. Astfel, creșterea/scăderea ordinului regulatorului neuro-adaptiv (ADALINE) este echivalentă cu o creștere/scădere a

numărului de neuroni de pe straturile ascunse ale unei rețele recurente (McCulloch-Pitts), putând să apară probleme similare de supradimensionare/ subdimensionare a rețelei.

5.5 Concluzii

În capitolul de față s-au abordat o serie de aspecte legate de utilizarea rețelelor neuronale în rezolvarea unor probleme aferente domeniului identificării și conducerii proceselor.

Rețelele neuronale recurente considerate, având la bază o arhitectură feedforward, s-au dovedit a fi viabile pentru rezolvarea unor probleme legate de identificarea respectiv conducerea proceselor. O rețea neuronală parțial recurentă a fost utilizată pentru identificarea atât a unui model direct cât și a unui model invers al procesului studiat, acesta din urmă fiind folosit ca regulator în cadrul unui sistem de conducere. S-au făcut referiri corespunzătoare asupra limitărilor impuse de o identificare neuronală, asupra domeniului de valabilitate al unui asemenea model neuronal identificat și asupra problematicei utilizării lor în conducerea proceselor.

S-a propus (și validat prin simulare) o structură neuronală de conducere a proceselor, bazată pe o rețea neuronală recurentă (utilizată ca regulator) dotată cu un mecanism suplimentar de ajustare a unui parametru de tip *bias*, în vederea unei rejecții cât mai eficiente a efectului unor eventuale perturbații. Performanțele acestora s-au dovedit însă mai slabe decât cele oferite de o structură de conducere adaptivă clasică.

Studiile de caz au vizat aceeași aplicație (GS conectat la un SEP). S-au considerat trei regimuri specifice de funcționare ale GS: încărcare de putere activă, încărcare/descărcare de putere reactivă, cuplare de consumatori locali. Rezultatele obținute au evidențiat o bună comportare a structurii de conducere adaptivă, bazată pe o arhitectură neuronală realizată cu neuroni de tip ADALINE.

Au fost evidențiate aspecte teoretice (mai puțin tratate în literatura de specialitate), legate de problematica proiectării și implementării regulatorului neuronal construit pe o structură ADALINE, propunându-se soluții de rezolvare a lor. În acest sens, s-a demonstrat rolul esențial al valorii de inițializare a ponderii $\hat{w}_{n+1}(0)$ (vezi relația (5.10)) pentru obținerea unei dinamici cât mai adecvate a mărimii de comandă furnizată la ieșirea regulatorului. De asemenea a fost realizată o analiză asupra convergenței algoritmului recursiv de învățare (estimare) Widrow-Hoff, demonstrându-se (pe baza teoriei EDO) convergența locală a algoritmului recursiv.

Ultimele teste (e)) au pus baza unei metodologii de identificare off-line a unui ordin minimal al unui model matematic care să descrie suficient de bine dinamica (într-un punct de funcționare) a unui proces neliniar (cu parametrii necunoscuți).

Compararea cu rezultatele obținute în cazul unor structuri de conducere autoacordabile convenționale, conduce la validarea posibilității de utilizare a unei astfel de structuri de conducere neuro-adaptivă pentru comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone. Practic, performanțele structurii de conducere neuro-adaptivă sunt foarte apropiate de cele ale unei structuri adaptive convenționale, pe fondul unei metodologii de proiectare și implementare mai simple și în special, a unei substanțiale diminuări a efortului de calcul a estimațiilor ponderilor neuronale.

CAPITOLUL VI

DEZVOLTAREA UNOR STRUCTURI DE CONDUCERE BAZATE PE LOGICA FUZZY

6.1 Preliminarii

Bazele teoretice ale logicii fuzzy (cunoscută și sub denumirea de teoria mulțimilor vagi) au fost puse în 1965 de către Lotfi A. Zadeh, profesor la Universitatea Berkeley (California), printr-o lucrare care în prima fază părea doar un simplu amuzament matematic [Zad65]. Anii '70 marchează începutul dezvoltării tehnicii de calcul, creându-se premisele primelor aplicații practice ale teoriei nou apărute. Primele realizări în domeniul reglajului fuzzy îi sunt atribuite lui E.H.Mamdani (1976) [Mam76]. Începând din 1985, în Japonia, logica fuzzy începe să fie folosită tot mai des pentru rezolvarea unor probleme specifice automatizărilor industriale. Pe continentul european cercetările în vederea aplicării în practică a principiilor fuzzy au demarat mai târziu (anii '90) comparativ cu Japonia și SUA. În prezent are loc un adevărat "fuzzy boom" în domeniul aplicațiilor de conducere fuzzy (începând cu industria grea până la simple aparate electrocasnice).

Logica fuzzy oferă o perspectivă diferită de tratare a problemelor de reglare față de metodele clasice. Astfel, în cazul reglării fuzzy algoritmi de reglare convenționali (legi de reglare exprimate prin relații matematice precise) sunt înlocuiți printr-o serie de reguli lingvistice de forma:

DACĂ (premiza) ATUNCI (concluzie)

unde, în cazul unei conduceri de proces, "premiza" reprezintă o observație asupra unei mărimi reglate sau în legătură directă cu mărimea reglată iar "concluzia" este comanda corespunzătoare dată de regulatorul automat.

Spre deosebire de logica binară care lucrează cu variabile 0 și 1, logica fuzzy permite tratarea variabilelor vagi ale căror valori pot varia continuu în intervalul [0,1], realizând practic o cuantizare probabilistică a măsurii de certitudine sau incertitudine în producerea unui anumit eveniment [Zad65][Zim85][Zad88][Lyg97].

Domeniile de aplicabilitate ale conducerii fuzzy sunt foarte variate. În general, alegerea unei strategii de conducere fuzzy se face în situația în care procesul condus este greu modelabil matematic, situație deseori întâlnită la instalațiile energetice. Necunoașterea modelului matematic al procesului condus (situație în care se poate aplica o strategie de conducere clasică) este compensată de cunoașterea foarte bună a comportării procesului de către un așa zis "expert uman". Experiența acestuia este decisivă pentru obținerea unor informații asupra procesului, necesare proiectării și acordării regulatorului fuzzy (RG-F).

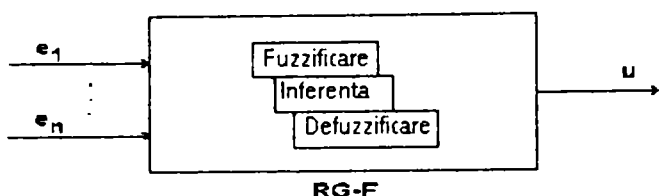


Fig. 6.1 Etape de implementare

Implementarea unui regulator fuzzy implică în principal trei etape (fig.6.1):

1. fuzzificarea informației ;
2. inferența;
3. defuzzyficarea ;

Fuzzificarea informației constă în atribuirea unor valori fuzzy mărimilor de intrare respectiv de ieșire în/din regulator. Aceste mărimi sunt anterior stabilite funcție de tipul

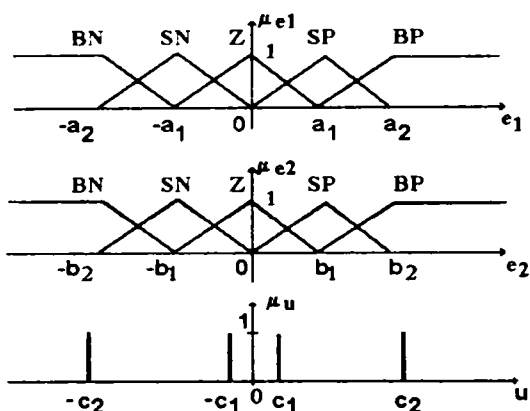


Fig. 6.2 Funcții de apartenență

regulatorului fuzzy ales spre a fi implementat (de exemplu - regulator fuzzy PI (RG-F PI), pe o asemenea structură făcându-se detalii în continuare) și de asemenea sunt precizate domeniile (plajele) valorice ale mărimilor de intrare și de ieșire. Fiecărei mărimi (de intrare sau ieșire) i se atașează un set de termeni lingvistici, un astfel de termen din set descriind un interval de variație al unei mărimi.

Operația de fuzzyficare se finalizează prin definirea unor funcții de apartenență specifice, având diverse aluri, pentru fiecare mărime [Pre95].

Un astfel de set, de exemplu, poate cuprinde următorii termeni lingvistici: {BN, SN, Z, SP, BP} care simbolizează următoarea cuantizare a unei mărimi: {mare-negativ, mic-negativ, zero, mic-pozitiv, mare-pozitiv} ({big-negative, small-negative etc.}), iar un exemplu de funcții de apartenență atașate este dat în figura 6.2. Se poate observa că funcțiile prezentate au aspect triunghiular respectiv trapezoidal la extremități în primele două cazuri, iar în al treilea caz sunt de tip singleton. Cazul prezentat în figura 6.2 corespunde unui regulator fuzzy cu două intrări și o ieșire. La un regulator fuzzy de tip PI intrările sunt eroarea și variația (derivata) erorii. Numărul de termeni lingvistici ai unui set atașat unei mărimi este în general impar (3, 5, 7), experiența arătând că o creștere a acestui număr este nejustificată, neaducând o îmbunătățire substanțială a performanțelor regulatorului.

u		e1				
		BN	SN	Z	SP	BP
e2	BN	BN	BN	BN	SN	Z
	SN	BN	BN	SN	Z	SP
	Z	BN	SN	Z	SP	BP
	SP	SN	Z	SP	BP	BP
	BP	Z	SP	BP	BP	BP

Fig.6.3 Tabelă de decizie (inferență)

Strategia de conducere are ca element esențial metoda de **inferență** adoptată. Inferența leagă mărimile de intrare măsurate (variabile de intrare fuzzy, exprimate lingvistic) de mărimea de ieșire (exprimată lingvistic). Operația de inferență se realizează pe baza unei table de inferență sau tabelă de decizie care descrie practic regulile lingvistice adoptate. În figura 6.3 este prezentată o tabelă de decizie (inferență) de tip McVicar-Whelan [Pre97].

O astfel de tabelă (corespunzătoare pentru 5 termeni lingvistici) implică un număr de 25 de reguli lingvistice. Pe baza acestei table se pot deduce cu ușurință regulile lingvistice. De exemplu (pentru 'e1' -eroarea, 'e2' - derivata erorii):

DACĂ e_1 (eroare) este mare-negativ (BN) și e_2 (derivata) este mare-negativ (BN)
ATUNCI u (comanda) este mare-negativ (BN)

Există mai multe metode de realizare a operației de inferență: MAX-MIN, MAX-PROD, SUM-PROD. Exemplul prezentat în figura 6.4 folosește o inferență de tip Mamdani MAX-MIN [Zim85]. Din figura 6.4, se poate observa că (pentru un RG-F PI), la un moment dat (pentru o anumită valoare a erorii respectiv a derivatei acesteia), sunt active patru reguli lingvistice. Pentru fiecare dintre cele 4 reguli active trebuie determinată o funcție de apartenență rezultantă. Denumirea metodei de inferență vine de la faptul că SAU-ul care leagă regulile active se realizează printr-o operație de MAXIM iar premiza ATUNCI este realizată printr-o operație de MINIM.

Pentru exemplul din figura 6.4 rezultatele oferite de operația de inferență sunt parametrii $m_1 \dots m_4$ ($m_1 = \min(r_1, d_1)$ etc.). Aceste valori sunt utilizate în continuare în ultima operație - defuzzyficare - pentru obținerea unei valori concrete de comandă.

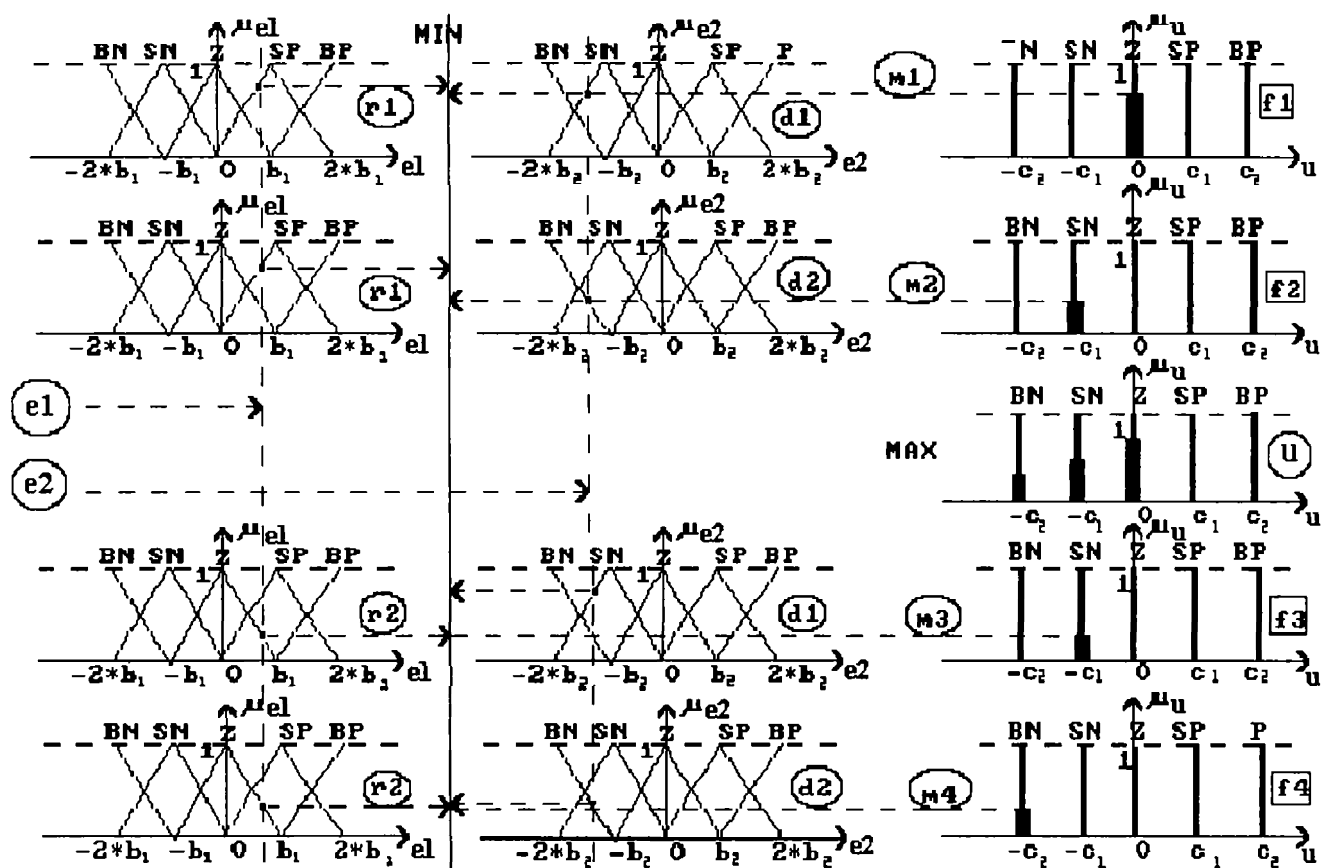


Fig. 6.4 Inferență cu patru reguli active

Defuzzyficarea este operația care are drept scop determinarea unei valori ferme a comenzii regulatorului, pe baza mulțimii de valori fuzzy obținute în urma inferenței. Există mai multe metode de defuzzyficare: metoda centrului de greutate, metoda centrului sumelor, metoda maximului, metoda centrului de greutate aplicată la singletonuri [Sug83][Bro94] etc.

Relația (6.1) exprimă practic comanda obținută prin defuzzyficare pentru exemplul considerat (fig.6.4), utilizând metoda centrului de greutate pentru singletonuri (derivată din metoda centrului de greutate adaptată pentru ieșire de tip singleton).

$$u = \frac{\sum_{i=1}^4 m_i f_i}{\sum_{i=1}^4 m_i} \quad (6.1)$$

Această metodă va fi utilizată în toate dezvoltările și implementările de regulatoare fuzzy realizate în cadrul acestui capitol.

Pe lângă regulatorul fuzzy propriu-zis, ale cărui sarcini și modul lor de rezolvare (în concordanță cu metodele alese în faza de proiectare) au fost prezentate anterior, unui astfel de nucleu fuzzy neliniar (în general multivariabil) și fără dinamică, i se pot atașa (de regulă) și elemente de reglare clasice care conferă acestuia o dinamică. Numărul și modul de alegere al mărimilor de intrare precum și atașarea unor elemente clasice cu dinamică (pe intrări și/sau pe ieșire) conferă unui astfel de sistem de conducere cu regulator fuzzy o îmbunătățire substanțială a performanțelor. Rezultă astfel o plajă foarte largă de tipuri de RG-F (structuri de reglare fuzzy) cu dinamică. Utilizarea suplimentară a unor componente cu dinamică (integratoare, derivatoare) face ca în denumirea acestor regulatoare să apară și prefixul 'cvasi'. Spre exemplu: regulator fuzzy de tip cvasi P (proporțional), regulator fuzzy de tip cvasi PI (proporțional-integrator), regulator fuzzy de tip cvasi PD (proporțional-derivativ), regulator fuzzy de tip cvasi PID (proporțional-integrator-derivativ). În continuare se renunță la evidențierea acestui prefix, dar ori de câte ori se va vorbi de un regulator fuzzy cu dinamică, se va ține cont de aspectul mai sus prezentat [Pre95].

6.2 Structuri de conducere bazate pe regulatoare fuzzy PI și PID

Două tipuri de regulatoare fuzzy sunt studiate în continuare – PI și PID -, acestea fiind utilizate în toate implementările și studiile de caz ulterioare (cu aplicație la comanda unui generator sincron) [Jih93][Vol97][Pre97][Wei98].

a) Regulator fuzzy PI

Un regulator fuzzy PI (în variantă standard) are două mărimi de intrare (una dintre ele fiind obligatoriu eroarea) și o mărime de ieșire (comanda). Componenta integratoare poate fi introdusă în două moduri:

- fie pe ieșirea regulatorului, rezultând un regulator fuzzy PI cu integrare pe ieșire (în acest caz a doua mărime de intrare în regulator fiind derivata erorii);
- fie pe a doua intrare a regulatorului (prima fiind eroarea), rezultând un regulator cu integrare pe intrare.

Doar prima structură face obiectul studiului de față. Aplicarea componentei integratoare la ieșirea nucleului fuzzy conferă structurii de comandă noi proprietăți. Practic regulatorul fuzzy nu mai furnizează o comandă efectivă la un pas de lucru, ci un increment al comenzii, care permanent se însumează algebric cu comanda efectivă anterioară. O tabelă de inferență care se poate utiliza este cea deja prezentată în figura 6.3. Pe baza acestei tabele, în conformitate cu cele menționate, se poate observa că:

DACĂ eroarea este zero ȘI derivata erorii este zero ATUNCI incrementul comenzii este zero

Ieșirea nucleului fuzzy al regulatorului dată sub forma unui *increment al comenzii* este justificată și prin faptul că, evident într-un regim staționar al procesului, comanda este constantă (și nu nulă), rezultând un increment al comenzii nul.

Structura informațională a unui astfel de regulator fuzzy PI este prezentată în figura 6.5, unde: w -referință, y -mărimea reglată, e - eroarea de reglare, $d1e$ – derivata erorii, u -comanda efectivă, Δu -incrementul comenzii.

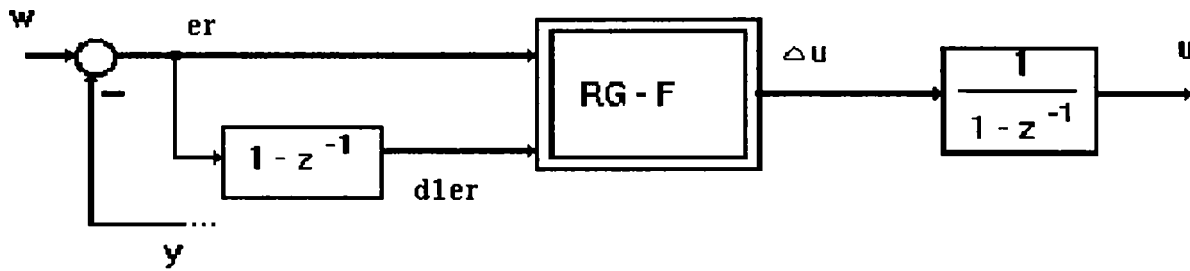


Fig. 6.5 Structura informațională a unui regulator fuzzy PI cu integrare pe ieșire

Forma funcțiilor de apartenență este cea dată deja în figura 6.2 (triunghiulare respectiv trapezoidale la extremități – pentru intrări, singletonuri – pentru ieșire), cu particularizările următoare: mărimea de intrare ‘e1’ este eroarea (‘er’), mărime de intrare ‘e2’ este variația erorii, deci derivata (de ordinul 1) a erorii (‘d1er’).

În cadrul implementării realizate s-au considerat trei parametrii a, b, c determinând alura funcțiilor de apartenență și realizând următoarea particularizare a valorilor parametrilor generali din figura 6.2:

$$\begin{cases} a_1 = a, & a_2 = 2a \\ b_1 = b, & b_2 = 2b \\ c_1 = c, & c_2 = 2c \end{cases} \quad (6.2)$$

Implementarea și simularea unui sistem de conducere cu regulator fuzzy PI (cu integrare pe ieșire) s-a realizat în Matlab with Simulink (fig. 6.6). Inferența utilizată este de tip MAX-MIN (cu tabela de decizie prezentată în figura 6.3). Defuzzyficarea se face prin metoda centrului de greutate pentru singletonuri.

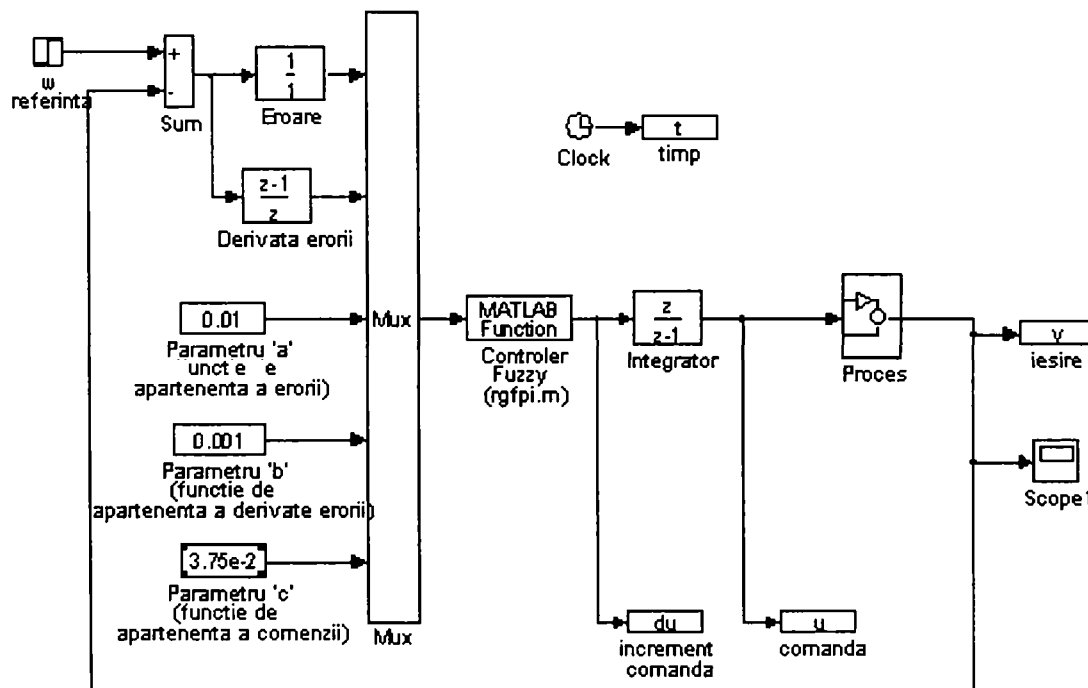


Fig. 6.6 Modelul Simulink al sistemului de conducere cu regulator fuzzy PI

Regulatorul fuzzy propriu-zis (nucleul fuzzy fără dinamică) este reprezentat în figura 6.6 prin blocul 'Controler Fuzzy', de tip MATLAB Function, în spatele acestuia fiind activată o funcție Matlab, jucând rolul unui program principal care realizează operațiile de inferență și defuzzyficarea specifice acestuia. Sursa acestuia este descrisă în continuare.

```
% Funcția Matlab (programul principal) de implementare
% a unui regulatorului fuzzy PI
function [du]=rgfpi(x)
% calculul gradelor de apartenență corespunzător fiecărui
% termen lingvistic la un moment dat
er=[trapezstg(x(1),-2*x(3),-x(3)) triunghi(x(1),-2*x(3),-x(3),0) triunghi(x(1),-x(3),0,x(3))
triunghi(x(1),0,x(3),2*x(3)) trapezdr(x(1),x(3),2*x(3))];
d1er=[trapezstg(x(2),-2*x(4),-x(4)) triunghi(x(2),-2*x(4),-x(4),0) triunghi(x(2),-x(4),0,x(4))
triunghi(x(2),0,x(4),2*x(4)) trapezdr(x(2),x(4),2*x(4))];
u=[-2*x(5) -x(5) 0 x(5) 2*x(5)];
% defuzzyficare
s1=0;
s2=0;
for i=1:5,
    for j=1:5,
        s1=s1+min(er(j),d1er(i))*u(min(max(i+j-3,1),5));
        s2=s2+min(er(j),d1er(i));
    end
end
%calculul valorii ferme de ieșire a regulatorului
du=s1/s2;
end
```

În vectorii 'er', 'd1er' se păstrează, în ordine, gradele de apartenență la un moment dat ale erorii de reglare, respectiv ale derivatei de ordinul întâi a acesteia, corespunzătoare fiecărui termen lingvistic definit. Vectorul x (de intrare în funcție) cu 5 elemente, conține în primele sale două elemente valorile ferme la un moment dat ale erorii de reglare (x(1)) și derivatei acesteia (x(2)), iar celelalte trei elemente conțin valorile parametrilor de acordare a regulatorului ('a','b','c'), adică valorile absciselor pentru vârfurile graficelor funcțiilor de apartenență de tip triunghi și trapezoidale (toate acestea fiind intrări într-un bloc multiplexor - a se vedea schema Simulink (fig.6.6)). Defuzzyficarea este realizată prin metoda centrului de greutate pentru singletonuri (relația 6.1): în variabila 's1' sunt însumate produsele dintre gradele de apartenență rezultate, corespunzătoare fiecărei reguli activate (având un rol de ponderare) și abscisele singletoanelor termenilor lingvistici corespunzători ieșirii (comanda). Evident, 4 reguli vor fi simultan activate (vezi și figura 6.4). Variabila 's2' conține suma gradelor de apartenență, corespunzătoare fiecărei reguli activate. Raportul dintre variabilele 's1' și 's2' reprezintă valoarea fermă (defuzzyficată) a ieșirii 'du' (incrementul comenzii).

Acest program principal apelează trei subprograme folosite pentru definirea celor trei aluri (forme) specifice pentru funcțiile de apartenență utilizate: funcție de apartenență de formă triunghiulară (triunghi.m), funcție de apartenență de formă trapezoidală ascendentă (trapezstg.m) și respectiv funcție de apartenență de formă trapezoidală descendentă (trapezdr.m). Fiecare dintre aceste subprograme permite de asemenea calculul gradului de apartenență corespunzător unei anumite valori a mărimii de intrare.

Codurile sursă ale acestor subprograme sunt prezentate în continuare:

```

% Subrogramul pentru calculul gradului de apartenență în cazul funcției de apartenență
% de formă triunghiulară
% parametrii de apel ai funcției sunt:
% - a,b,c - reprezintă abscisele vârfurilor triunghiului (stânga,vârf,dreapta)
% - x - reprezintă valoarea fermă a intrării pentru care se calculează gradul de
% apartenență
% m - gradul de apartenență calculat, reprezentând ieșirea returnată de funcției
function [m]=triunghi(x,a,b,c)
if x<a
    m=0;
elseif x<=b
    m=(x-a)/(b-a);
elseif x<=c
    m=(c-x)/(c-b);
else
    m=0;
end

```

```

% Subrogramul pentru calculul gradului de apartenență în cazul funcției de apartenență
% de formă trapezoidală descrescătoare
% parametrii de apel ai funcției sunt:
% - a,b - reprezintă abscisele laturii drepte a trapezului (sus respectiv jos)
% - x - reprezintă valoarea fermă a intrării pentru care se calculează gradul de
% apartenență
% m - gradul de apartenență calculat, reprezentând ieșirea returnată de funcției
function [m]=trapezstg(x,a,b)
if x<a
    m=1;
elseif x<=b
    m=(b-x)/(b-a);
else
    m=0;
end

```

```

% Subrogramul pentru calculul gradului de apartenență în cazul funcției de apartenență
% de formă trapezoidală crescătoare
% parametrii de apel ai funcției sunt:
% - a,b - reprezintă abscisele laturii stângi a trapezului (jos respectiv sus)
% - x - reprezintă valoarea fermă a intrării pentru care se calculează gradul de
% apartenență
% m - gradul de apartenență calculat, reprezentând ieșirea returnată de funcției
function [m]=trapezdr(x,a,b)
if x<a
    m=0;
elseif x<=b
    m=(x-a)/(b-a);
else
    m=1;
end

```

S-a realizat o prezentare mai detaliată a programului de implementare a nucleului (fără dinamică) al regulatorului fuzzy, precum și a subprogramelor aferente, deoarece acestea reprezintă o contribuție a autorului. S-a preferat scrierea și utilizarea acestui set de rutine pentru implementarea și simularea unei structuri de conducere cu regulator fuzzy PI, în locul funcțiilor specializate din Toolbox-ul Fuzzy al Matlab-ului, acestea pe lângă simplitatea lor structurală și comoditatea în utilizare, conferind o viteză de calcul mult mai mare. De asemenea, modul de structurare informațională a modelului Simulink aferent sistemului de conducere cu regulator fuzzy PI (fig.6.6), oferă o mare flexibilitate acestuia:

- acordarea parametrilor regulatorului se poate realiza ușor, nefiind necesară o intervenție în sursa Matlab a programului de simulare;
- o schimbare a procesului condus se face de asemenea simplu, fără nici o modificare în sursa Matlab a programului de simulare, fiind necesară doar o re acordare a parametrilor regulatorului, direct accesibili în afara programului de implementare a acestuia;
- structura permite o extindere a ei cu eventuale mecanisme de ajustare on-line a parametrilor regulatorului, putându-se ușor readapta unor cerințe de conducere adaptiva (după cum se va arăta în paragraful următor).

b) Regulator fuzzy PID (cu integrare pe ieșire)

Un al doilea regulator fuzzy studiat este cel de tip PID cu integrare pe ieșire. Practic, după cum se poate observa și din figura 6.7, acesta reprezintă din punct de vedere structural practic o extensie a unei structuri de regulator fuzzy PI, având în plus o intrare (a treia) care este derivata de ordinul doi a erorii [Pre95].

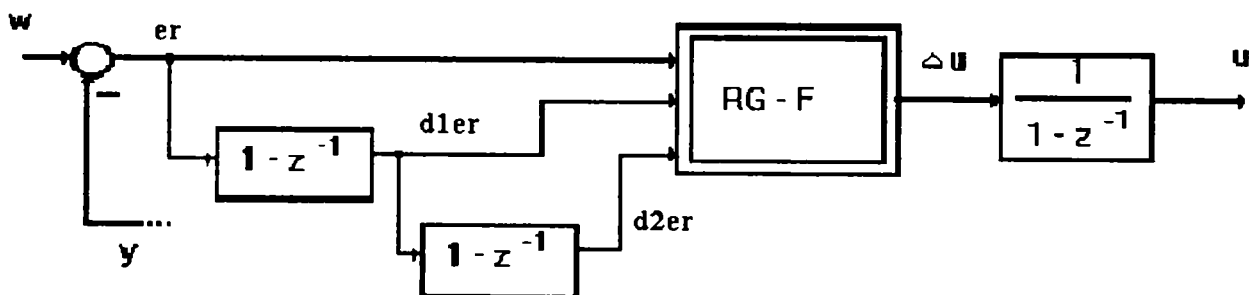


Fig. 6.7 Structura informațională a unui regulator fuzzy PID

Evident că în acest caz numărul de reguli lingvistice posibile este de 125, dintre acestea, la un moment dat, maxim 8 putând fi simultan activate. Și tabela de decizie (inferență) se modifică, având dimensiuni mult mai mari. Se menține numărul de variabile lingvistice (5) atașate unor domenii ale plajei de variație a fiecărei mărimi de intrare. Un astfel de tip de regulator fuzzy PID este mai puțin folosit datorită complexității lui crescute, studiul de față având drept scop și realizare unei analize justificative asupra utilității lui, prin prisma eventualelor îmbunătățiri ale performanțelor sistemului de reglare în care este implementat.

Alura funcțiilor de apartenență aferente celei de-a treia mărimi de intrare -derivata de ordinul 2 a erorii- este practic identică cu cea a funcțiilor de apartenență atașate primelor două mărimi de intrare - eroarea și derivata de ordinul 1 a erorii (adică: forme trapezoidale la extremitățile plajei de variație, forme triunghiulare la mijlocul plajei de variație). Apare de asemenea un nou parametru de acordare a regulatorului, legat de funcțiile de apartenență ale celei de-a treia mărimi de intrare.

Modelul Simulink al unui sistem de reglare cu regulator fuzzy PID este prezentat în figura 6.8.

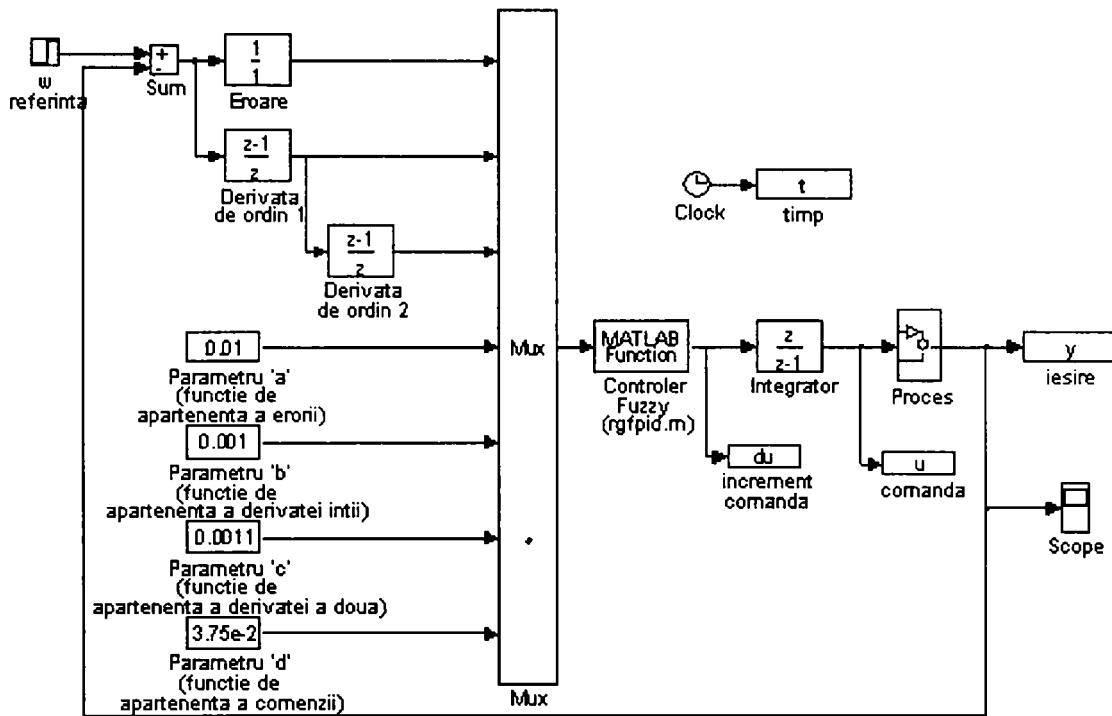


Fig. 6.8 Modelul Simulink al sistemului de conducere cu regulator fuzzy PID

Programul Matlab (funcția Matlab'rgfpid.m') care implementează regulatorul fuzzy PID (nucleul fuzzy fără dinamică) este prezentat în continuare .

```

% Funcția Matlab (programul principal) de implementare
% a unui regulatorului fuzzy PID
function [du]=rgfpid(x)
% calculul gradelor de apartenență corespunzător fiecărui termen lingvistic la un moment dat
er=[trapezstg(x(1),-2*x(4),-x(4)) triunghi(x(1),-2*x(4),-x(4),0) triunghi(x(1),-x(4),0,x(4))
triunghi(x(1),0,x(4),2*x(4)) trapezdr(x(1),x(4),2*x(4))];
der=[trapezstg(x(2),-2*x(5),-x(5)) triunghi(x(2),-2*x(5),-x(5),0) triunghi(x(2),-x(5),0,x(5))
triunghi(x(2),0,x(5),2*x(5)) trapezdr(x(2),x(5),2*x(5))];
dder=[trapezstg(x(3),-2*x(6),-x(6)) triunghi(x(3),-2*x(6),-x(6),0) triunghi(x(3),-x(6),0,x(6))
triunghi(x(3),0,x(6),2*x(6)) trapezdr(x(3),x(6),2*x(6))];
u=[-2*x(7) -x(7) 0 x(7) 2*x(7)];
% defuzzyficare
sum1=0;
sum2=0;
for i=find(dder),
    for j=find(der),
        for k=find(er),
            sum1=sum1+min([er(k) der(j) dder(i)])*u(min(max(i+j+k-6,1),5));
            sum2=sum2+min([er(k) der(j) dder(i)]);
        end
    end
end
end
% calculul valorii ferme a ieșirii (incrementul comenzii)
du=sum1/sum2;
end

```


Se poate observa o similaritate a acestui program cu cel utilizat la implementarea regulatorului fuzzy PI, modificările codului sursă fiind foarte puține. Subprogramele de descriere a funcțiilor de apartenență și calcul a gradelor de apartenență la un moment dat sunt identice cu cele folosite la implementarea regulatorului PI. Rezultă evident că structura modularizată a programului Matlab permite o foarte ușoară adaptare a acestuia, în vederea unor implementări și simulări și a altor structuri de reglatoare fuzzy.

6.3 Studii de caz asupra comportării unor structuri de conducere fuzzy pentru regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron

Studiile de simulare efectuate în continuare consideră cele două structuri de conducere cu regulator fuzzy PI respectiv fuzzy PID (ambele cu integrare pe ieșire) prezentate în paragraful precedent [Fil96_1][Fil96_2]. Procesul considerat îl constituie un generator sincron legat la un sistem de putere, descris printr-un model neliniar de ordinul 6, prezentat în detaliu în capitolul IV, paragraful 4.1.3. Testele care se vor efectua urmăresc performanțelor celor două structuri de conducere în trei regimuri specifice funcționării generatorului sincron: încărcare/descărcare de putere reactivă (prin modificarea referinței), încărcare/descărcare de putere activă (prin modificarea cuplului mecanic), cuplare/decuplare de consumatori locali la bornele generatorului (prin modificarea conductanței G_l sau susceptanței B_l). În toate cazurile simulate, procesul s-a considerat a fi perturbat stochastic cu un zgomot de varianță $\sigma^2 = 10^{-8}$, aplicat intern, direct pe tensiunea V_b a sistemului de putere).

6.3.1 Studiu de caz cu regulator fuzzy PI

Structura adoptată pentru regulatorului fuzzy PI a fost prezentată în figura 6.5 iar modelul Simulink utilizat pentru implementarea și simularea sistemului de reglare este descris în figura 6.6. Pentru cei trei parametri ('a', 'b', 'c') de acordare ai regulatorului (vezi fig. 6.6), care determină alura funcțiilor de apartenență adoptate (fig.6.2 și relațiile 6.2), au fost considerate diverse valori în scopul obținerii unor performanțe cât mai bune ale răspunsului sistemului de reglare. Pe lângă analiza comportării sistemului de reglare, testele efectuate au drept scop și determinarea unui set de parametri ('a', 'b', 'c') corespunzător unei acordări optime a regulatorului.

a) Încărcare de putere reactivă prin creșterea treaptă a referinței

Figurile 6.9.a. și 6.9.b. prezintă abaterea ieșirii reglate respectiv comanda furnizată de regulatorul fuzzy PI pentru următorul set de parametri de acordare (considerat optim):

$$\begin{cases} a = 0.01 \\ b = 0.001 \\ c = 0.0375 \end{cases} \quad (6.3)$$

Performanțele ieșirii sunt foarte bune, remarcându-se absența suprareglajului. Mărimea de comandă prezintă de asemenea o varianță redusă.

O scădere a valorii parametrului 'c' conduce la apariția unui suprareglaj mare și la o creștere a timpului de reglare (figura 6.10). O creștere a valorii parametrului 'a' conduce de asemenea la un timp de reglare mai mare (figura 6.11).

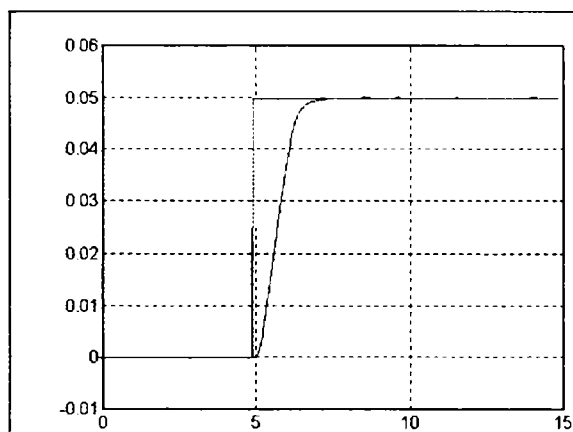


Fig 6.9.a. Abaterea tensiunii la borne
(ieșirea reglată)
($a=0.01, b=0.001, c=0.0375$)

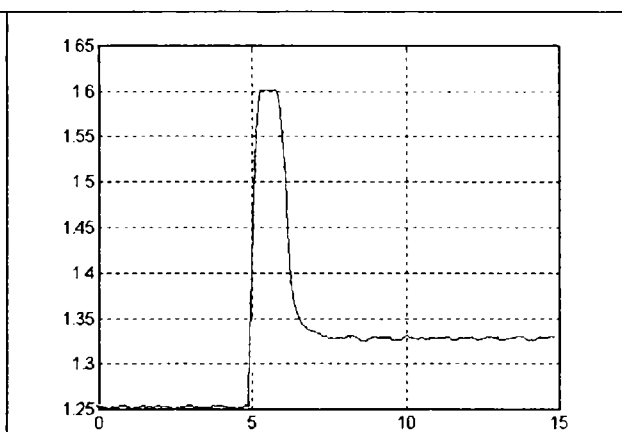


Fig 6.9.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

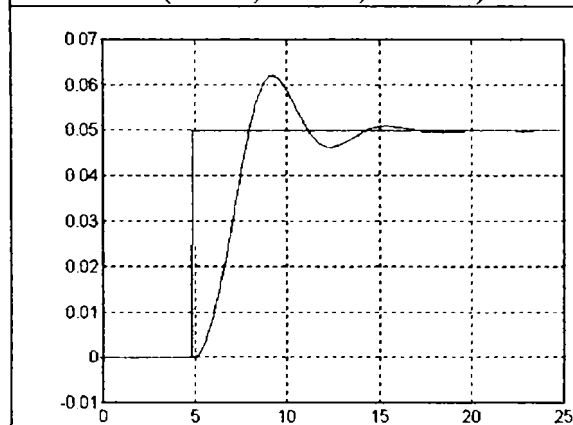


Fig 6.10 Abaterea tensiunii la borne
(ieșirea reglată)
($a=0.01, b=0.001, c=0.00375$)

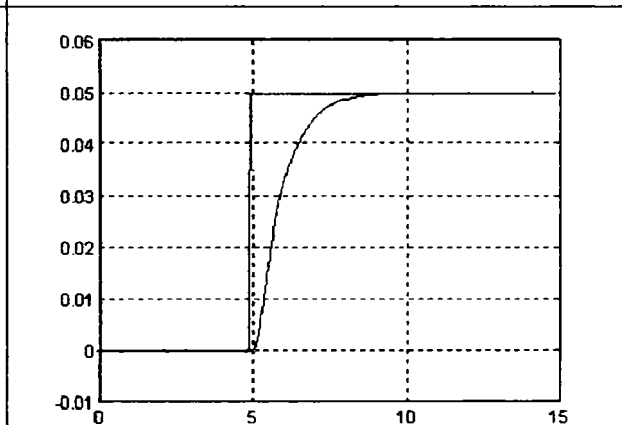


Fig 6.11 Abaterea tensiunii la borne
(ieșirea reglată)
($a=0.02, b=0.001, c=0.0375$)

Și în cazul unei abateri mai mari a referinței (0.1 u.r), acordarea regulatorului cu setul de parametrii considerat optimal (relațiile 6.3), conduce la rezultate bune (figurile 6.12.a. și 6.12.b.).

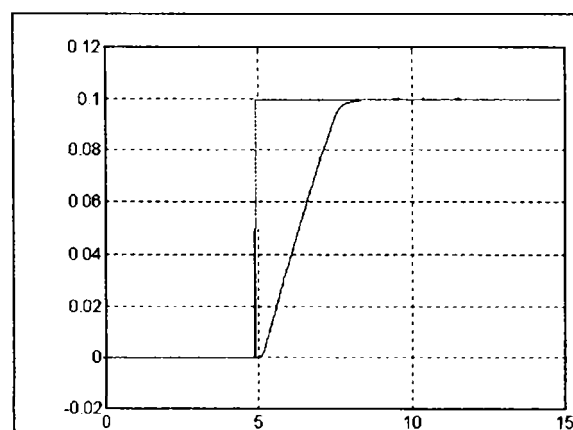


Fig 6.12.a. Abaterea tensiunii la borne
(ieșirea reglată)
($a=0.01, b=0.001, c=0.0375$)

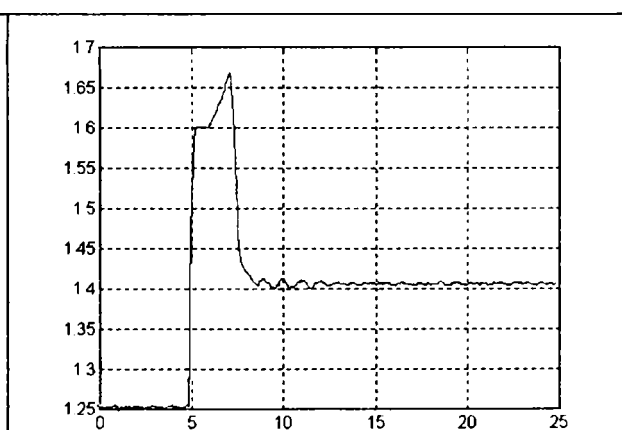
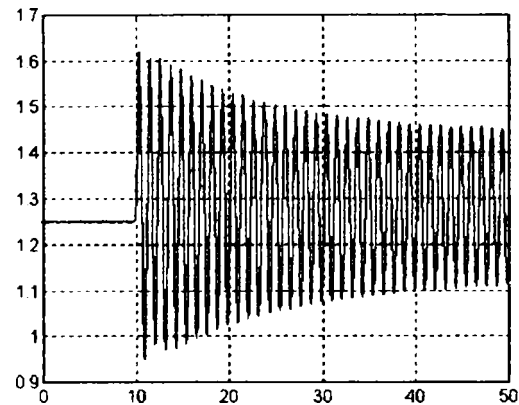
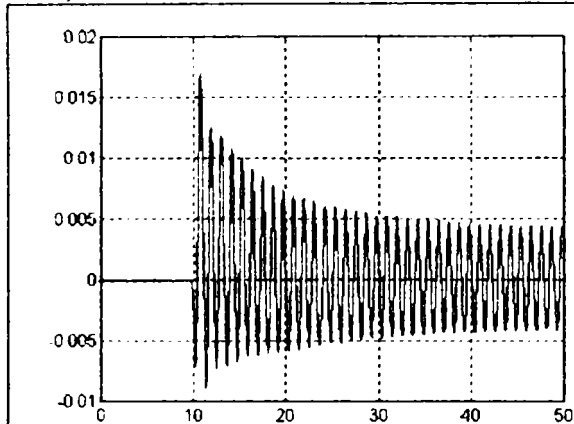


Fig 6.12.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

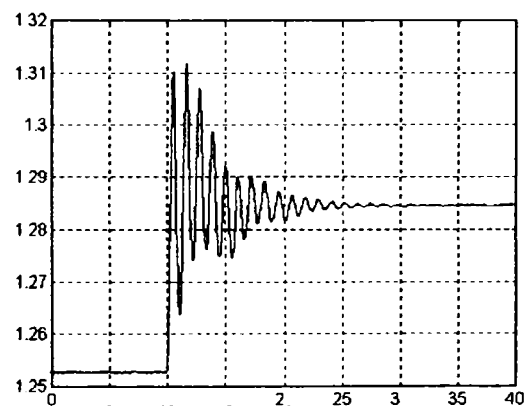
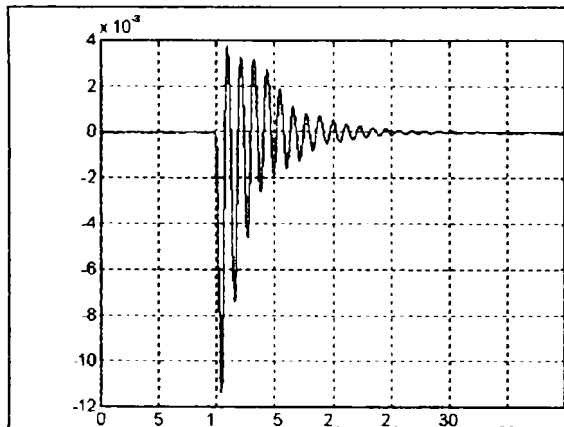
b) Încărcare de putere activă prin creșterea treaptă a cuplului mecanic

Se consideră că la momentul de timp $t=10\text{ sec}$, cuplul mecanic înregistrează o creștere cu 0.2 u.r. Menținerea setului de parametri de acordare (relațiile 6.3) considerat optimal în regimul de încărcare reactivă, conduce la rezultatele prezentate în figurile 6.13.a. respectiv 6.13.b., care sunt total nesatisfăcătoare.



Se impune stringent necesitatea unei reacordări a regulatorului, deci determinarea unui alt set de parametri de acordare ('a', 'b', 'c') care să conducă la îmbunătățirea performanțelor sistemului. Noul set optimal de acordare are următoarele valori ale parametrilor:

$$\begin{cases} a = 0.01 \\ b = 0.001 \\ c = 0.00375 \end{cases} \quad (6.4)$$



Rezultatele corespunzătoare acestui set de parametri de acordare ai regulatorului sunt prezentate în figurile 6.14.a. și 6.14.b. Performanțele obținute sunt foarte apropiate de cele obținute în cazul unei conduceri neuro-adaptive (capitolul V), respectiv de cele obținute pentru o conducere adaptivă convențională (capitolul IV). Se poate observa că, practic reacordarea regulatorului s-a realizat prin modificarea valorii unui singur parametru -'c'-, aferent alurii de tip singleton a ieșirii regulatorului (mărimea de comandă în sistem). Deci, chiar o ajustare a unui singur parametru (dintre cei trei existenți), poate conduce la o

modificare substanțială a dinamicii regulatorului și îmbunătățirea performanțelor sistemului de reglare.

c) Cuplare de consumatori locali la bornele generatorului

Se consideră regulatorul acordat cu același set de parametrii considerat optimal în regimul de încărcare de putere activă (relațiile 6.4). Două situații sunt analizate: cuplarea unui consumator local rezistiv (creșterea conductanței G_l cu 0.1 u.r.) și respectiv cuplarea unui consumator local inductiv (creșterea susceptanței B_l cu 0.05 u.r.). În ambele cazuri, pentru setul de acordare menționat, rezultatele sunt foarte bune (comparative cu cele obținute în același regim cu o structură de conducere neuro-adaptivă- vezi capitolul V). Răspunsul sistemului și comanda sunt prezentate în figurile 6.15.a. și 6.15.b. pentru cuplarea unui consumator rezistiv, respectiv în figurile 6.16.a. și 6.16.b. pentru cuplarea unui consumator inductiv.

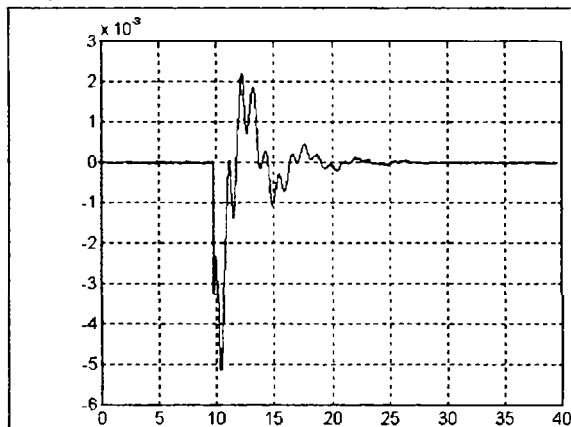


Fig 6.15.a. Abaterea tensiunii la borne
(ieșirea reglată)
($a=0.01, b=0.001, c=0.00375$)

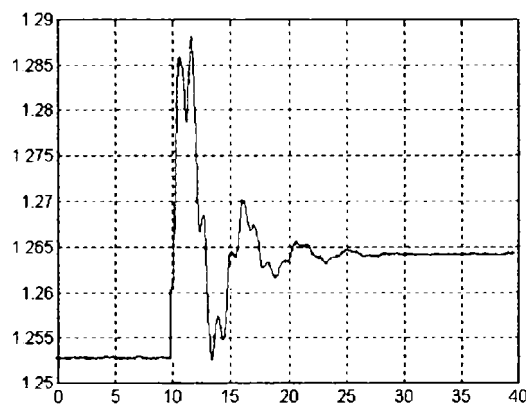


Fig 6.15.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

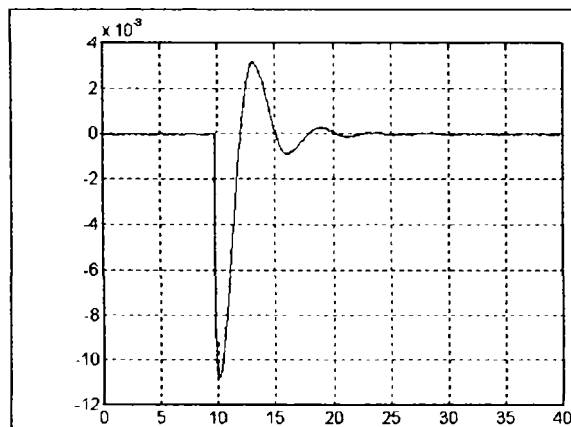


Fig 6.16.a. Abaterea tensiunii la borne
(ieșirea reglată)
($a=0.01, b=0.001, c=0.00375$)

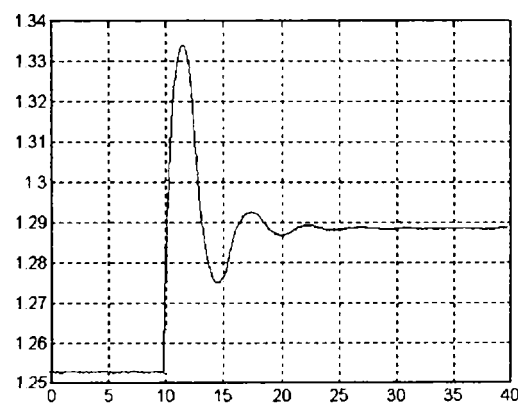


Fig 6.16.b. Mărimea de comandă (ieșire regulator)

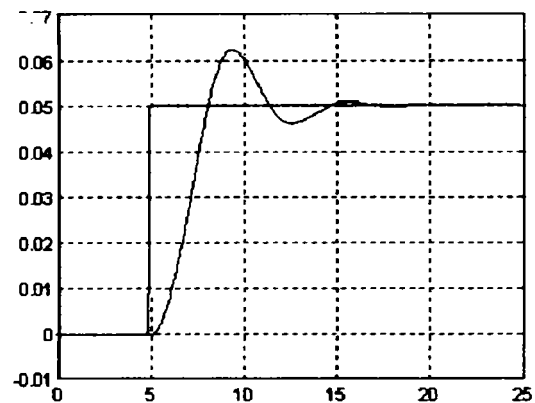
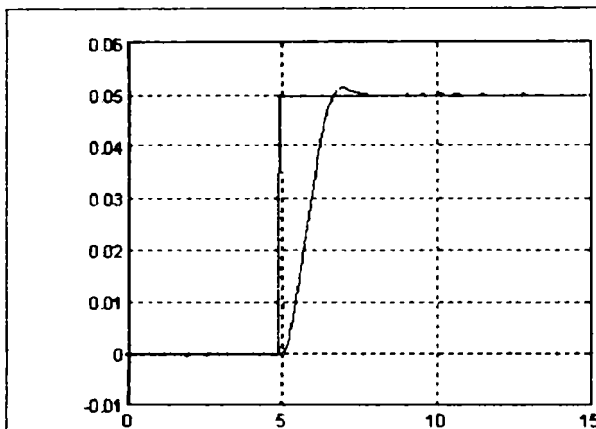
6.3.2 Studiu de caz cu regulator fuzzy PID

Structura adoptată pentru regulatorului fuzzy PID este prezentată în figura 6.7 iar modelul Simulink utilizat pentru implementarea și simularea sistemului de reglare este descris în figura 6.8. În cazul acestui tip de regulator fuzzy este necesară acordarea a 4 parametrii: 'a', 'b', 'c', 'd' (vezi fig. 6.8).

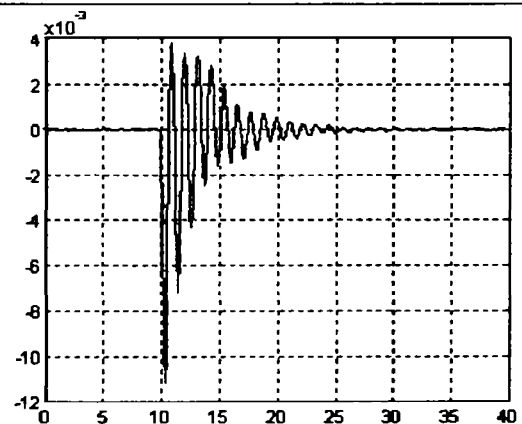
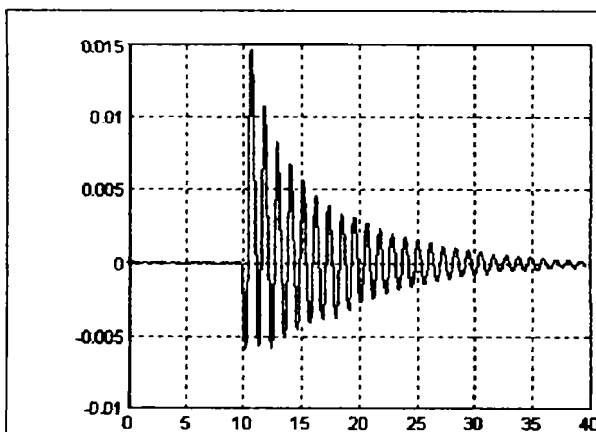
Aceleași teste specifice celor trei regimuri de funcționare ale generatorului sincron au fost efectuate și în cazul utilizării unui regulator fuzzy PID.

Câteva dintre rezultatele simulărilor (răspunsul sistemului) sunt prezentate în figurile 6.17 ... 6.22. Compararea cu rezultatele obținute în cazul utilizării regulatorului fuzzy PI arată o mare asemănare calitativă și cantitativă a ieșirilor reglate în cele două situații (cu RG-F PI respectiv cu RG-F PID), ceea ce nu justifică o eventuală utilizare a unui regulator fuzzy PID, cu o structură mult mai complexă și necesitând un timp de calcul al comenzii mult mai mare. Problema necesității reconfigurării regulatorului funcție de regimul de funcționare al generatorului sincron este prezentă și în această situație.

a) Încărcare de putere reactivă prin creșterea treaptă a referinței (cu 0.05 u.r)



b) Încărcare de putere activă prin creșterea treaptă a cuplului mecanic (cu 0.2 u.r.)



c) Cuplare de consumatori locali la bornele generatorului

- cuplarea unui consumator rezistiv (creșterea conductanței G_l cu 0.1 u.r.) – figura 6.21
- cuplarea unui consumator inductiv (creșterea susceptanței B_l cu 0.05 u.r.) – figura 6.22

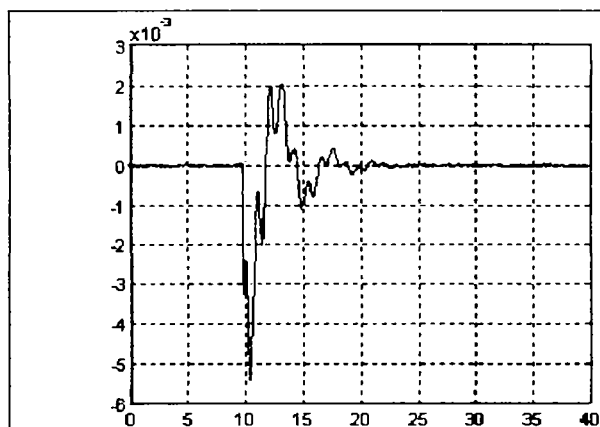


Fig 6.21. Abaterea tensiunii la borne
(ieșirea reglată)
($a=0.01, b=0.001, c=0.0011, d=0.00375$)

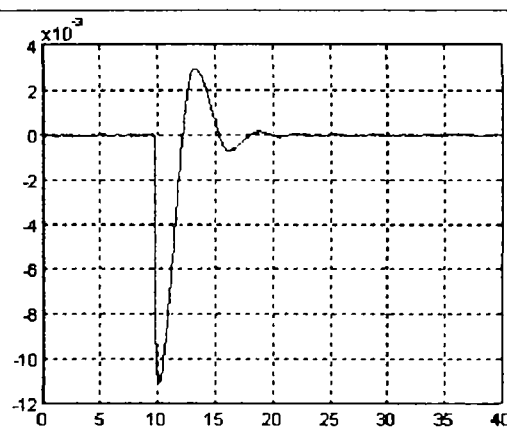


Fig 6.22. Abaterea tensiunii la borne
(ieșirea reglată)
($a=0.01, b=0.001, c=0.0011, d=0.00375$)

Concluzionând, un regulator fuzzy PID cu o structură de forma celei descrise de figura 6.7, în cazul aplicației de față (comanda unui generator sincron), nu oferă performanțe superioare comparativ cu cazul utilizării unui regulator fuzzy PI, acesta din urma având o structură constructivă mult mai simplă (fig. 6.5).

6.4 Structuri de conducere adaptivă cu regulatoare fuzzy

În cadrul unui sistem de conducere fuzzy, experiența operatorului uman asupra comportării unui proces este sintetizată printr-un sistem de reguli fuzzy, care se constituie ca o bază de cunoștințe folosită ulterior de un mecanism de inferență respectiv defuzzyficare pentru sinteza unei mărimi de comandă adecvată atingerii obiectivelor de performanță impuse conducerii. Întreaga acțiune este realizată de un regulator fuzzy, care prelucrează această informație furnizând la ieșirea lui o comandă fermă. Funcțiile de apartenență, folosite pentru reprezentarea interpretărilor expertului uman asupra comportării procesului, au un efect important în asigurarea unor bune performanțe pentru sistemul de conducere. O schimbare a alurii sau parametrilor numerici aferenți funcțiilor de apartenență, modifică performanțele regulatorului și implicit indicatorii de calitate ai sistemului de conducere.

Problematika alegerii unor anumite forme pentru funcțiile de apartenență, adecvate conducerii fuzzy a unui proces particular, precum și a valorilor optime pentru parametrii numerici care le caracterizează, a constituit și constituie un domeniu de cercetare care oferă o plajă largă de continuare a dezvoltării unor noi structuri de regulatoare fuzzy, dotate chiar cu mecanisme de autoacordare [Proc79][Miz89][Zhe92].

Odată realizată proiectarea unui regulator fuzzy (fuzzyficarea informației prin alegerea unei forme adecvate pentru funcțiile de apartenență, inclusiv stabilirea numărului de variabile lingvistice, alegerea metodei de inferență respectiv defuzzyficare), etapa imediat următoare constă într-o acordare corespunzătoare a parametrilor regulatorului. Nu există o metodologie standard pentru atingerea acestui deziderat, experiența operatorului uman jucând un rol decisiv în realizarea procesului de acordare a regulatorului. Evident, în acest caz este vorba despre o acordare off-line, realizată prin încercări experimentale sau prin simulare. În practica curentă apar însă situații în care, datorită modificărilor structurale și/sau a valorilor parametrilor modelului matematic al procesului condus, precum și datorită acțiunii unor factori perturbatori necunoscuți aprioric, se impune ca o necesitate realizarea unei acordări on-line a parametrilor regulatorului fuzzy, care trebuie să furnizeze o comandă fermă adecvată și situației modificărilor condițiilor de funcționare ale procesului.

În literatura de specialitate este prezentată o mare diversitate de procedee, mecanisme și algoritmi de acordare on-line a reguletoarelor fuzzy, unele având un caracter general, altele fiind particularizate pentru specificul procesului condus [Zhe92][Noz96][Ord97]. Criteriile care stau la baza unei astfel de acordări se bazează pe o măsurare și evaluare continuă a unor indici de performanță, cum ar fi suprareglajul respectiv timpul de reglare [Mat86].

În principiu, acordarea unui regulator fuzzy poate fi abordată în două moduri, care de altfel sunt echivalente din punct de vedere al rezultatului final.

O primă modalitate de acordare constă într-o modificare a alurii funcțiilor de apartenență, printr-o alegere adecvată a valorilor parametrilor numerici care caracterizează aceste funcții. În figura 6.2 se poate observa că parametrii ale căror valori trebuie determinate sunt $a_1, a_2, b_1, b_2, c_1, c_2$ (în cazul unui regulator fuzzy cu două intrări, o ieșire și cinci variabile lingvistice asociate). În urma unei astfel de acordări a regulatorului, funcțiile de apartenență corespunzătoare unei mărimi de intrare pot să-și modifice alura, așa cum este arătat în figura 6.23.

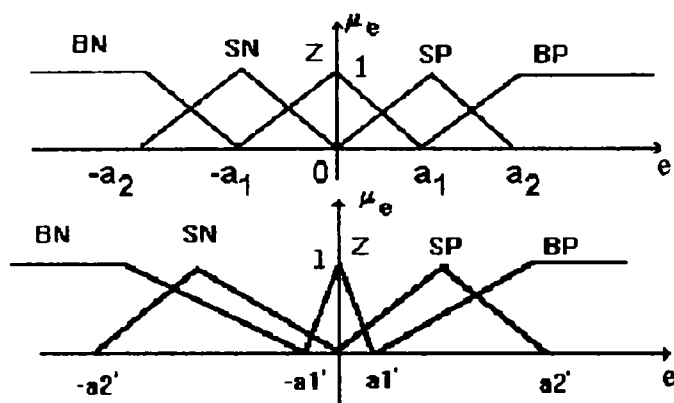


Fig. 6.23 Modificarea formei funcțiilor de apartenență prin re acordarea parametrilor a_1, a_2 la noile valori a_1', a_2'

De altfel, așa cum se poate observa din figura 6.23, parametrul a_1 are în general valori apropiate de zero, ceea ce asigură o mai mare sensibilitate a regulatorului în jurul punctului de funcționare, evitându-se apariția unor suprareglaje mari. Observația anterioară este valabilă în cazul unui regulator fuzzy PI cu integrare pe ieșire, ieșirea efectivă a acestuia fiind practic un increment al comenzii. De asemenea, parametrul a_2 are în general valori mari, ținând cont că, în momentul unei modificări a referinței sau apariției unei perturbații, eroarea de reglare este mare și deci, în vederea reducerii timpului de reglare, comanda trebuie să aibă o valoare mare. Ulterior, după ce eroarea a scăzut semnificativ (ieșirea procesului apropiindu-se de noul punct staționar de funcționare), în cazul unui regulator fuzzy PI cu integrare pe ieșire, incrementul comenzii trebuie rapid scăzut (ajungând la valoarea zero în regim staționar). Se poate observa existența unui compromis în atingerea simultană a celor două obiective aprioric impuse: suprareglaj mic și timp de reglare mic. Toate cele menționate constituie câteva observații de care trebuie să se țină seama în momentul proiectării și acordării unui regulator fuzzy. Metoda poate implica modificarea (printr-o re acordare) a valorilor parametrilor corespunzători tuturor funcțiilor de apartenență aferente unui regulator fuzzy ($a_1, a_2, b_1, b_2, c_1, c_2$ – vezi figura 6.2, pentru cazul unui regulator fuzzy PI) sau doar a unora dintre funcțiile de apartenență – fig.6.23). Această metoda de acordare directă a parametrilor unui regulator fuzzy, implicând și o modificare a alurii funcțiilor de apartenență va fi utilizată pentru dezvoltarea unei structuri de conducere adaptivă bazată pe logica fuzzy în paragraful următor al prezentului capitol.

O a doua modalitate de acordare a parametrilor unui regulator fuzzy implică introducerea unor factori de scalare pe intrările respectiv ieșirea regulatorului (fig.6.24) [Jih93].

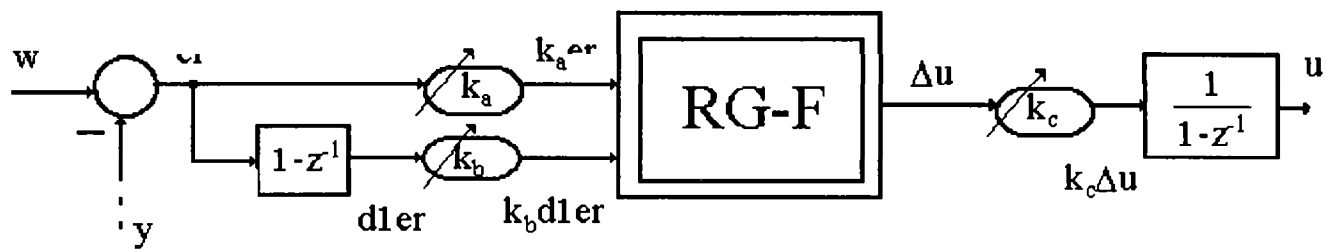


Fig. 6.24 Acordarea regulatorului fuzzy PI prin ajustarea unor factori de scalare (k_a, k_b, k_c)

În acest caz forma funcțiilor de apartenență este fixă, realizându-se doar o ajustare a valorilor acestor factori de scalare aplicați pe intrările și/sau pe ieșirea regulatorului [Vol97]. Evident că și în acest caz, introducerea acestor factori de scalare se poate face fie global, fie selectiv doar pe anumite intrări sau ieșiri ale regulatorului.

După cum am mai precizat, diversitatea algoritmilor de acordare ai unui regulator fuzzy (atât printr-o ajustare a parametrilor funcțiilor de apartenență cât și printr-o ajustare a factorilor de scalare de pe intrări și/sau ieșiri) este foarte mare [Bro84][Pet96]. Mecanismele de acordare a parametrilor regulatorului sunt în general proceduri iterative, mecanisme multidecisionale sau chiar mecanisme bazate la rândul lor pe logica fuzzy. O structură de conducere fuzzy dotată cu un mecanism de acordare, bazat tot pe un controler fuzzy ("tuner" fuzzy), este prezentată în [Zhe92] (figura 6.25).

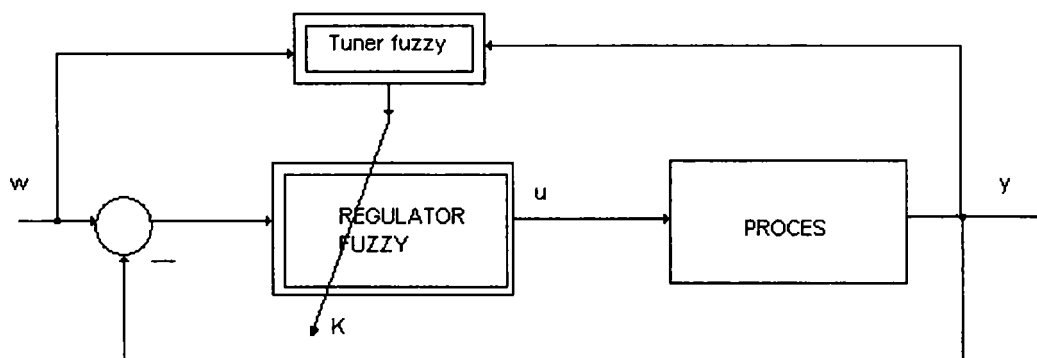


Fig. 6.25 Schema principală a structurii de conducere fuzzy cu acordare fuzzy

Într-o astfel de structura de conducere "tuner-ul" fuzzy (practic tot un regulator fuzzy) are ca mărimi de intrare suprareglajul (σ) respectiv timpul de reglare (t_r), calculați pe baza răspunsului procesului, iar ca mărimi de ieșire, incremente de ajustare a parametrilor regulatorului fuzzy propriu-zis. Necesitatea calculării apriorice a valorii suprareglajului respectiv a timpului de reglare face ca metoda de acordare să poată fi aplicată doar off-line. Ajustarea unui eventual parametru k al regulatorului fuzzy se realizează printr-o relație iterativă de forma:

$$k(t+1) = k(t) + \gamma \Delta k \quad (6.5)$$

unde, γ este un coeficient de amplificare constant, care trebuie determinat aprioric (off-line) prin încercări, iar k este un factor de scalare al unei intrări sau ieșiri a regulatorului fuzzy.

Funcțiile de apartenență aferente intrărilor în “tuner-ul” fuzzy sunt de forma prezentată în figura 6.26., nefiind definite decât pe latura pozitivă a abscisei (timpul de reglare este pozitiv iar pentru supra-reglaje și subreglaje se consideră valoarea absolută a acestora).

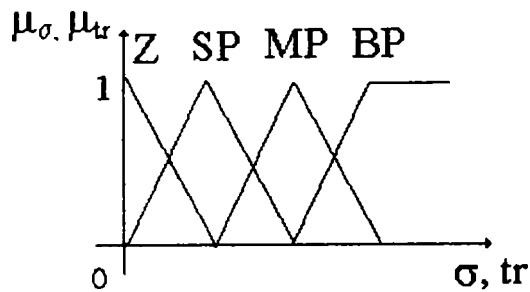


Fig. 6.26 Alura funcțiilor de apartenență pentru supra/subreglaj respectiv timp de reglare

se prezintă doar principial cazul unei astfel de ajustări globale, a tuturor parametrilor, exemplificarea finală realizându-se doar cu acordarea unui singur factor de scală. Acordarea “tuner-ului” fuzzy nu este nici ea o problemă ușor de rezolvat, astfel încât o astfel de strategie de acordare a regulatorului fuzzy propriu-zis este destul de complexă și greu de pus în practică, mai ales că necesită și calculul suplimentar al unor indicatori de calitate ai ieșirii reglate a procesului (supra/subreglajul și timpul de reglare).

O metodă mult mai simplă de acordare on-line a unui regulator fuzzy este propusă în continuare, mecanismul de ajustare având ca mărime de intrare doar eroarea și fiind bazat pe o structură multidecizională, sintetizată aprioric pe baza unor testări off-line.

6.5 Dezvoltarea unei structuri de conducere adaptivă cu regulator fuzzy PI cu aplicație la comanda excitației generatorului sincron

Ambele structuri de reglare fuzzy (cu regulator PI respectiv PID), utilizate pentru comanda unui generator sincron cuplat la un sistem energetic de putere, au evidențiat necesitate unei acordări on-line a regulatorului, datorită unor comportări dinamice diferite ale procesului în diverse regimuri specifice de funcționare. O variație de putere reactivă, prin modificarea referinței, determină o plajă de variație a erorii mult mai mare decât în cazul unor regimuri uzuale de încărcare/descărcare de putere activă (prin modificarea cuplului mecanic) sau cuplare/decuplare de consumatori la bornele generatorului sincron.

Necesitatea acordării on-line a regulatorului nu derivă obligatoriu din specificul regimului de funcționare al procesului. Practic, necesitatea reaccordării on-line a regulatorului este legată de dimensiunile plajei de variație a erorii, eroare privită ca efect al unor modificări ale referinței, a variației unor parametri ai procesului sau a acțiunii unor perturbații externe [Ord97].

Structura de conducere adaptivă propusă (figura 6.27), particularizată pentru procesul considerat (generator sincron), are la bază un regulator fuzzy de tip PI (cu integrare pe ieșire), permițând ajustarea on-line a unuia sau mai multora dintre parametrii regulatorului ('a','b','c'), funcție de valoarea erorii care apare la un moment dat în ieșirea reglată.

Literatura de specialitate prezintă diverși algoritmi pentru blocul de acordare on-line a parametrilor, acesta putând fi la rândul lui chiar un algoritm fuzzy de genul celui prezentat în paragraful anterior [Zhe92][Noz96]. De asemenea, blocul de acordare poate realiza ajustarea doar a unuia dintre parametrii regulatorului sau chiar a tuturor parametrilor (situație în care structura informațională a blocului de acordare este mai complexă), funcție și de specificul procesului condus [Met92][Lin95].

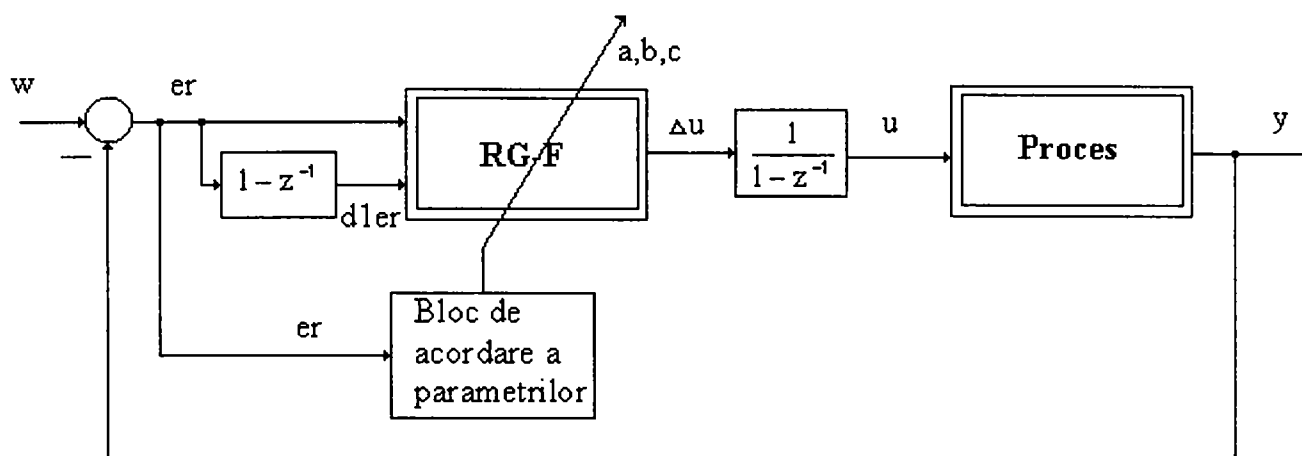


Fig.6.27 Structura informațională a unui sistem de conducere adaptivă cu regulator fuzzy PI

Modelul Simulink al structurii propuse de conducere adaptivă cu regulator fuzzy PI este prezentat în figura 6.28. După cum se poate observa și din figura menționată, mecanismul de adaptare realizează ajustarea on-line a unui singur parametru al regulatorului. Alegerea acestui parametru ajustabil on-line s-a făcut pe baza observațiilor asupra studiilor de caz efectuate în paragrafele anterioare, acesta fiind parametrul 'c' corespunzător abscisei singletoanelor mărimii de ieșire a regulatorului. Aceste studii de caz au evidențiat faptul că, chiar o reabordare numai a acestui parametru (ceilalți doi, fiind determinați aprioric off-line și rămânând fixați) funcție de plaja erorii în ieșire, conduce la o vizibilă îmbunătățire a performanțelor sistemului de conducere.

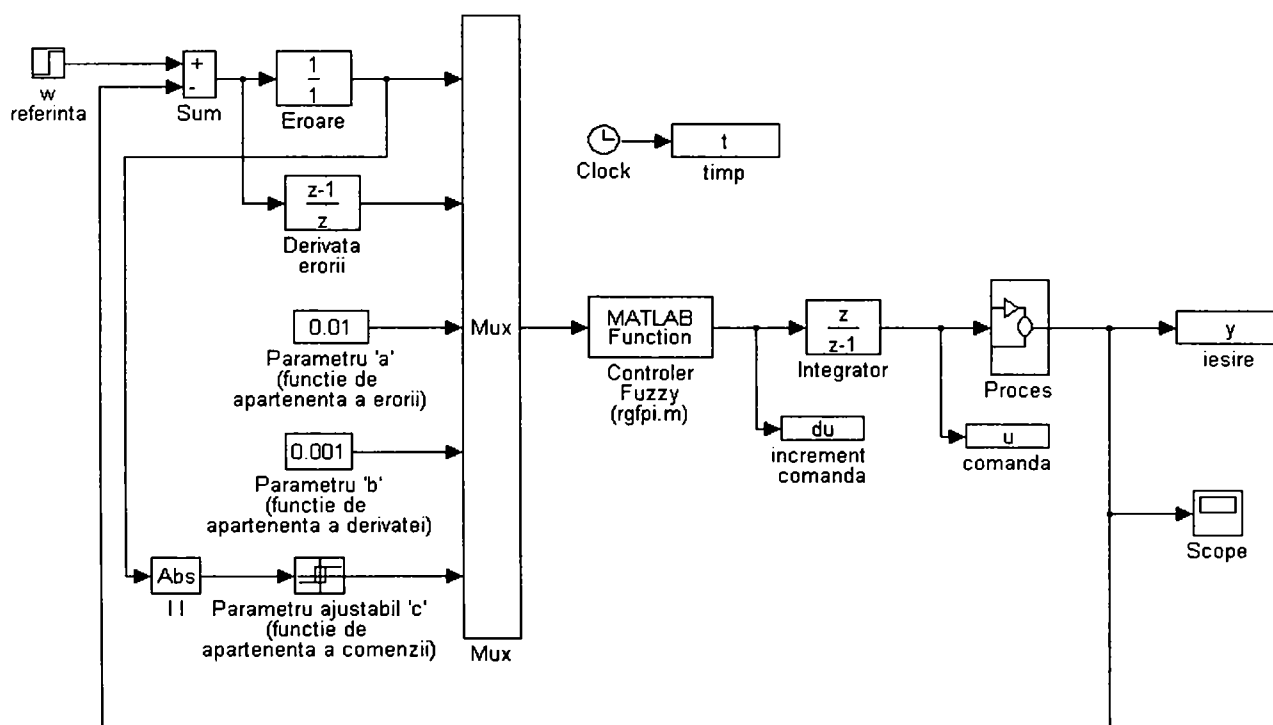


Fig. 6.28 Modelul Simulink al structurii de conducere adaptivă cu regulator fuzzy PI

Mecanismul de adaptare on-line a acestui parametru implementează (în cazul de față, particularizat la procesul considerat) un algoritm bidecizional, sintetizând următoarele sarcini informațional-decizionale [Fil99]:

- dacă eroarea rămâne într-o plajă de valori $[-\alpha, +\alpha]$, se menține o valoare c_1 pentru parametrul 'c' (valoare determinată off-line, prin experimente preliminare);
- dacă eroarea iese din plaja de valori $[-\alpha, +\alpha]$, parametrul 'c' este ajustat la o nouă valoare c_2 , aceasta fiind menținută până când eroarea scade sub o valoare β , aleasă foarte apropiată de zero.

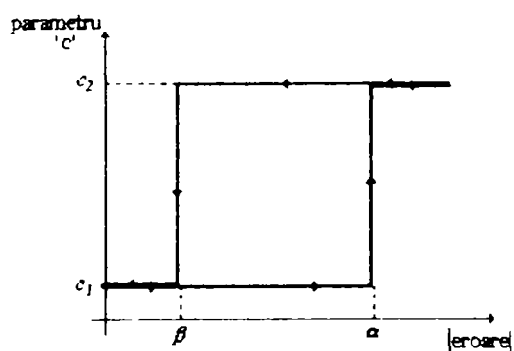


Fig. 6.29 Evoluția parametrului ajustat

Practic, comportarea mecanismului de adaptare este cea a unui element bipozițional cu histerzis (figura 6.29).

Observație: Studiile efectuate au arătat că o menținere a parametrului 'c', pe noua valoare ajustată c_2 , doar până eroarea reintră în plaja $[-\alpha, +\alpha]$ nu este suficientă, dinamica readaptată a comenzii acționând pe un interval de timp prea scurt pentru a produce modificări benefice substanțiale în ieșirea reglată. În acest sens, valoarea β se alege foarte mică, apropiată de

zero, dar totuși nenulă deoarece o eroare perfect nulă în ieșire reprezintă un deziderat teoretic (mai ales dacă sistemul este perturbat stochastic).

Evident, algoritmul poate fi extins dacă este cazul, la o structură multidecizională funcție de specificul procesului condus, plaja de eroare putând fi defalcată în mai multe segmente, pentru fiecare segment luându-se o decizie distinctă. De asemenea, algoritmul poate include și ajustarea celorlalți parametri ai regulatorului.

În cazul de față, specificul procesului considerat (generator sincron cuplat la un sistem de putere) nu a necesitat o astfel de dezvoltare a structurii informaționale a mecanismului de acordare a parametrilor regulatorului, testele efectuate scoțând în evidență rezultate bune obținute doar pe baza unei astfel de metodologii minimale de acordare a unui singur parametru. De altfel și în literatura de specialitate sunt prezentate situații de acordare a reguletoarelor fuzzy prin ajustarea doar a unui singur parametru [Zhe92][Met93].

În figura 6.30.a. sunt prezentate comparativ ieșirile sistemului de reglare fuzzy, cu și respectiv fără autoacordare. La momentul de timp $t=20 \text{ sec}$ referința înregistrează o abatere de 0.05 u.r.. La momentele $t=40$, respectiv $t=60 \text{ sec}$ are loc o creștere a cuplului mecanic (cu 0.2 u.r) respectiv o cuplare a unui consumator local suplimentar (G_1 crește cu 0.2 u.r), ambele evenimente fiind privite ca perturbații asupra sistemului.

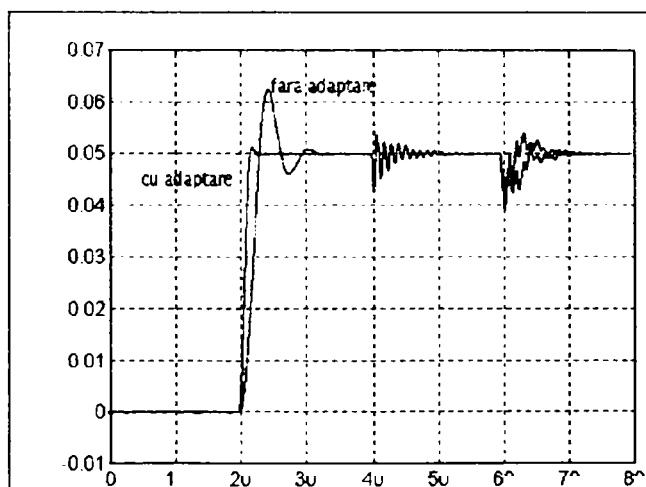


Fig. 6.30.a. Abateri comparate ale tensiunii la borne (ieșirea reglată)

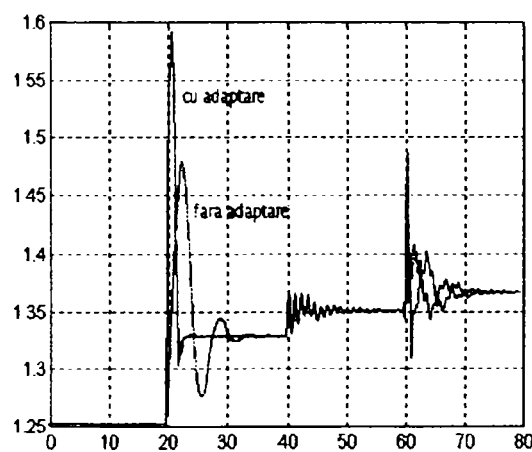


Fig. 6.30.b. Mărimi de comandă comparate (ieșiri regulator)

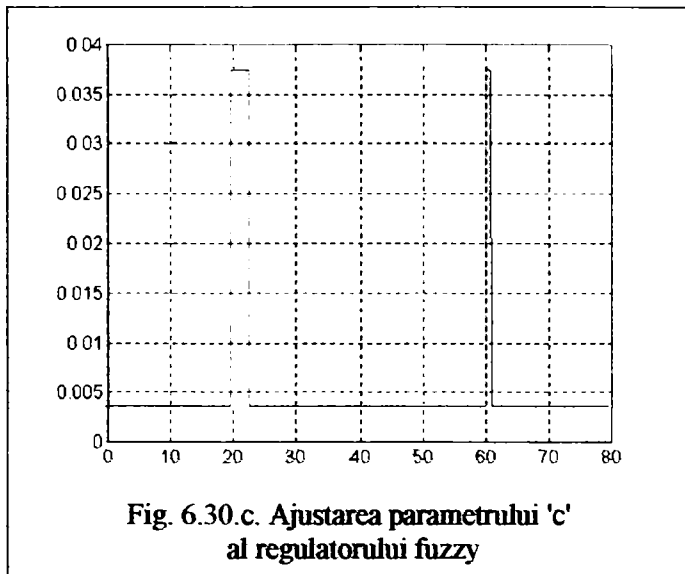


Fig. 6.30.c. Ajustarea parametrului 'c' al regulatorului fuzzy

Se poate ușor observa efectul benefic al reajustării parametrului 'c' al regulatorului fuzzy. În figura 6.30.b. sunt prezentate graficele comparate ale comenzilor în cele două situații, remarcându-se comanda mult mai puternică și eficientă la apariția unor erori mari, în cazul utilizării mecanismului de autoacordare. Figura 6.30.c., în care se reprezintă evoluția parametrului ajustat, evidențiază intervalele de timp pe care mecanismul de acordare își exercită rolul, intervale corespunzătoare unor valori mari pentru eroare.

Observație: În cazul de față, mecanismul de adaptare a fost "programat" să răspundă la o ieșire a erorii din plaja de valori $[-\alpha, +\alpha] = [-0.01, +0.01]$, pentru β a fost aleasă o valoare $\beta = 5 \cdot 10^{-4}$ (ținând cont că procesul este perturbat stochastic cu un zgomot de varianță $\sigma^2 = 10^{-8}$) iar cele două valori pentru parametrul 'c' (determinate în studiile de caz din paragrafele anterioare) sunt $c_1 = 0.00375$ și respectiv $c_2 = 0.0375$.

Se poate remarca, pentru procesul considerat (generator sincron cuplat la un sistem de putere), că mecanismul de autoacordare acționează în special în situația unei eventuale modificări a referinței. În studiul efectuat s-a luat în considerare și acțiunea unor perturbații externe (modificarea de cuplu mecanic respectiv o cuplare a unui consumator la borne) având valori teoretice, foarte mari. Aceste perturbații produc, în general, erori ale ieșirii reglate situate într-o aceeași plaja valorică. De asemenea, sistemul de conducere are în general referința constantă. Toate aceste precizări conduc la concluzia că reglajul fuzzy, chiar fără o autoacordare, constituie o soluție viabilă și eficientă pentru conducerea unui generator sincron cuplat la un sistem de putere [Abu94][Fil99].

6.6 Concluzii

În capitolul de față s-a abordat domeniul de mare actualitate al implementării principiilor și algoritmilor fuzzy în conducerea proceselor, cu particularizare la conducerea unui generator sincron cuplat la un sistem energetic de putere.

Au fost dezvoltate, implementate și analizate două tipuri de structuri de conducere, bazate pe un regulator fuzzy de tip PI respectiv PID. Aplicația considerată o constituie reglajul tensiunii la bornele unui generator sincron cuplat la un sistem de putere, prin comandă excitației. Performanțele celor două tipuri de regulatoare fuzzy considerate au fost analizate și comparate în trei regimuri specifice de funcționare ale procesului (modificarea puterii active, modificarea puterii reactive, cuplarea de consumatori locali la borne). Ambele regulatoare oferă performanțe de conducere foarte bune, comparabile cu cele obținute printr-un reglaj adaptiv clasic respectiv neuro-adaptiv. Setul de programe (Matlab) de implementare și simulare a regulatoarelor fuzzy sunt contribuția autorului, structura lor modulară asigurând o mare flexibilitate și adaptabilitate în implementarea, cu modificări minimale, a oricărui alt tip de regulator fuzzy. Dezvoltare, implementarea și simularea unei structuri de conducere cu regulator fuzzy PID (având un număr de 125 de reguli decizionale) constituie de asemenea o contribuție a autorului. Studiile de caz efectuate au arătat că, cel puțin pentru procesul

considerat, un astfel de regulator fuzzy PID nu aduce avantaje majore comparativ cu performanțele oferite de un regulator fuzzy uzual de tip PI.

Pe o structură de bază realizată cu un regulator fuzzy PI (cu integrare pe ieșire), s-a dezvoltat, implementat și validat un mecanism de autoacordare on-line a parametrilor regulatorului. Această structură de conducere adaptivă cu regulator fuzzy, reprezentând de asemenea o contribuție a autorului, a fost utilizată (în simulare) cu rezultate bune (în variantă bidecizională) la comanda procesului reprezentat de un generator sincron conectat la un sistem de putere [Fil99]. Mecanismul de autoacordare poate fi dezvoltat și/sau particularizat funcție de specificul procesului condus. Utilizarea doar a erorii ca mărime de intrare pentru activarea mecanismului de autoacordare, conferă acestei structuri de conducere o viteză mare de reacție, ținând cont că, practic momentul apariției unei erori maxime în ieșire este chiar momentul în care, evident, asupra procesului a început acțiunea unor perturbații interne (modificări parametrice) sau externe.

Performanțele oferite de sistemele de conducere cu regulatoare fuzzy sunt comparabile cu cele oferite de structurile de conducere adaptivă "convențională" (cap. IV) sau neuro-adaptivă (cap. V). Avantajul oferit de reglajul fuzzy îl constituie o mai mare robustețe și simplitate de implementare, precum și evitarea unor probleme legate de stabilitatea numerică a estimatorilor utilizați în cadrul unor structuri de conducere adaptivă autoacordabilă bazate pe minimizarea unor funcții criteriu.

Capitolul VII

CONCLUZII FINALE

În lucrarea de față se abordează domeniul de mare actualitate al conducerii adaptive a proceselor complexe, cu particularizare la comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone conectate la un sistem energetic de putere.

Lucrarea este concepută ca o dezvoltare succesivă de problematici care se completează continuu, sfârșitul fiecărei etape evidențiind particularități, recomandări și concluzii generale sau concluzii particularizate funcție de specificul procesului considerat.

Obiectivul principal al lucrării îl constituie sinteza, dezvoltarea și implementarea unor structuri de conducere adaptivă destinate conducerii proceselor complexe, cu particularizare la comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone. Două direcții imediate, derivate din obiectivul principal, merită a fi evidențiate:

- dezvoltarea și analiza unor structurile “convenționale” de conducere adaptivă autoacordabilă, bazate pe minimizarea unor funcții criteriu
- sinteza unor soluții de conducere adaptivă alternative celor “convenționale”, bazate pe logica fuzzy și rețele neuronale

Structurile de conducere adaptivă tratate sunt particularizate la problematica reglajului tensiunii la bornele unui generator sincron conectat la un sistem energetic de putere, prin comanda sistemului de excitație.

Concluzia care poate fi desprinsă la finele lucrării este că, pentru aplicația considerată (comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone), structurile de comandă adaptivă constituie soluții eficiente și performante de conducere. Toate cele trei mari categorii de sisteme adaptive dezvoltate (bazate pe minimizarea unor funcții criteriu, cu rețele neuronale sau bazate pe logica fuzzy) asigură performanțe bune.

Pornind de la obiectivele declarate ale acestei lucrări, în continuare sunt prezentate principalele contribuții originale:

- ◆ Elaborare unui studiu asupra problematicilor de bază ale sintezei structurilor “convenționale” de conducere adaptivă autoacordabilă.
- ◆ Dezvoltarea unui algoritm de estimare on-line a parametrilor proceselor bazat pe transformarea ortogonală Givens
- ◆ Elaborarea unei funcții Matlab destinată implementării estimatorului nerecursiv bazat pe transformarea ortogonală Givens în cadrul unei structuri de conducere adaptivă.
- ◆ Realizarea unui studiu analitic asupra convergenței estimațiilor parametrilor proceselor evoluând în buclă deschisă respectiv în buclă închisă:
- ◆ Determinarea unei relații între parametri reali și estimațiile parametrilor unui proces evoluând în cadrul unui sistem de reglare.

- ◆ Realizarea unui studiu comparativ asupra rezultatelor și performanțelor algoritmiilor de estimare a parametrilor proceselor funcționând în buclă deschisă, respectiv în buclă închisă, cu evidențierea și justificarea particularităților lor.
- ◆ Definirea unui parametru calculat pe baza estimațiilor parametrilor procesului, a cărui evoluție constituie un criteriu de apreciere asupra corectitudinii acordării estimatorului recursiv CMMP, utilizat în cadrul unei structuri de conducere adaptivă autoacordabilă cu compensare după reacție și referința.
- ◆ Realizarea unei analize asupra stabilității sistemelor de conducere adaptivă autoacordabilă, cu evidențierea unor cazuri particulare în care structura de conducere autoacordabilă cu compensare după reacție și componentă integratoare internă nu poate rezolva simultan problema asigurării stabilității și a menținerii unei erori de regim staționar nule.
- ◆ Sinteza unei structuri de conducere adaptivă autoacordabilă cu compensare după reacție, dotată cu o buclă integratoare externă, capabilă să asigure atât stabilitatea sistemului cât și rejectia erorii de regim staționar.
- ◆ Identificare unor modele matematice ale generatorului sincron conectat la un sistem energetic de putere:
 - modele matematice neliniare ale generatorului sincron conectat la un sistem energetic de putere printr-o linie lungă de transmisie (model complet de ordinul 6, model redus de ordinul 4);
 - modele matematice neliniare ale generatorului sincron conectat la un sistem energetic de putere printr-o linie lungă de transmisie și având legat un consumator local la borne (model complet de ordinul 6, model redus de ordinul 4);
 - model matematic liniarizat de ordin 4, direct utilizabil în sinteza unor strategii de conducere adaptivă autoacordabilă a sistemului de excitație a generatorului sincron.
- ◆ Realizarea unor ample studii de validare, în regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron, a modelelor matematice propuse, cu implementării originale în Simulink.
- ◆ Dezvoltarea și implementarea unor variante de structuri de reglatoare adaptive autoacordabile destinate reglajului tensiunii la borne prin comanda sistemului de excitație:
 - reglatoare adaptive autoacordabile cu compensare după reacție, cu și fără buclă integratoare externă, pentru comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone,
 - reglatoare adaptive autoacordabile cu compensare după reacție și referința pentru comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone.
- ◆ Acordarea structurilor de conducere adaptivă autoacordabilă propuse pe baza unor ample studii de caz specifice regimurilor de funcționare ale generatorului sincron.
- ◆ Analiza comparativă a performanțelor structurilor de conducere adaptivă autoacordabilă propuse, pentru cazurile utilizării ca mecanism de estimare, fie a algoritmului CMMP recursiv, fie a algoritmului propus bazat pe transformarea ortogonală Givens.
- ◆ Identificarea unui model al generatorului sincron conectat la un sistem energetic de putere bazat pe o rețea neuronală recurentă și stabilirea unui domeniu de validitate funcțională a acestuia .

- ◆ Sinteza și implementarea unei structuri de conducere adaptivă cu rețea neuronală recurentă, cu ajustarea on-line a *bias*-lui neuronului de pe stratul de ieșire.
- ◆ Realizarea unui amplu studiu de validare și analiză a performanțelor oferite de structura de conducere adaptivă cu rețea neuronală recurentă, particularizată pentru comanda sistemului de excitație a generatorului sincron
- ◆ Sinteza și implementarea unei structuri de conducere neuro-adaptivă bazată pe modelul neuronal ADALINE, utilizând un mecanism de autoacordare fundamentat pe algoritmul de estimare Widrow-Hoff, cu particularizare la comanda sistemului de excitație a generatorului sincron (studii de validare și analiză a performanțelor în regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron, evidențierea rolului esențial al valorilor de inițializare a vectorului ponderilor regulatorului neuronal).
- ◆ Realizarea unui studiu asupra convergenței algoritmului de estimare Widrow-Hoff prin prisma teoriei ecuațiilor diferențiale ordinare (EDO)
- ◆ Dezvoltarea și implementarea unor structuri de conducere cu regulatoare fuzzy PI și PID, destinate comenzii sistemului de excitație a generatorului sincron, precum și realizarea unor studii comparative în regimuri specifice de funcționare ale generatorului sincron.
- ◆ Elaborarea unei studii unitare asupra principiilor sintezei unei structuri de conducere adaptivă bazate pe logica fuzzy.
- ◆ Sinteza unei structuri de conducere adaptivă cu regulator fuzzy PI
- ◆ Analiza performanțelor structurii de conducere adaptivă cu regulator fuzzy PI particularizată pentru comanda sistemului de excitație a generatorului sincron, în regimuri specifice de funcționare ale acestuia.
- ◆ Analiza comparativă asupra performanțelor structurilor “convenționale” de conducere adaptivă autoacordabilă, bazate pe minimizarea unor funcții criteriu, și respectiv a structurilor de conducere bazate pe rețele neuronale și logica fuzzy.
- ◆ Realizarea programelor și procedurilor Matlab, precum și a modelelor Simulink destinate implementării, analizei și validării structurilor de conducere tratate.

Problemele prezentate, precum și rezultatele obținute în urma soluționării lor, conferă lucrării un real caracter de aplicabilitate practică, deschizând noi perspective cercetărilor în domeniile abordate.

În concluzie, se poate afirma că soluțiile propuse în lucrare, soluții care pledează pentru utilizarea unor structuri de conducere adaptivă pentru comanda sistemului de excitație a generatoarelor sincrone conectate la un sistem energetic de putere, asigură rezolvarea problemelor legate de reglajul tensiunii la borne, cu atingerea unor parametrii de performanță foarte buni.

Pentru elaborarea lucrării a fost utilizată o bibliografie care cuprinde 176 de titluri ale unor lucrări de specialitate, cele mai multe dintre ele de dată foarte recentă. De asemenea, bibliografia cuprinde 18 lucrări al căror autor principal sau coautor este autorul tezei.

Lista principalelor abrevieri și notațiiAbrevieri:

SRC	- sistem de reglare convențională
MM	- model matematic
SRAD / SCAD	- sistem de reglare / conducere adaptivă
SAD	- sistem adaptiv
SAME	- sistem adaptiv cu model etalon
RAA	- regulator autoacordabil
SAAc	- sistem adaptiv autoacordabil
CMMP	- cele mai mici pătrate
CMMPG	- CMMP generalizate
TO	- transformare ortogonală
SEP	- sistem energetic de putere
GS	- generator sincron
EBP	- Error Back-Propagation
ADALINE	- ADaptive LINear Element
EDO	- ecuații diferențiale ordinare
RG-F PI	- regulator fuzzy PI
RG-F PID	- regulator fuzzy PID
u.r.	- unități relative
model CARMA	- model ARMA controlabil
SISO	- sistem monovariabil în intrare și ieșire
MIMO	- sistem multivariabil în intrare și ieșire

Notații:

$E\{.\}$	- operator de mediere
$\ .\ $	- norma euclidiană
$\hat{\cdot}$	- estimatul mărimii " \cdot "
σ^2	- varianța zgomotului
Δ	- semnifică o mică perturbație

k	- timp mort (în perioade de eşantionare)
$u(t)/y(t)$	- intrarea/ieşirea sistemului la momentul t
$v(t)$	- zgomotul aditiv în ieşire
$w(t)$	- mărime de referinţă
θ	- vectorul parametrilor
$\hat{\theta}$	- vectorul estimaţiilor
$x(t)$	- vectorul observaţiilor (datelor de măsură)
X	- matricea observaţiilor
z^{-1}	- operator de întârziere ($z^{-1}n(t) = n(t-1)$)
d	- constantă reprezentând ieşirea sistemului în regim staţionar pentru comandă nulă
P	- matricea de covarianţă a parametrilor estimaţi
$\lambda(t)$	- factor de "uitare"
ρ	- factor de penalizare a comenzii în funcţia obiectiv
k_f	- parametru de compensare a referinţei
$\zeta(t+k)$	- eroare de predicţie
$\hat{w}(t)$	- ponderi estimate (ale unui element neuronal)
$\hat{y}(t)$	- ieşirea învăţată de o reţea neuronală
t	- variabilă timp discret
τ	- variabilă timp continuu
$e_r/d_1 e_r$	- eroarea/derivata de ordinul I a erorii (la regulatoarele fuzzy)
a, b, c	- parametrii de acordare a unui RG-F PI
$A(z^{-1})/B(z^{-1})/C(z^{-1})/D(z^{-1})$	- polinoame corespunzând ieşirii/intrării/secvenţei de zgomot colorat/perturbaţiei nemăsurabile
$P(z^{-1}), Q(z^{-1}), R(z^{-1})$	- filtre de ponderare în funcţia obiectiv corespunzând ieşirii/intrării/mărimii de referinţă

Observații:

- Lista cuprinde principalele notații utilizate majoritar în lucrare. În cazul că o anumită notație este atribuită și altor mărimi, acest lucru este specificat de fiecare dată, astfel că posibilitatea unor confuzii este exclusă.
- Abrevierile sunt introduse la prima apariție din text a noțiunii respective.
- Nu s-a considerat necesară, în general, utilizarea unor notații distinctive pentru vectori și matrici, semnificația mărimilor rezultând de fiecare dată din context
- Lista nu cuprinde notațiile specifice GS, ele fiind introduse și utilizate doar în etapa de identificare analitică.

BIBLIOGRAFIE

- [Abi97] M.A.Abido, Y.L.Abel-Magid - "On-Line Identification of a Synchronous Machine Using Radial Basis Function Neural Networks", IEEE Transaction on Power Systems, vol.12, no.4, Nov.1997, pag. 1500-1504.
- [Abu94] Abul R. Hasan - "Design and Implementation of Fuzzy Controller Based Automatic Voltage Regulator for a Synchronous Generator", IEEE Transactions Energy Conversion, Vol.9, No.3, September 1994.
- [Adk62] B. Adkins - "The general theory of electrical machine", Chapman & Hall, London, 1962.
- [Anu96] M.Anuradha, S.Hin Yu - " ϵ -Adaptive Neural Networks: A New Approach to Parameter Estimation", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.7, no.4, July 1996, pag.907-918.
- [Ase58] J.A. Aseltine, A.R.Machini - "C.W.Sarture - "A Survey of Adaptive Control Systems", IEEE Trans. on Automatic Control, vol.2, nr.2, 1958.
- [Ast73] K.J. Astrom, B.Wittenmark - "On Self-Tuning Regulators", Automatica, Vol.9, 1973
- [Ast84] K.J. Astrom, B. Wittenmark - "Computer Controlled Systems - Theory and Design", Englewood Cliffs, N.J: Prentice-Hall, 1984.
- [Ast89] K.J. Astrom, B.Wittenmark - "Adaptive Control", Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts, 1989.
- [Bar83] A.G. Barto, R.S. Sutton, C.W.Anderson - "Neuron-Like Adaptive Elements that can Solve Difficult Learning Control Problems", IEEE Transaction on Systems, Manufacturing, Cybernetics, vol.SMC-13, 1983, pag.834-856.
- [Bel53] R. Bellman - "Stability Theory of Differential Equations", McGraw-Hill, New York, 1953.
- [Bel61] R. Bellman - "Adaptive Control Processes - A Guided Tour", Princeton, N.J.: Princeton University Press, 1961.
- [Ben98] D.B. Benedito, L. Eduardo - "A New Approach to Artificial Neural Networks", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.6, November 1998, pag.1167-1179.
- [Bos97] M. Bostanci, J.Kaplowitz, C.W.Taylor - "Identification of Power System Load Dynamics Using Artificial Neural Network", IEEE Transaction on Power Systems, vol.12, no.4, Nov.1997, pag. 1468-1473.
- [Bro94] Martin Brown & Chris Harris - "Neurofuzzy Adaptive Modelling and Control", Prentice Hall International (UK) Limited, 1994.
- [Cal75] Calin S., - "Regulatoare automate", Editura didactica si pedagogica, Bucuresti,1975
- [Cal85] Calin S., Dumitrache I. - "Regulatoare automate", Editura didactica si pedagogica, Bucuresti, 1985.
- [Cal88] Calin.S, Popescu T., Jora B., Sima.V.- "Conducerea adaptiva si flexibila a proceselor industriale", Editura tehnica, Bucuresti,1988.
- [Cha98] F.Z.Chaoni, F.Giri, s.a. - "Adaptive Tracking with Saturating Input and Controller Integral Action", IEEE Transaction on Automatic Control, vol.43, nr.11, Nov.1998.

- [Che90] F.C. Chen, H.K. Khalie - "Adaptive Control of Nonlinear Systems Using Neural Networks", Proceedings on Decision Control 1990, pag.1707-1712.
- [Chi98] R.B.Chinnam, J. Ding - "Prediction Limit Estimation for Neural Networks Models", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.6, November 1998, pag.1515-1522.
- [Chu98] L.L.Chun - "Control of Perturbed System Using Neural Networks", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.5, September 1998, Letters, pag. 1046-1053.
- [Cla75] D.W.Clarke, P.J. Gawthrop - "Self-Tuning Controller", Proceedings of the Institution Electrical Engineers, 1975
- [Col95] T.Colosi, S.Codreanu,s.a. - " Numerical Modeling and Simulation of Dynamical Systems", Casa Cartii de Stiinta, Cluj-Napoca,1995.
- [Cos96] A.Costa, A.De Gloria, M.Olivieri - "Hardware Design of Asynchronous Fuzzy Controller", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.4, no.3, Aug.1996, pag. 328-338
- [Cri67_1] O. Crisan - "Ecuatiile de functionare pentru masina sincrona", Electrotehnica, Bucuresti, nr.7, oct. 1967.
- [Cri67_2] O. Crisan - "Ecuatiile de functionare pentru masina sincrona liniarizata", Electrotehnica, Bucuresti, nr.1, ian. 1968.
- [Cur96_1] D. I.Curiac, I. Filip, O. Prostean "Generating Reference Input Signals Using Recurrent Neural Networks", Proceedings for the KoREMA'96 Conference - Opatija, Croatia, vol.2 Automatic Control & Robotics, 1996
- [Cur96_2] D. I.Curiac, O. Prostean, I. Filip -" Heuristic Improvements for Training Neural Networks", Proceedings for the KoREMA'96 Conference - Opatija, Croatia, vol.2 Automatic Control & Robotics, 1996
- [Cur97] D.Curiac, I.Filip, O.Prostean, O.Dranga -" An Algorithm for Training Neural Networks", The II International Conference on Microelectronics and Computer Science ICMCS '97 Chisinau, Moldova, 30-31 Oct. 1997
- [Cyb89] G.Cybenko - "Continuous Value Neural Networks with Two Hidden Layers Are Sufficient", Math.Contr. Signal and Sys., vol.2, 1989, pag.303-314.
- [Dao83] Dao Xia, G.T.Heydt - "Self -Tuning Controller for Generator Excitation Control", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-102, No.6, June1983.
- [Dav86] David Romero, Gerald Thomas Heydt -" An Adaptive Excitation System Controller in a Stochastic Environment" , IEEE Transaction on Power Systems, Vol.PWRS-1, No.1, February 1986
- [Dor77] T. Dordea - "Masini electrice", Editura didactica si pedagogica, Bucuresti, 1977.
- [Dra89] T.L.Dragomir - "Regulatoare automate", vol 2., Lito IPTVT, 1989
- [Dra97] O.Dranga, O.Prostean, I.Filip, D.Curiac -" Some New MatLAB Functions for the Design of Fuzzy Systems", The II International Conference on Microelectro-nics and Computer Science ICMCS '97 Chisinau, Moldova, 30-31 Oct. 1997
- [Dum82] I.Dumitrache, S. Calin, C. Nitu, I. Boton - "Automatizari si echipamente electronice", Editura Didactica si Pedagogica, Bucuresti, 1982.
- [Dum93] I.Dumitrache, I.Mihu, s.a. - "Automatizari electronice", Editura Didactica si Pedagogica, Bucuresti, 1993
- [Dum85] I.Dumitrache - "Proiectarea sistemelor numerice de reglare", Note de curs, I.P.B., 1985.
- [Ega79] B.Edgard - "Stability of Adaptive Controllers", Springer Verlang, Berlin, 1979.
- [Far98] J.A.Farrel - "Stability and Approximator Convergence in Nonparametric Nonlinear Adaptive Control", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.5, September 1998, pag. 1008-1120.

- [Fil96_1] I. Filip, O.Prostean, D.Curiac – “ Implementing Fuzzy Controllers Using SIMNON Package”, - Buletinul Stiintific si Tehnic al UTT, Automatica si Calculatoare, Tomul 41(55), 1996
- [Fil96_2] I.Filip, O.Dranga –“ Comparative Study Above Some Types of Fuzzy Controllers”, Simpozionul International ConTI,96, vol.1, noiembrie.1996,Timisoara
- [Fil96_3] I.Filip – “Modelarea si estimarea parametrilor generatoarelor sincrone”, Referat de doctorat nr.1, UPT, 1996.
- [Fil97_1] I.Filip, O.Prostean - "Self-Tuning Controller for Synchronous Generator Excitation System", Buletinul Stiintific si Tehnic al UPT, Seria Automatica si Calculatoare, Tom 42(56), 1997.
- [Fil97_2] I.Filip – “Conducerea adaptiva a sistemului de excitatie a generatoarelor sincrone”, Referat de doctorat nr.2, U.P.T., 1997.
- [Fil98_1] I. Filip, O. Prostean, O.Dranga, C.Vasar -“ Logica fuzzy in conducerea automata a instalatiilor ”, Simpozionul international - "Instalatii pentru constructii si confort ambiental" editia 7, , Timisoara , vol.2, 26-24 aprilie 1998.
- [Fil98_2] I. Filip, O.Prostean, D.I.Curiac, O. Dranga – “Nonlinear Modelling and Simulation of a Synchronous Generator Connected to a Power System”, Proceedings of International Conference on Automation and Quality Control, 28-29 May, 1998, Cluj, Romania
- [Fil98_3] I.Filip, I.Borza, D.I.Curiac, D.Ungureanu – “Conducerea Adaptiva a Instalatiilor ”, A XXXIII-a Conferinta Nationala de Instalatii – Instalatii Pentru Inceputul Mileniului Trei – Sinaia, 20-23 octombrie, 1998, vol.1
- [Fil99] I.Filip,O.Prostean,D.Curiac – “Tuning Considerations above a Fuzzy Controller Used for the Synchronous Generator “, International Conference on Computational Intelligence – 6th Fuzzy Days in Dortmund, Germany, May 25-28,1999
- [Fra96] P. Frasconi, M. Gori - "Computational Capabilities of Local-Feedback Recurrent Networks Acting as finite-State Machines", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.7, no.6, November 1996, Letters, pag.1521-1555.
- [Fro93] T. Froese, s.a. – “Applying of Fuzzy-Control and Neural Network to Modern Process Control Systems”, EUFIT, September 1993.
- [Gaw77] P.J. Gawthrop – “Some Interpretations of the Self-Tuning Controller”, IEEE Proceedings, vol.124, no.10,1977, pag.889-894.
- [Gâr87] S. Gârlaşu – “Prelucrarea in timp real a semnalelor fizice”, Ed. Scrisul Romanesc, Craiova, 1987.
- [Goo84] G.C. Goodwin, K.S. Sin - " Adaptive Filtering, Prediction and Control", Prentice Hall, Englewood Cliffs Inc., New Jersey, 1984.
- [Got95] S.Goto, N.Nakamura, K.Vasak - "On-Line Spectral Estimation of Nonstationary Time Series Based on AR Model Parameter Estimation and Order Selection with Forgetting Factor" - IEEE Transactions on Signal Processing, vol.43, no.6, June 1995.
- [Gre59] P.C. Gregory - "Proc. Self Adaptive Flight Control Symposium", Wright-Patterson Air Force Base, Ohio: Wright Air Development Center, 1959.
- [Guz95] B.Guzun., C.Mucichescu, A.Chiracu - "Automatizari in hidroenergetica", Editura Tehnica, Bucuresti, 1995.
- [Hae98] K. Haese - "Self-Organizing Feature Maps with Self-Adjusting Learning parameters", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.6, November 1998, pag. 1270-1278.
- [Hak97] R.G. Hakvoort, M.P.J. van Hof - "Identification of Probabilistic System Uncertainty Regim by Explicit Evaluation of Bias and Variance Errors", IEEE Transaction on Automatic Control, vol.42, nr.11, Nov.1997, pag.1516-1528.
- [Her91] J.Hertz, A. Krogh, R.G.Palmer - " Introduction to the Theory of Neural Computation", Redword City, CA: Addison-Wesley, 1991.

- [Hor95] B.G. Horne, C.L.Giles - "An Experimental Comparison of Recurrent Information Processing Systems", Cambridge MA: MIT Press, vol.7, 1995.
- [Hun92] K.J. Hunt, D. Sbarbaro, P.j. Gawthrop - "Neural Networks for Control System - A Survey", Automatica, vol.28, 1992, pag. 1083-1112.
- [Ioa83] P.A. Ioanrou, P.V.Kokotovici - "Adaptive Systems with Reduced Models", Springer Verlag, Berlin, 1983.
- [Ion85] V.Ionescu – "Teoria sistemelor liniare", Editura Didactica si Pedagogica", Bucuresti, 1985
- [Ion94] V.Ionescu, A.Varga – "Teoria Sistemelor: Sinteza Robusta. Metode Numerice de Calcul", Editura ALL, Bucuresti, 1994.
- [Ise 82] Iserman R. - "Parameter adaptive control algorithms - A Tutorial", Automatica, nr.10, 1982.
- [Jag84] Jagannathan Kanniah, O.P.Malik, G.S.Hope - "Excitation Control of Synchronous Generator Using Adaptive Regulators, Part I -Theory and Simulation Results", IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol.PAS-103, No.5, May 1984
- [Jaga84] Jagannathan Kanniah, O.P.Malik, G.S.Hope -"Microprocessor-Based Universal Regulator Using Dual-Rate Sampling", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.IE-31, No.4, Nov. 1984.
- [Jer95] Jerry M.Mendel –"Fuzzy Logic Systems for Engineering: A Tutorial", IEEE, 1995.
- [Jih93] Lee Jihong - "On Methods for Improving Performance of PI-Type Fuzzy Logic Controllers", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.1, no.4, Nov.1993, Letters.
- [Joh93] John G. Kuschewski, Stefan Hui, Stanislaw H. Zak-" Application of Feedforward Neural Networks to Dynamical System Identification and Control", IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol.I, No.1, March 1993, pag.37 –49.
- [Jua98] C.F. Juang, C.T.Lin -"An On-Line Self Constructing Neural Fuzzy Inference Network and Its Applications", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.6, no.1, Feb.1998,pag.12-32.
- [Jyh95] Jyh-Shing Roger Jang, Chuen-Tsai Sun - "Neuro-Fuzzy Modeling and Control", Proceedings on the IEEE, March 1995
- [Kel79] A. Kelemen - "Actionari electrice", Editura didactica si pedagogica, Bucuresti, 1979.
- [Kil86] S.Kyleni s.a. – "Analiza influentei sistemelor intensive de reglare automata a excitatiei asupra comportarii in regim dinamic a generatoarelor sincrone in cadrul sistemelor electroenergetice complexe", Revista Energetica, nr.7.,1986.
- [Kim97] E.Kim, M.Park, S. Ji - " A New Approach to Fuzzy Modeling", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.5, no.3, Aug..1997, pag. 328-337.
- [Kir98] K. Kiriakidis - "Fuzzy Model-Based Control of Complex Plants", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.6, no.4, Nov.1998, pag. 517-529.
- [Ku95] Ku Chao-Chee, s.a. – "Diagonal Recurrent Neural Networks for Dinamic System Control", IEEE Neural Networks Vol.6, No.1, 1995.
- [Kum90] Kumpati S. Narendra, Kannan Parhasasarathy –" Identification and Control of Dynamics Systems Using Neural Networks", IEEE Trans. Neural Networks, vol.1, No.1, Mar.1990.
- [Lan74] I.D. Landau - "A Survey of Model Reference Adaptive Techniques - Theory and Applications", Int.J. Contr., vol.10, nr. 5, 1974.
- [Lan81] I.D. Landau, R. Lozano - "Redesign of Explicit and Implicit Discrete Time Model Reference Adaptive Control Schemes, Int.J. Contr., vol.33, nr. 2, 1981.
- [Lan79] I.D. Landau - "Model Reference Adaptive Control and Stochastic Self-Tuning Regulators", Towards Cross-fertilizations AFOSR Workshop an Adaptive Control, Univ. of Illinois, 1979.

- [Lee98] J.H.Lee, B.L.Cooley - "Optimal Feedback Control Strategies for State-Space Systems with Stochastic Parameter", IEEE Transaction on Automatic Control, vol.43, nr.10, Oct.1998.
- [Li97] W.Li - "A Method for Design of a Hybrid Neuro-Fuzzy Control System Based on Behavior Modeling", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.5, no.1, Feb.1997, pag. 128-137.
- [Lig95] Lighthbody, W.W.Irwin –“Direct Neural Model Reference Adaptive Control”, IEEE Pro.-Control Theory Appl., Vol.142, No.1, January 1995.
- [Lin95] C.T. Lin - "A Neural Fuzzy Control System with Structure and Parameter Learning", Fuzzy Sets Systems, vol.10, 1995, pag.183-212.
- [Lin97] C.J.Lin, C.T.Lin - "An ART-Based Fuzzy Adaptive Learning Control Network", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.5, no.4, Nov.1997, pag. 477-496.
- [Liu97] D.Liu, Z. Lu - "A New Synthesis Approach for Feedback Neural Networks Based on the Perceptron Training Algorithm", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.8, no.6, November 1997, pag.1468-1483.
- [Lju83] L.Ljung, T. Soderstrom – “Theory and Practice of Recursive Identification”, M.I.T. Press, Mass, 1983
- [Lju85] L. Ljung - "On the estimation of transfer functions" - Automatica, vol.21, pp.677-696, 1985
- [Lju86] L. Ljung - "Parametric methods for identification of transfer functions of linear systems" - Advances in Control, vol.24, Academic Press, New York, 1986.
- [Lju87] L. Ljung - "System Identification - Theory for the User"- Prentice Hall Inc. Englewood Cliffs New Jersey, 1987.
- [Lus88] B. Lustrea, O.Prostean –“ Explicit Self-Tuning Controller Hydrogenerator Excitation Control”, Buletinul Stiintific si Tehnic al IPTVT, Tom. 37(47), Fasc.1-2, 1988.
- [Lyg97] J.Lygeros - "A Formal Approach Fuzzy Modeling", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.5, no.3, Aug..1997, pag. 317-327.
- [Mag84] R.Magureanu – “Masini electrice speciale pentru sisteme automate”, Editura Didactica si Pedagogica, Bucuresti, 1984
- [Mal87] O.P.Malik, G.S.Hope, S.J.Cheng, G.Hancock - "A Multi-Micro-Computer Based Dual-Rate Self-Tuning Power System Stabilizer", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.EC-2, No.3, Sept.1987.
- [Mal98] Z. Malouche, O. Macchi - "Adaptive Unsupervised Extraction of One Component of a Linear Mixture with a Single Neuron", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.1, Jan. 1998, pag.123-138.
- [Mam76] E.H. Mamdani – “Applications of Fuzzy Controllers for Control of Symple Dynamic Plant”, Proceedings of IEE, no121, pag. 1585-1588.
- [Mat86] K.A.El-Matwally, O.P.Malik - "Parameter Tuning for a Fuzzy Logic Controller", IEEE Transaction on Automatic Systems, vol.1, 1986, pag.123-126.
- [Mat98] S. Matsuda - "Optimal Hopfield Network for Combinatorial Optimization with Linear Cost Function", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.6, November 1998, pag. 1319-1330.
- [Met92] El-Metwally K.A., O.P.Malik –“Parameter Tuning for a Fuzzy Logic Controller”, IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol.1-123, 1992
- [Mill96] Peter M.Mills, Albert Y.Zamoya, Mosses O.Tade – “Neuro-Adaptive Process Control. A Practical Approach”, John Wiley & Sons, Chichester, England, 1996
- [Miz89] M. Mizumoto – “Fuzzy reasoning and fuzzy control”, Computol, nr.28, pag. 32-45.
- [Nar80] K.S. Narendra, R.F. Monopoli - "Applications of Adaptive Control", Academic Press, New York, 1980.

- [Ned68] V.N. Nedelcu - "Regimurile de functionare ale masinilor de curent" Editura didactica si pedagogica, Bucuresti, 1968.
- [Ner94] Nerrand O., s.a. – "Training Recurrent Neural Networks: Why and How? An Illustration in Dynamical Process Modeling", IEEE Neural Networks, Vol. 5, No.2, 1994.
- [Noz96] K. Nozaki, H. Ischibuchi, H. Tanaka - "Adaptive Fuzzy Rule-Based Classification Systems, IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.4, no.3, Aug.1996, pag. 238-250.
- [Obr96] D. Obradovic - "On-line Training of Recurrent Neural Networks with Continuous Topology Adaptation", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.7, no.1, Jan. 1996, pag.222-228.
- [Olu98] O. Oluseyi, D. Soumitra - "Noisy Recurrent Neural Networks: The Discrete-Time Case", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.5, September 1998, pag. 913-937.
- [Ord97] R. Ordonez, J. Zumberge, s.a. - "Adaptive Fuzzy Control: Experiments and Comparative Analyses", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.5, no.2, May.1997, pag. 167-188.
- [Par91] D.C. Park, M.A.El Sharkawi, R.J. Marks s.a.- "Electric Load Forecasting Using an Artificial Neural Networks", IEEE Transaction on Power System, vol.6, 1991, pag.442-449.
- [Par96] Y.M. Park, M.S. Choi, K.Y. Lee - "An Optimal Tracking Neuro-Controller for Nonlinear Dynamic Systems", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.7, no.5, Sept 1996, pag.1099-1110.
- [Par98] T. Parisini - " Neural Approximations for Infinite Horizon Optimal Control of Nonlinear Stochastic Systems", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.6, November 1998, pag.1388-1408.
- [Pet70] V. Peterka - "Adaptive Digital Regulation of Noisy Systems", Preprints 2nd IFAC Symposium on Identification and Process Parameter Estimation, Prague, 1970.
- [Pet97] V. Petridis, A.Kehagios -"Predictive Modular Fuzzy Systems for Time-Series Clasification", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.5, no.3, Aug. 1997, pag. 381-397.
- [Pre95] S. Preitl, R.E. Precup – "Sisteme de reglare avansata", Lito UPT, Timisoara, 1995
- [Pre97] S. Preitl, R.E. Precup – "Introducere in conducerea fuzzy a proceselor", Editura Tehnica, 1997.
- [Pro79] T.J. Procyk, E.H. Mamdani – "A linguistic self-organizing process controler", Automatica, nr.15, pag. 15-30.
- [Pro85] O. Prostean, I. Muresan - "Tehnici de identificare si modelare" - vol.1 si 2, Lito IPTVT 1985.
- [Pro91_1] O.Prostean, B.Lustrea, D.I.Curiac - "Some Aspects of Hydrogenerator Excitation Control Using an Adaptive Regulator" - Buletinul Institutului Politehnic Iasi Tomul XXXVII(XLI), Fasc.1-4, Sectia VI Automatica si Calculatoare, pag.39-43, 1991.
- [Pro91_2] O.Prostean, B.Lustrea, D.I.Curiac - "Asupra estimarii recursive a parametrilor generatorului sincron utilizat in reglajul autoacordabil al excitatiei" - Lucrarile celui de al III-lea simpozion "Structuri, Algoritmi si Echipamente de conducere a proceselor industriale" vol.1 pag.313-318, Iasi 25-26 octombrie 1991.
- [Pro94_1] O.Prostean, B.Lustrea, I.Filip - "Implementation and Test Results for Microprocessor-Based Synchronous Generator Excitation" - Buletinul Stiintific si Tehnic al UTT, Automatica si Calculatoare, Tomul 38(52), 1994
- [Pro94_2] O.Prostean, D.Curiac, I.Filip - "Experience with Adaptive Control in Stochastic Environment with Application for the Power Systems", Conti'94, vol.3, nov.1994, Timisoara
- [Pro95] O.Prostean, I. Filip, D.I.Curiac –" Self Tuning Excitation Control ",XXXIX Conferincija za ETRAN, Zlatibor, Yugoslavia, 6-9 iunie 1995

- [Pro97_1] O.Prostean, I.Filip –“ Dual-Rate Self-Tuning Controller for Synchronous Generator Excitation System”, Buletinul Stiintific si Tehnic al UPT, Seria Automatica si Calculatoare, Tom 42(56), 1997.
- [Pro97_2] O.Prostean, O.Dranga, I.Filip, D. Curiac –“ Some New Matlab Functions for the Design of Fuzzy Systems”, The II International Conference on Microelectronics and Computer Science ICMCS '97, Chisinau, Moldova, 1997.
- [Pro98] O.Prostean, I.Filip, D.I.Curiac, C.Vasar – “Above the Simulation of a Synchronous Generator Connected to a Power System”, Buletinul Stiintific al Universitatii "Politehnica" din Timisoara, Automatica si Calculatoare, Tomul 43(57), 1998, nr.1
- [Pro97_2] D.V. Prokhorov, D.C. Wunsch - "Adaptive Critic Design", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.8, no.5, Sept. 1997, pag.997-1007.
- [Ran96] D.K. Ranaweera, G. Karady, R.G. Farmer - "Effect of Probabilistic Inputs on Neural Network - Based Electric Load Forecasting", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.7, no.6, November 1996, pag.1528-1532.
- [Rov96] R. Rovatti, R. Guerrieri - "Fuzzy Sets of Rules for System Identification", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.4, no.2, May 1996.
- [Roy97] L. Roy, T.A. Mohammed - "Fast Super Decoupled State Estimator for Power Systems", IEEE Transaction on Power Systems, vol.12, no.4, Nov.1997, pag. 1597-1603.
- [Saa98] E.W.Saad, D.V.Prokhorov - "Comparative Study of Stock Trend Prediction Using Time Delay, Recurrent and Probabilistic Neural Networks, IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.6, November 1998, pag. 1456-1470.
- [Sab65] I.G.Sabac – “Matematici speciale”, Editura Didactica si Pedagogica”, Bucuresti, 1965
- [San92] D. Sangeorzan – “Regulatoare adaptive”, Editura Militara, Bucuresti, 1992
- [San92_1] R.M. Sanner, J.J.E. Slotine - "Gaussian Networks for Direct Adaptive Control", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.3, June 1992, pag.837-864.
- [Sar77] G.N.Saridis - "Self-Organizing Control of Stochastic Systems", Marcel Dekker, New York, 1977.
- [Sim89] V.Sima - "Tehnici de factorizare in algoritmii de conducere adaptiva" - A.M.C, vol.51, 1989.
- [Sod87_1] T. Soderstrom – “Model structure determination” in Encyclopedia of Systems and Control, Pergamon Press Elmsford, New York, 1987
- [Sod87_2] T. Soderstrom, P. Stoica – “System Identification.” Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1987
- [Son98] Songwu Lu, Tamer Basar - "Robust Nonlinear System Identification Using Neural-Networks Models", IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.3, March 1998, pag.407-430.
- [Sor82] C. Sora - "Bazele electrotehnicii", Editura Didactica si Pedagogica, Bucuresti, 1982.
- [Spo96] J.T.Spooner, K.M.Passino - "Stable Adaptive Control Using Fuzzy Systems and Neural Networks", IEEE Transaction on Fuzzy Systems, vol.4, no.3, Aug.1996, pag. 339-354
- [Str59] R.R. Storer - "Adaptive and Self-Optimizing Control System", IEEE Trans. on Automatic Control, vol.3, nr.1, 1959.
- [Sug83] M/ Sugeno, T. Takagi – “Multidimensional Fuzzy Reasoning”, Fuzzy Sets and Systems, no.9, pag.313-325.
- [Sun98] M.K. Sundareshan, T.A. Condercure - "Recurrent Neural-Network Training by a Learning Automaton Approach for Trajectory Learning and Control Systems, IEEE Transaction on Neural Networks, vol.9, no.3, May 1998, pag.354-369.
- [Tak85] T.Takagi, M.Sugeno - "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control", IEEE Transaction on Syst, Man, Cybern, vol.15, Jan.1985, pag. 116-132.

- [Tan91] H. Tanaka, H. Ishibuchi - "Identification of Possibilistic Linear Systems by Quadratic Membership Functions of Fuzzy Parameters", *Fuzzy Sets Systems*, vol.41,1991, pag. 145-160.
- [Ter80] M.Tertisco, P.Stoica - "Identificarea si Estimarea Parametrilor Sistemelor" - Editura Academiei, 1980.
- [Ter87] M.Tertisco, P.Stoica, Th.Popescu - "Identificarea asistata de calculator a sistemelor" - Editura Tehnica, 1987.
- [Thi97] G.Thimm, E. Fiesler - "High Order and Multilayer Perceptron Initialization", *IEEE Transaction on Neural Networks*, vol.8, no.2, March 1997, pag.349-359.
- [Tso94] A. Tsoi, A. Back - "Locally Recurrent Globally Feedforward Networks, a Critical Review of Architectures", *IEEE Transaction on Neural Networks*, vol.5, 1994, pag. 229-239.
- [Tsy71] Ya. Z.Tsytkin - "Adaptation and Learning in Automatic Systems, Academic Press, New York, 1971.
- [Tsy84] Ya. Z.Tsytkin - "Relay Control Systems", Cambridge U.K., University Press, 1984.
- [Unb80] H. Unbenhauen - "Methods and Applications in Adaptive Control", Springer Verlag, Berlin, 1980.
- [Val96] I. Valeriu, J.Boris, s.a. – "Programarea numerica", Editura Teora, Bucuresti, 1996
- [Vol97] C. Volosencu – "Reglare fuzzy si neuronală", Editura Eurobit, Timisoara, 1997.
- [Zad65] Lotfi A. Zadeh – "Fuzzy Sets", *Information and Control*, no.8.pag. 338-353.
- [Zad88] Lotfi A. Zadeh – " Fuzzy Logic", *IEEE Computer Magazine*, Apr.1988, pag.83-93
- [Zhe92] Zhen-Yu Zhao, M.Tomizuka, S.Sagara -"A Fuzzy Tuner for Fuzzy Logic Controllers", *ACC/TP3*, pag.2268-2272.
- [Zhi98] M. Zhihong, H.R.Wu, M. Paloniswami - "An Adaptive Tracking Controller Using Neural Networks for a Class of Nonlinear Systems", *IEEE Transaction on Neural Networks*, vol.9, no.5, Sept. 1998, pag.947-955.
- [Zim85] H.J. Zimmermann - "Fuzzy Set Theory and Its Applications", Kluwer-Nijhoff Publishing, 1985.
- [Wah86_1] B.Wahlberg - "On model reduction in system identification" - Proc.Americ. Control Conf. Seattle, Wash., 1986.
- [Wah86_2] B. Wahlberg, L.Ljung – "Design variables for bias distribution in transfer function estimation.", *IEEE Trans. Automatic Control*, vol.AC-31.pp. 134-144, 1986.
- [Wan95] L. Wang, R. Langari - "Building Sugeno-Type Models Using Fuzzy Descretization and Orthogonal Parameter Estimation Techniques", *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol.3, Nov.1995, pag. 454-458.
- [Wei98] Wei Li -"Design of a Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integral-Derivative Controller", *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol.6, no.4, Nov.1998, pag. 449-463.
- [Wel95] P.E.Wellstead, M.B. Zarrop – "Self-Tuning Systems –Control and Signal Processing", John Wiley & Sons Ltd., England 1991.
- [Wen98] C.Wen - "Robust Adaptive Control of Proper Systems", *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol.43, nr.11, Nov.1998, pag.1579-1583.
- [Wid85] B. Widrow, S. Stearns - "Adaptive Filters", Prentice Hall, 1985
- [Wit75] B.Wittenmark – "Stochastic Adaptive Control Methods – A Survey", *Int. Jurnal Control*, vol.21, no.5, 1975.
- [Yi98] S.Y.Yi, M.J. Chung -"Robustness of Fuzzy Logic Control for an Uncertain Dynamic System", *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol.6, no.2, May.1998, pag. 216-225.
- [Yoo98] B.Yoo, W.Ham - "Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control of Nonlinear System", *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, vol.6, no.2, May.1998, pag. 315-320.